

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรีโพนันซ์แบบขนานด้านแรงดันไปฟีดเชื่อมโยง  
ในระบบแรงดันต่ำสำหรับมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วยอินเวอร์เตอร์แบบคลื่นมุมเดอร์ทระนาบ  
ANALYSIS AND DESIGN OF A PARALLEL RESONANT DC-LINK  
CIRCUIT FOR  $\phi$  PWM INVERTER FED INDUCTION MOTORS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาของนายชัยทัตต์ มณีรินทร์ ศึกษานิพนธ์วิทยาศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า  
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2544  
ISBN 974-646-829-3

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยง  
กระแสตรง สำหรับสามเฟส พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ANALYSIS AND DESIGN OF A PARALLEL RESONANT DC - LINK  
CIRCUIT FOR 3  $\Phi$  PWM INVERTER FED INDUCTION MOTORS



ชัยทัต มณีอินทร์

CHAITOUCH MANEE-IN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2544

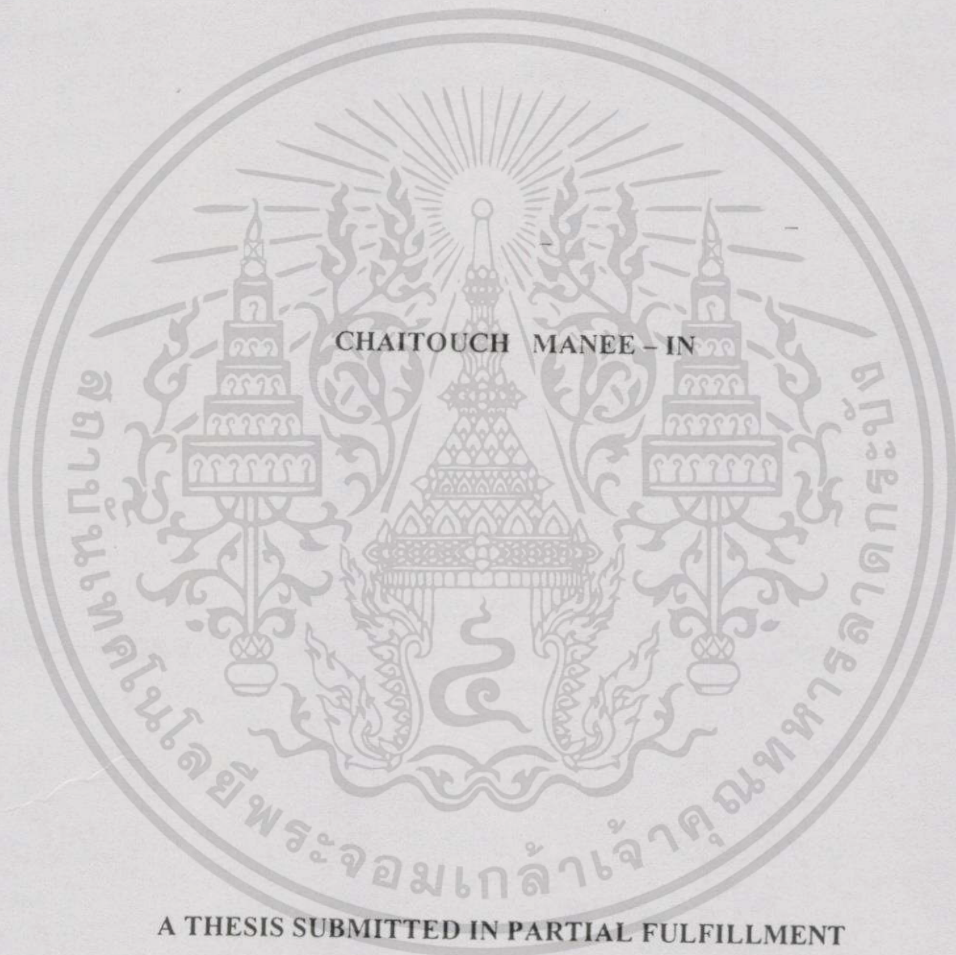
ISBN 974 - 648 - 329 - 3

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 40001  
วัน, เดือน, ปี 20 ก.ค. 2544

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ANALYSIS AND DESIGN OF A PARALLEL RESONANT DC - LINK  
CIRCUIT FOR 3  $\Phi$  PWM INVERTER FED INDUCTION MOTORS**



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

**2001**

**ISBN 974 - 648 - 329 - 3**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2001**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**บัณฑิตวิทยาลัย**  
**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**  
**ใบรับรองวิทยานิพนธ์**

**หัวข้อวิทยานิพนธ์**      การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้า  
 เชื่อมโยงกระแสตรงสำหรับสามเฟส พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ขับเคลื่อน  
 มอเตอร์เหนี่ยวนำ  
 ANALYSIS AND DESIGN OF A PARALLEL RESONANT DC LINK  
 CIRCUIT FOR 3 $\phi$  PWM INVERTER FED INDUCTION MOTORS

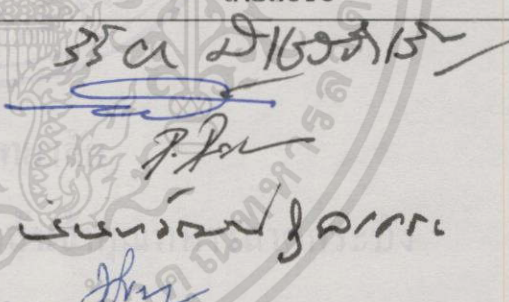
**ชื่อนักศึกษา**            นายชัยทัต      มณีอินทร์

**รหัสประจำตัว**            41061001

**ปริญญา**                    วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

**สาขาวิชา**                วิศวกรรมไฟฟ้า

**อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์**    ผศ.ดร.วิจิตร                    กิณเรศ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิริยะ            พิเชฐจำเริญ	
ผศ.พิชิต                ถ้ายอง	
ผศ.ประภาส            ไพรสวรรณา	
ดร.นนทวัฒน์        จุลเดชะ	
ผศ.ดร.วิจิตร            กิณเรศ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 22 พฤษภาคม 2544 เวลา 13.00 – 14.00 น.

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

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว  
  
 (รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัครุ)  
 คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๑๑.....เดือน.....มิถุนายน.....พ.ศ. ๒๕๔๔.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรงสำหรับ สามเฟส พี คับลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

นักศึกษา

นายชัยทัต มณีอินทร์

รหัสประจำตัว

41061001

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2544

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอ การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง เพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับ สามเฟส พี คับลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ วงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรงนี้ มีหลักการที่ทำให้อินเวอร์เตอร์ที่ทำงานแบบฮาร์ดสวิดซิ่ง หรือแบบที่นิยมใช้งานกันอยู่ทั่วไป เปลี่ยนการทำงานเป็นแบบซอฟท์สวิดซิ่ง วงจรรีโซแนนซ์ดังกล่าวจะต่ออยู่ระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงกับวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อทำหน้าที่บังคับแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงให้เป็นศูนย์เมื่ออุปกรณ์สวิดซิ่งตัวใดก็ตามในอินเวอร์เตอร์ต้องการเปลี่ยนสถานะการทำงานทุกครั้ง ซึ่งลักษณะการเปลี่ยนสถานะทำงานเช่นนี้เป็นแบบการสวิดซิ่งที่แรงดันศูนย์ ดังนั้นจึงจำกัดและข้อเสียที่เกิดขึ้นกับอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิดซิ่งที่ความถี่สวิดซิ่งสูง ได้แก่ การสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิดซิ่ง และค่าความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้าจะถูกทำให้ลดลง ส่งผลให้ความน่าเชื่อถือ ประสิทธิภาพ และความไว้วางใจในการทำงานของอินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้นได้ ในตอนแรกได้ทำการศึกษา และวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจร ตลอดจนคุณสมบัติการทำงานต่างๆ เพื่อใช้พิจารณาออกแบบและมีการสร้างระบบควบคุมการทำงานและวงจรกำลังหลัก นอกจากนี้มีการจำลองการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบโดยคอมพิวเตอร์ เพื่อตรวจสอบการทำงานกับวงจรจริง สำหรับสามเฟส พี คับลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่สร้างขึ้น ได้ใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิดซิ่ง และใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ควบคุมสร้างพี คับลิว เอ็ม ชนิดอะซิงโครนัสเฟสเวกเตอร์ ด้วยความถี่สวิดซิ่ง 5 kHz

ในวิทยานิพนธ์นี้จะมีการทดสอบการทำงานของวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง เพื่อตรวจสอบการทำงานให้ถูกต้องเป็นตามที่ได้มีการวิเคราะห์และออกแบบไว้แล้ว ในตอนท้ายได้นำเครื่องต้นแบบไปทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่สภาวะโหลด

ต่าง ๆ เพื่อทดสอบหาค่าประสิทธิภาพ และค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในส่วนต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์ ได้มีการเปรียบเทียบกันกับการทำงานแบบฮาร์ดสวิดจิ่ง ซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรมอเตอร์อยู่ด้วย นอกจากนี้ได้ทดสอบหาคุณสมบัติการทำงานต่าง ๆ ของระบบขับเคลื่อน เช่น ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและทอร์คของมอเตอร์ อัตราส่วนของโวลต์ต่อความถี่มูลฐานทางด้านเอาต์พุต ผลของกระแสและแรงดันเอาต์พุต และอื่นๆ เป็นต้น เพื่อยืนยันว่าวงจรที่ได้ออกแบบทำงานได้ถูกต้องตรงกับผลทางทฤษฎี ซึ่งปรากฏผลเป็นที่น่าพอใจ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	Analysis and Design of A Parallel Resonant DC - Link circuit for 3 $\Phi$ PWM Inverter fed Induction Motors
<b>Student</b>	Mr. Chaitouch Manee – in
<b>Student ID.</b>	41061001
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2001
<b>Thesis Advisor</b>	Asst. Prof. Dr. Vijit Kinnares

## ABSTRACT

The thesis presents the analysis and design of a circuit of parallel resonant dc link voltage for applications of 3 phase PWM inverter fed induction motors. This circuit changes inverter operation from hard switching mode or conventional technique into soft switching mode. Such resonant circuit is included between a dc link source and an inverter circuit in order to enable dc link voltage to be zero when any switching devices in an inverter circuit are active. This change of operation status is zero voltage switching. As a consequence, limitation and disadvantages for hard switching techniques with high frequency such as switching losses, voltage and current stress are reduced. These benefits result in increased efficiency and reliability of inverter. Firstly, study and analysis of circuit operation and characteristics are given for considering a design of circuit. Then, the control circuit and main power circuit have been constructed. In addition, simulation of circuit operation has been made to verify the actual circuit. Three - phase PWM voltage source inverter using IGBTs as switching devices based on microcontroller MCS 51 is implemented. An asynchronous space vector PWM technique with switching frequency of 5 kHz is employed.

In this thesis, testing of the proposed resonant dc link circuit has been made in order to verify the correct operation. In the final section, a prototype of this system has been tested for evaluating efficiency, performance and losses of the inverter. A comparison of performance between hard switching with snubber circuit and soft switching techniques is given. In addition, drive system characteristics are investigated such as torque – speed curve characteristics, ratio of fundamental voltage to frequency, output current and voltage waveforms etc., in order to verify correct operations of the designed circuit in accordance with theory. The results appear satisfactory.

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ผศ. ดร. วิจิตร กิณเรศ เป็นอย่างสูงที่ได้ให้ความรู้ ให้คำปรึกษาแนะนำความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ เกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์นี้มาโดยตลอด ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง รวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่ให้ความอนุเคราะห์เกี่ยวกับเครื่องมือวัดและทดสอบกำลังงานไฟฟ้าสามเฟสในการทำวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่เป็นผู้ให้กำลังใจในการศึกษาเล่าเรียน และเป็นผู้สนับสนุนให้ทุกสิ่งทุกอย่างมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ เพื่อนนักศึกษาและน้องๆ ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือ และคอยให้กำลังใจมาโดยตลอด

คุณค่าและประโยชน์ที่พึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ บิดา มารดา คุณครูบา อาจารย์ และผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชัยทัต มณีอินทร์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	III
กิตติกรรมประกาศ.....	IV
สารบัญ.....	V
สารบัญตาราง.....	IX
สารบัญภาพ.....	X
คำย่อและสัญลักษณ์.....	XV
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 วิธีการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	4
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	4
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย.....	5
บทที่ 2 พื้นฐานเกี่ยวกับฮาร์ดสวิตชิงและซอฟต์แวร์สวิตชิงอินเวอร์เตอร์.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 ความหมายของอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานแบบฮาร์ดสวิตชิง.....	7
2.3 ความหมายของการสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตชิง.....	10
2.3.1 การสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิง.....	10
2.3.2 การสูญเสียอันเนื่องมาจากการนำกระแส.....	12
2.4 ความหมายของความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า.....	13
2.5 ความหมายของอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานเป็นแบบซอฟต์แวร์สวิตชิง.....	16
2.6 สรุป.....	18
บทที่ 3 ประเภทของอินเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตชิง.....	19
3.1 บทนำ.....	19
3.2 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโชนานซ์ด้านโหลด.....	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.1 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม โหลดขนาน.....	20
3.2.2 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน โหลดอนุกรม.....	21
3.3 อินเวอร์เตอร์แบบทรานซิทชั่น.....	22
3.3.1 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบโพล.....	23
3.3.2 Resonant Snubber Based Inverter.....	24
3.4 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์ด้านแรงดันเชื่อมโยง.....	25
3.4.1 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์ด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงแบบสลับ.....	25
3.4.2 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์ด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง.....	27
3.5 สรุป.....	32
บทที่ 4 การวิเคราะห์หลักการทำงานและออกแบบวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้าน แรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง.....	34
4.1 บทนำ.....	34
4.2 ตัวอย่างวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง แบบต่างๆ ที่ใช้ใน พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์.....	34
4.2.1 วงจร PRDCL ที่นำเสนอโดย Deepakraj M. Divan.....	35
4.2.2 วงจร PRDCL ที่นำเสนอโดย Deepakraj M. Divan และ คณะ.....	35
4.2.3 วงจร PRDCL ที่นำเสนอโดย Luigi Malesani และคณะ.....	36
4.2.4 วงจร PRDCL ที่นำเสนอโดย Jin He และ คณะ.....	38
4.3 วงจร PRDCL ที่นำเสนอ.....	40
4.4 การทำงานของวงจร PRDCL.....	40
4.4.1 การวิเคราะห์หลักการทำงาน.....	40
4.4.2 การวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงในวงจร PRDCL.....	51
4.5 การออกแบบวงจร PRDCL.....	52
4.5.1 การพิจารณาเพื่อการออกแบบ.....	52
4.5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่รีโซแนนซ์กับความถี่สวิตชิง.....	53
4.5.3 การพิจารณาค่าตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์ $C_r$ และตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์ $L_r$ .....	54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

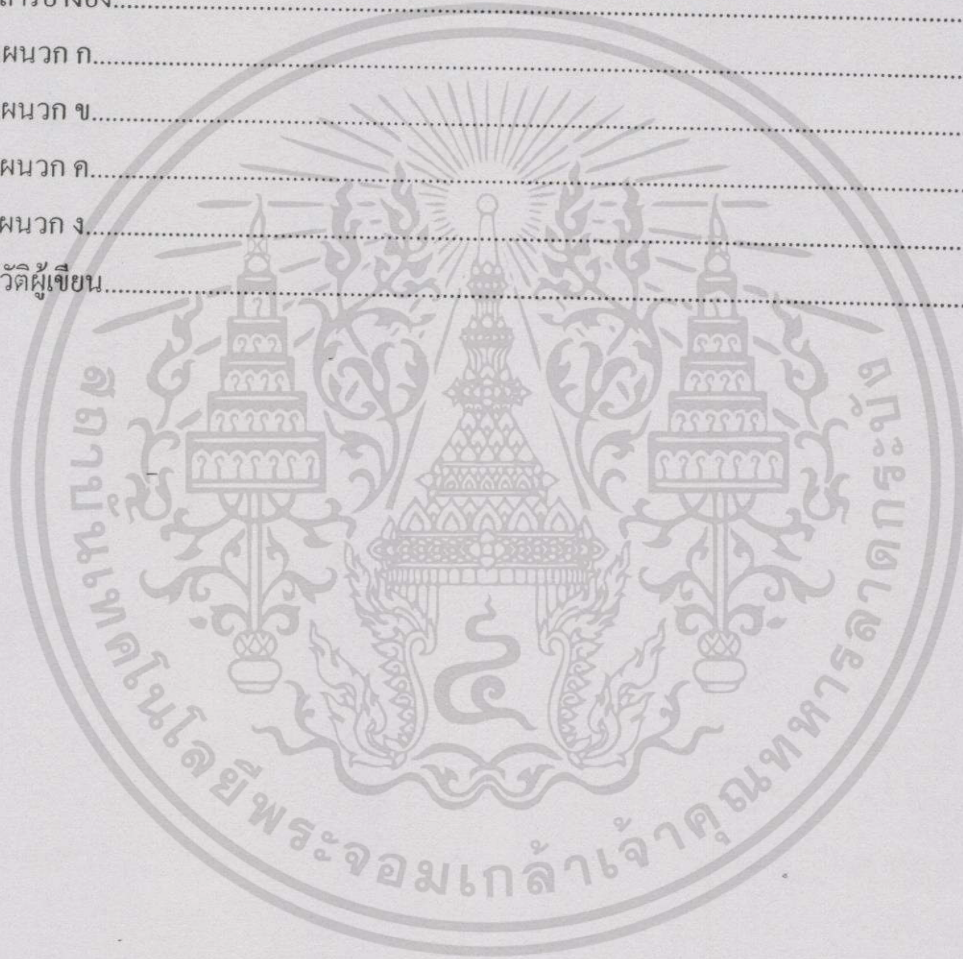
	หน้า
4.5.4 ตัวอย่างการออกแบบ.....	55
4.6 การจำลองการทำงานของวงจรด้วยคอมพิวเตอร์.....	56
4.6.1 การจำลองเพื่อตรวจสอบการทำงานขั้นต้น.....	56
4.6.2 ผลการจำลองเมื่อทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์.....	58
4.7 สรุป.....	63
บทที่ 5 ทฤษฎีและการสร้าง พี ดับบลิว เอ็ม.....	64
5.1 บทนำ.....	64
5.2 เทคนิค พี ดับบลิว เอ็ม แบบต่างๆ.....	64
5.2.1 เทคนิค Natural Sampling (NS).....	64
5.2.2 เทคนิค Regular Sampling (RS).....	65
5.2.3 เทคนิค Optimised PWM.....	67
5.2.4 เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์.....	67
5.3 การออกแบบส่วน ไมโครคอนโทรลเลอร์.....	71
5.3.1 การออกแบบวงจรอินเตอร์เฟสของการสร้าง พี ดับบลิว เอ็ม สามเฟส.....	72
5.3.2 การออกแบบโปรแกรมควบคุม ไมโครคอนโทรลเลอร์.....	75
5.3.3 ผลการทดลอง.....	77
5.4 สรุป.....	81
บทที่ 6 วงจรกำลัง และวงจรควบคุมการทำงานของวงจร PRDCL สำหรับ สามเฟส พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์.....	82
6.1 บทนำ.....	82
6.2 ระบบวงจรกำลังที่ออกแบบและสร้างขึ้น.....	82
6.2.1 วงจรส่วนแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง.....	84
6.2.2 วงจรส่วนกรองแรงดันให้เรียบ.....	84
6.2.3 วงจรกำลัง PRDCL .....	84
6.2.4 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	85
6.3 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมสำหรับวงจร PRDCL.....	85

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.3.1 วงจรตรวจจับแรงดัน.....	86
6.3.2 วงจรตรวจจับกระแส.....	87
6.3.3 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม $S_u$ .....	87
6.3.4 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม $S_o$ และ $S_c$ .....	89
6.3.5 วงจรทำนายกระแสไหลเข้าอินเวอร์เตอร์ $I_{ox}$ และ $I_o$ .....	91
6.3.6 วงจรคำนวณกระแสเริ่มต้น $I_r$ .....	93
6.4 วงจรเคดใหม่.....	95
6.5 วงจรขั้วนำเกท.....	97
6.6 วงจรป้องกัน.....	98
6.7 วงจรสับเบอรี่.....	98
6.7.1 หลักการทำงาน.....	99
6.7.2 ตัวอย่างการออกแบบ.....	102
6.8 ชิ้นงานวิทยานิพนธ์.....	104
6.9 สรุป.....	107
บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลองวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้า เชื่อมโยงกระแสตรงสำหรับ พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ เพื่อการขับเคลื่อน มอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	108
7.1 ผลตรวจสอบการทำงานวงจร PRDCL.....	109
7.2 ผลการประเมินค่าการสูญเสียและประสิทธิภาพ.....	115
7.3 ผลการทดสอบคุณสมบัติของอัตราส่วนแรงดันมาตรฐานและความถี่ทางด้าน เอาต์พุทของ PRDCL อินเวอร์เตอร์.....	118
7.4 ผลการทดสอบคุณสมบัติ speed – torque curve ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	118
7.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของมอเตอร์เมื่อใช้ PRDCL อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนที่ ความถี่ต่าง ๆ .....	120

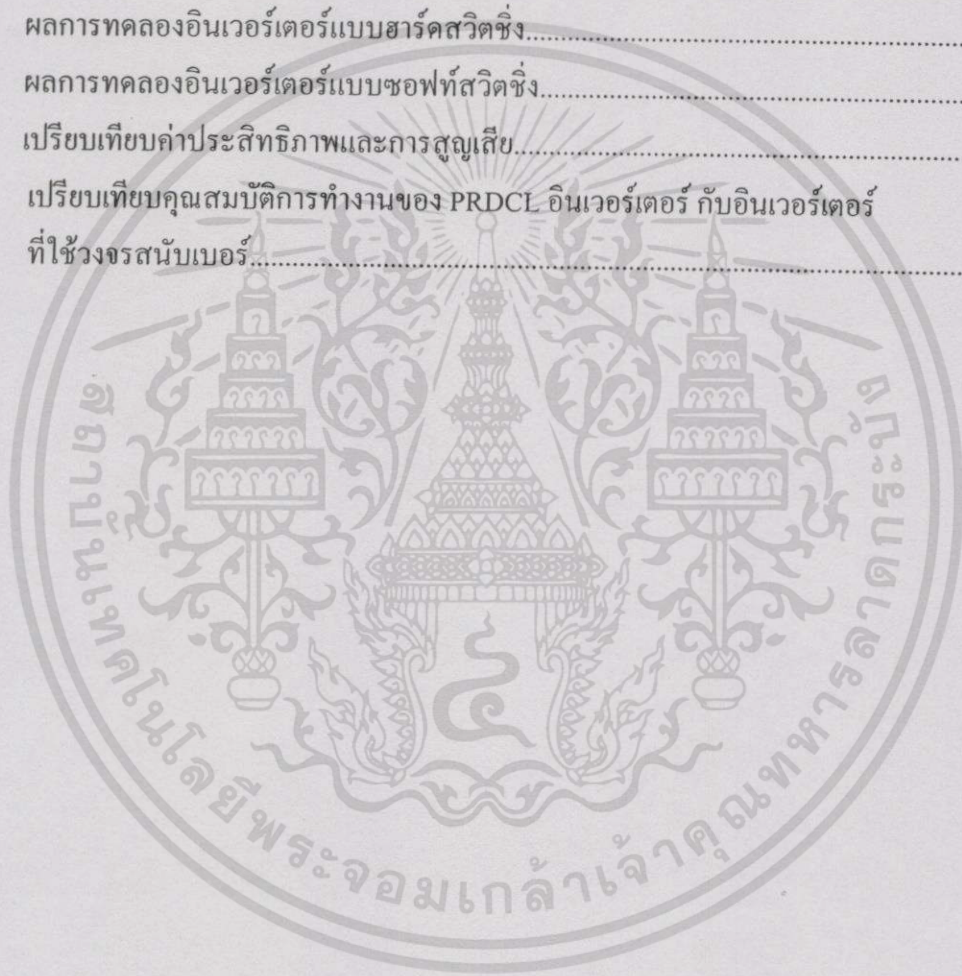
## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 8 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง.....	126
8.1 วิจารณ์ผลการทดลอง.....	126
8.2 สรุป.....	128
8.3 ข้อควรปรับปรุงและเสนอแนะ.....	128
เอกสารอ้างอิง.....	130
ภาคผนวก ก.....	133
ภาคผนวก ข.....	139
ภาคผนวก ค.....	148
ภาคผนวก ง.....	150
ประวัติผู้เขียน.....	162



# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 คุณสมบัติการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์แต่ละตัว.....	52
4.2 แรงดันและกระแสสูงสุดของอุปกรณ์สวิตซ์แต่ละตัวที่วงจร PRDCL.....	52
5.1 ตารางข้อมูลที่จัดเก็บไว้ในหน่วยความจำ.....	75
6.1 กระแส $I_{ox}$ และ $I_o$ ตามการเปลี่ยนสถานะการสวิตซ์.....	91
7.1 ผลการทดลองอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตซ์.....	115
7.2 ผลการทดลองอินเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตซ์.....	116
7.3 เปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพและการสูญเสีย.....	116
8.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติการทำงานของ PRDCL อินเวอร์เตอร์ กับอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้วงจรสับเบอร์.....	126



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ระบบอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน.....	7
2.2 ระบบอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายกระแส.....	8
2.3 คุณสมบัติของการสวิตชิงและค่าการสูญเสียที่ตัวอุปกรณ์สวิตชิง.....	13
2.4 กราฟพื้นที่ทำงานและทางโคจรของการสวิตชิงที่ปลอดภัย.....	14
2.5 การเกิดความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ตัวอุปกรณ์สวิตชิง.....	15
2.6 กราฟพื้นที่ทำงานปลอดภัยและทางเดินการสวิตชิงแบบซอฟท์สวิตชิง.....	17
3.1 ผังโครงสร้างในการจัดประเภทอินเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตชิง.....	19
3.2 ตัวอย่างอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม โทลคขนาน.....	21
3.3 ตัวอย่างอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน โทลคอนุกรม.....	22
3.4 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ RPI .....	23
3.5 วงจร Resonant Snubber – Based Inverter.....	25
3.6 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมด้านแรงดัน ไฟฟ้าเชื่อมโยงแบบสลับ.....	26
3.7 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดัน ไฟฟ้าเชื่อมโยงแบบสลับ.....	27
3.8 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดัน ไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง.....	29
3.9 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมด้านแรงดัน ไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง.....	31
4.1 วงจร PRDCL ที่นำเสนอ โดย Deepakraj M. Divan และ คณะ.....	35
4.2 วงจร PRDCL ที่นำเสนอ โดย Luigi Malesani และคณะ.....	36
4.3 วงจร PRDCL ที่นำเสนอ โดย Jin He และ คณะ.....	39
4.4 วงจร PRDCL ที่นำเสนอต่ออยู่กับ พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์.....	40
4.5 วงจรสมมูลย์ของวงจร PRDCL.....	41
4.6 การทำงานของวงจรในโหมด 0.....	42
4.7 การทำงานของวงจรในโหมด 1.....	43
4.8 การทำงานของวงจรในโหมด 2.....	45
4.9 การทำงานของวงจรในโหมด 3.....	47
4.10 การทำงานของวงจรในโหมด 4.....	48
4.11 การทำงานของวงจรในโหมด 5.....	50
4.12 ไคอะแกรมเวลาทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงและไดโอดแต่ละตัว.....	51
4.13 รูปคลื่นต่างๆ ที่สอดคล้องกับการทำงานของวงจรจากการจำลองการทำงาน.....	57

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 ผลการจำลองความสัมพันธ์ระหว่างการสวิตซ์กับแรงดัน $V_{Cr}$ และกระแส $I_{Lr}$ ที่ความถี่ 50Hz .....	58
4.15 รูปคลื่นในส่วนต่างๆ ของวงจร PRDCL ที่จำแนกตามโหมดทำงาน จากการจำลอง.....	59
4.16 ผลการจำลองภายใต้การทำงานที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50 Hz.....	60
4.17 ผลการจำลองภายใต้การทำงานที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 40 Hz.....	61
4.18 ผลการจำลองภายใต้การทำงานที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 60 Hz.....	62
5.1 หลักการเทคนิค Natural Sampling.....	65
5.2 หลักการสร้างเทคนิค Regular Sampling.....	66
5.3 ความสัมพันธ์ของความสัมพันธ์ของสภาวะการสวิตซ์ เวกเตอร์แรงดัน และโพลาร์ โคออดิเนท โดยที่สภาวะการสวิตซ์ในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์จะถูกกำหนดเป็น 1 (High) และ 0 (Low).....	68
5.4 รูปแบบสภาวะการสวิตซ์ของ SVM ในเซกเตอร์ 1.....	69
5.5 ส่วนประกอบของแรงดันสเปซเวกเตอร์ต่อเฟส.....	70
5.6 รูปคลื่นแรงดันสเปซเวกเตอร์ทั้งสามเฟส.....	71
5.7 วงจรอินเตอร์เฟสของการสร้างรูปคลื่น พี ดับบลิว เอ็ม สามเฟส.....	72
5.8 ลักษณะรูปคลื่นที่จุดต่างๆ ที่สอดคล้องกับการทำงานของวงจรอินเตอร์เฟส.....	74
5.9 ลำดับการไหลข้อมูลจากตารางต่างๆ ให้กับ PIT 8253.....	75
5.10 โพลาร์ชาร์ทขั้นตอนการสร้าง พี ดับบลิว เอ็ม.....	76
5.11 รูปคลื่นสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม เฟส A,B และ C จากการทดลอง.....	77
5.12 รูปคลื่น PWM เมื่อใช้ RC ฟิลเตอร์สัญญาณเอาต์พุต.....	77
5.13 แรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 50Hz , m = 1.....	78
5.14 แรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 40 Hz , m = 0.8.....	78
5.15 แรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 25 Hz , m = 0.5.....	79
5.16 แรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 55 Hz , m = 1.1.....	80
5.17 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันมูลฐานและความถี่อินเวอร์เตอร์.....	80
6.1 วงจรของระบบอินเวอร์เตอร์และระบบวงจร PRDCL.....	82
6.2 รูปคลื่นสัญญาณตามส่วนต่าง ๆ ที่สอดคล้องกับการทำงานของวงจรรูปที่ 6.1.....	83

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.3 วงจรตรวจจับแรงดัน $V_S$ และ $V_{Cr}$ .....	86
6.4 วงจร LEM สำหรับตรวจจับกระแส.....	87
6.5 โค้ดอะแกรมเวลาการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์วงจร PRDCL.....	87
6.6 วงจรควบคุม $S_a$ .....	88
6.7 วงจรส่วนสร้างสัญญาณควบคุม $S_b$ และ $S_c$ .....	90
6.8 หลักการสร้างสัญญาณควบคุม $S_b$ และ $S_c$ .....	90
6.9 วงจรส่วนทำนายกระแส $I_{Ox}$ และ $I_o$ .....	91
6.10 รูปคลื่นกระแส $I_{Ox}$ และ $I_o$ ที่สร้างขึ้นจริง.....	92
6.11 วงจรสร้างกระแสอ้างอิง $I_r$ .....	93
6.12 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรจริง.....	94
6.13 หลักการสร้างวงจรเคไทม์.....	96
6.14 วงจรเคไทม์ควบคุมไอจีบีที 1 กิ่งและรูปคลื่นแสดงการทำงานจริง.....	96
6.15 วงจรขั้วเกท 1 ชุดที่ออกแบบและรูปคลื่นแสดงการทำงานจริง.....	97
6.16 วงจรควบคุมป้องกันวงจรกำลัง.....	98
6.17 วงจรสับเบอร์แบบต่าง ๆ.....	99
6.18 รูปคลื่นการทำงานของวงจรสับเบอร์.....	100
6.19 ผลการทดลองวงจรสับเบอร์ที่ออกแบบ.....	104
6.20 แผ่นปรินต์วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์และวงจร PRDCL ที่บรรจุอยู่ในกล่อง.....	105
6.21 วงจรสับเบอร์ที่ติดต่อกับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตซ์ซึ่งพร้อมวงจรถับเกท.....	106
6.22 วงจรกำลังของ PRDCL พร้อมวงจรถับเกท.....	106
6.23 เครื่องต้นแบบชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	107
7.1 วงจรการทดลองและเครื่องมือที่ใช้ในการวัด.....	108
7.2 รูปคลื่นแรงดัน $V_{Cr}$ และกระแส $I_{Lr}$ .....	109
7.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของ $S_a$ .....	110
7.4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของ $S_b$ และ $S_c$ .....	111
7.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของ $D_b$ และ $D_c$ .....	111
7.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของ $L_r$ .....	112
7.7 การเทอร์นออนและเทอร์นออฟของ $S_a$ ภายใต้สภาวะแรงดันศูนย์.....	112

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.8 การเทอร์นออนของ $S_o$ และ $S_c$ ภายใต้สภาวะกระแสศูนย์.....	113
7.9 การเทอร์นออฟของ $S_o$ และ $S_c$ ภายใต้สภาวะแรงดันศูนย์.....	113
7.10 แรงดัน $V_{CE}$ และกระแส $I_c$ ที่ IGBT ขณะเทอร์นออนและเทอร์นออฟ สำหรับ อินเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคการสวิตช์แบบฮาร์ด และซอฟท์.....	114
7.11 กราฟการเปรียบเทียบประสิทธิภาพ.....	117
7.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันมูลฐานกับความถี่อินเวอร์เตอร์.....	118
7.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างทอร์กกับความเร็วของมอเตอร์เมื่อ $f_o = 25$ Hz.....	119
7.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างทอร์กกับความเร็วของมอเตอร์เมื่อ $f_o = 40$ Hz.....	119
7.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างทอร์กกับความเร็วของมอเตอร์เมื่อ $f_o = 50$ Hz.....	120
7.16 แรงดันและกระแสเอาต์พุตขณะขับเคลื่อนที่ความถี่ 25 Hz.....	121
7.17 แรงดันและกระแสเอาต์พุตขณะขับเคลื่อนที่ความถี่ 40 Hz.....	122
7.18 แรงดันและกระแสเอาต์พุตขณะขับเคลื่อนที่ความถี่ 50 Hz.....	123
7.19 แรงดันและกระแสเอาต์พุตขณะขับเคลื่อนที่ความถี่ 55 Hz.....	124
7.20 กระแสไหลลดขณะเปลี่ยนความถี่จาก 50 Hz เป็น 40 Hz.....	125
ค.1 เครื่องมือวัดกำลังงานไฟฟ้าสามเฟสเอาต์พุต.....	148
ค.2 เครื่องมือวัดโวลท์-แอมป์ ด้านอินพุต.....	149

## คำย่อและสัญลักษณ์

$C_r$	คือ ตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์
$L_r$	คือ ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์
$I_o$	คือ กระแสโหลด เมื่อพิจารณาในช่วงเวลาสั้นๆขณะที่เกิดรีโซแนนซ์
$I_{ox}$	คือ กระแสโหลด เมื่อพิจารณาในขณะที่มีการสับเปลี่ยนการสวิตซ์ซึ่งถัดไป
$\omega_r$	คือ ความถี่รีโซแนนซ์ มีหน่วยเป็น เรเดียน
$Z_r$	คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรรีโซแนนซ์ มีหน่วยเป็น โอห์ม
$V_{Cr}$	คือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์
$I_{Lr}$	คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์
$V_s, V_d$	คือ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง
$V_{CE}$	คือ แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์
$I_C$	คือ กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตซ์
$V_{AB}$	คือ แรงดันระหว่างไลน์ที่โหลด
$i_a, i_b, i_c$	คือ กระแสไลน์ที่ไหลผ่านโหลด
$f_s$	คือ ความถี่สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ มีหน่วยเป็น เฮิรตซ์
$f$	คือ ความถี่หลักของอินเวอร์เตอร์ มีหน่วยเป็น เฮิรตซ์
$f_b$	คือ ความถี่กำหนดของอินเวอร์เตอร์ มีหน่วยเป็น เฮิรตซ์
$\gamma$	คือ มุมระหว่างแรงดันแวกเตอร์อ้างอิงกับแรงดันแวกเตอร์ทำงาน
$B_m$	คือ ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก มีหน่วยเป็น เทสลา
$A$	คือ พื้นที่หน้าตัดแกนกลางของแกนเหล็ก มีหน่วยเป็น ตารางเมตร
$D_1, D_2, \dots, D_n, D_o, \dots, D_n$	คือ ไดโอด
$S_1, S_2, \dots, S_n, S_o, \dots, S_n$	คือ อุปกรณ์สวิตซ์

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการพัฒนาและวิจัยเกี่ยวกับสแตติกอินเวอร์เตอร์ (Static inverter) เพื่อใช้งานทางด้าน การขับเคลื่อนในทางอุตสาหกรรมเป็นไปอย่างต่อเนื่องและกว้างขวาง ทั้งนี้เพราะการควบคุมความเร็วรอบของ เอ ซี แมชชีน โดยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่ของแหล่งจ่ายไฟจะเหมาะสมมากกว่าวิธีการอย่างอื่น เช่น การเปลี่ยนขั้วของขดลวดสเตเตอร์ (pole – changing) การควบคุมแรงดันที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ (stator voltage control) นอกจากนี้งานทางด้าน การขับเคลื่อนทางอุตสาหกรรมได้นิยมใช้ เอ ซี แมชชีน มากกว่า ดี ซี แมชชีน เพราะ เอ ซี แมชชีน มีโครงสร้างที่แข็งแรงทนทานมากกว่า ราคาไม่แพง มีประสิทธิภาพสูงมากกว่า ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับคอมมิวเตเตอร์ ทำให้มีการบำรุงรักษาไม่บ่อยครั้ง ฯลฯ [1] แต่อย่างไรก็ตามราคาของระบบควบคุมการขับเคลื่อน เอ ซี (AC drive) ยังสูงกว่าระบบการขับเคลื่อน ดี ซี (DC drive) รวมทั้งการควบคุม AC drive ซับซ้อนและยุ่งยากมากกว่าเพื่อที่จะให้ได้สมรรถนะที่ดีกว่า สำหรับระบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อน เอ ซี แมชชีน โดยทั่วไปใช้เป็น อินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน เนื่องจากมีโครงสร้างง่าย และมีความเหมาะสมกับการใช้งานมากกว่าคอนเวอร์เตอร์ชนิดอื่นๆ และเทคนิคการสร้างแพทเทิร์นสวิตซิ่ง เพื่อใช้ควบคุมอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ ส่วนใหญ่นิยมใช้เทคนิค แบบ พี ดับบลิว เอ็ม (Pulse Width Modulation : PWM) เนื่องจากเทคนิคนี้มีค่ากระแสฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้นน้อย มีผลทำให้การสูญเสียในเครื่องจักรลดลง แรงบิดสตาตร์ทสูง และมีปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิด (torque pulsation) น้อยลง ดังนั้นการปรับปรุงเทคนิค พี ดับบลิว เอ็ม สามารถพิจารณา และกระทำได้เพื่อลดปัญหาดังกล่าว

เทคนิค พี ดับบลิว เอ็ม จึงเป็นหัวข้อที่ได้มีการศึกษา วิจัย และปรับปรุงมาช้านาน ซึ่งอาจเป็นเทคนิควงจรทางด้านอนาล็อก หรือเทคนิคทางด้านดิจิทัลที่ประยุกต์ใช้ไมโครโปรเซสเซอร์มาแทนวงจรควบคุม วิธีการเหล่านี้มีวัตถุประสงค์หลักคือ เพื่อให้มีการควบคุมความถี่ได้ง่าย มีเสถียรภาพ และความไว้วางใจสูงขึ้น นอกจากนี้ยังพบว่า การสร้างให้สัญญาณควบคุม พี ดับบลิว เอ็ม มีความถี่สูงขึ้นจะให้ผลดีกับการทำงานของแมชชีน ในหลาย ๆ ด้าน เช่น ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในเครื่องจักรอันเนื่องมาจากกระแสฮาร์โมนิกส์จะมีค่าต่ำลง เพราะกระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากแรงดันที่เป็นรูปคลื่น พี ดับบลิว เอ็ม จะถูกกำจัดลงด้วยค่าลิกเกจรีแอคแตนซ์ของเครื่องจักรเองได้ง่ายขึ้น และกระแสที่ฮาร์โมนิกส์ต่ำนี้จะทำให้ปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิดลดลงด้วย รวมทั้งลด Acoustic noise และ EMI ที่เกิดในแมชชีนด้วย แต่ความสำคัญในการเพิ่มความถี่สวิตซิ่งให้สูงได้นั้น ยังคงมีขีดจำกัด ต้องพิจารณาจากปัจจัยต่างๆ เช่น คุณสมบัติการทำงานของอุปกรณ์สวิตซิ่งที่ต้องมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความไวเพียงพอกับการทำงาน มีค่าเวลาเทอร์นออฟที่สั้นเพื่อต้องการให้ค่าเคดไทม์ต่ำ มิฉะนั้นแล้วจะส่งผลให้รูปคลื่น พี คับบลิว เอ็ม เอาท์พุทมีคุณภาพไม่ดี ในอดีตอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งที่มีการทำงานตามคุณสมบัตินี้ จะจัดหามาใช้งานยาก และมีราคาค่อนข้างแพง แต่ในปัจจุบันความเจริญก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยี และการพัฒนา ปรับปรุงคุณสมบัติการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเป็นไปอย่างต่อเนื่อง ทำให้สามารถผลิตอุปกรณ์นี้ได้ง่ายและมีประสิทธิภาพในการทำงานสูงขึ้น เช่น มีความเร็วในการทำงานสูง ขนาดกำลังสูง และง่ายในการควบคุมให้ทำงานได้ตามต้องการ ขณะนี้ อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งมีใช้งานทางอุตสาหกรรม ได้แก่ ไอจีบีที ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ หรือ เพาเวอร์มอดเฟท เป็นต้น โดยอุปกรณ์เหล่านี้สามารถรองรับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในแพทเทอร์นสวิตซ์แบบ พี คับบลิว เอ็ม ความถี่สูงได้เป็นอย่างดี

ปัจจัยสำคัญอีกประการหนึ่งที่ต้องนำมาพิจารณาคือ การสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ ปกติแล้วการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ สามารถแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนแรกเป็นการสูญเสียขณะนำกระแส (Conduction losses) ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสไหลกลับแรงดันที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิตซ์ และส่วนที่สองเป็นการสูญเสียขณะมีการสับเปลี่ยนสถานะทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ (Switching losses) ทั้งช่วงขณะเทอร์นออนและเทอร์นออฟ กล่าวได้ว่าการสูญเสียนี้จะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับจำนวนครั้งของการสับเปลี่ยนสถานะตามสัญญาณควบคุม ผลที่เกิดขึ้นจึงสอดคล้องกับการเพิ่มขึ้นของความถี่สวิตซ์โดยตรง และเป็นข้อจำกัดสำหรับการเพิ่มความถี่สวิตซ์ให้สูงขึ้นด้วย

นอกจากนี้ความไม่เหมาะสมในลักษณะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ก็เป็นสาเหตุหนึ่ง ที่จำกัดการทำงานที่ความถี่สวิตซ์สูงด้วย โดยทั่วไปวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้งานจะมีการทำงานเป็นแบบ ฮาร์ดสวิตซ์ (Hard switching) เพราะมีโครงสร้าง ออกแบบ และควบคุมง่าย ซึ่งการทำงานแบบฮาร์ดสวิตซ์นี้มีส่วนที่ทำให้มีค่าการสูญเสียในการสวิตซ์สูงขึ้น บางครั้งเมื่อความถี่สวิตซ์สูงมากๆ อาจจะมีค่ามากกว่าความสูญเสียในขณะนำกระแสเสียอีก รวมทั้งการสวิตซ์ที่ความถี่สูงทำให้มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสเมื่อเทียบกับค่าเวลามีค่าเกินไปจากพักของอุปกรณ์สวิตซ์ ทำให้อุปกรณ์นั้นมีโอกาสเกิดความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้าได้สูง และมีส่วนในการสร้างสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กที่จะกระทบกับการทำงานของวงจรใกล้เคียงอื่นอีกด้วย ดังนั้นการเพิ่มความถี่สวิตซ์กับการทำงานอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแบบฮาร์ดสวิตซ์จึงมีข้อเสียเกิดขึ้น ที่ทำให้ระบบอินเวอร์เตอร์มีค่าสูญเสียเพิ่มขึ้น และนำไปสู่ประสิทธิภาพ และความน่าเชื่อถือในการทำงานต่ำลง

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากประโยชน์ที่ได้และความสำคัญของปัญหาข้างต้น เทคนิคซอฟต์แวร์สวิตซ์ จึงได้ถูกนำเสนอขึ้นมา เพื่อกำจัดปัญหาต่างๆ ดังกล่าวให้หมดไป และต้องการรักษาไว้ซึ่งการทำงานของระบบการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นดานการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขับเคลื่อนที่มีสมรรถนะ ประสิทธิภาพ และความน่าเชื่อถือสูง เทคนิคนี้ได้ประยุกต์ใช้วงจรรีโซแนนซ์ให้ทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง โดยอาศัยการทำงานแบบรีโซแนนซ์สร้างสภาวะให้แรงดันหรือกระแสเกิดจุดข้ามผ่านที่เป็นศูนย์ ที่สภาวะนี้จะกำหนดให้อุปกรณ์สวิตชิงมีการสับเปลี่ยนสถานะทำงาน ลักษณะการทำงานเช่นนี้จึงถูกเรียกว่า การสวิตชิงที่แรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switching: ZVS) หรือ การสวิตชิงที่กระแสศูนย์ (Zero Current Switching: ZCS) จึงทำให้ อินเวอร์เตอร์ที่มีคุณสมบัติทำงานแบบนี้ สามารถทำงานที่ความถี่สวิตชิงสูงๆ ได้ โดยมีข้อเสียของการสูญเสียจากการสวิตชิง และความเครียดทางไฟฟ้าลดลง ส่งผลทำให้สมรรถนะ ประสิทธิภาพ ความไว้วางใจ และความน่าเชื่อถือในการทำงานของอินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้น ด้วยคุณลักษณะที่เด่นของเทคนิคซอฟต์แวร์สวิตชิงนี้จึงเป็นที่สนใจและต้องการที่จะนำมาใช้งานกันอย่างจริงจังในปัจจุบัน ดังนั้นการพัฒนาและปรับปรุงจึงเกิดขึ้นในรูปแบบของวงจรที่หลากหลาย ทั้งนี้เพื่อปรับปรุงการทำงานให้ดีขึ้น สามารถรองรับกับการทำงานที่ต้องการ ในแต่ละแบบจะแตกต่างกันที่รูปแบบวงจร วิธีการควบคุมทำงาน และการนำไปประยุกต์ใช้งาน แต่มีวัตถุประสงค์หลักที่เหมือนกันคือ ทำหน้าสร้างสภาวะการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงให้เป็นแบบซอฟต์แวร์สวิตชิงเพื่อลดข้อเสียต่างๆ ลง และสามารถนำมาทดแทนอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิงได้

เทคนิควงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง (A Parallel Resonant DC – Link: PRDCL) เป็นเทคนิคหนึ่งที่น่าสนใจมาก เป็นวงจรช่วยเปลี่ยนให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในแบบซอฟต์แวร์สวิตชิง ด้วยวิธีการสวิตชิงที่แรงดันศูนย์ จากการจัดเตรียมแรงดันที่จุดเชื่อมโยงแรงดัน ดีซี เป็นศูนย์ ก่อนมีการสับเปลี่ยนการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงที่อินเวอร์เตอร์ทั้งในขณะช่วงเทิร์นออน และเทิร์นออฟ จึงมั่นใจได้ว่าอินเวอร์เตอร์แบบนี้จะมีประสิทธิภาพ ความน่าเชื่อถือในการทำงานสูง และสามารถประยุกต์ใช้งานกับอินเวอร์เตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำได้

### 1.3 วิธีการวิจัย

- 1.3.1 ค้นคว้าทฤษฎีจากบทความวารสารต่างๆ เอกสารและตำราที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิควงจรรีโซแนนซ์ต่างๆ ที่ใช้กับงานอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ รวมทั้งเทคนิครีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรงด้วย
- 1.3.2 วิเคราะห์การทำงานของวงจรถูกออกแบบเป็นสมการคณิตศาสตร์ และออกแบบวงจร
- 1.3.3 จำลองการทำงานตามวงจรที่ได้ออกแบบด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อตรวจสอบเทียบผลทางทฤษฎีของเทคนิคนี้
- 1.3.4 สร้างและประกอบวงจรเป็นชุดทดสอบที่สามารถทดลองให้เห็นการทำงานจริงของวงจรนี้
- 1.3.5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.4.1 จะต้องวิเคราะห์การทำงานของวงจรให้อยู่ในรูปของสมการคณิตศาสตร์ เพื่อใช้สำหรับการออกแบบวงจร
- 1.4.2 จะต้องสร้างเครื่องต้นแบบของชุดอินเวอร์เตอร์และวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง เพื่อทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ขนาด 1 แรงม้า

## 1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษา วิเคราะห์ วิจัย เพื่อออกแบบวงจร และทดลองวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรงสำหรับสามเฟส พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งรายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์แบ่งเป็นบทๆ ได้ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ เนื้อหาคร่าว ๆ ในแต่ละบท ที่มาของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ วิธีการวิจัย ขอบเขต โครงสร้างของวิทยานิพนธ์ และประโยชน์ที่ได้จากการวิจัย

บทที่ 2 พื้นฐานเกี่ยวกับฮาร์ดสวิตชิงและซอฟต์สวิตชิงอินเวอร์เตอร์ กล่าวถึงคำนิยามของศัพท์ต่างๆ เช่น การสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิง ความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า อินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานแบบฮาร์ดสวิตชิง และอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานแบบซอฟต์สวิตชิง สรุป

บทที่ 3 ประเภทของอินเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตชิง อธิบายพร้อมยกตัวอย่างวงจรรีโซแนนซ์แบบต่าง ๆ สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบนี้ แสดงให้เห็นข้อดี ข้อเสียและการนำไปใช้งานของวงจรสรุปและเลือกรูปแบบวงจรสำหรับใช้ในงานวิจัย

บทที่ 4 วิเคราะห์และออกแบบวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง โดยจะอธิบายถึงรูปแบบของวงจรที่ได้มีการพัฒนาและวิจัย วิเคราะห์การทำงานแต่ละชั้นอย่างละเอียดเพื่อใช้สำหรับการออกแบบ มีการนำเอาวงจรที่ออกแบบมาทดสอบด้วยการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์ มีการจำลองเพื่อตรวจสอบผลการทำงานขั้นต้น และเมื่อนำมาทำงานร่วมกับ พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ สรุปผล

บทที่ 5 รูปแบบของ พี ดับบลิว เอ็ม เป็นการอธิบายถึงรูปแบบพี ดับบลิว เอ็ม ที่ใช้สำหรับควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์ รูปแบบที่เลือกใช้ และหลักการสร้างรูปคลื่น พี ดับบลิว เอ็ม ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ มีผลการทดลอง และสรุป

บทที่ 6 วงจรกำลัง และวงจรควบคุมการทำงานของวงจร PRDCL สำหรับสามเฟส พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ มีการอธิบายวงจรควบคุมในแต่ละส่วนและหลักการสร้างในเชิงปฏิบัติ ตลอดจนเทคนิคต่างๆ ในการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในวงจร

บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลองวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยง กระแสตรง สำหรับ พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มีการตรวจสอบเพื่อคุณภาพการทำงานของวงจร PRDCL เช่นรูปคลื่นแรงดัน  $C_r$  และกระแส  $L_r$  และรูปคลื่นแรงดัน กระแสในส่วนต่างๆ ของวงจร มีการประเมินประสิทธิภาพและตรวจสอบค่าการสูญเสียต่างๆของระบบอินเวอร์เตอร์และวงจร PRDCL นอกจากนี้มีการทดสอบการทำงานต่างๆของระบบขับเคลื่อน เช่น รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุต ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันมูลฐานและความถี่ทางด้านเอาต์พุต และอื่นๆ ของ PRDCL อินเวอร์เตอร์

บทที่ 8 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลองพร้อมทั้งข้อเสนอแนะ

## 1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

- 1.6.1 เป็นการศึกษา วิเคราะห์เพื่อหาแนวทางการแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นกับอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานที่ความถี่สูง
- 1.6.2 รู้จักเทคนิควงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรงเพื่อใช้กับการแก้ปัญหาดังกล่าวที่เกิดขึ้น
- 1.6.3 ได้อินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานแบบซอฟท์สวิตชิ่ง โดยใช้หลักการรีโซแนนซ์ดังกล่าวที่สามารถขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำได้
- 1.6.4 เป็นแนวทางในการศึกษาสำหรับพัฒนารูปแบบวงจรให้มีการทำงานที่สมบูรณ์ยิ่งขึ้น

## พื้นฐานเกี่ยวกับฮาร์ดสวิตชิง และซอฟต์แวร์สวิตชิงอินเวอร์เตอร์

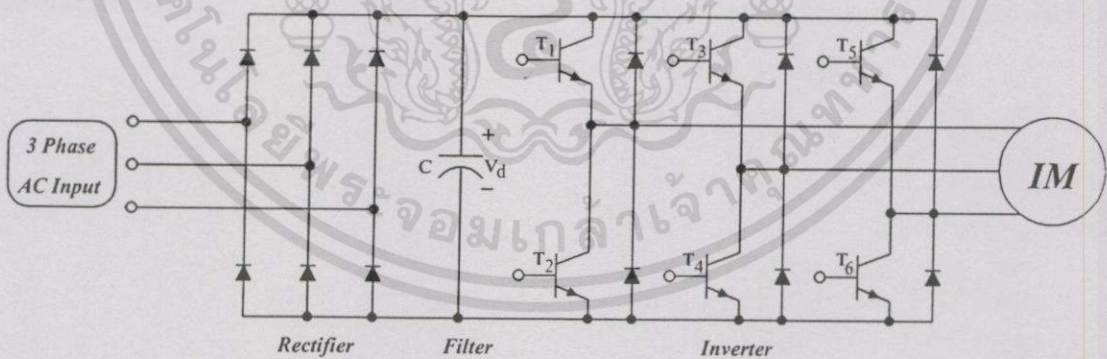
### 2.1 บทนำ

พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ สำหรับ เอซี มอเตอร์ไครฟว์ ได้เป็นที่ต้องการมากขึ้นในงานขับเคลื่อนทางอุตสาหกรรม ทั้งนี้เพราะมอเตอร์กระแสลับ โดยเฉพาะมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก (Squirrel cage induction motor) มีโครงสร้างที่แข็งแรง ทนทาน ราคาถูก และให้ความไว้วางใจสูง ส่วนหนึ่งอินเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถปรับเปลี่ยนได้ทั้งแรงดันและความถี่เอาท์พุทได้จากสัญญาณควบคุม สามารถควบคุมความเร็วรอบได้อย่างราบเรียบและนุ่มนวล รวมทั้งมีองค์ประกอบของกระแสฮาร์โมนิกส์ต่ำส่งผลทำให้การสูญเสียในแมชชีนมีค่าต่ำลงด้วย และมีปัญหาเกี่ยวกับการกระเพื่อมของแรงบิดน้อยลง จึงเป็นที่นิยมอย่างมากสำหรับงานอุตสาหกรรมในปัจจุบัน ดังนั้นเทคนิค พี ดับบลิว เอ็ม จึงได้มีการศึกษา วิจัยและถูกปรับปรุงขึ้นอย่างเห็นได้ชัดเจนเพื่อให้มีคุณสมบัติสอดคล้องกับคุณสมบัติการทำงาน การสูญเสียในเครื่องจักร และการพัฒนาของอุปกรณ์ตัดต่อทางเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ และไมโคร โปรเซสเซอร์ นอกจากนี้ในการศึกษาพบว่าการเพิ่มความถี่สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ให้สูงขึ้น จะมีส่วนช่วยลดการสูญเสียในเครื่องจักรที่เกิดจากผลของฮาร์โมนิกส์ให้ต่ำลงได้ รวมทั้งลดผล Acoustic noise และ EMI ลง [2] อย่างไรก็ตามแม้ว่าการพัฒนาของอุปกรณ์ตัดต่อโซลิตสเตรทจะมีความก้าวหน้าและเหมาะสมกับการเพิ่มความถี่ของสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ให้สูงขึ้นได้ แต่การเพิ่มความถี่ก็ยังมียึดจำกัดและมีผลเสียเกิดขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากลักษณะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแบบฮาร์ดสวิตชิง จึงทำให้มีค่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิงสูงขึ้น มีค่าความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่อุปกรณ์สวิตชิงสูง และสร้างสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กขึ้นได้ ข้อเสียดังกล่าวจึงเป็นสาเหตุที่ทำให้อินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ ความน่าเชื่อถือ และความไว้วางใจในการทำงานต่ำลง ดังนั้นเพื่อลดปัญหาต่างๆเหล่านี้ จึงได้มีการนำเสนอเทคนิคซอฟต์แวร์สวิตชิงขึ้น ในหลาย ๆรูปแบบที่แตกต่างกัน ทั้งนี้เพื่อต้องการพัฒนาให้สมรรถนะ ประสิทธิภาพ ความน่าเชื่อถือ และความไว้วางใจในการทำงานของอินเวอร์เตอร์ให้สูงขึ้น

ในบทนี้จะได้กล่าวถึง ความหมาย คำนิยามของศัพท์ต่างๆ ที่สำคัญ ซึ่งจะพบเห็นได้ในงานวิจัยนี้ เพื่อทำความเข้าใจเกี่ยวกับที่มาของปัญหา และวิธีการเกิดขึ้นอย่างชัดเจน เช่น ความหมายของการสูญเสียที่เกิดในอุปกรณ์สวิตชิง ความหมายของความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า ความหมายของอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานแบบฮาร์ดสวิตชิง และความหมายของอินเวอร์เตอร์ทำงานแบบซอฟต์แวร์สวิตชิง

## 2.2 ความหมายของอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานเป็นแบบฮาร์ดสวิตชิง

ปัจจุบันอินเวอร์เตอร์เป็นวงจрд้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งานกันอย่างมากมาย ความแตกต่างขึ้นอยู่กับรูปแบบวิธีควบคุมการทำงานที่ได้ปรับปรุง วิจัย และพัฒนากันอย่างต่อเนื่อง โดยการประยุกต์ใช้งานที่เห็นกันอยู่ในปัจจุบันได้แก่ ระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังต่อเนื่อง (Uninterruptable Power Supply: UPS) หรือระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์ (AC drives) โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้งาน (Conventional Inverter) ประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์ที่ไม่สามารถควบคุมได้ มีคาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่ต่อขนานอยู่ทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์ และต่อเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีอุปกรณ์สวิตชิงควบคุมแบบกระแสไหลทางเดียวพร้อมทั้งมีฟรีวิลลิงไดโอด (freewheeling diode) ซึ่งเป็นไดโอดต่อขนานแบบกลับ (anti parallel) กับอุปกรณ์สวิตชิงเพื่อใช้เป็นเส้นทางให้กระแสไหลกลับได้อย่างต่อเนื่อง ซึ่งเรียกระบบ อินเวอร์เตอร์แบบนี้ว่า “อินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter: VSI)” ตามรูปที่ 2.1 ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ อุปกรณ์สวิตชิงจะใช้เป็นทรานซิสเตอร์, มอสเฟต หรือ ไอจีบีที ก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของงานที่ต้องการจะทำ โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้เมื่อใช้งานเป็นระบบขับเคลื่อนมอเตอร์จะแบ่งได้เป็นสองประเภทด้วยกันคือ 6-step อินเวอร์เตอร์ และ พี ดับเบิลยู เอ็ม อินเวอร์เตอร์ [3] ซึ่งข้อดีของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้คือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่านกว้าง และใช้ได้กับมอเตอร์หลายๆ ตัวที่ทำงานพร้อมๆ กัน ส่วนข้อเสียก็มีปัญหาในเรื่องการลัดวงจร (Short through) ของอุปกรณ์สวิตชิงภายในกิ่งเดียวกัน ในทางปฏิบัติสามารถแก้ไขได้โดยการสร้างวงจรเดดไทม์ (dead time) เป็นส่วนช่วยในการป้องกัน

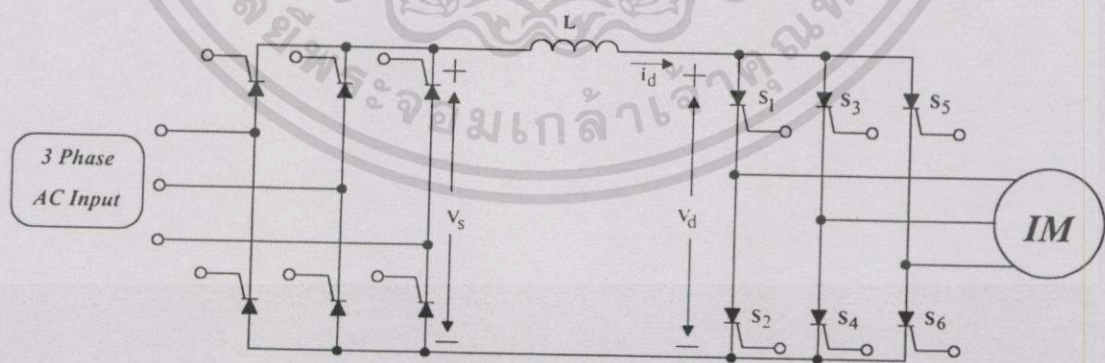


รูปที่ 2.1 แสดงระบบอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน

และเมื่อระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแบบที่สามารถควบคุมแรงดันได้ ซึ่งอาจใช้เป็นไทรสเตอร์เรกติไฟเออร์ สามารถควบคุมได้โดยการควบคุมเฟสของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านอินพุท หรืออาจใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์กับดีซีช็อปปเปอร์ก็ได้ ต่ออนุกรมกับอินดักเตอร์ขนาดใหญ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

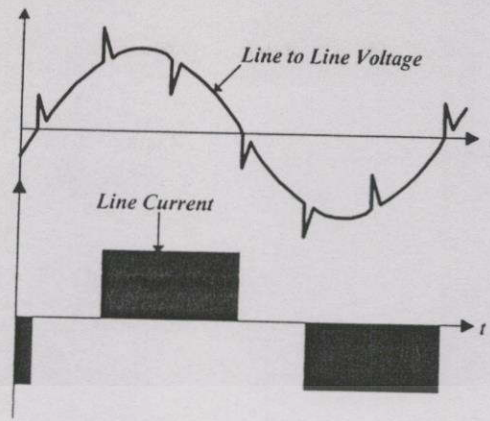
เพื่อสร้างเป็นแหล่งจ่ายกระแส และต่อเข้ากับวงจรเมนอินเวอร์เตอร์ จะเรียกระบบอินเวอร์เตอร์แบบนี้ว่า “อินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายกระแส (Current-Source Inverter: CSI)” แสดงในรูปที่ 2.2 (a) โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะมีทรินสเตอร์เพื่อควบคุมกระแสที่เปลี่ยนความถี่ได้ ซึ่งรูปร่างของกระแสที่จ่ายออกทางด้านเอาต์พุตขึ้นอยู่กับรูปแบบที่นำมาควบคุมการทำงานที่อินเวอร์เตอร์ที่อาจจะเป็น 6-step หรือ พี คับบลิว เอ็ม ก็ได้ [3] ส่วนแรงดันเอาต์พุตจะมีรูปร่างเข้าใกล้ไซน์ แต่ยังคงเกิดสไปค์เนื่องจากการคอมมิวเตท ตามรูปที่ 2.2 (b) ข้อดีของ CSI คือ ไม่มีปัญหาในเรื่อง shoot through เหมือนอย่างเช่นในอินเวอร์เตอร์แบบ VSI โครงสร้างวงจรการหยุดนำกระแสของทรินสเตอร์ไม่ซับซ้อน สามารถจำกัดผลกระทบเนื่องจากโหลดอินดักทีฟโดยไม่ต้องใช้ฟรียูลิ่งไดโอด นอกจากนี้ลักษณะที่สำคัญอย่างหนึ่งของ CSI คือ การทำงานในโหมดรีเจนเนทีฟ (regenerative) โดยแมชชีนจะทำหน้าที่เป็นเจนเนอเรเตอร์ (generator) ขณะที่ค่าสลิปเป็นลบ และมุมจูดชนวนของทรินสเตอร์อินเวอร์เตอร์จะปรับค่า เพื่อให้แรงดัน  $V_d$  กลับขั้วแต่กระแส  $i_d$  ยังคงไหลทิศทางเดิมอยู่ แรงดัน  $V_s$  จะกลับทิศโดยการหน่วงมุมจูดชนวน ดังนั้นจึงทำให้กำลังไฟฟ้าไหลกลับเข้ามายังชอร์สได้ สามารถใช้งาน ได้กับแมชชีนที่มีขนาดกำลังปานกลาง ไปจนถึงขนาดกำลังสูง แต่อย่างไรก็ตาม CSI จะมีช่วงความถี่อินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับเปลี่ยนได้ค่อนข้างต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ที่สภาวะไร้โหลด ซึ่งต้องมีกระแสไหลค้อย่างน้อยที่สุดที่จะทำให้มีการคอมมิวเตทในอินเวอร์เตอร์ได้ และนอกจากนี้ต้องใช้อินดักเตอร์ขนาดใหญ่ และต้องมีตัวเก็บประจุเพื่อการคอมมิวเตท ทำให้ CSI มีขนาดใหญ่และราคาแพง การคอมมิวเตทจะขึ้นอยู่กับค่าชั้บทรานเซียนอินดักแดนซ์ของแมชชีน ซึ่งเป็นการเพิ่มค่า transient over voltage ที่เทอร์มินอลของแมชชีนได้ ในด้านการตอบสนองของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ค่อนข้างช้า และมีแนวโน้มที่จะมีปัญหาของเสถียรภาพการทำงานที่โหลดเบา และที่สภาวะความเร็วรอบสูง



(a) วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

รูปที่ 2.2 แสดงระบบอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) รูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท

## รูปที่ 2.2 (ต่อ)

จากคุณสมบัติการทำงานของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองชนิด จะมีลักษณะการทำงานที่เรียกว่า “ฮาร์ด สวิตชิ่ง (Hard Switching)” กล่าวคือ การทำงานแบบนี้อุปกรณ์สวิตชิ่งของอินเวอร์เตอร์ จะเปลี่ยนแปลงสถานะการทำงานตามสัญญาณควบคุม ในขณะที่แรงดันตกคร่อมมีค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่าย หรือ ขณะที่มีการสลับไหลผ่านที่ตัวอุปกรณ์สวิตชิ่ง อย่างทันทีทันใด

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิ่งนี้มีข้อดีคือ มีโครงสร้างวงจรที่ไม่ซับซ้อนทำให้สามารถออกแบบวิธีการควบคุมได้ง่าย จึงเป็นที่นิยมและมีใช้งานในปัจจุบัน แต่จากการศึกษาพบว่าการพัฒนาให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ทำงานที่ความถี่สวิตชิ่งสูงขึ้น ยังคงมีขีดจำกัดและเกิดผลเสียต่างๆ ได้แก่

- เกิดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิ่ง (Switching losses) ซึ่งค่าการสูญเสียดังกล่าวจะแปรรูปเป็นพลังงานความร้อนที่เพิ่มขึ้นที่อาจจะทำให้อุปกรณ์สวิตชิ่งเสียหาย และความร้อนนี้ยังอาจจะทำให้อุปกรณ์อื่นในระบบเสียหายตามไปด้วยก็ได้ จึงทำให้ต้องเพิ่มขนาดของแผ่นระบายความร้อนและมีระบบระบายความร้อนที่ดีพอ ที่นำไปสู่ราคาและพื้นที่ในการติดตั้งเพิ่มขึ้น
- เกิดความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า (Voltage and Current stress) ที่ตัวอุปกรณ์สวิตชิ่งสูงขึ้น ในช่วงการทำงาน เทอร์มอออน และ เทอร์มออฟ เนื่องจากการทำงานอาจอยู่นอกเหนือขอบเขตของการทำงานที่ปลอดภัย ส่งผลให้ต้องเลือกพิกัดกำลังของตัวอุปกรณ์สวิตชิ่งที่สามารถทนกับการทำงานได้สูงขึ้น จึงเป็นส่วนของการเพิ่มต้นทุนในการผลิต และมีราคาขายที่แพงขึ้นด้วย
- เกิดผลของ  $di/dt$  และ  $dv/dt$  ที่สร้างสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็ก (Electromagnetic Interference: EMI) ให้กับวงจรใกล้เคียงอื่นทำงานผิดพลาดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เห็นได้ว่าผลกระทบจากข้อเสียดังกล่าวทำให้ สมรรถนะ ประสิทธิภาพ ความน่าเชื่อถือ และ ความไว้วางใจในการทำงานอินเวอร์เตอร์นั้นลดลง แต่อย่างไรก็ตาม ความจำเป็นของงานบางอย่าง ที่มีอาจหลีกเลี่ยงได้ กับข้อดีในหลายๆ ด้านของการทำงานที่ความถี่สวิตซ์สูง จึงต้องหาวิธีการแก้ไข ปัญหาต่างๆ ให้หมดไป เพื่อรักษาไว้ซึ่งคุณค่าของการทำงานที่ความถี่สวิตซ์สูง รวมทั้งอินเวอร์เตอร์ที่มีประสิทธิภาพ มีความน่าเชื่อถือในการทำงานที่ถี่ขึ้นด้วย ซึ่งแนวทางและรูปแบบของวิธีจะได้นำมากล่าวในหัวข้อต่อไป

## 2.3 ความหมายของการสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตซ์

การสูญเสียในอุปกรณ์สวิตซ์ เป็นตัวแปรหนึ่งที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์สวิตซ์ทุกตัว ที่มีอาจหลีกเลี่ยงได้ ซึ่งผู้ออกแบบใช้งานควรจะต้องมีความเข้าใจเกี่ยวกับการสูญเสียที่เกิดขึ้นนี้ เพื่อหาวิธีการออกแบบให้ค่าการสูญเสียมีค่าน้อยที่สุด โดยทั่วไปแล้วค่าการสูญเสียในอุปกรณ์สวิตซ์ สามารถแบ่งได้เป็นสองอย่าง คือ

### 2.3.1 การสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตซ์ (Switching Losses)

หมายถึง การสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงระหว่างการเทอร์นออน และเทอร์นออฟของอุปกรณ์สวิตซ์ ค่าที่ได้มาจากผลคูณระหว่างแรงดันที่ตกคร่อมกับกระแสที่ไหลผ่านในระหว่างช่วงเวลานั้น ซึ่งค่าการสูญเสียดังกล่าวจะถูกเรียกว่าค่ากำลังงานสูญเสียชั่วขณะ (Instantaneous power  $p_T(t) = v_T \times i_T$ ) [4] แสดงได้ตามรูปที่ 2.3 ในรูป 2.3(a) แสดงวงจรแบบง่ายที่ใช้ในการวิเคราะห์ โดยสมมุติให้กระแสไหลตรงไหลในโหลดเหนี่ยวนำแทนด้วย แหล่งจ่ายกระแส,  $I_0$  ไดโอด และอุปกรณ์สวิตซ์มีคุณสมบัติทำงานเป็นอุดมคติ รูป 2.3(b) แสดงรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมและกระแสไหลผ่านสวิตซ์มีคาบเวลาในการทำงานเท่ากับ  $T_s = 1/f_s$  และรูป 2.3(c) แสดงพื้นที่ของกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงเทอร์นออนและเทอร์นออฟ

จากรูป 2.3(b) เราสามารถพิจารณาการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตซ์ในช่วงเวลาเทอร์นออน ได้ดังนี้ ตอนแรกให้สวิตซ์ OFF อยู่ก่อน ต่อมาเมื่อสัญญาณควบคุมเปลี่ยนเป็นบวกสวิตซ์จะเปลี่ยนจาก OFF มา ON ในช่วงนี้หลังจากเวลา  $t_{d(on)}$  กระแส,  $I_0$  ค่อยๆ เพิ่มขึ้น และเพิ่มขึ้นจนถึงระดับกระแสโหลด,  $I_0$  ด้วยเวลา  $t_{ri}$  (current rise time) หลังจากนั้นกระแสจะไหลผ่านสวิตซ์อย่างต่อเนื่อง ส่วนแรงดันตกคร่อมสวิตซ์จะลดลงจนถึงระดับแรงดัน  $V_{ON}$  ด้วยเวลา  $t_{fv}$  (voltage fall time) ดังนั้นในช่วง ON ของสวิตซ์จะใช้เวลารวมทั้งหมดเป็น

$$t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv} \quad (2.1)$$

จะเห็นได้ว่าพฤติกรรมการณ์เพิ่มขึ้นของกระแสและการลดลงของแรงดัน ไม่ได้เปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ขณะที่เริ่มนำกระแสขึ้น กระแสจะเริ่มไหล และแรงดันก็จะเริ่มลดลง ดังนั้นจึงมีส่วนที่กระแสและแรงดันเหลื่อมทับกันอยู่ส่วนหนึ่ง ผลการคูณตามเวลาจึงได้เป็นพื้นที่ส่วนที่แรเงา ตามรูป 2.3(c) โดยจะเห็นได้ว่ามีตำแหน่งหนึ่งที่แรงดันและกระแสมีค่าสูงพร้อมกันเป็นผลให้กราฟของกำลังงานมีลักษณะเป็นพื้นที่รูปสามเหลี่ยม พื้นที่ดังกล่าวคือค่าพลังงานสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตซ์ในช่วงเวลาเทอร์นออน สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$W_{c(on)} = \frac{1}{2} v_d I_o t_{c(on)} \quad (2.2)$$

และกำลังงานสูญเสียเฉลี่ยในช่วงเวลานี้จะได้เป็น

$$P_{sc(on)} = W_{c(on)} f_s \quad (2.3)$$

สำหรับการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตซ์ในช่วงเวลาเทอร์นออฟ จะได้ว่า ขณะที่สวิตซ์ ON เต็มที่อยู่ นั้น เมื่อสัญญาณควบคุมเปลี่ยนเป็นลบ สวิตซ์จะเปลี่ยนจาก ON มา OFF ในช่วงนี้หลังจากเวลา  $t_{d(off)}$  แรงดันตกคร่อมจะค่อยๆ เพิ่มขึ้น และเพิ่มขึ้นจนถึงระดับแรงดัน  $V_d$  ด้วยเวลา  $t_{rv}$  (voltage rise time) หลังจากทีแรงดันตกคร่อมสวิตซ์มีค่าเท่ากับ  $V_d$  แล้ว ไดโอดจะถูกไบอัสตรง กระแส  $I_o$  ก็ไหลผ่านไดโอด ขณะที่กระแสไหลผ่านสวิตซ์จะลดลงเป็นศูนย์ ด้วยเวลา  $t_{fi}$  (current fall time) ดังนั้นเวลารวมในช่วงสวิตซ์ OFF ทั้งหมดจึงมีค่าเป็น

$$t_{c(off)} = t_{rv} + t_{fi} \quad (2.4)$$

สังเกตได้ว่า การลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันยังคงมีส่วนที่เหลื่อมทับกันอยู่เช่นกัน เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสและแรงดันไม่เป็นไปอย่างทันทีทันใดที่มีลักษณะเหมือนกับช่วงเทอร์นออน ตามรูป 2.3 (c) พื้นที่แรเงารูปสามเหลี่ยมถัดมาคือค่าพลังงานสูญเสียในช่วงเวลานี้ ที่มีค่าเป็นตามสมการที่ 2.5

$$W_{c(off)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(off)} \quad (2.5)$$

และเราสามารถหาลงงานสูญเสียเฉลี่ยในช่วงเวลานี้ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{sc(off)} = W_{c(off)} f_s \quad (2.6)$$

จากสมการ 2.3 และ 2.6 จะเห็นได้ว่าค่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์นี้จะแปรผันตรงกับความถี่สวิตช์ซึ่งในลักษณะเชิงเส้น ดังนั้นการที่ให้อุปกรณ์สวิตช์ทำงานความถี่เพิ่มขึ้นจึงต้องคำนึงถึงค่าสูญเสียที่เกิดขึ้นนี้เป็นอันดับแรก

### 2.3.2 การสูญเสียอันเนื่องมาจากนำกระแส (Conduction Losses)

หมายถึง การสูญเสียที่เกิดในสภาวะสวิตช์ ON เต็มที่ ค่าที่ได้เป็นผลคูณระหว่างแรงดันกับกระแสตามช่วงเวลาทำงานนั้น ตามรูป 2.3 (b) การทำงานของสวิตช์อย่างเต็มที่จะเกิดขึ้นหลังจากที่สวิตช์เปลี่ยนจาก OFF มา ON เวลาในการ ON ของสวิตช์ตั้งแต่ ช่วงที่แรงดันลดลงจนถึงระดับ  $V_{on}$  และกระแสไหลมีค่าเท่ากับกระแสโหลด,  $I_o$  จนถึงจุดที่แรงดันเริ่มเพิ่มขึ้น ระยะเวลาที่กำหนดได้จาก,  $t_{on}$  ของสัญญาณควบคุม โดยปกติแล้วจะมีค่ามากกว่า เวลาในช่วงเทอร์นออน และ เทอร์นออฟ ซึ่งเราสามารถหาค่าพลังงานสูญเสียในช่วงนี้ได้คือ

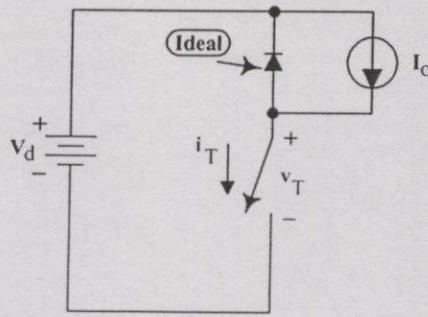
$$W_{on} = V_{on} I_o t_{on} \quad (2.7)$$

โดยที่  $t_{on} \gg t_{c(on)}, t_{c(off)}$

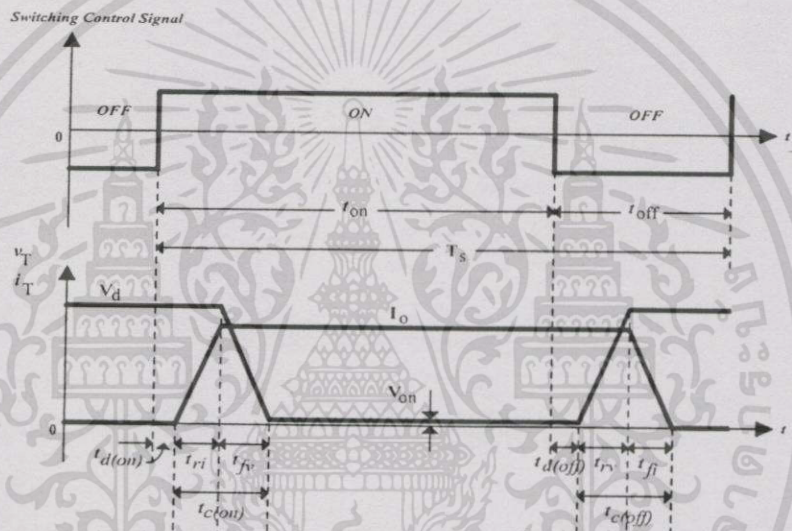
และค่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากการนำกระแสเฉลี่ยได้เป็น

$$P_{on} = \frac{W_{on}}{T_s} \quad (2.8)$$

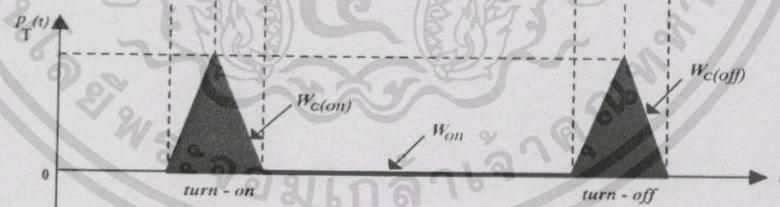
จากสมการที่ 2.8 ค่าการสูญเสียในช่วงเวลา ON ขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสโหลดและคุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตช์ที่เลือกใช้งานและมีค่าเป็นอัตราส่วนกับความถี่สวิตช์ ส่วนค่าการสูญเสียช่วงเวลา OFF มีค่าน้อยมาก ในทางปฏิบัติไม่จำเป็นต้องนำมาพิจารณา



(a) วงจรการทำงานแบบง่ายเพื่อใช้ในการวิเคราะห์



(b) ความสัมพันธ์ของสัญญาณควบคุม, รูปคลื่นแรงดัน และกระแส



(c) การสูญเสียชั่วขณะในตัวอุปกรณ์สวิตซ์

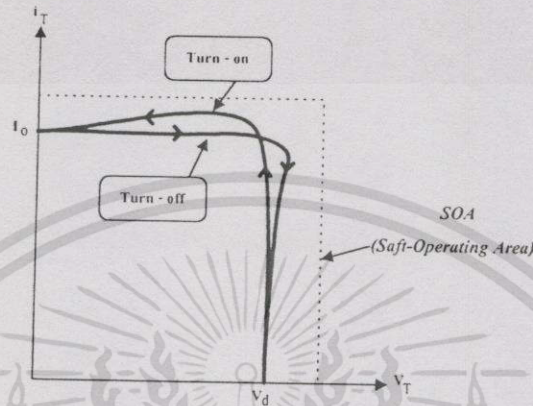
รูปที่ 2.3 แสดงคุณสมบัติของการสวิตซ์และค่าการสูญเสียในตัวอุปกรณ์สวิตซ์

### 2.4 ความหมายของความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า

โดยปกติขีดจำกัดการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์จะกำหนดได้จากกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันตามรูป 2.4 เป็นกราฟพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย (Safe Operating Area:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SOA) หมายถึง ขอบเขตของแรงดันและกระแสสูงสุดที่อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งทำงานได้อย่างปลอดภัยทั้งขณะนำกระแสและการสวิตซ์ แต่ถ้การทำงานอยู่นอกเหนือพื้นที่ทำงานนี้ จะทำให้อุปกรณ์สวิตซ์มี “ค่าความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า (Voltage and Current Stress)” ขึ้น ส่งผลให้เกิดการเสียหายกับอุปกรณ์นั้นได้



รูปที่ 2.4 แสดงกราฟพื้นที่ทำงานและทางโคจรของการสวิตซ์ที่ปลอดภัย

ในทางปฏิบัติการเลือกพิกัดใช้งานของอุปกรณ์สวิตซ์จะต้องพิจารณาจากปัจจัยหลายอย่างประกอบกัน เช่น อุณหภูมิ กระแสและแรงดันที่ไหลสูงสุด รวมทั้งสถานะแวดล้อมที่จะสร้างผลกระทบทขณะทำงาน ปัจจัยเหล่านี้จึงถูกนำมาเป็นแฟกเตอร์สำหรับการออกแบบและเลือกอุปกรณ์ใช้งานได้อย่างเหมาะสม อย่างไรก็ตาม ความเป็นไปได้ของการทำงานที่อยู่นอกเหนือขอบเขตอาจเกิดขึ้นได้ โดยเฉพาะในช่วงการสวิตซ์ที่ความถี่สูง การทำงานของวงจรมีส่วนสร้างผล  $di/dt$  และ  $dv/dt$  ให้กับอุปกรณ์สูงขึ้นได้

- $dv/dt$  ( $V/\mu s$ ) คือ ค่าอัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์ในสภาวะหยุดนำกระแส การเกิดเหตุการณ์ที่  $dv/dt$  มีค่าสูงๆ นี้มักจะเกิดในวงจรที่มีการสวิตซ์หรือเกิดการทรานเซียน (Transient) บ่อยๆ
- $di/dt$  ( $A/\mu s$ ) คือ ค่าอัตราการเพิ่มขึ้นสูงสุดของกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์ในสภาวะนำกระแส ถ้าค่า  $di/dt$  มากเกินไปจะเกิดความร้อนขึ้นเฉพาะจุด (hot spot) ซึ่งทำให้อุปกรณ์เสียหายได้ในที่สุด

ตามรูปที่ 2.5 (a) แสดงวงจรที่ใช้สำหรับวิเคราะห์การเกิดเหตุการณ์นี้ ตัวเหนี่ยวนำที่ประกอบอยู่เป็นค่าอินดักแตนซ์แฝง (stray inductance) ที่อยู่ตามส่วนต่างๆ ของวงจร พิจารณารูปที่ 2.5 (c) ในช่วงเวลาการเทอร์นออฟของทรานซิสเตอร์ ที่เวลา  $t = t_0$  แรงดันจะเริ่มเพิ่มขึ้น แต่กระแสยังไหลคงที่ จนกระทั่งเวลา  $t = t_1$  ฟรีวิลลิ่งไดโอดถูกไบอัสตรง กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์จะค่อยๆ

ลดลง ซึ่งอัตราการลดลงจะเป็นไปตามคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์และวงจรจับเบส โดยค่าแรงดันตกคร่อมแสดงได้ด้วยสมการ

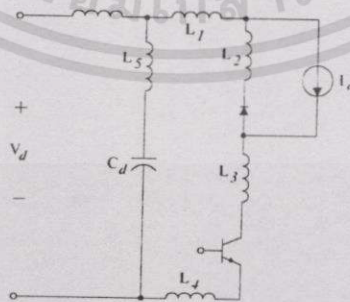
$$V_{CE} = V_d - L_{\sigma} \frac{di_c}{dt} \tag{2.9}$$

โดยที่  $L_{\sigma} = L_1 + L_2 + \dots$  คือ ค่าอินดักแตนซ์แฝงรวมในวงจรทั้งหมด

ผลของค่าอินดักแตนซ์แฝงทำให้แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์เพิ่มสูงขึ้นจากค่าปกติ  $V_d$  (over voltage) เนื่องจากค่า  $di_c/dt$  มีค่าเป็นลบ ที่  $t = t_3$  กระแสจะลดลงจนเป็นศูนย์ และแรงดันจะตกลงมาเท่ากับ  $V_d$

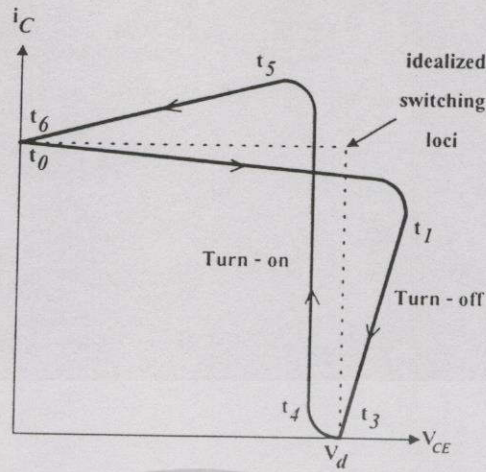
ที่เวลา  $t = t_4$  เป็นช่วงการเทอร์นออนของทรานซิสเตอร์ กระแสจะเริ่มเพิ่มขึ้นด้วยอัตราที่เป็นไปตามคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์และวงจรจับเบส เหมือนกัน ผลที่เกิดขึ้นยังคงเป็นตามสมการที่ 2.9 แต่ค่า  $di_c/dt$  จะเป็นบวก ดังนั้นจึงทำให้แรงดันตกคร่อมมีค่าลดลงต่ำกว่า  $V_d$  เล็กน้อย ที่  $t = t_5$  กระแสทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงเกินกว่ากระแส  $I_0$  เนื่องจากมีค่าเป็นผลรวมกับกระแสพื้นตัวย้อนกลับ (reverse - recovery current) ของฟริววลิ่งไดโอด จากนั้นไดโอดจะถูกไบอัสกลับ และที่เวลา  $t = t_6$  แรงดันตกคร่อมจะลดลงจนเป็นศูนย์ด้วยอัตราการลดลงเป็นไปตามคุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตซ์

ในรูปที่ 2.5 (b) เป็นรูปคลื่นทางโคจรของการสวิตซ์ ซึ่งเส้นประแสดงถึงทางโคจรของการสวิตซ์เทอร์นออน และ เทอร์นออฟ เมื่อไม่คิดผลกระทบจากค่าอินดักแตนซ์แฝงและกระแสพื้นตัวย้อนกลับจากฟริววลิ่งไดโอด ส่วนเส้นทึบแสดงทางโคจรของการสวิตซ์ที่สอดคล้องกับเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นตามรูปที่ 2.5 (c) เห็นได้ว่าเส้นทางโคจรของการเทอร์นออน และ เทอร์นออฟ ได้อยู่นอกเหนือพื้นที่ทำงานปลอดภัยเกินขอบเขตที่กีดแรงดันและกระแสไปบางส่วน ซึ่งส่งผลให้อุปกรณ์สวิตซ์มีค่าความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้าเกิดขึ้นได้

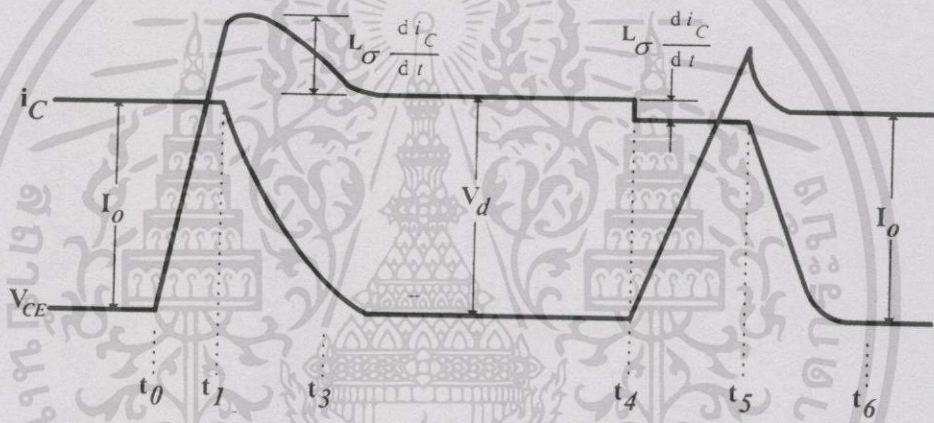


(a) แสดงวงจรแบบง่ายสำหรับการวิเคราะห์

รูปที่ 2.5 แสดงการเกิดความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ตัวอุปกรณ์สวิตซ์



(b) แสดงรูปคลื่นทางโคจรของการสวิตซ์



(c) แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสขณะเทอร์นออฟ และเทอร์นอน

รูปที่ 2.5 (ต่อ)

### 2.5 ความหมายของอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานเป็นแบบซอฟต์สวิตซ์

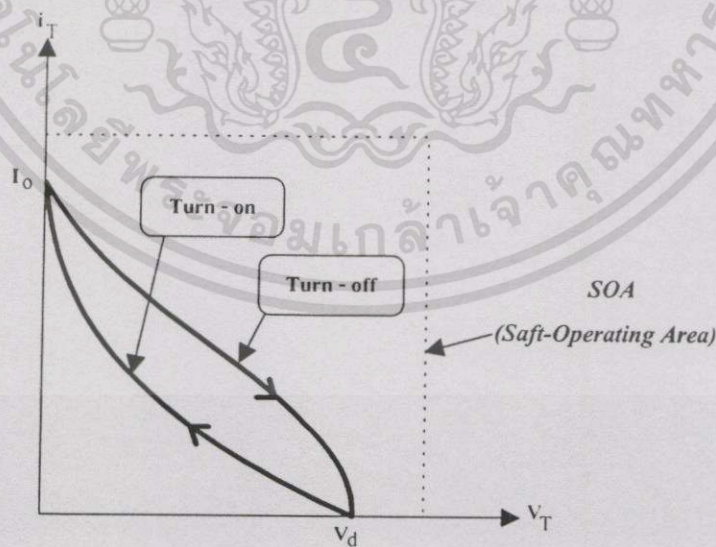
จากหัวข้อที่ผ่านมาเห็นได้ว่า อินเวอร์เตอร์ที่การทำงานแบบฮาร์ดสวิตซ์ จะมีขีดจำกัดในการทำงานและให้ผลเสียต่างๆ จึงไม่เหมาะสมกับการทำงานความถี่สวิตซ์สูง แต่เดิมการใช้วงจรสับเบอร์ดใส่เพิ่มเข้าไปให้กับอุปกรณ์สวิตซ์แต่ละตัวสามารถช่วยให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์ดีขึ้นได้ ด้วยวงจรสับเบอร์ดจะช่วยป้องกันไม่ให้พิกัดกระแสและแรงดันเกินค่าพิกัด ขณะเดียวกันก็ยังสามารถช่วยลดการสูญเสียของการสวิตซ์ได้ แต่ไม่สามารถลดการสูญเสียได้ทั้งหมด รวมทั้งการออกแบบวงจรสับเบอร์ดจะต้องกระทำอย่างเหมาะสมเพื่อให้สามารถทำงานเข้ากับวงจรที่กำลังใช้งานอยู่ได้ดี นอกจากนี้จำนวนของวงจรสับเบอร์ดจะขึ้นอยู่กับจำนวนของอุปกรณ์สวิตซ์ในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังนั้นและต้องเตรียมพื้นที่ไว้สำหรับการระบายความร้อนของวงจรถับเบอร์ด้วย ดังนั้นจึงมีผู้วิจัยคิดค้นเทคนิคขึ้นมาใหม่เพื่อกำจัดปัญหาดังกล่าวให้ดีขึ้นและมีการทำงานที่ดีกว่าวงจรถับเบอร์ โดยมีหลักการคือ เปลี่ยนระบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตซิงให้เป็นระบบการทำงานแบบ “ซอฟท์สวิตซิง หรือ การสวิตซิงแบบนุ่มนวล (Soft Switching)”

ในการทำงานแบบนี้ หมายถึง การทำให้อุปกรณ์สวิตซิงเปลี่ยนสถานะทำงานในสภาวะที่แรงดันตกคร่อมเป็นศูนย์ (Zero Voltage Switching: ZVS) หรือ ที่สภาวะกระแสเป็นศูนย์ (Zero Current Switching: ZCS) อย่างใดอย่างหนึ่ง วิธีที่ทำให้มีการทำงานในลักษณะนี้ได้นั้นจะใช้วงจรรีโซแนนซ์เข้ามาช่วย (Resonant Network) และได้ถูกนำไปรวมกับอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานแบบฮาร์ดสวิตซิง โดยวงจรรีโซแนนซ์ที่ใช้ทั่วไปประกอบด้วยอุปกรณ์ 2 ตัวหลักคือ ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ทำหน้าที่สร้างสภาวะรีโซแนนซ์เพียงอย่างเดียว หรือในบางทีอาจจะใช้อุปกรณ์สวิตซิง (auxiliary switch (es)) หรือ ไดโอด (auxiliary diode (s)) เข้ามาช่วยควบคุมการทำงานของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ สร้างสภาวะรีโซแนนซ์ให้เป็นตามต้องการได้

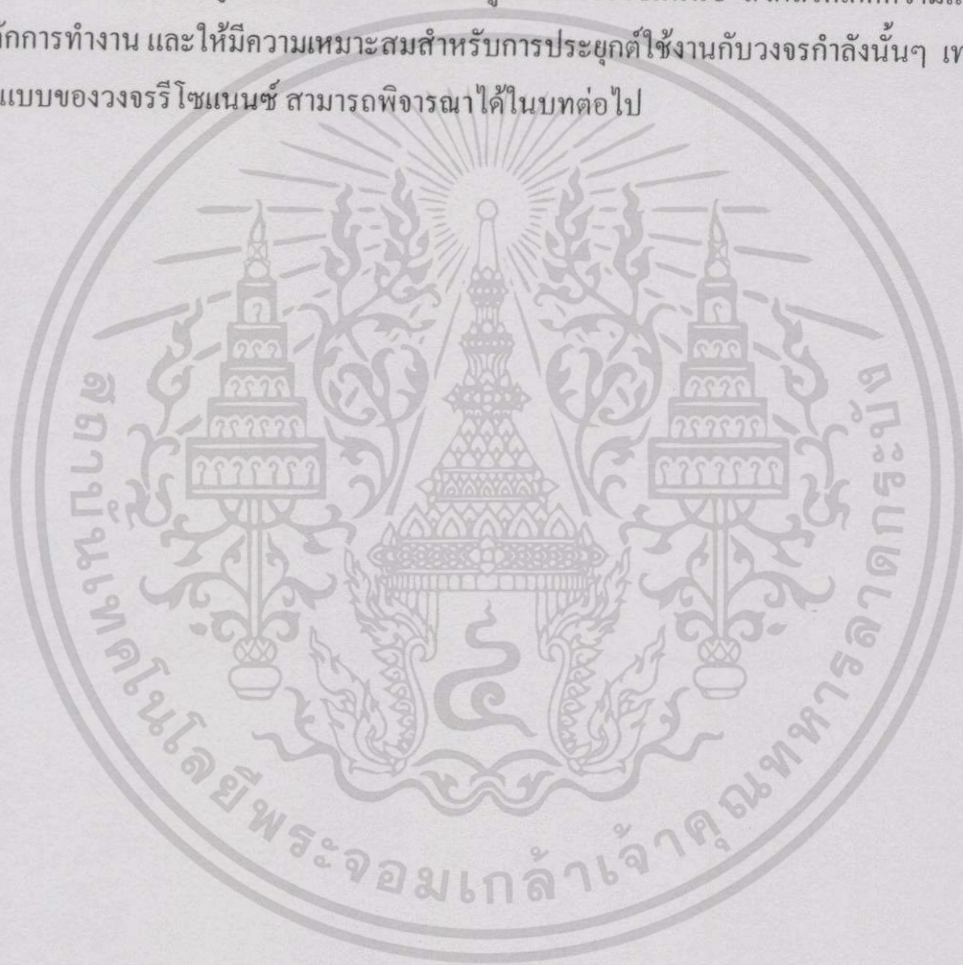
ผลจากการทำงานของวงจรรีโซแนนซ์ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมหรือกระแสสวิตซ์ เกิดการแกว่ง (Oscillate) เป็นช่วงๆ และเกิดจุดเป็นศูนย์ (Crosses zero point) ที่จุดศูนย์นี้ อุปกรณ์สวิตซิงของอินเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนสถานะการทำงาน จึงเรียกว่าเป็น สภาวะการทำงานสวิตซิงแบบนุ่มนวล ทำให้ค่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตซิง ค่าความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า รวมทั้งผลของ  $dv/dt$  และ  $di/dt$  ลดลงต่ำสุดหรือไม่เกิดขึ้นได้ ตามรูปที่ 2.6 เห็นได้ว่าการทำงานแบบซอฟท์สวิตซิงเส้นทางเดินการสวิตซิงได้ลดลงมาและทำงานอยู่ต่ำกว่าเส้นพิกัด ถ้าเปรียบเทียบกับรูปที่ 2.4 และ 2.5 (b) ที่เป็นลักษณะการทำงานแบบฮาร์ดสวิตซิง จะเห็นได้ชัดเจน



รูปที่ 2.6 แสดงกราฟพื้นที่ทำงานปลอดภัยและทางเดินการสวิตซิงแบบซอฟท์สวิตซิง

## 2.6 สรุป

ในบทนี้ได้เสนอข้อดีและข้อเสียของการเพิ่มความถี่สวิตช์ รวมทั้งชี้ให้เห็นปัญหาที่เกิดขึ้นกับอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์ในข้อจำกัดสำหรับการทำงานความถี่สูง และได้อธิบายถึงคำนิยามของศัพท์ต่างๆ ที่เกิดขึ้นในเหตุการณ์ดังกล่าว นอกจากนี้ได้กล่าวถึงความหมายและความสำคัญของอินเวอร์เตอร์แบบสวิตช์นุ่มนวลที่การทำงานจะช่วยแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นกับฮาร์ดสวิตช์ได้ ดังนั้นงานวิจัย และพัฒนาเกี่ยวกับวงจรรีโซแนนซ์จึงเกิดขึ้นอย่างมากมาย เพื่อปรับปรุงการทำงานให้ดีขึ้น ง่ายต่อการควบคุม และสามารถนำมาใช้งานกับวงจрд้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้จริง ซึ่งความแตกต่างที่เห็นเด่นชัดก็คือ รูปแบบและตำแหน่งที่อยู่ของวงจรรีโซแนนซ์ ส่งผลให้เกิดความแตกต่างในหลักการทำงาน และให้มีความเหมาะสมสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับวงจรถูกกำลังนั้นๆ เทคนิคและรูปแบบของวงจรรีโซแนนซ์ สามารถพิจารณาได้ในบทต่อไป



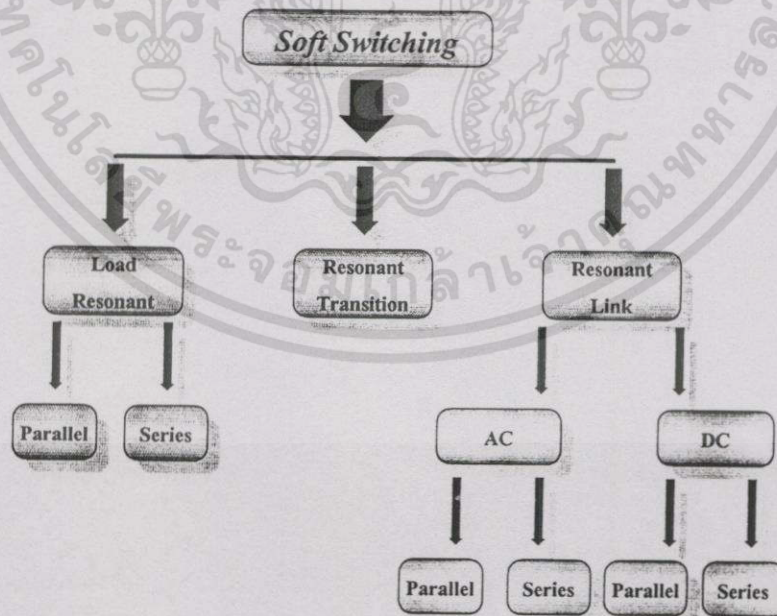
### บทที่ 3

## ประเภทของอินเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตชิง

### 3.1 บทนำ

จากความต้องการใช้งานซอฟท์สวิตชิงอินเวอร์เตอร์ ซึ่งได้กล่าวไว้ในบทที่แล้ว เทคนิคซอฟท์สวิตชิงจึงได้ถูกวิจัยและพัฒนาขึ้นมาในหลายๆรูปแบบที่แตกต่างกัน เพื่อต้องการปรับปรุงสมรรถนะการทำงานที่ดีกว่า มีประสิทธิภาพที่สูงกว่า และสามารถทำงานที่พิกัดกำลังงานได้สูงขึ้น เทคนิคบางเทคนิคได้ถูกออกแบบและสร้างขึ้นเพื่อให้มีความเหมาะสมกับงานด้านใดด้านหนึ่งโดยเฉพาะ และในบางครั้งอาจมีบางเทคนิคที่ถูกวิจัยขึ้นแต่ไม่ได้เป็นที่รู้จักอย่างกว้างขวาง ดังนั้นในบทนี้จึงได้พยายามจัดรวบรวมเทคนิคแบบต่างๆ เข้าด้วยกันและจำแนกออกเป็นประเภทใหญ่ๆ โดยการพิจารณาแยกประเภทจะเป็นไปตามเงื่อนไขของตำแหน่งที่มีวงจรรีโซแนนซ์ประกอบอยู่ เช่น อยู่ทางด้านโหลด อยู่ในวงจรรีโซแนนซ์ และอยู่ด้านจุดเชื่อมต่อโยงแรงดัน อีกทั้งจะพิจารณาตามคุณลักษณะการสร้างสภาวะซอฟท์สวิตชิง เช่น สวิตชิงที่แรงดันศูนย์ หรือที่กระแสศูนย์ และจะจัดแบ่งประเภทตามชนิดของวงจรรีโซแนนซ์ ที่เป็นได้ทั้งแบบอนุกรม หรือแบบขนาน นอกจากนี้ในบทนี้จะได้กล่าวถึงหลักการการทำงาน การนำไปประยุกต์ใช้งาน และแสดงตัวอย่างของวงจรที่ถูกวิจัยขึ้นมาประกอบให้เห็นได้ในแต่ละเทคนิคด้วย

การจำแนกประเภทของซอฟท์สวิตชิงอินเวอร์เตอร์ เป็นตามรูปที่ 3.1 เห็นได้ว่าเราสามารถจำแนกได้เป็น 3 ประเภทใหญ่ๆ คือ



รูปที่ 3.1 แสดงผังโครงสร้างในการจัดประเภทอินเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์ด้านโหลด (Load Resonant Inverter)

อินเวอร์เตอร์ประเภทนี้มีวงจรรีโซแนนซ์ต่ออยู่กับโหลด โดยวงจรประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์ และตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์ เท่านั้น ทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์,  $f_0$  เท่ากับความถี่สวิตชิง,  $f_s$  การเกิดรีโซแนนซ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่โหลด จะสร้างสถานะแรงดันหรือกระแสศูนย์ให้กับอุปกรณ์สวิตชิงของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะใช้งานกับอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์หรือฟูลบริดจ์ ก็ได้

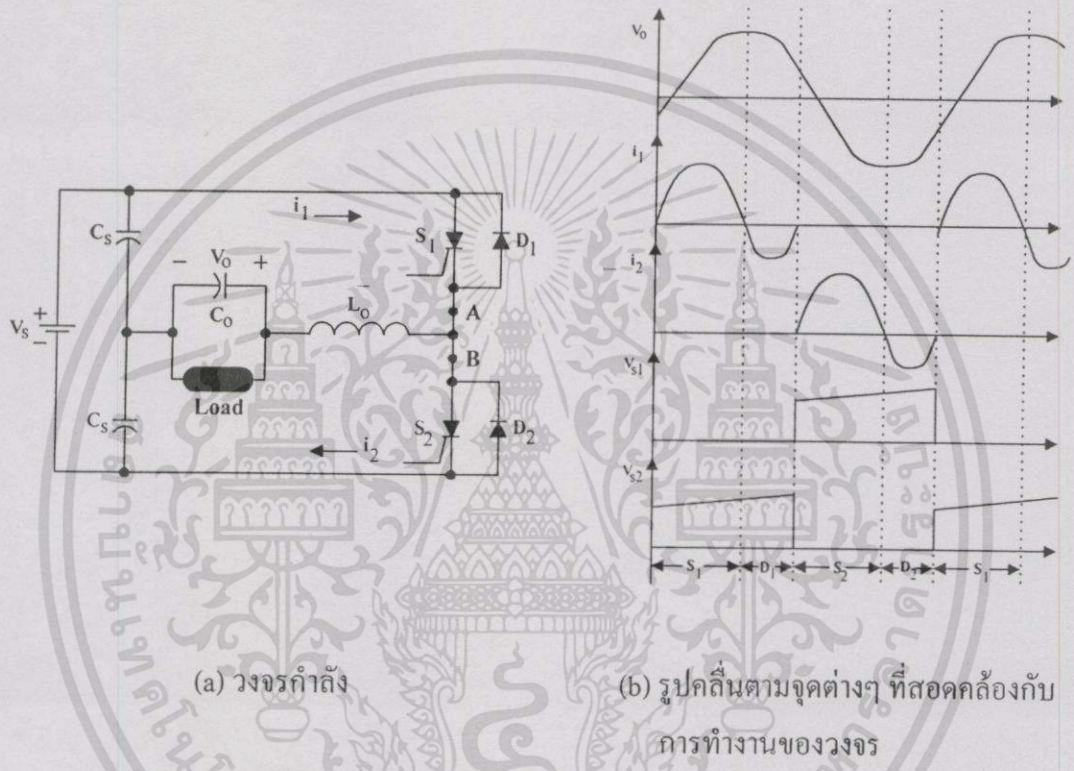
Load Resonant Inverter สามารถแบ่งประเภทตามลักษณะของวงจรรีโซแนนซ์ได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม และ วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน กล่าวหาว่า Load Resonant Inverter แบบวงจรรอนุกรม วงจรอินเวอร์เตอร์จะจ่ายแรงดันที่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square – wave voltage) ให้กับวงจรรีโซแนนซ์ ในส่วนทางด้านวงจร โหลดสามารถต่อทั้งแบบอนุกรม ขนาน หรือผสม กับวงจรรีโซแนนซ์ได้ และสำหรับ Load Resonant Inverter แบบวงจรรขนานนั้น วงจรอินเวอร์เตอร์จะจ่ายกระแสที่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square – wave current) ให้กับวงจรรีโซแนนซ์ สำหรับในกรณีนี้วงจร โหลดสามารถจะต่อแบบอนุกรม หรือ ขนานกับวงจรรีโซแนนซ์ ก็ได้ ตัวอย่างของวงจรรอินเวอร์เตอร์ประเภทนี้สามารถแสดงให้เห็นได้ในหัวข้อต่อไป

#### 3.2.1 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม โหลดขนาน

##### (Series Resonant Parallel – Load Inverter: SRPLI)

อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม โหลดขนาน ตามรูปที่ 3.2 เป็นวงจรที่นำเสนอโดย [5] อินเวอร์เตอร์เป็นแบบกึ่งบริดจ์ ใช้ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตชิงและมีไดโอดค่อขนานเพื่อเป็นทางไหลกลับของกระแสโหลดในช่วงเวลาหยุดนำกระแส ในส่วนของวงจรรีโซแนนซ์ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์,  $L_0$  และตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์,  $C_0$  ซึ่ง  $C_0$  นั้นนอกจากเป็นส่วนรีโซแนนซ์แล้ว ยังทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์กรองแรงดันเอาต์พุตที่โหลดด้วย กรณีที่  $f_s < f_0$  เอาต์พุตอิมพีแดนซ์มีคุณสมบัติเป็นคาปาซิแตนซ์ อุปกรณ์สวิตชิงกับไดโอด จะนำกระแสและหยุดนำกระแสในสถานะกระแสศูนย์ ช่วงเทอรันออฟ ไดโอดจะเป็นส่วนช่วยแชร์กระแสโหลดที่ไหลเข้าอุปกรณ์สวิตชิง และต้องทนต่อการไบอัสกลับขณะไทรสเตอร์หยุดนำกระแสด้วยการคอมมิวเตทได้ อย่างไรก็ตาม วงจร SRPLI ไม่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้ เพราะจะทำให้ผลของเอาต์พุตเพี้ยนไป และถ้าความถี่รีโซแนนซ์เลื่อนออกจากความถี่สวิตชิงที่เกิดจากการแกว่งของค่าพารามิเตอร์ในวงจร มีผลทำให้การเรีกูเรทเอาต์พุตทำได้ไม่ดี ในทางปฏิบัติอาจต้องเพิ่ม ตัวเหนี่ยวนำ  $L_0$  2 ตัวต่ออนุกรมที่จุด A และ B เพื่อจำกัดกระแสที่ไหลผ่านไทรสเตอร์ระหว่างกึ่ง ช่วยลดผลผิดเพี้ยนทางด้านเอาต์พุต และเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานได้ วงจร SRPLI จะเหมาะสำหรับงานที่ต้องการพิคกิ้งกำลังสูง ๆ (20 kHz/ 10 kVA) เช่น Induction Heating

ในกรณี  $f_s > f_0$  วงจรจะทำงานลักษณะการสวิตชิงที่แรงดันศูนย์ทั้งขณะนำกระแส และหยุดนำกระแส อุปกรณ์สวิตชิงควรใช้เป็น บีเจที หรือ มอสเฟต แทนไทรสเตอร์ และย้ายตัวเก็บประจุมาต่อขนานกับอุปกรณ์สวิตชิงแต่ละตัวเพื่อลดค่าสูญเสียการสวิตชิงขณะหยุดนำกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบฟลูบริดจ์และมีการควบคุมด้วยวิธีเฟสชิฟ [6] ในการคำนวณค่าของวงจรรีโซแนนซ์จะคิดค่าแฝงของอุปกรณ์สวิตชิงและค่ารีกเกจอินดักแตนซ์ของหม้อแปลงด้วย วงจรนี้ นิยมใช้สำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูง (High – frequency power supply)



รูปที่ 3.2 แสดงตัวอย่างอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม โหลดขนาน

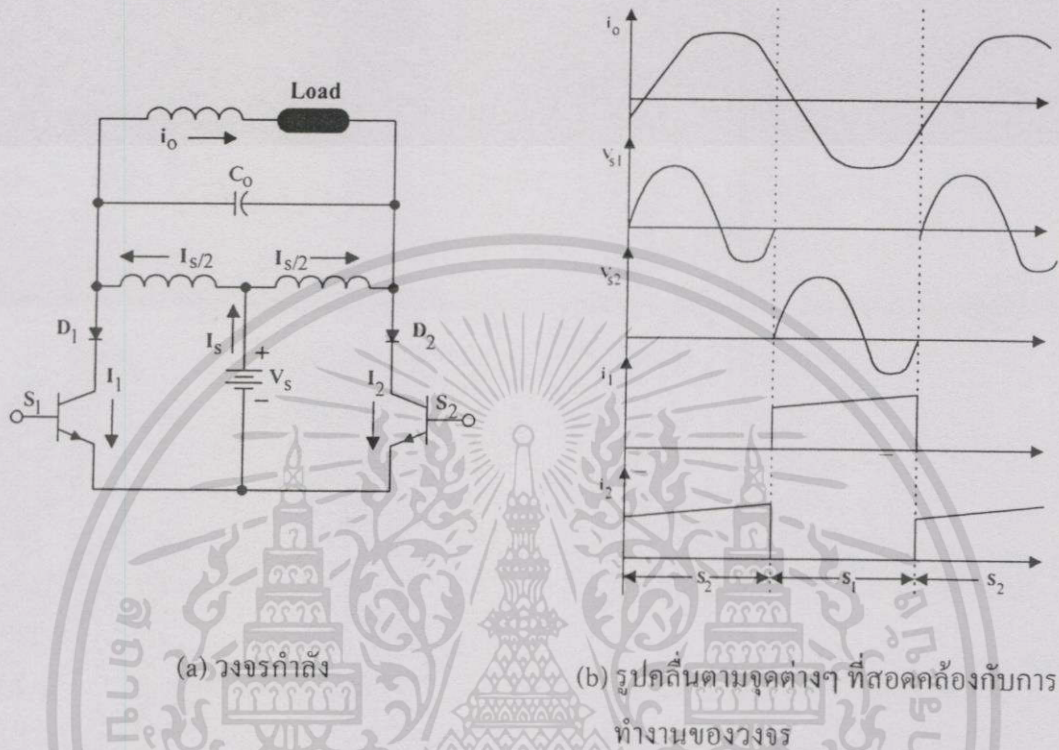
3.2.2 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน โหลดอนุกรม

(Parallel Resonant Series – Load Inverter : PRSLI)

ตามรูปที่ 3.3 เป็นวงจรที่นำเสนอโดย [7] วงจรประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์  $L_0$  ต่ออนุกรมกับโหลด และทำหน้าที่เป็นส่วนเร็กกูเรทกระแส โหลดด้วย อุปกรณ์สวิตชิงอาจใช้เป็นทรานซิสเตอร์, มอสเฟต หรือ ไอจีบีที ก็ได้ และต้องใช้ไดโอดต่ออนุกรมกับอุปกรณ์สวิตชิงเพื่อป้องกันการย้อนกลับของแรงดัน เพราะว่าแรงดันตกคร่อมสวิตซ์จะมีทั้งส่วนบวกและลบ ตามรูป 3.3 (b) กรณีที่  $f_s < f_0$  เอาท์พุทอิมพีแดนซ์มีคุณสมบัติเป็นค่าอินดักทีฟ ตามรูป 3.3(b) เห็นได้ว่าสวิตซ์  $S_1$  ไม่ทำงานจนกว่าแรงดันตกคร่อมจะเป็นศูนย์ แต่สามารถหยุดทำงานได้ทุกเวลา วงจรนี้ อุปกรณ์สวิตชิงทุกตัวจะนำกระแส และหยุดนำกระแสที่สภาวะแรงดันศูนย์ ในทางปฏิบัติ อาจจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย้ายตัวเก็บประจุ  $C_o$  มาต่อคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งแต่ละตัวได้ โดยมีการทำงานที่เหมือนกัน การประยุกต์ใช้งานจะเหมาะสมสำหรับงานด้าน Induction Heating และ Metal Melting ในระดับพิกัดกำลังสูง (10 kHz/ 1000 kW)



รูปที่ 3.3 แสดงตัวอย่างอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน โทลคอนุกรม

### 3.3 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบทรานซิชัน

#### (Resonant Transition Inverter)

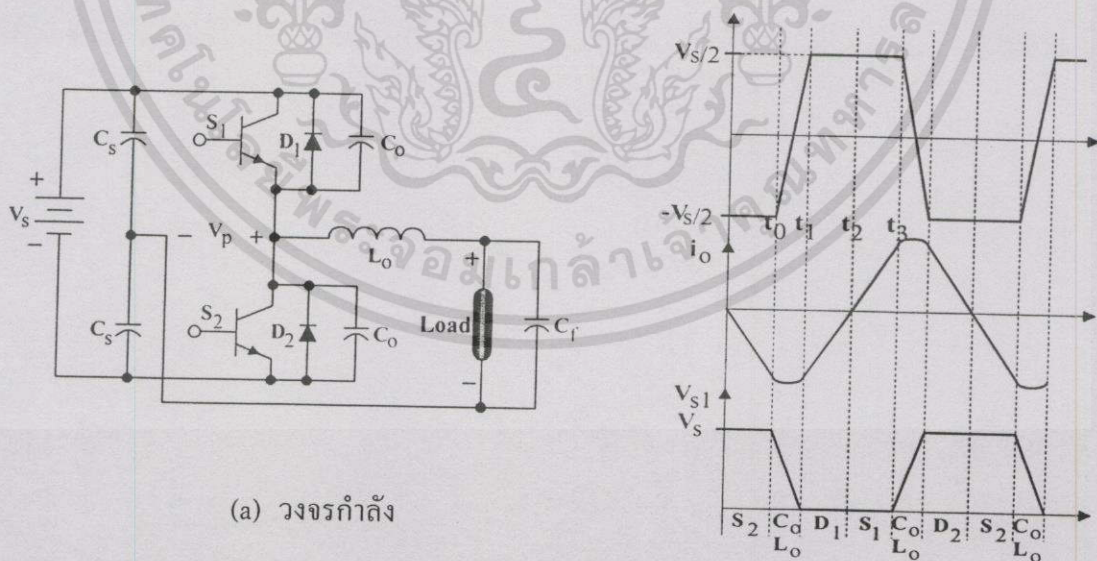
อินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานแบบนี้ วงจรรีโซแนนซ์จะเป็นส่วนหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน หรืออินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายกระแสก็ได้ วงจรรีโซแนนซ์จะทำงานเมื่ออุปกรณ์สวิตซ์ต้องการเปลี่ยนสถานะการทำงาน และการเกิดรีโซแนนซ์ทำให้รูปร่างของกระแสและแรงดันเปลี่ยนไป ส่งผลให้เป็นการทำงานแบบสวิตซ์ซึ่งนุ่มนวล วงจรรีโซแนนซ์ต้องออกแบบให้มีค่าพลังงานสะสมอยู่ในวงจรเพียงพอ เพื่อจะทำให้เกิดการดำเนินงานที่สมบูรณ์แบบ และต้องมีพลังงานไหลวน (circulating energy) ในวงจรต่ำสุด นอกจากนั้นจะมีการรวมค่าแฝงต่างๆ ของวงจรทั้งหมดเข้าเป็นส่วนหนึ่งของวงจรรีโซแนนซ์ด้วย เช่น ค่าตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์ร่วมกับรีกเกจรีแอคแตนซ์ของหม้อแปลง หรือค่าเก็บประจุนรีโซแนนซ์ร่วมกับค่าเก็บประจุแฝงของตัวอุปกรณ์สวิตซ์ด้วย การทำงานของวงจรรีโซแนนซ์จะถูกควบคุมด้วยสัญญาณที่ควบคุมอินเวอร์เตอร์ ซึ่ง

อาจควบคุมด้วยเทคนิค พี คับบลิว เอ็ม ได้ โดยการทำงานจะไม่มีผลกระทบกับการเปลี่ยนแปลงของโหลด ตัวอย่างของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้แสดงให้เห็นได้ในหัวข้อต่อไปนี้

3.3.1 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบโพล (Resonant Pole Inverter : RPI)

ตามรูปที่ 3.4 แสดงอินเวอร์เตอร์แบบ RPI ชนิดหนึ่งเฟสที่นำเสนอโดย [8] , [9] วงจรประกอบด้วย ตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์ ,  $C_o$  ที่ต่อขนานกับอุปกรณ์สวิตซ์และตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์ ,  $L_o$  ต่ออยู่ด้านโหลด ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวกรองกระแสโหลดด้วย ในทางปฏิบัติอาจจะใช้ตัวเก็บประจุ ,  $C_r$  ต่อขนานกับโหลดไว้ด้วย เพื่อช่วยกรองแรงดันเอาท์พุทให้มีคุณภาพดีขึ้น

จากรูปที่ 3.4 (b) ซึ่งให้เห็นว่า การรีโซแนนซ์จะเกิดขณะที่แรงดัน  $V_p$  เปลี่ยนจากบวกมาเป็นลบหรือลบไปเป็นบวก อธิบายได้ว่า ที่เวลา  $t = t_0$  อุปกรณ์สวิตซ์  $S_2$  ได้นำกระแสอยู่ก่อน ส่วน  $S_1$  ไม่นำกระแส ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อม  $S_1$  มีค่าเท่ากับ  $V_s$  และกระแสโหลดมีค่าเป็นลบ เมื่อ  $S_2$  เริ่มหยุดทำงาน การเกิดรีโซแนนซ์ระหว่าง  $C_o$  กับ  $L_o$  จึงเกิดขึ้น ทำให้แรงดันที่ตกคร่อม  $S_1$  ค่อยๆ ลดลงเนื่องจาก  $C_o$  ที่ต่อขนาน  $S_1$  ได้ถ่ายพลังงานไปให้กับ  $C_o$  ที่ต่อขนานกับ  $S_2$  เมื่อแรงดัน  $V_{s1}$  ลดลงเป็นศูนย์แล้ว ที่เวลา  $t = t_1$  ไดโอด  $D_1$  จะนำกระแส ทำให้กระแสโหลดค่อยๆ เปลี่ยนทิศ ตอนนี้  $L_o$  จะถูกสะสมพลังงานด้วยแรงดัน  $1/2V_s$  และ  $S_1$  สามารถนำกระแสได้ในระหว่างช่วงเวลา  $t_1 < t < t_2$  ส่วนกระแสโหลดจะมีทิศทางเป็นบวกเพิ่มขึ้น ต่อมาที่  $t = t_2$   $S_1$  จะหยุดนำกระแส ซึ่งเป็นการสิ้นสุดในการทำงานหนึ่งครั้ง เราสามารถสรุปการทำงานได้ทั้งหมดว่า  $S_1$  จะนำกระแส และหยุดนำกระแสที่สภาวะแรงดันศูนย์ ส่วน  $S_2$  จะนำกระแสที่สภาวะกระแสศูนย์ และหยุดนำกระแสที่สภาวะแรงดันศูนย์

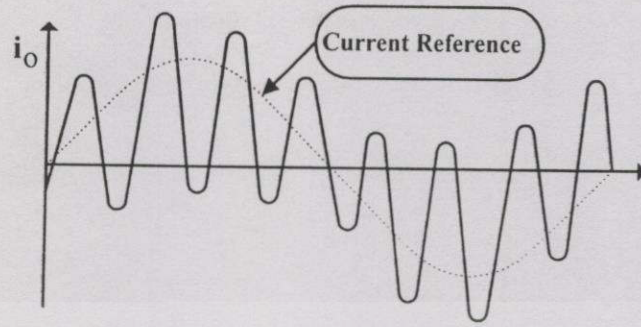


(a) วงจรกำลัง

(b) รูปคลื่นตามจุดต่างๆ ที่สอดคล้องกับการทำงานของวงจร

รูปที่ 3.4 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ RPI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) รูปคลื่นกระแสเอาต์พุต

## รูปที่ 3.4 (ต่อ)

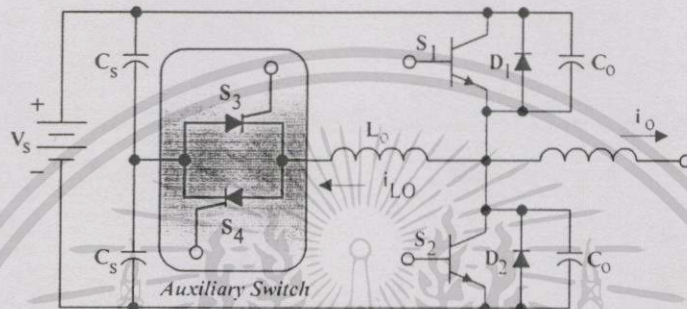
ข้อจำกัดของวงจร RPI คือมีค่าความเครียดของกระแสที่ตัวอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งสูง ซึ่งเกิดจากกระแส  $L_o$  ที่ต้องมีค่ามากและเพียงพอสำหรับถ่ายพลังงานให้กับตัวเก็บประจุ เพื่อให้การทำงานเป็นสถานะสวิตซ์แรงดันศูนย์ได้ โดยมีค่าสูงสุดเท่ากับ 2 เท่าของกระแสโหลด จึงทำให้การสูญเสียอันเนื่องมาจากการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งมีค่าสูงกว่าอินเวอร์เตอร์แบบธรรมดา ส่งผลให้ราคาของอุปกรณ์สูงขึ้น และความน่าเชื่อถือในการทำงานลดลง ขณะเดียวกัน ที่โหลดต่ำๆ ค่ากระแส  $L_o$  อาจมีค่าไม่เพียงพอและไม่สามารถทำให้เกิดสถานะสวิตซ์แรงดันศูนย์ได้ นอกจากนี้เทคนิคนี้การใช้  $L_o$  ต่ออนุกรมกับโหลดโดยตรงจะไม่เหมาะสมกับการใช้งานด้านการขับเคลื่อนมอเตอร์ เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์สร้างผลกระทบทำให้การทำงานไม่สมบูรณ์แบบ วงจร RPI เหมาะสำหรับประยุกต์ใช้งานกับวงจร กรองแบบแอคทีฟ (Active Power Filter) ที่มีพิกัดกำลังถึง 10 kVA ได้

## 3.3.2 Resonant Snubber – Based Inverter

ตามรูปที่ 3.5 แสดงตัวอย่างวงจรแบบหนึ่งมีหลักการการทำงานแบบทรานซิสชัน ที่นำเสนอโดย [10] วงจรนี้ได้พัฒนาจากวงจรรูปที่ 3.4 ให้การทำงานมีความสมบูรณ์ขึ้น ใช้งานกับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน หรือแหล่งจ่ายกระแสได้ วงจรรีโซแนนซ์ได้ใช้อุปกรณ์สวิตซ์มาช่วย (Auxiliary switch) จากรูปที่ 3.5 ใช้เป็นไทรสเตอร์ สำหรับวิธีนี้ได้แยกตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์,  $L_o$  ออกจากวงจรหลัก และใช้อุปกรณ์สวิตซ์ช่วย  $S_3$  และ  $S_4$  ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์ ทำหน้าที่ควบคุมทิศทางการไหลของกระแส และการถ่ายเทพลังงานการรีโซแนนซ์ โดย  $S_3$  และ  $S_4$  ทำงานที่สถานะกระแสศูนย์ ส่วนด้านอินเวอร์เตอร์อุปกรณ์สวิตซ์อาจใช้เป็น จีทีโอ หรือ ไอจีบีทีได้ การทำงานเป็นสถานะแรงดันศูนย์ วงจรนี้ได้ถูกออกแบบให้ทำงานเฉพาะช่วงเวลาโหลดเบา ดังนั้นสามารถลดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการนำกระแสได้ โดยที่อุปกรณ์สวิตซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์

มีค่าพิกัดกระแสเป็น 1 เท่าของพิกัดกระแสโหลด และการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ช่วยจะอิสระกับชุดอุปกรณ์สวิตช์หลัก แต่วิธีการควบคุมค่อนข้างยุ่งยาก และซับซ้อน

แม้ว่าเทคนิคนี้ จะมีความยุ่งยากและซับซ้อน แต่การทำงานที่ควบคุมด้วยพี คับบลิว เอ็ม จะเป็นลักษณะการควบคุมที่อิสระต่อกันระหว่างอินเวอร์เตอร์กับวงจรรีโซแนนซ์ จึงทำให้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานให้ดีขึ้น วงจร Resonant Snubber – Based Inverter จะเหมาะสมกับงานที่ต้องการพิกัดกำลังสูง ๆ เช่น ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์



รูปที่ 3.5 แสดงวงจร Resonant Snubber – Based Inverter

### 3.4 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์ด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยง (Resonant Link Inverter)

ลักษณะของอินเวอร์เตอร์แบบนี้จะมีวงจรรีโซแนนซ์ประกอบอยู่ทางด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยง (DC bus) สามารถแบ่งตามการทำงานของวงจรรีโซแนนซ์ได้ดังนี้

#### 3.4.1 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์ด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงแบบสลับ (Resonant AC – Link Inverter: RACLI)

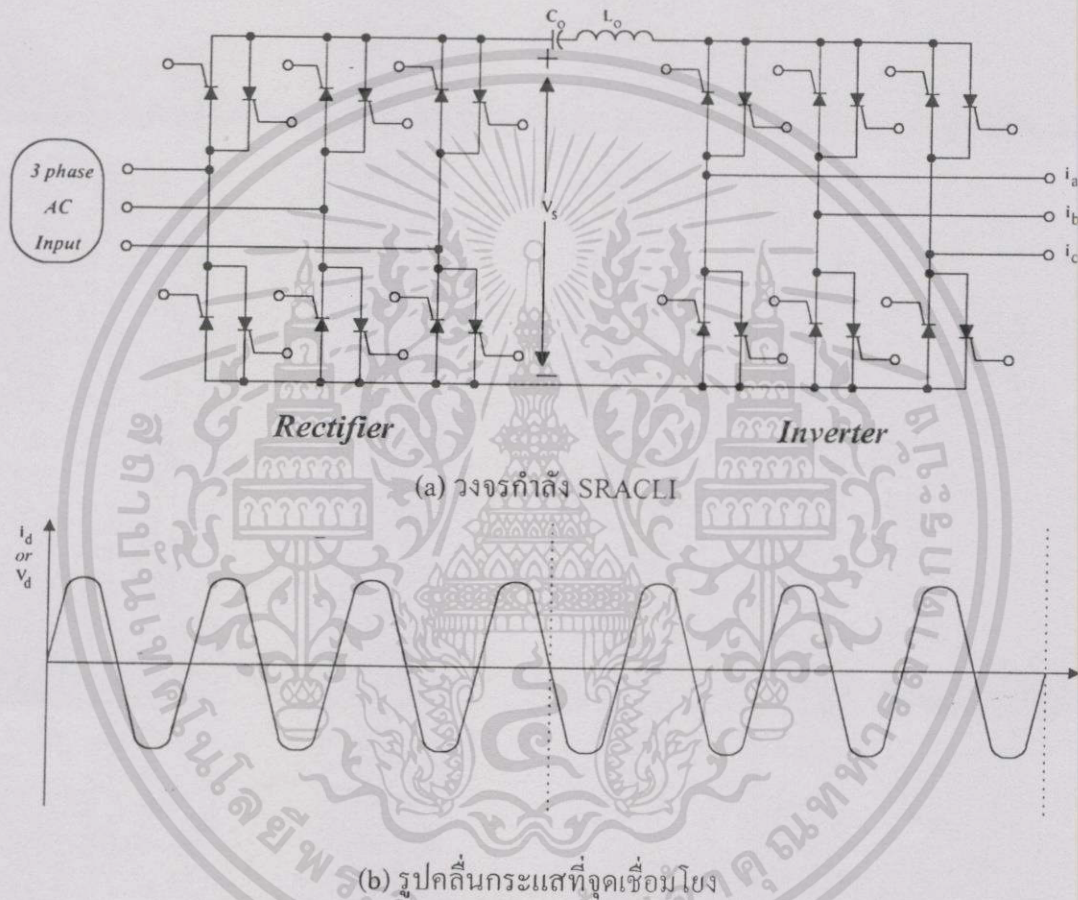
Resonant AC – Link Inverter จะมีวงจรรีโซแนนซ์ต่ออยู่ระหว่างจุดเชื่อมโยงแรงดัน การเกิดรีโซแนนซ์รูปคลื่นแรงดันหรือกระแสทางด้านจุดเชื่อมโยงจะมีลักษณะเป็นไฟ เอชอี ที่ทำให้อุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนสถานะการทำงานที่กระแสศูนย์หรือแรงดันศูนย์ได้ เราสามารถแบ่งประเภทของอินเวอร์เตอร์แบบนี้ตามลักษณะการต่อวงจรรีโซแนนซ์ได้เป็น

##### 3.4.1.1 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงแบบสลับ (Series Resonant AC – Link Inverter: SRACLI)

ตามรูปที่ 3.6 (a) แสดงวงจรการทำงานที่นำเสนอโดย [11] วงจรประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง,  $V_s$  ได้มาจากวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงที่สามารถควบคุมกระแสเชื่อมโยงได้ ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์,  $L_0$  และตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์,  $C_0$  ซึ่งเป็นส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำหน้าที่ควบคุมกระแสเชื่อมโยงไหลเข้าวงจรเกิดการแกว่งเป็นความถี่สูง และมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ กระแสเชื่อมโยงนี้จะมีค่าเป็นศูนย์สองครั้งในหนึ่งคาบทำงานตามรูป 3.6 (b) ทำให้อุปกรณ์สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนสถานะทำงานที่สภาวะกระแสศูนย์ และในวงจรอินเวอร์เตอร์อุปกรณ์สวิตซ์ที่ใช้มีการทำงานเป็นแบบสองทิศทาง จะเห็นได้ว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้มีการทำงานที่เหมือนกับไซโคลคอนเวอร์เตอร์ วงจร SRACLI จะเหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานกับ ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์



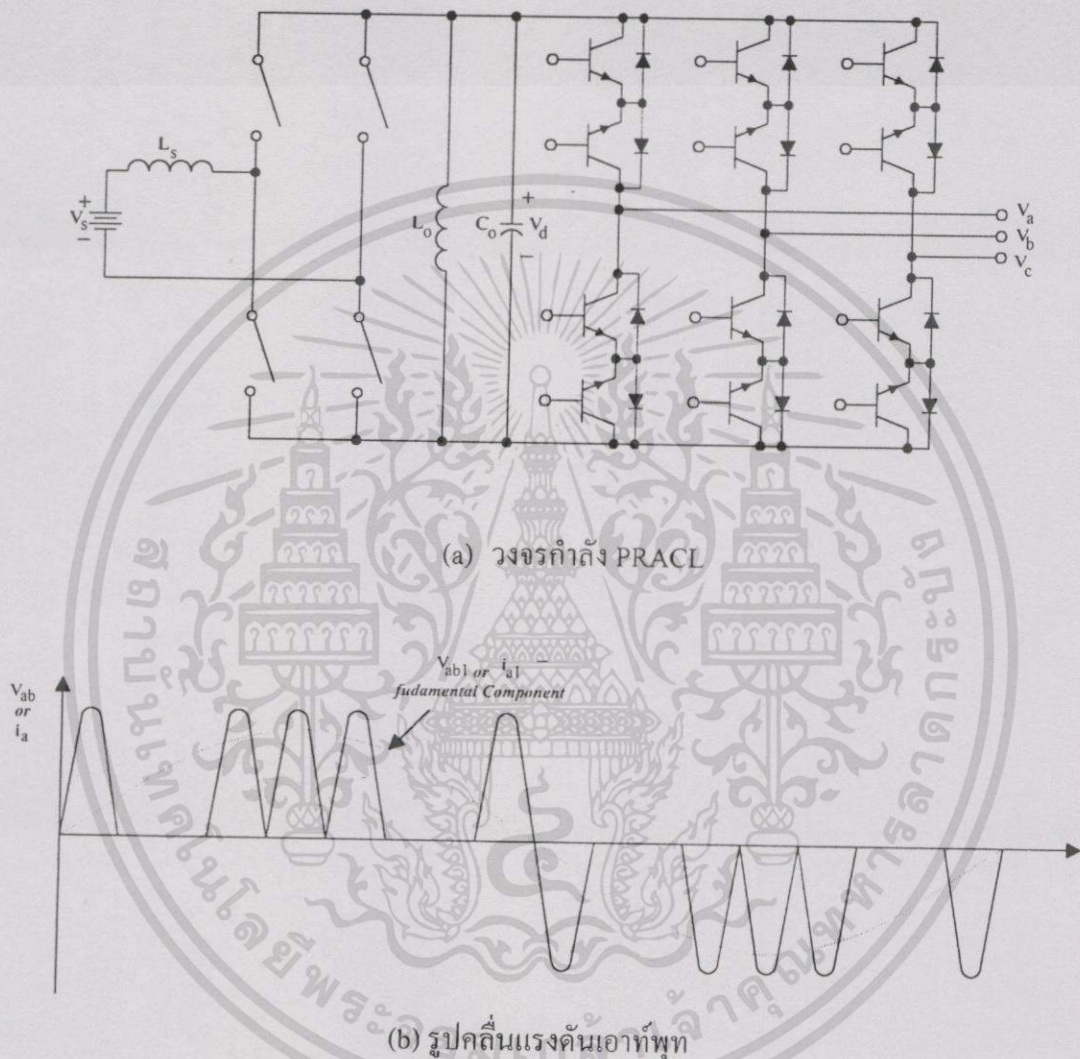
รูปที่ 3.6 แสดงอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงแบบสลับ

3.4.1.2 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงแบบสลับ  
(Parallel Resonant AC – Link Inverter: PRACL)

วงจรรูปที่ 3.7 (a) แสดงวงจร PRACL นี้ วงจรประกอบด้วย แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $V_s$  ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ  $L_s$  เพื่อเปลี่ยนจากแหล่งจ่ายแรงดันเป็นแหล่งจ่ายกระแส ในส่วนของวงจรรีโซแนนซ์ ได้ต่ออยู่ระหว่างแหล่งจ่ายกระแสดังกล่าวกับชุดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์  $L_o$  และตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์  $C_o$  ต่อในลักษณะขนาน ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สภาวะรีโซแนนซ์ทำให้แรงดันจุดเชื่อมโฆงมีลักษณะเป็นแรงดันไฟสลับและเกิดจุดศูนย์ โดยอุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนสถานะทำงานในสภาวะแรงดันศูนย์นี้ที่ให้แรงดันเอาต์พุตตามรูปที่ 3.7 (b) อุปกรณ์สวิตช์ที่ใช้จะมีลักษณะการทำงานแบบสองทิศทาง ซึ่งอาจใช้เป็นประเภท ทรานซิสเตอร์ หรือ ไอ จี บี ที ก็ได้ตามรูปที่ 3.7 (a)



รูปที่ 3.7 แสดงอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโฆงแบบสลับ

### 3.4.2 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์ด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโฆงกระแสตรง

(Resonant DC – Link Inverter: RDCLI)

รูปแบบของวงจรมีจะเหมือนกับ RACLI โดยมีวงจรรีโซแนนซ์ทั้งแบบขนาน และอนุกรม ต่ออยู่กับจุดเชื่อมโฆง แต่ลักษณะการทำงานจะได้รูปคลื่นแรงดันหรือกระแสที่จุดเชื่อมโฆงเป็น ไฟฟ้ากระแสตรง สร้างสภาวะศูนย์ และอุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนสถานะทำงานที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสศูนย์หรือแรงดันศูนย์นี้ อุปกรณ์สวิตซ์ที่ใช้จะทำงานแบบทางเดียวเท่านั้น เราสามารถจำแนกชนิดของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้ตามลักษณะวงจรรีโซแนนซ์ได้เป็น

### 3.4.2.1 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง (Parallel Resonant DC – Link Inverter: PRDCLI)

ในรูปที่ 3.8 แสดงตัวอย่างวงจรที่นำเสนอโดย [12] วงจรรีโซแนนซ์ ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์,  $L_o$  และตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์,  $C_o$  ต่อขนานอยู่ระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงกับวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่สภาวะรีโซแนนซ์ทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจุดที่เชื่อมโยงเป็นศูนย์เพื่อสร้างสภาวะการทำงานแบบสวิตซ์แรงดันศูนย์

การวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรนี้จะใช้วงจรตามรูปที่ 3.8 (b) ซึ่งเป็นวงจรสมมูลย์ของรูป 3.8 (a) โดย  $R_o$  เป็น ค่า  $Q$ -factor ของวงจรรีโซแนนซ์ และ  $I_d$  เป็นกระแสที่ไหลเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ เป็นฟังก์ชันของกระแสไหลลดกับการสวิตซ์ แทนด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบ คงที่ ในช่วงแรกขณะสวิตซ์  $S_o$  เริ่มทำงานทำให้เกิดโหมดการสะสมพลังงานขึ้นใน  $L_o$  และกระแสมีค่าเป็น  $I_{Lo}$

จากรูป 3.8 (c) ที่เวลา  $t = t_0$  เป็นสภาวะเริ่มต้นจะได้

$$I_d = \text{คงที่} \quad (3.1)$$

$$vd(t) = 0 \quad (3.2)$$

$$i_{L_o}(t) = I_{L_o} \quad (3.3)$$

สมมติให้ระบบเกิดสภาวะ Underdamp เนื่องจาก  $R_o \ll \omega_o L_o$  ดังนั้นจะได้

$$i_{L_o}(t) = I_d + \left[ I_m \cos(\omega_o t) + \frac{V_s}{Z_o} \sin(\omega_o t) \right] \quad (3.4)$$

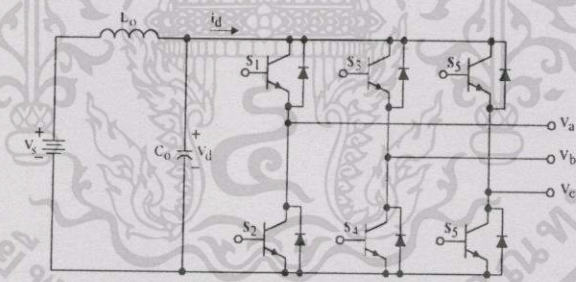
$$vd(t) = V_s (1 - \cos(\omega_o t)) + Z_o I_m \sin(\omega_o t) \quad (3.5)$$

โดยที่

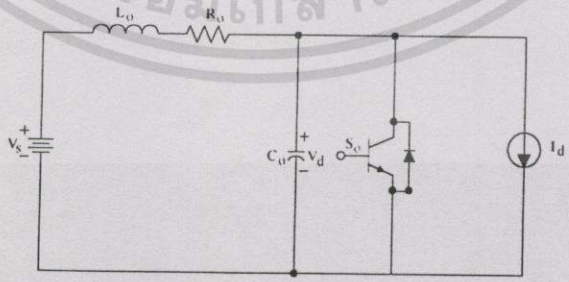
$$Z_o = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \quad , \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} \quad (3.6)$$

และ  $I_M = I_{LO} - I_d$  เป็นกระแสตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์

ในทางปฏิบัติ อาจเกิดโอเวอร์ชูทของแรงดัน  $v_d(t)$  ขึ้นได้ เป็นผลมาจากการทำงานของวงจรที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วในขณะรีโซแนนซ์แต่ละครั้ง ทำให้กระแส  $I_{LO}$  ในช่วงเริ่มต้น,  $I_{LO}$  และกระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์,  $I_d$  เกิดการเปลี่ยนแปลงได้ ดังนั้นจึงต้องออกแบบระบบควบคุมกระแส  $I_M$  ขณะที่มีการเปลี่ยนจากการทำงานหนึ่งไปสู่การทำงานหนึ่งให้เหมาะสม ที่อาจจะเป็นการควบคุมแบบ DPM (Delta modulation) แต่การควบคุมในลักษณะนี้ให้ผลลัพท์ประกอบฮาร์โมนิกส์ด้านเอาต์พุตไม่ดี เมื่อเปรียบเทียบกับ พี ดับบลิว เอ็ม ที่ใช้งานอยู่ทั่วไป [13] แต่ปัญหานี้จะสามารถแก้ปัญหาที่วงจรรีโซแนนซ์ได้ โดยลดค่า Claping factor ของวงจรลง และนำไปใช้การควบคุมแบบพี ดับบลิว เอ็ม ธรรมดาได้ นอกจากนี้มีผู้ทำวิจัยหลายท่านคิดเทคนิคใหม่ขึ้นมาเพื่อลดค่าแรงดัน โอเวอร์ชูทนี้ เช่น Passive clamped [8], Actively clamped [8], quasi - resonant [14]-[18] และ notch commutated [18] โดยในที่นี้ไม่ขอกล่าวถึงรายละเอียดของวงจร



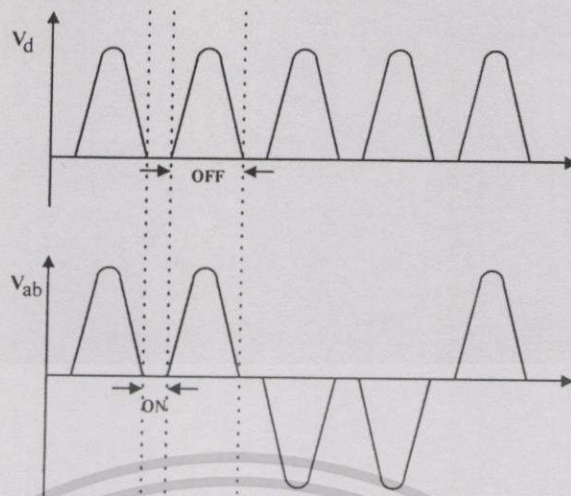
(a) วงจรกำลัง PRDCLI



(b) วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์

รูปที่ 3.8 แสดงอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) รูปคลื่นแรงดันที่จุดเชื่อมโยงและเอาต์พุต

รูปที่ 3.8 (ต่อ)

### 3.4.2.2 อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง (Series Resonant DC – Link Inverter: SRDCLI)

ตามรูปที่ 3.9 แสดงตัวอย่างของวงจร SRDCLI ที่นำเสนอโดย [19], [20] วงจรรีโซแนนซ์จะต่อกันแบบอนุกรม ( $L_o$  และ  $C_o$ ) และมี  $L_s$  ต่อขนานกับ  $C_o$  เพื่อสร้างเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่จุดเชื่อมโยงแรงดัน การทำงานจะสร้างสภาวะกระแสศูนย์ขึ้นกับกระแสที่ไหลเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์และอุปกรณ์สวิตช์ได้ใช้เป็นเอส ซี อาร์ จึงทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์สามารถทำงานที่พิกัดกำลังสูง ๆ ได้ ในรูปที่ 3.9 (b) แสดงวงจรสมมูล  $V_s$  คือแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และ  $S_w$  แทนทรินสเตอร์ของวงจรเรกติไฟเออร์ และวงจรอินเวอร์เตอร์ ในขณะที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์สมมูลให้กระแส  $I_s$  และแรงดัน  $V_L$  มีค่าคงที่ เมื่อ  $L_s$  และ  $C_L$  มีค่ามาก ดังนั้นกระแส  $i_d$  มีค่าเป็นตามสมการ

$$i_d = i_s (1 - \cos(\omega_o t)) + \frac{V_{SWO}}{Z_o} \sin(\omega_o t) \quad (3.7)$$

โดยที่  $V_{SWO} = V_C - V_{CO} - V_L$  คือ ค่าแรงดันตกคร่อมทรินสเตอร์

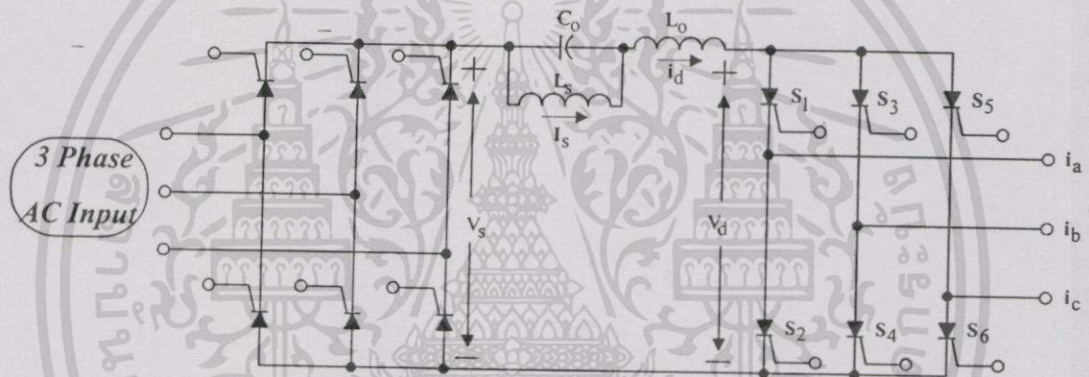
เมื่อ  $V_{CO}$  คือแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ,  $C_o$  ขณะเริ่มแรก

การแกว่งของกระแส  $i_d$  จะเกิดขึ้นเมื่อ  $S_w$  นำกระแส แรงดันที่ตกคร่อมทรินสเตอร์  $V_{SWO}$  จะค่อยๆ เพิ่มขึ้น เมื่อ  $i_d = 0$   $S_w$  จะหยุดนำกระแส และจะนำกระแสอีกครั้งเมื่อแรงดัน  $V_{SWO}$  ถึงระดับที่

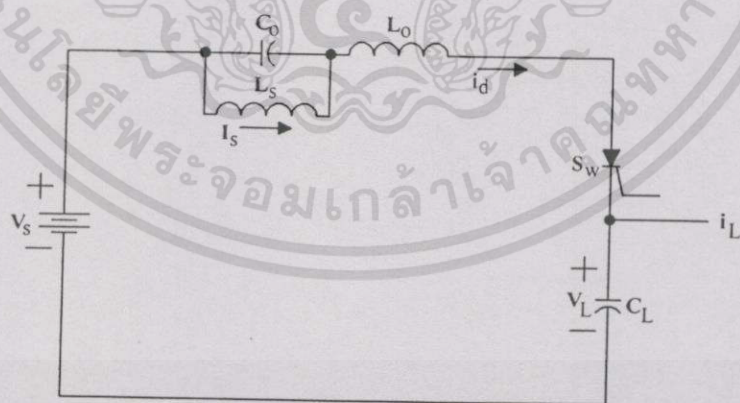
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องการ ในระหว่างช่วงหยุดนำกระแส นั้น  $L_s$  จะชาร์จประจุให้กับ  $C_o$  ในกรณีที่กระแส  $I_s$  มีค่า มากเกินไป ทำให้การเกิดสภาวะกระแสศูนย์ไม่สมบูรณ์ ดังนั้นการควบคุมกระแส  $I_s$  ต้องกระทำ อย่างเหมาะสม ซึ่งอาจจะควบคุมที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า,  $V_s$  หรือโดยอาศัยหลักการอ้อมตัวของ  $L_o$  ก็ได้

ปัญหาอย่างหนึ่งของวงจรนี้ก็คือ กระแสที่จุดเชื่อมต่อ โยงแรงดันไฟฟ้าอาจมีค่าสูงมาก ทำให้ตัว อุปกรณ์รีโซแนนซ์มีการสะสมพลังงานมากเกินไป การควบคุมกระแสที่จุดเชื่อมต่อ โยงนี้จึงมีความ สำคัญ และต้องสร้างให้สัมพันธ์กับชุด พัดดับลิว เอ็ม ซึ่งวิธีควบคุมการทำงานดังกล่าวค่อนข้าง ยุ่งยาก ซับซ้อน ดังนั้นจึงได้มีการปรับปรุงวงจรและนำเสนอขึ้นใหม่ [21]-[24] โดยออกแบบให้ กระแสที่จุดเชื่อมต่อ โยงนี้มีลักษณะเป็นพัลส์ต่อเนื่อง ซึ่งวงจรที่นำเสนอใหม่นี้ได้แก่ Quasi – resonant PWM [22] หรือ notch – commutated PWM [23] เป็นต้น



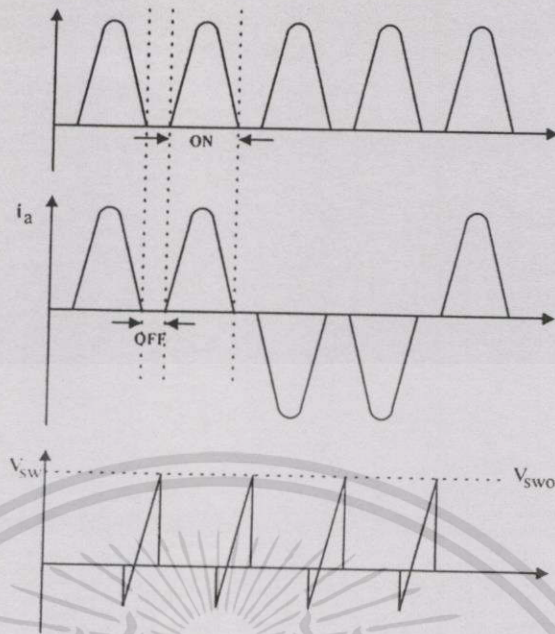
(a) วงจรกำลัง SRDCLI



(c) วงจรสมมูลย์

รูปที่ 3.9 แสดงอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) รูปคลื่นตามจุดต่าง ๆ ที่สอดคล้องกับการทำงานของวงจร

รูปที่ 3.9 (ต่อ)

### 3.5 สรุป

ในการจำแนกประเภทของอินเวอร์เตอร์ที่ทำงานแบบซอฟต์สวิตชิง โดยพิจารณาแบ่งตามพื้นฐานของตำแหน่งที่อยู่ของวงจรรีโซแนนซ์ ลักษณะการทำงานแบบรีโซแนนซ์ และชนิดของวงจรรีโซแนนซ์ จะเห็นว่ามียังมีวงจรหลายรูปแบบที่ถูกวิจัยและพัฒนาขึ้นเพื่อให้เหมาะสมสำหรับอินเวอร์เตอร์ในแต่ละประเภท ซึ่งล้วนมีวัตถุประสงค์หลัก คือ ต้องการปรับปรุงวงจรให้สามารถทำงานได้ตรงกับงานที่ต้องการ และให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น ดังนั้นวงจรต่างๆ ที่คิดค้นขึ้นจึงได้มีความเหมาะสมสำหรับงานนั้น ๆ โดยเฉพาะ ถ้านำไปประยุกต์ใช้กับงานอื่นอาจจะทำงานได้ไม่ดี มีประสิทธิภาพลดลง ต้องดัดแปลงแก้ไขวิธีการควบคุมเพิ่มเติม หรือไม่สามารทำงานได้ อย่างไรก็ตามในบางวงจรยังคงมีปัญหาและอุปสรรคเกิดขึ้น เช่น มีค่าความเครียดสูง และมีความยุ่งยากของการควบคุม ทำให้เป็นการยากที่จะนำไปใช้ในทางพาณิชย์โดยตรง ในส่วนของงานวิจัยนี้ต้องการศึกษาและออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตชิงเพื่อใช้ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่จะนำไปสู่การพัฒนาและปรับปรุงใช้งานต่อไป ดังนั้นจากประเภทของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จำแนกไว้ในตอนต้น เห็นได้ว่า สำหรับงานด้านนี้ PRDCLI จะเหมาะสมที่สุด เนื่องจากมีคุณสมบัติและข้อได้เปรียบกว่าวงจรประเภทอื่นดังต่อไปนี้

1. ระบบวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน มีโครงสร้างและการออกแบบง่ายกว่าวงจรแบบ SRDCLI ที่ต้องใช้ระบบอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งมีวิธี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมที่ยุงยากและซับซ้อนกว่า

2. วิธีควบคุมวงจรรีโซแนนซ์ที่ทำให้เกิดสถานะแรงดันศูนย์ทำได้ง่ายกว่าวงจรแบบ SRDCLI ที่ควบคุมให้เกิดสถานะกระแสศูนย์ ซึ่งต้องมีวงจรถ้าสามารถควบคุมกระแสที่จุดเชื่อมโยงได้
  3. การควบคุมแบบแรงดันเชื่อมโยง ดีซี สามารถกระทำได้ง่ายกว่า และใช้จำนวนอุปกรณ์สวิตซ์น้อยกว่าแบบแรงดันเชื่อมโยง เอซี (RACLI)
  4. สามารถใช้วงจรรีโซแนนซ์ต่อเข้าอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานแบบฮาร์ดสวิตซ์ได้โดยตรง ไม่จำเป็นต้องแก้ไข หรือ คัดแปลงระบบวงจอินเวอร์เตอร์ และการควบคุมวงจรจะเป็นอิสระต่อกัน
  5. Resonant Transition Inverter สามารถประยุกต์ใช้กับงานขับเคลื่อนมอเตอร์ได้ แต่ต้องใช้วงจรช่วยซึ่งทำให้การควบคุมค่อนข้างซับซ้อน
  6. Load Resonant Inverter จะไม่สามารถนำมาควบคุมระบบขับเคลื่อนแมชชีนได้ เนื่องจากปรับเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์ไม่ได้ เพราะการเปลี่ยนความถี่มีผลทำให้เอาท์พุทที่มีความเพี้ยนสูง จึงไม่ตรงกับความต้องการสำหรับใช้งานกับระบบขับเคลื่อนที่ต้องสามารถปรับเปลี่ยนความถี่เพื่อควบคุมความเร็วรอบ
- ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกวงจอินเวอร์เตอร์แบบ PRDCL มาเป็นส่วนของการวิจัย โดยรายละเอียดเกี่ยวกับการวิเคราะห์หลักการทำงานและออกแบบวงจรจะได้กล่าวในบทต่อไป

## การวิเคราะห์หลักการทำงานและออกแบบวงจรรีโซแนนซ์ แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง

### 4.1 บทนำ

วงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง (Parallel Resonant DC – Link: PRDCL) เป็นเทคนิคหนึ่งที่ทำให้อินเวอร์เตอร์มีการทำงานเป็นแบบชอฟท์สวิตชิ่ง และมีความเหมาะสมที่สุดสำหรับนำมาใช้เป็นอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังที่ได้กล่าวในบทที่แล้ว ด้วยความต้องการของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ที่จะนำเสนอถึงเทคนิคและประยุกต์ใช้งานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังนั้นในบทนี้จึงได้กล่าวถึงการวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจร PRDCL ที่ได้นำเสนออย่างละเอียด รวมทั้งได้แสดงถึงขั้นตอนการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจร และนำมาจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบผลการทำงาน เพื่อให้มั่นใจว่าวงจรที่ออกแบบมีความเป็นไปได้ และสอดคล้องกับทฤษฎีที่มีการวิเคราะห์ไว้ ก่อนที่จะมีการต่อวงจรเพื่อทดลองต่อไป

### 4.2 ตัวอย่างวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรงแบบต่างๆที่ ใช้ใน พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์

วงจร PRDCL เป็นวงจรช่วยภายนอกที่ใส่เพิ่มเข้าไปให้ทำงานร่วมกับระบบอินเวอร์เตอร์ โดยวงจรจะแทรกต่ออยู่ที่จุดเชื่อมโยงแรงดัน (DC – Link) ระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงกับวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีหลักการทำงานคือ ในสถานะที่อุปกรณ์สวิตชิ่งต้องการเปลี่ยนสถานะการทำงาน วงจร PRDCL จะทำงานในโหมดรีโซแนนซ์ โดยการถ่ายพลังงานจากตัวเก็บประจุซึ่งอยู่ในรูปของแรงดันที่มีค่าเท่ากับแรงดันที่จุดเชื่อมโยง มาสะสมพลังงานให้กับตัวเหนี่ยวนำซึ่งอยู่ในรูปของกระแส พลังงานที่ตัวเก็บประจุนี้จะถูกถ่ายออกมาสะสมให้กับตัวเหนี่ยวนำจนหมด มีผลทำให้แรงดันที่ตัวเก็บประจุค่อยๆ ลดลงจนเป็นสถานะศูนย์ และกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำได้มีค่าอยู่ที่ระดับหนึ่ง ที่สถานะนี้อุปกรณ์สวิตชิ่งสามารถเปลี่ยนสถานะการทำงานได้ทั้งในขณะเทอร์นออนหรือเทอร์นออฟโดยไม่มีค่าการสูญเสียเกิดขึ้น หลังจากที่อุปกรณ์สวิตชิ่งสับเปลี่ยนสถานะการทำงานเสร็จเรียบร้อยแล้ว การทำงานในโหมดรีโซแนนซ์จะเกิดขึ้นอีกครั้ง ซึ่งในโหมดนี้จะมีการทำงานที่เป็นตรงกันข้ามกับโหมดแรก โดยพลังงานที่ได้สะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำจะถูกถ่ายคืนให้กับตัวเก็บประจุ ทำให้แรงดันที่ตัวเก็บประจุค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับแรงดันที่จุดเชื่อมโยงเหมือนเดิม ส่วนกระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าลดลงจนมีค่าอยู่ในระดับหนึ่งหรือเป็นศูนย์ วงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

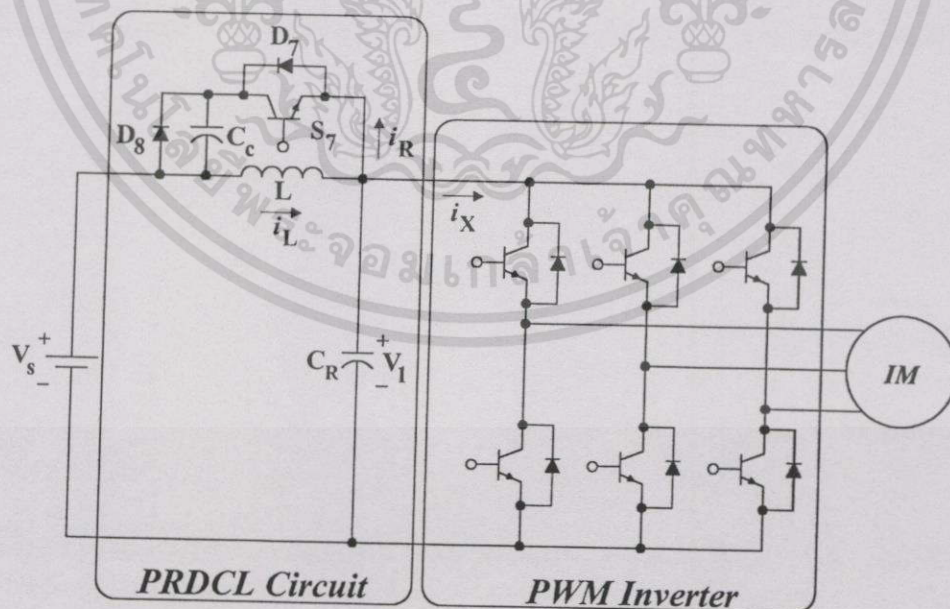
PRDCL จะทำงานตามขั้นตอนนี้ทุกครั้งเมื่ออุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งมีการเปลี่ยนสถานะการทำงาน ตามหลักการการทำงานจึงกล่าวได้ว่า วงจร PRDCL เป็นวงจรช่วยควบคุมการสวิตซ์ซึ่งที่แรงดันศูนย์ของ วงจรอินเวอร์เตอร์

จากลักษณะการทำงานของวงจร PRDCL ดังกล่าว การสร้างสภาวะรีโซแนนซ์อาจจะใช้ ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ทำงานเพียงอย่างเดียว หรือในบางที่อาจใช้อุปกรณ์สวิตซ์หรือ ไดโอดเข้ามาช่วยควบคุมการถ่ายเทพลังงานระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุก็ได้ ซึ่งจะทำให้ ง่ายต่อการควบคุมสภาวะรีโซแนนซ์ ดังนั้นรูปแบบวงจรจึงมีด้วยกันอยู่หลายแบบที่ถูกคิดค้นและ วิจัย ทั้งนี้เพื่อพัฒนา ปรับปรุง การทำงานและควบคุมให้มีสมรรถนะดีขึ้น

#### 4.2.1 วงจร PRDCL ที่นำเสนอโดย Deepakraj M. Divan [12]

วงจรรีโซแนนซ์แบบนี้จะมีรูปแบบวงจรที่ง่าย ตามที่ได้นำเสนอมาแล้วในบทที่ 3 หัวข้อ 3.4.2.1 แต่การทำงานของวงจรนี้จะทำให้แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์มี ค่าสูงขึ้นโดยประมาณ 2.5 เท่าของแรงดันแหล่งจ่าย และลักษณะการทำงานจะไม่สามารถรองรับ การทำงานที่เป็นแบบ พี ดับบลิว เอ็ม ได้ โดยวิธีการควบคุมการทำงานของวงจรนี้ใช้เทคนิคของ วงจร Delta DPM (Delta Discrete Pulse Modulation) มีผลทำให้เกิด subharmonic ของแรงดัน เอาท์พุทขึ้น ซึ่งจะสร้างพาราสิติกทอร์ก (parasitic torque) ในมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังนั้นเทคนิคนี้จึง ไม่เป็นที่ยอมรับอย่างกว้างขวาง

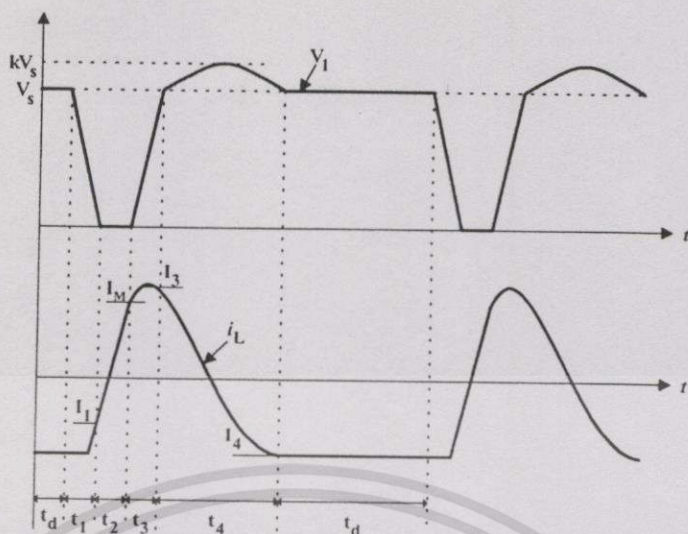
#### 4.2.2 วงจร PRDCL ที่นำเสนอโดย Deepakraj M. Divan และ คณะ [25]



(a) วงจรกำลัง PRDCL

#### รูปที่ 4.1 แสดงวงจร PRDCL ที่นำเสนอโดย Deepakraj M. Divan และ คณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

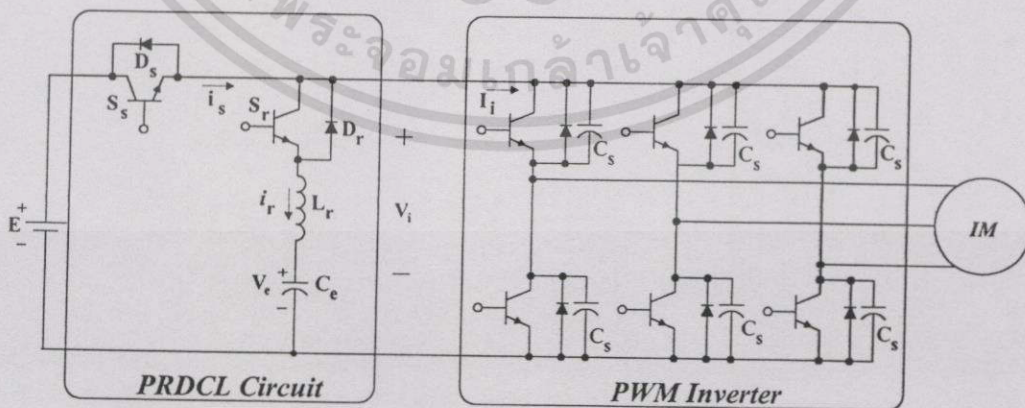


(b) รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่สอดคล้องกับการทำงานของวงจร

รูปที่ 4.1 (ต่อ)

ตามรูปที่ 4.1 เทคนิคของวงจร PRDCL แบบนี้ วงจรได้ใช้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งควบคุม 1 ตัว ตัวอุปกรณ์รีโซแนนซ์คือ L และ  $C_R$  ส่วนตัวเก็บประจุ  $C_C$  เรียกว่า clamp capacitor โดยต่อผ่านไดโอด  $D_r$  และ  $S_r$  ใช้สำหรับลดการโอเวอร์ชูทของแรงดันขณะทำงานในช่วงเวลา  $t_4$  ตามรูปที่ 4.1 (b) เพื่อจำกัดพีคของแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรนี้แรงดัน ดิซีลิงค์ จะเกิดโอเวอร์ชูททำให้สูงกว่าแรงดันที่แหล่งจ่าย  $V_s$  โดยประมาณ 1.5 – 1.8 เท่า แต่เทคนิคนี้ จะมีการควบคุมที่ง่ายและรองรับการทำงานแบบ พี ดับบลิว เอ็ม ได้ ในส่วนของการวิเคราะห์หลักการทำงานและการออกแบบสามารถพิจารณาได้จาก [25]

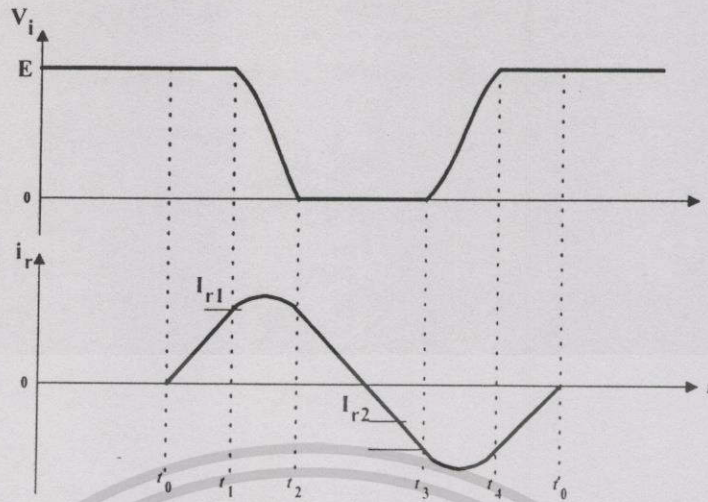
4.2.3 วงจร PRDCL ที่นำเสนอโดย Luigi Malesani และคณะ [26]



(a) วงจรกำลัง PRDCL

รูปที่ 4.2 แสดงวงจร PRDCL ที่นำเสนอโดย Luigi Malesani และคณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่สอดคล้องกับการทำงานของวงจร

รูปที่ 4.2 (ต่อ)

เทคนิควงจรรีโซแนนซ์แบบนี้แสดงได้ตามรูปที่ 4.2 สามารถทำงานร่วมกับ พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์ได้ ตามรูป 4.2 (b) การทำงานของวงจรจะเริ่มต้น ที่เวลา  $t = t_0$  สมมติว่าการทำงานในก่อนหน้านั้น เป็นการทำงานในสภาวะคงตัว (steady state) โดยให้สวิตช์  $S_5$  นำกระแส จึงทำให้มีกระแส  $I_1$  ไหลเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ และแรงดัน  $V_1$  มีค่าเท่ากับ  $E$  ในขณะเดียวกันแรงดันที่  $C_5$  ให้มีค่าเท่ากับ  $\frac{1}{2} E$

เมื่ออุปกรณ์สวิตชิงของวงจรอินเวอร์เตอร์ต้องการเปลี่ยนสถานะการทำงาน  $S_5$  จะเทอร์นออน ทำให้มีกระแส  $i_1$  ไหลเข้าตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์  $L_r$  มาสะสมพลังงานให้กับ  $C_5$  เมื่อกระแส  $i_1$  ไหลเพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับ  $I_{r1}$  ที่เวลา  $t = t_1$  สวิตช์  $S_5$  จะเทอร์นออฟ ดังนั้นการรีโซแนนซ์ระหว่าง  $L_r$ ,  $C_5$  และตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์  $C_s$  ของวงจรอินเวอร์เตอร์จึงได้เกิดขึ้น โดยที่ตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์  $C_s$  จะคายประจุมาสะสมพลังงานให้กับ  $L_r$  จึงทำให้กระแส  $i_1$  มีค่าเพิ่มขึ้นและในขณะเดียวกันแรงดัน  $V_1$  จะค่อยๆ ลดลง จนที่เวลา  $t = t_2$  แรงดัน  $V_1$  ลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ณ ที่เวลานี้การสับเปลี่ยนสถานะการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงจะเกิดขึ้น พร้อมทั้งการรีโซแนนซ์ระหว่าง  $C_5$  และ  $L_r$  ยังคงเป็นไปอย่างต่อเนื่อง กระแส  $i_1$  จะค่อยๆ ลดลงจนเป็นศูนย์ และเพิ่มขึ้นในทิศทางตรงกันข้ามโดยไหลผ่านไดโอด  $D_r$  ส่วน  $S_5$  จะเทอร์นออฟไปแล้วในขณะที่กระแส  $i_1$  มีค่าเท่ากับศูนย์

หลังจากกระแส  $i_1$  ไหลเพิ่มขึ้นแต่มีทิศทางเป็นตรงกันข้าม จนที่เวลา  $t = t_3$  เมื่อแอมพลิจูดของกระแส  $i_1$  มีค่าเท่ากับผลรวมของระดับกระแส  $I_{r2}$  กับกระแสไหลค การรีโซแนนซ์ระหว่าง  $L_r$ ,  $C_5$  และ  $C_s$  จะเกิดขึ้นอีกครั้ง กระแส  $i_1$  ที่ไหลผ่านไดโอด  $D_r$  จะมาอัดประจุให้กับ  $C_s$  ทำให้ค่าของแรงดัน  $V_1$  ค่อยๆ เพิ่มขึ้น จนที่เวลา  $t = t_4$  แรงดัน  $V_1$  มีค่าเท่ากับแหล่งจ่าย  $E$  ส่วนกระแส  $i_1$  ที่เหลืออยู่จะแยกไหลเป็นสองส่วนคือ ส่วนหนึ่งจะไหลเข้าอินเวอร์เตอร์ และอีกส่วนหนึ่งจะไหลผ่าน  $D_s$

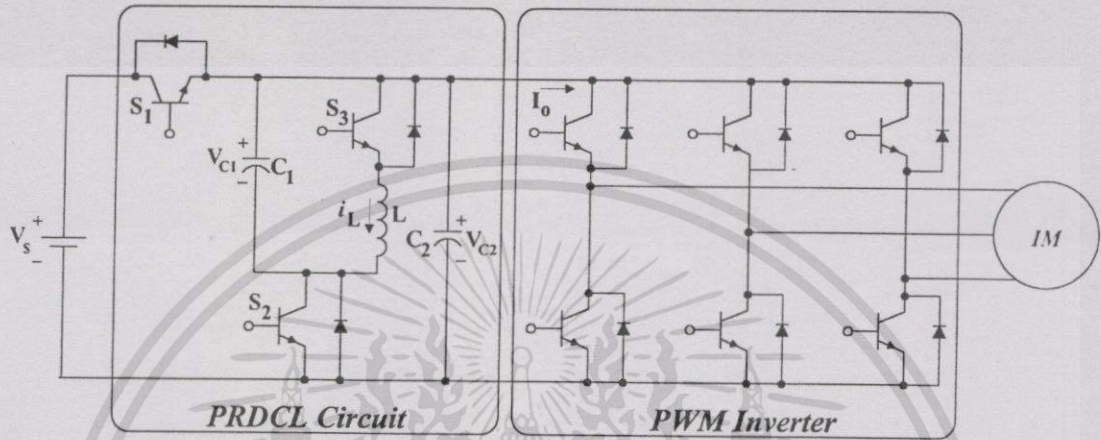
แล้วค่อยๆลดลงจนเป็นศูนย์ และแรงดันที่  $C_c$  ได้ลดลงจนมีค่าเท่ากับ  $\frac{1}{2} E$  พร้อมทั้ง  $S_5$  จะเทอร์นออน และกลับเข้าสู่ช่วงเวลา  $t = t_0$  ทำงานในสภาวะปกติต่อไป สำหรับการวิเคราะห์หลักการงานแบบละเอียดสามารถพิจารณาได้เพิ่มเติมจาก [26]

จะเห็นได้ว่า วงจรนี้ได้ใช้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งสำหรับควบคุมการทำงานเพียง 2 ตัวและมีรูปแบบของวงจรที่ค่อนข้างง่าย แต่อย่างไรก็ตาม การทำงานของวงจรจะสมบูรณ์แบบได้นั้นต้องใช้ตัวเก็บประจุ  $C_c$  ที่ค่อนข้างใหญ่ เนื่องจากต้องการรักษาระดับแรงดันให้คงที่และมีค่าพลังงานสะสมที่เพียงพอสำหรับถ่ายคืนให้กับ  $C_s$  ในขณะที่เกิดรีโซแนนซ์ที่  $t = t_4$  และทำให้แรงดัน  $V_c$  มีค่าเท่ากับแหล่งจ่าย  $E$  เหมือนเดิม นอกจากนี้การทำงานของวงจรที่สภาวะคงตัว พลังงานที่สะสมในวงจรรีโซแนนซ์ไม่เป็นศูนย์เนื่องจากแรงดันที่  $C_c$  จะค่าเท่ากับ  $\frac{1}{2} E$  ตลอดทุกช่วงการทำงาน จึงทำให้มีค่าสูญเสียเกิดขึ้น และการควบคุมให้แรงดัน  $V_c$  มีค่าเท่ากับ  $\frac{1}{2} E$  นี้ ค่อนข้างจะทำได้ยาก

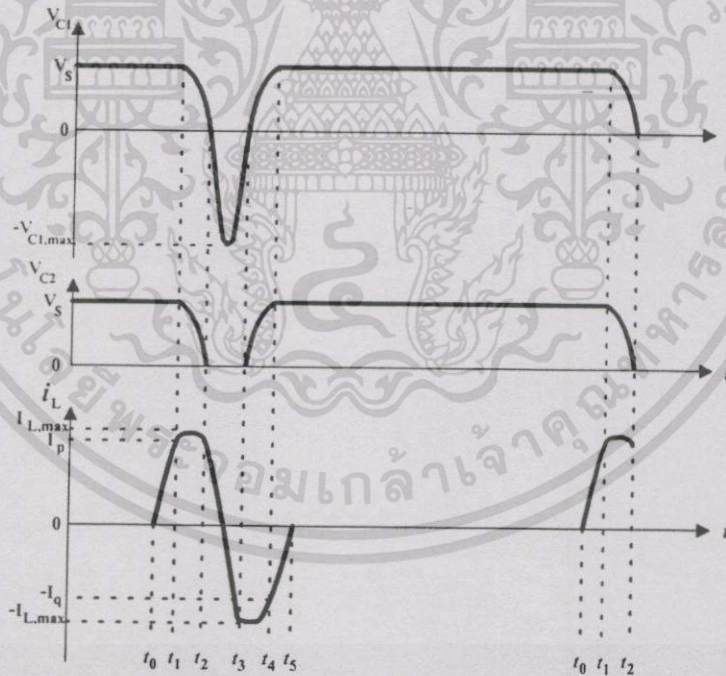
#### 4.2.4 วงจร PRDCL ที่นำเสนอโดย Jin He และ คณะ [14]

เทคนิควงจรรีโซแนนซ์แบบนี้แสดงได้ดังรูปที่ 4.3 วงจรได้ใช้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งควบคุมการทำงานทั้งหมด 3 ตัว คือ  $S_1$ ,  $S_2$  และ  $S_3$  อุปกรณ์ป้อนพลังงานรีโซแนนซ์คือ ตัวเก็บประจุ  $C_1$ , ตัวเก็บประจุ  $C_2$  และตัวเหนี่ยวนำ  $L$  วงจรนี้สามารถทำงานได้กับ พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ขับเคลื่อนมอเตอร์ได้ มีหลักการงานอย่างคร่าว ๆ คือ ตามรูปที่ 4.3 (b) การทำงานจะเริ่มขึ้นที่  $t = t_0$  ซึ่งก่อนหน้านี้ สมมุติให้การทำงานเป็นสภาวะคงตัว โดยที่  $S_1$  และ  $S_2$  นำกระแส ส่วน  $S_3$  ไม่นำกระแส ดังนั้นแหล่งจ่าย  $V_s$  จะจ่ายพลังงานผ่าน  $S_1$  ทำให้แรงดัน  $V_{C1}$  และ  $V_{C2}$  มีค่าเท่ากับ  $V_s$  และจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานตามปกติ ต่อมาเมื่ออุปกรณ์สวิตซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ต้องการที่จะเปลี่ยนสถานะทำงาน การทำงานของวงจร PRDCL เพื่อทำให้แรงดันที่จุดเชื่อมโยงเป็นศูนย์ จึงเกิดขึ้นตามโหมคการทำงาน (ช่วงตั้งแต่  $t_0$  ถึง  $t_2$ ) และที่เวลา  $t_2 - t_3$  แรงดัน  $V_{C1}$  ลดลงจนมีค่าเท่ากับศูนย์ ในช่วงนี้อุปกรณ์สวิตซ์จะสามารถเปลี่ยนสถานะการทำงานได้ภายใต้การทำงานแบบสวิตซ์ซึ่งที่แรงดันศูนย์ และหลังจากเสร็จสิ้นการเปลี่ยนสถานะทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์แล้ว วงจร PRDCL ก็จะทำงานในโหมคต่อไปจนในท้ายที่สุดแรงดันที่  $V_{C1}$  และ  $V_{C2}$  มีค่าเท่ากับ  $V_s$  เหมือนเดิม (ช่วงตั้งแต่  $t_3$  ถึง  $t_5$ ) และการทำงานของวงจร PRDCL ก็สิ้นสุดลง การทำงานของสวิตซ์  $S_1$  จะใช้สำหรับตัดต่อระหว่างระบบแหล่งจ่าย  $V_s$  กับวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้วงจร PRDCL เกิดขบวนการรีโซแนนซ์ขึ้น จากรูปที่ 4.3 (b) ในช่วงขณะที่แรงดันที่บัสมีค่าเท่ากับศูนย์ ( $t_2 - t_3$ ) จะเห็นได้ว่าแรงดัน  $V_{C1}$  จะมีค่าเป็นลบ ดังนั้นเพื่อป้องกันไม่ให้มีแรงดันที่เป็นลบนี้ไปตกคร่อมวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ วงจร PRDCL นี้จึงใช้สวิตซ์  $S_2$  ทำหน้าที่ตัดวงจรออก ถ้ามีฉะนั้นแล้ว อุปกรณ์สวิตซ์ที่วงจรอินเวอร์เตอร์จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่ทำงานได้แบบสองทิศทาง จึงทำให้วงจรมีราคาแพงขึ้น ซึ่งไม่เป็นที่ต้องการ สำหรับการวิเคราะห์หลักการงานอย่างละเอียดและการออกแบบศึกษาเพิ่มเติมได้จาก [14]

วงจร PRDCL แบบนี้จะมีการควบคุมที่ยุ่งยากและซับซ้อน นอกจากนี้ปัญหาใหญ่ในการทำงานของวงจรนี้คือ แรงดันที่ตกคร่อม  $S_2$  จะมีค่าโดยประมาณ 2 เท่าของแรงดัน  $V_s$  และกระแสที่ไหลผ่าน  $S_1$  และ  $S_3$  มีค่าโดยประมาณ 2 เท่าของกระแสอินพุตอินเวอร์เตอร์,  $I_0$  ดังนั้นจึงส่งผลทำให้ค่าการสูญเสียภายในวงจร PRDCL นี้สูงมาก



(a) วงจรกำลัง PRDCL



(a) รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่สอดคล้องกับการทำงานของวงจร

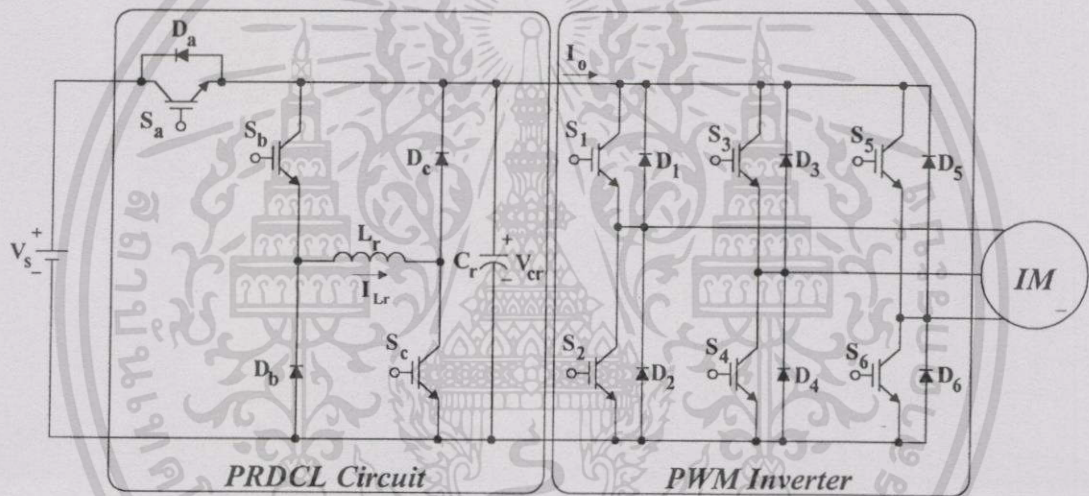
รูปที่ 4.3 แสดงวงจร PRDCL ที่นำเสนอโดย Jin He และ คณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 วงจร PRDCL ที่นำเสนอ

จากหัวข้อ 4.2 เป็นตัวอย่างวงจร PRDCL ที่ใช้กับ พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยได้อธิบายถึงคุณสมบัติ หลักการและขีดจำกัดการทำงานของวงจร PRDCL เหล่านี้กันอย่างคร่าวๆ ซึ่งจะเห็นได้ว่าลักษณะการสร้างวงจร และรูปคลื่นการทำงานที่เกิดขึ้นในแต่ละวงจรมีลักษณะที่แตกต่างกัน แต่ถูกสร้างขึ้นโดยใช้หลักการที่มาจากทฤษฎีเดียวกัน ดังนั้นเราสามารถที่จะนำหลักการเหล่านั้นมาทำการวิเคราะห์เพื่อพัฒนาและปรับปรุงวงจรให้มีประสิทธิภาพและสมรรถนะในการทำงาน ที่ดีขึ้นได้

วงจร PRDCL ที่นำเสนอเพื่อใช้กับ พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มีวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.4 ประกอบด้วย ชุดวงจรรีโซแนนซ์คือ  $L_r$  และ  $C_r$  วงจรนี้ได้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งในการควบคุมการทำงาน 3 ตัว คือ  $S_a$ ,  $S_b$  และ  $S_c$  และมีไดโอดช่วย 3 ตัว คือ  $D_a$ ,  $D_b$  และ  $D_c$



รูปที่ 4.4 แสดงวงจร PRDCL ที่นำเสนอต่ออยู่กับระบบ พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์

## 4.4 การทำงานของวงจร PRDCL

### 4.4.1 การวิเคราะห์หลักการการทำงาน

การทำงานของวงจร PRDCL จะเกิดขึ้นเมื่ออุปกรณ์สวิตซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ต้องการเปลี่ยนสถานะ สวิตซ์และไดโอดจะถูกใช้เป็นส่วนควบคุมให้มีการถ่ายเทพลังงานระหว่าง  $L_r$  และ  $C_r$  และกำหนดจุดเกิดรีโซแนนซ์ที่ทำให้แรงดันจุดเชื่อมต่อโยงเป็นศูนย์ ดังนั้นลำดับการทำงานของสวิตซ์และไดโอดจะทำให้การทำงานของ PRDCL สามารถจัดแบ่งได้เป็น โหมคการทำงานใหญ่ๆ ได้ 6 โหมค ในแต่ละโหมคจะแสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างการทำงานของสวิตซ์และไดโอดแต่ละตัว กับผลการสะสมพลังงานที่  $C_r$  และ  $L_r$  ในรูปของการเปลี่ยนแปลงแรงดัน  $V_{cr}$  และกระแส  $I_{Lr}$  ตามลำดับ

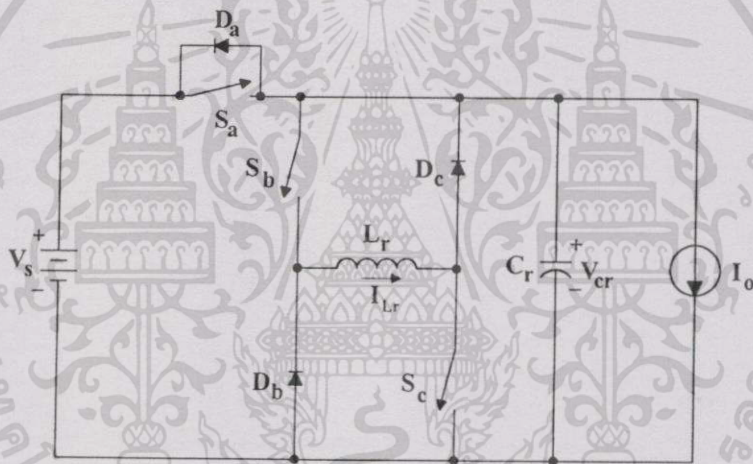
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะวิธีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการวิเคราะห์จะเป็นไปตามทฤษฎีวงจรไฟฟ้าเพื่อหาลักษณะการทำงานในแบบจำลองคณิตศาสตร์ ในรูปของคาบเวลาการทำงาน สมการของแรงดัน  $V_C$  และกระแส  $I_L$  ที่เปลี่ยนไปในแต่ละโหมดการทำงาน

จากรูปที่ 4.4 เพื่อความสะดวกสำหรับการวิเคราะห์หลักการทำงาน จะสมมติให้

- วงจรอินเวอร์เตอร์ แทนด้วยแหล่งจ่ายกระแสแบบคงที่,  $I_0$  ในขณะที่เกิด Resonant Transition
- ค่าตัวเหนี่ยวนำ,  $L_r$  มีค่าน้อยกว่าค่าอินดักแตนซ์ของโหลด ( $L_r \ll L_{Load}$ )
- ชุดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง,  $V_s$  ไม่มีรีปเปิล
- อุปกรณ์สวิตชิงและคอมโพเนนท์ต่างๆ ทุกตัวเป็นทางอุดมคติ
- การทำงานของวงจรเป็นสภาวะทำงานคงตัว (Steady state)

เพราะฉะนั้นตามข้อสมมุติจากรูปที่ 4.4 สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลย์ได้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงวงจรสมมูลย์ของวงจร PRDCL

ในขณะทำงานสภาวะรีโซแนนซ์จะได้

$$\text{Resonant frequency, } \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (4.1)$$

$$\text{Characteristic impedance, } Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (4.2)$$

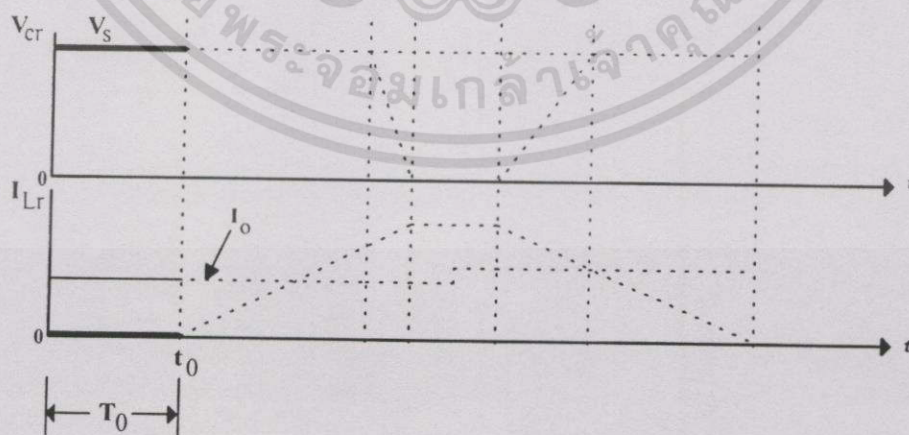
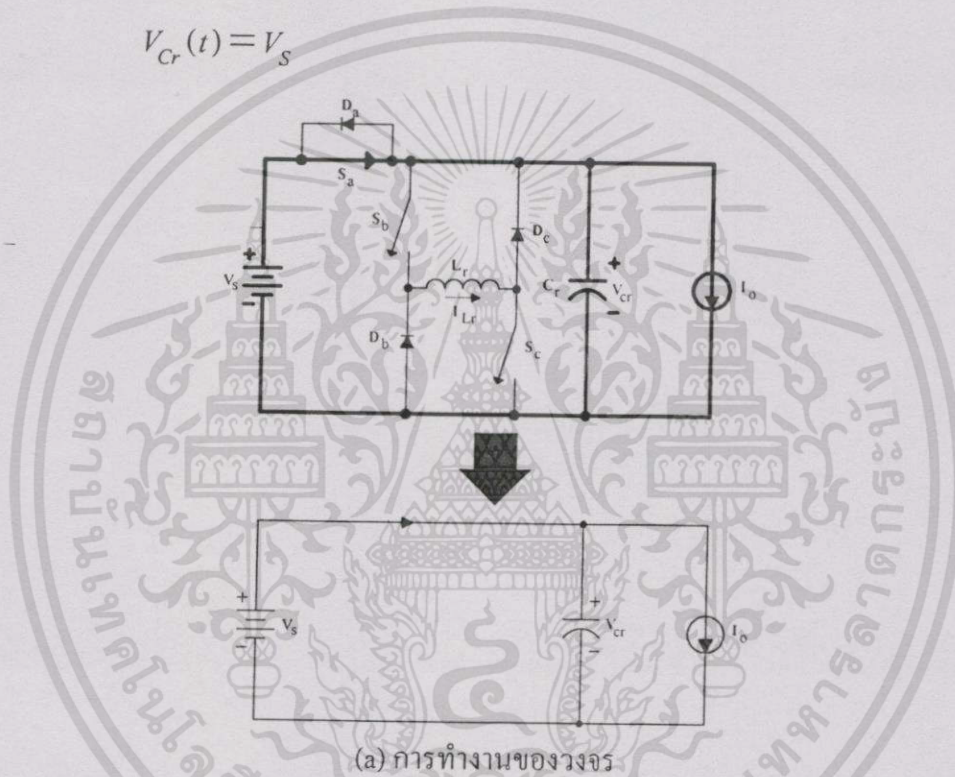
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### โหมดการทำงาน 0 (Normal Mode)

ตามรูปที่ 4.6 โหมดนี้เป็นสถานะทำงานปกติ โดยให้สวิตช์  $S_a$  นำกระแส ส่วนสวิตช์  $S_b$  และ  $S_c$  ไม่นำกระแส จะเห็นว่าแหล่งจ่าย  $V_s$  ได้จ่ายพลังงานผ่านสวิตช์  $S_a$  ให้กับอินเวอร์เตอร์ทำงานตามปกติ ซึ่งพฤติกรรมการทำงานในโหมดนี้จะมีลักษณะเหมือนกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ดังนั้นสมการของกระแส  $I_{Lr}$  และแรงดัน  $V_{Cr}$  สามารถเขียนได้เป็น

$$I_{Lr}(t) = 0 \quad (4.3)$$

$$V_{Cr}(t) = V_s \quad (4.4)$$



(b) รูปคลื่นการทำงานที่สอดคล้องกับรูป (a)

รูปที่ 4.6 แสดงการทำงานของวงจรในโหมด 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### โหมดการทำงานที่ 1 (Initializing Mode) : $(t_0 - t_1)$

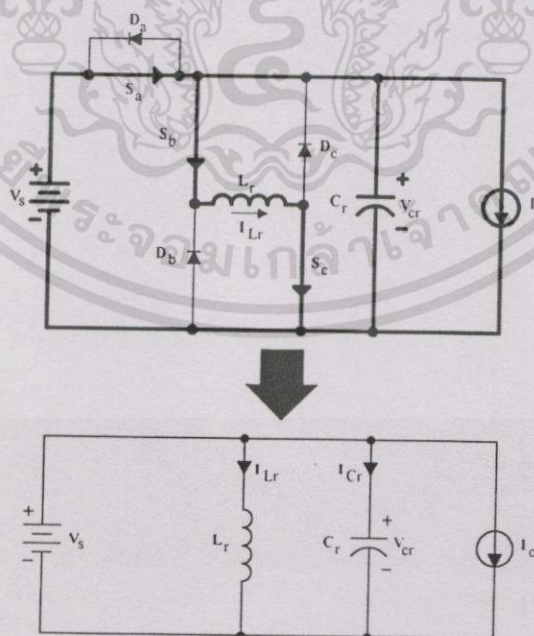
เป็นโหมดเริ่มต้นทำงานของวงจร PRDCL เมื่ออุปกรณ์สวิตชิงของอินเวอร์เตอร์ต้องการจะเปลี่ยนสถานะ จากรูป 4.7 (b) การทำงานจะเริ่มที่  $t = t_0$  โดยควบคุมให้  $S_b$  และ  $S_c$  นำกระแส ทำให้กระแสไหลเข้า  $L_r$  ( $I_{Lr}$ ) และกระแส  $I_{Lr}$  จากโหมด 0 ที่มีค่าเท่ากับศูนย์จะไหลเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ในลักษณะเชิงเส้น จนเวลา  $t = t_1$  กระแส  $I_{Lr}$  ไหลเพิ่มขึ้นจนถึงค่าระดับกระแส  $I_c$  การทำงานของโหมดนี้จึงได้สิ้นสุดลง ดังนั้นกล่าวได้ว่าโหมดนี้เป็นการสะสมพลังงานให้กับ  $L_r$  ก่อนเริ่มเกิดรีโซแนนซ์ เมื่อพิจารณาในรูป 4.7 (a) สามารถวิเคราะห์หาสมการของ  $I_{Lr}$  และ  $V_{Cr}$  ได้เป็น

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_s}{L_r} \cdot t \quad (4.5)$$

$$V_{Cr}(t) = V_s \quad (4.6)$$

การหาคาบเวลาการทำงานของโหมดนี้ ( $T_1$ ) สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ 4.5 ขณะที่  $t = t_1$  กระแส  $I_{Lr}$  มีค่าเท่ากับ  $I_c$  ดังนั้นคาบเวลาการทำงานในโหมดนี้จึงได้เป็น

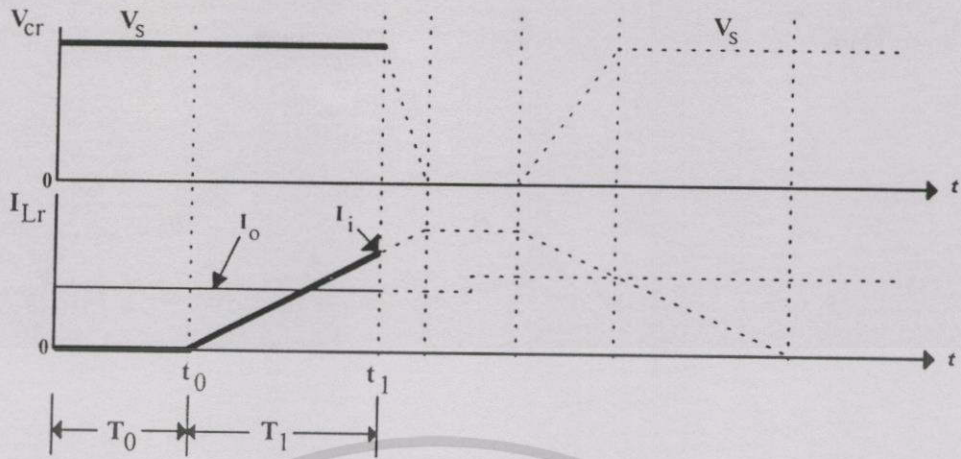
$$T_1 = \frac{L_r \cdot I_c}{V_s} \quad (4.7)$$



(a) การทำงานของวงจร

### รูปที่ 4.7 แสดงการทำงานของวงจรในโหมด 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) รูปคลื่นการทำงานที่สอดคล้องกับรูป (a)

รูปที่ 4.7 (ต่อ)

**โหมดการทำงานที่ 2 (Resonant Mode) : (t<sub>1</sub> - t<sub>2</sub>)**

เป็นโหมดการทำงานรีโซแนนซ์ จากรูปที่ 4.8 (b) การทำงานเริ่มที่ t = t<sub>1</sub> ควบคุมให้สวิตช์ S<sub>u</sub> หยุดนำกระแส ส่วนสวิตช์ S<sub>l</sub> และ S<sub>r</sub> ยังคงให้นำกระแสต่อไป เมื่อสวิตช์ S<sub>u</sub> หยุดนำกระแสจะทำให้เกิดการรีโซแนนซ์ระหว่าง C<sub>r</sub> และ L<sub>r</sub> ขึ้น โดย C<sub>r</sub> (ตามโหมด 1 มีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ V<sub>S</sub>) ได้คายประจุผ่านสวิตช์ S<sub>l</sub> และ S<sub>r</sub> และสะสมพลังงานให้ L<sub>r</sub> ทำให้กระแส I<sub>Lr</sub> จากที่ระดับ I<sub>i</sub> มีค่าเพิ่มขึ้น ขณะที่แรงดัน V<sub>Cr</sub> ค่อยๆลดลง จนที่เวลา t = t<sub>2</sub> C<sub>r</sub> ได้คายประจุจนหมด ทำให้แรงดัน V<sub>Cr</sub> ลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ขณะเดียวกันกระแส I<sub>Lr</sub> ได้เพิ่มขึ้นจนถึงระดับ I<sub>r</sub> และการทำงานของโหมดนี้จึงได้สิ้นสุดลง เมื่อพิจารณาการทำงานตามรูป 4.8(a) สามารถวิเคราะห์และเขียนสมการของ I<sub>Lr</sub> และ V<sub>Cr</sub> ได้เป็น

$$I_{Lr} = \frac{V_S}{Z_r} \sin(\omega_r t) + (I_i + I_o) \cos(\omega_r t) - I_o \tag{4.8}$$

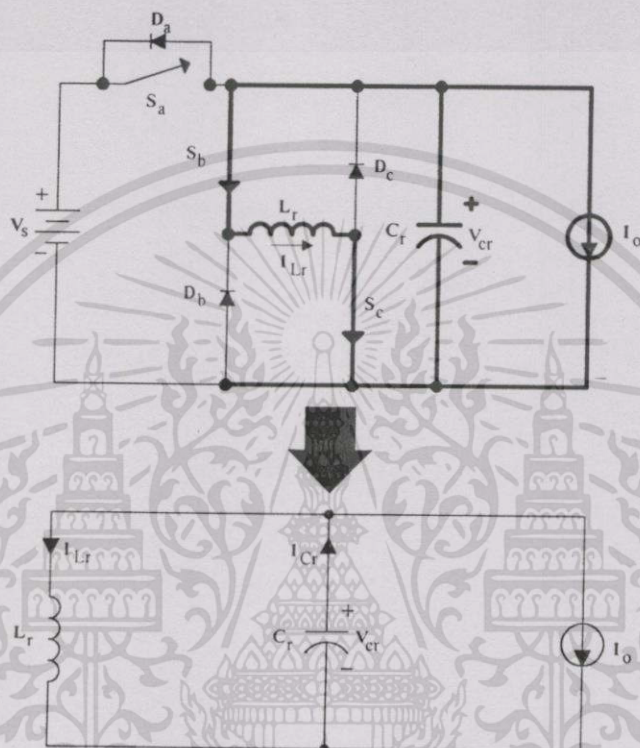
$$V_{Cr} = V_S \cos(\omega_r t) - (I_i + I_o) \sin(\omega_r t) \tag{4.9}$$

จากสมการ 4.9 ที่ t = t<sub>2</sub> V<sub>Cr</sub> มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นคาบเวลาในการทำงานในโหมดนี้ได้เป็น

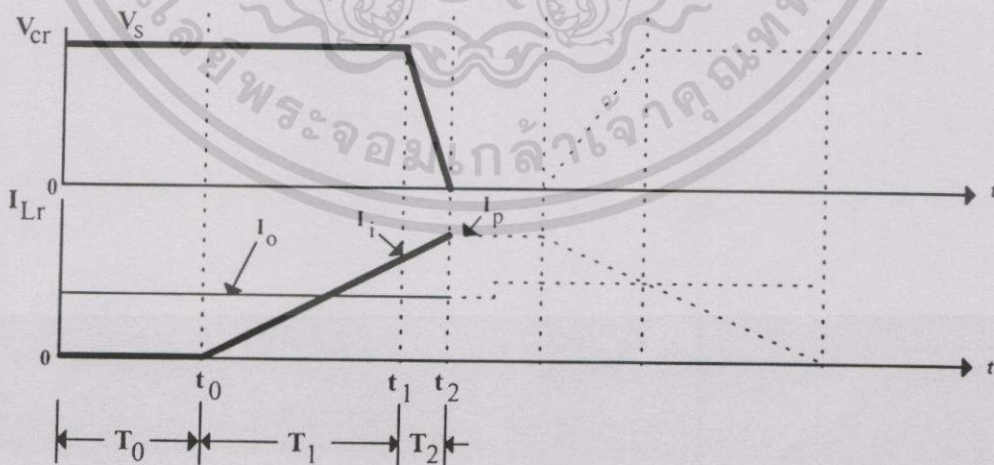
$$T_2 = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \left( \frac{V_S / Z_r}{I_i + I_o} \right) \tag{4.10}$$

และเมื่อแทนสมการ 4.10 ลงในสมการ 4.8 จะได้เป็นค่าระดับกระแส  $I_p$  ที่ไหลใน  $L_r$  ณ ที่เวลา  $t = t_2$  สามารถเขียนได้เป็น

$$I_p = I_{Lr}(T_2) = \sqrt{(I_i + I_o)^2 + \left(\frac{V_s}{Z_r}\right)^2} - I_o \tag{4.11}$$



(a) การทำงานของวงจร



(b) รูปคลื่นการทำงานที่สอดคล้องกับรูป (a)

รูปที่ 4.8 แสดงการทำงานของวงจรในโหมด 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### โหมดการทำงานที่ 3 (Freewheeling Mode) : $(t_2 - t_3)$

เป็นโหมดการทำงานแรงดันศูนย์ จากรูปที่ 4.9 (b) การทำงานเริ่มที่  $t = t_2$  การทำงานของ  $S_1, S_2$  และ  $S_3$  จะเหมือน โหมด 2 ที่  $t = t_2$  นี้เมื่อแรงดัน  $V_{Cr}$  มีค่าเป็นศูนย์แล้ว การสับเปลี่ยนสถานะของ อุปกรณ์สวิตซ์ในอินเวอร์เตอร์จึงได้เกิดขึ้น และเมื่อการเปลี่ยนสถานะการทำงานเสร็จสิ้น โดยที่สถานะของอุปกรณ์สวิตซ์เปลี่ยนมาเป็นสถานะการทำงานใหม่แล้ว ที่เวลา  $t = t_3$  การทำงานในโหมดนี้ก็จะสิ้นสุดลง ในส่วนกระแส  $I_{Lr}$  ได้รักษาระดับอยู่ที่  $I_p$  โดยแยกไหลเป็นออกสองทางคือ ทางหนึ่งจะไหลในรูปของ  $S_6$  กับ  $D_6$  อีกทางหนึ่งจะไหลในรูปของ  $S_5$  กับ  $D_5$  และคาบเวลาในการทำงานในโหมดนี้ ( $T_3$ ) จะถูกกำหนดขึ้นอย่างอิสระ โดยต้องมีค่าเพียงพอกับเวลาที่อุปกรณ์สวิตซ์ใช้ในการสับเปลี่ยนสถานะได้เสร็จสิ้น ดังนั้นสมการของ  $I_{Lr}$  และ  $V_{Cr}$  ในโหมดนี้ได้เป็น

$$I_{Lr}(t) = I_p \quad (4.12)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (4.13)$$

เนื่องจากอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรควบคุมไหลโดยอาศัยการทำงานที่เป็นแบบสวิตซ์ ผลที่เกิดขึ้นในทางปฏิบัติ คือ กระแสที่ไหลเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์,  $I_0$  จะไม่เรียบ ซึ่งเกิดจากการสับเปลี่ยนสถานะทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ตลอดเวลาตามสัญญาณควบคุม ทำให้กระแส  $I_0$  เกิดการกระเพื่อมโดยมีองค์ประกอบของฟังก์ชันการสวิตซ์และขนาดที่เปลี่ยนแปลงไปตามกระแสไหล ดังนั้นในโหมดการทำงานที่ 3 นี้เมื่ออุปกรณ์สวิตซ์เปลี่ยนสถานะการทำงานเรียบร้อยแล้ว ทำให้กระแส  $I_0$  มีค่าเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งอาจจะเพิ่มขึ้นหรือลดลงจากเดิมตามฟังก์ชันการสวิตซ์และไหล ถ้าสมมุติให้กระแส  $I_0$  ที่เปลี่ยนแปลงไปนี้เป็นกระแส  $I_{0x}$  สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$I_{0x} = S_1 I_a + S_3 I_b + S_5 I_c \quad (4.14)$$

เมื่อ  $S_1, S_3, S_5$  คือ สถานะของอุปกรณ์สวิตซ์หลังจากที่สับเปลี่ยนสถานะการทำงานแล้วของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ตัวบน โดยมีสถานะเป็น 0 หมายถึง หยุดนำกระแส หรือ 1 หมายถึง การนำกระแส

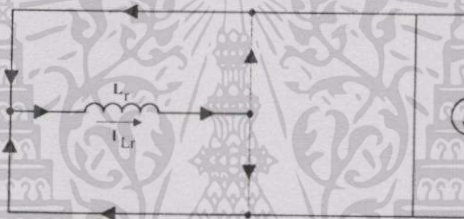
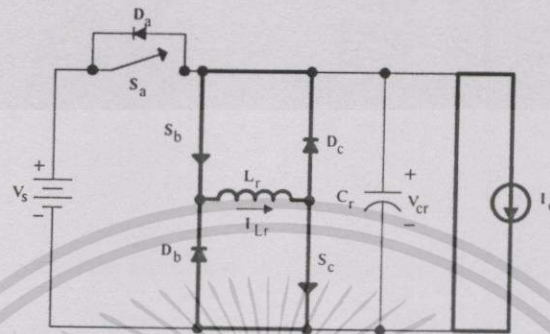
$I_a, I_b, I_c$  คือ กระแสไหลเฟส a, เฟส b และ เฟส c ตามลำดับ

และคาบเวลาการทำงานของโหมดนี้สามารถพิจารณาได้จาก

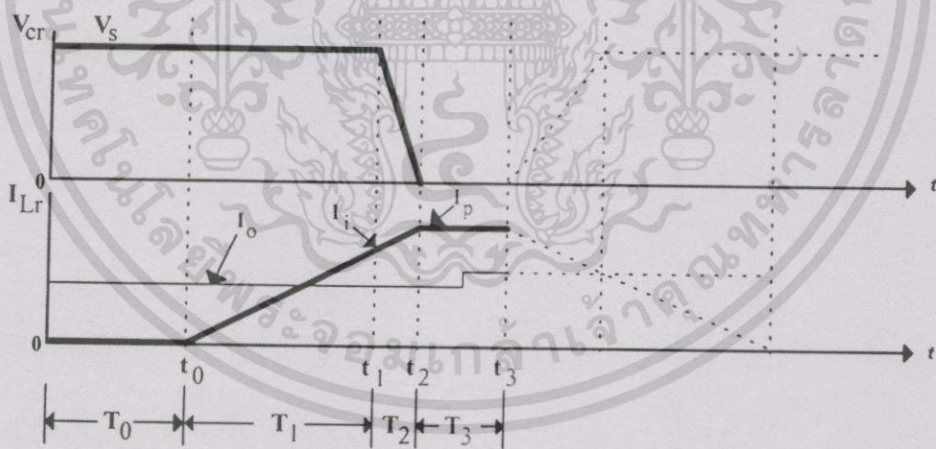
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_3 = 0.2t_{off} \tag{4.15}$$

โดยที่  $t_{off}$  คือ เวลาทั้งหมดที่ใช้ในการ off ของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งมีค่าเท่ากับ storage time + fall time



(a) การทำงานของวงจร



(b) รูปคลื่นการทำงานที่สอดคล้องกับรูป (a)

รูปที่ 4.9 แสดงการทำงานของวงจรในโหมด 3

**โหมดการทำงานที่ 4 (Resonant Mode) :  $(t_3-t_4)$**

เป็นโหมดของการเกิดรีโซแนนซ์ จากรูป 4.10 (b) การทำงานเริ่มต้นที่  $t = t_3$  โดยควบคุมให้สวิตช์  $S_b$ ,  $S_c$  และ  $S_a$  หยุดนำกระแสทั้งหมด ณ เวลา  $t = t_3$  เมื่อ  $S_b$  และ  $S_c$  หยุดนำกระแสทำให้กระแส  $I_{Lr}$  ที่ระดับกระแส  $I_p$  ไหลผ่านไดโอด  $D_b$  และ  $D_c$  และไปอัดประจุให้กับ  $C_r$  ส่งผลให้แรงดันเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_{Cr}$  มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ในขณะที่เดียวกันกระแส  $I_{Lr}$  จะค่อยๆ ลดลง จนที่เวลา  $t = t_4$  แรงดัน  $V_{Cr}$  เพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับแรงดัน  $V_s$  ส่วนกระแส  $I_{Lr}$  ลดลงมาอยู่ที่ระดับ  $I_{OX}$  การทำงานของโหมดนี้จึงได้สิ้นสุดลง ดังนั้นตามรูปที่ 4.10 (a) สามารถวิเคราะห์เพื่อหาสมการของ  $I_{Lr}$  และ  $V_{Cr}$  ได้เป็น

$$I_{Lr} = (I_p - I_{OX}) \cos(\omega_r t) + I_{OX} \tag{4.16}$$

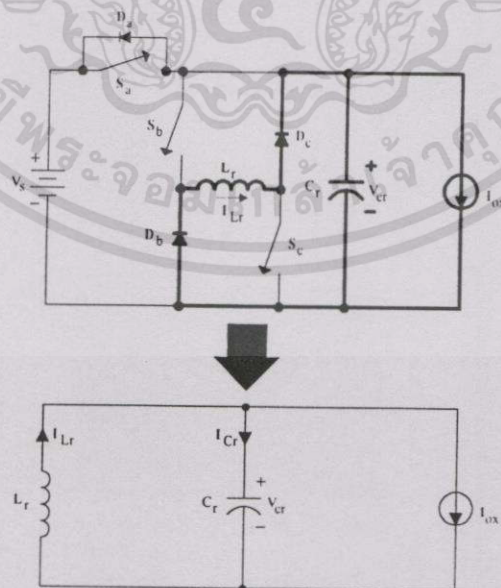
$$V_{Cr} = Z_r (I_p - I_{OX}) \sin(\omega_r t) \tag{4.17}$$

จากสมการ 4.17 ที่  $t = t_4$  แรงดัน  $V_{Cr}$  มีค่าเท่ากับ  $V_s$  ดังนั้นคาบเวลาในการทำงานในโหมดนี้  
ได้เป็น

$$T_4 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left( \frac{V_s / Z_r}{I_p - I_{OX}} \right) \tag{4.18}$$

และเมื่อแทนสมการ 4.18 ลงในสมการ 4.16 จะได้เป็นค่าระดับกระแส  $I_r$  ที่ไหลใน  $L_r$  ณ ที่  
เวลา  $t = t_4$  สามารถเขียนได้เป็น

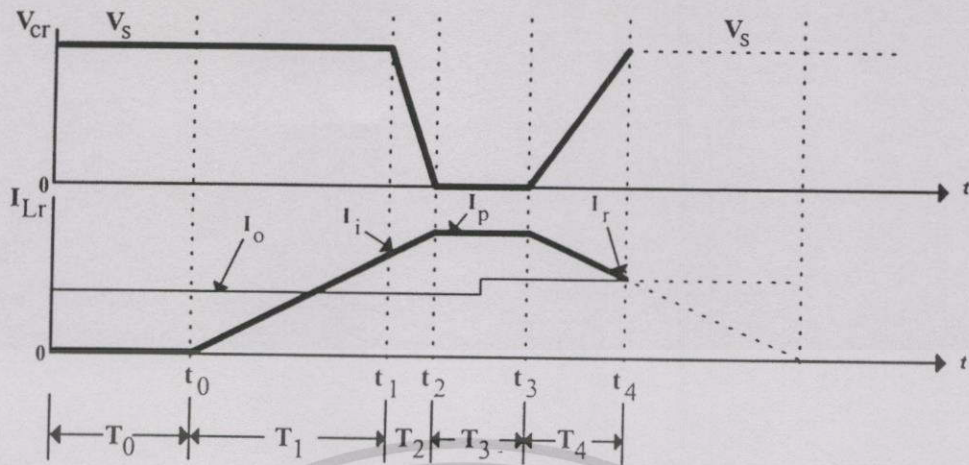
$$I_r = I_{Lr}(T_4) = \sqrt{(I_p - I_{OX})^2 - \left(\frac{V_s}{Z_r}\right)^2} + I_{OX} \tag{4.19}$$



(a) การทำงานของวงจร

รูปที่ 4.10 แสดงการทำงานของวงจรในโหมดที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) รูปคลื่นการทำงานที่สอดคล้องกับรูป (a)

รูปที่ 4.10 (ต่อ)

**โหมดการทำงานที่ 5 (Discharge Mode) : (t<sub>4</sub>-t<sub>5</sub>)**

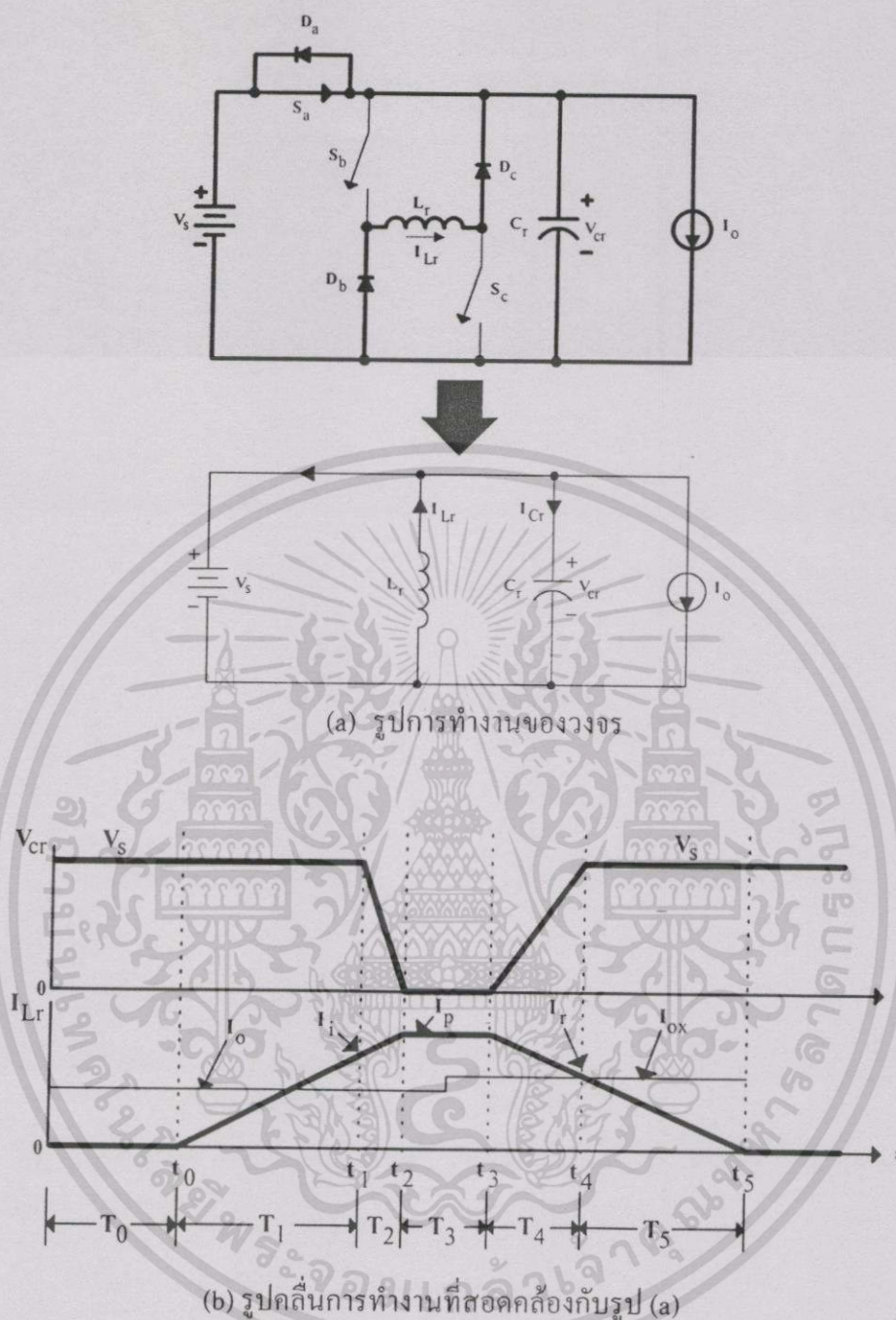
เป็นโหมดการคืนพลังงานกลับทั้งหมด การทำงานจะเริ่มที่  $t = t_4$  ตามรูป 4.11 (b) ที่เวลา  $t = t_4$  ควบคุมให้สวิตช์  $S_u$  นำกระแสอีกครั้ง ขณะที่การถ่ายเทพลังงานที่เหลือใน  $L_r$  ให้กับ  $C_r$  ยังคงทำต่อไปเรื่อยๆ และถ้าแรงดัน  $V_{Cr}$  มีค่าสูงเกินกว่า  $V_S$  จะทำให้  $D_r$  นำกระแสจ่ายพลังงานคืนกลับแหล่งจ่าย  $V_S$  เพื่อรักษาระดับแรงดันที่จุดเชื่อมโยงให้มีค่าคงที่เท่ากับ  $V_S$  จนที่เวลา  $t = t_5$  กระแส  $I_{Lr}$  ลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ หลังจากนั้น ไดโอด  $D_u$  และ  $D_r$  ก็จะหยุดนำกระแส และการทำงานในโหมดนี้จึงได้สิ้นสุดลง ดังนั้นเมื่อพิจารณาจากรูป 4.11 (a) สามารถวิเคราะห์และหาความสัมพันธ์ของ  $I_{Lr}$  และ  $V_{Cr}$  ได้เป็น

$$I_{Lr} = -\frac{V_S}{L_r} \cdot t + I_r \tag{4.20}$$

$$V_{Cr}(t) = V_S \tag{4.21}$$

จากสมการ 4.20 ที่  $t = t_5$  กระแส  $I_{Lr}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นคาบเวลาในการทำงานในโหมดนี้ได้เป็น

$$T_5 = \frac{L_r \cdot I_r}{V_S} \tag{4.22}$$



รูปที่ 4.11 แสดงการทำงานของวงจรในโหมด 5

หลังจากสิ้นสุดโหมด 5 การทำงานจะกลับมาเริ่มต้นในโหมด 0 ใหม่เข้าสู่สภาวะทำงานปกติต่อไป ลำดับการทำงานเช่นนี้จะเกิดขึ้นทุกครั้งเมื่ออุปกรณ์สวิตชิงของอินเวอร์เตอร์ทุกตัวต้องการเปลี่ยนสถานะ ตามการทำงานทั้งหมดจะเห็นได้ว่าการทำงานของวงจร PRDCL โดยแท้จริง จะเริ่มต้นจากโหมด 1 และสิ้นสุดในโหมด 5 ดังนั้นเวลาทำงานตั้งแต่เริ่มต้นจนเสร็จสิ้นขบวนการจะเป็น คาบเวลาทำงานรวมของวงจรได้ตามสมการที่ 4.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

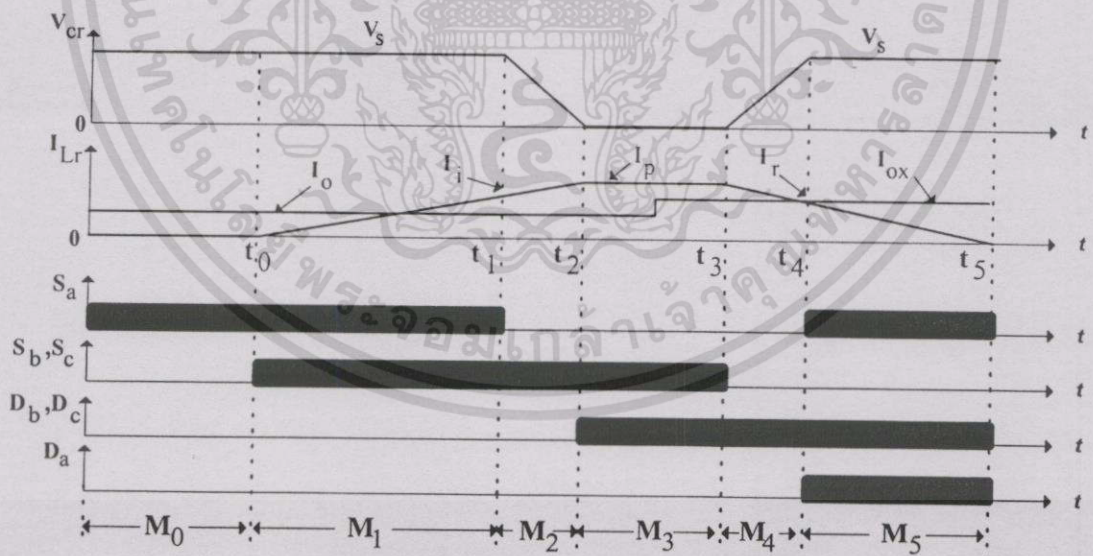
$$T_T = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_5 \tag{4.23}$$

ดังนั้น 
$$f_{rT} = \frac{I}{T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_5} \tag{4.24}$$

โดยที่  $f_{rT}$  คือ Resonant - transition frequency

#### 4.4.2 การวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงในวงจร PRDCL

ตามการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงในวงจร PRDCL แต่ละตัวดังแสดงในรูปที่ 4.12 เห็นได้ว่าการทำงานของสวิตช์  $S_a$  และ  $S_c$  ที่เทอร์นออนในโหมด 1 การเทอร์นออนจะกระทำที่กระแสศูนย์ และเทอร์นออฟในขณะที่ทำงานที่โหมด 4 จะกระทำที่สภาวะแรงดันศูนย์ ส่วนการทำงานของสวิตช์  $S_b$  ที่เทอร์นออนในโหมด 5 และเทอร์นออฟในขณะที่ทำงานที่โหมด 2 จะกระทำที่สภาวะแรงดันศูนย์ ดังนั้นการทำงานของสวิตช์ทั้ง 3 ตัว จะไม่เกิดค่าสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิง และไม่เกิดความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้วยเช่นกัน ซึ่งสามารถสรุปให้เห็นได้ในตารางที่ 4.1 และค่ากระแสที่ไหลผ่านและแรงดันที่ตกคร่อมสูงสุดของอุปกรณ์สวิตชิงแต่ละตัวแสดงให้เห็นได้ในตารางที่ 4.2



รูปที่ 4.12 แสดงไคอะแกรมเวลาทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงและไดโอดแต่ละตัว

ตารางที่ 4.1 แสดงคุณสมบัติการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์แต่ละตัว

	เทอร์นอน	เทอร์ออฟ
Sa	ZVS	ZVS
Sb	ZCS	ZVS
Sc	ZCS	ZVS
S inv	ZVS	ZVS

โดยที่ S inv คือ อุปกรณ์สวิตซ์ทุกตัวของอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 4.2 แสดงแรงดันและกระแสสูงสุดของอุปกรณ์สวิตซ์แต่ละตัวที่วงจร PRDCL

	Peak Voltage Stress	Peak Current Stress
Sa	$V_s$	$I_i + I_{o\_max}$
Sb	$V_s$	$I_p$
Sc	$V_s$	$I_p$

โดยที่  $I_{o\_max}$  คือ กระแสไหลเข้าอินเวอร์เตอร์สูงสุด

#### 4.5 การออกแบบวงจร PRDCL

ตามหลักการทำงานของวงจร PRDCL สามารถช่วยให้ระบบอินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ ความน่าเชื่อถือ และความไว้วางใจในการทำงานเพิ่มขึ้น แต่ในการที่ทำให้ระบบอินเวอร์เตอร์มีการทำงานได้เช่นนี้ คุณสมบัติการทำงานของวงจร PRDCL จะต้องมีความเหมาะสมและถูกต้องด้วย โดยคุณสมบัติการทำงานในลักษณะนี้สามารถพิจารณาได้จากปัจจัยหลักๆ คือ การสูญเสียในวงจร PRDCL ขณะทำงานต้องมีค่าต่ำสุด สามารถทำงานสอดคล้องกับอินเวอร์เตอร์เป็นอย่างดี และสร้างผลกระทบให้กับการทำงานของอินเวอร์เตอร์น้อยที่สุด ซึ่งปัจจัยต่างๆ เหล่านี้จะถูกนำมาวิเคราะห์ เพื่อออกแบบและประมาณค่าของพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรให้มีความเหมาะสมกับการทำงาน

##### 4.5.1 การพิจารณาเพื่อการออกแบบ

ในการวิเคราะห์หลักการการทำงานข้างต้น เห็นได้ว่า คุณสมบัติของวงจร PRDCL ที่มีการทำงานอย่างสมบูรณ์แบบนั้น ต้องมีค่ากระแส  $I_p$  สำหรับการสะสมพลังงานใน  $L_r$  ที่เพียงพอและเหมาะสม เพื่อถ่ายคืนให้กับ  $C_r$  และรักษาระดับแรงดัน  $V_{Cr}$  ให้มีค่าเท่ากับ  $V_s$  เหมือนเดิม นอกจากนี้ การ

ควบคุมค่ากระแส  $I_p$  ได้อย่างเหมาะสม ยังมีความสำคัญต่อการทำให้  $S_u$  เทอร์นออนที่แรงดันศูนย์ ด้วยเราสามารถใช้ความสัมพันธ์จากสมการที่ 4.19 หาค่ากระแส  $I_p$  ได้เป็น

$$I_p \geq \frac{V_s}{Z_r} + I_{ox} \quad (4.25)$$

และการสะสมพลังงานใน  $L_r$  มีค่าเริ่มต้นมาจากค่ากระแส  $I_i$  ของการทำงานในโหมด 1 ดังนั้นจากสมการที่ 4.25 และ 4.11 สามารถหาค่ากระแสเริ่มต้น  $I_i$  ได้เป็น

$$I_i \geq \sqrt{\left(\frac{V_s}{Z_r} + I_{O_1} + I_{ox}\right)^2 - \left(\frac{V_s}{Z_r}\right)^2 - I_{O_1}} \quad (4.26)$$

สำหรับการสูญเสียในวงจร PRDCL เกิดขึ้นจาก การสูญเสียอันเนื่องมาจากการนำกระแสและการสูญเสียที่เกิดจากอุปกรณ์ต่างๆในวงจร โดยค่าการสูญเสียทั้งสองขึ้นอยู่กับค่ากระแส  $I_i$  และ  $I_p$  ดังนั้นการคำนวณหาค่ากระแสนี้ถ้าเป็นไปได้จะเหมาะสมและถูกต้องแล้วสามารถทำให้ค่าการสูญเสียในวงจรมีค่าต่ำสุดได้

#### 4.5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่รีโซแนนซ์กับความถี่สวิตชิง

สำหรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่ต้องออกแบบ คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์,  $L_r$  และค่าตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์,  $C_r$  โดยเป็นพารามิเตอร์หลักของวงจรและเป็นส่วนสำคัญของการสร้างสภาวะรีโซแนนซ์เพื่อให้เกิดแรงดันศูนย์ ดังนั้นการคำนวณค่าได้ถูกต้องจึงมีความจำเป็นมากสำหรับวงจรนี้

จากการทำงานของ PRDCL ที่ประกอบด้วยโหมดการทำงานทั้งหมด 6 โหมด โดยมีโหมด 3 เป็นโหมดที่ยอมให้มีการสวิตชิง เห็นได้ว่าภายในหนึ่งคาบพัลส์วิดวงจร PRDCL จะทำงานสองครั้งคือ ช่วงเวลาขาขึ้นของพัลส์วิดที่เป็นการเทอร์นออนและช่วงเวลาที่ขาลงซึ่งเป็นการเทอร์นออฟของอุปกรณ์สวิตชิง ดังนั้นตามสมการที่ 4.23 คาบเวลาในการทำงานทั้งหมดตั้งแต่โหมด 1 ถึง 5 จึงต้องมีค่าน้อยกว่าคาบเวลาของพัลส์วิดและน้อยกว่าของคาบเวลาของเนื้อพัลส์ (Duty Cycle) ในช่วงเวลานั้นเสมอ ตามพฤติกรรมของสัญญาณ พี ดับเบิลยู เอ็ม จะมีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของเนื้อพัลส์ตลอดช่วงเวลาทำงานในหนึ่งคาบของพินดาเมนทอล ซึ่งจะประกอบด้วยเนื้อพัลส์ที่กว้างและแคบเรียงลำดับกันอยู่ โดยความกว้างนี้จะขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดคูเลต (Modulation Index) จากพฤติกรรมดังกล่าวแสดงว่าคาบเวลาทำงานรวม  $T_T$  ของวงจร PRDCL จะต้องมีค่าน้อยกว่าคาบเวลา

ของเนื้อฟิล์มที่น้อยสุด ทั้งนี้เพื่อต้องการให้วงจร PRDCL สามารถทำงานได้ตลอดช่วงของสัญญาณพีคดับลิว เอ็ม ในทุกความต้องการของการสวิตชิง จากความสัมพันธ์นี้คาบเวลารวม  $T_T$  จะมีค่าเป็น

$$T_T \leq T_{o\_min} \quad (4.27)$$

โดยที่  $T_{o\_min}$  คือ ค่าเวลาของเนื้อฟิล์มที่น้อยสุด

$$\text{หรือ} \quad f_{rT} \geq \frac{I}{T_{o\_min}} \quad (4.28)$$

ตามหลักการทำงานเห็นได้ว่าค่าของคาบเวลาทำงานมีความสัมพันธ์กับค่า  $L_r$  และ  $C_r$  ดังนั้นจึงสามารถกำหนดค่าความถี่รีโซแนนซ์ได้เป็น

$$f_r \geq f_{rT} \quad (4.29)$$

#### 4.5.3 การพิจารณาค่าตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์ $C_r$ และตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์ $L_r$

จากสมการ 4.29 สามารถนำมาออกแบบหาค่าพารามิเตอร์  $L_r$  และ  $C_r$  ได้ตามสมการที่ 4.1 ซึ่งตามสมการนี้จะเห็นได้ว่าถ้าเลือกให้ความถี่รีโซแนนซ์ ( $f_r = I/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$ ) มีค่าสูงจะทำให้  $L_r$  หรือ  $C_r$  มีค่าน้อย ส่งผลให้ราคาและขนาดของอุปกรณ์นั้นลดลง แต่อย่างไรก็ตาม การพิจารณาค่าความถี่รีโซแนนซ์เพื่อเลือกค่า  $L_r$  หรือ  $C_r$  จำเป็นต้องคำนึงถึงคุณสมบัติการทำงานของสวิตช์  $S_a$ ,  $S_b$  และ  $S_c$  ในด้านความเร็วและพิกัดทำงาน นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงค่ากระแส  $I_p$  ด้วย เพราะตามสมการ 4.25 ถ้าเลือก  $C_r$  มีค่ามากหรือ  $L_r$  มีค่าน้อยเกินไป จะทำให้ค่ากระแส  $I_p$  สูงขึ้น ส่งผลให้มีค่าการสูญเสียในวงจรเพิ่ม จากการทำงานของวงจร PRDCL ในสภาวะรีโซแนนซ์เราสามารถประมาณค่า  $Z_r$  ได้เป็น

$$Z_r \cong \frac{V_s}{I_{o\_max}} \quad (4.30)$$

ตามสมการ 4.29 สามารถหาค่า  $L_r$  และ  $C_r$  ได้เป็น

$$C_r = \frac{I_{o\_max}}{2\pi \cdot f_r \cdot V_s} \quad (4.31)$$

และ

$$L_r = \frac{V_s}{2\pi \cdot f_r \cdot I_{o\_max}} \quad (4.32)$$

และสามารถหาจำนวนรอบขดลวดของ  $L_r$  ได้เป็น

$$N = \frac{L_r \cdot I}{B_m \cdot A} \quad (4.33)$$

โดยที่  $L_r$  คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำ (H)

$I$  คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุด (A)

$B_m$  คือ ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก (Tesla)

$A$  คือ พื้นที่หน้าตัดแกนกลางของแกนเหล็ก ( $m^2$ )

#### 4.5.4 ตัวอย่างการออกแบบ

กำหนดให้

1. แรงดันไฟตรง,  $V_s = 200$  V
2. ความถี่สวิตซ์,  $f_s = 5$  kHz
3. กระแสที่ไหลวงจรอินเวอร์เตอร์สูงสุด,  $I_{o\_max} = 10$  A

การคำนวณ

จากข้อมูลที่กำหนดให้ สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้ดังนี้

สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม มีความถี่สวิตซ์ 5 kHz มีคาบเวลาที่น้อยที่สุด  $T_{o\_min} \cong 14 \mu s$

จากสมการที่ 4.28 จึงได้

$$f_{rT} \geq \frac{I}{14 \times 10^{-6}} \geq 71.43 \text{ kHz}$$

ดังนั้นจะได้ความถี่โชนแนนซ์มีค่าเท่ากับ 71.43 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่ 4.30 , 4.31 และ 4.32 จะได้เป็น

$$Z_r \cong \frac{200}{10} \cong 20 \ \Omega$$

$$C_r = \frac{10}{2 \times \pi \times 71.43 \times 10^3 \times 200} = 0.1114 \ \mu\text{F}$$

$$L_r = \frac{200}{2 \times \pi \times 71.43 \times 10^3 \times 10} = 44.56 \ \mu\text{H}$$

ในการเลือกค่า  $C_r$  และ  $L_r$  จะประมาณใช้ค่าที่เหมาะสมจึงกำหนดใช้

$$C_r = 0.11 \ \mu\text{F} \quad \text{และ} \quad L_r = 44 \ \mu\text{H}$$

#### 4.6 การจำลองการทำงานของวงจรด้วยคอมพิวเตอร์

ในหัวข้อนี้เสนอการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป Pspice โดยจะใช้หลักการตามที่ได้วิเคราะห์และค่าที่ได้ออกแบบไว้จากหัวข้อที่ผ่านมา การจำลองด้วยคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจร PRDCL ที่ได้ออกแบบไว้ว่าผลเป็นไปตามที่วิเคราะห์หรือไม่ ตัวอย่างเช่น ผลของรูปคลื่นแรงดัน  $V_C$  และกระแส  $I_L$  หรือรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ตัวอุปกรณ์สวิตซ์ต่างๆ ขณะทำงาน นอกจากนี้ยังมีผลการจำลองเมื่อนำวงจร PRDCL มาใช้ทำงานร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบด้วย

##### 4.6.1 การจำลองเพื่อตรวจสอบการทำงานขั้นต้น

ในส่วนนี้จะเป็นการตรวจสอบการทำงานของวงจรขั้นต้น เพื่อทดสอบดูผลการทำงานของวงจร PRDCL ให้นั่นใจว่าวงจรที่ออกแบบมีความเป็นไปได้ ก่อนจะนำไปทดสอบทำงานร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์ต่อไป โดยวิธีการคือ สมมุติค่าพารามิเตอร์ของสมการต่างๆ ขึ้น จากนั้นนำมาคำนวณหาค่าและสร้างไดอะแกรมเวลาสำหรับควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์ในวงจรให้เป็นไปตามหลักการงาน ดังนี้

กำหนดให้

$$I_o = 5 \text{ A}, I_{ox} = 5 \text{ A} \text{ และ } V_s = 200 \text{ V}$$

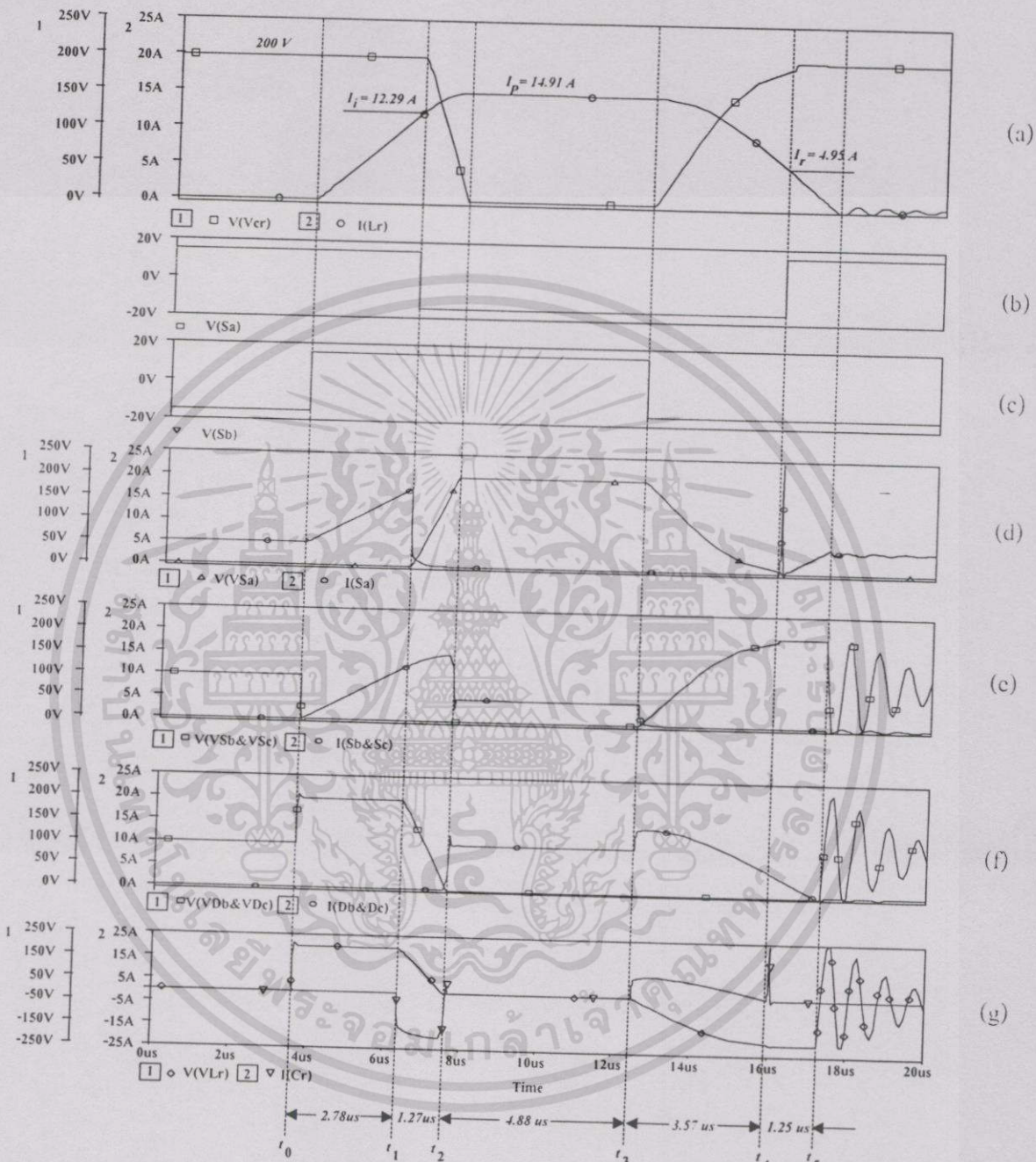
และค่า  $L_r$  และ  $C_r$  ใช้ค่าจากผลการคำนวณในหัวข้อ 4.5.4

ผลการคำนวณ

จากสมการที่ 4.25, 4.26 และ 4.19 จะได้  $I_1 = 12.32 \text{ A}$ ,  $I_p = 15 \text{ A}$ ,  $I_r = 5 \text{ A}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่ 4.7, 4.10, 4.18 และ 4.22 จะได้  $T_1 = 2.71 \mu s$ ,  $T_2 = 1.152 \mu s$ ,  $T_4 = 3.456 \mu s$ ,  $T_5 = 1.10 \mu s$  และกำหนดให้  $T_3 = 5 \mu s$  ดังนั้นจะได้คาบเวลาของการรีโซแนนซ์  $T_r = 13.4 \mu s$



รูปที่ 4.13 แสดงรูปคลื่นต่างๆ ที่สอดคล้องกับการทำงานของวงจรจากการจำลองการทำงาน

- (a) รูปคลื่นแรงดัน  $V_{Cr}$  และกระแส  $I_{Lr}$
- (b) สัญญาณควบคุม  $S_a$
- (c) สัญญาณควบคุม  $S_b$  และ  $S_c$
- (d) แรงดันและกระแสของ  $S_a$
- (e) แรงดันและกระแสของ  $S_b$  และ  $S_c$
- (f) แรงดันและกระแสของ  $D_b$  และ  $D_c$
- (g) แรงดันตกคร่อม  $L_r$  และกระแส  $I_{Cr}$

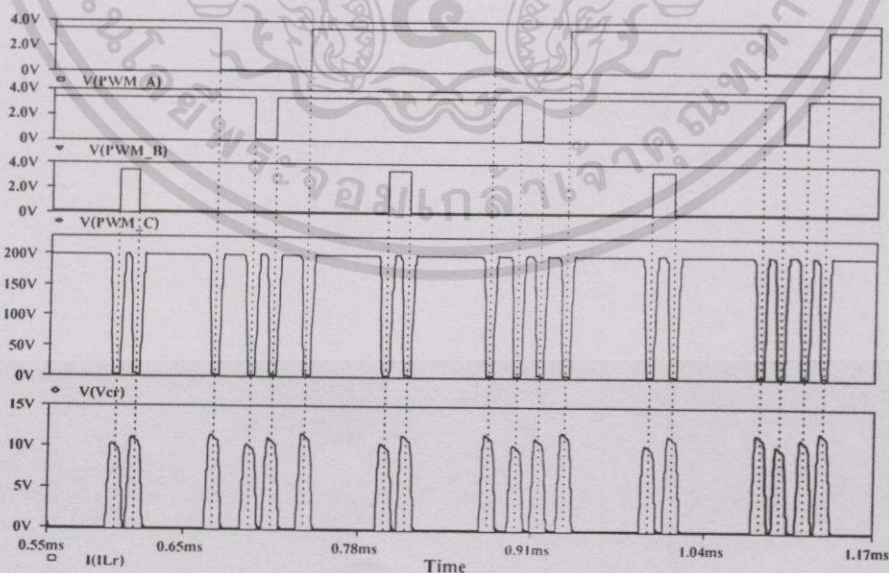
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.13 ผลจากการซิมูเลตพบว่าวงจรที่ออกแบบมีการทำงานเป็นไปตามโหมดการทำงานถูกต้องใกล้เคียงกับผลที่คำนวณไว้ ตามรูป (a) เป็นรูปคลื่นแรงดัน  $V_{Cr}$  และกระแส  $I_{Lr}$  แสดงให้เห็นว่าวงจรมีการทำงานที่สภาวะรีโซแนนซ์และสร้างการทำงานแบบสวิตชิงแรงดันศูนย์ ส่วนรูป (d), (e), (f) เป็นรูปคลื่นแรงดันและกระแสของ  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $D_1$  และ  $D_2$  ตามลำดับ ตามรูป (d) เห็นได้ว่า  $S_1$  จะเทอร์นออฟและเทอร์นอนที่แรงดันศูนย์ ส่วนรูป (e) และ (f) เป็นรูปคลื่นของ  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $D_1$  และ  $D_2$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าทั้งไดโอดและอุปกรณ์สวิตชิงมีการทำงานที่สภาวะแรงดันศูนย์ และหยุดทำงานที่สภาวะกระแสศูนย์ นอกจากนี้จะเห็นได้ว่า ค่าแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ทุกตัวมีค่าเท่ากับ  $V_s$  คือไม่เกิน 200 V ซึ่งจะทำให้อุปกรณ์สวิตชิงมีความเครียดทางแรงดันไฟฟ้าเกิดขึ้นต่ำ

#### 4.6.2 ผลการจำลองเมื่อทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์

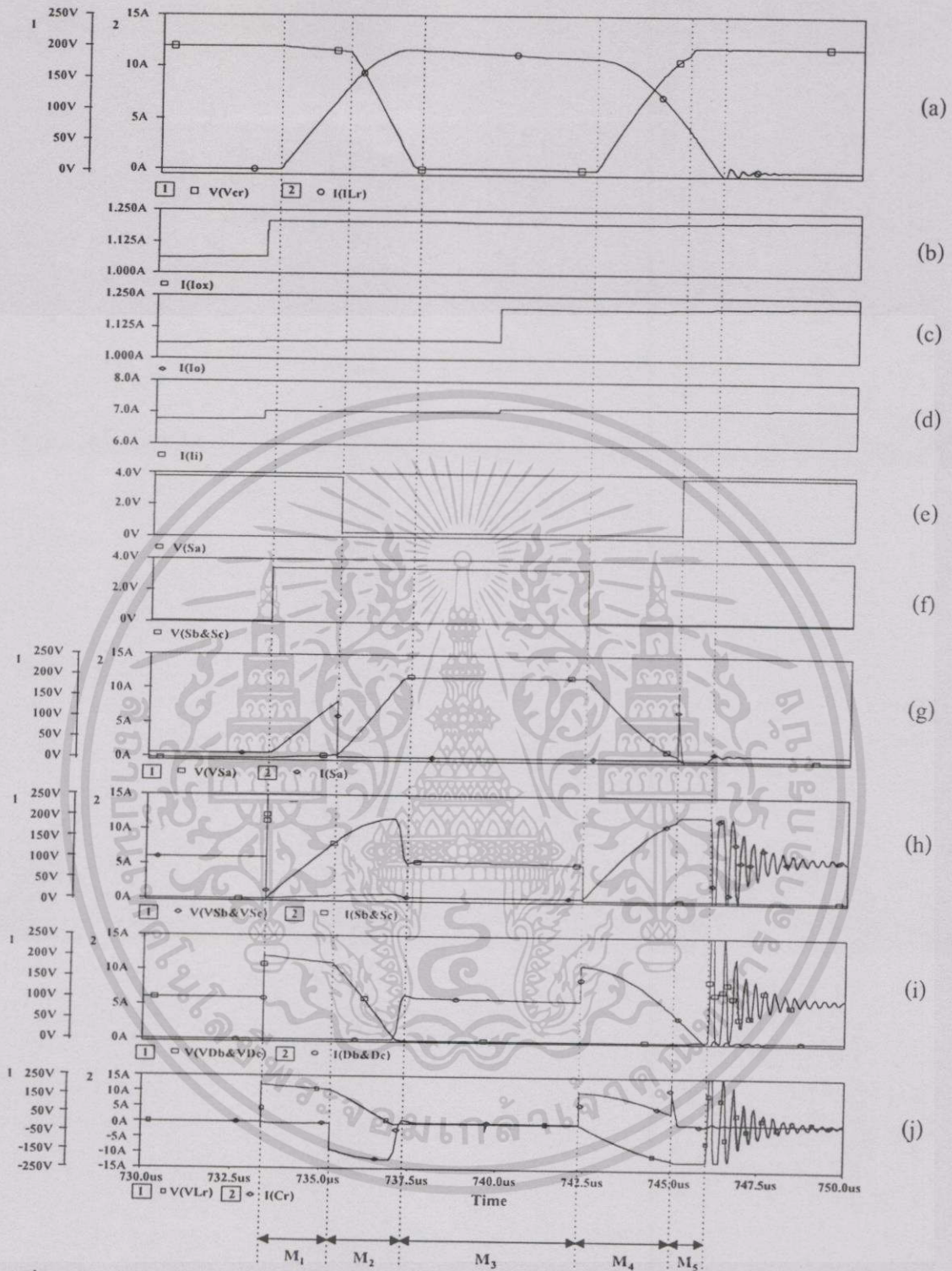
จากการตรวจสอบการทำงานขั้นต้นให้ผลปรากฏเป็นที่น่าพอใจและเป็นไปตามทฤษฎี ดังนั้นขั้นตอนต่อไปจะเป็นการจำลองวงจรที่นำมาทำงานร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อตรวจสอบและยืนยันผลการทำงานที่มีความเป็นไปได้ตามเงื่อนไขการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ก่อนที่จะนำไปสร้างวงจรและทดลองในทางปฏิบัติต่อไป

ในการซิมูเลตได้ให้วงจรทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ SVPWM มีความถี่สวิตชิง 5 kHz และได้สมมุติให้โหลดของอินเวอร์เตอร์เป็น โหลด RL ต่อแบบวาย แทนเป็นอินดักชันมอเตอร์ที่มีวงจรสมมูลประกอบด้วยรีซิสเตอร์และอินดักแตนซ์ และอิมพีแดนซ์นี้จะมีค่าเปลี่ยนไปขึ้นอยู่กับค่าสลิป ซึ่งได้ใช้ค่า R ต่อเฟสเท่ากับ 60  $\Omega$  และ L ต่อเฟส ค่าเท่ากับ 52.5 mH แรงดันดีซี 200 V ส่วน วงจร PRDCL ได้ใช้พารามิเตอร์  $L_r = 44 \mu\text{H}$  และ  $C_r = 0.11 \mu\text{F}$  การซิมูเลตได้ผลดังนี้



รูปที่ 4.14 แสดงผลการจำลองความสัมพันธ์ระหว่างการสวิตชิงกับแรงดัน  $V_{Cr}$  และ กระแส  $I_{Lr}$  ที่ความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

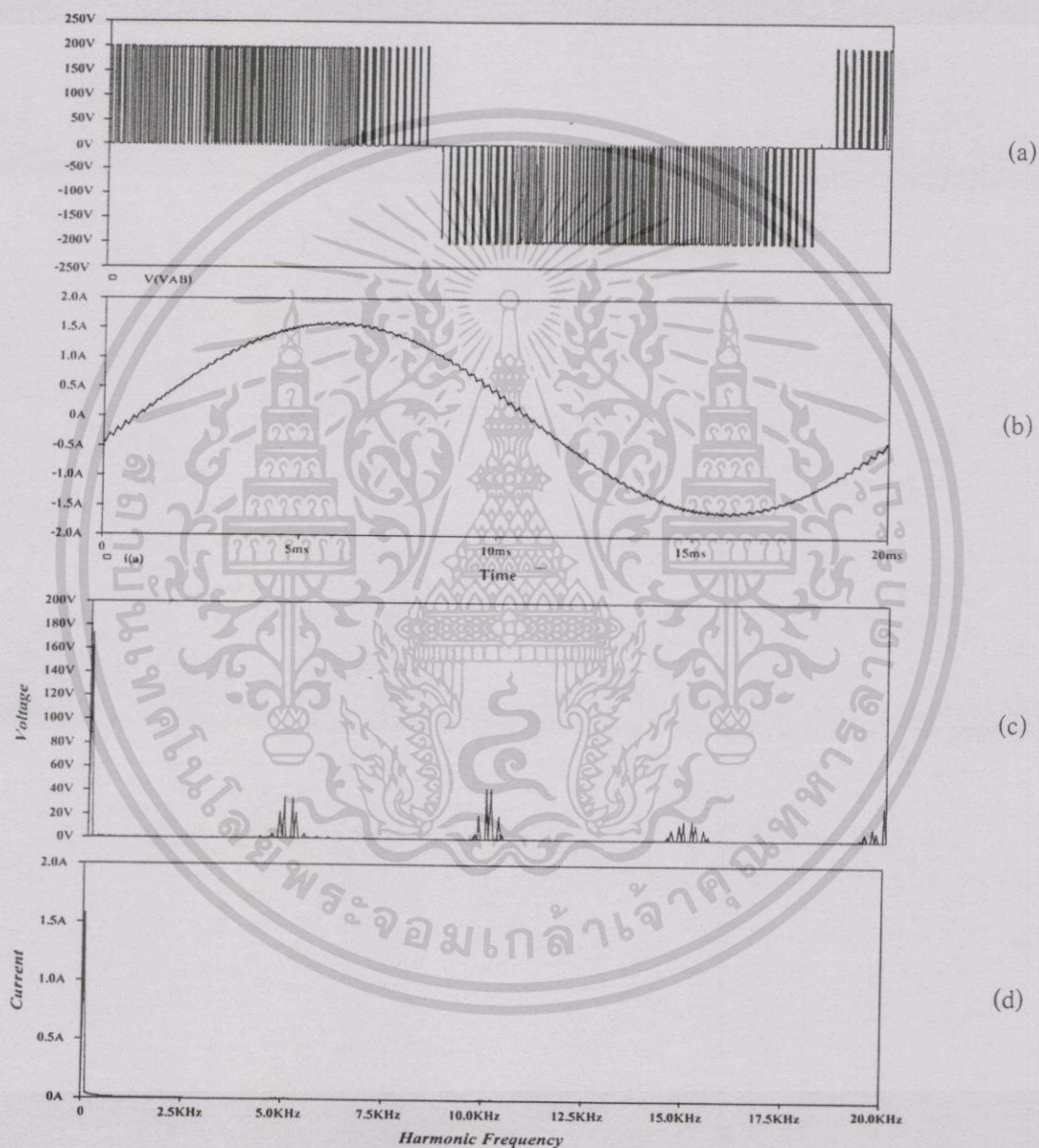


รูปที่ 4.15 แสดงของรูปคลื่นในส่วนต่างๆ ของวงจร PRDCL ที่จำแนกตามโหมดจากการจำลอง

- |                                       |   |
|---------------------------------------|---|
| (a) แรงดัน $V_{Cr}$ และกระแส $I_{Lr}$ | (f) สัญญาณควบคุม $S_b$ และ $S_c$          |
| (b) กระแส $I_{Ox}$                    | (g) แรงดันและกระแสของ $S_u$               |
| (c) กระแส $I_o$                       | (h) แรงดันและกระแสของ $S_b$ และ $S_c$     |
| (d) กระแสอ้างอิง $I_i$                | (i) แรงดันและกระแสของ $D_b$ และ $D_c$     |
| (e) สัญญาณควบคุม $S_u$                | (j) แรงดันตกคร่อม $L_r$ และกระแส $I_{Cr}$ |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

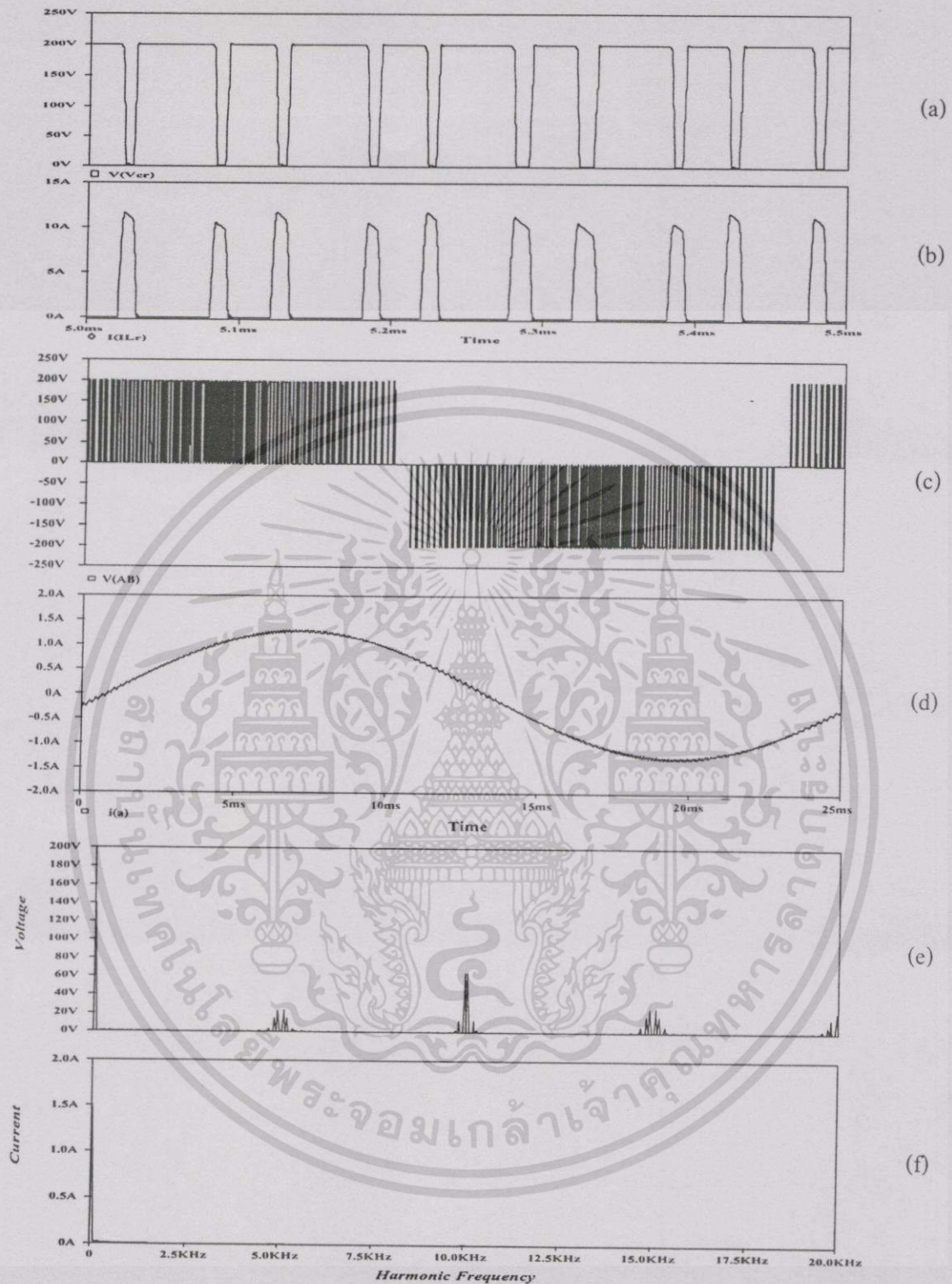
ตามรูปที่ 4.14 เห็นได้ว่าลักษณะของวงจร PRDCL เมื่อทำงานร่วมกับระบบอินเวอร์เตอร์จะสร้างสถานะแรงดันศูนย์ทุกๆ ตำแหน่งเมื่ออุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเปลี่ยนสถานะการทำงาน ดังนั้นการเทอร์นออนและเทอร์นออฟของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งของอินเวอร์เตอร์จะปราศจากการสูญเสียเกิดขึ้น และจากรูป 4.15 แสดงให้เห็นการทำงานในแต่ละโหมดต่างๆ ที่ยืนยันว่าวงจรได้ทำงานตามหลักการที่ได้ถูกวิเคราะห์ไว้โดยสามารถทำงานร่วมกับ พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ได้



รูปที่ 4.16 แสดงผลการจำลองภายใต้การทำงานที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50 Hz

- |                            |                       |
|----------------------------|-----------------------|
| (a) รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต | (c) สเปกตรัมของแรงดัน |
| (b) รูปคลื่นกระแสเอาต์พุต  | (d) สเปกตรัมของกระแส  |

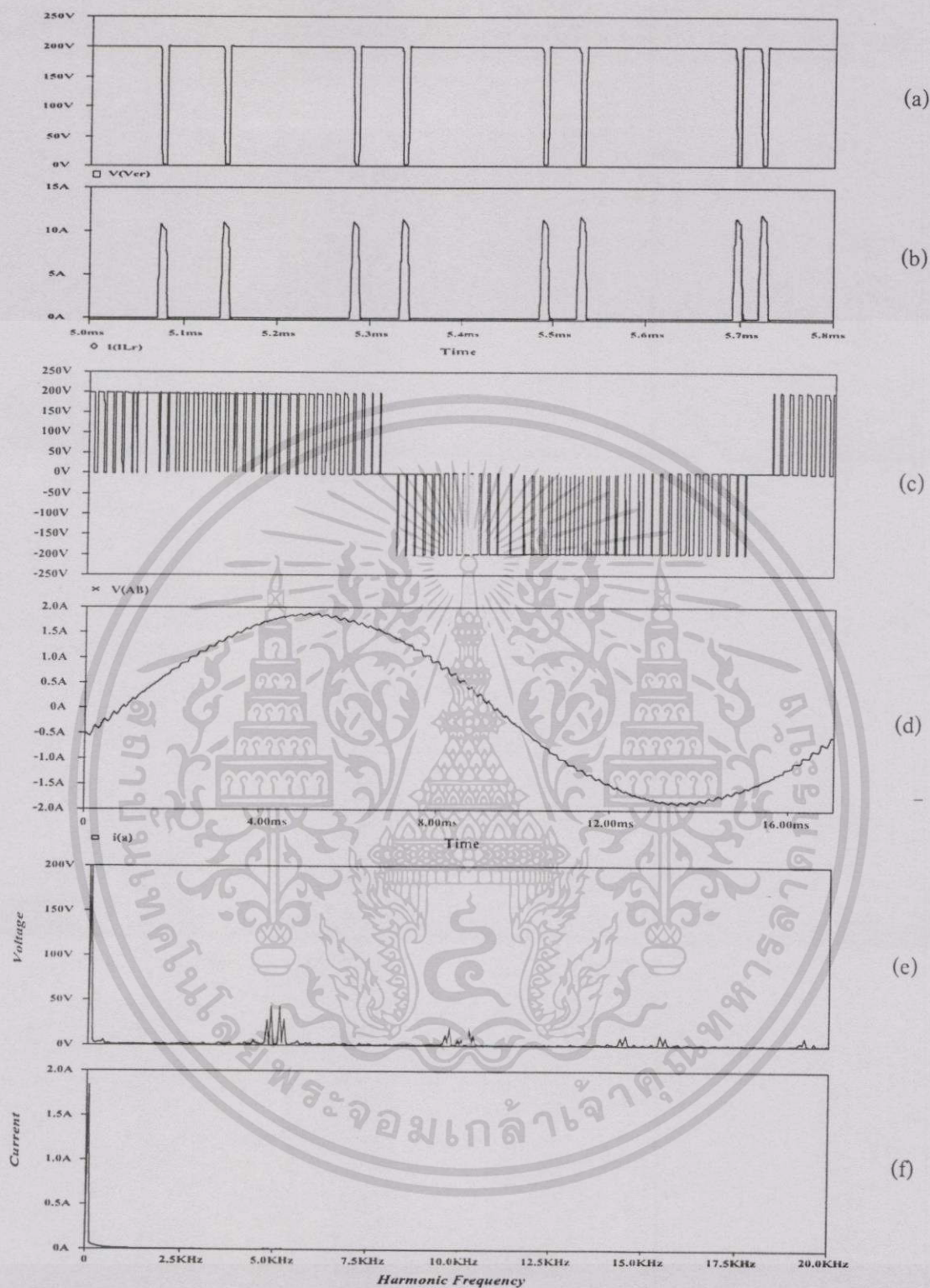
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 แสดงผลการจำลองภายใต้การทำงานที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 40 Hz

- |                     |                       |
|---------------------|-----------------------|
| (a) แรงดัน $V_{Cr}$ | (d) กระแสเอาต์พุต     |
| (b) กระแส $I_{Lr}$  | (e) สเปกตรัมของแรงดัน |
| (c) แรงดันเอาต์พุต  | (f) สเปกตรัมของกระแส  |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 แสดงผลการจำลองภายใต้การทำงานที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 60 Hz

- (a) แรงดัน  $V_{Cr}$
- (b) กระแส  $I_{Lr}$
- (c) แรงดันเอาต์พุต
- (d) กระแสเอาต์พุต
- (e) สเปกตรัมของแรงดัน
- (f) สเปกตรัมของกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.16, 4.17 และ 4.18 แสดงการทำงานภายใต้การเปลี่ยนแปลงความถี่อินเวอร์เตอร์ต่าง ๆ ให้เหมือนกับคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ที่ต้องสามารถปรับเปลี่ยนความถี่เพื่อควบคุมความเร็วรอบ จะเห็นว่าวงจรทำงานได้เป็นอย่างดี โดยไม่สร้างผลกระทบกับการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงสามารถนำ PRDCL อินเวอร์เตอร์นี้ไปใช้สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ได้

#### 4.7 สรุป

ในบทนี้อธิบายถึงหลักการการทำงานและการออกแบบวงจร PRDCL ที่นำเสนอ เพื่อให้รู้ถึงพฤติกรรมและทำความเข้าใจเกี่ยวกับการทำงานของวงจร ก่อนที่จะนำไปออกแบบให้สามารถทำงานร่วมกับ พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ โดยการวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงาน ได้แสดงในรูปของสมการคณิตศาสตร์ ซึ่งทำให้ง่ายต่อการออกแบบวงจรและกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จากหลักการการทำงานของวงจร PRDCL ที่นำเสนอนี้ เห็นได้ว่าคุณสมบัติการทำงานมีข้อได้เปรียบกว่าวงจรอื่นตามตัวอย่างวงจรที่แสดงให้เห็น คือ

1. ไม่มีค่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์เกิดขึ้น เนื่องจากอุปกรณ์สวิตช์ของวงจร PRDCL ทุกตัวเทอร์นอนหรือเทอร์นออฟภายใต้สภาวะแรงดันหรือกระแสศูนย์
2. ขณะทำงานสภาวะคงตัว พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์มีค่าเป็นศูนย์ ส่งผลให้ไม่มีค่าสูญเสียเกิดขึ้น
3. แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ทุกตัวมีค่าสูงสุดเท่ากับแหล่งจ่าย จึงทำให้ผลของความเครียดทางแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์มีค่าต่ำ

นอกจากนี้ยังได้แสดงถึงวิธีการออกแบบ การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญ พร้อมแสดงตัวอย่างในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ด้วย จากนั้นได้นำวงจรที่ออกแบบนี้มาจำลองการทำงาน โดยใช้คอมพิวเตอร์เพื่อทดสอบดูผลการทำงานวงจรให้มั่นใจว่าวงจรที่ออกแบบมีความเป็นไปได้ตามทฤษฎี ก่อนจะนำไปสร้างวงจรจริงและทดสอบผลการทำงานในทางปฏิบัติต่อไป ซึ่งให้ผลเป็นที่น่าพอใจ

## บทที่ 5

# ทฤษฎีและการสร้าง พี ดับบลิว เอ็ม

### 5.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอในส่วนของหลักการและวิธีสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ที่ใช้สำหรับควบคุมวงจรถูกอินเวอร์เตอร์ ในขั้นต้นได้มีการพิจารณาถึงแพทเทิร์นของคลื่นสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม แบบต่างๆ ที่ใช้กันทั่วไป ทั้งแบบที่มีการสร้างโดยใช้เทคนิคทางด้านอนาล็อกและเทคนิคทางด้านดิจิทัล หลังจากนั้นได้อธิบายถึงรูปแบบของ พี ดับบลิว เอ็ม ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ ตลอดจนเทคนิคและวิธีการสร้างรูปคลื่นที่เป็นแบบดิจิทัล โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ขนาด 8 บิต เป็นส่วนประมวลผลและควบคุม ซึ่งสามารถสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ให้ได้ค่าสูงสุดจนถึง 5 kHz ซึ่งสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ที่ได้นี้จะนำมาควบคุมอินเวอร์เตอร์ไครฟ์วี่ ที่มีการทำงานแบบฮาร์ดสวิตชิงและซอฟท์สวิตชิง

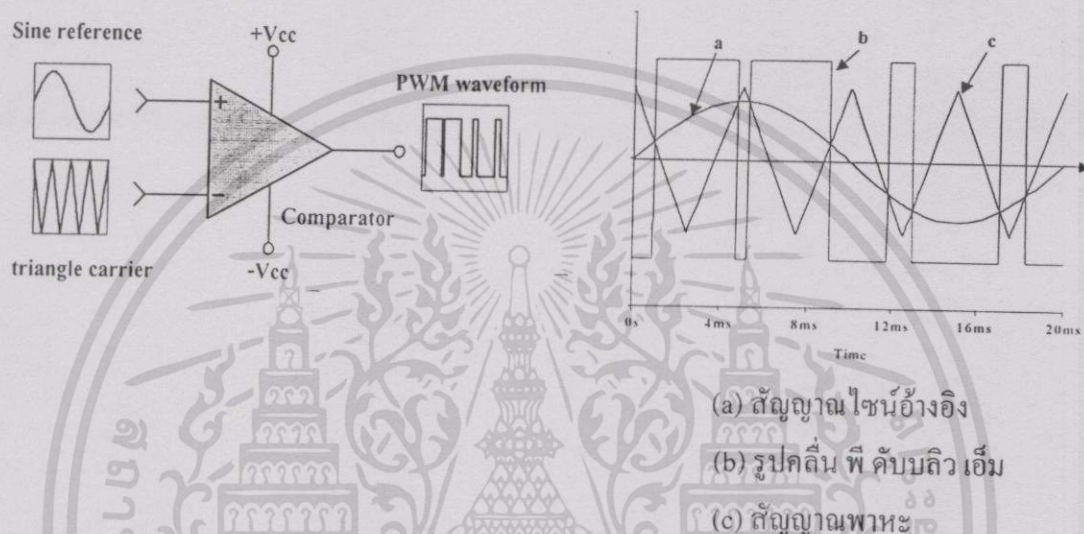
### 5.2 เทคนิค พี ดับบลิว เอ็ม แบบต่างๆ

ในปัจจุบันระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยส่วนมากนิยมใช้ พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน เนื่องจากมีประสิทธิภาพสูง ควบคุมได้ง่าย และมีความเหมาะสมที่สุดสำหรับเครื่องจักรที่มีคาร์บอนแคปแชนซ์สูง [27] เพราะกระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจะถูกจำกัด โดยลิกเกจรีแอคแตนซ์ของเครื่องจักรเอง ทำให้การสูญเสียในเครื่องจักรอันเนื่องมาจากฮาร์โมนิกส์มีค่าต่ำลงไปด้วย นอกจากนี้ยังสามารถปรับเปลี่ยนค่าแรงดันและความถี่ทางด้านเอาท์พุท (Variable Voltage Variable Frequency, VVVF) ได้ ซึ่งเป็นไปตามที่ต้องการของหลักการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ เทคนิค พี ดับบลิว เอ็ม มีอยู่ด้วยกันหลายรูปแบบที่ได้มีการศึกษา วิจัยและปรับปรุงมาช้านาน เพื่อให้สอดคล้องกับการพัฒนาของอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ และไมโครโปรเซสเซอร์ นอกจากนี้ยังคำนึงถึงการสูญเสียของเครื่องจักร และการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ เราสามารถจำแนกเทคนิค พี ดับบลิว เอ็ม ออกเป็นชนิดต่างๆ ได้ดังนี้

#### 5.2.1 เทคนิค Natural Sampling (NS)

ในยุคแรกๆ การสร้างเทคนิค พี ดับบลิว เอ็ม เริ่มต้นจากการใช้เทคนิคทางด้านอนาล็อก ซึ่งเทคนิคที่นิยมใช้ในงานอุตสาหกรรมที่พบเห็นได้ คือ Natural Sampling (NS) โดยการนำสัญญาณอ้างอิงซึ่งเป็นรูปคลื่นไซน์ และคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งเป็นรูปคลื่นพาหะผ่านคอมพารเตอ์เพื่อเปรียบเทียบให้ได้สัญญาณตัดต่อ PWM ดังแสดงในรูปที่ 5.1

แรงดัน และความถี่ทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ของเทคนิคนี้ สามารถปรับเปลี่ยนได้ โดยการควบคุมแอมพลิจูด และความถี่ของสัญญาณคลื่นไซน์ ในขณะที่ความถี่ของสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ ซึ่งป็นเทคนิคอะซิงโครนัส แต่ถ้าในกรณีของเทคนิคซิงโครนัส ความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยมจะขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นไซน์ ซึ่งกำหนดได้ด้วยอัตราส่วนความถี่ (Frequency ratio) อย่างไรก็ตามวงจรที่สร้างรูปคลื่นสัญญาณไซน์ และสามเหลี่ยมเพื่อปรับเปลี่ยนความถี่ และแอมพลิจูดดังกล่าว มีความยุ่งยากซับซ้อน ขนาดใหญ่ เสถียรภาพ และความไว้วางใจต่ำ



รูปที่ 5.1 แสดงหลักการเทคนิค Natural Sampling

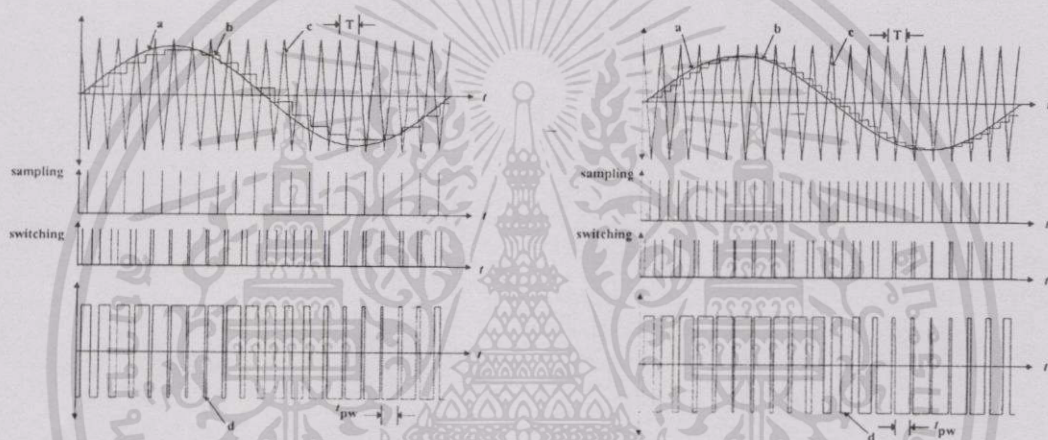
### 5.2.2 เทคนิค Regular Sampling (RS)

ต่อมาได้มีการพัฒนาเทคนิคทางด้านดิจิทัล ซึ่งดูเหมือนว่าเทคนิคทางด้านดิจิทัลนี้จะได้รับความสนใจมากกว่า ทั้งนี้เพราะวงจรควบคุม ไม่ยุ่งยากซับซ้อน ขนาดเล็ก มีความยืดหยุ่น มีเสถียรภาพ และความไว้วางใจสูง สำหรับเทคนิค Regular Sampling นี้สร้างได้โดยใช้ระบบทางดิจิทัลทั้งซิงโครนัส และอะซิงโครนัส ซึ่งจะเป็นการประมาณค่าพัลส์วิดของเทคนิค Natural Sampling เพื่อลดองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ทางด้านเอาต์พุท หลักการพื้นฐานในการมอดูเลตจะคล้ายกับเทคนิค NS โดยการนำคลื่นสามเหลี่ยมและคลื่นไซน์ เพียงแต่จะสุ่มรูปคลื่นไซน์ ด้วยค่าเวลาที่คงที่และแน่นอน เพื่อทำให้เกิดพัลส์วิด เทคนิค Regular Sampling สามารถจำแนกออกเป็น 2 ชนิด คือ Symmetric regular Sampling และ Asymmetric regular Sampling ดังแสดงในรูปที่ 5.2 (a) และ 5.2 (b) ตามลำดับ

Symmetric regular Sampling คาบของการสุ่มจะเท่ากับคาบของคลื่นพาหะ ขอบขาขึ้นและขาลงของพัลส์วิดห่างจากจุดศูนย์กลางของการสุ่มเท่ากัน ข้อดีของการสุ่มของเทคนิคนี้ คือ ทำให้ไมโครโปรเซสเซอร์สามารถสร้าง PWM ที่ให้ความถี่สวิตชิ่งสูงได้

Asymmetric regular Sampling ความถี่ของการสุ่มจะเป็นสองเท่าของความถี่คลื่นพาหะ ขอบขาขึ้นและขอบขาลงของพัลส์วิดห่างจากจุดศูนย์กลางของการสุ่มไม่เท่ากัน Asymmetric regular Sampling สามารถลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ได้ดีกว่า Symmetric regular Sampling เพราะในหนึ่งคาบของคลื่นมีครั้งมีจำนวนครั้งของการสุ่มมากกว่า ทำให้รูปคลื่น PWM มีคุณภาพดีกว่า แต่อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้จะทำให้ขีดจำกัดการทำงานของไมโคร โปรเซสเซอร์น้อยลง เพื่อที่จะสร้าง PWM ให้ได้ความถี่สวิตซ์ที่สูงๆ

ข้อดีของเทคนิค Regular Sampling นี้ คือ ค่าของพัลส์วิดสามารถถูกคำนวณในลักษณะ real time ทุกๆ คาบของการสุ่มได้ เพราะสมการของพัลส์วิดไม่ยุ่งยากซับซ้อนเหมือนกับการสร้างเทคนิค NS ในลักษณะ real time



รูป (a) เทคนิค Symmetric Regular Sampling

รูป (b) เทคนิค Asymmetric Regular Sampling

(a) สัญญาณไซน์อ้างอิง

(a) สัญญาณไซน์อ้างอิง

(b) สัญญาณการแซมปลิง

(b) สัญญาณการแซมปลิง

(c) สัญญาณพาหะ

(c) สัญญาณพาหะ

(d) รูปคลื่น พี ดับบลิว เอ็ม

(d) รูปคลื่น พี ดับบลิว เอ็ม

รูปที่ 5.2 แสดงหลักการสร้างเทคนิค Regular Sampling

ค่าพัลส์วิดสามารถคำนวณได้ดังนี้

กรณี Symmetric Regular Sampling

$$t_{pw} = \frac{T}{2} [1 + M \sin(\omega_m T)] \quad (5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณี Asymmetric Regular Sampling

$$t_{pw} = \frac{T}{4}[1 + M \sin(\omega_m T_1)] + \frac{T}{4}[1 + M \sin(\omega_m T_2)] \quad (5.2)$$

โดยที่

$$T = \frac{2\pi}{r\omega_m} \quad (5.3)$$

เมื่อ

$t_{pw}$  คือ ค่าเวลาพัลส์วิด

$T$  คือ คาบคลื่นพาหะ

$M$  คือ ดัชนีการมอดเทากับ อัตราส่วนของแอมพลิจูดคลื่น ไซน์ต่อคลื่นสามเหลี่ยม

$r$  คือ อัตราส่วนของคลื่นสามเหลี่ยมต่อคลื่น ไซน์

$\omega_m$  คือ ความถี่เชิงมุมคลื่น ไซน์

$T_1 = n \cdot T$  ( $n$  คือ ตัวเลขลำดับของการสุ่ม)

$T_2 = (n+1/2)T$

### 5.2.3 เทคนิค Optimised PWM

เทคนิคนี้จะเหมาะสมกับการสร้างแบบออฟไลน์ เพราะในการคำนวณหาตำแหน่งมุมของตัวตัดต่อเพื่อให้ได้รูปคลื่น Optimised PWM จะต้องใช้เวลาในการประมวลผลสูง เนื่องจากสมการที่ไม่เป็นเชิงเส้น (non linear equations) ซึ่งยุ่งยากซับซ้อนทำให้ยากแก่การนำมาใช้งานในลักษณะ real-time นอกจากนี้จะมีการทำนายโดยประมาณของสมการของการเกิดองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ เพื่อลดเวลาในการประมวลผล และใช้ไมโคร โปรเซสเซอร์ที่มีความเร็วสูง

### 5.2.4 เทคนิคการมอดดูเลทแบบสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Modulation: SVM)

ในงานวิจัยของวิทยานิพนธ์นี้ได้สร้าง พี ดับบลิว เอ็ม “เทคนิคการมอดดูเลทแบบสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Modulation: SVM)” ในเทคนิคนี้มีใช้งานกันอย่างกว้างขวางสำหรับอุตสาหกรรมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ หรือเป็นที่รู้จักกันดีในศัพท์ทางเทคนิคว่า “อินเวอร์เตอร์ไดรฟ์” ซึ่งมีข้อได้เปรียบกว่าเทคนิคอื่นๆ คือ มีย่านการเกิดโอเวอร์มอดสูงกว่า ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่สูงกว่า และไม่มีผลขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำ ซึ่งทำให้ค่าการกระเพื่อมของกระแสลดลง อีกทั้งสามารถสร้างได้โดยใช้เทคนิคดิจิทัล ในการวิเคราะห์หลักการจะพิจารณา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการให้แสดงในรูปของเวกเตอร์ในพอลาร์โคออดิเนท (Polar Coordinate) ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของ Park Transformation [28] เวกเตอร์แรงดันนี้ถูกแบ่งออกเป็น 6 เซกเตอร์ (Sector) โดยในแต่ละเซกเตอร์จะมีสภาวะการทำงานของสวิตช์ที่แตกต่างกัน ซึ่งการทำงานนี้จะแบ่งเป็น 6 สถานะเช่นกัน คือ (100), (110), (010), (011), (001), และ (101) เรียกว่า แรงดันเวกเตอร์ทำงาน (Active Voltage Vector) และในแต่ละสถานะการสวิตช์จะแทนด้วย 1 เวกเตอร์แรงดัน ( $V_1-V_6$ ) ซึ่งความสัมพันธ์ของสภาวะการสวิตช์ เวกเตอร์แรงดัน และ พอลาร์โคออดิเนท สามารถแสดงให้เห็นดังรูปที่ 5.3 จุดศูนย์กลางของเพลน เรียกว่า จุดกำเนิดเวกเตอร์ (Origin Vector) ซึ่งมีสถานะการสวิตช์เป็น 000 หรือ 111 และให้แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์ (Null Voltage Vector)



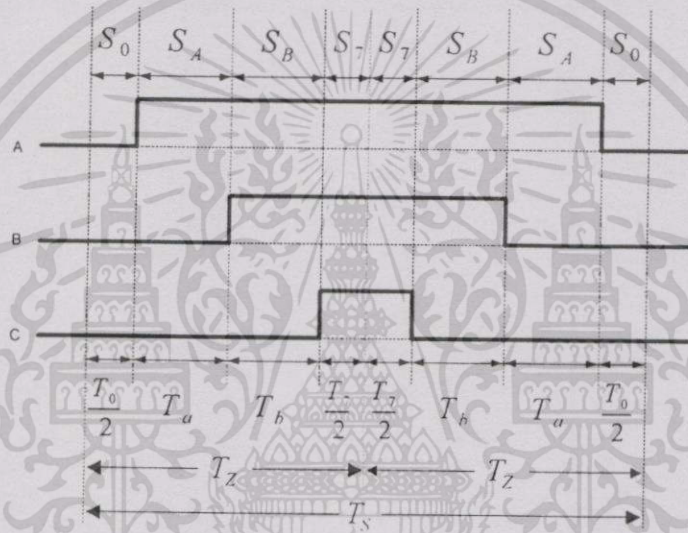
รูปที่ 5.3 แสดงความสัมพันธ์ของสภาวะการสวิตช์ เวกเตอร์แรงดัน และ พอลาร์โคออดิเนท โดยที่สภาวะการสวิตช์ในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์จะถูกกำหนดเป็น 1 (High) และ 0 (Low)

การวิเคราะห์หลักการจะพิจารณาความสัมพันธ์ของคาบเวลาการสวิตช์กับค่าแรงดันเวกเตอร์  $V_s$  ที่เปลี่ยนไปในแต่ละเซกเตอร์ ในที่นี้จะยกตัวอย่างการวิเคราะห์รูปแบบการสวิตช์ของสัญญาณ SVM ที่มีความสัมพันธ์กับเซกเตอร์ 1 แสดงให้เห็นในรูปที่ 5.4 จะเห็นได้ว่า ในแต่ละช่วงของคาบเวลาการสวิตช์ ( $T_z$ ) จะมีค่าแรงดันเวกเตอร์  $V_s$  คงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งในแต่ละเซกเตอร์ก็จะมีคาบเวลาของการสวิตช์ที่สัมพันธ์กับแรงดัน  $V_s$  คือ

$$V_s T_z = V_0 t_0 + V_a t_a + V_b t_b + V_7 t_7 \tag{5.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดยที่
- $V_a, V_b$  คือ องค์ประกอบของแรงดันเวกเตอร์ในขณะสวิตช์นั้นทำงานซึ่งถูกแทนด้วย (100), (010) หรือ (001) และ (110), (011) หรือ (101)
- $V_0, V_7$  คือ องค์ประกอบของแรงดันเวกเตอร์ศูนย์ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับสภาวะสวิตช์ (000) และ (111) ตามลำดับ
- $T_z$  คือ คาบเวลาของการสวิตช์ในหนึ่งแรงดันเวกเตอร์ ( $T_z = t_a + t_b + t_0 + t_7$ )
- $t_a$  และ  $t_b$  คือ ช่วงเวลาที่แรงดันเวกเตอร์ทำงาน
- $t_0$  และ  $t_7$  คือ ช่วงเวลาที่แรงดันเวกเตอร์เป็นศูนย์



รูปที่ 5.4 รูปแบบสภาวะการสวิตช์ของ SVM ในเซกเตอร์ 1

จากสมการที่ 5.4 ถ้าให้จำนวนของ แรงดันเวกเตอร์  $V_a$  และ  $V_b$  มีค่าคงที่ และ  $V_0$  และ  $V_7 = 0$  เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ของช่วงเวลา  $t_a$  และ  $t_b$  ได้ดังนี้

$$t_a = \frac{\sqrt{2}|v_s|}{V_{dc}} T_z \sin(60 - \gamma) \quad (5.5)$$

$$t_b = \frac{\sqrt{2}|v_s|}{V_{dc}} T_z \sin \gamma \quad (5.6)$$

เมื่อ  $0 \leq \gamma \leq 60$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปแล้ว ช่วงเวลา  $t_0$  และ  $t_7$  จะถูกเลือกให้มีช่วงเวลาเท่ากันซึ่งได้เป็น

$$t_0 = t_7 = \frac{T_Z - t_a - t_b}{2} \quad (5.7)$$

จากลำดับการสวิตช์ของ SVM สามารถแสดงให้อยู่ในรูปของ พี ดับบลิว เอ็ม แบบอะซิมเมตริก เรียกว่า แคมป์ลิงได้ ดังแสดงในรูปที่ 5.5 รูปคลื่น (b) เป็นรูปคลื่นสมมูลของแรงดันเวกเตอร์ต่อเฟส ซึ่งเกิดจากการรวมระหว่างรูปคลื่นแรงดันสามเหลี่ยม รูป (c) ที่มีค่าแอมพลิจูดเป็น 0.25 เท่าของรูปคลื่นไซน์เข้ากับรูปคลื่นไซน์รูป (a) ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 1 ก็จะได้รูปคลื่นแรงดัน SVM ( $V_{SVM}$ ) ดังมีความสัมพันธ์ตามสมการที่ 5.8



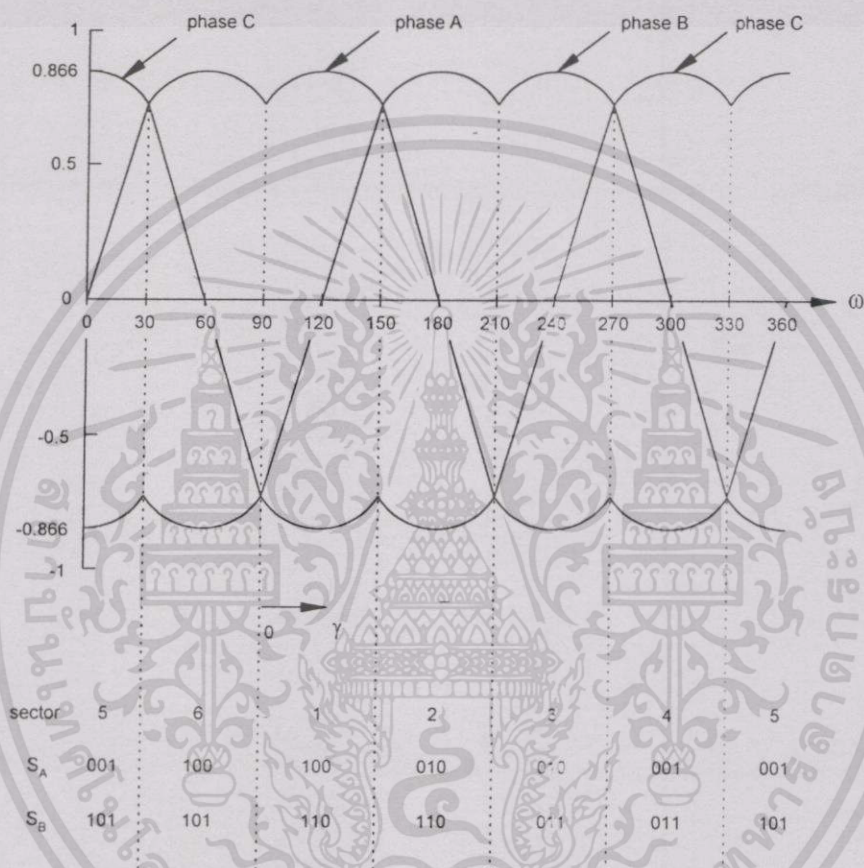
รูปที่ 5.5 แสดงส่วนประกอบของแรงดันสเปซเวกเตอร์ต่อเฟส

- (a) รูปคลื่นสัญญาณไซน์ฟันคามาหมด
- (b) รูปคลื่นแรงดันสเปซเวกเตอร์ต่อเฟส ( $b = a + c$ )
- (c) รูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีความถี่เป็น 3 เท่าของฟันคามาหมด

$$V_{SVM} = \begin{cases} \frac{3}{2} \sin(\omega_m t) & 0 \leq \omega_m t \leq \frac{\pi}{6} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega_m t + \frac{\pi}{6}) & \frac{\pi}{6} \leq \omega_m t \leq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (5.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณการมอดูเลตทั้งสามเฟสของเทคนิคการมอดูเลตแบบ SVM จะสังเกตเห็นว่า แอมพลิจูดสูงสุดของแรงดันสเปซเวกเตอร์ต่อเฟสมีค่าเป็น 0.866 เมื่อแอมพลิจูดของฟังก์ชันทอแลเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นเทคนิคการมอดูเลตแบบ SVM สามารถมีค่าดัชนีการมอดูเลตได้ถึง 1.15 ก่อนเกิดสถานะโอเวอร์มอดเมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบไซน์ ซึ่งต้องจุดนี้เป็นข้อได้เปรียบของเทคนิค SVM



รูปที่ 5.6 รูปคลื่นแรงดันสเปซเวกเตอร์ทั้งสามเฟส

### 5.3 การออกแบบส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์

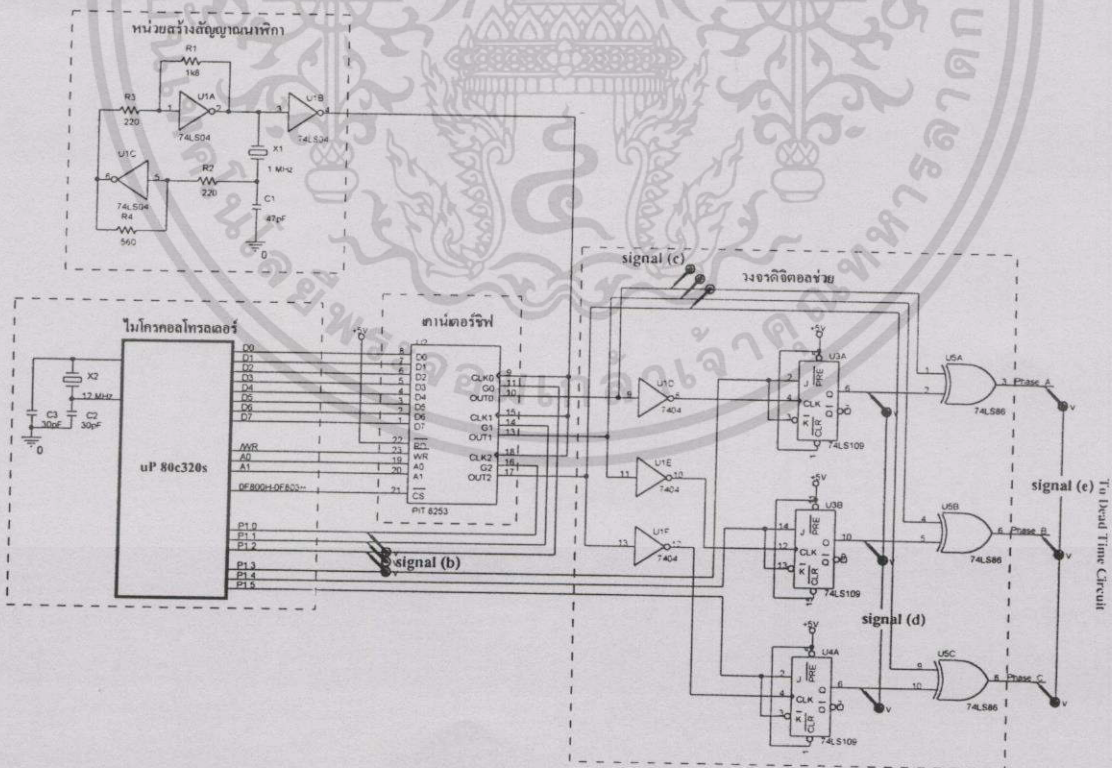
ในส่วนของการวิจัยนี้ การสร้างสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม ที่มีการมอดูเลตแบบ SVM ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS - 51 เบอร์ 80C320 ของบริษัทดัลลาส (DALLAS) [29] ที่มีการประมวลผลแบบ 8 บิต เนื่องจากมีราคาถูก ใช้งานง่าย และมีอุปกรณ์สนับสนุนภายในหลายอย่าง ได้แก่ หน่วยความจำสำหรับเก็บข้อมูล ตัวตั้ง/ตัวนับเวลา อุปกรณ์รับส่งข้อมูลแบบอนุกรม พอร์ตอินพุทและเอาต์พุท ต่างๆ เป็นต้น ซึ่งในส่วนประกอบอื่นและรายละเอียดต่างๆ ศึกษาได้จากคู่มือการใช้งาน ใช้สัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ 12 MHz ซึ่งจะได้ว่าในหนึ่งไซเคิลคำสั่งจะกินเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมาณ 1  $\mu$ s ไมโครคอนโทรลเลอร์นี้ใช้เป็นส่วนควบคุมการประมวลผลเพื่อหาคาบเวลาพัลส์วิด และส่งข้อมูล ไปให้กับไทมเมอร์เพื่อนับค่าเวลาต่อไป

### 5.3.1 การออกแบบวงจรอินเทอร์เฟสของการสร้าง พี ดับบลิว เอ็ม สามเฟส

หลักการสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม คือ จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์คำนวณหาค่าคาบเวลาพัลส์วิด และส่งให้ไทมเมอร์ภายในเพื่อนับเวลา สร้างเป็นสัญญาณพัลส์วิดออกมาทางพอร์ตเอาต์พุต และส่งผ่านให้วงจรอินเวอร์เตอร์ต่อไป ตามหลักการนี้ มีโพรเซสของการทำงานที่ง่าย ไม่ซับซ้อน แต่จะให้สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ที่มีความถี่สวิตซ์ซึ่งต่ำ ไม่เพียงพอสำหรับในงานวิจัยนี้ เนื่องจากขีดจำกัดการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นข้อบังคับที่ไม่สามารถให้มีการทำงานได้สูงกว่านี้ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงออกแบบให้ใช้ไทมเมอร์ภายนอกเป็นส่วนนับค่าเวลา โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นส่วนประมวลผลอย่างเดียว แยกอิสระต่อกัน จึงสามารถเพิ่มความถี่สวิตซ์ให้สูงขึ้นได้ และให้ค่าได้ถึงสูงสุดจนถึง 5 kHz ซึ่งเป็นที่เพียงพอกับความต้องการในงานวิจัยนี้ในระดับหนึ่ง การออกแบบให้มีการทำงานในลักษณะนี้จำเป็นต้องมีวงจรอินเทอร์เฟสระหว่างอินเวอร์เตอร์กับไมโครคอนโทรลเลอร์ จะเป็นการเปลี่ยนค่าเวลาของพัลส์วิดที่ส่งมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ให้เป็นสัญญาณควบคุม พี ดับบลิว เอ็ม โดยการใช้เคาเตอร์ชิพ 8253 ซึ่งจะทำหน้าที่นับค่าเวลาเพื่อเปลี่ยนเป็นสัญญาณพัลส์ตามที่ต้องการ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 แสดงวงจรอินเทอร์เฟสของการสร้างรูปคลื่น พี ดับบลิว เอ็ม สามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3.1.1 ส่วนประกอบของวงจรรีจิสเตอร์เฟส

ตามรูปที่ 5.7 วงจรประกอบด้วย ส่วน ไมโครคอนโทรลเลอร์, Programmable Interval Timer (PIT) 8253, ส่วนสร้างสัญญาณนาฬิกา, และส่วนวงจรรีจิสเตอร์ช่วย

- ไมโครคอนโทรลเลอร์ ทำหน้าที่ คำนวณ รับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ส่งข้อมูลค่าพัลส์วิด ส่งข้อมูลสำหรับแอดเดรสของ PIT 8253 ควบคุมและสร้างสัญญาณทริกให้กับเกทของ PIT 8253 เพื่อทำการอินเวิลให้นับค่าเวลาที่ได้ไหลคเข้ามา สำหรับในส่วนโปรแกรมควบคุมการทำงานจะได้กล่าวในหัวข้อต่อไปและแสดงรายละเอียดของโปรแกรมที่ภาคผนวก (ข)
- PIT 8253 เป็นเคาน์เตอร์ชิพ ที่ภายในประกอบด้วยหน่วยนับเวลาทั้งหมด 3 ตัว จะทำหน้าที่ นับค่าเวลาของแต่ละเฟสที่ส่งมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์โดยกำหนดให้ทำงานในโหมด 1 ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ ศึกษาได้จากคู่มือการใช้งาน [30]
- หน่วยสร้างสัญญาณนาฬิกา จะสร้างสัญญาณนาฬิกาความถี่ 1 MHz จากคริสตัล ให้กับ PIT 8253 ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมในการทำงาน ให้ค่าเวลาในการนับที่ถูกต้อง
- วงจรรีจิสเตอร์ช่วย ประกอบด้วย เจเค ฟลิปฟลอป 74 LS109 และ Exclusive - OR 74LS86 ทำหน้าที่แปลงสัญญาณพัลส์วิดที่ได้จากเอาต์พุทของ PIT 8253 ให้เป็นรูปคลื่น พี คับบลิว เอ็ม ที่ถูกต้อง

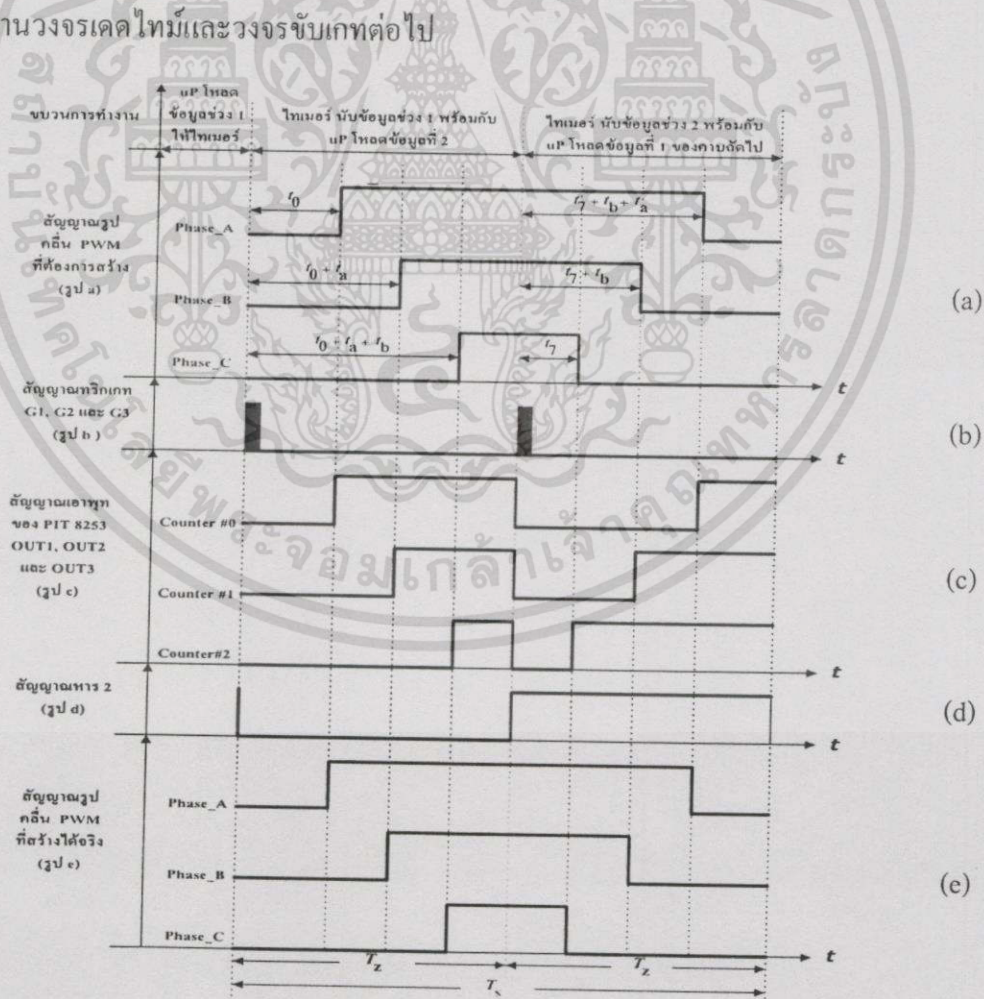
### 5.3.1.2 หลักการทำงาน

ในรูปที่ 5.8 แสดงลักษณะรูปคลื่นสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรรีจิสเตอร์เฟส สามารถอธิบายการทำงานของวงจรตามรูปนี้ได้ว่า ในรูป (a) เป็นตัวอย่างสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม แบบสเปซเวกเตอร์ของเซกเตอร์ 1 ทั้งสามเฟสที่จะทำการสร้างขึ้น การสร้างสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม ในหนึ่งคาบสวิตซ์  $T_s$  จะมีการแบ่งข้อมูลคาบเวลาพัลส์วิดเป็น 2 ช่วงแต่ละช่วงจะมีคาบเวลาทำงานเป็น  $T_2$  และ ไมโครคอนโทรลเลอร์จะถูกกำหนดให้ส่งข้อมูลคาบเวลาพัลส์วิดให้กับ PIT 8253 เป็น 2 ช่วง เช่นกัน ดังตัวอย่างที่แสดง ในช่วงแรก เป็นขอบขาขึ้นของสัญญาณ โดยเฟส A ข้อมูลมีค่าเป็น  $t_0$  ไหลคให้หน่วยนับเวลาตัวที่ 1 เฟส B ข้อมูลเป็น  $t_0+t_1$  ไหลคให้หน่วยนับเวลาตัวที่ 2 และเฟส C มีข้อมูลเป็น  $t_0+t_1+t_2$  ไหลคให้หน่วยนับเวลาตัวที่ 3 ตามลำดับ การนับเวลาของหน่วยนับเวลาทั้ง 3 ตัว จะเริ่มขึ้นพร้อมกันเมื่อสัญญาณเกทที่ส่งมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์มีสถานะเป็น High ตามรูปคลื่น (b) หลังจากนั้น PIT 8253 จะนับเวลาจนครบค่าเวลาที่ส่งมา ในขณะที่มีการนับค่าเวลาที่เอาต์พุทของ PIT 8253 จะให้สถานะการทำงานแบบ Low เมื่อสิ้นสุดการนับจะให้สถานะเป็น High ระหว่างที่ PIT 8253 นับค่าเวลาอยู่นี้ไมโครคอนโทรลเลอร์จะคำนวณและส่งข้อมูลเวลาในช่วงสองมาเก็บไว้ที่ PIT 8253 ในหน่วยนับเวลาแต่ละตัว ดังนี้ เฟส A ข้อมูลเป็น  $t_1$  ไหลคให้หน่วยนับเวลาตัวที่ 1 เฟส B ข้อมูลเป็น  $t_1+t_2$  ไหลคให้หน่วยนับเวลาตัวที่ 2 และ เฟส C ข้อมูลเป็น  $t_1+t_2+t_3$  ไหลคให้หน่วยนับเวลาตัวที่ 3 ตามลำดับ และจะรอสัญญาณเกทถัดมาถึงจะเริ่มนับเวลาในช่วงสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อไป โดยการทำงานในช่วงสองนี้เป็นขอบขาลงของสัญญาณ รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตแสดงในรูป (c)

รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก PIT 8253 ยังไม่ถูกต้อง จึงนำมาเข้าส่วนวงจรดิจิตอลช่วยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะนำมาลบกับสัญญาณหารสองที่สร้างมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์เช่นกัน ซึ่งสัญญาณหารสองนี้จะต้องมีความสัมพันธ์กับสัญญาณเกท จึงใช้ เจเค ฟลิป ฟลอป สร้างสัญญาณหารสองให้ทำงานสัมพันธ์กับสัญญาณเอาต์พุตของ PIT 8253 อีกครั้ง เนื่องจากการทำงานของ PIT 8253 จะทำงานตามหน่วยสัญญาณนาฬิกาด้วยโดยจะการนับเวลาจะเกิดขึ้นได้ เมื่อสัญญาณเกทเป็น high และสัญญาณนาฬิกาขาขึ้น ในบางครั้งสถานะทั้งสองอาจเกิดขึ้นไม่พร้อมกันจึงทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้หวั่นวออกจากสัญญาณเกท ดังนั้นจึงจำเป็นต้องให้สัญญาณหารสองหน่วงตามสัญญาณเอาต์พุตนี้ด้วย การทำให้ความสัมพันธ์ดังกล่าวเกิดขึ้นได้ใช้ เจเค ฟลิป ฟลอป 74LS109 เป็นตัวสร้าง ดังแสดงสัญญาณหารสองในรูป (d) ต่อจากนั้นจะนำสัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณหารสองที่สอดคล้องกันมาลบกับทางดิจิตอลโดยใช้ Exclusive - OR 74LS86 ซึ่งจะ ได้สัญญาณพี ดับบลิว เอ็ม ที่ถูกต้องตามต้องการทั้งสามเฟสดังแสดงในรูป (e) สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ที่ได้นี้จะถูกส่งผ่านวงจรเคลโม้และวงจรขับเกทต่อไป



รูปที่ 5.8 แสดงลักษณะรูปคลื่นที่จุดต่างๆ ที่สอดคล้องกับการทำงานของวงจรอินเทอร์เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

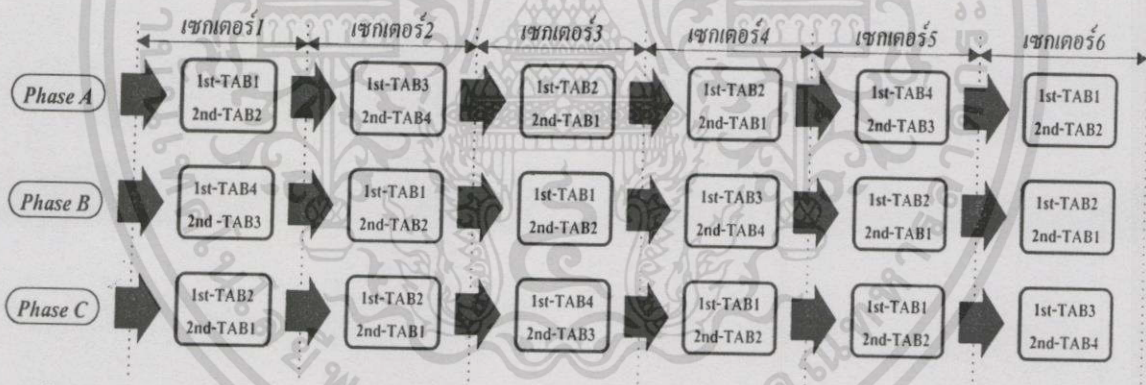
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3.2 การออกแบบโปรแกรมควบคุมไมโครคอลโทรเลอร์

ในส่วนของไมโครคอลโทรเลอร์ มีหน้าที่ คำนวณ , ส่งข้อมูล, รับข้อมูลต่างๆ แต่เนื่องจากขีดจำกัดการทำงานของไมโครคอลโทรเลอร์นี้ไม่เหมาะสำหรับการทำงานแบบ real – time ในงานวิจัยนี้จึงออกแบบให้การทำงานเป็นแบบเปิดตาราง (Look up table: LUT) ตามวิธีการนี้จึงต้องมีการจัดการข้อมูลในแต่ละส่วน โดยคำนวณค่าต่างๆและจัดเก็บไว้ในหน่วยความจำ ซึ่งข้อมูลที่มีการคำนวณไว้ก่อน คือ ค่าเวลาพัลส์วิดที่โหนดให้ PIT 8253 ตามเงื่อนไขดัชนีการมอดและความถี่อินเวอร์เตอร์ต่าง ๆ ตามที่ต้องการ จากเทคนิคการมอดดูเลขแบบ SVM สามารถแบ่งข้อมูลคาบเวลาที่คำนวณและจัดเก็บไว้เป็นตารางได้ทั้งหมด 4 ตารางด้วยกัน ดังแสดงไว้ในตารางที่ 5.1 โดยมีการจัดเรียงลำดับตารางข้อมูลที่จะโหนดให้กับ PIT 8253 ตามเซกเตอร์ต่าง ๆ แสดงในรูปที่ 5.9

ตารางที่ 5.1 แสดงตารางข้อมูลที่จัดเก็บไว้ในหน่วยความจำ

ข้อมูลตารางที่ 1	ข้อมูลตารางที่ 2	ข้อมูลตารางที่ 3	ข้อมูลตารางที่ 4
TAB1 = $t_0$ = $t_7$	TAB2 = $t_7+t_b+t_a$ = $t_0+t_a+t_b$	TAB3 = $t_0+t_b$ = $t_7+t_b$	TAB4 = $t_7+t_a$ = $t_0+t_a$



รูปที่ 5.9 แสดงลำดับการ โหนดข้อมูลจากตารางต่างๆ ให้กับ PIT 8253

หมายเหตุ : 1st – คือ ข้อมูล ช่วง 1 และ 2nd – คือ ข้อมูลช่วง 2

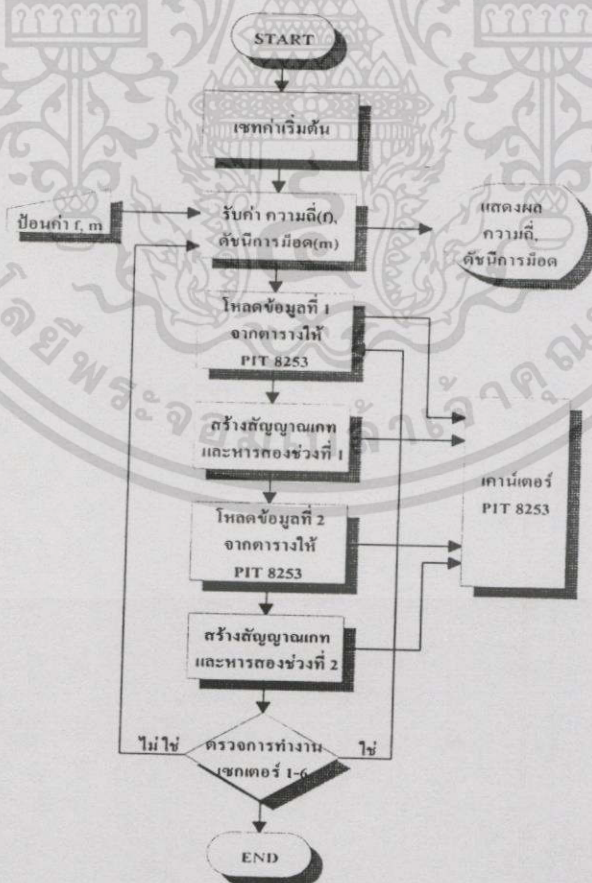
ตามตารางที่ 5.1 ค่าในตารางต่างๆ ที่จัดเก็บจะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามมุม  $\gamma$  ตั้ง 0 ถึง 60 องศาของแต่ละเซกเตอร์ ซึ่งหาค่าได้จาก

$$\gamma = 2\pi \cdot f \cdot t_s \tag{5.9}$$

โดยที่  $f$  คือ ค่าความถี่พินดามนทอล และ  $t_s$  คือ คาบเวลาความถี่สวิตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนโปรแกรมควบคุมการทำงานได้เขียนเป็นภาษาแอสเซมบลี (Assembly) โดยได้แสดงตัวอย่างโปรแกรมไว้ในภาคผนวก (ข) ซึ่งมีขั้นตอนการสร้าง พี คับบลิว เอ็ม แสดงได้ตามโฟลว์ชาร์ท รูปที่ 5.10 เริ่มต้นจากการเซตอัพ และกำหนดค่าตัวแปรต่างๆในการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ เช่น การเซตค่าเริ่มต้นให้กับพอร์ท เคลียร์รีจิสเตอร์ที่ใช้งานต่างๆ จากนั้นจะรับข้อมูล พี คับบลิว เอ็ม พารามิเตอร์ต่าง ๆ คือ ความถี่อินเวอร์เตอร์ ( $f$ ) และ ดัชนีการมอด ( $m$ ) ซึ่งจะนำไปเปิดตารางเพื่อดึงค่าคาบเวลาพัลส์วีกครั้งแรก และโหลดค่าที่ได้ไปให้กับหน่วยนับเวลาทั้ง 3 ตัวของ PIT 8253 จนครบทุกตัว หลังจากนั้นจะอินเตอร์รัฟสัญญาณเกตและหารสอง เมื่อมีการอินเตอร์รัฟครั้งแรก หน่วยนับเวลาแต่ละตัวจะถูกสั่งให้ทำการนับคาบเวลาตามข้อมูลที่โหลดเข้ามา ก่อนหน้านี้แล้ว จากนั้นก็จะทำการเปิดค่าตารางของค่าคาบเวลาพัลส์วีกครั้งหลัง และโหลดค่าให้กับ PIT 8253 และรอการอินเตอร์รัฟของครั้งหลังเพื่อนับคาบเวลาต่อไป หลังจากนั้นจะเป็นการตรวจสอบการทำงานภายในเชกเตอร์ให้ครบ เพื่อเปลี่ยนทำงานเชกเตอร์ต่อไปทั้งหมด 6 เชกเตอร์ ซึ่งจะเป็นการทำงานครบรอบในหนึ่งคาบ และในส่วนการที่จะรับข้อมูล พี คับบลิว เอ็ม ใหม่เข้าจะต้องรอให้ครบรอบการทำงานของการสร้าง พี คับบลิว เอ็ม ในหนึ่งรูปคลื่นในคาเมนทอล ทั้งนี้เพื่อให้มั่นใจว่าไม่มีการกระชากของกระแส และการทำงานจะเป็นเช่นนี้ไปตลอดเวลา เพื่อสร้างรูปคลื่น พี คับบลิว เอ็ม

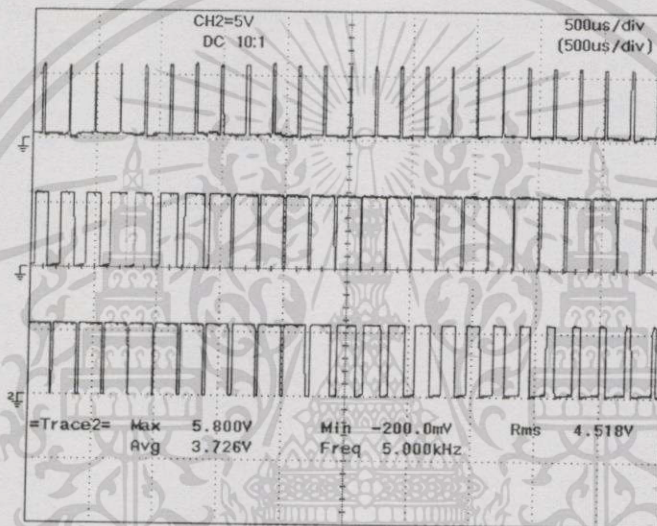


รูปที่ 5.10 แสดงโฟลว์ชาร์ทของขั้นตอนการสร้าง พี คับบลิว เอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดสอบการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถสร้างความถี่สวิตชิ่งได้สูงสุด 5 kHz ตามโพลต์ชาร์ทรูปที่ 5.10 จะได้ช่วงเวลาแต่ละแชนเปลิ่ง คือ อ่านค่าจากตาราง และโหลดข้อมูลให้ PIT 8253 จนถึงการสร้างสัญญาณเกตและหารสองมีเวลาในการทำงานทั้งหมด 100  $\mu$ s ทั้งช่วงข้อมูลแรก และ ข้อมูลที่สอง ซึ่งมีความสัมพันธ์และสอดคล้องตามรูปที่ 5.8 และเมื่อความถี่อินเวอร์เตอร์เปลี่ยนไป ระยะเวลาระหว่างแชนเปลิ่งจะมีค่าเท่ากับ 100  $\mu$ s ตลอด ดังนั้นสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ที่สร้างขึ้นจะเป็นชนิดอะซิงโครนัส มีความถี่สวิตชิ่งคงที่ตลอดการทำงาน

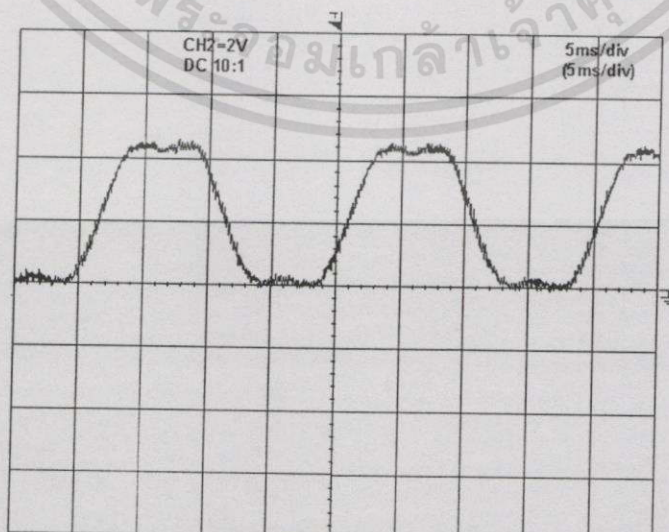
### 5.3.3 ผลการทดลอง



รูปบน: เฟส A (5 V/div) รูปกลาง: เฟส B (5 V/div)

รูปล่าง: เฟส C (5V/div) Time: 500 us/div

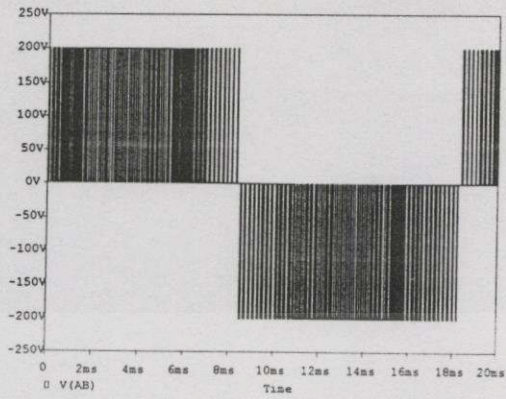
รูปที่ 5.11 แสดงรูปคลื่นสัญญาณ พีดับบลิวเอ็ม เฟส A, B และ C จากการทดลอง



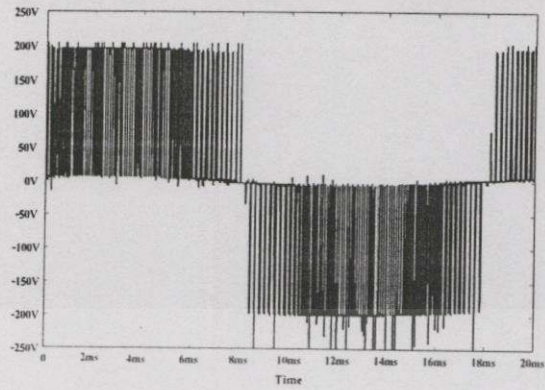
รูปที่ 5.12 แสดงรูปคลื่น PWM เมื่อใช้ RC ฟิลเตอร์สัญญาณเอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

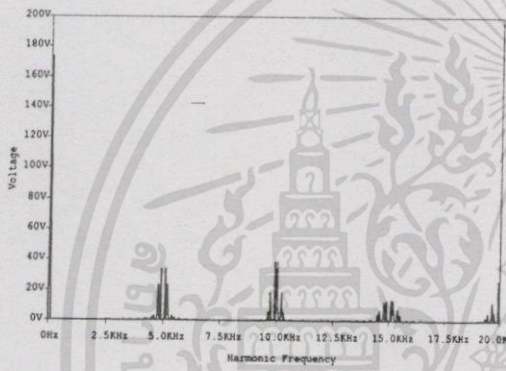
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



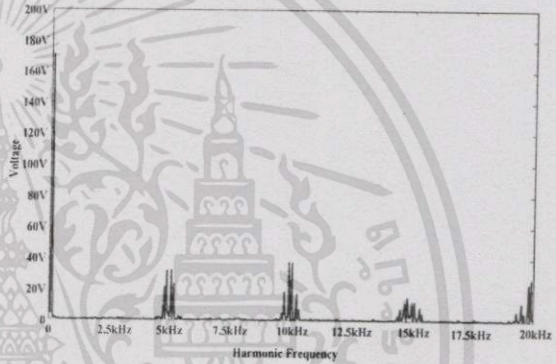
(a) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดัน  $V_{AB}$



(b) ผลการทดลองรูปคลื่นแรงดัน  $V_{AB}$

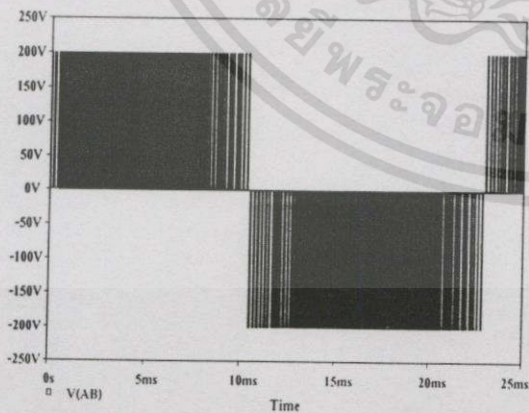


(c) สเปกตรัมแรงดัน  $V_{AB}$  ที่สอดคล้องกับรูป (a)

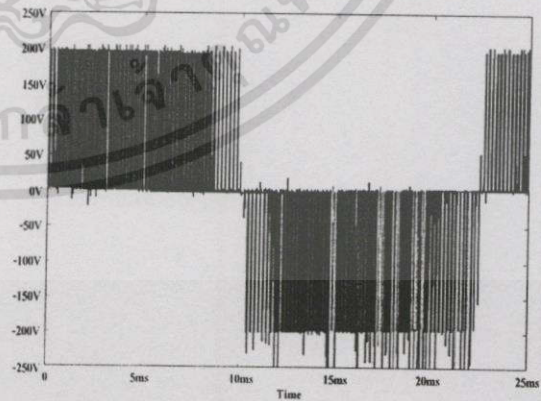


(d) สเปกตรัมแรงดัน  $V_{AB}$  ที่สอดคล้องกับรูป (b)

รูปที่ 5.13 แสดงแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 50 Hz,  $m = 1$



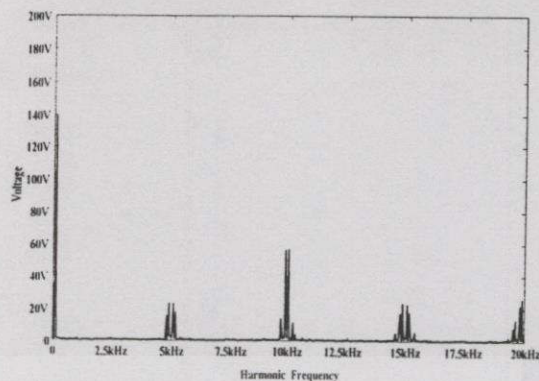
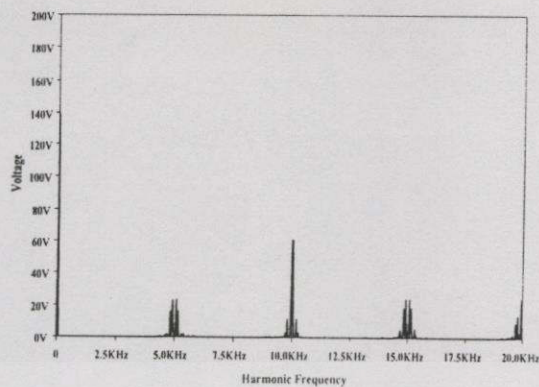
(a) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดัน  $V_{AB}$



(b) ผลการทดสอบรูปคลื่นแรงดัน  $V_{AB}$

รูปที่ 5.14 แสดงแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 40 Hz,  $m = 0.8$

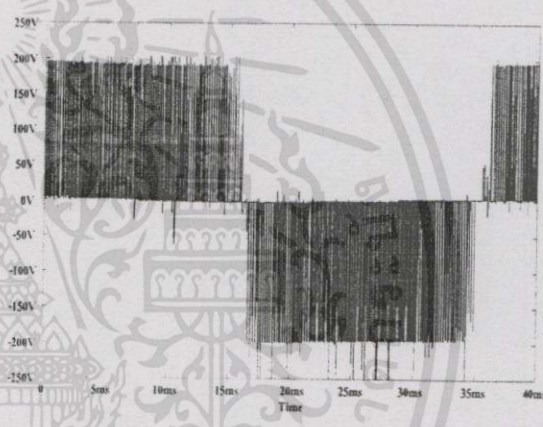
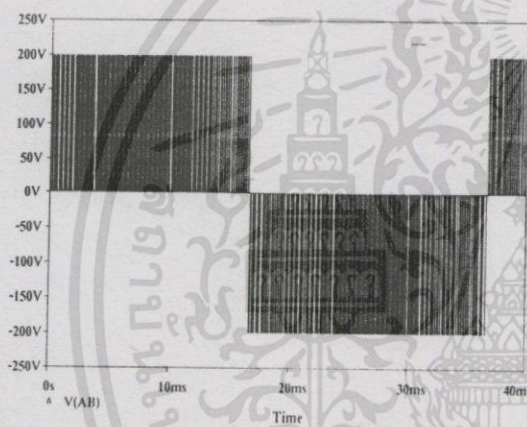
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) สเปกตรัมแรงดัน  $V_{AB}$  ที่สอดคล้องกับรูป (a)

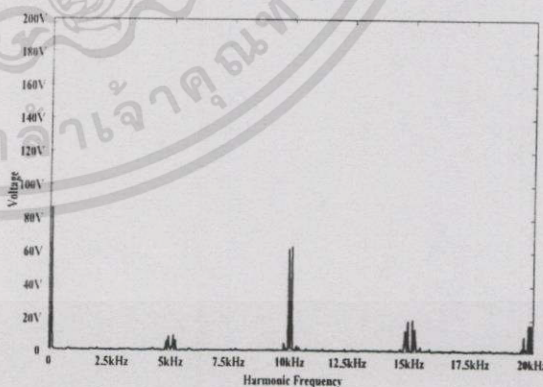
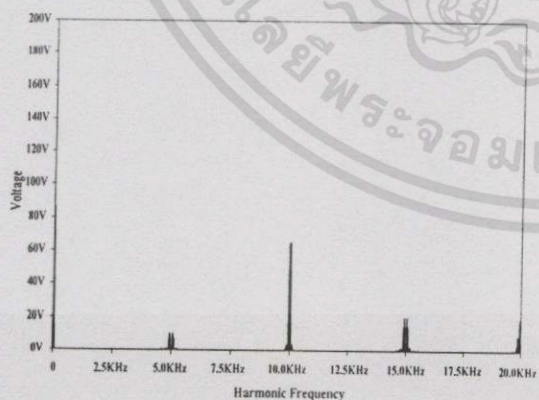
(d) สเปกตรัมแรงดัน  $V_{AB}$  ที่สอดคล้องกับรูป (b)

รูปที่ 5.14 (ต่อ)



(a) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดัน  $V_{AB}$

(b) ผลการทดลองรูปคลื่นแรงดัน  $V_{AB}$

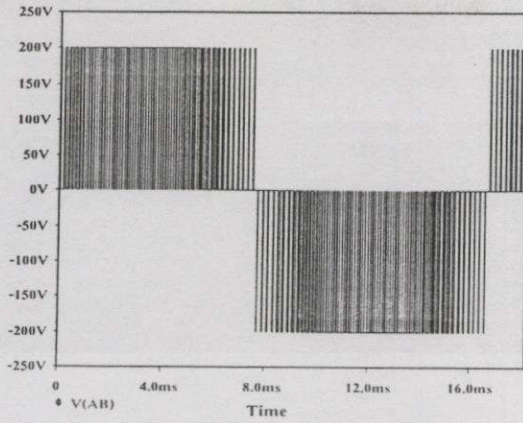


(c) สเปกตรัมแรงดัน  $V_{AB}$  ที่สอดคล้องกับรูป (a)

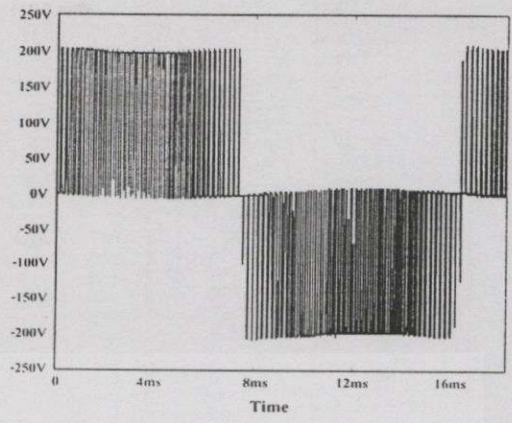
(d) สเปกตรัมแรงดัน  $V_{AB}$  ที่สอดคล้องกับรูป (b)

รูปที่ 5.15 แสดงแรงดันเอาต์พุตที่มีความถี่ 25 Hz ,  $m = 0.5$

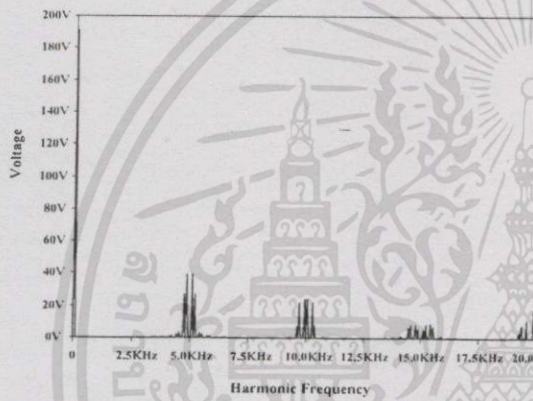
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



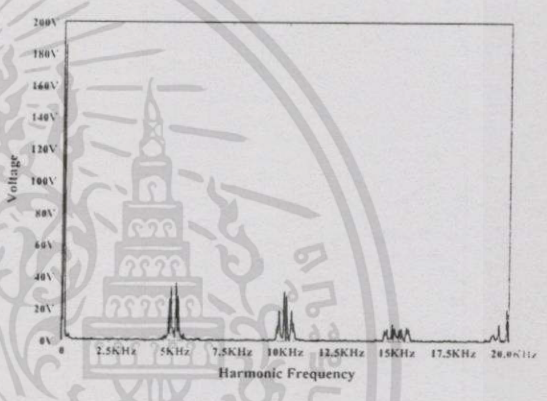
(a) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดัน  $V_{AB}$



(b) ผลการทดลองรูปคลื่นแรงดัน  $V_{AB}$

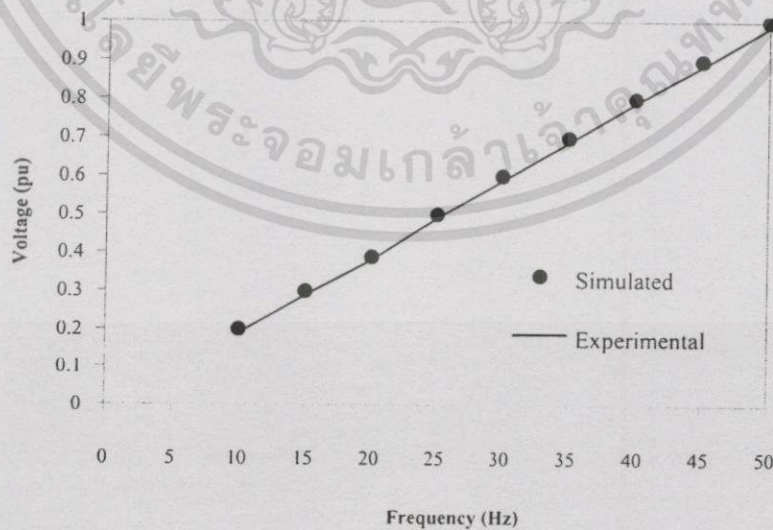


(c) สเปกตรัมแรงดัน  $V_{AB}$  ที่สอดคล้องกับรูป (a)



(d) สเปกตรัมแรงดัน  $V_{AB}$  ที่สอดคล้องกับรูป (b)

รูปที่ 5.16 แสดงแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 55 Hz,  $m = 1.1$



รูปที่ 5.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันมูลฐานและความถี่อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองข้างต้นเป็นการตรวจสอบการทำงานของวงจรและโปรแกรมที่ออกแบบเพื่อยืนยันการทำงานที่ถูกต้อง โดยได้แสดงผลการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันเอาต์พุตและสเปกตรัมที่ความถี่ต่างๆ และความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันมูลฐานและความถี่อินเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าผลการทดลองใกล้เคียงกับผลการจำลองโดยคอมพิวเตอร์

## 5.4 สรุป

ในบทนี้ได้แสดงถึงแพทเทอร์น พี คับบลิว เอ็ม ที่ใช้ควบคุมในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ ทั้งแบบฮาร์ดสวิตชิ่งและซอฟต์แวร์สวิตชิ่ง โดยได้เลือกใช้เทคนิคการมีอคดูเลทแบบ SVM เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ได้เปรียบกว่าเทคนิคอื่นๆ ดังนี้

1. มีย่านการเกิดโอเวอร์มอดกว้างกว่า ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่สูงกว่าเทคนิคอื่นที่นิยมใช้งานทั่วไป โดยประมาณ 15%
2. ไม่มีผลขององค์ประกอบฮาร์โมนิกอันดับต่ำ ซึ่งทำให้ค่าการกระเพื่อมของกระแสลดลง
3. สามารถสร้างได้ง่ายโดยใช้เทคนิคทางด้านดิจิทัล

ในส่วนของ การสร้างคลื่นสัญญาณ ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นส่วนประมวลผลแบบออฟไลน์และใช้เคาเตอร์ชิพ PIT 8253 นับคาบเวลาพัลส์วิด สามารถให้ความถี่สวิตชิ่งสูงสุดจนถึง 5 kHz ที่แสดงให้เห็นได้จากผลการจำลองและที่สร้างขึ้นจริง

## บทที่ 6

### วงจรกำลัง และวงจรควบคุมการทำงานของวงจร PRDCL

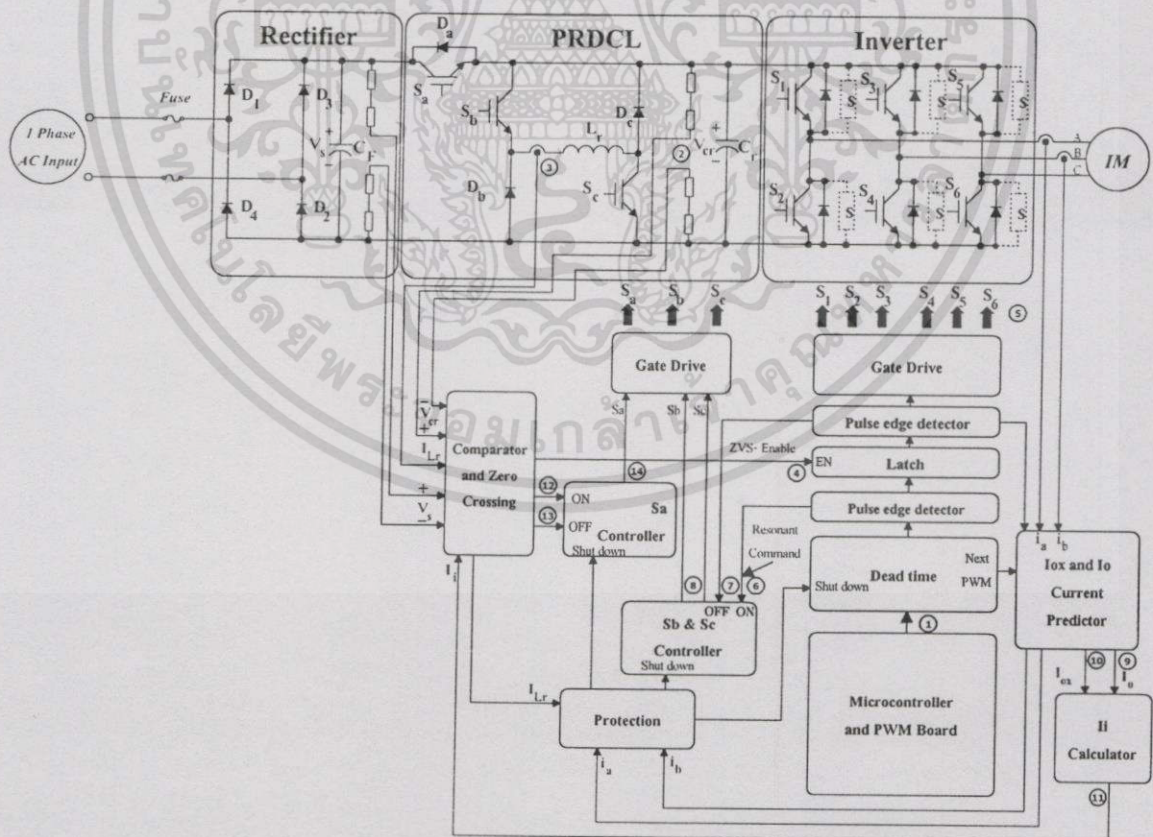
#### สำหรับ สามเฟส พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์

#### เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์

##### 6.1 บทนำ

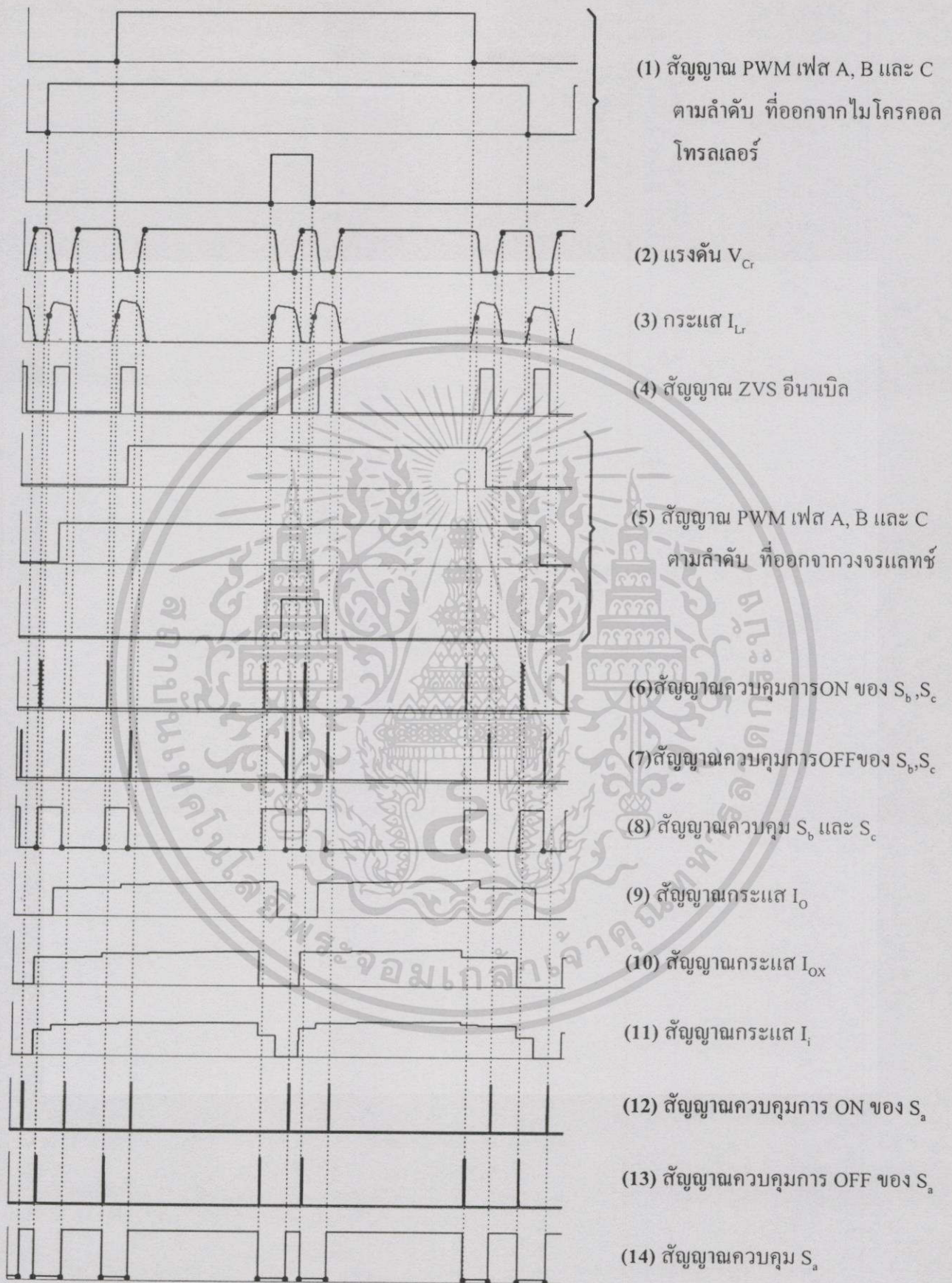
ในบทนี้จะกล่าวถึงระบบควบคุมทั้งหมด และวงจรกำลังที่ได้ออกแบบสร้างขึ้นเป็นระบบซึ่งประกอบด้วย วงจรเรกติไฟเออร์ วงจร PRDCL และวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อทดสอบระบบการทำงานของวงจร PRDCL ที่นำเสนอ เมื่อนำไปทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

##### 6.2 ระบบวงจรกำลังที่ออกแบบและสร้างขึ้น



รูปที่ 6.1 แสดงวงจรของระบบอินเวอร์เตอร์และระบบวงจร PRDCL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2 แสดงรูปคลื่นสัญญาณตามส่วนต่างๆ ที่สอดคล้องกับการทำงานของวงจรรูปที่ 6.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 6.1 ได้แสดงถึงระบบวงจรควบคุมและวงจรถักพลังงาน พร้อมทั้งรูปคลื่นสัญญาณควบคุมการทำงานในส่วนต่าง ๆ ของวงจรตามรูปที่ 6.2 โดยระบบวงจรควบคุมที่ได้ออกแบบจะเป็นแบบอนาล็อกและดิจิทัลทำงานร่วมกัน ทางด้านรายละเอียดของวงจรจะได้กล่าวถึงและนำเสนอในหัวข้อต่อไป ในวงจรถักพลังงานตามรูปที่ 6.1 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ มีหน้าที่และหลักการทำงานดังนี้

### 6.2.1 วงจรส่วนแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (Rectifier)

วงจรส่วนนี้ประกอบด้วย ไดโอด 4 ตัวต่อกับแบบ ฟลู บริดจ์ (Full bridge) ทำหน้าที่รับไฟฟ้ากระแสสลับอินพุตจากไลน์ 1 เฟส แล้วเปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อมของแรงดันก่อนเข้าส่วน C ฟิลเตอร์เพื่อกรองให้เรียบต่อไป ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้บริดจ์ไดโอดที่เป็นแบบโมดูลขนาด 600 V 30 A โดยได้ออกแบบเพื่อให้สามารถทำงานที่แรงดันขาเข้าเกิดสถานะแรงดันเกินชั่วขณะ (Over Voltage) และสถานะกระแสกระชากไว้ด้วย

### 6.2.2 วงจรส่วนกรองแรงดันให้เรียบ (C – Filter)

ในส่วนของตัวเก็บประจุขนาดนี้จะใช้สำหรับกรองแรงดันที่ส่งผ่านมาจากวงจรเรกติไฟเออร์เพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดัน โดยเฉพาะวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันจำเป็นต้องมีตัวเก็บประจุที่ขนาดใหญ่เพียงพอและทนแรงดันสูง เพื่อจะได้มั่นใจว่าไม่เกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านอินพุต ที่จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิดอีเล็กโตรไลติกขนาด 5000 ไมโครฟารัด 450 V ซึ่งเป็นค่าเพียงพอที่ไม่ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดัน และหาซื้อได้ง่ายตามท้องตลาด

### 6.2.3 วงจรถักพลังงาน PRDCL

วงจรถักพลังงานของ PRDCL ที่นำเสนอมีส่วนประกอบหลัก คือ อุปกรณ์สวิตชิง  $S_a, S_b$  และ  $S_c$  ไดโอด  $D_a, D_b$  และ  $D_c$  และส่วนวงจรรีโซแนนซ์ คือ  $L_r$  และ  $C_r$  โดยอุปกรณ์สวิตชิงใช้เป็นไอจีบีที และไดโอดเป็นแบบชนิดฟื้นตัวเร็วมาก (Ultra fast recovery diode) เนื่องจากในการทำงานต้องการความเร็วพอสมควร การออกแบบอุปกรณ์สวิตชิงและ ไดโอดพิจารณาได้จากกระแสและแรงดันสูงสุดขณะทำงานตามตารางที่ 4.2 ในบทที่ 4 ดังนั้นตามตัวอย่างการออกแบบ ไอจีบีทีที่ใช้มีขนาด 24 A 1200 V รุ่น IRGPH50K และไดโอดขนาด 25 A 600 V

ในส่วนของ  $L_r$  มีค่าเท่ากับ 44  $\mu\text{H}$  สามารถหาจำนวนรอบขดลวดได้ดังนี้

เมื่อกำหนดให้ กระแสไหลผ่านสูงสุด  $I = 50 \text{ A}$

เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ EE –80 ทำจากสารแม่เหล็กชนิด H45 มีคุณสมบัติที่สามารถรองรับความถี่ได้ถึง 100 kHz พื้นที่หน้าตัดแกนกลางเท่ากับ 0.02 m x 0.02 m และใช้  $B_m = 0.3 \text{ T}$

จากสมการ 4.33 จะได้

$$N = \frac{44 \times 10^{-6} \times 50}{0.3 \times 0.02 \times 0.02} = 18.3 \text{ รอบ}$$

ดังนั้นจำนวนรอบของ  $L_r$  ใช้เท่ากับ 18 รอบ และส่วน  $C_r$  ใช้ค่าเท่ากับ  $0.11 \mu\text{F}$  1200 V

#### 6.2.4 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์สามเฟส

วงจรสามเฟสอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่สำคัญที่สุดของระบบ AC Drive นี้ ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ และสามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่เอาท์พุทได้ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบสร้างขึ้นเป็นชนิดจ่ายแรงดัน เพราะควบคุมและออกแบบง่าย แต่ปัญหาที่สำคัญมากของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ คือ การลัดวงจรภายในกึ่ง ซึ่งอาจทำให้อุปกรณ์สวิตซ์ชิ่งเสียหายได้

การทำงานของอินเวอร์เตอร์จะเป็นระบบลูปเปิด (Open loop) ซึ่งไม่ต้องการการตอบสนองที่รวดเร็ว และความแม่นยำของความเร็วรอบมอเตอร์มากนัก จึงไม่จำเป็นต้องมีวงจรไดนามิกเบรคกิ้ง (Dynamic braking) แต่อาศัยการออกแบบควบคุม พี คับบลิว เอ็ม แทน โดยให้มีการทำงานในโหมดการสตาร์ท การเร่ง และการหน่วง เป็นไปอย่างนุ่มนวล มิฉะนั้นแล้วจะมีการกระชากของกระแสสูงมาก หรือมีการเพิ่มของแรงดันดีซีลิงก์ที่รวดเร็วจนเกินไป

ส่วนของงานวิจัยนี้การทำงานทั้งแบบฮาร์ดสวิตซ์ชิ่งและซอฟท์สวิตซ์ชิ่งจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชุดเดียวกันเพื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติการทำงานเห็นได้อย่างชัดเจน โดยออกแบบให้อินเวอร์เตอร์สามารถขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาด 1 แรงม้า ได้ใช้ ไอจีบีที เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ชิ่งขนาด 24 A 1200 V รุ่น IRG4PH50K เนื่องจากมีความเร็วในการทำงานพอสมควร และมีขนาดตามต้องการ ในส่วนอื่นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้จำเป็นต้องมีฟรีวีลลิ่งไดโอด (free-wheeling diode) ต่อขนานอยู่กับไอจีบีที เป็นชนิดพื้นตัวเร็วมากต่อในลักษณะ anti parallel เพื่อเป็นทางเดินของกระแสไหลอย่างต่อเนื่องเมื่อโหลดเป็นชนิดอินดักทีฟโหลด ซึ่งได้ใช้ไดโอดขนาด 25 A 600 V

### 6.3 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมสำหรับวงจร PRDCL

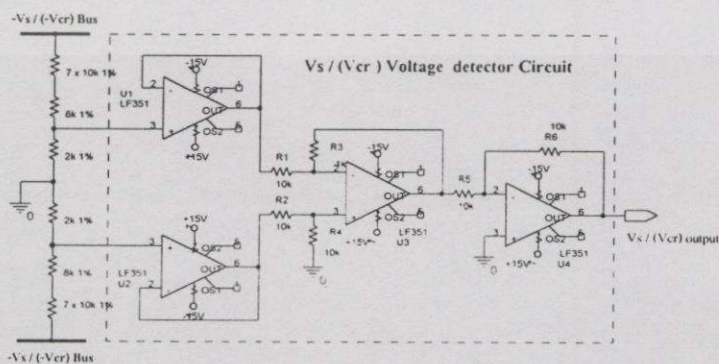
ในการทำงานของวงจร PRDCL ตั้งแต่โหมด 1 ถึง โหมด 5 จะเห็นได้ว่า วงจรจะสามารถสร้างสภาวะรีโซแนนซ์ที่ทำให้เกิดสภาวะศูนย์ของแรงดันเชื่อมโยงได้นั้น จะมาจากการควบคุมให้อุปกรณ์สวิตซ์ชิ่ง  $S_a$ ,  $S_b$  และ  $S_c$  ทำงาน ตามช่วงระยะเวลาทำงานแต่ละโหมด ดังนั้นการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ชิ่งดังกล่าวจึงมีความสำคัญ เพื่อให้วงจร PRDCL ทำงานได้อย่างถูกต้องและสมบูรณ์แบบที่สุด จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 6.1 วงจรควบคุม PRDCL จะมีส่วนประกอบหลักดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรส่วนทำนายกระแสไหลเข้าอินเวอร์เตอร์  $I_{Ox}$  และ  $I_o$  ทำหน้าที่จำลองกระแสลวงหน้าที่เกิดขึ้น สำหรับเหตุการณ์ในอนาคตเมื่ออุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งมีการเปลี่ยนสถานะทำงาน และกระแสที่ไหลเข้าปัจจุบัน เพื่อใช้กระแสนี้มาคำนวณค่ากระแสอ้างอิง  $I_r$  ต่อไป
- ส่วนสร้างกระแส  $I_r$  วงจรนี้จะเป็นส่วนหาค่ากระแสเริ่มต้นให้กับการทำงานวงจร PRDCL ในโหมด 1 เพื่อนำมาควบคุมการทำงานอุปกรณ์สวิตซ์  $S_u$
- วงจรแลตช์ (Latch) ทำหน้าที่คงสถานะการสวิตซ์ของสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ไว้ไม่ให้ อุปกรณ์สวิตซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนสถานะการทำงาน นอกเสียจากเกิดสถานะศูนย์ที่แรงดันเชื่อมโยงก่อน จึงจะยินยอมให้มีการเปลี่ยนสถานะได้ การทำงานของแลตช์ จะถูกควบคุมโดยวงจรตรวจจับสัญญาณผ่านศูนย์ของแรงดันที่จุดเชื่อมโยงแรงดัน ทั้งนี้ เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการสวิตซ์ที่ไม่เป็นสถานะแรงดันศูนย์โดยแท้จริง
- วงจรสร้างสัญญาณควบคุม  $S_u$  ทำหน้าที่ควบคุมสถานะการทำงานของ  $S_u$  ให้ถูกต้องตามลำดับโหมดการทำงานต่างๆ
- วงจรสร้างสัญญาณควบคุม  $S_u$  และ  $S_c$  ทำหน้าที่ควบคุมสถานะการทำงานของ  $S_u$  และ  $S_c$  ให้ถูกต้องตามลำดับโหมดการทำงาน
- วงจรตรวจจับการเปลี่ยนแปลงการสวิตซ์ ทำหน้าที่ตรวจจับขอบขาพัลส์ของการสวิตซ์ที่อินเวอร์เตอร์ โดยวงจรนี้จะอยู่ด้านหน้า และหลังวงจรถ่ายแลตช์ ซึ่งนำสัญญาณที่ได้ส่งให้กับวงจรควบคุม  $S_u$  และ  $S_c$  ต่อไป

### 6.2.1 วงจรตรวจจับแรงดัน (Voltage detector)

เป็นวงจรทำหน้าที่ตรวจจับแรงดัน เพื่อลดจากระดับแรงดันสูงให้เป็นแรงดันต่ำสำหรับใช้ควบคุมการทำงานของวงจร ในวงจร PRDCL จะใช้วงจรนี้ตรวจจับแรงดัน  $V_s$  และแรงดัน  $V_{Cr}$  สำหรับควบคุม  $S_u$  และวงจรถ่ายแลตช์ โดยออกแบบให้ลดระดับแรงดันจาก 200 V ให้เหลือระดับแรงดัน 5 V เพื่อสะดวกสำหรับการทำงานแบบลอจิก วิธีการลดทอนแรงดัน ได้ใช้ความต้านทานเป็นส่วนแบ่งแรงดัน (Voltage divider) ตามรูปที่ 6.3 และนำมาผ่านวงจรควบคุมเพื่อจัดเตรียมแรงดันให้ได้ตามต้องการและเพิ่มอิมพีแดนซ์ของวงจรให้สูงขึ้นก่อนนำไปใช้งานควบคุมจริงต่อไป

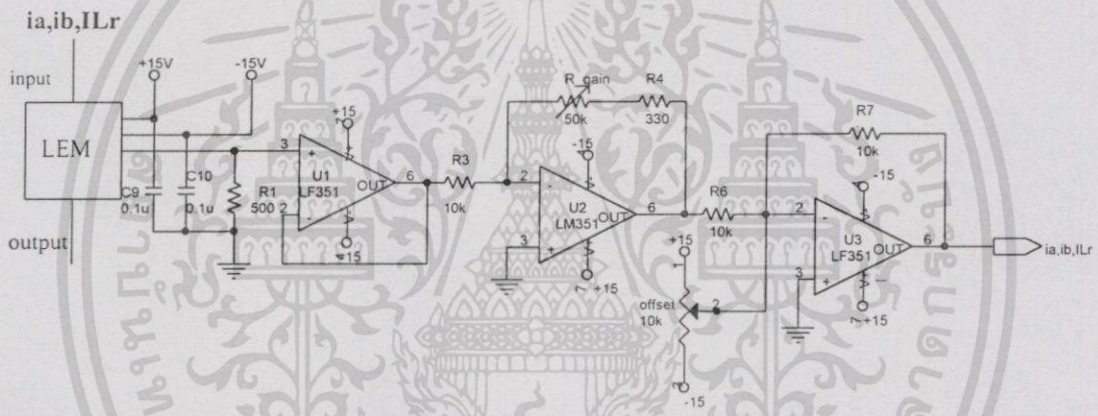


รูปที่ 6.3 แสดงวงจรตรวจจับแรงดัน  $V_s$  และ  $V_{Cr}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

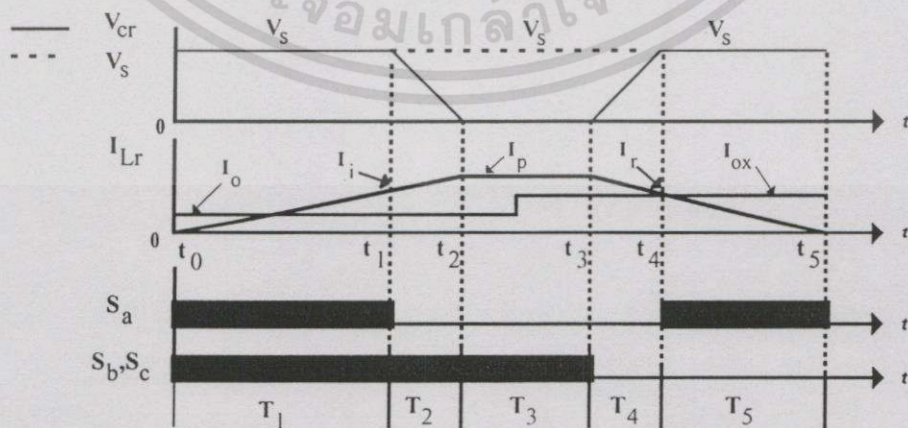
6.2.2 วงจรตรวจจับกระแส (Current detector)

วงจรมีหน้าที่ตรวจจับกระแสเพื่อการควบคุม ในงานวิจัยนี้ได้ใช้ LEM ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้หลักการ hall-effect เป็นตัวตรวจจับกระแส เนื่องจากมีข้อดีกว่า CT (current transformer) ในด้านที่สามารถตรวจจับได้กับกระแสที่เป็นรูปคลื่นไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ สามารถตอบสนองกับงานความถี่สูงได้ ความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ได้ต่ำ มีให้เลือกใช้งานหลายขนาด และใช้งานง่าย ซึ่งในการควบคุมนี้ใช้ LEM ตรวจจับกระแสโหลด  $i_u$  และ  $i_v$  เพื่อนำมาคำนวณหาค่ากระแส  $I_{ox}$ ,  $I_o$  และใช้เป็นสัญญาณของวงจรป้องกัน และใช้ตรวจจับกระแส  $I_Lr$  สำหรับควบคุมการทำงานของ  $S_a$  โดยเลือกพิกัด 25 A รุ่น LA 25 - NP สำหรับการใช้งาน LEM จะต้องมีการเซตข่านในการลดระดับของกระแสลง ซึ่งในงานนี้เซตค่าไว้ที่ 1:1000 นอกจากนี้ต้องมีวงจรสนับสนุนทำงานด้วย เช่น แหล่งจ่ายไฟขนาด +/-15 วงจรบัฟเฟอร์ และวงจรปรับค่าออฟเซตสัญญาณ ตามรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.4 แสดงวงจร LEM สำหรับตรวจจับกระแส

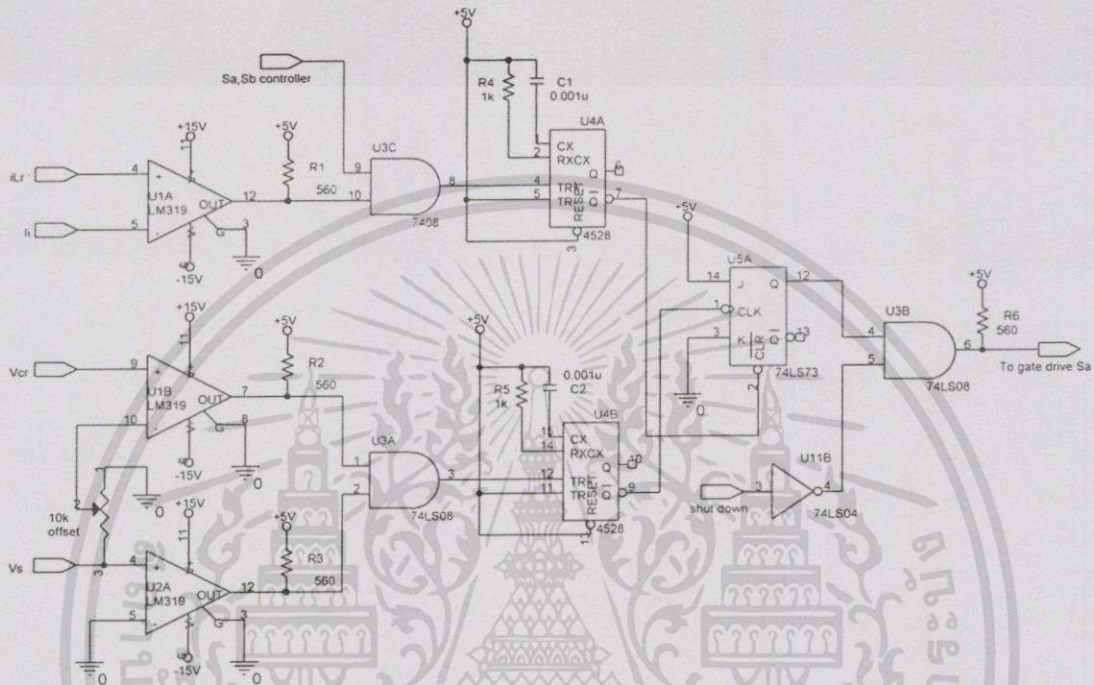
6.2.3 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม  $S_a$



รูปที่ 6.5 แสดงไคอะแกรมเวลาการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงวงจร PRDCL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามรูปที่ 6.5 การหยุดนำกระแสของ  $S_u$  เกิดขึ้นเมื่อระดับกระแส  $I_L$  เท่ากับกระแส  $I_r$  เกิดในขณะสิ้นสุดการทำงานโหมด 1 เริ่มทำงานโหมด 2 และการนำกระแสเกิดในขณะที่แรงดัน  $V_{Cr}$  มีค่าเท่ากับแรงดัน  $V_s$  เป็นช่วงสิ้นสุดการทำงานโหมด 4 เริ่มทำงานต่อในโหมด 5 จากเงื่อนไขดังกล่าวนี้จะถูกนำมาสร้างเป็นสัญญาณควบคุมการทำงานของ  $S_u$  ดังแสดงรายละเอียดวงจรในรูปที่ 6.6



รูปที่ 6.6 แสดงวงจรควบคุม  $S_u$

วงจรประกอบด้วย วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแรงดัน, สัญญาณกระแส, วงจรตรวจจับการเปลี่ยนแปลง และ JK ฟลิปฟลอป การทำงานของ  $S_u$  จะเกิดขึ้นในกรณีที่  $V_{Cr}$  และ  $V_s$  มีค่าเท่ากัน ตามรูปจะถูกควบคุมมาจากวงจรเปรียบเทียบแรงดัน  $V_{Cr}$  และ  $V_s$  สัญญาณ  $V_{Cr}$  และ  $V_s$  จากวงจรตรวจจับจะผ่านวงจรเปรียบเทียบแรงดันใช้ไอซีเบอร์ LM319 เพื่อให้สัญญาณเป็นระดับลอจิก จากนั้นนำไปเข้าวงจรเพื่อทำการเปรียบเทียบค่าแรงดันทั้งสองใช้ไอซี AND เกทเบอร์ 74LS08 เพื่อทำการเปรียบเทียบค่าความเท่ากันระหว่างแรงดัน  $V_{Cr}$  กับ  $V_s$  ซึ่งในกรณีที่เท่ากันเอาท์พุทของ 74LS08 จะมีสถานะเป็น high แต่ถ้าไม่เท่ากันสถานะเป็น Low ดังนั้นจะใช้สถานะนี้ส่งเข้าวงจรตรวจจับการเปลี่ยนแปลงโดยใช้ไอซี 4528 สร้างเป็นพัลส์เดี่ยวขอบขาขึ้น เพื่อป้องกันการทำงานผิดพลาดและให้มั่นใจได้ว่าสถานะนี้  $V_{Cr}$  เท่ากับ  $V_s$  อย่างเดียว จากนั้นส่งสัญญาณนี้เข้าขา CLK ของ JK ฟลิปฟลอปเบอร์ 74LS73 จะทำให้ขา Q มีลอจิกเป็น 1 ซึ่งได้เป็นสัญญาณควบคุมการนำกระแสของ  $S_u$

การหยุดนำกระแสของ  $S_u$  เกิดขึ้นในกรณีที่  $I_L$  มีค่าเท่ากับหรือมากกว่า  $I_r$  ตามรูป 6.6 มาจากการควบคุมด้วยวงจรเปรียบเทียบค่าสัญญาณกระแส โดยสัญญาณกระแส  $I_L$  จริงจากวงจรตรวจจับถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแส  $I_r$  ที่คำนวณขึ้น โดยสัญญาณที่ได้ ถ้า  $I_L$  มากกว่า  $I_r$  จะให้

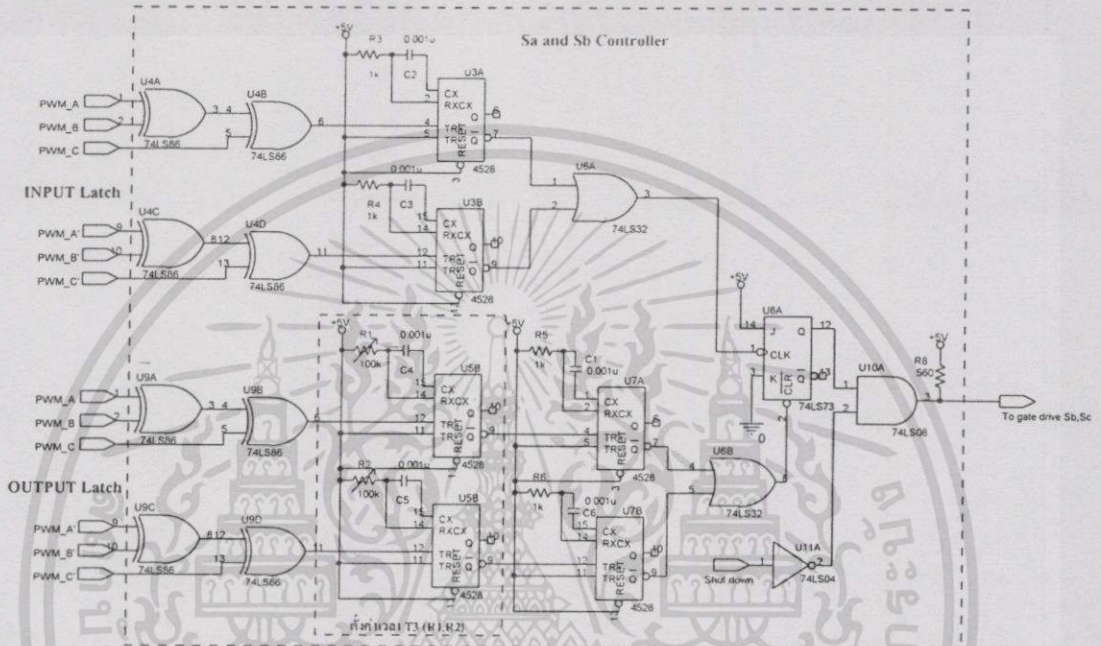
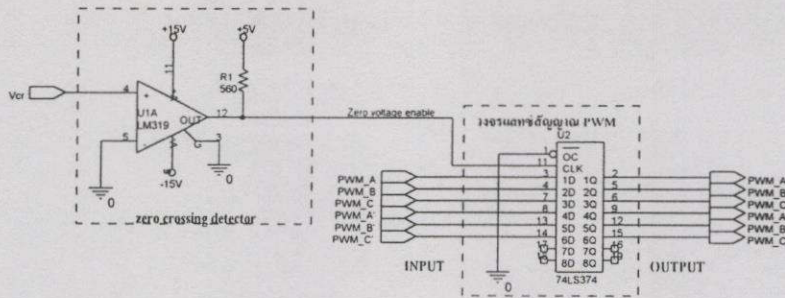
สถานะ high แต่ถ้าน้อยกว่าจะเป็น low จากนั้นจะมา AND กับสัญญาณควบคุม  $S_0$  และ  $S_1$  เพื่อป้องกันระบบล้มเหลวในกรณีที่  $S_0$  และ  $S_1$  ไม่ทำงานจะทำให้วงจร PRDCL มีการทำงานที่ไม่สมบูรณ์แบบได้ และสัญญาณส่งผ่านต่อมาเข้าไอซี 4528 เพื่อตรวจจับสถานะ  $I_r$  มากกว่า  $I_r$  อย่างเดียว เป็นลักษณะของพัลส์เดี่ยว และใช้สัญญาณนี้ส่งเข้าขา CLR ฟลิปฟลอป ทำให้ขา Q มี ลอจิกเป็น 0 จึงได้เป็นสัญญาณควบคุมการหยุดนำกระแสของ  $S_0$  ระดับลอจิกที่ได้จากขา Q ของ ฟลิปฟลอปนี้ จะนำไป AND กับสัญญาณที่มาจากวงจรป้องกัน และส่งผ่านไปวงจรขับเคลื่อนควบคุม  $S_0$  ต่อไป

#### 6.2.4 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม $S_0$ และ $S_1$

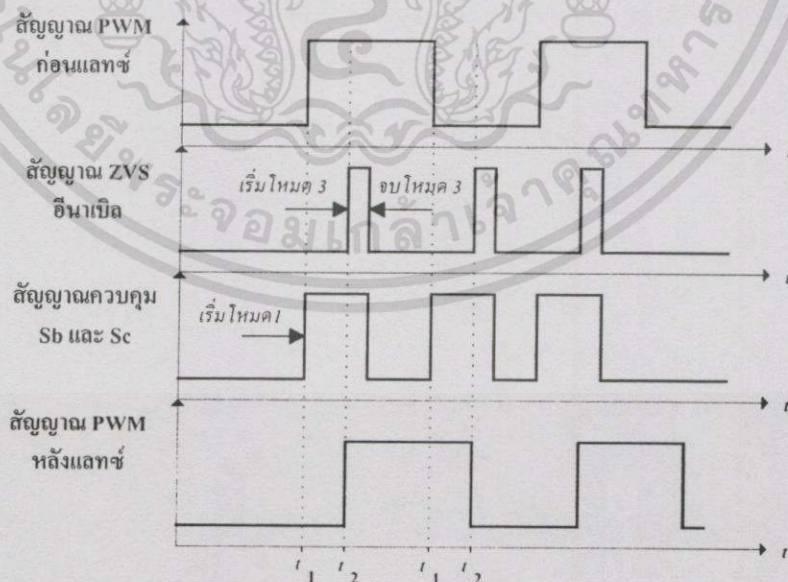
ตามรูปที่ 6.7 เป็นวงจรควบคุมการทำงานประกอบด้วย วงจรตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของพัลส์ (Pulse edge detector) ใช้ไอซีเบอร์ 74LS86 และ 4528. วงจรรวมสัญญาณทางดิจิทัล, ไอซี แลตช์พัลส์เบอร์ 74 LS374 และ ไอซี JK ฟลิปฟลอปเบอร์ 74LS73 ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่ได้ให้เป็นพัลส์ควบคุม  $S_0$  และ  $S_1$  โดยการทำงานของวงจรสามารถแสดงให้เห็นในลักษณะรูปคลื่นที่สอดคล้องกับหลักการได้ตามรูปที่ 6.8

เมื่อสมมุติให้การทำงานเป็นสถานะคงตัว อธิบายได้ว่า ในขณะที่สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม มีการเปลี่ยนสถานะสัญญาณจะถูกส่งมาที่ไอซีแลตช์ แต่ยังไม่สามารถผ่านออกไปสำหรับควบคุมให้อุปกรณ์สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนสถานะการทำงานได้ โดยสัญญาณการเปลี่ยนสถานะของ พี ดับบลิว เอ็ม นี้ จะเป็นคำสั่งให้วงจร PRDCL เริ่มทำงานในโหมด 1 ตามรูป 6.7 สัญญาณ PWM ทั้งสามเฟสได้ถูกนำมาตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงของพัลส์ทั้งเทอร์นอนและเทอร์นออฟด้วย ไอซี 74 LS86 จากนั้นส่งผ่านมาที่ ไอซี 4528 เพื่อสร้างเป็นพัลส์เดี่ยวตรงกับขอบขาขึ้นของสัญญาณ และส่งผ่านไปที่ไอซี OR gate เบอร์ 74LS32 ซึ่งทำหน้าที่รวมสัญญาณการเปลี่ยนแปลงพัลส์เข้าด้วยกัน สัญญาณที่ได้จะไปเข้าขา CLK ของฟลิปฟลอปทำให้ขา Q มีลอจิกเป็น 1 ก็จะได้เป็นสัญญาณควบคุม  $S_0$  และ  $S_1$  ทำงานในโหมด 1 ตามต้องการ

เมื่อการทำงานของวงจร PRDCL อยู่ที่โหมด 3 เป็นสถานะที่แรงดันจุดเชื่อมต่อโยงมีสถานะศูนย์ วงจรตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์จะส่งสัญญาณมาอินพุต ไอซีแลตช์ เพื่อส่งสถานะของ พี ดับบลิว เอ็ม ออกไปควบคุมให้อุปกรณ์สวิตซ์เปลี่ยนสถานะการทำงาน ขณะเดียวกันวงจรตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของพัลส์ที่เอาท์พุทของแลตช์ จะตรวจพบที่มีการเปลี่ยนสถานะของสัญญาณพัลส์ เราจะใช้สัญญาณนี้เป็นคำสั่งสำหรับการหยุดการทำงานของ  $S_0$  และ  $S_1$  โดยนำสัญญาณมาผ่านวงจรตั้งค่าเวลาทำงาน โหมด 3 ( $T_3$ ) และทำการสร้างพัลส์เดี่ยวที่ตรงกับขอบขาขึ้น จากนั้นส่งผ่านไปยังวงจรรวมสัญญาณเข้าด้วยกัน และมาเข้าขา CLR ของฟลิปฟลอปทำให้ขา Q มีลอจิกเป็น 0 จะได้เป็นสัญญาณในการหยุดนำกระแสของ  $S_0$  และ  $S_1$  สัญญาณที่ได้จากขา Q ของฟลิปฟลอปจะส่งไป AND กับสัญญาณที่มาจากป้องกันและส่งผ่านไปยังวงจรขับเคลื่อนควบคุม  $S_0$  และ  $S_1$  ต่อไป



รูปที่ 6.7 แสดงวงจรส่วนสร้างสัญญาณควบคุม  $S_b$  และ  $S_c$



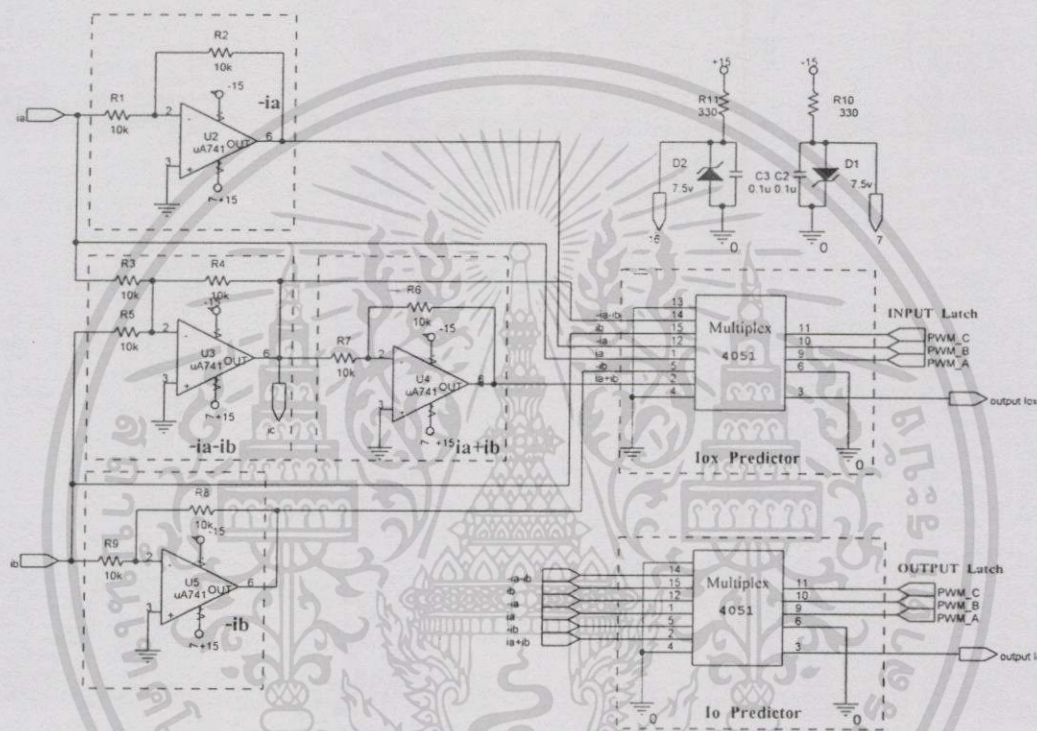
รูปที่ 6.8 แสดงหลักการสร้างสัญญาณควบคุม  $S_b$  และ  $S_c$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 6.2.5 วงจรทำนายกระแสไหลเข้าอินเวอร์เตอร์ $I_{OX}$ และ $I_O$

#### ( $I_{OX}$ and $I_O$ Current Predictor circuit)

กระแส  $I_{OX}$  คือ กระแสที่ไหลเข้าอินเวอร์เตอร์ภายหลังจากมีการเปลี่ยนสถานะการทำงาน และกระแส  $I_O$  คือ กระแสที่ไหลเข้าอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานปัจจุบัน ซึ่งกระแสทั้งสองสามารถทำนายและหาค่าได้ตามสมการที่ 4.14 และนำไปใช้ประกอบการคำนวณหาค่ากระแส  $I_i$  โดยสร้างเป็นวงจรได้ตามรูปที่ 6.9



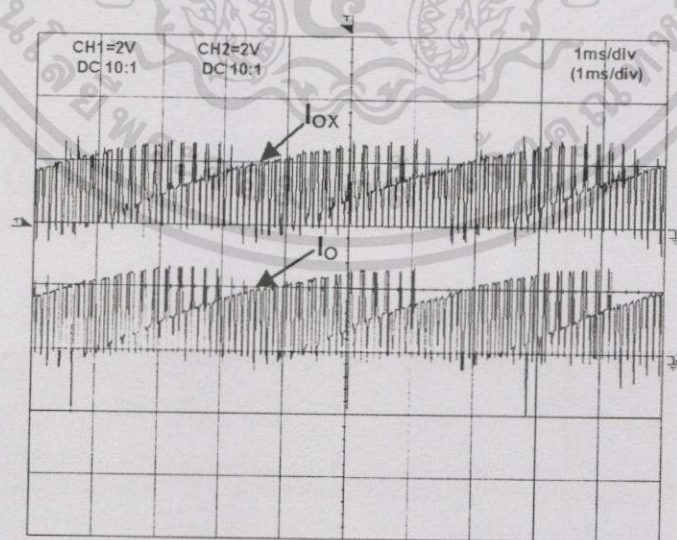
รูปที่ 6.9 แสดงวงจรส่วนทำนายกระแส  $I_{OX}$  และ  $I_O$

ตารางที่ 6.1 แสดงกระแส  $I_{OX}$  และ  $I_O$  ตามการเปลี่ยนสถานะการสวิตซ์

สถานะการสวิตซ์	กระแส $I_{OX}, I_O$
000	0
001	$-i_a - i_b$
010	$i_b$
011	$-i_a$
100	$i_a$
101	$-i_b$
110	$i_a + i_b$
111	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

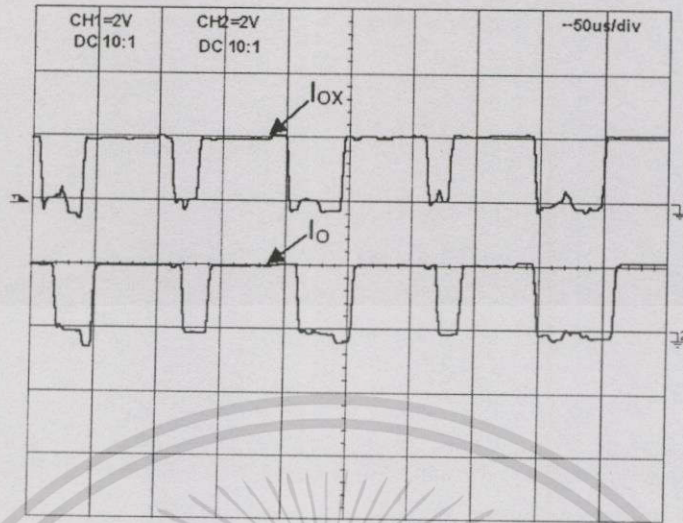
ตามสมการ 4.14 เห็นได้ว่ากระแส  $I_{ox}$  และ  $I_o$  อยู่ในรูปของฟังก์ชันการสวิตช์กับกระแสโหลด เมื่อจัดลำดับการเปลี่ยนสถานะสวิตช์ซึ่งและแทนค่าลงในสมการจะได้ค่ากระแส  $I_{ox}$  และ  $I_o$  ตามตารางที่ 6.1 ดังนั้นลักษณะการทำงานของวงจรจะเป็นไปตามสมการนี้ จากรูปที่ 6.9 วงจรประกอบด้วย ไอซีมัลติเพล็กซ์เบอร์ 4051 ทำหน้าที่สร้างกระแสโหลดตามสภาวะ พี คับบลิว เอ็ม โดยเมื่อเป็นกระแส  $I_{ox}$  จะใช้สัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม ด้านอินพุทแลทซ์ ส่วนกระแส  $I_o$  จะใช้สัญญาณด้านเอาต์พุทแลทซ์ และกระแสโหลดได้มาจากวงจรตรวจจับกระแสโหลดสามเฟส ในที่นี้ใช้การตรวจจับกระแสโหลดจริงเพียง 2 เฟส คือ เฟส a และเฟส b ส่วนเฟส c ไม่จำเป็นต้องตรวจจับ เพราะสามารถคำนวณหาได้จากกระแสเฟส a และเฟส b ซึ่งมีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสทั้งสอง จากนั้นนำกระแสโหลด จัดเข้าขาของไอซี 4051 ตามลำดับการทำงานที่เตรียมไว้ หลักการทำงานคือ ไอซีจะสับเปลี่ยนช่องสัญญาณกระแสโดยอาศัยการถอดรหัสจากสัญญาณ PWM ผลเอาต์พุทที่ได้จะเป็นสัญญาณของกระแสโหลดที่เปลี่ยนแปลงตามขนาดของกระแสตามช่องสัญญาณต่างๆที่ถูกสับเปลี่ยนออกมา ในรูปที่ 6.10 แสดงรูปคลื่นกระแส  $I_{ox}$  และ  $I_o$  จากผลการทดลองจริง จะเห็นว่ารูปคลื่นกระแสมีลักษณะเป็นพัลส์ประกอบด้วย ช่วงที่กระแสมีค่าเป็นบวก ซึ่งได้จากสัญญาณพัลส์ที่เป็นบวก ในทางปฏิบัติอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเป็นสภาวะนำกระแส จึงทำให้กระแสช่วงนี้เป็นกระแสไหลเข้าอินเวอร์เตอร์ และช่วงที่กระแสมีค่าเป็นศูนย์ เป็นช่วงที่สัญญาณพัลส์เป็นศูนย์ อุปกรณ์สวิตช์หยุดนำกระแส จึงเป็นช่วงที่ไม่มีกระแสไหลเข้าอินเวอร์เตอร์ ซึ่งแสดงว่ากระแส  $I_{ox}$  และ  $I_o$  ที่หาได้นี้ คือค่ากระแสที่เปลี่ยนแปลงตามฟังก์ชันของการสวิตช์กับกระแสโหลดเป็นจริงตามสมการ ดังนั้นจากรูปคลื่นที่แสดงจึงยืนยันได้ว่าวงจรที่ออกแบบมีการทำงานถูกต้อง



(a) รูปบน: กระแส  $I_{ox}$  (2A/div) รูปล่าง: กระแส  $I_o$  (2A/div) Time scale: 1ms/div

### รูปที่ 6.10 แสดงรูปคลื่นกระแส $I_{ox}$ และ $I_o$ ที่สร้างขึ้นจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



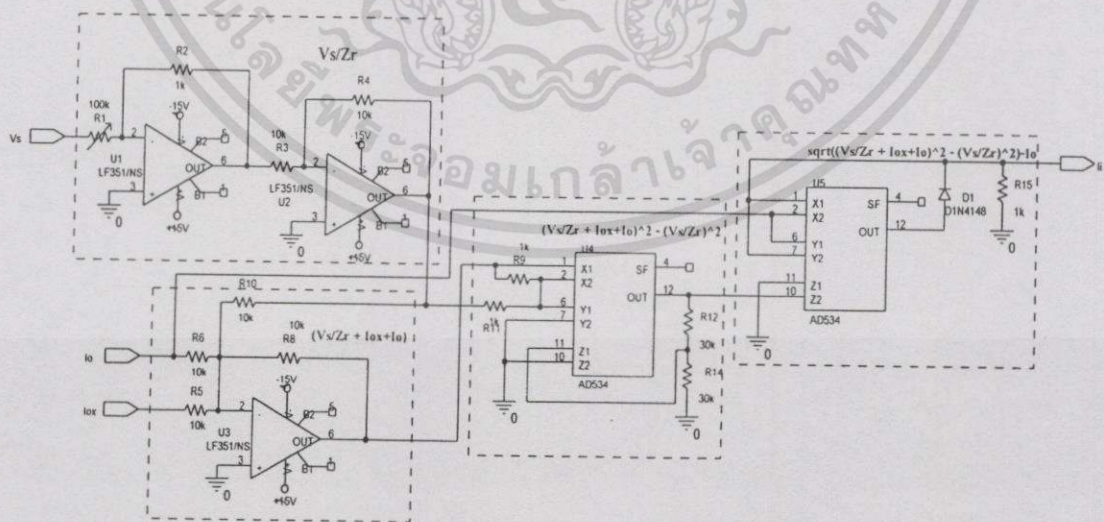
(b) ภาพขยายบางส่วน

รูปบน: กระแส  $I_{ox}$  (2A/div) รูปล่าง: กระแส  $I_o$  (2A/div) Time Scale: 50  $\mu$ s/div

รูปที่ 6.10 (ต่อ)

6.2.6 วงจรคำนวณกระแสเริ่มต้น  $I_i$  (I<sub>i</sub> Current Calculator circuit)

เป็นวงจรทำหน้าที่คำนวณหาค่ากระแส  $I_i$  เพื่อสร้างเป็นกระแสอ้างอิงสำหรับการทำงานของ วงจร PRDCL ในโหมด 1 การทำงานของวงจรนี้จะให้ผลเอาที่พู่เป็นตามสมการที่ 4.26 วงจร ประกอบด้วย ส่วนของวงจรรยกกำลังสอง และส่วนของการถอครากที่สอง ตามรูปที่ 6.11



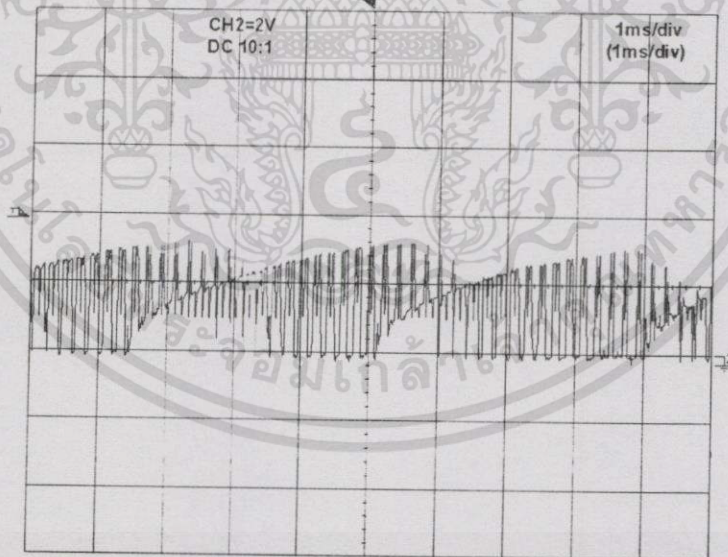
รูปที่ 6.11 แสดงวงจรสร้างกระแสอ้างอิง  $I_i$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปได้ใช้ไอซีคุณสมบัติเบอร์ AD534 เป็นส่วนของวงจรถักกำลังสอง และส่วนการถอดราก ด้วย ลักษณะการต่อใช้งานวงจรถักกำลังสองไอซี AD534 จะให้สมการเอาต์พุตของวงจรเป็น  $(A^2 - B^2)/10$  โดยที่ A และ B เป็นสัญญาณอินพุต ดังนั้นจากสมการของกระแสจะสามารถแบ่งได้ เป็น 2 เทอม คือ

1.  $\frac{V_s}{Z_r} + I_{ox} + I_o$
2.  $\frac{V_s}{Z_r}$

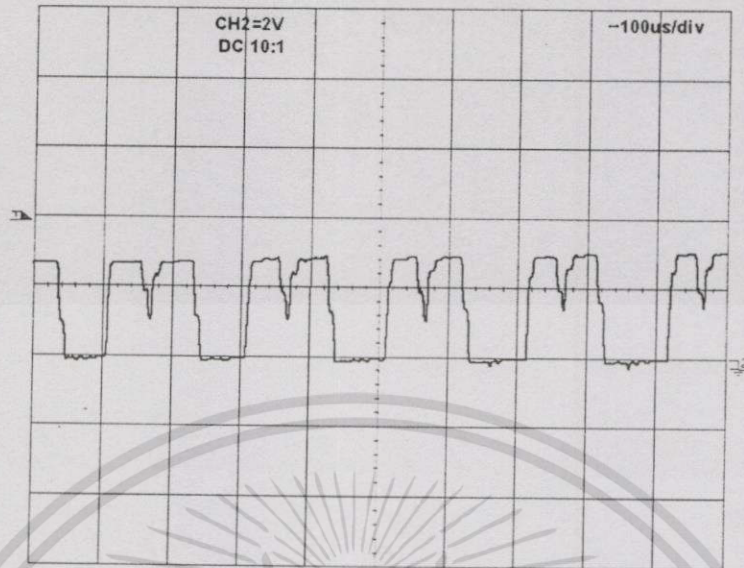
โดยเทอมแรกจัดให้เข้าที่ขา A และเทอมสองจัดให้เข้าที่ขา B ซึ่งผลทางเอาต์พุตของวงจรจึงได้ค่าเหมือนกับสมการของกระแสที่อยู่ภายในของราก จากนั้นนำค่าเอาต์พุตที่ได้เข้าส่วนวงจรถอดรากสอง โดยสมการเอาต์พุตของวงจรมีค่าเป็น  $\sqrt{10(Z_2 - Z_1) + X_2}$  ดังนั้นจึงแทน  $Z_2$  ด้วยค่าเอาต์พุตของวงจรถักกำลังสอง โดยคือ  $Z_1$  สกราวด์ และแทน  $X_2$  เป็นค่ากระแส  $I_o$  เมื่อจัดสมการแล้วผลที่ได้ทางเอาต์พุตของวงจรนี้จะเป็นค่าสมการกระแสที่ต้องการสร้างขึ้น ในรูปที่ 6.12 ได้นำวงจรที่ออกแบบมาทดสอบการทำงานจริงโดยรับค่ากระแส  $I_{ox}$  และ  $I_o$  จากวงจรทำนายกระแสและค่าตัวแปรต่าง ๆ ได้จากวงจรจริง



(a) กระแสอ้างอิง  $I_1$  ( $2A/div$ ) Time scale:  $1ms/div$

รูปที่ 6.12 แสดงผลการทดสอบการทำงานจริงของวงจรจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

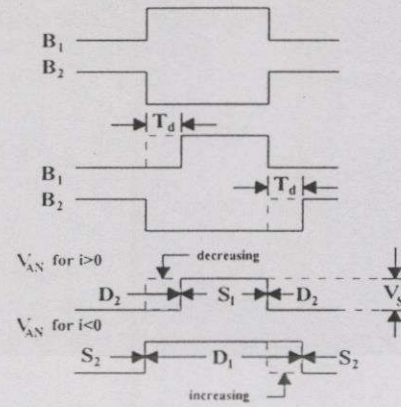
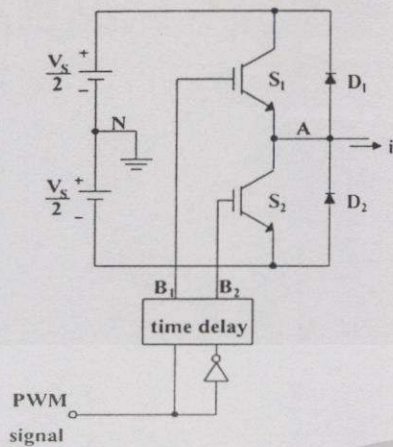
(b) ภาพขยายบางส่วน (2.4/div) Time Scale: 100  $\mu$ s/div

รูปที่ 6.12 (ต่อ)

#### 6.4 วงจรเดดไทม์ (Dead - time circuit)

เป็นวงจรแยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุม ไอจีบีทีตัวบน และตัวล่างในกิ่งเดียวกันของวงจรอินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 6.13 (a) โดยวงจรจะทำหน้าสร้างเดดไทม์เพื่อป้องกันไม่ให้ ไอจีบีที ทั้งสองทำงานพร้อมกันในขณะที่มีการเปลี่ยนสถานะทำงาน อันเนื่องมาจากผลของสตอเรจไทม์ของ ไอจีบีที เองซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรภายในกิ่งชั่วคราว ผลก็คืออาจทำให้ ไอจีบีทีเสียหายได้ โดยหลักการสร้างเดดไทม์แสดงดังรูปที่ 6.13 (b) ทำได้โดยสร้างเวลาหน่วงในการทำงานของ ไอจีบีทีทั้งสองออกไปมีค่าเท่ากับ  $t_d$  วงจรเดดไทม์ที่ได้ออกแบบดังแสดงในรูปที่ 6.14

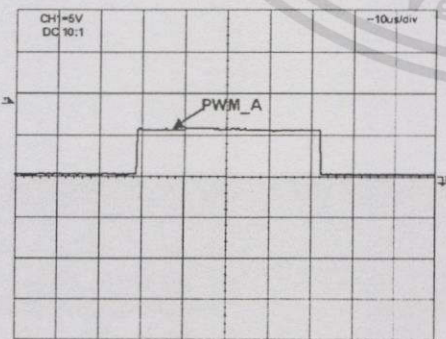
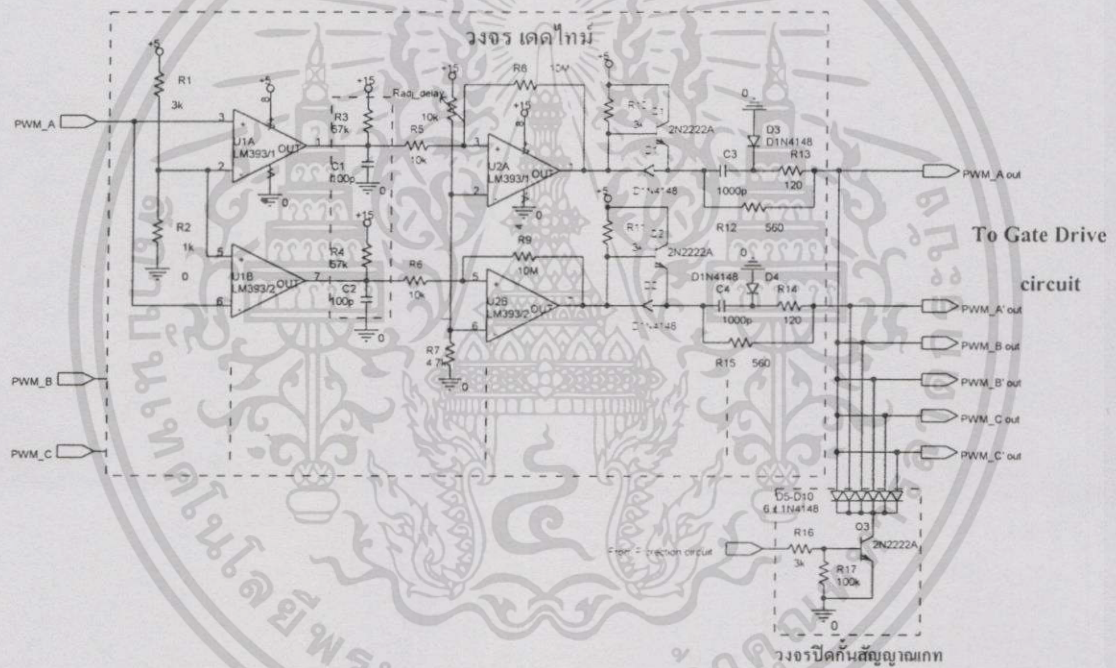
จากวงจรรูปที่ 6.14 สัญญาณที่ต้องการสร้างเดดไทม์จะถูกส่งมาอินพุทของวงจร จากนั้นวงจรจะทำให้สัญญาณดังกล่าวมีค่าเวลาเดดไทม์ในการทำงานเกิดขึ้นดังรูปคลื่นแสดงการทำงาน ซึ่งเวลานี้สามารถตั้งค่าได้จากค่าคงที่เวลา RC (ตามวงจรคือ  $R_1C_1$  และ  $R_2C_2$ ) ในทางทฤษฎีพบว่าถ้าค่าเวลาเดดไทม์สูงจะทำให้แรงดันเอาต์พุตทรานสดลงไปจากเดิม และจะมีผลทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำสูงขึ้น ดังนั้นการกำหนดค่าเดดไทม์ที่เหมาะสมจะมีความสัมพันธ์กับค่า  $t_r$ ,  $t_f$  ของไอจีบีทีจากการทดลองค่าได้เลือกค่าที่เหมาะสมสำหรับการทำงานประมาณ 3  $\mu$ s สัญญาณที่ออกจากวงจรเดดไทม์จะถูกส่งไปที่วงจรขับเกทต่อไป



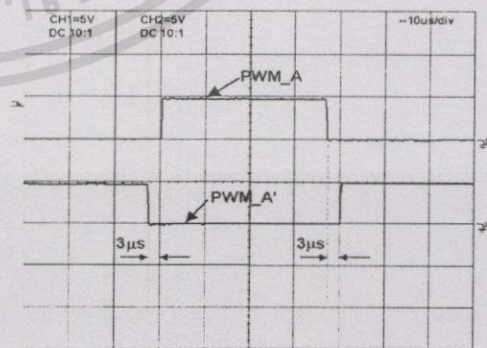
(a) วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์

(b) สัญญาณต่าง ๆ เมื่อมีการสร้างเดดไทม์

รูปที่ 6.13 แสดงหลักการสร้างวงจรเดดไทม์



สัญญาณอินพุต



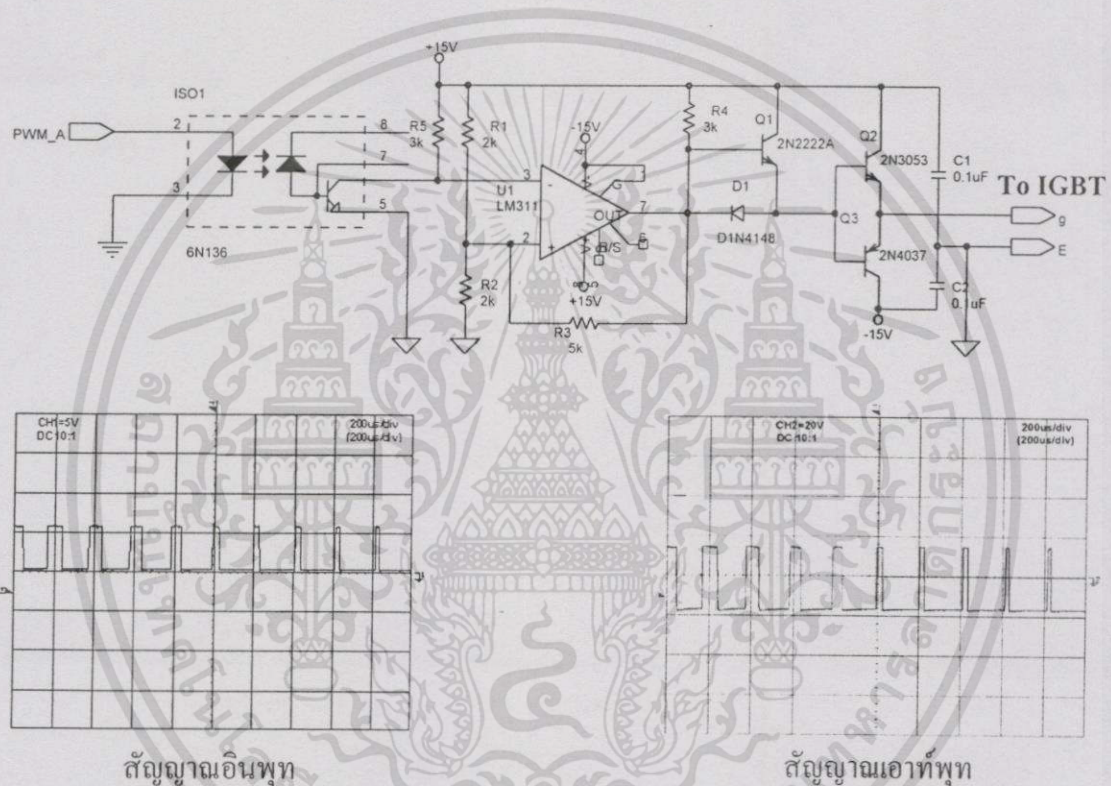
สัญญาณเอาต์พุต

รูปที่ 6.14 แสดงวงจรเดดไทม์ควบคุมไอจีบีที 1 กิ่งและรูปคลื่นแสดงการทำงานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 6.5 วงจรขับนำเกต (Gate drive circuit)

สัญญาณควบคุมการทำงานของไอจีบีทีที่ได้จากวงจรควบคุมจะต้องนำมาผ่านวงจรขับเกตก่อนส่งให้ไอจีบีที เนื่องจากไอจีบีทีในวงจรอินเวอร์เตอร์แต่ละตัวจะทำงานที่มีศักย์ไฟฟ้าแตกต่างกัน จำเป็นต้องมีการแยกกราวด์ของไอจีบีทีแต่ละตัวออกจากกัน และนอกจากนี้ยังต้องการแยกส่วนวงจรควบคุมออกจากวงจรกำลัง การแยกส่วนอาจใช้ฟิลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ หรือ Opto isolator ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ Opto เป็นส่วนแยกกราวด์ ดังนั้นการแยกกราวด์โดยใช้ Opto จึงต้องสร้างวงจรไฟเลี้ยงที่เป็นอิสระต่อกันเพื่อจ่ายให้กับส่วนวงจรขับเกตด้วย



รูปที่ 6.15 แสดงวงจรขับเกต 1 ชุดที่ออกแบบและรูปคลื่นแสดงการทำงานจริง

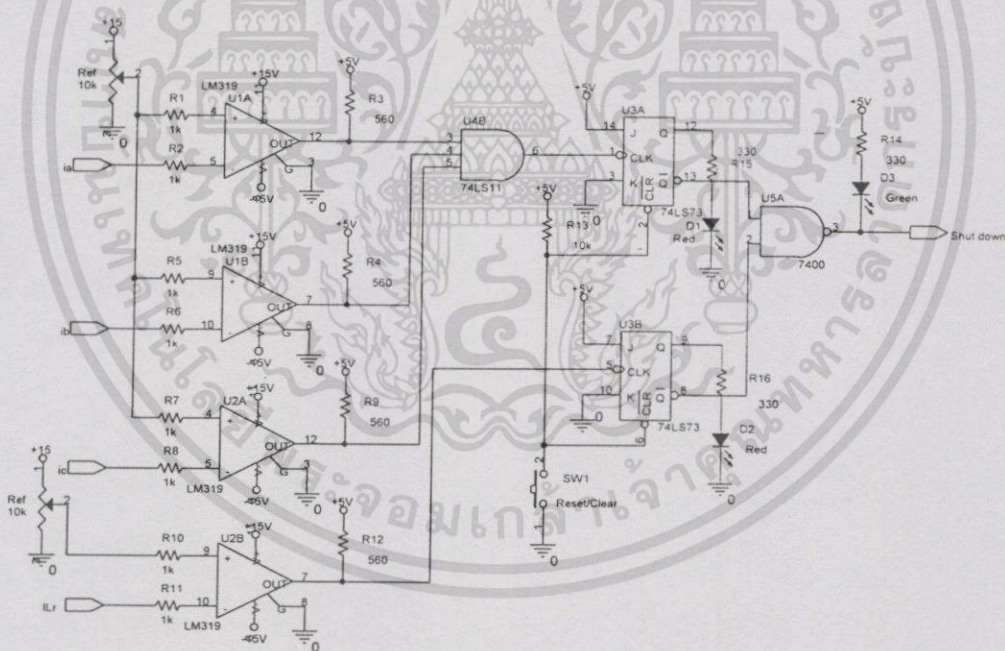
วงจรถูกขับนำเกตนี้จะออกแบบใช้กับ ไอจีบีทีที่มีทั้งหมด 9 ชุดด้วยกัน โดย 6 ชุดใช้สำหรับวงจรกำลังสามเฟสอินเวอร์เตอร์ ส่วนอีก 3 ชุดสำหรับวงจรกำลัง PRDCL รูปที่ 6.15 แสดงวงจรถูกขับนำเกตใช้สำหรับการทดลอง วงจรประกอบด้วย ไอซี opto เบอร์ 6N136 ไอซี LM311 และทรานซิสเตอร์ การทำงานของวงจร สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ที่ถูกส่งมาจากวงจรเคดโทม จะข้ามผ่าน opto เพื่อแยกกราวด์ระบบควบคุมออกจากวงจรกำลัง ด้วยการให้หลักการส่งถ่ายสัญญาณด้วยแสง จึงทำให้วงจรอิสระจากกันได้ สัญญาณที่ข้ามผ่าน opto จะมาเข้าส่วนวงจรถูกขับนำเกต เพื่อปรับแต่งสัญญาณและขยายกระแสขับเกตต่อไป โดยใช้ไฟเลี้ยงที่ระบบกราวด์แยกจากระบบควบคุมโดยสิ้นเชิง จากวงจรที่ใช้มีระดับแรงดันที่ +15 V ซึ่งมีค่าเพียงพอกับการออนและออฟ ไอจีบีที สัญญาณเอาต์พุต Opto

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะกลับเฟสกับสัญญาณอินพุท จากนั้นถูกส่งมาส่วนวงจรเปรียบเทียบแรงดันเพื่อกลับเฟสให้ตรงกับสัญญาณอินพุท อีกทั้งสัญญาณที่ได้จะถูกเปลี่ยนให้มีระดับแรงดันเป็น +/- 15 V พัลส์ที่ได้จะส่งมาขับทรานซิสเตอร์ซึ่งต่ออยู่แบบพวงพลูเพื่อเพิ่มกระแสและรักษาระดับแรงดันของสัญญาณขับเกทให้คงที่มีค่าเพียงพอกับความต้องการของ ไอจีบีที ที่ไม่ทำให้การทำงานของวงจรกำลังผิดพลาดได้

### 6.6 วงจรป้องกัน (Protection circuit)

วงจรป้องกันที่สร้างขึ้นตามรูปที่ 6.16 จะทำหน้าที่ป้องกันความเสียหายกับระบบขณะทำงานผิดปกติ วงจรป้องกันที่ออกแบบขึ้นนี้จะเป็นส่วนป้องกันกระแสไหลและกระแสที่วงจร PRDCL เกิน กล่าวคือ เมื่อสัญญาณกระแสที่ผิดปกติจาก LEM เกินกว่าค่าที่ตั้งไว้จะทำให้เอาต์พุทของวงจรมีลอจิกสถานะ “1” ซึ่งส่วนหนึ่งจะนำไปควบคุมทรานซิสเตอร์ซึ่งต่อด้านเอาต์พุทของวงจรเดคโทม์ ให้ทรานซิสเตอร์ทำงานนำสัญญาณควบคุมทั้งหมดให้มีสถานะเป็น “0” ซึ่งทำให้วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หยุดทำงาน และอีกส่วนหนึ่งใช้ในส่วนของ การปิดกั้นสัญญาณควบคุม  $S_a$ ,  $S_b$  และ  $S_c$  เพื่อไม่ให้วงจร PRDCL ทำงานได้



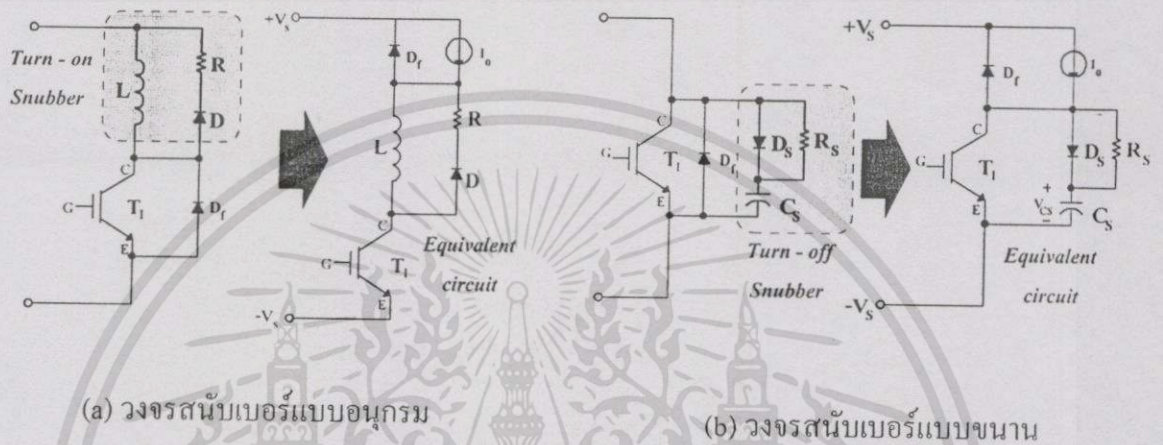
รูปที่ 6.16 แสดงวงจรควบคุมป้องกันวงจรกำลัง

### 6.7 วงจรสแน็บเบอร์ (Snubber circuit)

วงจรสแน็บเบอร์เป็นวงจรช่วยภายนอกที่ใส่เพิ่มเข้าไปให้กับอุปกรณ์สวิตซ์ตั้งแต่ละตัว เพื่อป้องกันไม่ให้พีคกระแสและแรงดันเกินค่าพิกัดทำงานของอุปกรณ์ โดยไม่มีผลกระทบต่อวงจรหลัก วงจรสแน็บเบอร์มีทั้งแบบอนุกรมและแบบขนานตามรูปที่ 6.17 โดยแบบอนุกรม (รูป 6.17 (a))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะช่วยลดสไปรค์ของกระแส และลดกำลังการสูญเสียของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งลงในขณะที่เริ่มนำกระแส ส่วนแบบขนาน (รูป 6.17 (b)) จะลดขนาดสไปรค์ของแรงดัน และลดกำลังการสูญเสียของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งลงในขณะที่หยุดนำกระแส ดังนั้นจึงเป็นสิ่งจำเป็นมากที่จะต้องออกแบบวงจร snubber ให้มีค่าเหมาะสมกับงานที่ใช้ ในงานวิจัยนี้ นำวงจร snubber มาใช้กับอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานแบบฮาร์ดสวิตซ์ และใช้เพียง snubber แบบขนานก็เพียงพอแล้ว



(a) วงจร snubber แบบอนุกรม  
รูปที่ 6.17 แสดงวงจร snubber แบบต่างๆ

(b) วงจร snubber แบบขนาน

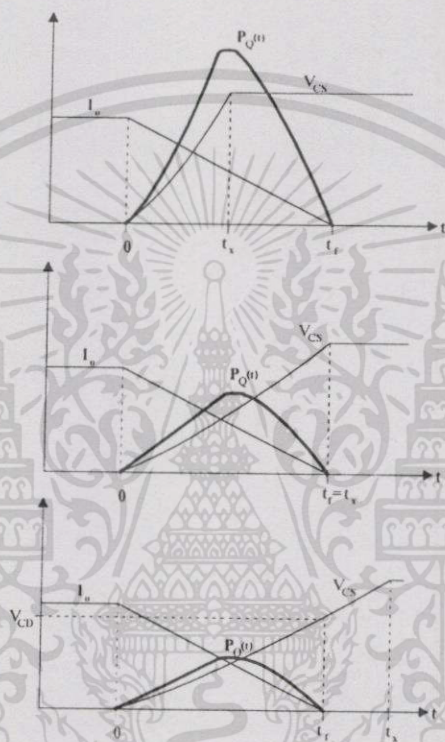
### 6.7.1 หลักการทำงาน

จากวงจรรูปที่ 6.17 (b) วงจร snubber แบบนี้ประกอบด้วยตัวต้านทาน ( $R_s$ ) ตัวเก็บประจุ ( $C_s$ ) และไดโอด ( $D_s$ ) บางครั้งวงจร snubber แบบนี้ถูกเรียกว่า RCD snubber การทำงานจะได้ว่า ขณะที่สวิตซ์เริ่มหยุดนำกระแส สมมุติให้กระแสไหลผ่านสวิตซ์ลดลงเป็นเชิงเส้น กระแสจะผ่านไดโอด  $D_s$  เข้ามาชาร์จประจุที่  $C_s$  แสดงได้ด้วยสมการ

$$V_{C_s} = \frac{1}{C_s} \int_0^I I_L dt \tag{6.1}$$

การเลือกค่าตัวเก็บประจุนั้น อยู่บนพื้นฐานที่ว่าขณะที่สวิตซ์ หยุดนำกระแส นั้นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุจะต้องไปสิ้นสุดที่ค่าใด หากพิจารณาจากรูปคลื่นที่ 6.18 ตามการทำงาน เราสามารถเขียนสมการแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{C_s} \int_0^{t_f} I_L t \, dt && 0 \leq t \leq t_f \\
 V_{C_s} = \frac{1}{C_s} \int_0^{t_f} I_L dt + V_c(t_f) = \frac{I_L}{C_s} (t - t_f) + \frac{I_L t_f}{2C_s} && t_f \leq t \leq t_x \\
 & V_s && t \geq t_x
 \end{aligned} \tag{6.2}$$



รูปที่ 6.18 แสดงรูปคลื่นการทำงานของวงจรสับเบออร์

ถ้ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ลดลงสู่ค่าศูนย์ก่อนที่ตัวเก็บประจุจะอัดประจุได้เต็มแล้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุสามารถหาค่าได้จากสมการที่ 6.2 โดยให้  $V_{CS} = V_{CD}$

$$V_{CD} = \frac{0.5 I_L t_f}{C_s} \tag{6.3}$$

โดยที่  $V_{CD}$  เป็นค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเมื่อกระแสไหลผ่านสวิตช์ลดลงเป็นศูนย์แล้วในการออกแบบวงจรสับเบออร์ เราจำเป็นต้องกำหนดค่า  $V_{CD}$  ตามที่เราต้องการจะให้ป็น ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในการออกแบบควรมีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_s \geq \frac{I_L t_f}{2V_{CD}} \quad (6.4)$$

หลังจากเมื่อเวลาผ่าน  $t_f$  ไปแล้ว  $C_s$  ยังคงถูกชาร์จด้วยกระแสไหลดคงที่ต่อไปทำให้แรงดันตกคร่อม  $C_s$  มีค่าสูงกว่าแหล่งจ่าย  $V_s$  เพราะเนื่องจากมีค่าอินดักแตนซ์ในวงจร และในที่สุดก็จะตกลงมาเท่ากับแหล่งจ่าย พลังงานที่สะสมไว้ใน  $C_s$  คือ

$$E_{C_s} = \frac{1}{2} C_s V_s^2 \quad (6.5)$$

เมื่อสวิตช์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง พลังงานจะถูกสลายที่ตัวต้านทาน  $R_s$  ถ้าให้  $f$  เป็นค่าความถี่ในการใช้งานของการสวิตช์ ค่าพลังงานถูกสลายที่ตัวต้านทาน  $R_s$  คือ

$$P_{R_s} = \frac{1}{2} C_s V_s^2 f \quad (6.6)$$

ในขณะที่สวิตช์นำกระแสขึ้น ความต้านทาน  $R_s$  จะจำกัดค่ากระแสสวิตช์ค่าหนึ่งให้อยู่ในช่วงที่ปลอดภัย ถ้าให้  $I_M$  คือค่ากระแสสูงสุดที่สวิตช์ยอมให้ผ่านได้โดยปลอดภัย และ  $I_L$  คือกระแสไหลดขณะนำกระแส และสมมุติว่า  $R_s$  เท่านั้นที่จำกัดค่ากระแสสวิตช์ของตัวเก็บประจุ ดังนั้นค่า  $R_s$  หาได้จาก

$$R_s > \frac{V_s}{I_M - I_L} \quad (6.7)$$

ซึ่งสมการนี้ จะเป็นสมการที่น้อยที่สุด ของ  $R_s$  โดยประมาณ สำหรับค่ามากที่สุดสามารถหาได้จากช่วงคาบเวลาของการนำกระแสน้อยที่สุด ( $T_{on\_min}$ ) ของสวิตช์โดยไม่คิดผลของอินดักแตนซ์ที่ต่ออนุกรมอยู่ การออกแบบเวลานำกระแสน้อยที่สุดนี้ควรมีอย่างน้อยเป็น 3 เท่าของค่าเวลาคงที่  $R_s C_s$  ดังสมการ

$$T_{on\_min} \geq 3R_s C_s \quad (6.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น จะได้

$$R_s < \frac{T_{on\_min}}{3C_s} \quad (6.9)$$

นั่นคือการออกแบบค่า  $R_s$  ควรมีค่าน้อยพอที่จะทำให้การคายประจุใน  $C_s$  เกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว เมื่อรวมสมการที่ 6.7 และ 6.9 จะได้เป็น

$$\frac{V_s}{I_M - I_L} \leq R_s \leq \frac{T_{on\_min}}{3C_s} \quad (6.10)$$

จากสมการที่ 6.7 และ 6.8 แสดงให้เห็นว่าค่า  $R_s$  ควรเป็นค่าที่เหมาะสมเพื่อที่จะจำกัดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านสวิตช์ ขณะเดียวกันควรเป็นค่าที่ให้ค่าไทม์คอนสแตนต์  $R_s C_s$  น้อยกว่าช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ ทั้งนี้เราสามารถหาค่า  $R_s$  และ  $C_s$  ได้รวมทั้งหาค่าพลังงานที่สูญเสียใน  $R_s$  ได้จากสมการที่ 6.6

### 6.7.2 ตัวอย่างการออกแบบ

ในการทดลองกำหนดให้

$$V_s = 200 \text{ V}, \quad V_{CD} = 200 \text{ V}$$

$$I_L = 10 \text{ A}, \quad I_M = 24 \text{ A}$$

$$t_r = 4 \text{ us}, \quad T_{on\_min} = 10 \text{ us}$$

สามารถคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ  $C_s$  และตัวต้านทาน  $R_s$  ของวงจร ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} C_s &\geq \frac{I_L t_f}{2V_{CD}} \\ &\geq \frac{(10)(4 \times 10^{-6})}{2(200)} \\ &\geq 0.1 \mu\text{F} \end{aligned}$$

จึงเลือกค่า  $C_s = 0.1 \mu\text{F}$  และทนแรงดันได้ 630 V เพราะหาง่ายตามท้องตลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่ 6.11 แทนค่าเพื่อหาค่า  $R_s$  จะได้

$$\frac{V_s}{I_M - I_L} \leq R_s \leq \frac{T_{on\_min}}{3C_s}$$

$$\frac{200}{24 - 10} < R_s < \frac{10 \times 10^{-6}}{3(0.1 \times 10^{-6})}$$

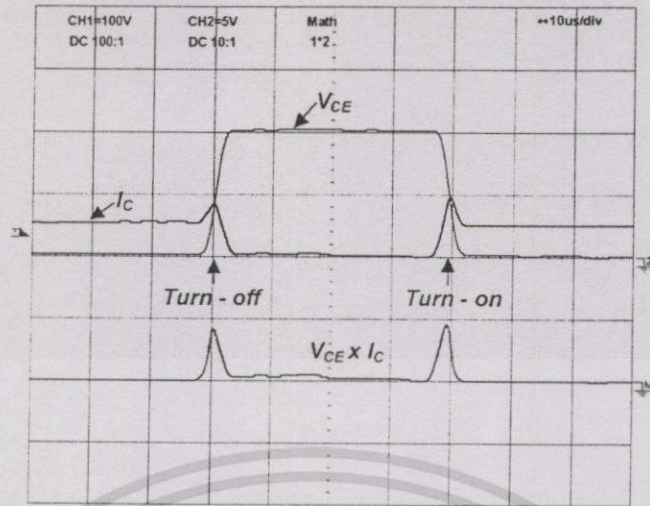
$$14.28 \Omega < 33 \Omega$$

เนื่องจากในงานวิจัยนี้ใช้ความถี่ในการสวิตซ์สูงสุด 5 kHz ดังนั้นการคำนวณหาค่ากำลังงานสูญเสียที่สลายใน  $R_s$  จึงได้เป็น

$$\begin{aligned} P_{R_s} &= \frac{1}{2} C_s V_s^2 f \\ &= \frac{1}{2} (0.1 \times 10^{-6}) (200)^2 (5 \times 10^3) \\ &= 10 \text{ W} \end{aligned}$$

ดังนั้นเลือกตัวต้านทาน  $R_s$  เท่ากับ 30 โอห์ม 10 W

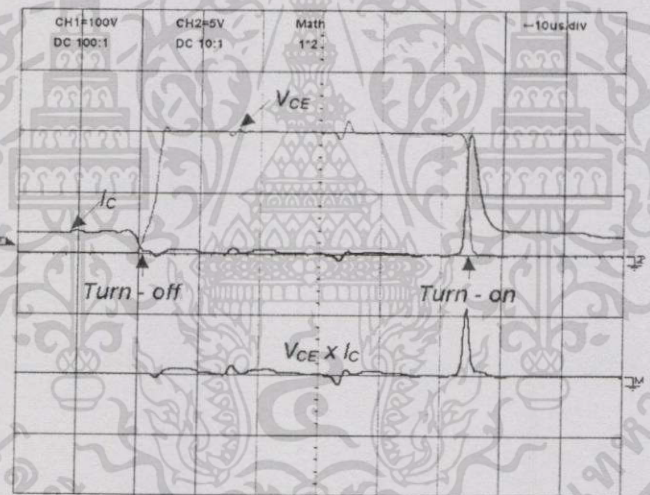
รูปที่ 6.19 แสดงให้เห็นถึงการทำงานของไอจีบีที ที่มีวงจรสับเบอเร่กับไม่มีวงจรสับเบอเร่เห็นผลได้อย่างชัดเจนเมื่อพิจารณาจากรูปล่าง ซึ่งเป็นค่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตซ์ซึ่งที่ได้จากผลคูณระหว่างกระแส  $I_C$  กับแรงดัน  $V_{CE}$  จะเห็นว่าการทำงานของไอจีบีทีที่มีสับเบอเร่การสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตซ์จะต่ำ โดยเฉพาะในช่วงเทอร์นออฟ จะมีค่าต่ำลง ส่วนช่วงเทอร์นอน ยังคงมีค่าใกล้เคียงกัน เนื่องจากการทำงานของวงจรสับเบอเร่แบบนี้จะแก้ไขการสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงเทอร์นออฟ เท่านั้น



(a) วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ไม่มีวงจรมอบ (10  $\mu$ s/div)

รูปบน: แรงดัน  $V_{CE}$  (100V/div) กระแส  $I_C$  (5 A/div)

รูปล่าง: การสูญเสียเนื่องมาจากการสวิตชิง  $V_{CE} \times I_C$



(b) วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรมอบ (10  $\mu$ s/div)

รูปบน: แรงดัน  $V_{CE}$  (100V/div) กระแส  $I_C$  (5 A/div)

รูปล่าง: การสูญเสียเนื่องมาจากการสวิตชิง  $V_{CE} \times I_C$

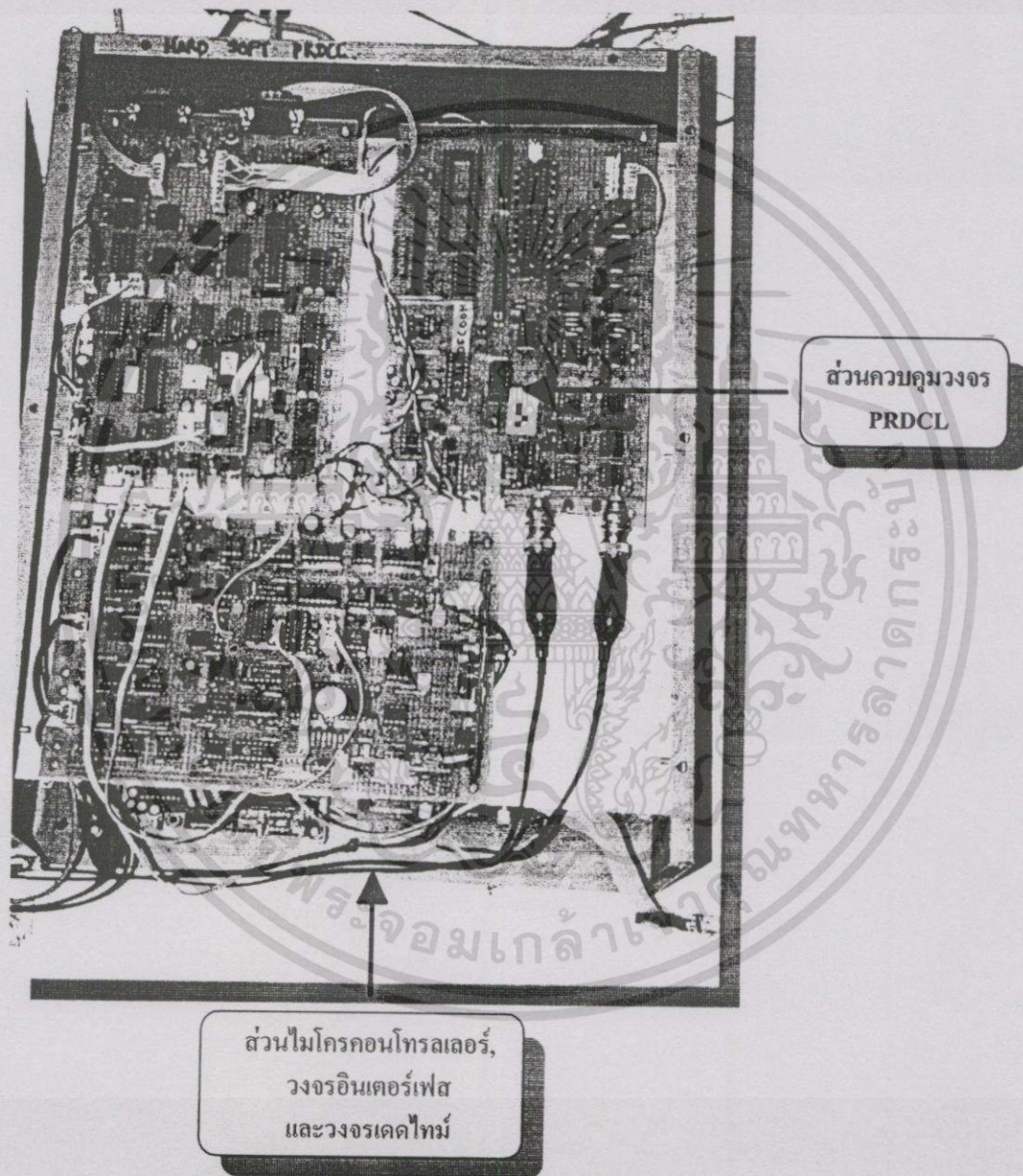
รูปที่ 6.19 แสดงผลการทดลองวงจรมอบที่ออกแบบ

### 6.8 ชิงงานวิทยานิพนธ์

เครื่องต้นแบบของอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรมอบ PRDCL ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้ ออกแบบสร้างขึ้น มีทั้งวงจรควบคุมและวงจรกำลังของภาคเรกติไฟเออร์, วงจรPRDCL และวงจรอินเวอร์เตอร์ สำหรับวงจรควบคุมนั้นได้ทำการติดตั้งใน PCB เพื่อลดปัญหาต่างๆ เช่น สัญญาณรบกวน และบรรจุอยู่ในกล่องจะเห็นได้ในรูปที่ 6.20 สำหรับอุปกรณ์ไอซีบีทีของชุดวงจร

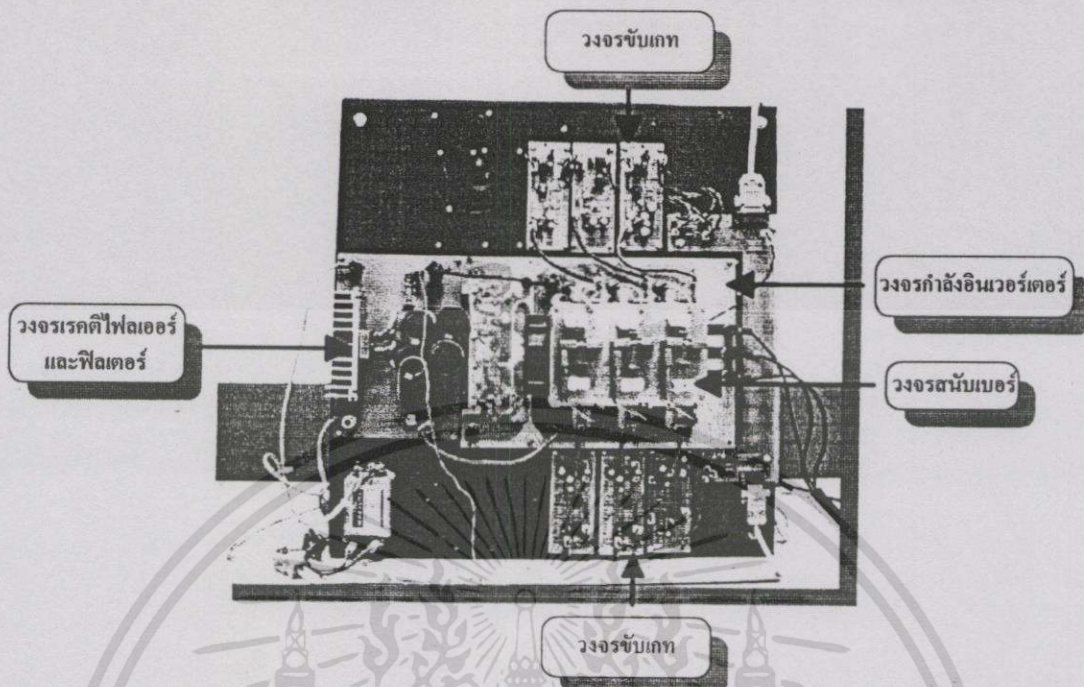
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์ และวงจร PRDCL แต่ละตัวได้ยึดติดอยู่กับแผ่นระบายความร้อนและมีพัดลมช่วยในการถ่ายเทความร้อน พร้อมกับแผ่นปรีนซ์ของวงจรขับเคลื่อนได้ยึดติดอยู่กับโกสต์ตัวอุปกรณ์ รวมทั้งวงจรสับเบร เพื่อลดค่าอิมพีแดนซ์ของสาย ป้องกันสัญญาณรบกวนดังแสดงให้เห็นได้ในรูปที่ 6.21 และ 6.22 เมื่อประกอบชุดต่าง ๆ เข้าด้วยกันแล้วจะได้เป็นเครื่องต้นแบบเพื่อใช้ในการทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ตามรูปที่ 6.23

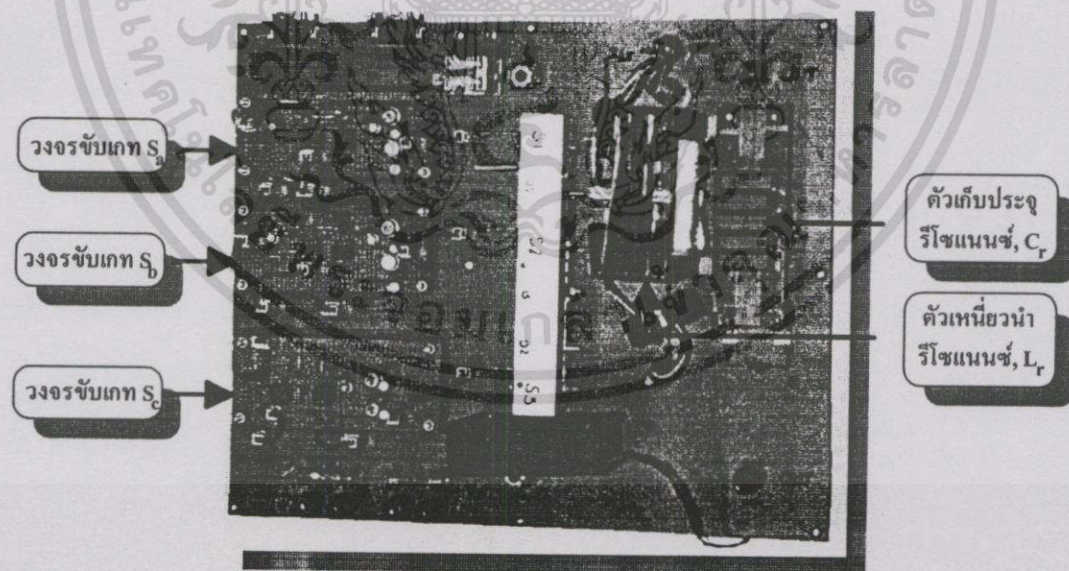


รูปที่ 6.20 แสดงแผ่นปรีนซ์วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์และวงจร PRDCL ที่บรรจุอยู่ในกล่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

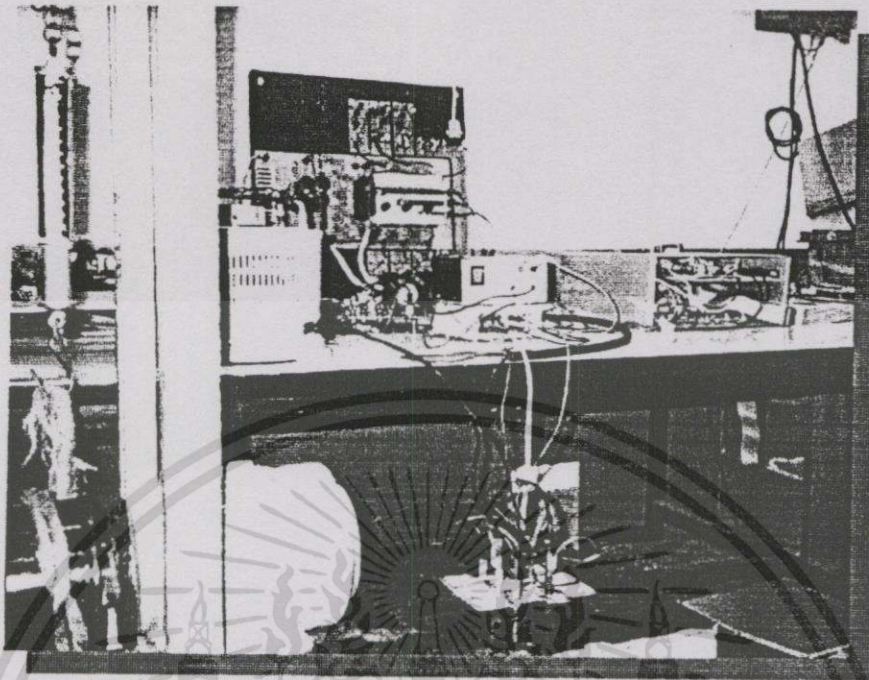


รูปที่ 6.21 แสดงวงจรสับเบอร์ดที่ขั้วติดกับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิทช์ซึ่งพร้อมวงจรขับเกท



รูปที่ 6.22 แสดงวงจรกำลังของ PRDCL พร้อมวงจรขับเกท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



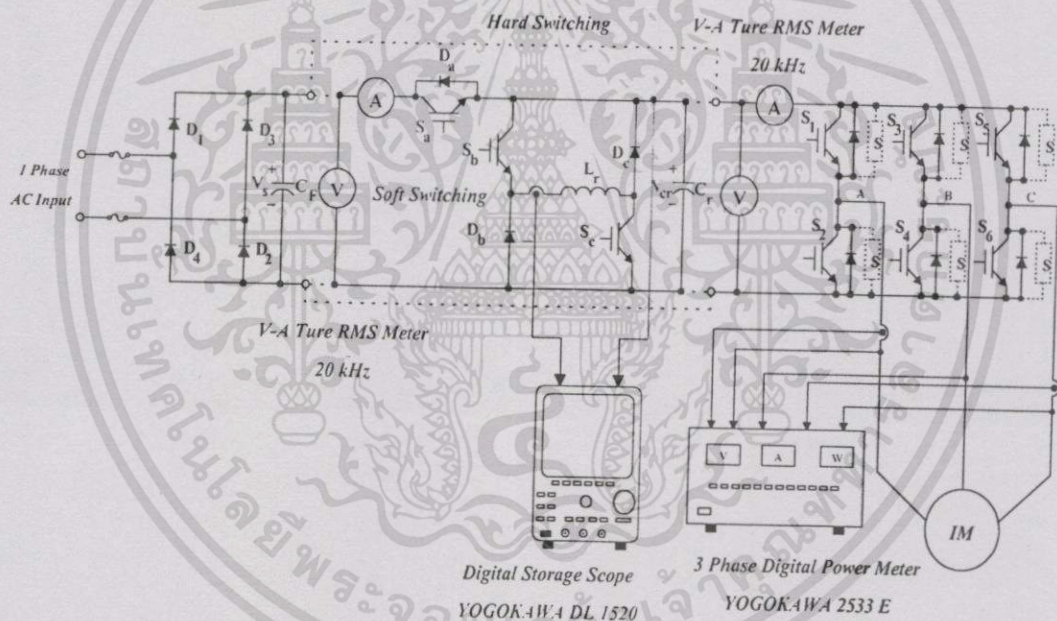
รูปที่ 6.23 แสดงเครื่องต้นแบบชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

## 6.9 สรุป

ในบทนี้ ได้ออกแบบและสร้างระบบควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์ และวงจร PRDCL ตลอดจนระบบวงจรกำลัง ซึ่งมีการแสดงและอธิบายอย่างรายละเอียด รวมทั้งแสดงผลการทดสอบการทำงานของวงจรต่างๆ เพื่อตรวจสอบการทำงานและเป็นการยืนยันว่าวงจรที่ได้ออกแบบทำงานได้ถูกต้อง อีกทั้งแสดงชิ้นงานที่สร้างขึ้นเป็นเครื่องต้นแบบสำหรับการทดสอบในงานวิจัยนี้

## การทดลองและผลการทดลองวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้าน แรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง สำหรับ พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์เครื่องต้นแบบที่ได้ออกแบบสร้างขึ้นทั้งแบบฮาร์ดสวิตชิงและซอฟต์แวร์สวิตชิงสามารถนำไปทดสอบโดยขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสชนิดกรงกระรอก ขนาด 1 แรงม้า 4 pole เพื่อทดสอบหาคุณสมบัติการทำงานต่างๆ ของระบบอินเวอร์เตอร์ วงจรที่ใช้ในการทดลองและเครื่องมือที่ใช้ในการวัดแสดงในรูปที่ 7.1



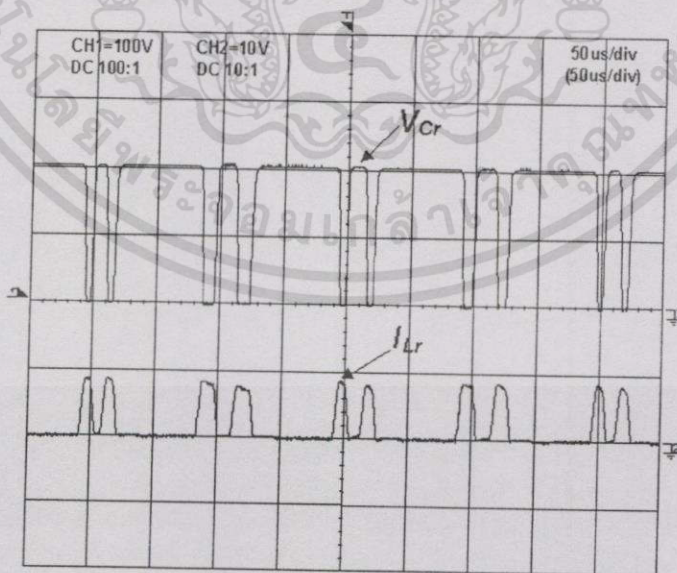
รูปที่ 7.1 แสดงวงจรการทดลองและเครื่องมือที่ใช้ในการวัด

จากรูปการทดลองระบบอินเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตชิง คือ อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจร PRDCL ทำงานร่วม และระบบอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิงหรือแบบธรรมดา คือ อินเวอร์เตอร์ที่ใส่ วงจรสแน็บเบอร์ให้กับไอจีบีทีแต่ละตัว ในการทดสอบจะใช้วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ชุดเดียวกัน เพื่อต้องการคุณสมบัติของวงจรกำลังที่เหมือนกัน ซึ่งทำให้การเปรียบเทียบการทำงานเห็นผลได้ อย่างชัดเจน

### 7.1 ผลตรวจสอบการทำงานของวงจร PRDCL

ในการทดลองได้ใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ตามที่ได้ออกแบบไว้ ทดสอบที่แรงดันดีซีลิงค์ 200 โวลต์ เนื่องจากค่ากระแสสูงสุด  $I_p$  ในวงจร PRDCL ขณะทำงานมีค่าสูงมากกว่าพิคคของอุปกรณ์สวิตซึ่งที่จะสามารถทำงานได้อย่างปลอดภัยเมื่อเพิ่มแรงดันดีซีลิงค์มากขึ้น มีผลมาจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ภายในวงจรทำให้เกิดสไปร์กกระแสขึ้นและสร้างสัญญาณรบกวนกับระบบควบคุมที่จะทำให้เกิดอันตรายระบบกับอินเวอร์เตอร์ได้ ดังนั้นจะได้ค่าโวลด์ทอร์คสูงสุด 1.93 นิวตัน - เมตร และมีพิคคการทำงานโดยประมาณ 70 % ของพิคคสูงสุด

ทำการทดสอบ PRDCL อินเวอร์เตอร์ เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจร ผลที่ได้แสดงในรูปที่ 7.2 ซึ่งเป็นรูปคลื่นแรงดัน  $V_{Cr}$  และกระแส  $I_{Lr}$  ตามรูป (a) เห็นได้ว่าวงจร PRDCL จะถูกควบคุมให้สร้างสถานะแรงดันที่จุดเชื่อมต่อเป็นศูนย์ ( $V_{Cr}$ ) ตามอุปกรณ์สวิตซึ่งของอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนสถานะทำงาน และในการทำงานแต่ละครั้งสามารถจำแนกออกเป็นโหมดการทำงานต่างๆ ได้ดังรูป (b) ในโหมดการทำงานที่ 3 อุปกรณ์สวิตซึ่งสามารถเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยมีหลักการทำงานเป็นแบบชอฟท์สวิตซึ่ง ซึ่งทำให้สามารถลดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตซึ่ง และความเครียดทางไฟฟ้าลงได้ ส่วนรูปคลื่นของอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร คือ แรงดันและกระแสของ  $S_a, S_b, S_c, D_a, D_c$  และ  $L_r$  แสดงได้ตามรูปที่ 7.3, 7.4, 7.5 และ 7.6 ตามลำดับ และในรูปที่ 7.7, 7.8 และ 7.9 ได้แสดงให้เห็นลักษณะการเทอร์นออนและเทอร์นออฟของ  $S_a, S_b$  และ  $S_c$  จะสังเกตเห็นว่าการเทอร์นออนและเทอร์นออฟของ  $S_a$  จะกระทำที่แรงดันศูนย์ ส่วน  $S_b$  และ  $S_c$  จะเทอร์นออนที่กระแสศูนย์และเทอร์นออฟที่แรงดันศูนย์ ซึ่งมีความสอดคล้องกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและซิมูเลตไว้

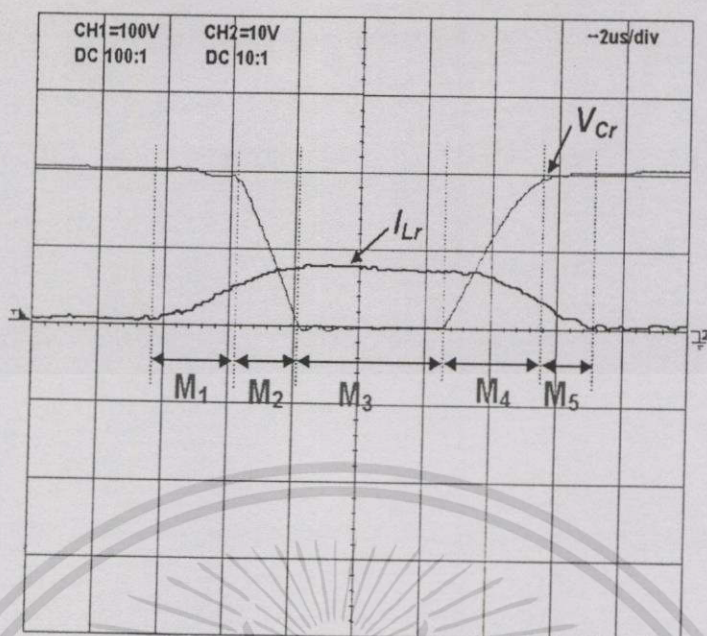


(a) รูปบน: แรงดัน  $V_{Cr}$  (100 V/div)

รูปล่าง: กระแส  $I_{Lr}$  (10A/div) Time Scale : 50  $\mu$ s/div

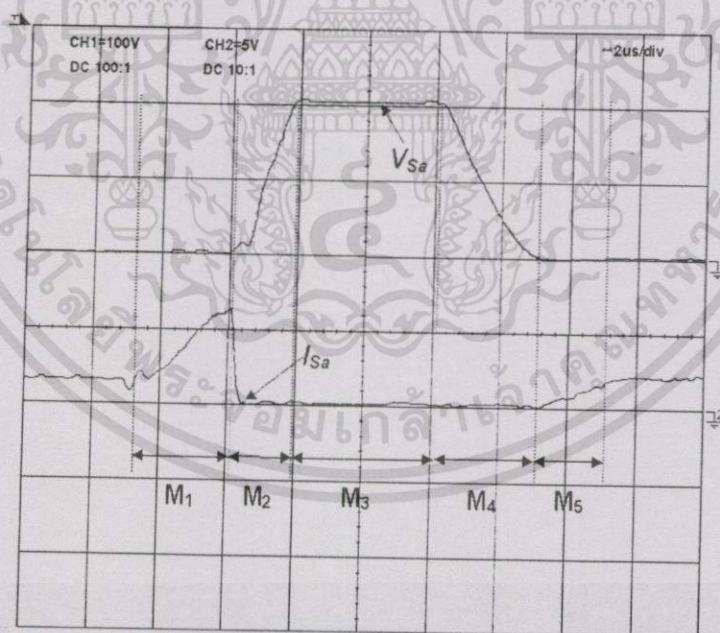
รูปที่ 7.2 แสดงรูปคลื่นแรงดัน  $V_{Cr}$  และกระแส  $I_{Lr}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) ภาพขยายแรงดัน  $V_{Cr}$  ( $100V/div$ ) กระแส  $I_{Lr}$  ( $10A/div$ ) Time Scale :  $2 \mu s/div$

รูปที่ 7.2 (ต่อ)

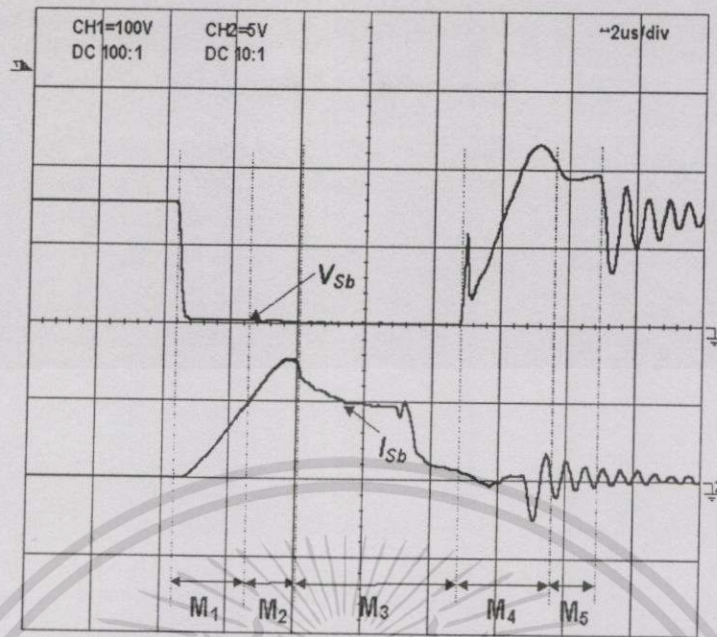


รูปบน: แรงดันตกคร่อม  $S_a$  ( $100V/div$ )

รูปล่าง: กระแสของ  $S_a$  ( $5A/div$ ) Time Scale:  $2 \mu s/div$

รูปที่ 7.3 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสของ  $S_a$

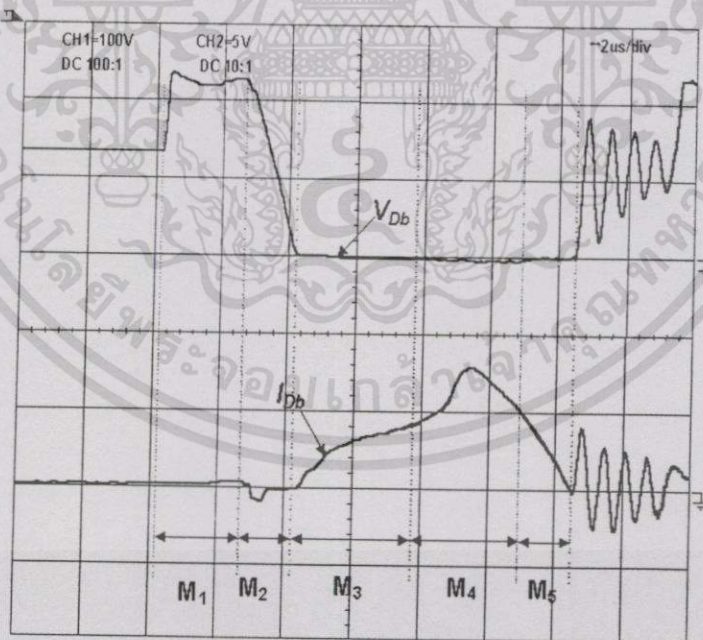
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปบน: แรงดันตกคร่อม  $S_b$  และ  $S_c$  (100V/div)

รูปล่าง: กระแสของ  $S_b$  และ  $S_c$  (5A/div) Time Scale: 2  $\mu$ s/div

รูปที่ 7.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสของ  $S_b$  และ  $S_c$

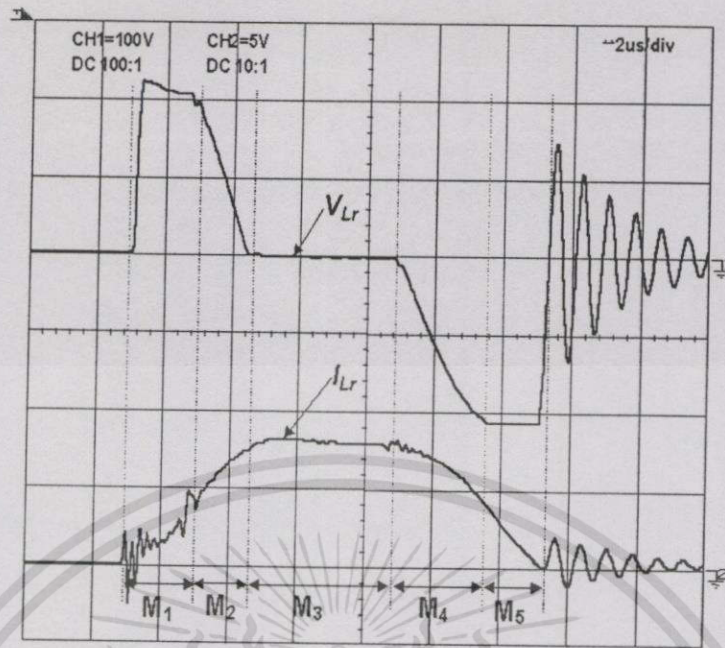


รูปบน: แรงดันตกคร่อม  $D_b$  และ  $D_c$  (100V/div)

รูปล่าง: กระแสของ  $D_b$  และ  $D_c$  (5A/div) Time Scale: 2  $\mu$ s/div

รูปที่ 7.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสของ  $D_b$  และ  $D_c$

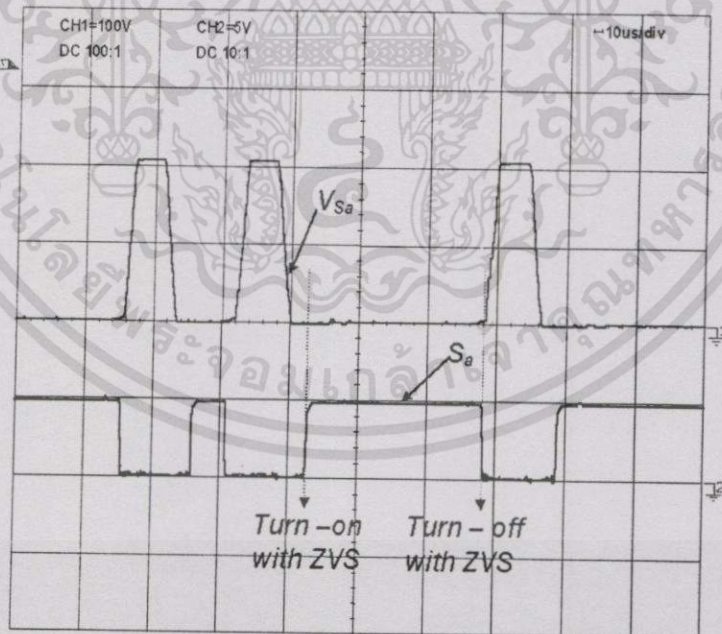
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปบน: แรงดันตกคร่อม  $L_r$  (100V/div)

รูปล่าง: กระแสของ  $L_r$  (5A/div) Time Scale: 2  $\mu$ s/div

รูปที่ 7.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสของ  $L_r$

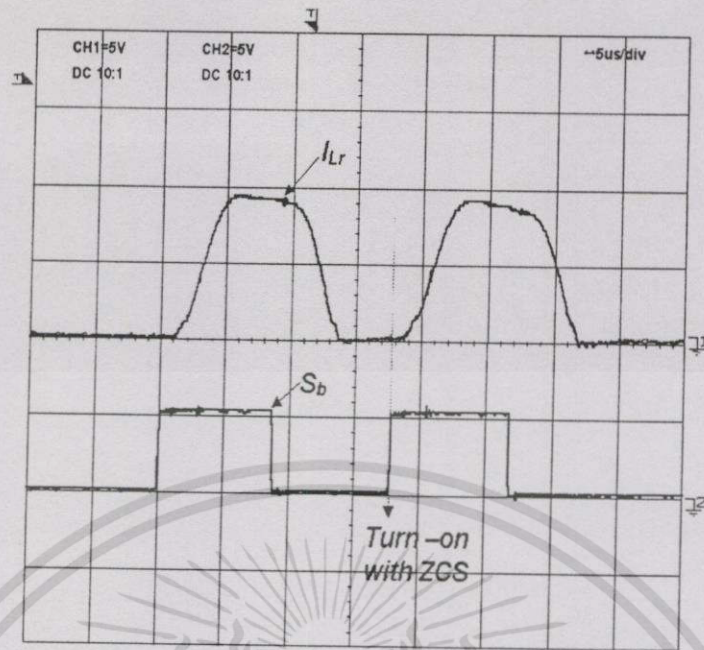


รูปบน: แรงดันตกคร่อม  $S_a$  (100V/div)

รูปล่าง: สัญญาณควบคุม  $S_a$  (5V/div) Time Scale: 2  $\mu$ s/div

รูปที่ 7.7 แสดงการเทอร์นออนและเทอร์นออฟของ  $S_a$  ภายใต้สภาวะแรงดันศูนย์

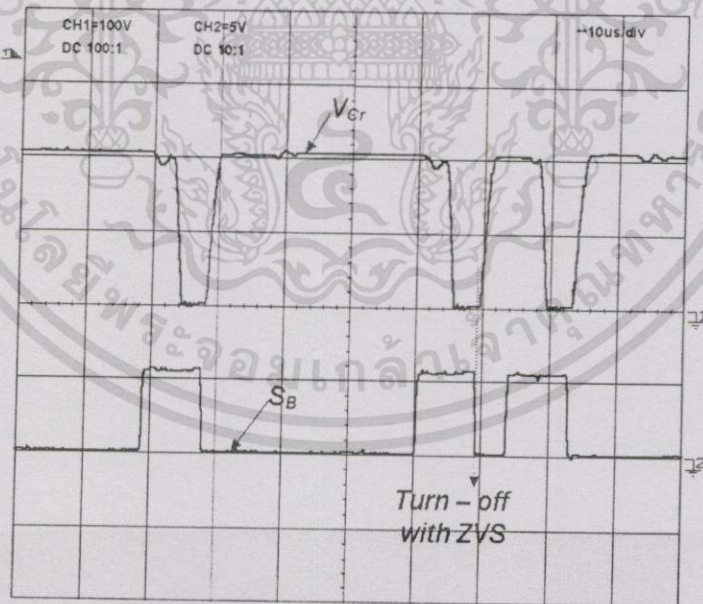
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปบน: กระแสของ  $S_b$  และ  $S_c$  (5A/div)

รูปล่าง: สัญญาณควบคุม  $S_b$  และ  $S_c$  (5V/div) Time Scale: 2  $\mu$ s/div

รูปที่ 7.8 แสดงการเทอร์นออนของ  $S_b$  และ  $S_c$  ภายใต้สภาวะกระแสศูนย์

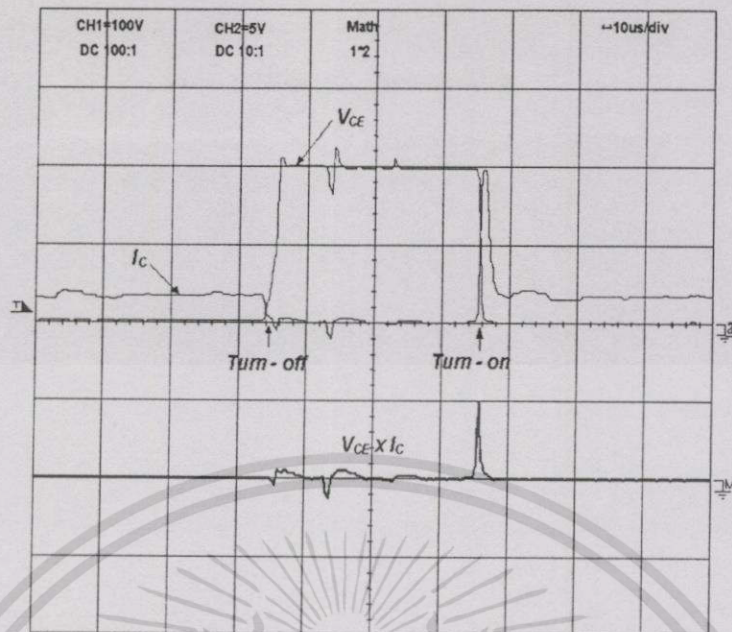


รูปบน: แรงดันตกคร่อม  $S_b$  และ  $S_c$  (100V/div)

รูปล่าง: สัญญาณควบคุม  $S_b$  และ  $S_c$  (5V/div) Time Scale: 2  $\mu$ s/div

รูปที่ 7.9 แสดงการเทอร์นออฟของ  $S_b$  และ  $S_c$  ภายใต้สภาวะแรงดันศูนย์

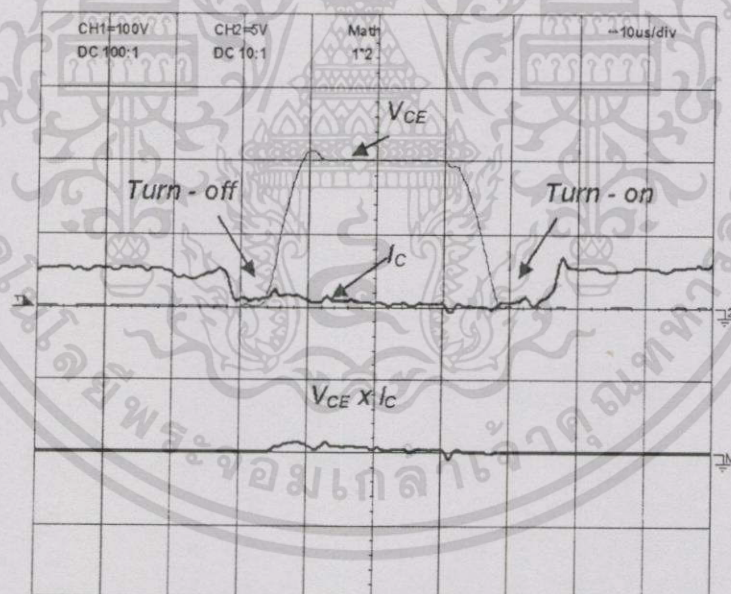
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้วงจรสับเบอร์ ( $10\mu\text{s}/\text{div}$ )

รูปบน: แรงดัน  $V_{CE}$  ( $100\text{V}/\text{div}$ ) และกระแส  $I_C$  ( $5\text{A}/\text{div}$ )

รูปล่าง: ผลการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิ่งที่ได้จาก  $V_{CE} \times I_C$



(b) วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้วงจร PRDCL ( $10\mu\text{s}/\text{div}$ )

รูปบน: แรงดัน  $V_{CE}$  ( $100\text{V}/\text{div}$ ) และกระแส  $I_C$  ( $5\text{A}/\text{div}$ )

รูปล่าง: ผลการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิ่งที่ได้จาก  $V_{CE} \times I_C$

รูปที่ 7.10 แสดงแรงดัน  $V_{CE}$  และกระแส  $I_C$  ที่ IGBT ขณะเทอร์นออนและเทอร์นออฟ สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่มีเทคนิคการสวิตช์แบบฮาร์ด และซอฟท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 7.10 แสดงให้เห็นว่าการทำงานของวงจร PRDCL สามารถแก้ปัญหาการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิ่งได้ ตามรูปแสดงกระแสและแรงดันที่อุปกรณ์สวิตชิ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์ในรูปด้านล่างเป็นค่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิ่งเทอร์นอน และเทอร์นอนอฟ ได้จากผลคูณระหว่างกระแส  $I_C$  และแรงดัน  $V_{CE}$  ที่เวลานั้นๆ ตามรูป (a) เห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรสลับเบอร์ซึ่งสามารถใช้ป้องกัน  $dv/dt$  ที่เกินกว่าพิกัด ขณะเดียวกันก็ยังสามารถช่วยลดการสูญเสียของการสวิตชิ่งลงได้ แต่จะไม่สามารถลดการสูญเสียได้ทั้งหมด ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจร PRDCL ทำงานร่วมตามรูป (b) จะเห็นได้ว่า สามารถช่วยลดการสูญเสียของการสวิตชิ่งได้ทั้งหมด

## 7.2 ผลการประเมินหาค่าการสูญเสียและประสิทธิภาพ

เป็นการทดสอบเพื่อหาค่าการสูญเสียและประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ทั้งสองชนิดในสถานะที่โหลดต่างๆ โดยโหลดของมอเตอร์ที่ใช้นี้ได้ใช้โหลดทางกลเป็นหลักถ่วงน้ำหนัก และในการวัดค่ากำลังงานด้านเอาต์พุตได้ใช้ สามเฟส ดิจิตอล เพาเวอร์ มิเตอร์ ยี่ห้อ YOGOKAWA รุ่น 2533 E ส่วนด้านอินพุตได้ใช้ โวลท์มิเตอร์ และ แอมป์มิเตอร์ ที่เป็นชนิด True rms 20 kHz ยี่ห้อ HEWLETT PACKARD รุ่น 973A เป็นเครื่องมือวัดและทดสอบ ซึ่งข้อมูลเกี่ยวกับเครื่องมือวัดแสดงไว้ในภาคผนวก (ค) การทดสอบนี้เป็นการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพการทำงาน และหาค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในส่วนต่างๆ ของระบบอินเวอร์เตอร์ทั้งสอง ดังนั้นเงื่อนไขในการทดลอง คือจะรักษาค่ากำลังงานด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองที่ค่าเดียวกันตามสถานะโหลดนั้นๆ ซึ่งการทดสอบได้ผลดังนี้

ตารางที่ 7.1 ผลการทดลองอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิ่ง

Pout (W)	แรงดันระหว่างไลน์ (V)			กระแสไลน์(A)			Vin (V)	Iin (A)
	AB	BC	CA	A	B	C		
39	151	152	151	0.98	0.99	0.98	200	0.45
121	150	151	151	1.11	1.13	1.12	200	0.87
183	149	150	150	1.29	1.33	1.30	200	1.20
254	149	149	149	1.54	1.60	1.53	200	1.59
328	148	148	148	1.89	1.92	1.91	200	1.97
405	147	148	147	2.31	2.30	2.30	200	2.36
449	147	147	146	2.48	2.49	2.48	200	2.58

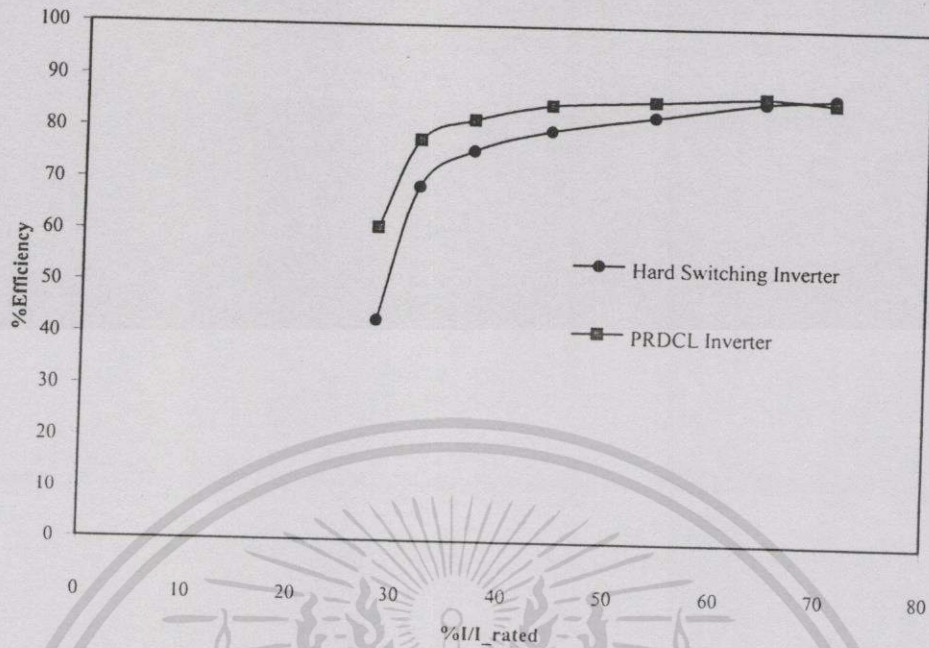
ตารางที่ 7.2 ผลการทดลองอินเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิดซิ่ง

Pout (W)	แรงดันระหว่างไลน์ (V)			กระแสไลน์ (A)			ก่อนเข้าวงจร PRDCL		ก่อนเข้าวงจร อินเวอร์เตอร์	
	AB	BC	CA	A	B	C	Vin (V)	Iin (A)	Vin (V)	Iin (A)
39	151	151	151	1	1	0.98	210	0.3	200	0.24
121	151	150	151	1.15	1.15	1.10	210	0.74	200	0.66
183	150	150	150	1.34	1.32	1.33	212	1.05	200	0.98
254	149	149	148	1.58	1.55	1.56	213	1.4	200	1.34
328	149	148	148	1.92	1.90	1.90	215	1.77	200	1.72
405	148	148	147	2.35	2.30	2.25	215	2.14	200	2.12
449	147	148	146	2.72	2.78	2.75	215	2.43	200	2.38

ตารางที่ 7.3 เปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพและการสูญเสีย

		Pout (W)	39	121	183	254	328	405	449
ฮาร์ดสวิดซิ่ง อินเวอร์เตอร์	Pin (W)		90	174	240	318	394	472	517
	Inverter Losses (W)		51	54	57	64	66	67	68
	ประสิทธิภาพ(%)		43	69	76	80	83	86	87
PRDCL อินเวอร์เตอร์	Pin (W)		63	155.4	222.6	298.2	380.6	460.1	522
	PRDCL Losses (W)		15	23.4	26.6	30.2	36.6	38.1	52
	Inverter Losses (W)		9	11	13	14	16	17	21
	ประสิทธิภาพ(%)		62	78	82	85	86	87	86
ผลต่างของประสิทธิภาพ			+	+	+	+	+	+	-
			19	9	6	5	3	1	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

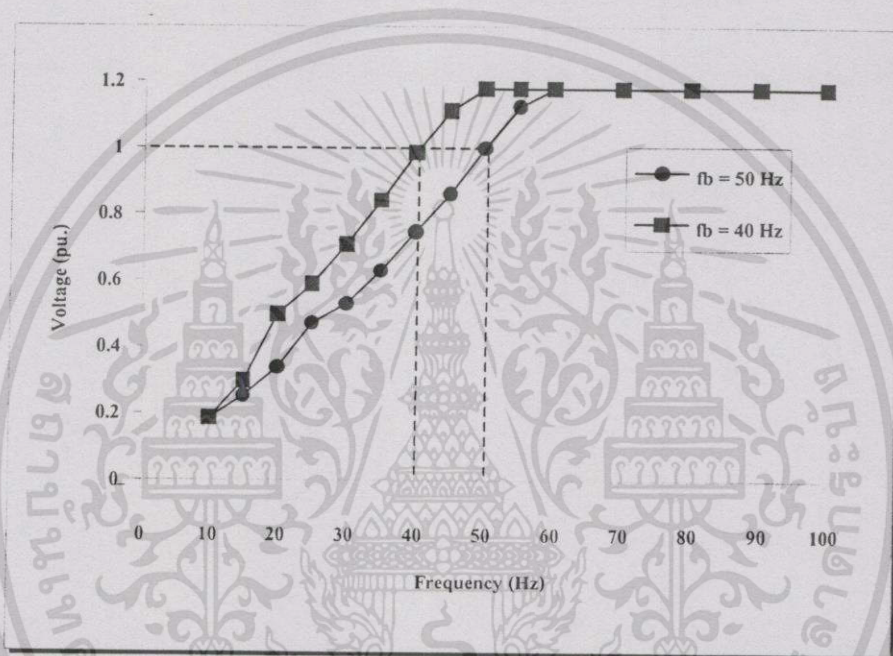


รูปที่ 7.11 แสดงกราฟการเปรียบเทียบประสิทธิภาพ

ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 7.1 และ 7.2 เป็นการแสดงผลการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองเมื่อทดสอบที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50 Hz จะเห็นได้ว่า ในกรณีของ PRDCL อินเวอร์เตอร์จะป้อนแรงดันคิซีลิ่งที่สูงกว่า เนื่องจากในช่วงที่แรงดันจุดเชื่อมต่อเป็นศูนย์จะทำให้แรงดันเอาต์พุตสูญหายไปมีผลทำให้แรงดันด้านเอาต์พุตลดลง ฉะนั้นจึงต้องเพิ่มแรงดันอินพุตให้สูงขึ้นเพื่อจะรักษาระดับแรงดันและกำลังงานด้านเอาต์พุตให้มีค่าเท่ากับอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง จากนั้นนำค่าผลการทดลองที่ได้มาคำนวณหาค่าประสิทธิภาพและค่าการสูญเสียในส่วนต่างๆ ได้ค่าตามตารางที่ 7.3 จะเห็นได้ว่าค่าการสูญเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจร PRDCL ทำงานร่วมมีค่าต่ำลง เพราะวงจร PRDCL ช่วยลดการสูญเสียจากการสวิตชิงได้ทั้งหมดทำให้ค่าการสูญเสียเฉลี่ยรวมมีค่าลดลง และค่าประสิทธิภาพที่ได้สามารถเขียนเป็นกราฟได้ตามรูปที่ 7.11 จากค่าที่แสดงในกราฟนั้น สังเกตเห็นว่าประสิทธิภาพของ PRDCL อินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้นในระดับที่สูงกว่า โดยเฉพาะในสภาวะโหลดเบา เพราะค่าการสูญเสียในวงจร PRDCL ซึ่งแปรผันโดยตรงกับโหลดมีค่าต่ำ อย่างไรก็ตาม ประสิทธิภาพของระบบขณะที่โหลดมีค่ามากกว่าโดยประมาณ 70% เห็นได้ว่าประสิทธิภาพของ PRDCL อินเวอร์เตอร์จะมีค่าน้อยกว่าและลดต่ำลงเพราะผลมาจากการสูญเสียอันเนื่องมาจากการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตชิงและการสูญเสียภายในวงจรมีค่ามากขึ้น ดังนั้นในส่วนนี้จึงเป็นข้อเสียที่เกิดขึ้นกับวงจรที่นำเสนอในที่นี้มีอาจหลีกเลี่ยงได้ ซึ่งแนวทางแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นนี้จะนำมากล่าวในบทต่อไป

### 7.3 ผลการทดสอบคุณสมบัติของอัตราส่วนแรงดันมูลฐานและความถี่ทางด้านเอาต์พุทของ PRDCL อินเวอร์เตอร์

ทำการทดสอบ PRDCL อินเวอร์เตอร์ เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันมูลฐานกับความถี่ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ การทดสอบจะตั้งความถี่ที่กำหนด 2 ค่า เพื่อปรับเปลี่ยนค่าอัตราส่วนแรงดันมูลฐานต่อความถี่ ผลที่ได้แสดงในกราฟรูปที่ 7.12 ซึ่งมีความถี่กำหนด  $f_{b1}$  เท่ากับ 40 Hz และ  $f_{b2}$  เท่ากับ 50 Hz และสังเกตเห็นว่าอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่มีค่าคงที่ ความชันนี้จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อความถี่กำหนดมีค่าต่ำลง

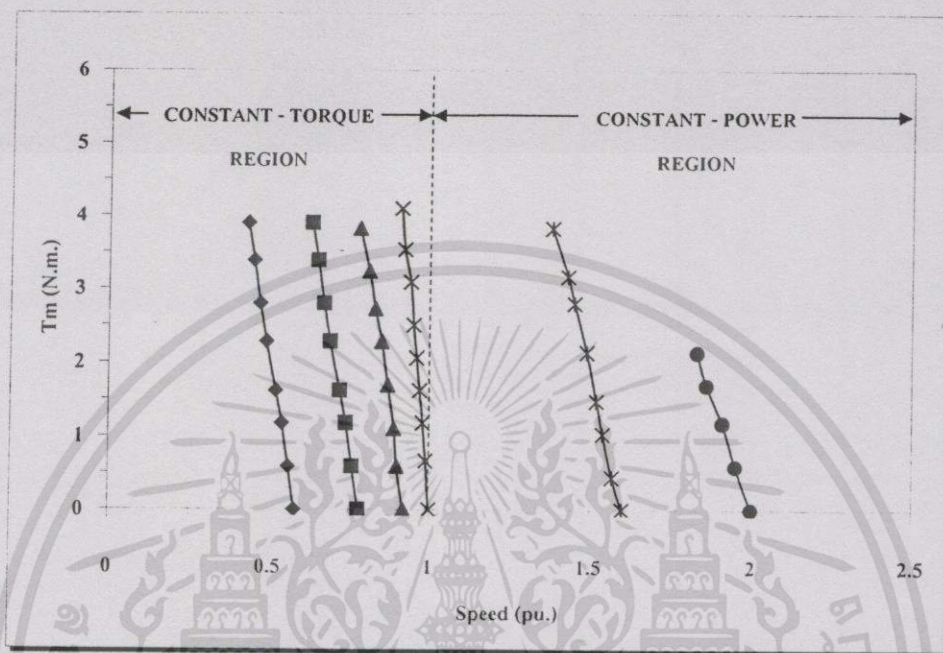


รูปที่ 7.12 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันมูลฐานกับความถี่อินเวอร์เตอร์

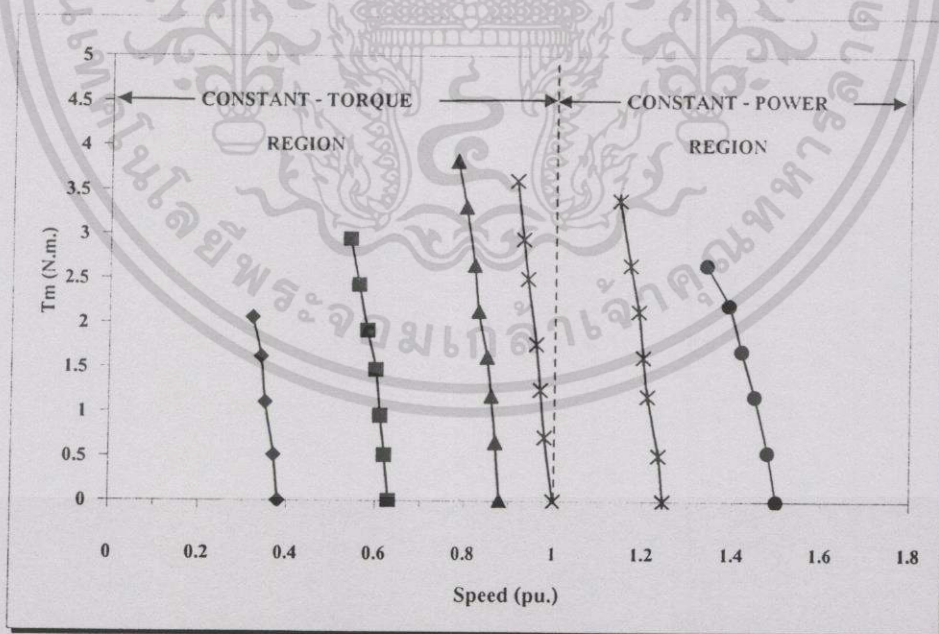
### 7.4 ผลการทดสอบคุณสมบัติ speed – torque curve ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

กราฟรูปที่ 7.13, 7.14 และ 7.15 แสดงผลของทอร์กกับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อใช้ PRDCL อินเวอร์เตอร์ ขับเคลื่อน และ โหลดของมอเตอร์ที่ใช้ได้ใช้โหลดทางกลเป็นหลัก ถ่วงน้ำหนัก ที่สภาวะคงตัว ถือได้ว่าทอร์กของมอเตอร์จะเท่ากับทอร์กของโหลด ดังนั้นข้อมูลต่างๆ ที่ได้จะทำการทดสอบที่สภาวะคงตัว ผลการทดลองจะเห็นว่าช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์จาก 0 Hz ถึงความถี่ที่กำหนด ทำงานอยู่ในโหมดทอร์กสูงสุดมีค่าคงที่ ส่วนเมื่อความถี่สูงกว่าความถี่กำหนดเป็นการทำงานในโหมดกำลังคงที่ โดยให้ทอร์กสูงสุดมีค่าลดลง รูปที่ 7.13 ทดสอบเมื่อตั้งความถี่กำหนดเท่ากับ 25 Hz รูปที่ 7.14 ทดสอบเมื่อตั้งความถี่กำหนดเท่ากับ 40 Hz และรูปที่ 7.15 ทดสอบเมื่อตั้งความถี่กำหนดเท่ากับ 50 Hz จะเห็นว่า torque – speed curve ของมอเตอร์รูปที่ 7.13 จะให้

ทอร์กที่สูงกว่ารูปที่ 7.14 และ 7.15 ที่ความเร็วรอบเดียวกันหรือที่ความถี่อินเวอร์เตอร์เดียวกัน ทั้งนี้ เพราะมีความถี่กำหนดต่ำกว่าจะทำให้ความชันของ  $v/f$  มีค่าสูงทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กในแอร์-แก๊ป สูงกว่าสามารถให้ทอร์กแก่โหลดได้มากกว่า

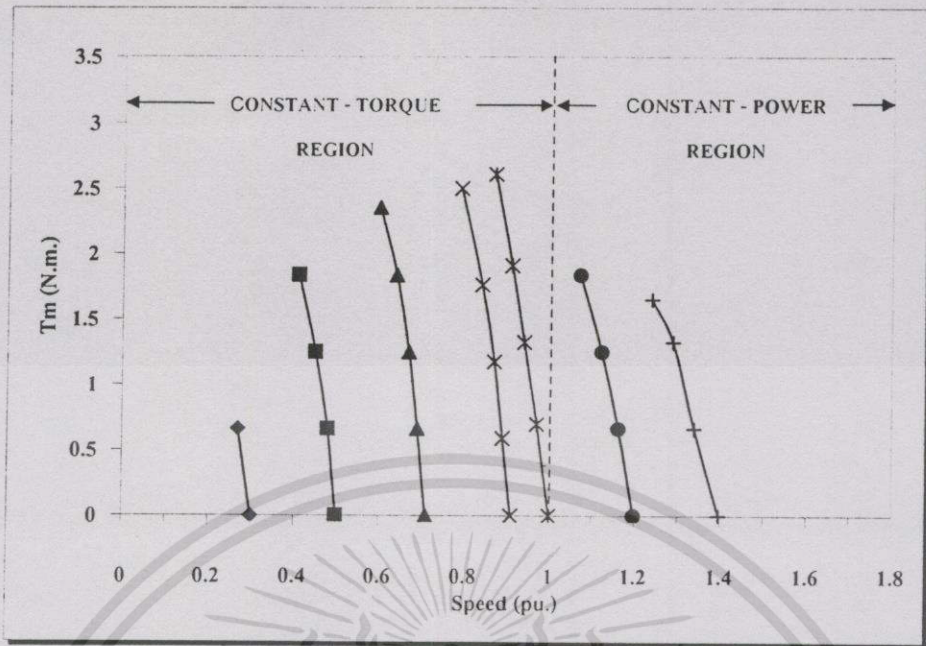


รูปที่ 7.13 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างทอร์กกับความเร็วของมอเตอร์เมื่อ  $f_b = 25$  Hz



รูปที่ 7.14 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างทอร์กกับความเร็วของมอเตอร์เมื่อ  $f_b = 40$  Hz

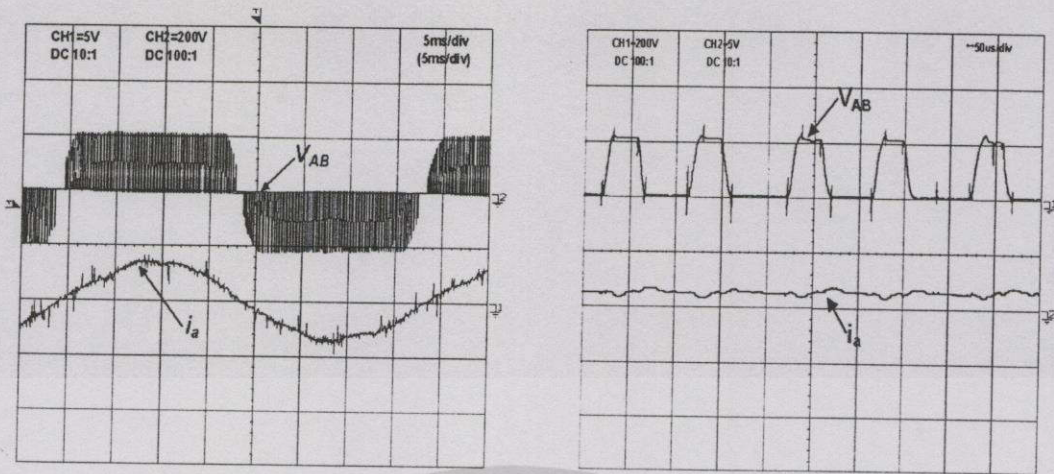
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.15 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างทอร์กกับความเร็วของมอเตอร์เมื่อ  $f_b = 50$  Hz

### 7.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของมอเตอร์เมื่อใช้ PRDCL อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนที่ความถี่ต่างๆ

ทำการตรวจสอบผลด้านเอาต์พุตของระบบอินเวอร์เตอร์ เพื่อแสดงให้เห็นลักษณะของรูปคลื่นแรงดัน กระแส และผลของสเป็คตรัมที่ได้ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงเงื่อนไขทำงานต่างๆ



(a) รูปบน: แรงดันระหว่างไลน์  $V_{AB}$  (200V/div)

รูปล่าง: กระแสไลน์  $i_a$  (5A/div)

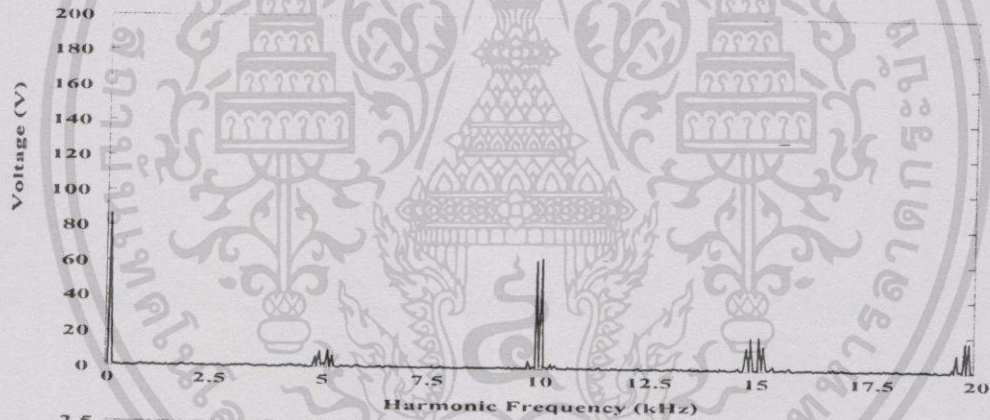
Time Scale: 5ms/div

(b) ภาพขยายบางส่วนของรูป (a)

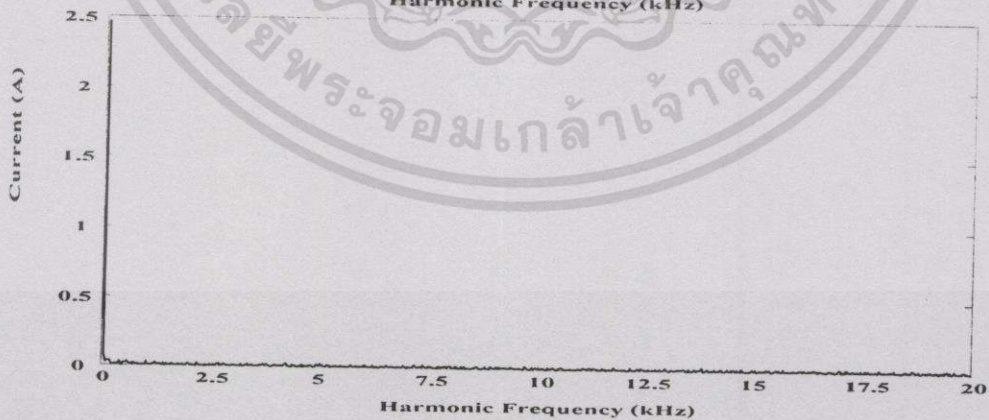
รูปบน: แรงดันระหว่างไลน์  $V_{AB}$  (200V/div)

รูปล่าง: กระแสไลน์  $i_a$  (5A/div)

Time Scale: 50µs/div



(c)



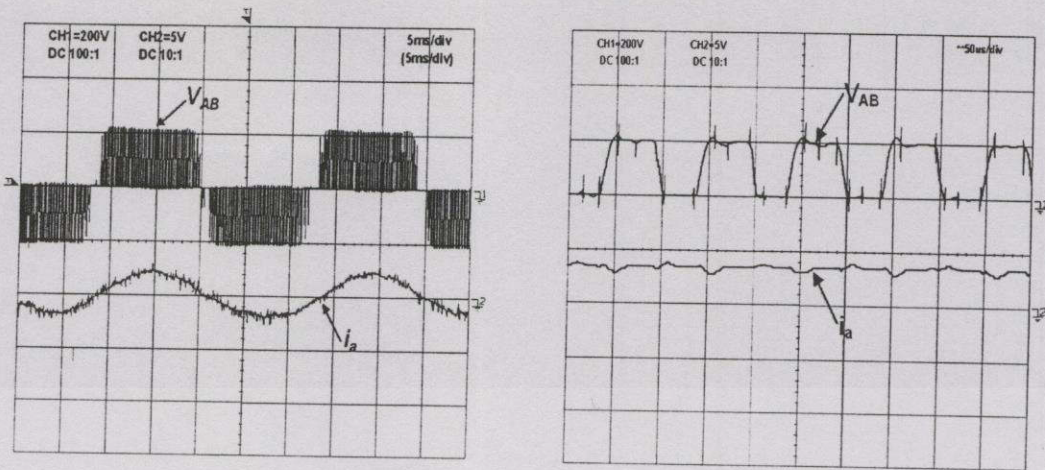
(d)

รูปสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสที่สอดคล้องกับรูป (a) และ (b)

(c) แรงดันระหว่างไลน์  $V_{AB}$  (d) กระแสไลน์  $i_a$

รูปที่ 7.16 แสดงแรงดันและกระแสเอาต์พุตขณะขับเคลื่อนที่ความถี่ 25 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) รูปบน: แรงดันระหว่างไลน์  $V_{AB}$  (200V/div)

(b) ภาพขยายบางส่วนของรูป (a)

รูปล่าง: กระแสไลน์  $i_a$  (5A/div)

รูปบน: แรงดันระหว่างไลน์  $V_{AB}$  (200V/div)

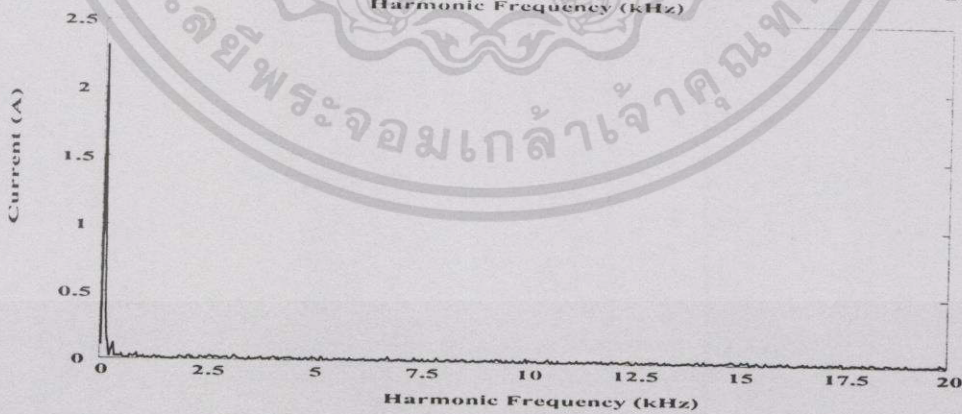
Time Scale: 5ms/div

รูปล่าง: กระแสไลน์  $i_a$  (5A/div)

Time Scale: 50µs/div



(c)



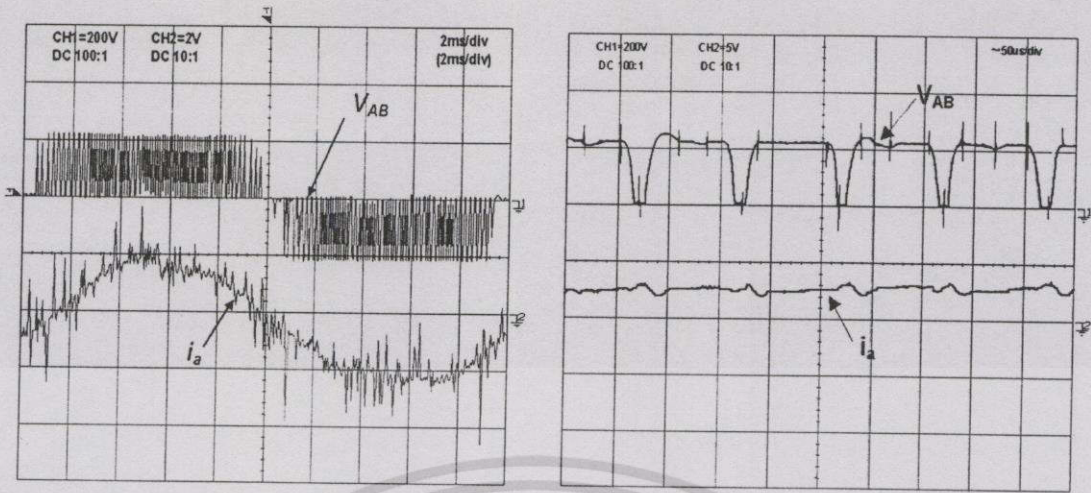
(d)

รูปสเป็คตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสที่สอดคล้องกับรูป (a) และ (b)

(c) แรงดันระหว่างไลน์  $V_{AB}$  (d) กระแสไลน์  $i_a$

รูปที่ 7.17 แสดงแรงดันและกระแสเอาท์พุทขณะขับเคลื่อนที่ความถี่ 40 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) รูปบน: แรงดันระหว่างไลน์  $V_{AB}$  (200V/div)

รูปล่าง: กระแสไลน์  $i_a$  (2A/div)

Time Scale: 2ms/div

(b) ภาพขยายบางส่วนของรูป (a)

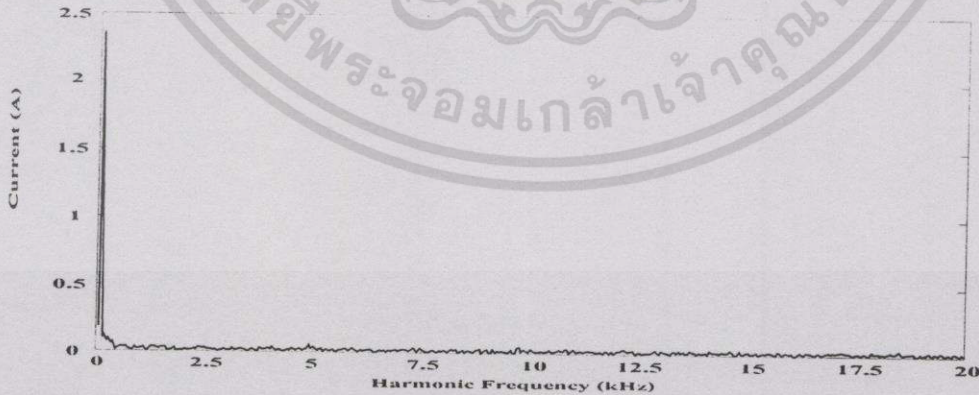
รูปบน: แรงดันระหว่างไลน์  $V_{AB}$  (200V/div)

รูปล่าง: กระแสไลน์  $i_a$  (5A/div)

Time Scale: 50µs/div



(c)



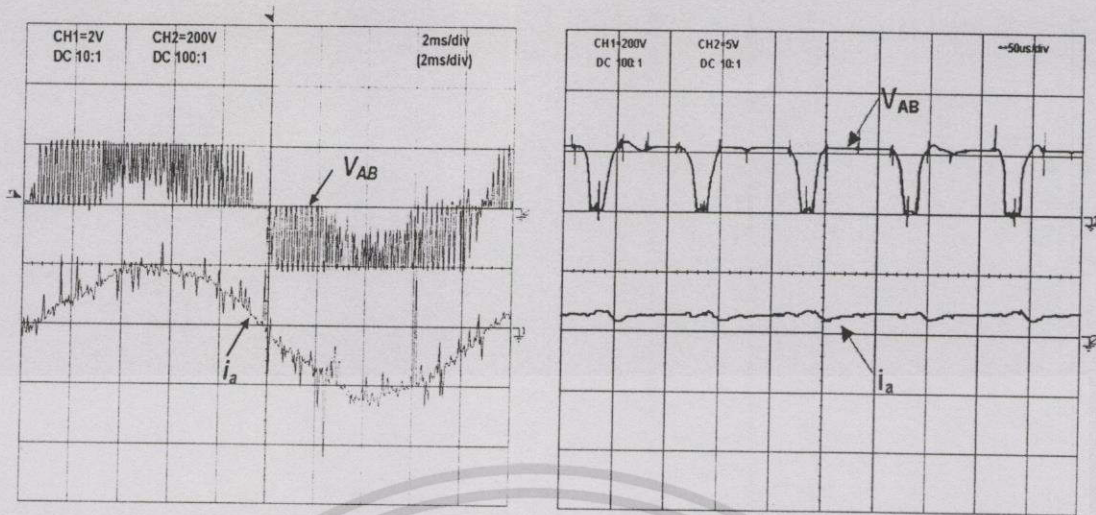
(d)

รูปสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสที่สอดคล้องกับรูป (a) และ (b)

(c) แรงดันระหว่างไลน์  $V_{AB}$  (d) กระแสไลน์  $i_a$

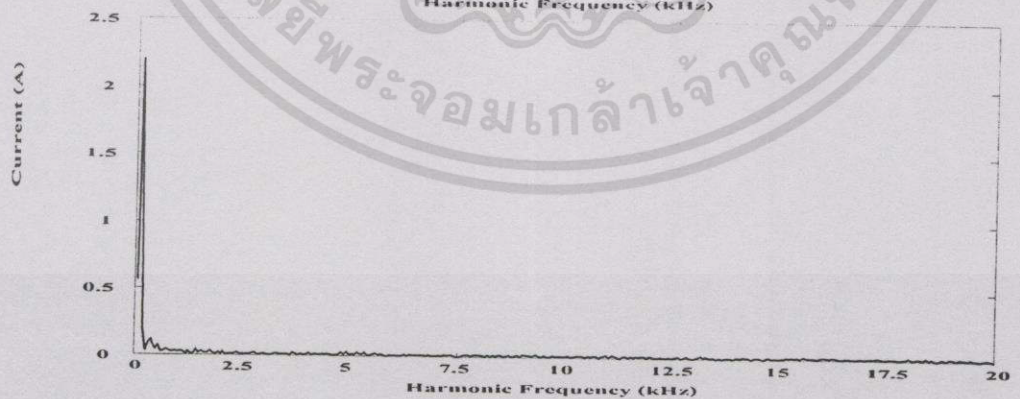
รูปที่ 7.18 แสดงแรงดันและกระแสเอาต์พุตขณะขับเคลื่อนที่ความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) รูปบน: แรงดันระหว่างไลน์  $V_{AB}$  (200V/div)  
รูปล่าง: กระแสไลน์  $i_a$  (2A/div)  
Time Scale: 2ms/div

(b) ภาพขยายบางส่วนของรูป (a)  
รูปบน: แรงดันระหว่างไลน์  $V_{AB}$  (200V/div)  
รูปล่าง: กระแสไลน์  $i_a$  (5A/div)  
Time Scale: 50µs/div

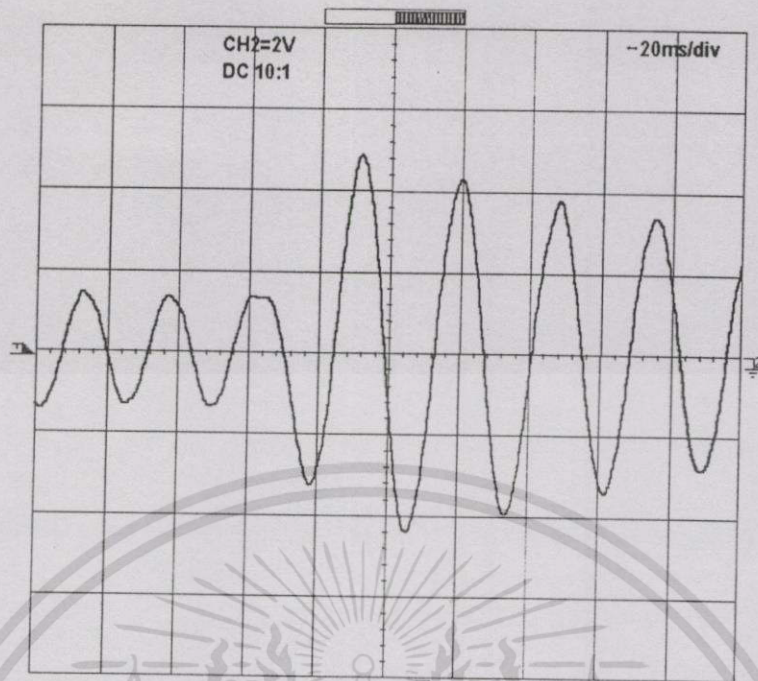


รูปสเป็คตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสที่สอดคล้องกับรูป (a) และ (b)

(c) แรงดันระหว่างไลน์  $V_{AB}$  (d) กระแสไลน์  $i_a$

รูปที่ 7.19 แสดงแรงดันและกระแสเอาท์พุทขณะขับเคลื่อนที่ความถี่ 55 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.20 แสดงกระแสไหลคชณะเปลี่ยนความถี่จาก 50 Hz เป็น 40 Hz

ตามรูปที่ 7.16, 7.17, 7.18, และ 7.19 แสดงให้เห็นถึงแรงดันและกระแสเอาต์พุตขณะทำงานที่ความถี่อินเวอร์เตอร์เป็น 25 Hz, 40 Hz, 50 Hz และ 55 Hz ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าผลเอาต์พุตและสเป็คตราของฮาร์โมนิกส์ ที่ได้ของ PRDCL อินเวอร์เตอร์ มีค่าใกล้เคียงกับผลทางทฤษฎี และฮาร์ตสวิทช์อินเวอร์เตอร์ จึงได้ว่าการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบที่มีวงจร PRDCL ทำงานร่วมจะไม่สร้างผลกระทบ และไม่ทำให้แรงดันกับกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงไป และในรูปที่ 7.20 เป็นผลที่แสดงการทดสอบเพื่อตรวจสอบคุณสมบัติการทำงานใน โหมดรีเจนเนทีฟของอินเวอร์เตอร์ โดยการเปลี่ยนความถี่จาก 50 Hz เป็น 40 Hz จะเห็นได้ว่า PRDCL อินเวอร์เตอร์สามารถทำงานในโหมดนี้ได้เช่นกัน แต่จะสังเกตเห็นได้ว่ากระแสไหลคชณะจะกลับเข้าสู่สถานะคงตัวค่อนข้างช้า ทั้งนี้เพราะพฤติกรรมการทำงานในโหมดนี้จะทำให้แรงดัน  $V_C$  มีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ไดโอด  $D_2$  เทอร์นออน เพื่อคืนพลังงานกลับสู่แหล่งจ่าย  $V_S$  ซึ่งพลังงานนี้ไม่สามารถคืนกลับสู่ซอร์สของระบบไฟฟ้าได้ เนื่องจากถูกปิดกั้นด้วยไดโอดของวงจรเรกติไฟเออร์ จึงทำให้ระดับแรงดัน  $V_S$  มีค่าสูงขึ้น ทั้งนี้ระบบอินเวอร์เตอร์ในงานวิจัยนี้ไม่มีส่วนของวงจรไดนามิกเบรกกิ้ง จึงมีส่วนที่ทำให้ได้ผลการตอบสนองที่ค่อนข้างช้า และไม่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่อินเวอร์เตอร์ได้อย่างรวดเร็วไปมากกว่านี้

## บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

### 8.1 วิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดสอบ อินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดัน ไฟฟ้าเชื่อมโยง กระแสตรง เครื่องต้นแบบที่ได้สร้างขึ้นเพื่อใช้ขับเคลื่อนสามเฟสอินดักชันมอเตอร์ได้ผลเป็นที่น่าพอใจ และให้ผลสอดคล้องกับผลทางทฤษฎีที่ได้จากการวิเคราะห์ คุณสมบัติต่างๆ ที่ได้จากการทดสอบยืนยันได้ว่าเทคนิคซอฟต์แวร์สวิตชิงแบบใช้วงจรถวาย PRDCL สามารถช่วยแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ ที่เกิดขึ้นกับระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานเป็นแบบฮาร์ดสวิตชิงได้จริง และมีคุณสมบัติที่จะนำไปใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้มีการทดสอบคุณสมบัติการทำงาน ของอินเวอร์เตอร์แบบที่มีวงจรรีโซแนนซ์ดังกล่าวนี้กับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้วงจรถวายแบบเบอร์ ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติการทำงานได้ตามตารางที่ 8.1

ตารางที่ 8.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติการทำงาน ของ PRDCL อินเวอร์เตอร์ กับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้วงจรถวายแบบเบอร์

อินเวอร์เตอร์แบบที่มีวงจรถวาย PRDCL	อินเวอร์เตอร์ที่ใช้วงจรถวายแบบเบอร์
1. ลดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิงทั้งขณะเทอร์นออนและเทอร์นออฟลง	1. มีค่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิงเทอร์นออฟลดลง
2. ลดค่าความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้าลง	2. ลดค่าความเครียดทางแรงดันไฟฟ้าลง
3. สามารถลดค่า $dv/dt$ และ $di/dt$ ได้	3. สามารถลดค่า $dv/dt$ ได้
4. มีประสิทธิภาพในการทำงานที่สูงกว่า	4. มีประสิทธิภาพในการทำงานที่ต่ำกว่า
5. จำนวนของวงจรมีเพียงชุดเดียว	5. จำนวนของวงจรมีเท่ากับจำนวนของอุปกรณ์สวิตชิงในวงจรอินเวอร์เตอร์
6. มีค่าการสูญเสียขณะนำกระแสรวมเพิ่มขึ้นซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงตามโหลดและแรงดันดีซี	6. ไม่ค่าการสูญเสียในขณะนำกระแส
7. การที่แรงดันจุดเชื่อมโยงเป็นศูนย์ มีผลทำให้แรงดันเฉลี่ยที่ป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำลง จึงจำเป็นต้องป้อนแรงดันดีซีเพิ่มขึ้น	7. แรงดันดีซีที่ป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่าเดิม

ตารางที่ 8.1 (ต่อ)

อินเวอร์เตอร์แบบที่มีวงจร PRDCL	อินเวอร์เตอร์ที่ใช้วงจรสับเบอร์
8. กรณีที่ต้องการเพิ่มความถี่สวิตซ์สูงขึ้น สามารถกระทำได้โดยคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรใหม่ ซึ่งมีผลทำให้ $L_r$ และ $C_r$ มีขนาดเล็กลง	8. ต้องคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรใหม่ เมื่อมีการเปลี่ยนความถี่ในการสวิตซ์สูงขึ้น
9. ระบบการควบคุมทำงานค่อนข้างยุ่งยากและซับซ้อน	9. ไม่มีระบบควบคุมการทำงาน
10. ต้องมีระบบระบายความร้อนให้กับตัวอุปกรณ์สวิตซ์และไดโอด	10. ต้องระบายความร้อนให้กับตัวต้านทานและไดโอด

เนื่องจากวงจร PRDCL สามารถจำกัดการสูญเสียการสวิตซ์ได้หมดทั้งขณะเทอร์ออนและเทอร์ออฟ ทำให้การสูญเสียเฉลี่ยรวมมีค่าลดลง เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรสับเบอร์ที่ใช้ทดลอง ซึ่งสามารถช่วยลดการสูญเสียขณะเทอร์นออฟเท่านั้น ถึงแม้ว่าลักษณะของวงจรสับเบอร์จะมีแบบที่ช่วยแก้ไขการสูญเสียขณะเทอร์นออนและช่วยลดผลของ  $di/dt$  ได้ เป็นชนิดอนุกรม ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 6.17 (a) แต่วงจร สับเบอร์แบบนี้ไม่นิยมใช้งาน เนื่องจากมีปัญหาสำคัญคือ มีแรงดันตกคร่อมที่ตัวเหนี่ยวนำในขณะเทอร์นออนทำให้แรงดันเอาท์พุทลดลง ในการทำงานกระแสไหลลดจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโดยตรงจึงทำให้ต้องมีขนาดใหญ่ส่งผลให้ราคาแพงขึ้นและเพิ่มพื้นที่ในการติดตั้ง นอกจากนี้การออกแบบจะกระทำได้ยากและจะต้องมีความเหมาะสมกับการใช้งานอย่างมาก มิฉะนั้นแล้วการสูญเสียในวงจรสับเบอร์จะมีค่าสูงและสร้างผลกระทบต่อกับช่วงเทอร์นออฟ ดังนั้นสับเบอร์แบบนี้จึงไม่สามารถใช้งานได้ตามลำพัง และไม่เป็นที่นิยมใช้งาน

ทางด้านขีดจำกัดของความถี่สวิตซ์ที่วงจร PRDCL สามารถทำงานได้ จะพิจารณาได้จากในขณะที่เพิ่มความถี่สวิตซ์ให้สูงขึ้น ทำให้ความถี่รีโซแนนซ์มีค่าเพิ่มขึ้นตามสมการที่ 4.29 ส่งผลให้คาบเวลาของการทำงานแต่ละโหมคสั้นลงตามสมการที่ 4.7, 4.10, 4.18 และ 4.22 โดยค่าเวลานี้เป็นตัวกำหนดเวลาในการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์แต่ละตัว จะมีค่าน้อยลงตาม ซึ่งอาจจะทำให้อุปกรณ์สวิตซ์ทำงานไม่ทันและไม่สามารถควบคุมการทำงานให้ถูกต้องเป็นไปตามโหมคการทำงานต่างๆ ได้ ส่งผลให้วงจร PRDCL มีการทำงานที่ไม่สมบูรณ์แบบเกิดขึ้น แต่อย่างไรก็ตามจะมีข้อดีคือ ตัวเหนี่ยวนำ  $L_r$  และตัวเก็บประจุ  $C_r$  มีค่าน้อยลง ทำให้ขนาดและน้ำหนักมีขนาดเล็กลง ดังนั้นในกรณีนี้การพิจารณาสำหรับเพิ่มความถี่สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ให้สูงขึ้นจึงต้องคำนึงถึงคุณสมบัติในการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ในวงจร PRDCL ที่ถูกเลือกนำมาใช้งานเป็นหลัก

## 8.2 สรุป

การวิจัยนี้ ได้ศึกษาพฤติกรรมและคุณสมบัติเทคนิครีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อม โยงกระแสตรง เพื่อนำมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับ พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ชนิดโวลเตจซอร์สในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยในขั้นแรกได้ศึกษาและวิเคราะห์ผลทางทฤษฎีของเทคนิค เพื่อออกแบบ แล้วมีการตรวจสอบด้วยการทดลอง ซึ่งปรากฏว่าให้ผลสอดคล้องกัน โดยเทคนิครีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อม โยงกระแสตรงที่นำเสนอมีคุณสมบัติดังนี้

1. เป็นวงจรช่วยที่ทำให้ระบบอินเวอร์เตอร์ทำงานเป็นแบบซอฟท์สวิตชิง ซึ่งสามารถลดขีดจำกัดของการทำงานที่ความถี่สูงในด้านการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิง ความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในตัวอุปกรณ์สวิตชิงของอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานเป็นแบบฮาร์ดสวิตชิงลงได้ ทำให้ระบบอินเวอร์เตอร์มีความน่าเชื่อถือ การให้ความไว้วางใจ สมรรถนะและประสิทธิภาพในการทำงานดีขึ้น
2. ลดวงจรสับเบอร์ลง สามารถลดการสูญเสียได้ทั้งช่วงเทอร์นอนและเทอร์นออฟ
3. วงจร PRDCL ที่นำเสนอนี้การทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงจะเทอร์นอนและเทอร์นออฟภายใต้สภาวะที่แรงดันหรือกระแสศูนย์ทุกตัว โดยมีค่าพิกัดแรงดันทำงานไม่เกินแหล่งจ่าย
4. สามารถทำงานได้กับอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแบบ พี คับบลิว เอ็ม ได้เป็นอย่างดี และระบบการควบคุมการทำงานของวงจร PRDCL กับอินเวอร์เตอร์จะอิสระต่อกัน รวมทั้งไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจรกิจจ์ของอินเวอร์เตอร์ด้วย
5. เมื่อนำมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถทำงานได้ตามเงื่อนไขต่างๆ ของระบบขับเคลื่อนได้เป็นอย่างดี

จากผลสรุปทั้งหมดที่กล่าวมา แสดงให้เห็นว่าเทคนิคซอฟท์สวิตชิงแบบวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อม โยงกระแสตรง มีคุณสมบัติเหมาะสมที่จะนำไปใช้ และพัฒนาสำหรับงานขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อไป

## 8.3 ข้อควรปรับปรุงและเสนอแนะ

วงจร PRDCL ที่นำเสนอนี้ยังมีข้อเสียบางอย่าง คือ มีค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการนำกระแสอยู่่มาก ซึ่งการแก้ไขปัญหานั้นสามารถทำได้โดยการเลือกอุปกรณ์สวิตชิงให้มีค่า  $R_{on}$  ต่ำๆ และออกแบบในส่วนวงจรรีโซแนนซ์ให้มีการสะสมพลังงานน้อยที่สุด และการลดจำนวนครั้งในการทำงานของวงจร PRDCL ลงจะสามารถช่วยลดการสูญเสียในส่วนนี้ลงได้ ซึ่งต้องมีการพัฒนารูปแบบของ พี คับบลิว เอ็ม ให้เหมาะสมกับการทำงานของวงจร นอกจากนี้อาจจะสามารถใช้หลักการทำงานและการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเดียวกันนี้ ปรับปรุงวงจร PRDCL โดยลดจำนวนของอุปกรณ์ที่ใช้ควบคุมลง ที่อาจเป็นอีกทางเลือกหนึ่งของแนวทางพัฒนาต่อไป

ในระบบควบคุมการทำงานที่ค่อนข้างความยุ่งยาก ซับซ้อน และใช้เทคนิคแบบอนาล็อก มีผลให้วงจรค่อนข้างใหญ่ และมีปัญหาที่เกิดจากมีสัญญาณภายนอกเข้ามารบกวนวงจรได้ง่าย จึงทำให้เป็นอุปสรรคสำหรับงานวิจัยนี้ที่ไม่สามารถควบคุมให้ระบบอินเวอร์เตอร์ทำงานที่พิกัดของมอเตอร์ได้ ดังนั้นการแก้ไขปัญหานี้สามารถทำได้โดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบดิจิทัล เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์มาประมวลผล และสร้างแพทเทอร์นในการควบคุมต่าง ๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Bimal K.Bose. "Adjustable Speed AC Drives A Technology Status Review." Proc.IEEE, vol.70, no.2, Feb,1982. pp. 116-135.
- [2] J.G. Cho., H.S. Kim. and G.H. Cho. "Novel Soft Switching PWM Converter using A New Parallel Resonant DC – Link." IEEE - PESC., 1991. pp. 241 – 247.
- [3] วิจิตร กิมเรศ. "สามเฟส เกล็ดำมีอดคูเลต พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2534.
- [4] N. Mohan., T.M. Underland. and W.P. Robbins. **Power Electronics : Converters, Applications and Design.** 2 nd Ed. New York: John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [5] N. Mapham. "An SCR Converter with good regulation and sin – wave output." IEEE Trans. Ind. Gen. Applicat., vol. IGA – 3, Mar./April, 1967. pp.176-187.
- [6] R.L. Steigerwald and K.D.T. Ngo. "Full bridge lossless switching converter." U.S. Patent 4864479, Sept. 5, 1989.
- [7] J.G. Kassakian., "A new current mode sine wave inverter." IEEE trans. Ind. Applicat., vol. IA – 18, May./June, 1982. pp 273 – 278.
- [8] D.M. Divan. and G.Skibinski. "Zero switching loss converter for high power applications." In Conf. Rec. IEEE – IAS Annu. Meeting., 1987. pp. 627-634.
- [9] D.M. Divan., G.Venkataramanan and R.De Doncker. "Design methodologies for soft switching converters." In Conf. Rec. IEEE – IAS Annu. Meeting., 1989. pp. 758-766.
- [10] W.Mcmurray. "Resonant snubber with auxiliary switches." In Conf. Rec. IEEE – IAS Annu. Meeting., 1989. pp. 830-834.
- [11] S.Yamamoto, H. Hayasaka and K. Matsuse. "Analysis of series – resonant AC link inverter for improving output current." IEEE – PESC'94., 1994. pp. 965-969.
- [12] D.M. Divan. "The resonant DC link converter – A new concept in static power converter." IEEE Tran. Ind. Applicat., vol. 25, Mar./Apr, 1989. pp 317-325.
- [13] G. Venkataramanan and D.M. Divan. "Pulse width modulation with resonant dc link converters." IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, Jan./Feb, 1993. pp 113-120.
- [14] J.He and N.Mohan. "Parallel resonant dc link circuit – A noval zero switching loss topology with minimum voltage stresses." IEEE PESC'89., 1989. pp 1006 – 1012

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [15] G. Venkataramanan and D.M. Divan. "Control of Pulse width modulated resonant DC link inverter." IEEE - IAS Annu. Meeting., 1992. pp 737 – 743.
- [16] J.S. Lai and B.K. Bose. "High frequency quasiresonant DC voltage notching inverter for AC motor drives." IEEE – IAS Annu. Meeting., 1990. pp. 1202 – 1207.
- [17] S. Chen and T.A. Lipo. "Soft – switched inverter for electric vehicle drives." IEEE Applied Power Electronics Conf., 1995. pp. 586 – 591.
- [18] V.G. Agelidis, P.D. Ziogas and G. Joos. "An optimum modulation strategy for a novel "notch" commutated 3 – PWM inverter." IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30., Jan./Feb. 1994. pp. 52 – 61.
- [19] Y.Murai and T.A. Lipo. " High frequency series resonant DC link power conversion. " IEEE – IAS Annu. Meeting., 1988. pp. 772 -779.
- [20] Y.Murai, H.Nakamura, T.A. Lipo and M.T.Aydemir. " Pulse – split concept in series resonant Dc link power conversion for induction motor drives. " IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30., Jan./Feb. 1994. pp. 41 – 51.
- [21] E.da Silva, G. Ledwich, M.T. Aydemir and T.A. Lipo. " Pulse width modulated series resonant converter. " IEEE – IAS Annu. Meeting., 1992 .pp. 744-749.
- [22] H.Nakamura, Y.Murai and T.A. Lipo. " Quasi current resonant DC link AC/AC converter. " IEEE – PESC'93., 1993. pp. 279-284.
- [23] E.R.C. da Silva. " Notching current source AC/AC converter for soft switched PWM. " IEEE – IAS Annu. Meeting., 1994. pp. 1001-1007.
- [24] E.R. da Silva, S.G. Abeyratne and Y. Murai. " PWM series resonant DC link converter with current peak limiting using a saturable core. " Electron. Lett., vol. 32, no.3, Feb. 1996. pp. 145 –146.
- [25] D.M.Divan, L.Malesani, P. Tenti and V.Toigo. " A synchronized resonant DC link converter for soft – switched PWM. " IEEE Trans. Ind. Applicat., vol 29, no.5, Sep/Oct. 1993. pp.940 – 947.
- [26] L. Malesani, P. Tenti, P. Tomasin and V. Toigo. " High efficiency quasi – resonant Dc - link three phase inverter for full – rang PWM." IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, no.1, Jan/Feb. 1995. pp 141 – 148.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [27] ยงยุทธ นารายณ์, วุฒิ อาทิตย์กุล และ วิจิตร กิณเรศ. “ PWM induction motor drive using parallel processing transputers. ” วรสาร สจร., ปีที่ 17, ฉบับที่ 2, ธันวาคม 2537. หน้า 119 – 129.
- [28] Van Der Brock et al. “Analysis and realization of pulsewidth based on voltage space vectors.” IEEE Trans. on Industry Applications. vol. 24, no.1, Jan/Feb. 1988 pp. 142 – 150.
- [29] DS80C320 High – Speed Micro, High – Speed Microcontroller Data Book, Dallas Semiconductor 1995, pp.174 – 205.
- [30] 8253 Programmable Interval Timer, Intel Data Sheet, Inter Corporation 1986, pp. 2-14/2-24.



## ภาคผนวก ก

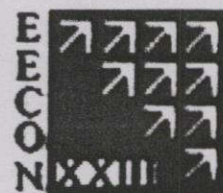
ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาปริญญาโทที่ได้รับการเผยแพร่เป็นการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23 (EECON - 23) ระหว่างวันที่ 23 - 24 พฤศจิกายน 2543 มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ ณ โรงแรม คีเอ็มเพรส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การประชุมวิชาการ  
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23



23<sup>rd</sup> Electrical Engineering Conference

(EECON-23)

วันที่ 23 - 24 พฤศจิกายน 2543

โรงแรมดิเอ็มเพรส เชียงใหม่

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

30th Anniversary

Faculty of Engineering, Chiang Mai University

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การวิเคราะห์ และออกแบบ วงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง สำหรับ สามเฟส พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

## Analysis and Design of a Parallel Resonant dc link circuit for PWM Inverter fed 3 $\phi$ Induction Motors

A53

ชัยทัต มณีอินทร์ วิจิตร กิณเรศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

โทร (02) 326-6052 Ext.3058 โทรสาร 326-7338 E-mail: kkwijit@kmitl.ac.th

### บทคัดย่อ

บทความนี้ ได้นำเสนอ การศึกษา วิเคราะห์ และ ออกแบบ วงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อม โยงกระแสตรง ที่ได้นำมาประยุกต์ใช้งานกับ สามเฟส พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ที่มีความถี่สวิตซ์ของพี ดับบลิว เอ็ม 5 kHz เพื่อประโยชน์สำหรับการลดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตซ์ โดยใช้วิธีการทำงานเป็นแบบสวิตซ์นุ่มนวล ผลการทดลองจะเป็นการทดสอบการทำงานในขั้นแรกของวงจรที่ได้ออกแบบและสร้าง นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานของอินเวอร์เตอร์ทำงานแบบฮาร์ดสวิตซ์ซึ่งเป็นแบบทั่วไปที่นิยมกัน กับ อินเวอร์เตอร์ทำงานแบบสวิตซ์นุ่มนวล ซึ่งผลการทดลองให้ผลเป็นที่น่าพอใจ

**คำสำคัญ :** การสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์, สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์, รีโซแนนซ์, รีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง, พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์

### Abstract

In This paper, study, analysis and design of a parallel resonant dc link circuit for applications of 3 $\phi$  PWM inverter fed induction motors with PWM switching frequency of 5 kHz are given. The use of a proposed technique is a reduction in switching losses by means of a soft switching technique. The results are given for an initial stage of investigating proposed circuit operation. Moreover, a comparison of inverter performance between a popular hard switching technique and a soft switching technique has been performed. The experimental results appear satisfactory.

**Keywords:** Switching Losses, Zero Voltage Switching, Resonant, A Parallel Resonant DC-Link, PWM inverter

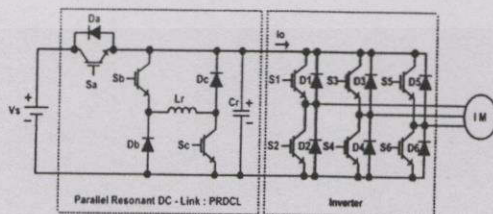
### 1. บทนำ

ในปัจจุบันอุปกรณ์ที่ใช้หลักการสวิตซ์ซึ่งเป็นที่นิยมกันอย่างแพร่หลาย ได้แก่ อินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ (AC drives) แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง (UPS) ฯลฯ อุปกรณ์เหล่านี้ได้ออกแบบ

ให้ทำงานที่ความถี่สวิตซ์สูง ๆ เพื่อปรับปรุงสมรรถนะ ประสิทธิภาพการทำงานให้ดีขึ้น และโดยส่วนใหญ่อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งได้ออกแบบให้มีการทำงานแบบฮาร์ดสวิตซ์ (Hard switching) ซึ่งในการทำงานแบบนี้มีข้อจำกัดทางด้าน การสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตซ์ (Switching losses) ที่แปรผันตรงกับความถี่สวิตซ์ มีผลทำให้ต้องเลือกพิกัดกำลังของอุปกรณ์สวิตซ์ให้สูงขึ้น และทำให้อุปกรณ์สวิตซ์เกิดความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า (Voltage and Current Stresses) เพิ่มขึ้นตาม ดังนั้นทำให้ความเชื่อถือในการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ลดลง เนื่องมาจากการสูญเสียดังกล่าวจะแปรอยู่ในรูปพลังงานความร้อนที่เพิ่มขึ้น จนทำให้อุปกรณ์สวิตซ์เกิดความเสียหายได้ในที่สุด [1]

จากปัญหาดังกล่าวข้างต้น ได้มีการคิดค้นวิจัยเทคนิคต่าง ๆ เพื่อลดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตซ์ ซึ่งมียุทธวิธีด้วยกันสองเทคนิคใหญ่ ๆ คือ เทคนิคสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switching : ZVS) และ เทคนิคสวิตซ์ที่กระแสศูนย์ (Zero Current Switching : ZCS) [1] ดังนั้นถ้านำเทคนิคดังกล่าวมาทำงานร่วมกับวงจรหลักของอุปกรณ์ที่ใช้หลักการสวิตซ์ จะสามารถเพิ่มการทำงานที่ความถี่สวิตซ์สูง โดยลดการสูญเสียและความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้าลงได้

ในบทความวิจัยนี้ ได้นำเสนอเทคนิคการ สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ โดยใช้วงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรง (Parallel Resonant DC-Link : PRDCL) [2-3] ซึ่งจะมีการวิเคราะห์ ออกแบบ และทดสอบการทำงานขั้นต้น เพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับ สามเฟส พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ (PWM Inverter) สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังแสดงวงจรการทำงานในรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วย L-C รีโซแนนซ์ คือ L<sub>r</sub> และ C<sub>r</sub> และอุปกรณ์ สวิตซ์ 6 ตัว ต่ออยู่ระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง, V<sub>s</sub> กับ ชุดอินเวอร์เตอร์



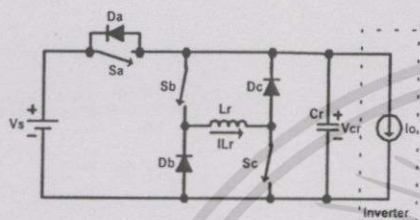
รูปที่ 1 วงจร PRDCL ที่ต่ออยู่กับชุดอินเวอร์เตอร์

2. ทฤษฎี การวิเคราะห์การทำงานเบื้องต้น

การวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจร PRDCL จะสมมุติให้

- ชุดอินเวอร์เตอร์แทนด้วยแหล่งจ่ายกระแสแบบคงที่  $I_o$
- ขดลวดเหนี่ยวนำ  $L_r$  มีค่าน้อยกว่าอินดักแตนซ์ของโหลด
- ชุดแหล่งจ่ายไฟตรง  $V_c$  ไม่มีรีปเปล
- อุปกรณ์สวิตซ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ

ดังนั้นจากรูปที่ 1 สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 วงจรสมมูลของ PRDCL สำหรับการวิเคราะห์การทำงาน

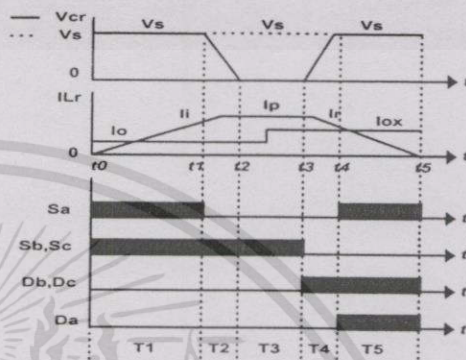
2.1 หลักการทำงานขณะเกิดรีโซแนนซ์

การวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจร PRDCL จะเริ่มต้นที่  $t = t_0$  ซึ่งเป็นการทำงานที่สภาวะคงตัว (Steady State) โดยสถานะนี้ Sa ทำงาน และ Sb, Sc ไม่ทำงาน และกระแสที่ไหลเข้าอินเวอร์เตอร์เป็น  $I_o$

ในรูปที่ 3 จะแสดงถึงการทำงานของวงจร PRDCL และไดอะแกรมเวลาการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์แต่ละตัว ในสภาวะเกิดรีโซแนนซ์ อธิบายได้ว่า ที่เวลา  $t_0$  อุปกรณ์สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ทุกตัวต้องการเปลี่ยนสถานะการทำงาน ดังนั้น Sb และ Sc จะนำกระแส จึงทำให้มีกระแสไหลผ่านขดลวด  $L_r$  เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นจนถึงระดับ  $I_o$  ณ ที่เวลา  $t_1$  ซึ่งกระแสนี้เป็นกระแสเริ่มต้นที่จะสะสมพลังงานให้กับ  $L_r$  และต้องมีค่าเพียงพอที่จะทำให้การเกิดรีโซแนนซ์สมบูรณ์แบบคาบสมุทรในตารางที่ 1 ภาคผนวก ณ ที่เวลา  $t_1$  เมื่อ  $i_L = I_o$  แล้ว Sa จะหยุดทำงานจึงทำให้แรงดัน  $V_c$  ลดลงเป็นศูนย์ ณ ที่เวลา  $t_2$  เนื่องจากจ่ายพลังงานให้กับ  $L_r$  จนหมด ดังนั้นในเวลานี้กระแสใน  $L_r$  จะเพิ่มขึ้นไปถึงระดับ  $I_o$  ซึ่งเป็นกระแสสูงสุดที่ไหลใน  $L_r$  จากเวลา  $t_1$  ถึง  $t_2$  เป็นช่วงที่  $V_c$  เป็นศูนย์ และกระแสใน  $L_r$  เป็น  $I_o$  ที่ช่วงเวลานี้ อุปกรณ์สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนสถานะการทำงาน และทำให้กระแสที่ไหลเข้าอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนมาเป็นกระแสใหม่  $I_{o1}$  เมื่ออุปกรณ์สวิตซ์เปลี่ยนสถานะการทำงานเสร็จที่เวลา  $t_2$  Sb และ Sc จะหยุดทำงาน ซึ่งทำให้พลังงานที่สะสมใน  $L_r$  ส่งผ่านทาง ไดโอด Db, Dc จ่ายพลังงานคืนกลับให้ C, ซึ่งแรงดันใน C จะเพิ่มขึ้นจนถึงระดับแรงดัน  $V_c$  ณ ที่เวลา  $t_3$  และกระแสที่ไหลใน  $L_r$  จะมีค่าลดลงจนถึงระดับ  $I_o$  และที่เวลา  $t_4$  Sa จะกลับมาทำงานอีกครั้งส่วนกระแสใน  $L_r$  จะไหลคืนกลับเรื่อย ๆ จนลดลงเป็นศูนย์ ณ ที่เวลา  $t_5$  และถ้าแรงดันที่ C มีค่ามากกว่า  $V_c$  ไดโอด Da จะนำกระแสเพื่อรักษาระดับแรงดันทั้งสองให้เท่ากัน การทำงานทั้งหมดข้างต้น เรียกว่าการ

รีโซแนนซ์ และการทำงานจะเกิดขึ้นซ้ำทุกครั้งเมื่ออุปกรณ์สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ต้องการเปลี่ยนสถานะการทำงาน

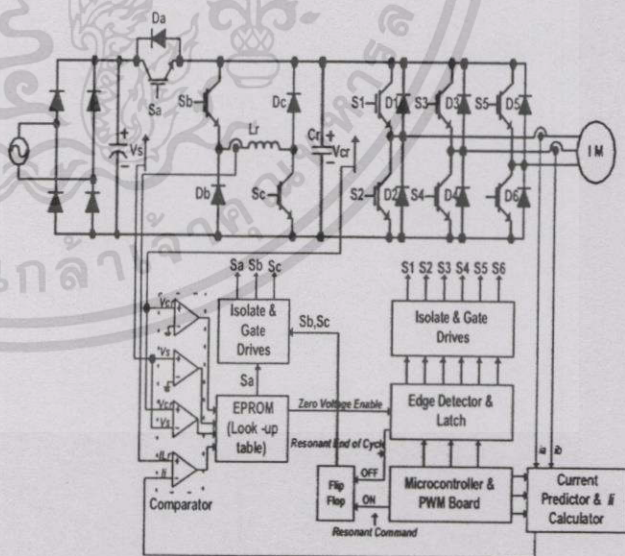
จากการทำงานที่กล่าวมาข้างต้นสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ของเวลาการทำงาน ( $T_1, T_2, T_3, T_4$  และ  $T_5$ ) ในแต่ละช่วงเวลา และแสดงไว้ในภาคผนวก



รูปที่ 3 ความสัมพันธ์การทำงาน ของรูปคลื่นแรงดัน  $V_c$  กับ กระแส  $i_L$  และ ไดอะแกรมเวลาการทำงานของ Sa, Sb, Sc, Da, Db และ Dc

3. วงจรควบคุมการทำงาน

ในการควบคุมการทำงานต้องควบคุมการทำงานของ พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ให้ทำงานสัมพันธ์กับชุด PRDCL เพื่อให้เกิดรีโซแนนซ์ตรงกับที่อุปกรณ์สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนสถานะการทำงาน วงจรควบคุมแสดงไว้ในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4



รูปที่ 4 บล็อกไดอะแกรมวงจรควบคุมการทำงานของชุด PRDCL กับชุด พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงาน ที่ประกอบด้วย ส่วนที่สร้าง พี คับบลิว เอ็ม สำหรับควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์ โดยใช้ ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เป็นส่วนคำนวณ และสร้างรูปแบบ พี คับบลิว เอ็ม ซึ่งรูปแบบ พี คับบลิว เอ็ม ที่สร้างจะเป็นชนิดสเปซเวกเตอร์ (Space Vector) แบบอะซิงโครโนส และสร้างที่ความถี่สวิชชิ่งโดยประมาณ 5 kHz สำหรับการควบคุมวงจร PRDCL คือ Sa, Sb และ Sc ที่ต้องทำงานสัมพันธ์กับ ชุด พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ โดยต้องมีการคำนวณค่ากระแสเริ่มต้นที่ไหลใน  $I_r$  ให้ถูกต้อง ซึ่งในส่วนนี้ได้มาจาก ชุดการทำงานกระแส และ คำนวณหากระแส  $I_r$  ที่คำนวณได้จากกระแส โหลดย้อนกลับ และใช้กระแส  $I_r$  ที่คำนวณได้เป็นกระแสอ้างอิง เปรียบเทียบกับกระแส  $i_r$  จริงที่ป้อนกลับ การทำงานเริ่มต้นด้วย Sa ทำงานก่อน เมื่ออุปกรณ์สวิชชิ่งของอินเวอร์เตอร์ต้องการเปลี่ยนสถานะการทำงาน ไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะส่งสัญญาณเพื่อมาควบคุม Sb และ Sc ให้ทำงาน หลังจากนั้นชุดคอมพิวเตอร์จะตรวจสอบความถี่ของกระแส  $i_r$  กับกระแส  $I_r$  แล้วส่งสัญญาณไปที่ EPROM ที่เก็บค่าการทำงาน ของ Sa และตั้งให้ Sa หยุดทำงาน ซึ่งช่วงนี้  $V_{ce}$  จะลดลง หลังจากนั้นจะ ตรวจจับ แรงดัน  $V_{ce}$  เท่ากับศูนย์ ถ้าเท่ากับศูนย์ ก็จะส่งสัญญาณ Zero Voltage Enable ไปให้อุปกรณ์สวิชชิ่งของ พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ เปลี่ยนสถานะการทำงาน หลังจากนั้น Sb และ Sc หยุดการทำงาน พร้อมทั้งตั้งให้ Sa ทำงานต่อเมื่อตรวจสอบแล้วพบว่าแรงดัน  $V_{ce}$  เท่ากับ  $V_{ce}$  โดยผลการทดสอบการควบคุมการทำงานจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

4. การทดลองและผลการทดลอง

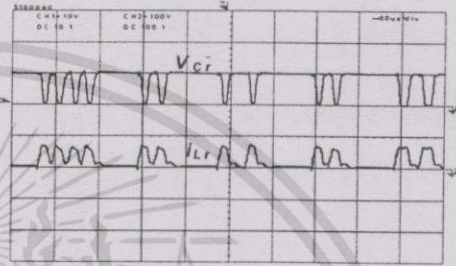
การทดลองเพื่อเปรียบเทียบการทำงานของวงจร อินเวอร์เตอร์ ทำงานแบบฮาร์ดสวิชชิ่ง กับอินเวอร์เตอร์ที่มีชุด PRDCL ได้สร้างชุด พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส ที่ความถี่สวิชชิ่ง 5 kHz ใช้ IGBT 1200V, 45 A เป็นอุปกรณ์สวิชชิ่ง สำหรับชุด L-C รีโซแนนซ์ ของวงจร PRDCL ได้ใช้  $L_r = 60 \mu H$  และ  $C_r = 0.11 \mu F$  ซึ่งมีค่าความถี่ รีโซแนนซ์ 62 kHz สมการที่ (1) ทดสอบกับโหลดมอเตอร์สามเฟส ขนาด 1 แรงม้า ต่อแบบเดลต้า ซึ่งการทดสอบได้แบ่งเป็นสองขั้นตอน การทดสอบดังนี้

4.1. ทดสอบการทำงานของวงจร PRDCL

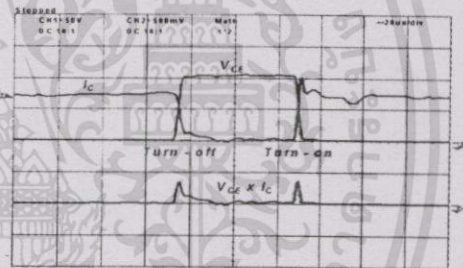
การทดสอบการทำงานของวงจร PRDCL ได้จากการพิจารณา รูปคลื่นแรงดัน  $V_{ce}$  กับกระแส  $i_r$  ขณะที่เกิดรีโซแนนซ์ให้เป็นตามการวิเคราะห์การทำงานข้างต้นดังแสดงในรูปที่ 5

ในรูปที่ 5 แสดงรูปคลื่นที่ได้จากการทดสอบการทำงานวงจร PRDCL โดยทดสอบที่แรงดัน  $V_r = 100 V$ ,  $m_r = 1.0$ . ความถี่พินคาเมนทอล 50 Hz ทดสอบกับโหลดมอเตอร์ทำงานภาระเบา จะเห็นได้ว่า ในช่วงที่เกิดรีโซแนนซ์แรงดัน  $V_{ce}$  มีค่าเป็นศูนย์ และกระแส  $i_r$  เป็น  $I_r$  ที่  $V_{ce}$  เท่ากับศูนย์นี้ อุปกรณ์สวิชชิ่งของอินเวอร์เตอร์ทำการเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยไม่มีการสูญเสียเกิดขึ้น ซึ่งตรวจสอบได้จากรูปที่ 6 ที่แสดงถึง

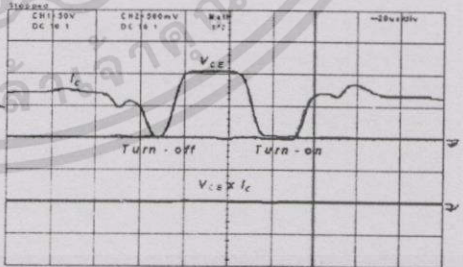
แรงดันคร่อม  $V_{ce}$  กับ กระแส  $I_c$  ที่ IGBT ของอินเวอร์เตอร์ขณะ Turn-off และ Turn-on ในรูป 6 (ก) เป็นของอินเวอร์เตอร์ทำงานแบบฮาร์ดสวิชชิ่ง ส่วนรูป 6 (ข) เป็นของอินเวอร์เตอร์ที่มีชุด PRDCL ในรูปด้านล่างของทั้งสองรูปจะแสดงถึงการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิชชิ่งที่เกิดขึ้น ที่ได้จาก  $V_{ce} \times I_c$  เห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่มีชุด PRDCL มีการสูญเสียจากการสวิชชิ่งต่ำกว่า อินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิชชิ่ง เพราะเกิดจากการทำงานของวงจร PRDCL ตามรูปที่ 5 ซึ่งเรียกว่าเป็นการทำงานแบบสวิชชิ่งนุ่มนวล (Soft Switching)



รูปที่ 5 รูปคลื่นของ  $V_{ce}$  กับ  $i_r$  ที่ได้จากการทดลอง (50us/div)  
รูปบน : แรงดัน  $V_{ce}$  (100v/div) รูปล่าง : กระแส  $i_r$  (10A/div)



(ก) อินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิชชิ่ง (20 us/div)  
รูปบน:แรงดัน  $V_{ce}$  (50v/div) กระแส  $I_c$  (0.5 A/div)  
รูปล่าง : การสูญเสียอันเนื่องมาจากสวิชชิ่ง  $V_{ce} \times I_c$



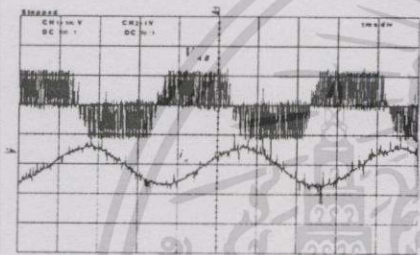
(ข) อินเวอร์เตอร์แบบ PRDCL (20 us/div)  
รูปบน : แรงดัน  $V_{ce}$  (50v/div) กระแส  $I_c$  (0.5 A/div)  
รูปล่าง : การสูญเสียอันเนื่องมาจากสวิชชิ่ง  $V_{ce} \times I_c$

รูปที่ 6 แรงดัน  $V_{ce}$  และ กระแส  $I_c$  ที่ IGBT ขณะ Turn-on และ Turn-off สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่มีเทคนิคการสวิชชิ่งแบบฮาร์ด และนุ่มนวล

4.2 ทดสอบผลการทำงานด้านเอาพุท

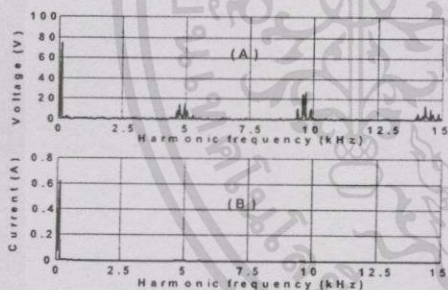
ในรูป 7 (ก) แสดงรูปคลื่นแรงดันกับกระแสเอาพุท และ รูปที่ 7 (ข) แสดงสเปกตรัมของแรงดันกับกระแสเอาพุท ขณะทดสอบที่ แรงดัน  $V_s = 100\text{ V}$ ,  $m_s = 1.0$ , ความถี่พินคาเมนทอล 50 Hz และทดสอบกับ โหลดมอเตอร์ทำงานภาระเบาของอินเวอร์เตอร์แบบ PRDCL

การทดสอบจะแสดงให้เห็นถึงผลที่ได้ทางเอาพุทของ กระแส และแรงดัน เพื่อพิจารณาผลของการผิดเพี้ยนของสเปกตรัมทั้งกระแส และแรงดัน จากรูปสเปกตรัมจะเห็นได้ว่าการกระจายของกลุ่มฮาร์โมนิกสเปกตรัมและแรงดันของอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะเหมือนเดิม แสดงว่าการทำงานของวงจร PRDCL ไม่มีผลกระทบต่อทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาพุทไปจากเดิม เป็นการยืนยันว่าวงจรที่ได้ออกแบบไว้ทำงานได้ถูกต้อง ซึ่งให้ผลเป็นที่น่าพอใจ



(ก) รูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาพุท (5ms/div)

รูปบน : แรงดัน  $V_{AB}$  (100V/div) รูปล่าง : กระแสโหลด  $i_o$  (1A/div)



(ข) รูปสเปกตรัมแรงดันและกระแสที่สอดคล้องกับรูป ก

(A) แรงดัน  $V_{AB}$  (B) กระแสโหลด  $i_o$

รูปที่ 7 รูปคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาพุท ของอินเวอร์เตอร์แบบ PRDCL

5.สรุป

การทำงานของวงจร PRDCL สามารถลดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์ได้จริง และไม่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส และแรงดัน ดังนั้นจึงสามารถที่จะนำมาเป็นอินเวอร์เตอร์ที่มีการสูญเสียต่ำเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ แต่ในการตรวจสอบขั้นต้นของงานวิจัยนี้ วงจร PRDCL ต้องการอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งที่พิกัดกำลังค่อนข้างสูง เพราะมีค่าความเครียดทางแรงดัน ไฟฟ้าสูง เนื่องจาก ที่ ดับบลิว เอ็ม ที่

ออกแบบไม่รองรับการทำงานของวงจรนี้ จึงไม่สามารถทำงานที่พิกัดกำลังของมอเตอร์ได้ จะต้องมีการพัฒนาต่อไป ในบทความนี้เป็นขั้นต้นของการศึกษา การทำงาน และออกแบบวงจร PRDCL เพื่อจะพัฒนาวงจรให้สามารถทำงานร่วมกับสามเฟส ที่ ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ทำงานที่ความถี่สวิตช์สูง สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยปราศจากการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์ ในงานวิจัยต่อไปจะเป็นการประเมินค่าการสูญเสีย และประสิทธิภาพของระบบที่มีการทำงานร่วมกัน

ภาคผนวก

จากการวิเคราะห์การทำงานเบื้องต้น สามารถสรุปเวลาในการทำงาน ในแต่ละช่วงเวลาได้เป็น

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \tag{1}$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \tag{2}$$

ตารางที่ 1 เวลาการทำงาน และกระแสโหลดใน  $L_r$  ในแต่ละช่วงเวลา

ช่วงเวลา	เวลาการทำงาน	กระแสในขดลวดเหนี่ยวนำรีโชนแนช ( $L_r$ )
$[t_0 \sim t_1]$	$T_1 = \frac{L_r I_o}{V_s}$	$I_o \sqrt{\left(\frac{V_s}{Z_r} + I_{ox}\right)^2 - \left(\frac{V_s}{Z_r}\right)^2} - I_{ox}$
$[t_1 \sim t_2]$	$T_2 = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \left( \frac{V_s / Z_r}{I_o + I_{ox}} \right)$	$I_p = \sqrt{\left(I_o + I_{ox}\right)^2 + \left(\frac{V_s}{Z_r}\right)^2} - I_{ox}$
$[t_2 \sim t_3]$	ควบคุมการทำงานตาม ที่ ดับ บลิว เอ็ม	$I_{ox} = s_o I_o + s_h I_h + s_c I_c$
$[t_3 \sim t_4]$	$T_4 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left( \frac{V_s / Z_r}{I_p - I_{ox}} \right)$	$I_r = \sqrt{\left(I_p - I_{ox}\right)^2 - \left(\frac{V_s}{Z_r}\right)^2} + I_{ox}$
$[t_4 \sim t_5]$	$T_5 = \frac{L_r I_o}{V_s}$	0

เอกสารอ้างอิง

- [1] Mohan, Undeland, and Robbins, " Power Electronics : Converters, Application and design, 2/ed ". Jonh Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [2] J.G. Cho, H.S. Kim, and G.H. Cho, "Novel Soft Switching PWM Converter using A New Parallel Resonant DC - Link ", IEEE Power Electronics specialists Conf. Rec. , pp. 241 - 247, 1991.
- [3] M.Krogemann and J.C. Clare, "Design and analysis of a pwm parallel resonant dc - link inverter", European Conf on Power Electronics & Application, vol. 2, pp. 585 -590, 1995.

## ภาคผนวก ข

โปรแกรมสำหรับสร้าง สัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม ที่มีการมอดูเลทแบบสเปซเวกเตอร์

```

;*****
;DESCRIPTION          :   SPACE VECTOR MODULATION(SVM)
;SWITCHING FREQUENCY :   5 kHz
;MICROPROCESSOR      :   8051 CLOCK 12 MHz
;*****

```

```

ORG 0000H
AJMP INIT

;***** INITIAL Program *****
INIT:
ORG 0100H
MOV P1,#00H
MOV R0,#00H
MOV R1,#00H
MOV R2,#00H
MOV R3,#00H
MOV R4,#00H
MOV R5,#00H
MOV R6,#00H
MOV R7,#00H
MOV 0F0H,#00H
MOV A,#9BH
MOV DPTR,#0F803H
MOVX @DPTR,A

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\*\*\*\*\* PROGRAM start \*\*\*\*\*

```
RUN:      MOV DPTR,#0F800H
          MOVX A,@DPTR
          MOV R0,A           ;FREQUENCY INPUT ----> f
          MOV DPTR,#0F801H
          MOVX A,@DPTR
          MOV R1,A           ;MODULATION INDEX INPUT----> ma
```

\*\*\*\*\* FIRST SAMPLING \*\*\*\*\*

\*\*\*\*\* PHASE A \*\*\*\*\*

```
START:    MOV A,R3           ;Store ADDRESS VECTOR
          MOV DPTR,#TAB_1A
          MOVC A,@A+DPTR
          MOV DPH,A
          MOV DPL,#00H
          MOV A,R4           ;Store DATA VECTOR
          MOVC A,@A+DPTR
          MOV DPH,01H
          MOV DPL,#00H
          MOVC A,@A+DPTR
          MOV R5,A
```

\*\*\*\*\* PHASE B \*\*\*\*\*

```
MOV A,R3           ;Store ADDRESS VECTOR
MOV DPTR,#TAB_1B
MOVC A,@A+DPTR
MOV DPH,A
MOV DPL,#00H
MOV A,R4           ;Store DATA VECTOR
MOVC A,@A+DPTR
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

MOV DPH,01H
MOV DPL,#00H
MOVC A,@A+DPTR
MOV B,A

```

```

;***** PHASE C *****

```

```

MOV A,R3 ;Store ADDRESS VECTOR
MOV DPTR,#TAB_1C
MOVC A,@A+DPTR
MOV DPH,A
MOV DPL,#00H
MOV A,R4 ;Store DATA VECTOR
MOVC A,@A+DPTR
MOV DPH,01H
MOV DPL,#00H
MOVC A,@A+DPTR
MOV R6,A

```

```

;***** LOAD DATA 1st SAMPLING *****

```

```

MOV A,#92H ;PIT 8253 ,MODE 1,LSB,BINARY,COUNTER2
MOV DPTR,#0FC03H
MOVX @DPTR,A
MOV A,R5
MOV DPTR,#0FC02H
MOVX @DPTR,A

```

```

MOV A,#52H ;PIT 8253 ,MODE 1,LSB,BINARY,COUNTER 1
MOV DPTR,#0FC03H
MOVX @DPTR,A
MOV A,B
MOV DPTR,#0FC01H

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
MOVX @DPTR,A
```

```
MOV A,#12H ;PIT 8253 ,MODE 1,LSB,BINARY,COUNTER 0
```

```
MOV DPTR,#0FC03H
```

```
MOVX @DPTR,A
```

```
MOV A,R6
```

```
MOV DPTR,#0FC00H
```

```
MOVX @DPTR,A
```

```
;***** ENABLE PIT 8253 FIRST SAMPLING *****
```

```
MOV P1,#47H
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

NOP
MOV P1,#00H
MOV R6,#9DH
DELAY1:  DJNZ R6,DELAY1

```

```

;***** SECOND SAMPLING *****

```

```

;***** PHASE A *****

```

```

MOV A,R3                ;Store ADDRESS VECTOR
MOV DPTR,#TAB_2A
MOVC A,@A+DPTR
MOV DPH,A
MOV DPL,#00H
MOV A,R4                ;Store DATA VECTOR
MOVC A,@A+DPTR
MOV DPH,01H
MOV DPL,#00H
MOVC A,@A+DPTR
MOV R5,A

```

```

;***** PHASE B *****

```

```

MOV A,R3                ;Store ADDRESS VECTOR
MOV DPTR,#TAB_2B
MOVC A,@A+DPTR
MOV DPH,A
MOV DPL,#00H
MOV A,R4                ;Store DATA VECTOR
MOVC A,@A+DPTR
MOV DPH,01H
MOV DPL,#00H
MOVC A,@A+DPTR
MOV B,A

```

\*\*\*\*\* PHASE C \*\*\*\*\*

MOV A,R3 ;Store ADDRESS VECTOR

MOV DPTR,#TAB\_2C

MOVC A,@A+DPTR

MOV DPH,A

MOV DPL,#00H

MOV A,R4 ;Store DATA VECTOR

MOVC A,@A+DPTR

MOV DPH,01H

MOV DPL,#00H

MOVC A,@A+DPTR

MOV R6,A

\*\*\*\*\* LOAD DATA 2nd SAMPLING \*\*\*\*\*

MOV A,#92H ;PIT 8253 ,MODE 1,LSB,BINARY,COUNTER 3

MOV DPTR,#0FC03H

MOVX @DPTR,A

MOV A,R5

MOV DPTR,#0FC02H

MOVX @DPTR,A

MOV A,#52H ;PIT 8253 ,MODE 1,LSB,BINARY,COUNTER1

MOV DPTR,#0FC03H

MOVX @DPTR,A

MOV A,B

MOV DPTR,#0FC01H

MOVX @DPTR,A

MOV A,#12H ;PIT 8253 ,MODE 1,LSB,BINARY,COUNTER 0

MOV DPTR,#0FC03H

MOVX @DPTR,A

MOV A,R6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
MOV DPTR,#0FC00H
```

```
MOVX @DPTR,A
```

```
***** ENABLE PIT 8253 SECOUND SAMPLING *****
```

```
MOV P1,#0BFH
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
NOP
```

```
MOV P1,#38H
```

```
MOV R6,#83H
```

```
DELAY2: DJNZ R6,DELAY2
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
***** SECTOR LOOP *****
```

```

    CJNE R0,#00H,LOOP_A
    LJMP RUN

LOOP_A:  MOV A,R4
         MOV PSW,#00H
         ADD A,R0
         JC LOOP_1
         MOV R4,A
         MOV A,R3
         MOV DPTR,#TAB_1A
         MOVC A,@A+DPTR
         MOV DPH,A
         MOV DPL,#00H
         MOV A,R4
         MOVC A,@A+DPTR
         CJNE A,#0FFH,LOOP_B0
         INC R3
         MOV A,R4
         MOV PSW,#00H
         SUBB A,#21H
         MOV R4,A
         CJNE R3,#18H,LOOP_B1
         MOV R3,#00H
         LJMP RUN

LOOP_1:  MOV R4,A
         INC R3
         MOV A,R3
         MOV DPTR,#TAB_1A
         MOVC A,@A+DPTR
         MOV DPH,A
         MOV DPL,#00H

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

MOV A,R4
MOVC A,@A+DPTR
CJNE A,#0FFH,LOOP_A0
INC R3
MOV A,R4
MOV PSW,#00H
SUBB A,#21H
MOV R4,A
CJNE R3,#18H,LOOP_A1
MOV R3,#00H
LJMP RUN
LOOP_A0: LJMP START
LOOP_A1: LJMP START
LOOP_B0: LJMP START
LOOP_B1: LJMP START

;***** TABLE VECTOR *****
TAB_1A: DB 3AH,3BH,3CH,3DH,42H,43H,44H,45H
TAB_1C: DB 3EH,3FH,40H,41H,3EH,3FH,40H,41H
TAB_1B: DB 46H,47H,48H,49H,3AH,3BH,3CH,3DH
        DB 3AH,3BH,3CH,3DH,42H,43H,44H,45H
        DB 3EH,3FH,40H,41H,3EH,3FH,40H,41H
TAB_2A: DB 3EH,3FH,40H,41H,46H,47H,48H,49H
TAB_2C: DB 3AH,3BH,3CH,3DH,3AH,3BH,3CH,3DH
TAB_2B: DB 42H,43H,44H,45H,3EH,3FH,40H,41H
        DB 3EH,3FH,40H,41H,46H,47H,48H,49H
        DB 3AH,3BH,3CH,3DH,3AH,3BH,3CH,3DH

END

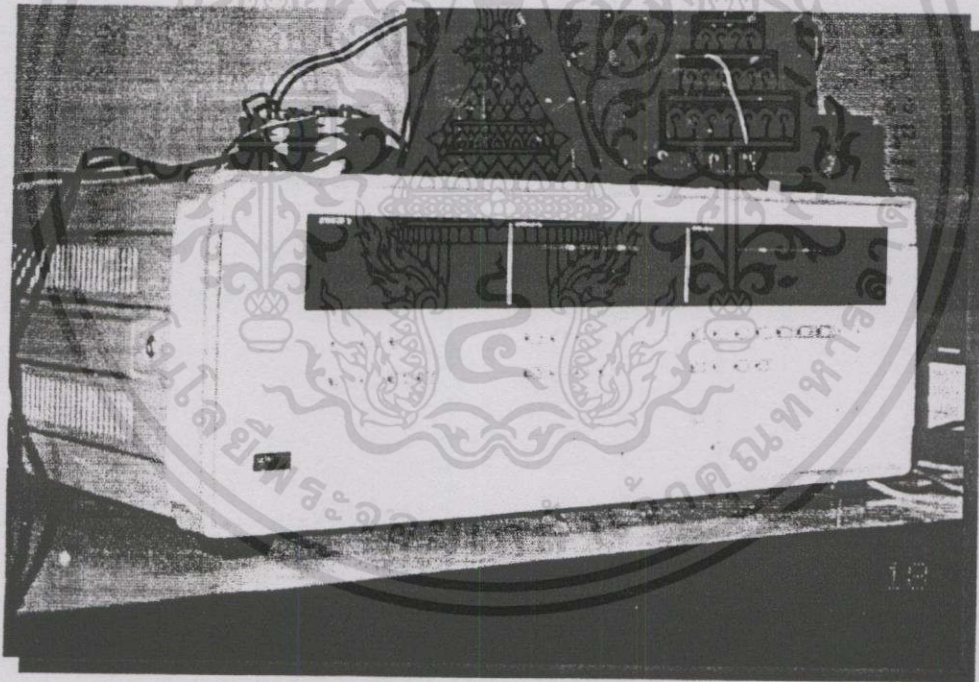
```

## ภาคผนวก ค

ข้อมูลเกี่ยวกับเครื่องมือวัด

### 1) Three Phase Digital Power Meter

Type	YOKOGAWA 2533 E
Voltage Range	0 - 600V
Current Range	5 - 20A
Frequency Range	10 - 30 kHz
Sampling Rate	2.5 samples/ $\mu$ s

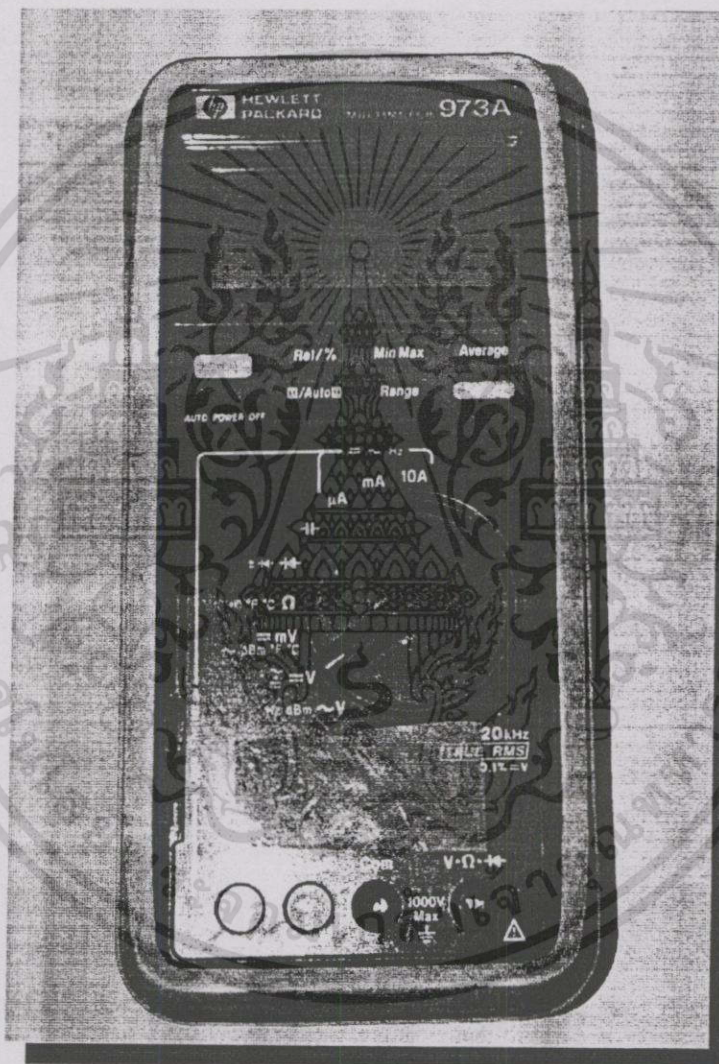


รูปที่ ค.1 แสดงเครื่องมือวัดกำลังงานไฟฟ้าสามเฟสเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2) Digital Multimeter

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



รูปที่ ค.2 แสดงเครื่องมือวัด โวลท์ - แอมป์ด้านอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ง

ข้อมูลเกี่ยวกับไอซีคุณ AD 534



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# Internally Trimmed Precision IC Multiplier

## AD534

### FEATURES

Pretrimmed to  $\pm 0.25\%$  max 4-Quadrant Error (AD534L)  
 All Inputs (X, Y and Z) Differential, High Impedance for  
 $[(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/10V] + Z_2$  Transfer Function  
 Scale-Factor Adjustable to Provide up to X100 Gain  
 Low Noise Design: 90  $\mu V$  rms, 10 Hz-10 kHz  
 Low Cost, Monolithic Construction  
 Excellent Long Term Stability

### APPLICATIONS

High Quality Analog Signal Processing  
 Differential Ratio and Percentage Computations  
 Algebraic and Trigonometric Function Synthesis  
 Wideband, High-Crest rms-to-dc Conversion  
 Accurate Voltage Controlled Oscillators and Filters  
 Available in Chip Form

### PRODUCT DESCRIPTION

The AD534 is a monolithic laser trimmed four-quadrant multiplier divider having accuracy specifications previously found only in expensive hybrid or modular products. A maximum multiplication error of  $\pm 0.25\%$  is guaranteed for the AD534L without any external trimming. Excellent supply rejection, low temperature coefficients and long term stability of the on-chip thin film resistors and buried Zener reference preserve accuracy even under adverse conditions of use. It is the first multiplier to offer fully differential, high impedance operation on all inputs, including the Z-input, a feature which greatly increases its flexibility and ease of use. The scale factor is pretrimmed to the standard value of 10.00 V; by means of an external resistor, this can be reduced to values as low as 3 V.

The wide spectrum of applications and the availability of several grades commend this multiplier as the first choice for all new designs. The AD534J ( $\pm 1\%$  max error), AD534K ( $\pm 0.5\%$  max) and AD534L ( $\pm 0.25\%$  max) are specified for operation over the  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$  temperature range. The AD534S ( $\pm 1\%$  max) and AD534T ( $\pm 0.5\%$  max) are specified over the extended temperature range,  $-55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$ . All grades are available in hermetically sealed TO-100 metal cans and TO-116 ceramic DIP packages. AD534J, K, S and T chips are also available.

### PROVIDES GAIN WITH LOW NOISE

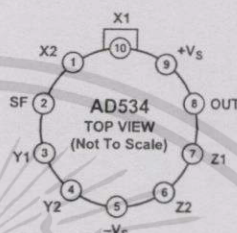
The AD534 is the first general purpose multiplier capable of providing gains up to X100, frequently eliminating the need for separate instrumentation amplifiers to precondition the inputs. The AD534 can be very effectively employed as a variable gain differential input amplifier with high common-mode rejection. The gain option is available in all modes, and will be found to simplify the implementation of many function-fitting algorithms

### REV. B

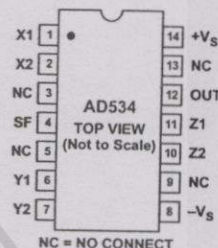
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

### PIN CONFIGURATIONS

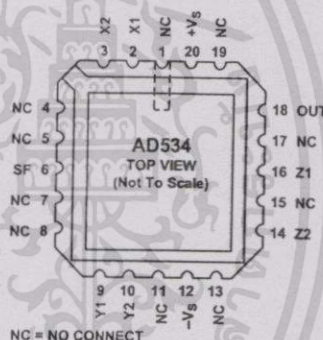
TO-100 (H-10A)  
Package



TO-116 (D-14)  
Package



LCC (E-20A)  
Package



such as those used to generate sine and tangent. The utility of this feature is enhanced by the inherent low noise of the AD534: 90  $\mu V$ , rms (depending on the gain), a factor of 10 lower than previous monolithic multipliers. Drift and feedthrough are also substantially reduced over earlier designs.

### UNPRECEDENTED FLEXIBILITY

The precise calibration and differential Z-input provide a degree of flexibility found in no other currently available multiplier. Standard MDSSR functions (multiplication, division, squaring, square-rooting) are easily implemented while the restriction to particular input/output polarities imposed by earlier designs has been eliminated. Signals may be summed into the output, with or without gain and with either a positive or negative sense. Many new modes based on implicit-function synthesis have been made possible, usually requiring only external passive components. The output can be in the form of a current, if desired, facilitating such operations as integration.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD534—SPECIFICATIONS (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$ , $\pm V_S = 15\text{ V}$ , $R \geq 2\text{ k}\Omega$ )

Model	AD534J			AD534K			AD534L			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>MULTIPLIER PERFORMANCE</b>										
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10\text{ V}} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10\text{ V}} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10\text{ V}} + Z_2$			
Total Error <sup>1</sup> ( $-10\text{ V} \leq X, Y \leq +10\text{ V}$ ) $T_A = \text{min to max}$		$\pm 1.5$	$\pm 1.0$		$\pm 1.0$	$\pm 0.5$		$\pm 0.5$	$\pm 0.25$	%
Total Error vs. Temperature		$\pm 0.022$			$\pm 0.015$			$\pm 0.008$		%/°C
Scale Factor Error (SF = 10.000 V Nominal) <sup>2</sup>		$\pm 0.25$			$\pm 0.1$			$\pm 0.1$		%
Temperature-Coefficient of Scaling Voltage		$\pm 0.02$			$\pm 0.01$			$\pm 0.005$		%/°C
Supply Rejection ( $\pm 15\text{ V} \pm 1\text{ V}$ )		$\pm 0.01$			$\pm 0.01$			$\pm 0.01$		%/°C
Nonlinearity, X ( $X = 20\text{ V p-p}$ , $Y = 10\text{ V}$ )		$\pm 0.4$			$\pm 0.2$	$\pm 0.3$		$\pm 0.10$	$\pm 0.12$	%
Nonlinearity, Y ( $Y = 20\text{ V p-p}$ , $X = 10\text{ V}$ )		$\pm 0.2$			$\pm 0.1$	$\pm 0.1$		$\pm 0.005$	$\pm 0.1$	%
Feedthrough <sup>3</sup> , X (Y Nulled, $X = 20\text{ V p-p } 50\text{ Hz}$ )		$\pm 0.3$			$\pm 0.15$	$\pm 0.3$		$\pm 0.05$	$\pm 0.12$	%
Feedthrough <sup>3</sup> , Y (X Nulled, $Y = 20\text{ V p-p } 50\text{ Hz}$ )		$\pm 0.01$			$\pm 0.01$	$\pm 0.1$		$\pm 0.003$	$\pm 0.1$	%
Output Offset Voltage		$\pm 5$	$\pm 30$		$\pm 2$	$\pm 15$		$\pm 2$	$\pm 10$	mV
Output Offset Voltage Drift		200			100			100		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
<b>DYNAMICS</b>										
Small Signal BW ( $V_{\text{OUT}} = 0.1\text{ rms}$ )		1			1			1		MHz
1% Amplitude Error ( $C_{\text{LOAD}} = 1000\text{ pF}$ )		50			50			50		kHz
Slew Rate ( $V_{\text{OUT}} 20\text{ p-p}$ )		20			20			20		V/ $\mu\text{s}$
Settling Time (to 1%, $\Delta V_{\text{OUT}} = 20\text{ V}$ )		2			2			2		$\mu\text{s}$
<b>NOISE</b>										
Noise Spectral-Density SF = 10 V SF = 3 V <sup>4</sup>		0.8			0.8			0.8		$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
Wideband Noise $f = 10\text{ Hz to } 5\text{ MHz}$		0.4			0.4			0.4		$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 10\text{ Hz to } 10\text{ kHz}$		1			1			1		mV/rms
		90			90			90		$\mu\text{V}/\text{rms}$
<b>OUTPUT</b>										
Output Voltage Swing		$\pm 11$			$\pm 11$			$\pm 11$		V
Output Impedance ( $f \leq 1\text{ kHz}$ )		0.1			0.1			0.1		$\Omega$
Output Short Circuit Current ( $R_L = 0$ , $T_A = \text{min to max}$ )		30			30			30		mA
Amplifier Open Loop Gain ( $f = 50\text{ Hz}$ )		70			70			70		dB
<b>INPUT AMPLIFIERS (X, Y and Z)<sup>5</sup></b>										
Signal Voltage Range (Diff. or CM Operating Diff.)		$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$		V
Offset Voltage X, Y		$\pm 12$			$\pm 12$			$\pm 12$		V
Offset Voltage Drift X, Y		$\pm 5$	$\pm 20$		$\pm 2$	$\pm 10$		$\pm 2$	$\pm 10$	mV
Offset Voltage Z		100			50			50		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Voltage Drift Z		$\pm 5$	$\pm 30$		$\pm 2$	$\pm 15$		$\pm 2$	$\pm 10$	mV
CMRR		200			100			100		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Bias Current	60	80		70	90		70	90		dB
Offset Current		0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0	$\mu\text{A}$
Differential Resistance		0.1			0.1			0.05	0.2	$\mu\text{A}$
		10			10			10		M $\Omega$
<b>DIVIDER PERFORMANCE</b>										
Transfer Function ( $X_1 > X_2$ )		$10\text{ V} \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			$10\text{ V} \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			$10\text{ V} \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$		
Total Error <sup>1</sup> ( $X = 10\text{ V}$ , $-10\text{ V} \leq Z \leq +10\text{ V}$ )		$\pm 0.75$			$\pm 0.35$			$\pm 0.2$		%
( $X = 1\text{ V}$ , $-1\text{ V} \leq Z \leq +1\text{ V}$ )		$\pm 2.0$			$\pm 1.0$			$\pm 0.8$		%
( $0.1\text{ V} \leq X \leq 10\text{ V}$ , $-10\text{ V} \leq Z \leq 10\text{ V}$ )		$\pm 2.5$			$\pm 1.0$			$\pm 0.8$		%
<b>SQUARE PERFORMANCE</b>										
Transfer Function		$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10\text{ V}} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10\text{ V}} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10\text{ V}} + Z_2$		
Total Error ( $-10\text{ V} \leq X \leq 10\text{ V}$ )		$\pm 0.6$			$\pm 0.3$			$\pm 0.2$		%
<b>SQUARE-ROOTER PERFORMANCE</b>										
Transfer Function ( $Z_1 \leq Z_2$ )		$\sqrt{10\text{ V}(Z_2 - Z_1)} + X_2$			$\sqrt{10\text{ V}(Z_2 - Z_1)} + X_2$			$\sqrt{10\text{ V}(Z_2 - Z_1)} + X_2$		
Total Error <sup>1</sup> ( $1\text{ V} \leq Z \leq 10\text{ V}$ )		$\pm 1.0$			$\pm 0.5$			$\pm 0.25$		%
<b>POWER SUPPLY SPECIFICATIONS</b>										
Supply Voltage		$\pm 15$			$\pm 15$			$\pm 15$		V
Rated Performance		$\pm 18$			$\pm 18$			$\pm 18$		V
Operating	$\pm 8$			$\pm 8$			$\pm 8$			V
Supply Current		4	6		4	6		4	6	mA
Quiescent										
<b>PACKAGE OPTIONS</b>										
TO-100 (H-10A)		AD534JH			AD534KH			AD534LH		
TO-116 (D-14)		AD534JD			AD534KD			AD534LD		
Chips					AD534K Chips					

## NOTES

<sup>1</sup>Figures given are percent of full scale,  $\pm 10\text{ V}$  (i.e.,  $0.01\% = 1\text{ mV}$ ).

<sup>2</sup>May be reduced down to 3 V using external resistor between  $-V_S$  and SF.

<sup>3</sup>Irreducible component due to nonlinearity; excludes effect of offsets.

<sup>4</sup>Using external resistor adjusted to give SF = 3 V.

<sup>5</sup>See Functional Block Diagram for definition of sections.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

## AD534

Model	AD534S			AD534T			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>MULTIPLIER PERFORMANCE</b>							
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z_2$			
Total Error <sup>1</sup> (-10 V ≤ X, Y ≤ +10 V)			±1.0			±0.5	%
T <sub>A</sub> = min to max			±2.0	±1.0			%
Total Error vs. Temperature			±0.02			±0.01	%/°C
Scale Factor Error (SF = 10.000 V Nominal) <sup>2</sup>		±0.25		±0.1			%
Temperature-Coefficient of Scaling Voltage		±0.02				±0.005	%/°C
Supply Rejection (±15 V ± 1 V)		±0.01		±0.01			%
Nonlinearity, X (X = 20 V p-p, Y = 10 V)		±0.4		±0.2		±0.3	%
Nonlinearity, Y (Y = 20 V p-p, X = 10 V)		±0.2		±0.1		±0.1	%
Feedthrough <sup>3</sup> , X (Y Nulled, X = 20 V p-p 50 Hz)		±0.3		±0.15		±0.3	%
Feedthrough <sup>3</sup> , Y (X Nulled, Y = 20 V p-p 50 Hz)		±0.01		±0.01		±0.1	%
Output Offset Voltage		±5	±30	±2		±15	mV
Output Offset Voltage Drift			500			300	μV/°C
<b>DYNAMICS</b>							
Small Signal BW (V <sub>OUT</sub> = 0.1 rms)		1		1			MHz
1% Amplitude Error (C <sub>LOAD</sub> = 1000 pF)		50		50			kHz
Slew Rate (V <sub>OUT</sub> 20 p-p)		20		20			V/μs
Settling Time (to 1%, ΔV <sub>OUT</sub> = 20 V)		2		2			μs
<b>NOISE</b>							
Noise Spectral-Density SF = 10 V		0.8		0.8			μV/√Hz
SF = 3 V <sup>4</sup>		0.4		0.4			μV/√Hz
Wideband Noise f = 10 Hz to 5 MHz		1.0		1.0			mV/rms
f = 10 Hz to 10 kHz		90		90			μV/rms
<b>OUTPUT</b>							
Output Voltage Swing	±11			±11			V
Output Impedance (f ≤ 1 kHz)		0.1		0.1			Ω
Output Short Circuit Current (R <sub>L</sub> = 0, T <sub>A</sub> = min to max)		30		30			mA
Amplifier Open Loop Gain (f = 50 Hz)		70		70			dB
<b>INPUT AMPLIFIERS (X, Y and Z)<sup>5</sup></b>							
Signal Voltage Range (Diff. or CM)		±10		±10			V
Operating Diff.		±12		±12			V
Offset Voltage X, Y		±5	±20	±2		±10	mV
Offset Voltage Drift X, Y		100		150			μV/°C
Offset Voltage Z		±5	±30	±2		±15	mV
Offset Voltage Drift Z			500			300	μV/°C
CMRR	60	80		70	90		dB
Bias Current		0.8	2.0		0.8	2.0	μA
Offset Current		0.1			0.1		μA
Differential Resistance		10			10		MΩ
<b>DIVIDER PERFORMANCE</b>							
Transfer Function (X <sub>1</sub> > X <sub>2</sub> )	$10V \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			$10V \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			
Total Error <sup>1</sup> (X = 10 V, -10 V ≤ Z ≤ +10 V)		±0.75		±0.35			%
(X = 1 V, -1 V ≤ Z ≤ +1 V)		±2.0		±1.0			%
(0.1 V ≤ X ≤ 10 V, -10 V ≤ Z ≤ 10 V)		±2.5		±1.0			%
<b>SQUARE PERFORMANCE</b>							
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10V} + Z_2$			
Total Error (-10 V ≤ X ≤ 10 V)		±0.6		±0.3			%
<b>SQUARE-ROOTER PERFORMANCE</b>							
Transfer Function (Z <sub>1</sub> ≤ Z <sub>2</sub> )	$\sqrt{10V(Z_2 - Z_1) + X_2}$			$\sqrt{10V(Z_2 - Z_1) + X_2}$			
Total Error <sup>1</sup> (1 V ≤ Z ≤ 10 V)		±1.0		±0.5			%
<b>POWER SUPPLY SPECIFICATIONS</b>							
Supply Voltage							V
Rated Performance		±15		±15			V
Operating	±8		±22	±8		±22	V
Supply Current							mA
Quiescent		4	6	4	6		mA
<b>PACKAGE OPTIONS</b>							
TO-100 (H-10A)	AD534SH			AD534TH			
TO-116 (D-14)	AD534SD			AD534TD			
E-20A	AD534SE						
Chips	AD534S Chips			AD534T Chips			

## NOTES

<sup>1</sup>Figures given are percent of full scale, ±10 V (i.e., 0.01% = 1 mV).

<sup>2</sup>May be reduced down to 3 V using external resistor between -V<sub>S</sub> and SF.

<sup>3</sup>Irreducible component due to nonlinearity; excludes effect of offsets.

<sup>4</sup>Using external resistor adjusted to give SF = 3 V.

<sup>5</sup>See Functional Block Diagram for definition of sections.

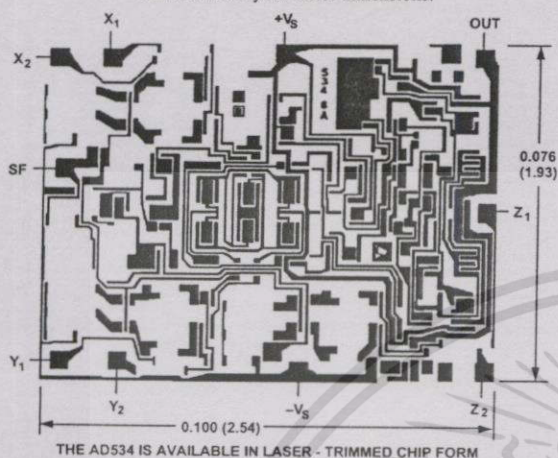
Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

# AD534

## CHIP DIMENSIONS AND BONDING DIAGRAM

Dimensions shown in inches and (mm).  
Contact factory for latest dimensions.



## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	AD534J, K, L	AD534S, T
Supply Voltage	± 18 V	± 22 V
Internal Power Dissipation	500 mW	*
Output Short-Circuit to Ground	Indefinite	*
Input Voltages, X <sub>1</sub> X <sub>2</sub> Y <sub>1</sub> Y <sub>2</sub> Z <sub>1</sub> Z <sub>2</sub>	± V <sub>S</sub>	*
Rated Operating Temperature Range	0°C to +70°C	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	*
Lead Temperature Range, 60 s Soldering	+300°C	*

\*Same as AD534J Specs.

### Thermal Characteristics

- Thermal Resistance  $\theta_{JC} = 25^\circ\text{C/W}$  for H-10A
- $\theta_{JA} = 150^\circ\text{C/W}$  for H-10A
- $\theta_{JC} = 25^\circ\text{C/W}$  for D-14 or E-20A
- $\theta_{JA} = 95^\circ\text{C/W}$  for D-14 or E-20A

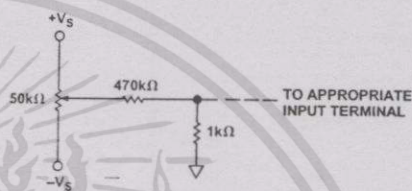


Figure 1. Optional Trimming Configuration

## ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD534JD	0°C to +70°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534KD	0°C to +70°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534LD	0°C to +70°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534JH	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD534JH/+	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD534KH	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD534KH/+	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD534LH	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD534K Chip	0°C to +70°C	Chip	
AD534SD	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534SD/883B	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534TD	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534TD/883B	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
JM38510/13902BCA	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
JM38510/13901BCA	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534SE	-55°C to +125°C	LCC	E-20A
AD534SE/883B	-55°C to +125°C	LCC	E-20A
AD534TE/883B	-55°C to +125°C	LCC	E-20A
AD534SH	-55°C to +125°C	Header	H-10A
AD534SH/883B	-55°C to +125°C	Header	H-10A
AD534TH	-55°C to +125°C	Header	H-10A
AD534TH/883B	-55°C to +125°C	Header	H-10A
JM38510/13902BIA	-55°C to +125°C	Header	H-10A
JM38510/13901BIA	-55°C to +125°C	Header	H-10A
AD534S Chip	-55°C to +125°C	Chip	
AD534T Chip	-55°C to +125°C	Chip	

### CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD534 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## AD534

## FUNCTIONAL DESCRIPTION

Figure 2 is a functional block diagram of the AD534. Inputs are converted to differential currents by three identical voltage-to-current converters, each trimmed for zero offset. The product of the X and Y currents is generated by a multiplier cell using Gilbert's translinear technique. An on-chip "Buried Zener" provides a highly stable reference, which is laser trimmed to provide an overall scale factor of 10 V. The difference between XY/SF and Z is then applied to the high gain output amplifier. This permits various closed loop configurations and dramatically reduces nonlinearities due to the input amplifiers, a dominant source of distortion in earlier designs. The effectiveness of the new scheme can be judged from the fact that under typical conditions as a multiplier the nonlinearity on the Y input, with X at full scale ( $\pm 10$  V), is  $\pm 0.005\%$  of FS; even at its worst point, which occurs when  $X = \pm 6.4$  V, it is typically only  $\pm 0.05\%$  of FS. Nonlinearity for signals applied to the X input, on the other hand, is determined almost entirely by the multiplier element and is parabolic in form. This error is a major factor in determining the overall accuracy of the unit and hence is closely related to the device grade.

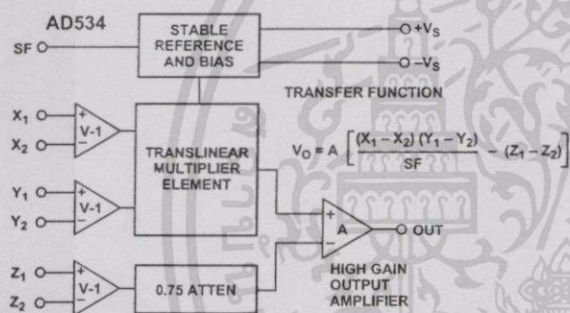


Figure 2. Functional Block Diagram

The generalized transfer function for the AD534 is given by:

$$V_{OUT} = A \left( \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{SF} - (Z_1 - Z_2) \right)$$

where  $A$  = open loop gain of output amplifier, typically

70 dB at dc

$X, Y, Z$  = input voltages (full scale =  $\pm SF$ , peak =  $\pm 1.25 SF$ )

$SF$  = scale factor, pretrimmed to 10.00 V but adjustable by the user down to 3 V.

In most cases the open loop gain can be regarded as infinite, and  $SF$  will be 10 V. The operation performed by the AD534, can then be described in terms of equation:

$$(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2) = 10 V (Z_1 - Z_2)$$

The user may adjust  $SF$  for values between 10.00 V and 3 V by connecting an external resistor in series with a potentiometer between  $SF$  and  $-V_S$ . The approximate value of the total resistance for a given value of  $SF$  is given by the relationship:

$$R_{SF} = 5.4K \frac{SF}{10 - SF}$$

Due to device tolerances, allowance should be made to vary  $R_{SF}$  by  $\pm 25\%$  using the potentiometer. Considerable reduction in bias currents, noise and drift can be achieved by decreasing  $SF$ . This has the overall effect of increasing signal gain without the customary increase in noise. Note that the peak input signal is always limited to 1.25  $SF$  (i.e.,  $\pm 5$  V for  $SF = 4$  V) so the overall transfer function will show a maximum gain of 1.25. The performance with small input signals, however, is improved by using a lower  $SF$  since the dynamic range of the inputs is now fully utilized. Bandwidth is unaffected by the use of this option.

Supply voltages of  $\pm 15$  V are generally assumed. However, satisfactory operation is possible down to  $\pm 8$  V (see Figure 16). Since all inputs maintain a constant peak input capability of  $\pm 1.25 SF$  some feedback attenuation will be necessary to achieve output voltage swings in excess of  $\pm 12$  V when using higher supply voltages.

## OPERATION AS A MULTIPLIER

Figure 3 shows the basic connection for multiplication. Note that the circuit will meet all specifications without trimming.

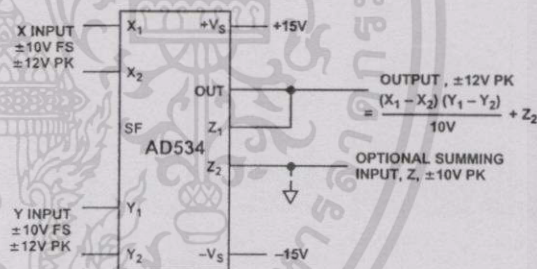


Figure 3. Basic Multiplier Connection

In some cases the user may wish to reduce ac feedthrough to a minimum (as in a suppressed carrier modulator) by applying an external trim voltage ( $\pm 30$  mV range required) to the X or Y input (see Figure 1). Figure 19 shows the typical ac feedthrough with this adjustment mode. Note that the Y input is a factor of 10 lower than the X input and should be used in applications where null suppression is critical.

The high impedance  $Z_2$  terminal of the AD534 may be used to sum an additional signal into the output. In this mode the output amplifier behaves as a voltage follower with a 1 MHz small signal bandwidth and a 20 V/ $\mu$ s slew rate. This terminal should always be referenced to the ground point of the driven system, particularly if this is remote. Likewise, the differential inputs should be referenced to their respective ground potentials to realize the full accuracy of the AD534.

## AD534

A much lower scaling voltage can be achieved without any reduction of input signal range using a feedback attenuator as shown in Figure 4. In this example, the scale is such that  $V_{OUT} = XY$ , so that the circuit can exhibit a maximum gain of 10. This connection results in a reduction of bandwidth to about 80 kHz without the peaking capacitor  $C_F = 200$  pF. In addition, the output offset voltage is increased by a factor of 10 making external adjustments necessary in some applications. Adjustment is made by connecting a  $4.7$  M $\Omega$  resistor between  $Z_1$  and the slider of a pot connected across the supplies to provide  $\pm 300$  mV of trim range at the output.

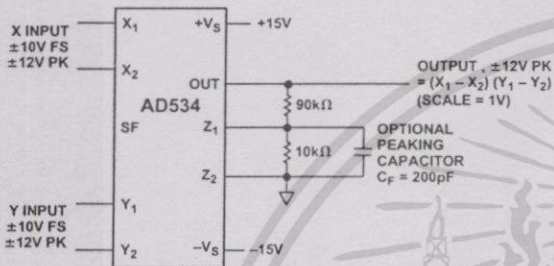


Figure 4. Connections for Scale-Factor of Unity

Feedback attenuation also retains the capability for adding a signal to the output. Signals may be applied to the high impedance  $Z_2$  terminal where they are amplified by  $\pm 10$  or to the common ground connection where they are amplified by  $+1$ . Input signals may also be applied to the lower end of the  $10$  k $\Omega$  resistor, giving a gain of  $-9$ . Other values of feedback ratio, up to  $\times 100$ , can be used to combine multiplication with gain.

Occasionally it may be desirable to convert the output to a current, into a load of unspecified impedance or dc level. For example, the function of multiplication is sometimes followed by integration; if the output is in the form of a current, a simple capacitor will provide the integration function. Figure 5 shows how this can be achieved. This method can also be applied in squaring, dividing and square rooting modes by appropriate choice of terminals. This technique is used in the voltage-controlled low-pass filter and the differential-input voltage-to-frequency converter shown in the Applications section.

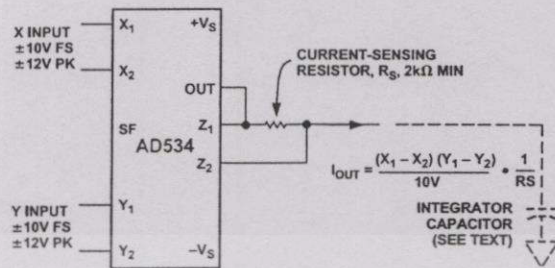


Figure 5. Conversion of Output to Current

### OPERATION AS A SQUARER

Operation as a squarer is achieved in the same fashion as the multiplier except that the  $X$  and  $Y$  inputs are used in parallel. The differential inputs can be used to determine the output polarity (positive for  $X_1 = Y_1$  and  $X_2 = Y_2$ , negative if either one of the inputs is reversed). Accuracy in the squaring mode is typically a factor of 2 better than in the multiplying mode, the largest errors occurring with small values of output for input below  $1$  V.

If the application depends on accurate operation for inputs that are always less than  $\pm 3$  V, the use of a reduced value of SF is recommended as described in the Functional Description section (previous page). Alternatively, a feedback attenuator may be used to raise the output level. This is put to use in the difference-of-squares application to compensate for the factor of 2 loss involved in generating the sum term (see Figure 8).

The difference-of-squares function is also used as the basis for a novel rms-to-dc converter shown in Figure 15. The averaging filter is a true integrator, and the loop seeks to zero its input. For this to occur,  $(V_{IN})^2 - (V_{OUT})^2 = 0$  (for signals whose period is well below the averaging time-constant). Hence  $V_{OUT}$  is forced to equal the rms value of  $V_{IN}$ . The absolute accuracy of this technique is very high, at medium frequencies, and for signals near full scale, it is determined almost entirely by the ratio of the resistors in the inverting amplifier. The multiplier scaling voltage affects only open loop gain. The data shown is typical of performance that can be achieved with an AD534K, but even using an AD534J, this technique can readily provide better than 1% accuracy over a wide frequency range, even for crest-factors in excess of 10.

## AD534

## OPERATION AS A DIVIDER

The AD535, a pin-for-pin functional equivalent to the AD534, has guaranteed performance in the divider and square-rooter configurations and is recommended for such applications.

Figure 6 shows the connection required for division. Unlike earlier products, the AD534 provides differential operation on both numerator and denominator, allowing the ratio of two floating variables to be generated. Further flexibility results from access to a high impedance summing input to  $Y_1$ . As with all dividers based on the use of a multiplier in a feedback loop, the bandwidth is proportional to the denominator magnitude, as shown in Figure 23.

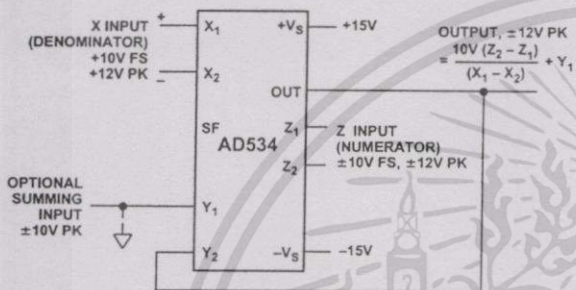


Figure 6. Basic Divider Connection

Without additional trimming, the accuracy of the AD534K and L is sufficient to maintain a 1% error over a 10 V to 1 V denominator range. This range may be extended to 100:1 by simply reducing the X offset with an externally generated trim voltage (range required is  $\pm 3.5$  mV max) applied to the unused X input (see Figure 1). To trim, apply a ramp of +100 mV to +V at 100 Hz to both  $X_1$  and  $Z_1$  (if  $X_2$  is used for offset adjustment, otherwise reverse the signal polarity) and adjust the trim voltage to minimize the variation in the output.\*

Since the output will be near +10 V, it should be ac-coupled for this adjustment. The increase in noise level and reduction in bandwidth preclude operation much beyond a ratio of 100 to 1.

As with the multiplier connection, overall gain can be introduced by inserting a simple attenuator between the output and  $Y_2$  terminal. This option, and the differential-ratio capability of the AD534 are utilized in the percentage-computer application shown in Figure 12. This configuration generates an output proportional to the percentage deviation of one variable (A) with respect to a reference variable (B), with a scale of one volt per percent.

## OPERATION AS A SQUARE ROOTER

The operation of the AD534 in the square root mode is shown in Figure 7. The diode prevents a latching condition which could occur if the input momentarily changes polarity. As shown, the output is always positive; it may be changed to a negative output by reversing the diode direction and interchanging the X inputs. Since the signal input is differential, all combinations of input and output polarities can be realized, but operation is restricted to the one quadrant associated with each combination of inputs.

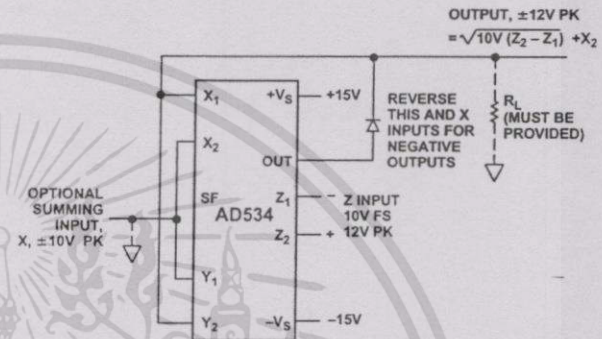


Figure 7. Square-Rooter Connection

In contrast to earlier devices, which were intolerant of capacitive loads in the square root modes, the AD534 is stable with all loads up to at least 1000 pF. For critical applications, a small adjustment to the Z input offset (see Figure 1) will improve accuracy for inputs below 1 V.

\*See the AD535 data sheet for more details.

## AD534—Applications Section

The versatility of the AD534 allows the creative designer to implement a variety of circuits such as wattmeters, frequency doublers and automatic gain controls to name but a few.

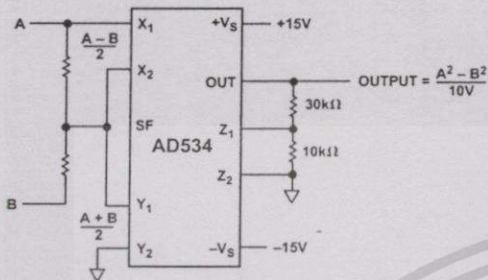
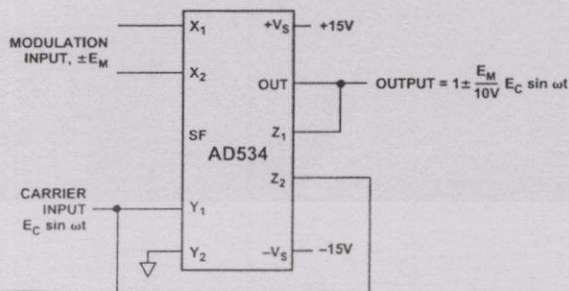
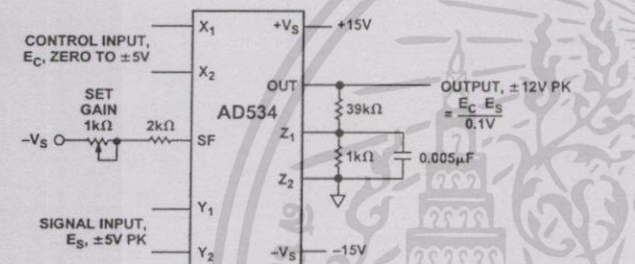


Figure 8. Difference-of-Squares



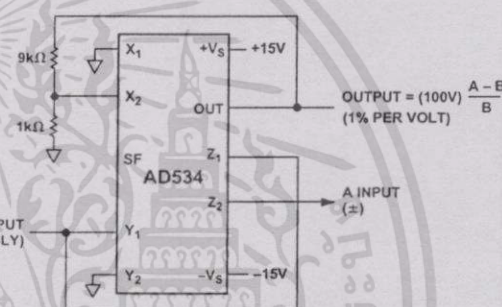
THE SF PIN OR A Z-ATTENUATOR CAN BE USED TO PROVIDE OVERALL SIGNAL AMPLIFICATION, OPERATION FROM A SINGLE SUPPLY POSSIBLE; BIAS Y<sub>2</sub> TO V<sub>S</sub>/2.

Figure 11. Linear AM Modulator



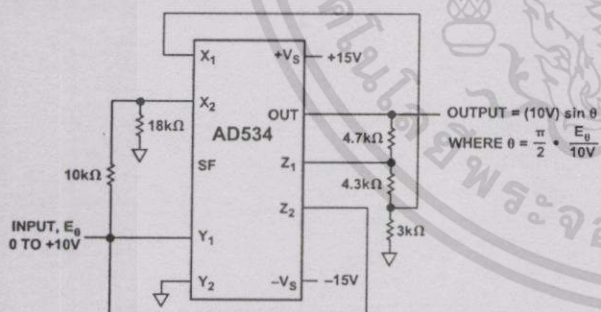
- NOTES:
- 1) GAIN IS X 10 PER-VOLT OF E<sub>C</sub>, ZERO TO X 50
  - 2) WIDEBAND (10Hz - 30kHz) OUTPUT NOISE IS 3mV RMS, TYP CORRESPONDING TO A.F.S. S/N RATIO OF 70dB
  - 3) NOISE REFERRED TO SIGNAL INPUT, WITH E<sub>C</sub> = ±5V, IS 60μV RMS, TYP
  - 4) BANDWIDTH IS DC TO 20kHz, -3dB, INDEPENDENT OF GAIN

Figure 9. Voltage-Controlled Amplifier



OTHER SCALES, FROM 10% PER VOLT TO 0.1% PER VOLT CAN BE OBTAINED BY ALTERING THE FEEDBACK RATIO.

Figure 12. Percentage Computer



USING CLOSE TOLERANCE RESISTORS AND AD534L, ACCURACY OF FIT IS WITHIN ±0.5% AT ALL POINTS. θ IS IN RADIAN.

Figure 10. Sine-Function Generator

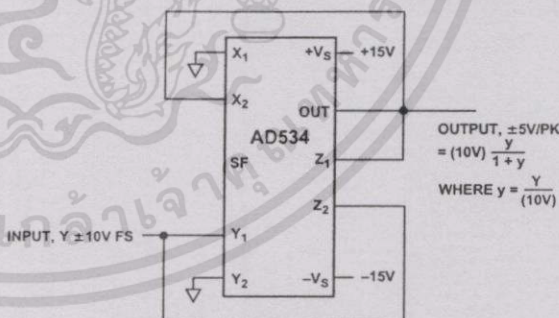
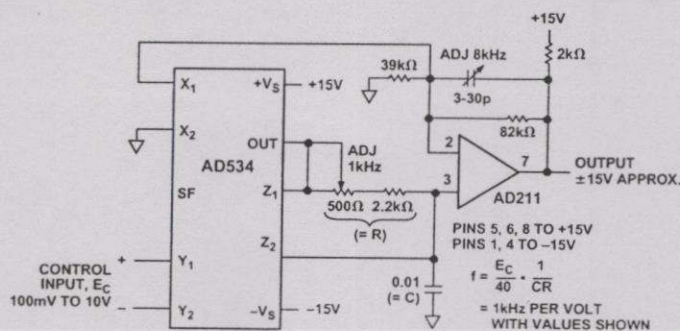


Figure 13. Bridge-Linearization Function

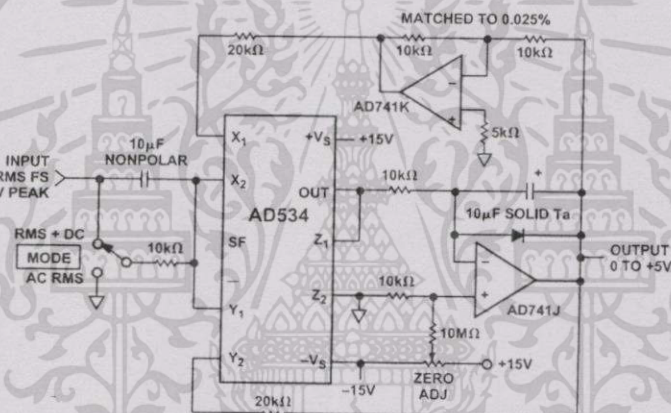
**CALIBRATION PROCEDURE:**

WITH  $E_C = 1.0V$ , ADJUST POT TO SET  $f = 1.000kHz$ . WITH  $E_C = 8.0V$  ADJUST TRIMMER CAPACITOR TO SET  $f = 8.000kHz$ . LINEARITY WILL TYPICALLY BE WITHIN  $\pm 0.1\%$  OF FS FOR ANY OTHER INPUT.

DUE TO DELAYS IN THE COMPARATOR, THIS TECHNIQUE IS NOT SUITABLE FOR MAXIMUM FREQUENCIES ABOVE 10kHz. FOR FREQUENCIES ABOVE 10kHz THE AD537 VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER IS RECOMMENDED.

A TRIANGLE-WAVE OF  $\pm 5V$  PK APPEARS ACROSS THE  $0.01\mu F$  CAPACITOR; IF USED AS AN OUTPUT, A VOLTAGE-FOLLOWER SHOULD BE INTERPOSED.

Figure 14. Differential-Input Voltage-to-Frequency Converter

**CALIBRATION PROCEDURE:**

WITH 'MODE' SWITCH IN 'RMS + DC' POSITION, APPLY AN INPUT OF  $+1.00V_{DC}$ . ADJUST ZERO UNTIL OUTPUT READS SAME AS INPUT. CHECK FOR INPUTS OF  $\pm 10V$ ; OUTPUT SHOULD BE WITHIN  $\pm 0.05\%$  ( $5mV$ ).

ACCURACY IS MAINTAINED FROM 60Hz TO 100kHz, AND IS TYPICALLY HIGH BY 0.5% AT 1MHz FOR  $V_{IN} = 4V$  RMS (SINE, SQUARE OR TRIANGULAR-WAVE). PROVIDED THAT THE PEAK INPUT IS NOT EXCEEDED, CREST-FACTORS UP TO AT LEAST TEN HAVE NO APPRECIABLE EFFECT ON ACCURACY.

INPUT IMPEDANCE IS ABOUT  $10k\Omega$ ; FOR HIGH ( $10M\Omega$ ) IMPEDANCE, REMOVE MODE SWITCH AND INPUT COUPLING COMPONENTS.

FOR GUARANTEED SPECIFICATIONS THE AD536A AND AD636 ARE OFFERED AS A SINGLE PACKAGE RMS-TO-DC CONVERTER.

Figure 15. Wideband, High-Crest Factor, RMS-to-DC Converter

**AD534—Typical Performance Curves** (typical at +25°C, with  $V_S = \pm 15$  V dc, unless otherwise noted)

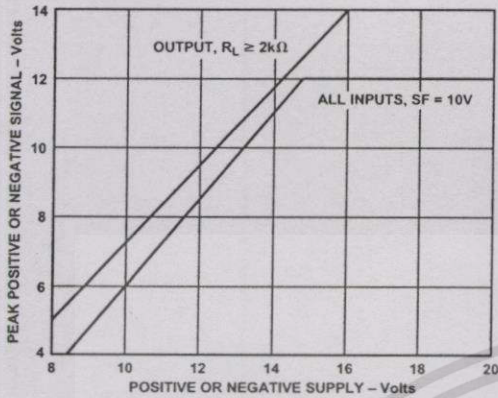


Figure 16. Input/Output Signal Range vs. Supply Voltages

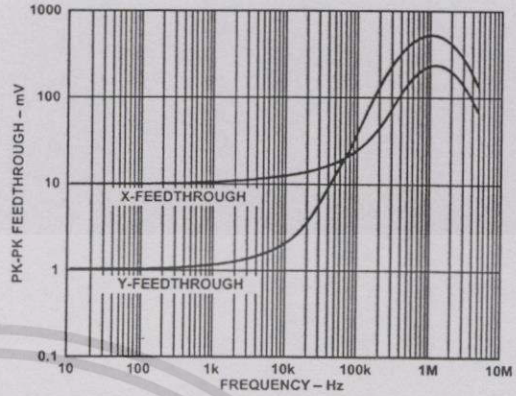


Figure 19. AC Feedthrough vs. Frequency

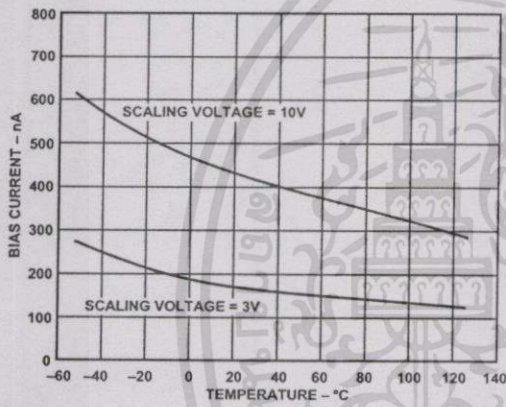


Figure 17. Bias Currents vs. Temperature (X, Y or Z Inputs)

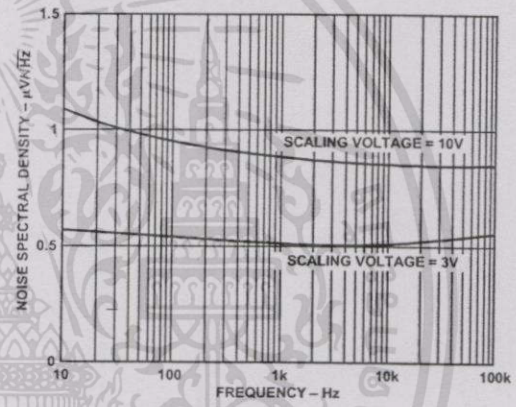


Figure 20. Noise Spectral Density vs. Frequency

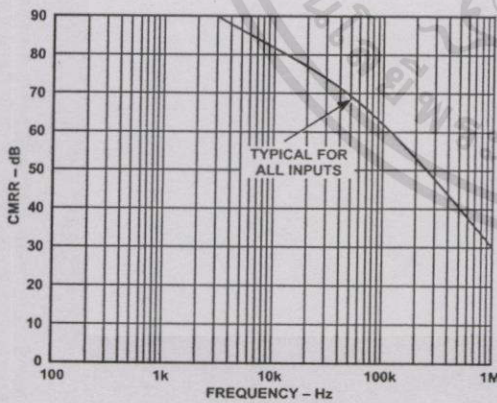


Figure 18. Common-Mode Rejection Ratio vs. Frequency

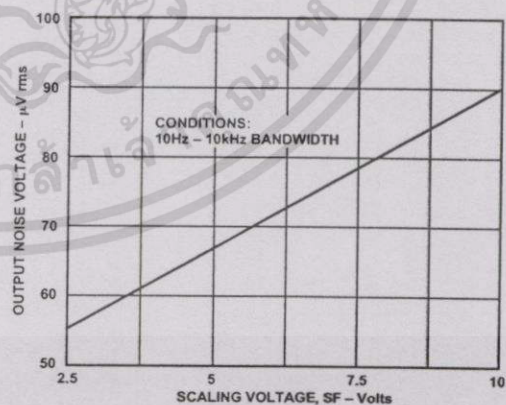


Figure 21. Wideband Noise vs. Scaling Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

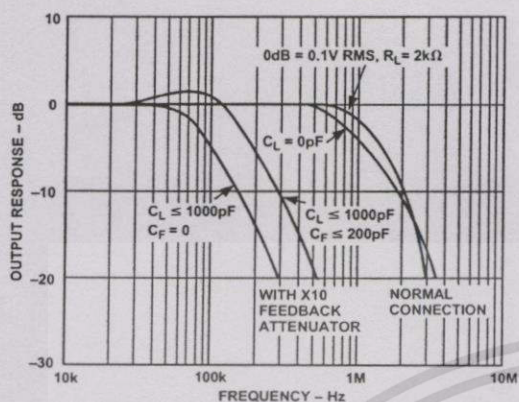


Figure 22. Frequency Response as a Multiplier

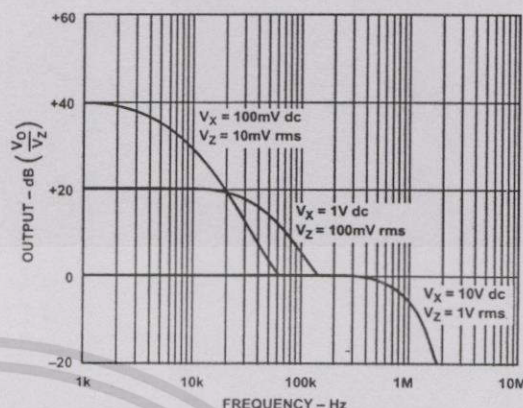


Figure 23. Frequency Response vs. Divider Denominator Input Voltage



## ประวัติผู้เขียน

นายชัยทัต มณีอินทร์ เกิดเมื่อวันที่ 30 ธันวาคม 2515 ที่จังหวัดฉะเชิงเทรา สำเร็จการศึกษา  
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า  
คุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2539 และประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชาไฟฟ้ากำลัง  
จากวิทยาลัยช่างกลปทุมวัน ปีการศึกษา 2536



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้