

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมมุมเฟสของแรงดันและกระแสขาออกของ
วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานโดยใช้พีแอลแอล

A PHASE-SHIFT CONTROL SCHEME BETWEEN OUTPUT VOLTAGE AND
OUTPUT CURRENT OF PARALLEL RESONANT
INVERTER USING PLL



T110387



นฤมล พลเวียงคำ

NARUMON PONWIANGKUM

๒๗.

๒๕ ๒๗๖ ๗

๐๕๕๓

เลขหมู่..... 110387

เลขทะเบียน..... - 2

วัน,เดือน,ปี..... ๓.๒. ๒๕๕๓

b. 12252277
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.๒๕๕๓

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

KMITL-2010-EN-M-020-078

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**A PHASE-SHIFT CONTROL SCHEME BETWEEN OUTPUT VOLTAGE AND
OUTPUT CURRENT OF PARALLEL RESONANT
INVERTER USING PLL**



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

2010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2010

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การควบคุมมุมเฟสของแรงดันและกระแสขาออกของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานโดยใช้พีแอลแอล

Thesis Title The Phase-Shift Control Scheme Between Output Voltage and Output Current of Parallel Resonant Inverter Using PLL

นักศึกษา นางสาวนฤมล พลเวียงคำ

รหัสประจำตัว 48060256

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.สุวัฒน์ กิตติรัตน์สัจจา

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2010-EN-M-020-078

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ลายมือชื่อ

ผศ.ดร.อนุวัฒน์

จางวนิชเลิศ

รศ.ดร.วิจิตร

กิตติเรศ

ดร.ภพ

จันทร์เจริญสุข

ดร.สุเมธ

เนติศักดิ์านนท์

รศ.ดร.สุวัฒน์

กิตติรัตน์สัจจา

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 31 มีนาคม พ.ศ. 2553 เวลา 10.00 – 12.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 31 มีนาคม พ.ศ. 2553

สำนักทะเบียนและประมวลผล สจก.

วันที่ส่งเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

วันที่ 31 เดือน ๓.๓. พ.ศ. 2553

ลงชื่อ 

ใบรับรองวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมมุมเฟสของแรงดันและกระแสขาออกของวงจร เรโซแนนซ์แบบขนานโดยใช้พีแอลแอล
นักศึกษา	นางสาวนฤมล พลเวียงคำ
รหัสนักศึกษา	48060256
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2553
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.สุวัฒน์ กิตติรัตนสัจจา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ ฉบับนี้ได้นำเสนอการควบคุมมุมต่างเฟสของแรงดันและกระแสขาออกของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานโดยใช้เฟสล็อกคูลูป ทั้งนี้ได้จำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม PSCAD ของ Current-fed parallel inverter ที่มีระบบควบคุมความถี่อัตโนมัติ ซึ่งหลักในการควบคุมแหล่งจ่ายของงานเหนี่ยวนำความร้อนจะใช้ตัวตรวจสอบความถี่และเฟส ของกระแสและแรงดันที่ใช้ในการขับโหลดเหนี่ยวนำความร้อนร่วมกับเฟสล็อกคูลูป เพื่อควบคุมมุมต่างของแรงดันและกระแสขาออกในสภาวะมุมต่างค่าต่างๆ เช่น $0, +10, +20, -10, -20$ องศา ในโหลดที่แตกต่างกันให้อยู่ในช่วงมุมเฟสที่กำหนด ซึ่งผลการทดลองที่วัดได้จากวงจรเครื่องต้นแบบพบว่าสามารถควบคุมให้มุมเฟสมีค่าคงที่ได้ วิธีที่นำเสนอนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับการควบคุมกำลังแบบต่างๆ ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	The Phase-Shift Control Scheme Between Output Voltage and Output Current of Parallel Resonant Inverter Using PLL
Student	Miss.Narumon Ponwiangkum
Student ID.	48060256
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2010
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Supat Kittiratsatcha

ABSTRACT

This thesis proposes the phase-shifting control scheme between output voltage and output current of parallel resonant inverter by using PLL (Phase-locked loop). This is implemented in computer simulation on PSCAD program of a current-fed parallel inverter with the automatic frequency control. The control principle uses a Phase Frequency Detector (PFD) to detect switching frequency and phase of current and voltage in the tank circuit associated with the Phase-locked Loop to control output voltage and current at the constant $\Delta\theta$, such as 0° , $\pm 10^\circ$ and $\pm 20^\circ$. This proposed method can be adapted to other power control schemes.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดีด้วยคำแนะนำและการให้คำปรึกษาจาก รศ.ดร.สุพัฒน์ กิตติรัตน์สังจา ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณเพื่อนๆ น้องๆ ในห้อง Pearl Lab ในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณบัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือ ในเรื่องต่างๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบคุณขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่องและทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

นฤมล พลเวียงคำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	6
1.5 รายละเอียดวิทยานิพนธ์.....	6
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	7
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัย.....	8
2.1 บทนำ.....	8
2.2 รูปแบบของอินเวอร์เตอร์สำหรับงานการให้ความร้อนเหนี่ยวนำ.....	8
2.3 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรเรโซแนนซ์.....	8
2.3.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	9
2.3.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	11
2.4 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส.....	15
2.4.1 การวิเคราะห์ผลตอบสนองของโหลดเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	16
2.4.2 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า.....	17
2.4.3 การทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์.....	18
2.4.4 การทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์.....	20
2.5 เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loops : PLL).....	21
2.5.1 คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูป (DPLL).....	21
2.5.2 ตัวตรวจจับเฟสแบบดิจิตอล.....	22
2.5.3 ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป.....	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของเจ้าของในหอสมุดมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ IV และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.4. ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่.....	26
2.5.5. วงจรกรองรูป.....	29
2.5.6 การทำงานของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกกรุปในสภาวะล็อก.....	32
บทที่ 3 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มีระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ.....	35
3.1 บทนำ.....	35
3.2 ระบบการควบคุมของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแส.....	35
3.2.1 แหล่งจ่ายกระแส (DC Current Source).....	36
3.2.2 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบแหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์ (Full-Bridge Current-Fed Parallel Inverter).....	39
3.2.3.การทำงานของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์.....	40
3.2.4.สัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตในวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter Gate Drive).....	42
3.3. ระบบเฟสล็อกกรุป (PLL System).....	44
3.3.1. ระบบการควบคุมความต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดัน.....	51
3.4. การพิจารณาค่าอัตราขยายของระบบควบคุม.....	52
3.5. สรุป.....	53
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง.....	53
4.1 บทนำ.....	53
4.2 การทดลองแหล่งจ่ายกระแส.....	53
4.3 การทดลองสัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตในวงจรอินเวอร์เตอร์.....	59
4.4 การทดลองระบบเฟสล็อกกรุป.....	61
4.5 การทดลองวัดแรงดันที่โหลด.....	64
4.6 การทดลองการควบคุมเฟส.....	72
4.7 การเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าที่มุมเฟสต่าง ๆ.....	78
4.8 สรุป.....	80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอ.....	81
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	81
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	82
เอกสารอ้างอิง.....	83
ภาคผนวก.....	84
ภาคผนวก ก. โปรแกรมของ MCS-51ที่ใช้ในการควบคุมกระแสดีซี ดิงค์.....	85
ภาคผนวก ข. โปรแกรมของ MCS-51(AT89LP4052)ที่ใช้ควบคุมระบบ.....	90
ภาคผนวก ค. รูปภาพเครื่องมือที่ใช้สำหรับทดลอง.....	95
ภาคผนวก ง. เครื่องต้นแบบที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	98
ภาคผนวก จ. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	103
ประวัติผู้เขียน.....	110

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1	ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 1.8 A.....69
4.2	ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 5.5 A..... 70
4.3	ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 6.8 A..... 71
4.4	ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 7.9 A..... 72
4.5	ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะหลอมชิ้นงานที่อุณหภูมิ 500 °C 72
4.6	ข้อมูลที่ได้จากการทดลองโดยใช้โหลดเหนี่ยวนำที่มีค่า $L = 3.6\mu H$79
4.7	ข้อมูลที่ได้จากการทดลองโดยใช้โหลดเหนี่ยวนำที่มีค่า $L = 5.42\mu H$79
4.8	ข้อมูลที่ได้จากการทดลองโดยใช้โหลดเหนี่ยวนำที่มีค่า $L = 8.17\mu H$80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรม การทำงานของ Phase-Locked Loop.....	3
1.2 รูปแบบของระบบควบคุมอย่างง่าย.....	4
1.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณกับอัตรากว้าง.....	5
2.1 วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์.....	8
2.2 วงจร RLC อนุกรม.....	9
2.3 แสดงความสัมพันธ์ของ X_L และ X_C ต่อความถี่สำหรับวงจร RLC แบบขนาน.....	10
2.4 อิมพีแดนซ์รวม และกระแสที่ไหลในวงจร RLC แบบอนุกรม ที่ความถี่ต่างๆ.....	11
2.5 วงจร RLC แบบขนาน.....	11
2.6 ความสัมพันธ์ของ X_L และ X_C ต่อความถี่สำหรับวงจร RLC แบบขนาน.....	12
2.7 อิมพีแดนซ์รวม และกระแสที่ไหลในวงจร RLC แบบขนาน ที่ความถี่ต่างๆ.....	13
2.8 วงจรแทงค์.....	14
2.9 วงจร RLC แบบขนาน.....	14
2.10 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส.....	16
2.11 วงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์วงจร.....	16
2.12 รูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันที่โหลดในสภาวะเรโซแนนซ์.....	18
2.13 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่โหลดและที่อุปกรณ์สวิตช์ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (รูปร่างสัญญาณของกระแสจะล่าหลังรูปร่างสัญญาณแรงดัน ($\xi < 1$)).....	19
2.14 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่โหลดและที่อุปกรณ์สวิตช์ที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (รูปร่างสัญญาณของกระแสจะนำหน้ารูปร่างสัญญาณแรงดัน ($\xi < 1$)).....	20
2.15 โครงสร้างของคลาสซิกคิลคิกิตอลเฟสล็อกกลู.....	22
2.16 ตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท.....	23
2.17 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส θ_e เท่ากับศูนย์.....	23
2.18 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส θ_e มากกว่าศูนย์.....	23
2.19 สัญญาณขาออก v_e ของตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท.....	24
2.20 ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป.....	24
2.21 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส θ_e เท่ากับศูนย์.....	24
2.22 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส θ_e มากกว่าศูนย์.....	25
2.23 สัญญาณขาออก v_e ของตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป.....	25
2.24 ตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่.....	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปยังเว็บไซต์อื่นใด การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.25	สัญญาณแรงดันขาเข้าขาออก ใช้ตัวตรวจจับเฟสความถี่ที่สภาวะต่าง ๆ.....27
2.26	กราฟสัญญาณขาออกของ \bar{v}_e ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่.....28
2.27	ค่าวัฏจักรการทำงานของสัญญาณขาออก \bar{v}_e ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่.....29
2.28	วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์.....30
2.29	ผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์.....30
2.30	วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำแบบแอกทีฟเล็กฟิลเตอร์.....30
2.31	ผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟเล็กฟิลเตอร์.....31
2.32	วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำแบบแอกทีฟ PI ฟิลเตอร์.....31
2.33	ผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ PI ฟิลเตอร์.....32
2.34	แสดงบล็อกไดอะแกรม การทำงานของ Phase- Locked Loop (PLL)..... 32
2.35	ลตรูปบล็อกไดอะแกรม..... 33
3.1	แสดง Block diagram โดยใช้ PLL ควบคุมระบบ.....35
3.2	แหล่งจ่ายกระแสที่มีระบบควบคุมกระแส DC Link ให้คงที่..... 36
3.3	วงจรควบคุมการจูนขบวนแบบเชิงเส้นซึ่งใช้แรงดัน ไฟตรงตัดสัญญาณสามเหลี่ยม.....37
3.4	วงจรสำหรับขับสัญญาณ Q_1 และ Q_237
3.5	แผนผังการทำงานของกระบวนการควบคุมกระแสแบบลูปปิด..... 38
3.6	วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์.....39
3.7	วงจรของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบแหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์.....40
3.8	วงจรสมมูลการทำงานในโหมดที่ 1..... 40
3.9	วงจรสมมูลการทำงานในโหมดที่ 2.....41
3.10	วงจรสมมูลโหมดการทำงานที่ 3.....42
3.11	วงจรสำหรับขับสวิตช์อินเวอร์เตอร์..... 43
3.12	วงจรสำหรับสร้างสัญญาณการเหลื่อม (Overlap).....43
3.13	การจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณการเหลื่อม โดยใช้โปรแกรม Orcad/PSpice.44
3.14	ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณการเหลื่อม.....44
3.15	รูปแบบที่ใช้จำลองการทำงานบน โปรแกรม PSCAD ของ PFD.....45
3.16	Current-fed Parallel Inverter45
3.17	Zero-Crossing Detector46
3.18	วงจรกำเนิดความถี่.....46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.19	ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....47
3.20	ผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์กระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับ โหลดมีเฟสตรงกัน48
3.21	ผลการจำลองการทำงานเมื่อตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ตัวจับค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในสภาวะบวกหรือนำหน้า.....48
3.22	ผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์กระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับ โหลดมีเฟสตรงกัน.....48
3.23	ผลการจำลองการทำงานเมื่อตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ตัวจับค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในสภาวะลบหรือล่าหลัง.....49
3.24	ผลการจำลองการทำงานเมื่อกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับ โหลดมีเฟสตรงกัน.....49
3.25	การจำลองการทำงานของระบบควบคุมอย่างง่าย.....50
3.26	การจำลองการทำงานใน โปรแกรม MATLAB.....51
4.1	แสดงสัญญาณที่ผ่านการแยกโคจรทางแสง เพื่อใช้สำหรับจุดชนวนให้กับ SCR Q_1 และ Q_253
4.2	แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี $\alpha > 90^\circ$ (สเกลแรงดัน:100 V/div, Time:5 mS/div)..54
4.3	แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี $\alpha > 90^\circ$ (สเกลแรงดัน:100 V/div, Time:5 mS/div)..54
4.4	แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี $\alpha \approx 90^\circ$ (สเกลแรงดัน:100 V/div, Time:5 mS/div)..55
4.5	แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี $\alpha \approx 30^\circ$ (สเกลแรงดัน:100 V/div, Time:5 mS/div)..55
4.6	แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี $\alpha \approx 0^\circ$ (สเกลแรงดัน:100 V/div, Time:5 mS/div)..56
4.7	รูปร่างของสัญญาณแรงดัน V_{AC} และกระแสทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับ I_{AC}57
4.8	กระแสโหลด (I_L) และแรงดันขาออกของวงจรเรียงกระแส(V_L) เมื่อโหลดมีค่า 80 โอห์ม (สเกลกระแส I_L :0.5A/div และสเกลแรงดัน V_L :100V/div, Time:5 mS/div).....58
4.9	กระแสโหลด (I_L) และแรงดันขาออกของวงจรเรียงกระแส(V_L) เมื่อโหลดมีค่า 20 โอห์ม (สเกลกระแส I_L :0.5A/div และสเกลแรงดัน V_L :10V/div, Time:5 mS/div).....58
4.10	ผลตอบสนองต่อสเตปค่าสั่งกระแส I_{dc}59
4.11	สัญญาณสำหรับขับมอสเฟตทั้ง 2 คู่ มีสัญญาณเหลือมกัน 500 nS (คู่มอสเฟต T_1 และ T_2 มีสัญญาณเหลือมคู่มอสเฟต T_3 และ T_4 อยู่ 500 nS).....60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.12	สัญญาณสำหรับขับมอสเฟตทั้ง 2 คู่ มีสัญญาณเหลือมกัน 500 nS (คู่มอสเฟต T_1 และ T_2 มีสัญญาณเหลือมคู่มอสเฟต T_3 และ T_4 อยู่ 500 nS).....	60
4.13	ระบบการควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ แสดงผลการทดลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 มีเฟสตรงกับ สัญญาณ U2 ความคลาดเคลื่อนของเฟส (θ_e) เป็นศูนย์.....	61
4.14	แสดงผลการทดลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 มีเฟสหน้า สัญญาณ U2.....	62
4.15	แสดงผลการทดลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 มีเฟสล่าหลัง สัญญาณ U2 ความคลาดเคลื่อนของเฟส (θ_e) เป็นลบ.....	62
4.16	แสดงสัญญาณสำหรับขับเกตมอสเฟต (V_G) นำหน้าสัญญาณ กระแสสำหรับขับโหลด (I_o) เป็นเวลา $2 \mu S$	63
4.17	สัญญาณกระแส (I_o) และแรงดัน (V_o) สำหรับขับโหลดอยู่ในสถานะมีเฟสตรงกันเมื่อทำ การเลื่อนเฟสแรงดัน (V_o) ไปข้างหน้า $2 \mu S$ (สเกลแรงดัน V_o : 5 V/div, กระแส I_o : 1 A/div).....	64
4.18	ผลตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟสตรงกับกระแสที่ใช้ในการขับโหลด.....	65
4.19	ผลตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟสหน้าหน้ากระแสที่ใช้ในการขับโหลด.....	65
4.20	ผลตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟสล่าหลังกระแสที่ใช้ในการขับโหลด.....	66
4.21	สัญญาณแรงดันทางด้านขาออกของการควบคุมเฟสเมื่อ โหลดเป็นอินเวอร์เตอร์.....	66
4.22	รูปร่างของสัญญาณกระแส (I_o) และแรงดันขาออก (V_o) เมื่ออยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ (สเกลกระแส I_o : 2 A/div, แรงดัน V_o : 20 V/div, Time: 50 mS/div).....	67
4.23	รูปร่างของสัญญาณกระแส (I_o) ล่าหลังแรงดันขาออก (V_o) เป็นมุม 10 องศา เมื่อเกิด อุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ $30 \text{ }^\circ C$ (สเกลกระแส I_o : 5 A/div, แรงดัน V_o : 500 V/div, Time: 50 μS /div).....	68
4.24	รูปร่างของสัญญาณกระแส (I_o) ล่าหลังแรงดันขาออก (V_o) เป็นมุม 15 องศา เมื่อเกิด อุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ $35 \text{ }^\circ C$ (สเกลกระแส I_o : 5 A/div, แรงดัน V_o : 50 V/div, Time: 20 μS /div).....	69
4.25	รูปร่างของสัญญาณกระแส (I_o) ล่าหลังแรงดันขาออก (V_o) เป็นมุม 20 องศา เมื่อเกิด อุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ $40 \text{ }^\circ C$ (สเกลกระแส I_o : 5 A/div, แรงดัน V_o : 100 V/div, Time: 20 μS /div).....	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

4.25	รูปร่างของสัญญาณกระแส (I_o) ล้าหลังแรงดันขาออก (V_o) เป็นมุม 20 องศา เมื่อเกิดอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ 40 °C (สเกลกระแส I_o :5 A/div, แรงดัน V_o :100 V/div, Time:20 μ S/div).....	70
4.26	รูปร่างของสัญญาณกระแส (I_o) และแรงดันขาออก (V_o) เมื่ออยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ที่อุณหภูมิ 500 °C (สเกลกระแส I_o : 5 A/div, แรงดัน V_o :20 V/div, Time:20 μ S/div)...	72
4.27	กระแสและแรงดันเอาท์พุทมีเฟสต่างกันศูนย์องศา.....	73
4.28	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน10 องศา โดยกระแสล้าหลังแรงดัน.....	73
4.29	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 20 องศา โดยกระแสล้าหลังแรงดัน.....	73
4.30	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน10 องศา โดยกระแสนำหน้าแรงดัน.....	74
4.31	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 20 องศา โดยกระแสนำหน้าแรงดัน.....	74
4.32	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกันศูนย์องศา.....	74
4.33	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน10 องศา โดยกระแสล้าหลังแรงดัน.....	75
4.34	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 20 องศา โดยกระแสล้าหลังแรงดัน.....	75
4.35	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน10 องศา โดยกระแสนำหน้าแรงดัน.....	75
4.36	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 20 องศา โดยกระแสนำหน้าแรงดัน.....	76
4.37	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกันศูนย์องศา.....	76
4.38	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน10 องศา โดยกระแสล้าหลังแรงดัน.....	76
4.39	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 20 องศา โดยกระแสล้าหลังแรงดัน.....	77
4.40	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน10 องศา โดยกระแสนำหน้าแรงดัน.....	77
4.41	กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 20 องศา โดยกระแสนำหน้าแรงดัน.....	77
4.42	การเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าจากการควบคุมมุมเฟสของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส.....	79

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเราได้ให้ความสำคัญต่อปัญหาทางด้านของสิ่งแวดล้อม และการประหยัดพลังงาน ดังนั้นการหลอมชิ้นงานโดยอาศัยการเหนี่ยวนำจึงเป็นทางเลือกที่ดีและเหมาะสมเพราะว่า มีความปลอดภัยเพราะไม่ต้องใช้เชื้อเพลิงซึ่งเป็นมลภาวะต่อสิ่งแวดล้อม ใช้เวลาในการหลอมได้อย่างรวดเร็วจึงมีการสูญเสียพลังงานน้อยและประหยัดพลังงาน ใช้พื้นที่ในการทำงานน้อย เสียบราคาถูกและทำการบำรุงรักษาได้ง่าย เครื่องหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำนั้นแบ่งตามชนิดของแหล่งจ่ายได้ 2 ชนิดคือ 1) เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายแรงดันซึ่งมีข้อดีคือสามารถออกแบบและวิเคราะห์การทำงานได้ง่าย ส่วนข้อเสียคือต้องใช้ตัวเก็บประจุสำหรับแก๊พเพาเวอร์แพ็คเกจที่ทนแรงดันได้สูง เมื่อเกิดการลัดวงจรที่โหลดจะเกิดการเสียหาย 2) เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกนี้เป็นระบบที่มีข้อดีอยู่หลายประการดังนี้ [1]

- 1.1.1 ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังมากที่สุดในด้านของอุตสาหกรรม
- 1.1.2 เมื่อเกิดการลัดวงจรที่โหลดไม่เกิดการเสียหาย
- 1.1.3 ไม่ต้องใช้ตัวเก็บประจุสำหรับแก๊พเพาเวอร์แพ็คเกจ ที่ทนแรงดันได้สูง
- 1.1.4 ระบบมีความเชื่อถือได้สูง

โดยทั่วไปแล้วเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ ชนิดแหล่งจ่ายกระแสมีหลักการการทำงานเริ่มจากจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit) เพื่อแปลงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และมีตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ต่ออยู่เพื่อควบคุมกระแสดีซีลิงค์ (DC. Link Current) ให้คงที่และมีค่ากระแสเพี้ยน(Ripple)น้อย เพื่อจ่ายให้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์(Full-Bridge Inverter) ทำการสวิตซ์ให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปในขดลวด ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กในขดลวดซึ่งจะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและเกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) เป็นวงปิดในตัวเบ้าหลอมและมีความร้อนเกิดขึ้น ในทางไฟฟ้านั้นวงจรเสมือนของโหลดเครื่องหลอมเหนี่ยวนำ (Induction Heating Load) จะประกอบไปด้วยความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำโดยมีตัวเก็บประจูดอนกัน ซึ่งเรียกกันโดยทั่วไปว่า วงจรแทงค์ (Tank Circuit) ปัญหาจากการที่ชิ้นงานได้รับความร้อนจะส่งผลทำให้คุณสมบัติทางไฟฟ้า และทางแม่เหล็กเกิดการเปลี่ยนแปลง เมื่อพารามิเตอร์ของวงจรแทงค์เปลี่ยนแปลง จะส่งผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดเปลี่ยน แปลงตามไปด้วย ถ้าในกรณีไม่มีการควบคุมความถี่ในการสวิตซ์ให้กับอินเวอร์เตอร์จะมีผลทำให้กำลังทางค่านาออกมีค่า

ไม่เท่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมให้เครื่องหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำทำงานที่สภาวะเรโซแนนซ์ได้ซึ่งทำให้ระบบเกิดการส่งถ่ายกำลังงานสูงสุด

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.2.1 เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของเตาหลอมแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแส

1.2.2 เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ (Phase Frequency Detector : PFD)

1.2.3 เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูป (Digital Phase Lock Loop : DPLL) สำหรับใช้ในการควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะเรโซแนนซ์ หรือควบคุมให้กระแสและแรงดันที่วงจรเรโซแนนซ์มีเฟสตรงกัน

1.2.4 เพื่อวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน โดยมีค่าอิมพีแดนซ์, มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส ตัวประกอบกำลัง (Quality Factor) และกำลังไฟฟ้า ซึ่งตัวแปรเหล่านี้จะมีความสัมพันธ์โดยตรงเมื่อความถี่เกิดการเปลี่ยนแปลง

1.2.5 เพื่อสามารถวิเคราะห์ได้ว่าเมื่อชิ้นงานได้รับความร้อนจะมีผลต่อคุณสมบัติทางแม่เหล็กและทางไฟฟ้า ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อความถี่ในการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์

1.2.6 เพื่อสามารถควบคุมการทำงานให้อยู่ในสภาวะต่าง ๆ โดยที่อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปนั้น ไม่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของมุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดัน

1.3. ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

โดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสมีหลักการการทำงานเริ่มจากจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่วงจรเรกติไฟเออร์ (Rectifier Circuit) เพื่อแปลงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และมีตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ต่ออยู่เพื่อควบคุมกระแสดีซีลิงค์ (DC Link Current) ให้คงที่และมีค่ากระเพื่อมน้อย เพื่อจ่ายให้กับวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น (Full-Bridge Inverter) ทำการสวิตซ์ให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปในขดลวด ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กในขดลวดซึ่งจะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและเกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) เป็นวงปิดในตัวบ้ำหลอมและมีความร้อนเกิดขึ้น

ในที่นี้ได้นำเสนอการควบคุมแรงดันและกระแสขาออกให้ทำงานที่มุมเฟสแตกต่างกัน โดยให้มุมคงที่ไม่ว่าโหลดจะเปลี่ยนแปลงไป เพื่อสามารถควบคุมกำลังขาออกได้ดังสมการที่ (1.1)-(1.3) [2] โดยที่ความร้อนไม่ส่งผลกระทบต่อในการควบคุมมุมเฟส

$$v_o = \sum_{n=1}^{\infty} v_c \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (1.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_o = \sum_{n=1}^{\infty} i_o \sin(n\omega t) \quad (1.2)$$

$$P_{output} = \left[\sum_{n=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} v_c \sin(n\omega t + \theta) \right] \left[\sum_{n=1}^{\infty} i_o \sin(n\omega t) \right] \cdot \cos \theta_n \right] \quad (1.3)$$

เมื่อให้ความร้อนแก่ชิ้นงานถึงจุดอุณหภูมิ Curie Point ทำให้ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กนี้เกือบเท่ากับอากาศที่จุดอุณหภูมิดังกล่าวจะมีผลให้สารนั้นหมดสภาพความเป็นสารแม่เหล็ก จะมีผลทำให้ค่าความเหนี่ยวนำของชิ้นงานลดลงอย่างมาก ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์ของโพลกเกิดการเปลี่ยนแปลงโดยในงานวิจัยนี้ทำการควบคุมความถี่ในการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ให้ทำงานที่สภาวะต่าง ๆ เพื่อต้องการให้กำลังทางด้านขาออกมีค่าตามที่เรากำหนด โดยใช้หลักการของ Phase Lock Loop (PLL) เพื่อทำการควบคุมให้กระแสและแรงดันที่ใช้ในการขับโพลกอยู่ในสภาวะมีเฟสต่าง ๆ หรืออยู่ในสภาวะความถี่เรโซแนนซ์

องค์ประกอบของการเกิดความร้อน โดยการเหนี่ยวนำนี้ ประกอบไปด้วยตัวแปรต่าง ๆ ซึ่งจะอธิบายถึงความสัมพันธ์กับความลึกของกระแสไหลวน (Current depth: δ) ที่เกิดขึ้นเนื่องจากผลของ Skin Effect โดยสมการที่ (1.4)

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (1.4)$$

จากสมการที่ (1.4) สามารถหาค่าความถี่ได้ดังสมการที่ (1.5)

$$f = \frac{\rho}{\pi \mu \delta^2} \quad (1.5)$$

โดยที่ δ คือความลึกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในชิ้นงาน (m)

μ คือสภาพความซึมซาบสนามแม่เหล็ก (H/m)

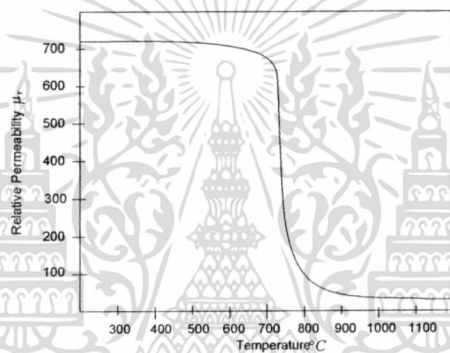
ρ คือสภาพความต้านทานจำเพาะของชิ้นงาน ($\Omega \cdot m$)

f คือความถี่ (Hz)

เมื่อให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน มีผลทำให้ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กมีขนาดลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น หากอุณหภูมิสูงจนถึงจุด Curie Point (ประมาณ $750^\circ C$) จะทำให้ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กนี้ลดลงอย่างรวดเร็วจนมีค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กเกือบเท่ากับอากาศ ที่จุดอุณหภูมิดังกล่าวจะมีผลให้สารนั้นหมดสภาพความเป็นสารแม่เหล็ก มีผลทำให้ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance : L) ของชิ้นงานลดลงอย่างมาก จากสมการที่ (1.4) คุณสมบัติทางไฟฟ้าของชิ้นงานจึง

เปลี่ยนไปด้วย โดยค่าความต้านทานสมมูลของชิ้นงานลดลง เนื่องจากกระแสไหลวนไหลลึกลง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไปในชิ้นงานได้มากขึ้น แต่ในส่วนของค่าสภาพความต้านทานไฟฟ้าที่สูงขึ้นอย่างต่อเนื่องตามไม่วารณใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

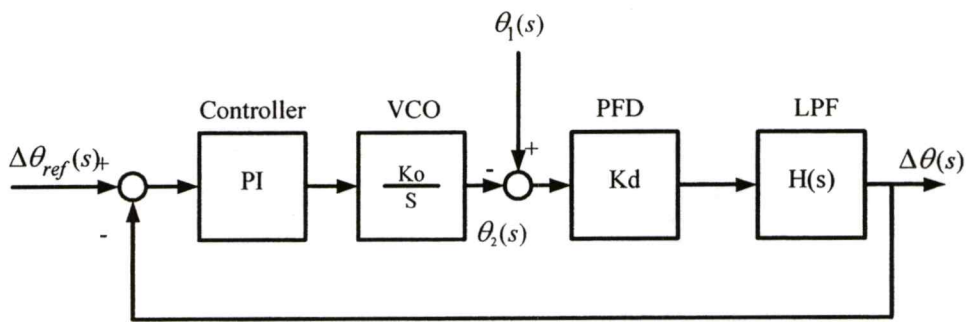
อุณหภูมิ แต่หลังจากถึงจุด Curie Point แล้วจึงเริ่มคงที่ จากสาเหตุนี้ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เกิดการเปลี่ยนแปลงไป โดยก่อนถึงจุด Curie Point จะมีความถี่เรโซแนนซ์ค่าหนึ่ง หลังถึงจุด Curie Point มีความถี่เรโซแนนซ์อีกค่าหนึ่งโดยคangk่านี้เหล็กจึงมีสภาพเปลี่ยนจาก Ferro magnetic เป็น Non-Ferro magnetic ซึ่งอธิบายลักษณะการเปลี่ยนแปลงได้ดังรูปที่ 1.3 และมีผลทำให้ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance : L) ของเหล็กลดลงอย่างมาก นอกจากนั้นคุณสมบัติทางไฟฟ้าของเหล็กเปลี่ยนไปด้วย โดยค่าความต้านทานสมมูลของเหล็กมีค่าลดลงเนื่องจากกระแสไหลวนไหลลึกลงไปในผิวของเหล็กได้มากขึ้น ซึ่งจากสมการที่ (1.3) แสดงให้เห็นว่า ถ้าสามารถปรับมุมต่างเฟสให้คงที่ได้โดยที่ความร้อนไม่ส่งผลในการควบคุมมุมเฟส ซึ่งทำให้การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าได้ง่ายขึ้น เมื่อเป็นเช่นนั้นสามารถทำให้ค่ากำลังไฟฟ้านั้นมีค่าคงที่ด้วยเช่นกัน



รูปที่ 1.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบสนามแม่เหล็กของชิ้นงานกับอุณหภูมิ

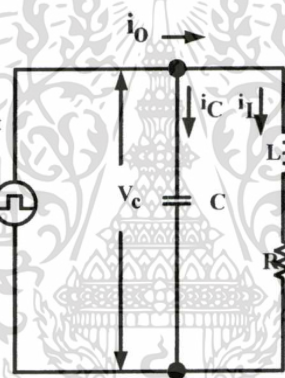
รูปที่ 1.2 เป็นระบบที่นำสัญญาณขาออกมาเป็นมุมอ้างอิง ซึ่งต้องการควบคุมมุมต่างระหว่างแรงดัน (v_o) และกระแส (i_o) โดยจะกำหนดให้ θ_1 และ θ_2 แทนมุมของสัญญาณแรงดัน v_o และมุมของสัญญาณกระแส i_o ตามลำดับ โดยทำการตรวจจับมุมต่างระหว่างแรงดันและกระแส ซึ่งสัญญาณที่ออกจากตัวตรวจจับสัญญาณ (Phase Frequency Detector : PFD) จะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม (Square waveform) จากนั้นส่งผ่านไปยัง วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low pass filter) โดยสัญญาณที่ได้นี้เป็นค่าเฉลี่ยของมุมต่างเฟสจากนั้นจึงนำไปเปรียบเทียบกับมุมอ้างอิง ($\Delta\theta_{ref}$) นำไปประมวลผลและส่งไปยังโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (Voltage Control Oscillator : VCO) โดยสัญญาณที่ได้นี้จะถูกนำไปเป็นสัญญาณขาเข้าต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรม การทำงานของ Phase Lock Loop

รูปที่ 1.3 แสดงรูปวงจรงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเราจะนำการทำงานของบล็อกไดอะแกรมการทำงานของ Phase Lock Loop ในรูปที่ 1.2 มาทำการควบคุมวงจรงจรอินเวอร์เตอร์ในรูปนี้ ซึ่งจะได้กล่าวในบทต่อไป



รูปที่ 1.3 วงจรงจรอินเวอร์เตอร์

1.4. ขอบเขตงานวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการควบคุมความต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสทางด้านขาออกของวงจรโซ่แรงดันแบบขนานโดยใช้ พีแอลแอล (PLL:Phase lock loop) ซึ่งเครื่องต้นแบบเป็นเตาหลอมเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแสเฟสเดียวแบบเต็มคลื่น ซึ่งสามารถควบคุมให้มีมุมคงที่ทั้งกระแสหน้าแรงดันและกระแสล่าหลังแรงดันที่มุม 0, 10, 20 องศา เมื่อขึ้นงานได้รับความร้อนซึ่งทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงไป โดยอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงของขึ้นงานไม่มีส่งผลกระทบต่อการทำงานควบคุมมุมเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องต้นแบบของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มีการควบคุมมุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันที่ใช้ในการทดลองในงานวิจัยมีพิกัดดังต่อไปนี้

แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับขาเข้า	220 V ac
กระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกไม่เกิน	10 แอมแปร์
กำลังไฟฟ้าทางด้านขาออกไม่เกิน	1 กิโลวัตต์

1.5. รายละเอียดวิทยานิพนธ์

การควบคุมความถี่ของการสวิตช์แบบอัตโนมัติโดยใช้เฟสล็อกกลูป สำหรับเตาหลอมแบบเหนี่ยวนำ ในงานวิจัยนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย ขั้นตอนของการศึกษา และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและหลักการที่ใช้ในงานวิจัยของอินเวอร์เตอร์เฟสล็อกกลูป และการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอม หลักการของวงจรเรโซแนนซ์ และหลักการวิเคราะห์การทำงานของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสแบบเต็มบริดจ์

บทที่ 3 กล่าวถึงอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสแบบเต็มบริดจ์และส่วนประกอบต่างๆของระบบควบคุมความถี่ในการสวิตช์ที่สถานะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ พร้อมทั้งจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม PSCAD ของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ที่มีระบบควบคุมความถี่แบบอัตโนมัติ

บทที่ 4 กล่าวถึงการทดลองส่วนประกอบต่างๆของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสแบบเต็มบริดจ์ ที่มีระบบควบคุมความถี่ในการสวิตช์ที่สถานะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติโดยใช้เฟสล็อกกลูป ทำการทดลองระบบควบคุมเมื่อค่าความเหนี่ยวนำเกิดการเปลี่ยนแปลงเพื่อแสดงให้เห็นว่าระบบที่ได้นำเสนอมีความสามารถในการควบคุมความถี่แบบอัตโนมัติ

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

1.6.1 ศึกษาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับเครื่องหลอมแบบเหนียวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแส

1.6.2 ศึกษาวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

1.6.3 ศึกษาวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป ที่ใช้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

1.6.4 ออกแบบวงจรและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสพิกัดกระแสทางด้านขาออกไม่เกิน 10 แอมแปร์

1.6.5 ออกแบบและสร้างวงจรควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ

1.6.6 ทดสอบพร้อมทั้งเก็บข้อมูล

1.6.7 นำข้อมูลมาวิเคราะห์ผลเปรียบเทียบกับหลักการทางทฤษฎี

1.6.8 พิมพ์วิทยานิพนธ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

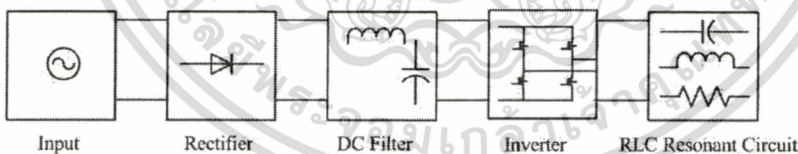
ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัย

2.1. บทนำ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการวิจัย โดยในอันดับแรก กล่าวถึงระบบควบคุมโดยใช้เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loops : PLL) และกล่าวถึงพื้นฐานของการเกิดความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูง การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอม รูปแบบของอินเวอร์เตอร์สำหรับงานการให้ความร้อนเหนี่ยวนำ และทฤษฎีพื้นฐานของวงจรเรโซแนนซ์ โดยที่กล่าวมานั้นได้นำมาใช้เป็นข้อมูลในการสร้างเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นมาเพื่อใช้ในงานวิจัย

2.2. รูปแบบของอินเวอร์เตอร์สำหรับงานการให้ความร้อนเหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์ในงานให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำมีหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง โดยอินเวอร์เตอร์ที่มีการใช้งานในทางอุตสาหกรรมนั้นมีหลายรูปแบบแตกต่างกันตามแต่ละผู้ผลิตซึ่งโดยทั่วไปสามารถแบ่งลักษณะของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ออกได้เป็น 2 แบบคือ แหล่งจ่ายแรงดัน(Voltage Fed) และแหล่งจ่ายกระแส (Current Fed) และสามารถแบ่งรายละเอียดในแต่ละภาคของวงจรออกได้อีกหลายรูปแบบ โดยแบ่งทั้งในส่วน of แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง รูปแบบของการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์และลักษณะการต่อวงจรเรโซแนนซ์ ซึ่งลักษณะโครงสร้างหลักของอินเวอร์เตอร์สำหรับงานให้ความร้อนเหนี่ยวนำสามารถเขียนได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1. วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์

2.3 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรเรโซแนนซ์

วงจรไฟฟ้ากระแสสลับที่เกิดสภาวะเรโซแนนซ์หมายถึงวงจรที่มีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของวงจรเท่ากับหนึ่ง นั่นคือกระแสที่ไหลในวงจรมีเฟสตรงกันกับแรงดันที่จ่ายให้แก่วงจร และค่าอิมพีแดนซ์เทียบเท่าภายในวงจรจะเหลือแต่ค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น เพราะค่าอินดักทีฟรีแอกแตนซ์และค่าคาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์จะหักล้างกันหมดไป ในขั้นพื้นฐานจะสามารถแยกพิจารณาออกเป็น 2 ลักษณะคือ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม และวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1. วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonant Circuit)

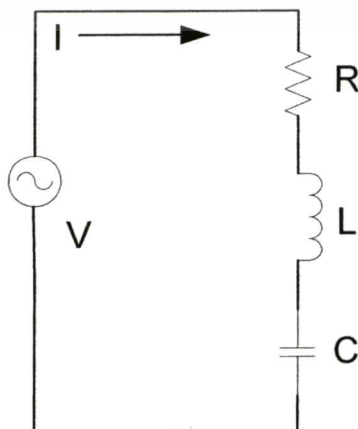
ลักษณะพฤติกรรมทางไฟฟ้าของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมจะมีอิมพีแดนซ์ที่ต่ำแหน่งเรโซแนนซ์ต่ำที่สุด ดังนั้นจะทำให้กระแสไหลผ่านวงจรได้มากที่สุดจึงทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าที่ไหลคมีค่าสูงสุด วิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าทำได้โดยการลดแรงดันที่จ่ายให้วงจรหรือเลื่อนความถี่การใช้งานให้ต่ำหรือสูงกว่าตำแหน่งเรโซแนนซ์ เมื่อพิจารณาในรูปที่ 2.2 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร RLC ที่ต่อแบบอนุกรมจะมีค่าดังสมการที่ (2.1)

$$Z = R + j(X_L - X_C) \quad (2.1)$$

สถานะเรโซแนนซ์จะสามารถหาค่าความถี่ได้ดังสมการที่ (2.2)

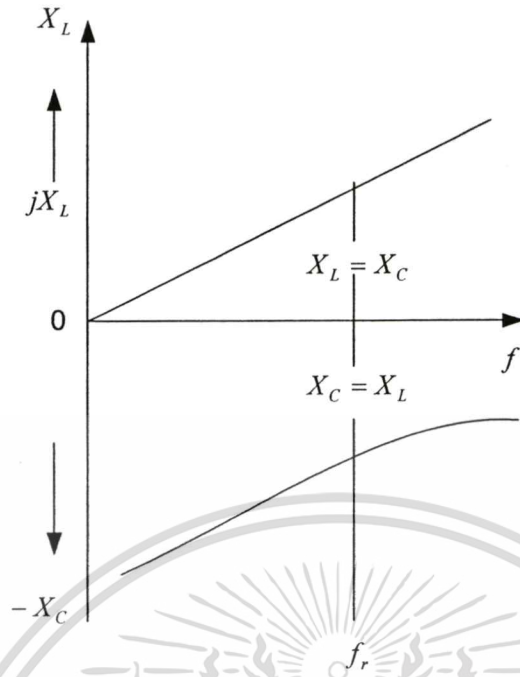
$$\begin{aligned} X_L &= X_C \\ 2\pi f_r L &= \frac{1}{2\pi f_r C} \\ f_r^2 &= \frac{1}{(2\pi)^2 LC} \\ f_r &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \end{aligned} \quad (2.2)$$

จากสมการ (2.1) จะพบว่าค่าอิมพีแดนซ์จะขึ้นอยู่กับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ เนื่องจากค่า $X_L = 2\pi fL$ และค่า $X_C = 1/2\pi fC$ จากรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าเมื่อความถี่ของแหล่งจ่ายไฟมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ค่า X_L จะมีค่าเพิ่มขึ้น ส่วนค่าของ X_C จะมีค่าลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นด้วย โดยที่ผลรวมของค่ารีแอกแตนซ์จะมีค่าเท่ากับ $(X_L - X_C)$ ดังนั้นถ้าหากความถี่ของแหล่งจ่ายไฟมีค่าเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ ดังสมการที่ (2.2) ก็จะมีผลทำให้ค่ารีแอกแตนซ์รวมมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นอิมพีแดนซ์รวมของวงจรจะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทาน ($Z=R$)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.2 วงจร RLC อนุกรม



รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ของ X_L และ X_C ต่อความถี่สำหรับวงจร RLC แบบขนาน

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (2.3)$$

$$I = V/Z \quad (2.4)$$

จากสมการที่ (2.3) และสมการที่ (2.4) นำค่าอิมพีแดนซ์รวมและกระแสที่ไหลในวงจรที่ความถี่ใดๆ มาเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 2.4

ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ความถี่ใดๆ ดังแสดงในสมการที่ (2.5) ที่ความถี่เรโซแนนซ์จะพบว่าแรงดัน V_L และ V_C จะกลับเฟสกันอยู่ 180 องศา และแรงดัน V_R จะมีค่ามากที่สุด เมื่อเทียบกับ V_L และ V_C ที่มีค่าเป็นศูนย์ แสดงว่าที่สภาวะเรโซแนนซ์จะไม่มีพลังงานสะสม

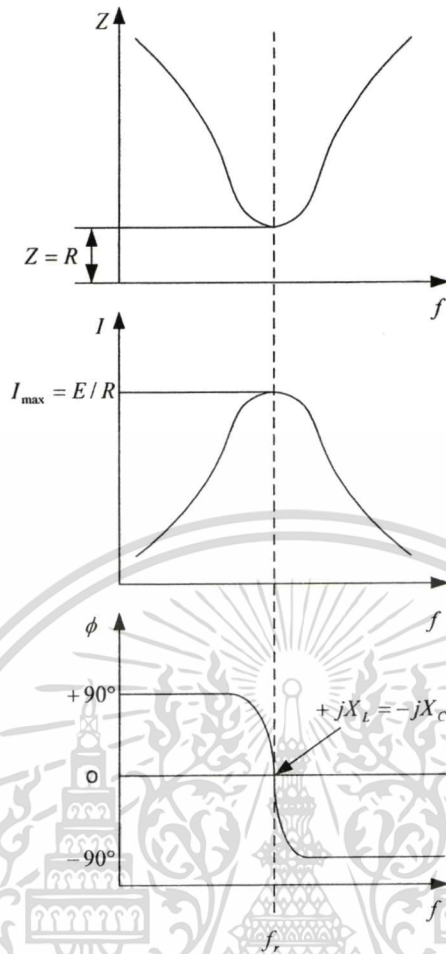
$$V_R = IR; \quad V_L = IX_L; \quad V_C = IX_C \quad (2.5)$$

ตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor : Q) หมายถึงอัตราส่วนระหว่างพลังงานที่ถูกเก็บเอาไว้ต่อพลังงานที่ถูกใช้ไป สำหรับในวงจร RLC อนุกรมพลังงานถูกเก็บเอาไว้ที่ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ จะสลับกันไปมาตลอดเวลา เพราะฉะนั้นในขณะเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ค่าของ Q จะมีค่าเท่ากับ อัตราส่วนของค่ารีแอกแตนซ์ทั้งสองต่อค่าของความต้านทาน ดังแสดงในสมการที่ (2.6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} \quad (2.6)$$

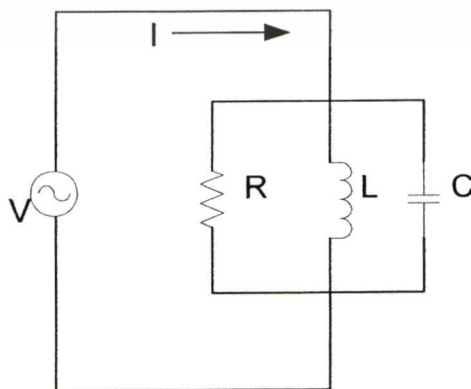
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



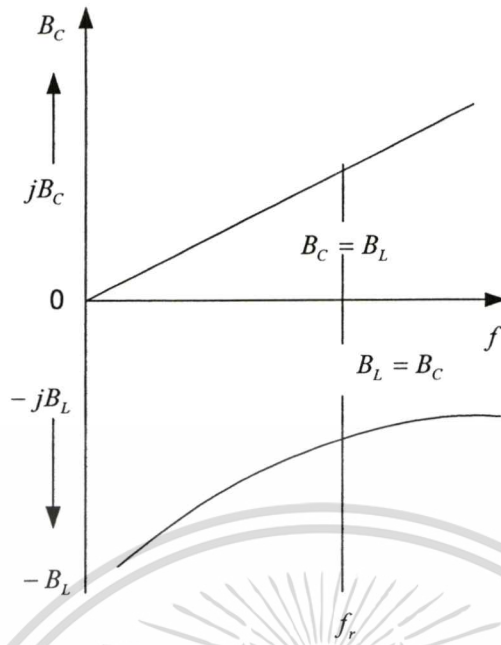
รูปที่ 2.4. อิมพีแดนซ์รวม,ขนาดกระแสและมุมเฟสในวงจร RLC แบบอนุกรม ที่ความถี่ต่างๆ

2.3.2. วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonant Circuit)

เมื่อพิจารณาในรูปที่ 2.5 จะพบว่า เมื่อวงจรเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ได้ก็ต่อเมื่อ อินдукติฟ ซัมเซฟแดนซ์มีค่าเท่ากับคาปาซิทีฟ ซัมเซฟแดนซ์ หรือ $B_L = B_C$ ดังนั้นค่าแอดมิตแดนซ์ของวงจรจะน้อยที่สุด หรือกล่าวได้ว่ามีค่าเท่ากับควมนำเท่านั้น ดังแสดงในสมการที่ (2.25)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.5 วงจร RLC แบบขนาน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ของ X_L และ X_C ต่อความถี่สำหรับวงจร RLC แบบขนาน

$$Y = G + j(B_C - B_L) \quad (2.7)$$

เมื่อ $B_L = B_C$ ($f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$) จะได้

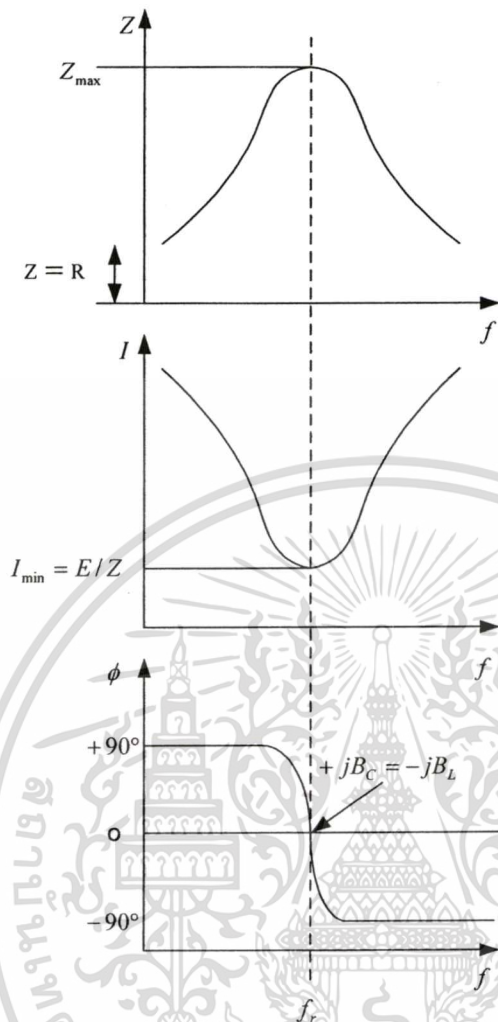
$$Y = G = \frac{1}{R} \quad (2.8)$$

เมื่อนำค่าอิมพีแดนซ์รวมและกระแสที่ไหลในวงจร RLC แบบขนานที่ความถี่ใดๆ มาเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 2.6 และในทางปฏิบัติวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานจะเป็นลักษณะดังรูปที่ 2.7 โดยค่าอิมพีแดนซ์รวมของวงจรที่จุดเรโซแนนซ์ จะมีค่าดังสมการที่ (2.4)

$$X_C = \frac{(R^2 + X_L^2)}{X_L} \quad (2.9)$$

$$Z = \frac{L}{RC} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 อิมพีแดนซ์รวม และกระแสที่ไหลในวงจร RLC แบบขนาน ที่ความถี่ต่างๆ

เมื่อเกิดสถานะเรโซแนนซ์ขึ้นในวงจร RLC แบบขนาน กระแสทั้งหมดที่ไหลในวงจรจะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานเพียงอย่างเดียว ส่วนกระแสที่ไหลผ่านคาปาซิเตอร์และตัวเหนี่ยวนำจะหักล้างกันหมดไป ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและตัวคาปาซิเตอร์จะมีค่ามากกว่ากระแสที่ไหลในวงจรมากก็เท่านั้นเอง แต่ผลสุดท้ายค่ากระแสที่ไหลในวงจรต้องเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานนั่นเอง ส่วนค่า Quality Factor : Q ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานจะมีค่าเท่ากับ อัตราส่วนระหว่างค่าซซเซฟแดนซ์ทั้งสองต่อค่าความนำของวงจร ดังสมการที่ (2.11)

$$Q_r = \frac{B_C}{G} = \frac{B_L}{G} \tag{2.11}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของกระแสได้ดังสมการที่ (2.12)

$$Q_r = \frac{I_C}{I_R} = \frac{I_L}{I_R} \quad (2.12)$$

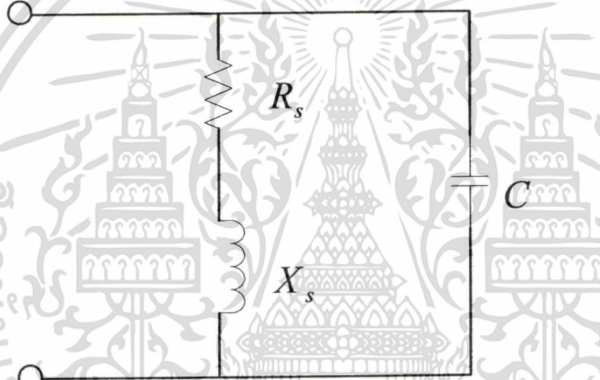
โดยที่

Q_r คือค่า Q ในขณะเกิดสภาวะเรโซแนนซ์

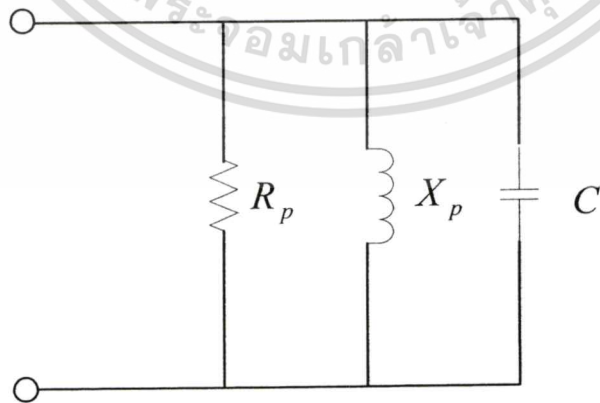
B_C คือค่า คาปาซิทีฟ ซัซเซพเตนซ์ในขณะเกิดสภาวะเรโซแนนซ์

B_L คือค่า อินดักทีฟ ซัซเซพเตนซ์ในขณะเกิดสภาวะเรโซแนนซ์

G คือค่า ความนำของวงจร



รูปที่ 2.8 วงจรแท่งค้



รูปที่ 2.9 วงจร RLC แบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการวิเคราะห์หาค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรในรูปที่ 2.8 สามารถเปลี่ยนวงจรให้อยู่ในรูปที่ 2.9 โดยค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรดังแสดงในสมการที่ (2.13) [3]

$$Z(f) = \frac{R_p}{1 + jQ_p \left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f} \right)} \quad (2.13)$$

โดยที่

$$R_p = \frac{x_s^2}{R_s} \quad (2.14)$$

$$X_p = X_s \quad (2.15)$$

$$Q_p = \frac{\omega L}{R} \quad (2.16)$$

R_p คือค่าความต้านทานสมมูลของวงจรแท่งค้ำที่แหล่งจ่ายมองเห็น

Q_p คือค่า Quality Factor ของวงจรแท่งค้ำ

f_o คือค่า Natural resonant frequency ของวงจรแท่งค้ำ

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.14) จะพบว่า R_p มีค่าแปรผกผันกับค่า R_s ดังนั้นเมื่อมีการใส่ชิ้นงานลงไปในขดลวดเหนี่ยวนำจะมีผลทำให้ค่า R_p มีค่าลดลงและค่า X_p มีค่าสูงขึ้นจึงมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงไปจากเดิม มีผลทำให้กำลังที่ด้านขาออกมีค่าลดลง

2.4 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสดังแสดงในรูปที่ 2.10 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟตรงคงที่ (Constant Current Source) โดยในทางปฏิบัติสามารถทำได้โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ เพื่อให้กระแสดีซีลิงค์เรียบและมีการป้อนกลับค่ากระแสเพื่อควบคุมให้กระแสดีซีลิงค์มีค่าคงที่ สวิตช์จึงต้องเป็นชนิดที่สามารถปิดกั้นแรงดันได้สองทาง เช่น เอสซีอาร์, ทรานซิสเตอร์อนุกรมกับไดโอด, ไอจีบีที อนุกรมกับไดโอด เป็นต้น และเพื่อให้เกิดกระแสพัลส์สลับที่ไหลลด การทำงานของสวิตช์ต้องทำงานในลักษณะคู่ประกอบดังนี้

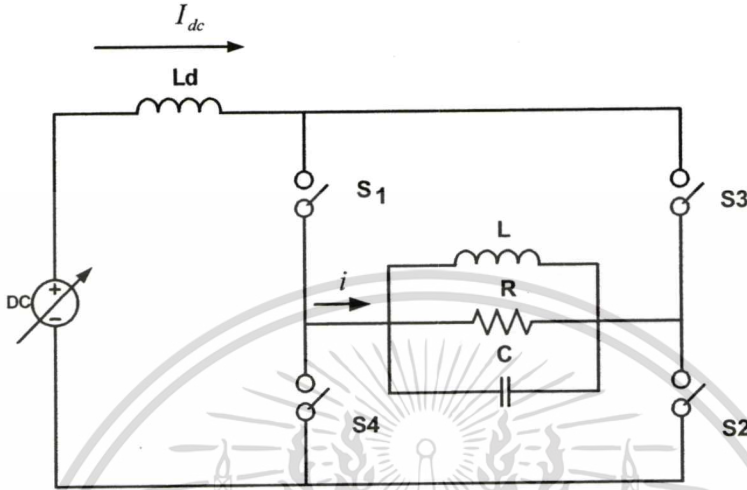
$$S1, S2 \text{ ON, } S3, S4 \text{ OFF} \quad i = +I \quad 0 < t < T/2 \quad (2.17)$$

$$S3, S4 \text{ ON, } S1, S2 \text{ OFF} \quad i = -I \quad T/2 < t < T \quad (2.18)$$

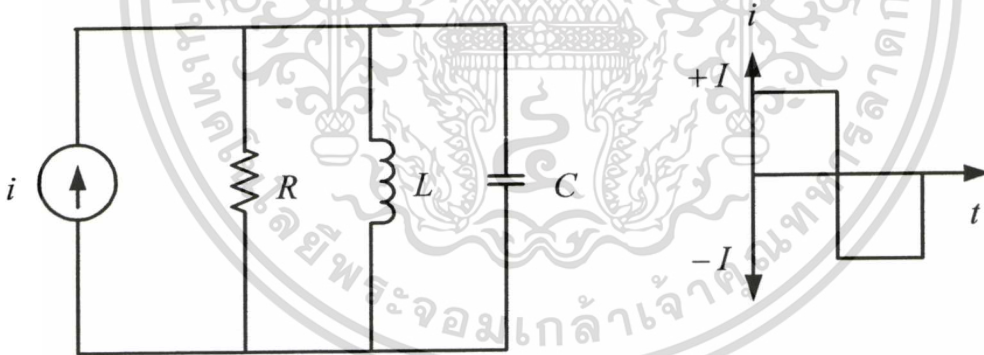
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแรงดันที่โหลดมีลักษณะเกือบจะเป็น Sine wave ในกรณีที่โหลดมีค่า Damping factor ที่ต่ำ และความถี่ในการทำงานใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ เพื่อให้สะดวกในการวิเคราะห์ สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลอย่างง่ายดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.10 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์วงจร

2.4.1 การวิเคราะห์ผลตอบสนองของโหลดเรโซแนนซ์ขนาน

การวิเคราะห์ผลตอบสนองของโหลดเรโซแนนซ์ขนานที่มีต่อกระแสพัลส์สี่เหลี่ยมจากวงจรรูปที่ 2.11 ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์

$$C \frac{du}{dt} + i_L + \frac{u}{R} = i \tag{2.19}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า $u = L \frac{di_L}{dt}$ ลงในสมการที่ (2.19)

$$CL \frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} + i_L = i \quad (2.20)$$

เมื่อจัดรูปสมการที่ (2.20)

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{LC} i_L = i \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.21) ทำให้ได้ค่า Natural angular frequency (ω_0), damping coefficient (α) และ damping factor (ξ) ดังแสดงในสมการที่ (2.22)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \alpha = \frac{1}{2RC}, \quad \xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.22)$$

2.4.2 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า

การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า (P_{load}) สัญญาณแรงดันของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบขนาน จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะความถี่เรโซแนนซ์ โทลคมีค่า Damping Factor ค่า โดยสัญญาณกระแสมีลักษณะเป็นรูปคลื่นพัลส์สลับ ดังแสดงในรูปที่ 2.12

จากรูปที่ 2.12 รูปคลื่นของกระแสมีลักษณะเป็นฟังก์ชันคี่ประกอบฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ของกระแสพัลส์สี่เหลี่ยมเป็นดังนี้

$$i(t) = I_1 \sin \omega t + I_3 \sin 3\omega t + \dots + I_n \sin n\omega t + \dots \quad (2.23)$$

โดยที่

$$I_1 = \frac{4I_m}{\pi} \quad \text{และ} \quad I_n = \frac{4I_m}{n\pi} \quad n = \text{จำนวนคี่} \quad (2.24)$$

ดังนั้น

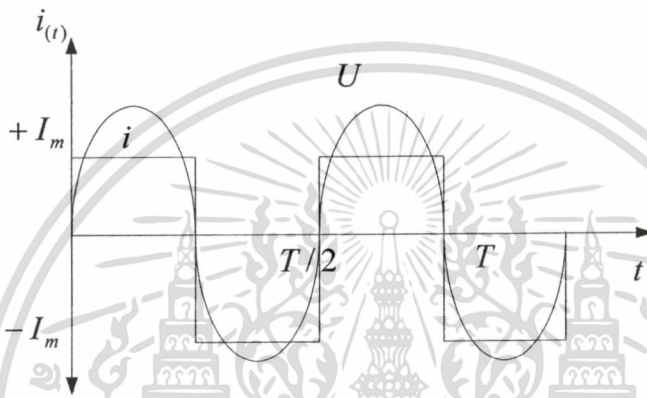
$$I_{1,rms} = \frac{4I_m}{\pi\sqrt{2}} \quad (2.25)$$

ส่วนแรงดันที่โหลดมีลักษณะเป็น Sinusoidal ดังนั้นจึงสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าได้จาก

$$P_{load} = I_{1,rms} \times V_{1,rms} \quad (2.26)$$

เมื่อแทนค่า $I_{1,rms}$ และ $V_{1,rms}$ จะได้

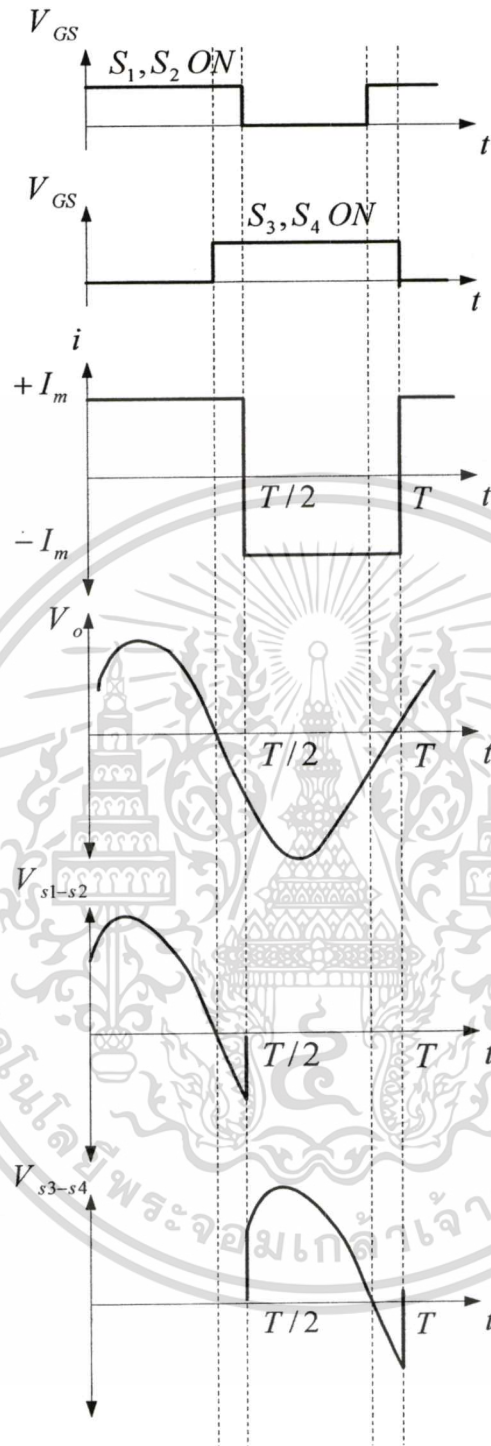
$$P_{load} = \frac{2I_m V_m}{\pi} \quad (2.27)$$



รูปที่ 2.12 รูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันที่โหลดในสภาวะเรโซแนนซ์

2.4.3 การทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์

การทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะทำให้โหลดมีสภาพเป็นอินดักทีฟโหลด โดยมีรูปคลื่นของแรงดันกับกระแสที่โหลด และสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.13 [4] แสดงให้เห็นได้ว่าสวิตช์ตัวนำที่นำกระแสอยู่จะหยุดนำกระแสได้เมื่อหยุดป้อนแรงดันที่ขาเกต และสวิตช์ที่เปิดวงจรอยู่นำกระแสได้ก็ต่อเมื่อสวิตช์อีกตัวนำกระแสไปแล้ว ซึ่งช่วงดังกล่าวอาจทำให้เกิดการทำงานที่ไม่ต่อเนื่องกันของสวิตช์ จึงทำให้เกิดสภาวะเปิดวงจรออกของตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส (L_d) ทำให้เกิดแรงดันยอดสูง (Spike Voltage) ขึ้นที่สวิตช์อาจทำให้สวิตช์เสียหายได้ สำหรับการปิดกั้นแรงดันของสวิตช์นั้น ในช่วงที่แรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นบวก ไอจีบีทีทำหน้าที่ปิดกั้นแรงดันไว้และเมื่อแรงดันมีค่าเป็นลบ ไดโอดนั้นทำหน้าที่ปิดกั้นแรงดันแทน

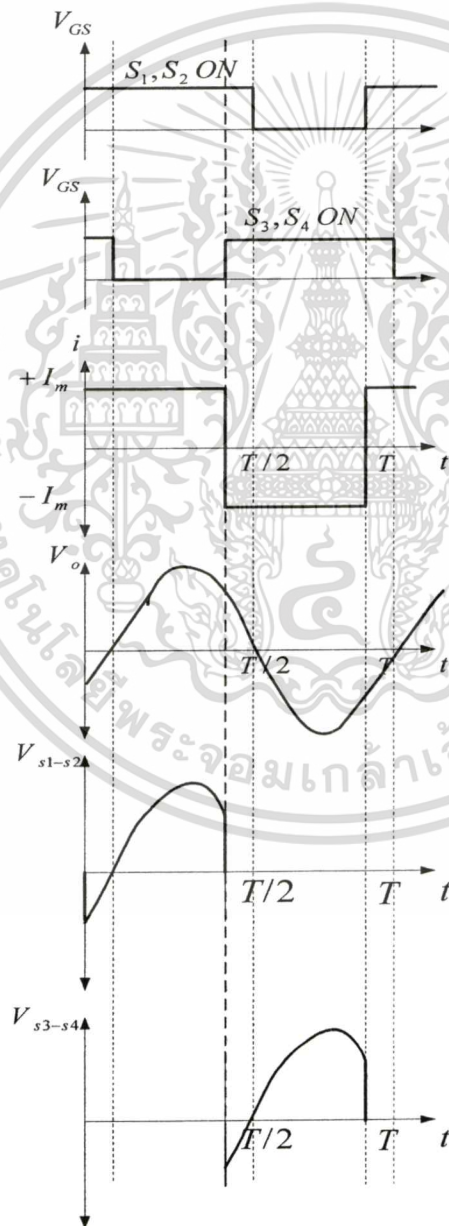


รูปที่ 2.13 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่โหลดและที่อุปกรณ์สวิตซ์ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (รูปร่างสัญญาณของกระแสจะล้าหลังรูปร่างสัญญาณแรงดัน ($\xi < 1$))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.4 การทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์

การทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะทำให้โหลดมีสภาพเป็นคาปาซิทีฟ โหลด โดยมีรูปคลื่นของแรงดันกับกระแสที่โหลดและสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.14 จะเห็นได้ว่าการสั่งให้สวิตช์ตัวที่เปิดวงจรอยู่ให้นำกระแสจะทำให้สวิตช์ตัวที่นำกระแสอยู่ได้รับแรงดันรีเวอร์สไบอัสจึงหยุดนำกระแส ดังนั้นการทำงานของสวิตช์จะเป็นไปอย่างต่อเนื่องกันหรือเรียกว่าเป็นแบบคู่ประกอบกัน (Complementary Switch) สำหรับการปิดกั้นแรงดันของสวิตช์นั้นในช่วงที่แรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นบวกไอจีบีทีจะปิดกั้นแรงดันไว้ และเมื่อแรงดันเป็นลบไดโอดจะทำหน้าที่ปิดกั้นแรงดันแทน



รูปที่ 2.14 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่โหลดและอุปกรณ์สวิตช์ที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซ

แนนซ์ (รูปร่างสัญญาณของกระแสจะให้นำารูปร่างสัญญาณแรงดัน ($\xi < 1$)) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5. เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop : PLL)

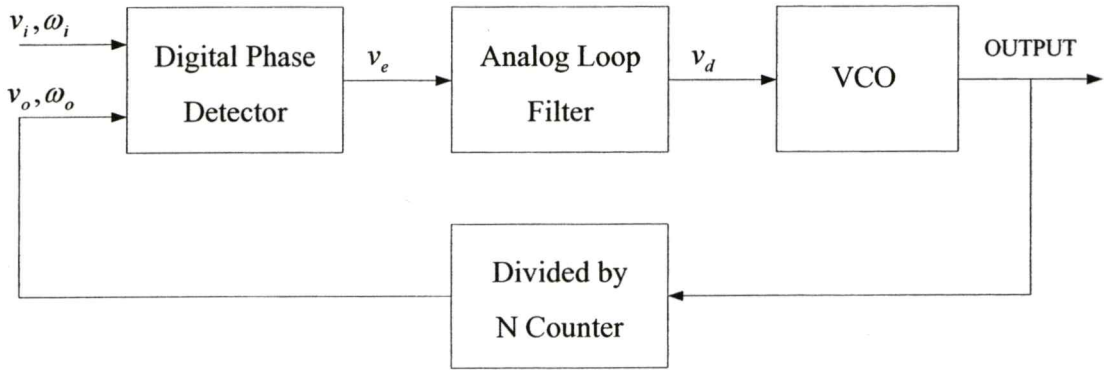
เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loops : PLL) ได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ ได้แก่ การควบคุมในงานอุตสาหกรรม งานด้านโทรคมนาคม งานเครื่องมือวัด และเครื่องมือวัดพิเศษ โดยเฟสล็อกลูปถูกนำไปใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์เป็นส่วนใหญ่ นอกจากนี้ยังได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ควบคุมอุณหภูมิของน้ำโดยทำงานร่วมกับตัวควบคุมแบบ PID สำหรับในงานวิจัยนี้ ได้ใช้เฟสล็อกลูปเพื่อควบคุมให้กระแสและแรงดันของวงจรเทงค์ให้อยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ และมุมเฟสอื่น ๆ โดยเฟสล็อกลูปสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ชนิด [5] คือ ลิเนียร์เฟสล็อกลูป (LPLL) คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูป (DPLL) ออดิเจิตอลเฟสล็อกลูป (ADPLL) และซอฟต์แวร์เฟสล็อกลูป (SPLL) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้กล่าวเพียง คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูป

2.5.1. คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูป (DPLL)

คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูป เป็นระบบที่มีการผสมกันระหว่างส่วนที่เป็นอนาล็อกกับดิจิตอล ส่วนที่ทำงานเป็นดิจิตอลทั้งหมดของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูปคือ ภาคตรวจจับเฟส ในขณะที่ภาคกรองลูปและวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน ยังคงมีการทำงานเป็นแบบอนาล็อกอยู่ ดังนั้นคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูป จึงมีการทำงานคล้ายกับลิเนียร์เฟสล็อกลูป [5]

a.) รูปแบบของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูป

โครงสร้างของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูป แสดงดังรูปที่ 2.15 จะประกอบไปด้วยภาคตัวตรวจจับเฟส ภาคกรองลูป และวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน ซึ่งเหมือนกับลิเนียร์เฟสล็อกลูป ในการประยุกต์การใช้งานที่เกี่ยวข้องกับการสังเคราะห์ความถี่จะมีการเพิ่มภาคความถี่ N เข้าไประหว่างวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดันกับภาคตัวตรวจจับเฟส ดังนั้นวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน จะผลิตความถี่เป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง ในส่วนของภาคกรองลูป และวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดันของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูป จะเหมือนกับที่ใช้ในลิเนียร์เฟสล็อกลูป ในส่วนที่แตกต่างคือในส่วนของภาคตัวตรวจจับเฟสจะมีการทำงานเป็นแบบล็อก



รูปที่ 2.15 โครงสร้างของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกกลูป

2.5.2 ตัวตรวจจับเฟสแบบดิจิตอล

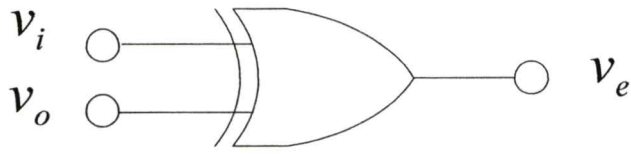
ตัวตรวจจับเฟสแบบดิจิตอลทำหน้าที่เปรียบเทียบความถี่ ซึ่งเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมทางด้านขาเข้า และให้ทางด้านขาออกเป็นพัลส์ที่มีขนาดความกว้างเปลี่ยนแปลงตามความแตกต่างของเฟสของสัญญาณขาเข้าทั้งสอง ตัวตรวจจับเฟสที่นิยมใช้กันคือ ตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท และตัวตรวจจับเฟสแบบ เจเค ฟลิปฟลอป และแบบเฟส-ความถี่ [5]

a. ตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท

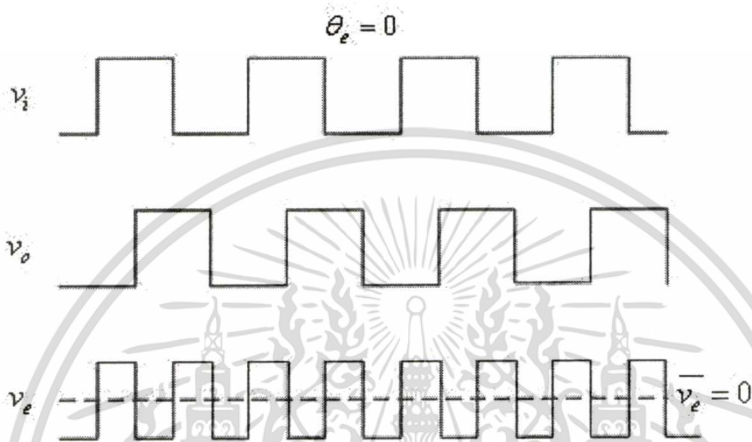
ตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท แสดงดังรูปที่ 2.16 โดยสัญญาณขาเข้าทั้งสองของตัวตรวจจับเฟส แบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกทคือ v_i และ v_o จะมีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์ที่มีความสมมาตร และในรูปที่ 2.17 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส θ_e ของตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท เมื่อค่าผิดพลาดเฟสเท่ากับศูนย์ สัญญาณ v_i และ v_o จะมีเฟสต่างกัน 90 องศา ดังนั้นสัญญาณขาออก v_e จะเป็นสองเท่าของสัญญาณขาเข้าและมีค่าวัฏจักรหน้าที่ (Duty Cycle) เท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ เนื่องจากความถี่สูงของสัญญาณ v_e จะถูกกรองทิ้งไปด้วยวงจรกรองรูป ดังนั้นเราจึงพิจารณาเพียงค่าเฉลี่ยของ v_e ดังแสดงด้วยเส้นประในรูปที่ 2.3 คือค่าเฉลี่ยของระดับลอจิกอินพุตทั้งสอง \bar{v}_e โดยถ้าเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกทได้รับการจ่ายไฟจากแหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์ \bar{v}_e จะมีค่าเท่ากับ 2.5 โวลต์ ซึ่งค่าแรงดัน ณ จุดนี้กำหนดให้เป็นจุดสงบ (Quiescent Point) ของเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท และที่ระดับแรงดันนี้จะให้เป็นจุดอ้างอิง $\bar{v}_e = 0$ ดังนั้นเมื่อสัญญาณขาออก v_o มีค่ามากกว่าสัญญาณขาเข้า v_i ค่าผิดพลาดเฟส θ_e จะมีค่าเป็นบวกดังแสดงในรูปที่ 2.18 โดยค่าของวัฏจักรหน้าที่ที่มีค่ามากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ จึงทำให้ค่า \bar{v}_e มีค่ามากกว่าศูนย์ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าค่าของ \bar{v}_e จะมีค่ามากที่สุดเมื่อค่าผิดพลาดเฟสเท่ากับ 90 องศา และค่าของ \bar{v}_e จะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อค่าผิดพลาดเฟสอยู่ที่ -90 องศา ดังนั้นเมื่อนำค่าผิดพลาดเฟสไปเปรียบเทียบกับ \bar{v}_e สามารถเขียน กราฟได้ดังรูปที่ 2.19 โดยค่าผิดพลาดเฟสจะเป็นสัดส่วนกับ \bar{v}_e อยู่ในช่วง $-\pi/2 < \theta_e < \pi/2$ สามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ (2.28) [5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $\bar{v}_e = K_d \theta_e$ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า (2.28)

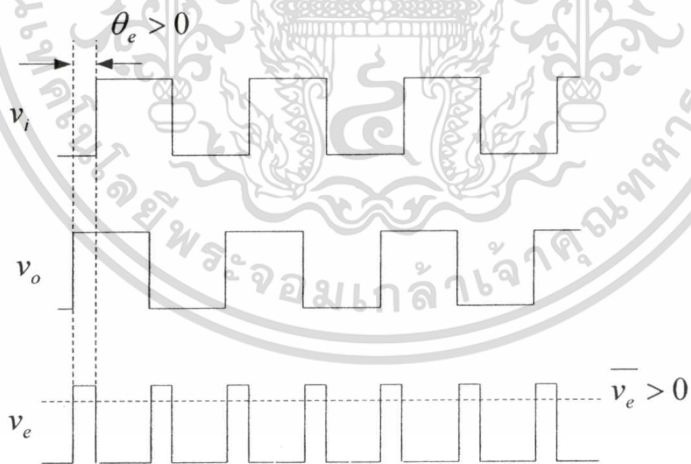
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 ตัวตรวจจับเฟสแบบเอกซ์คูสิฟออร์เกท

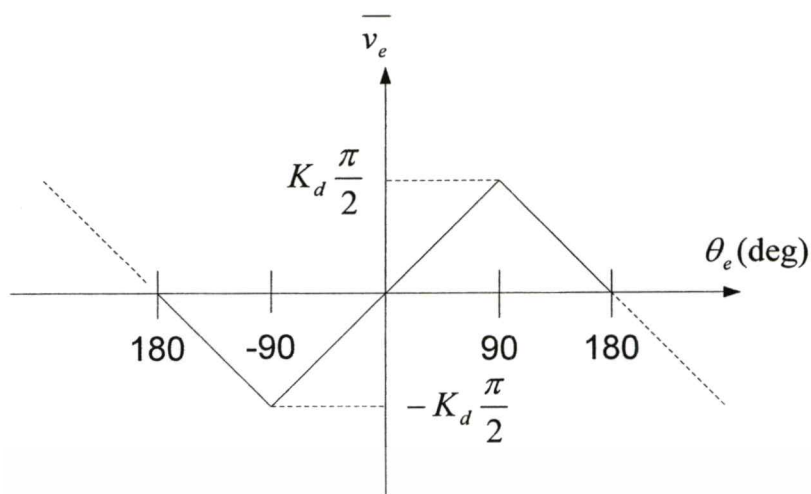


รูปที่ 2.17 สัญญาณแรงดันขาเข้า-ขาออกที่ DPD เมื่อค่าผิดพลาดเฟส θ_e เท่ากับศูนย์



รูปที่ 2.18 สัญญาณแรงดันขาเข้า-ขาออกที่ DPD เมื่อค่าผิดพลาดเฟส θ_e มากกว่าศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



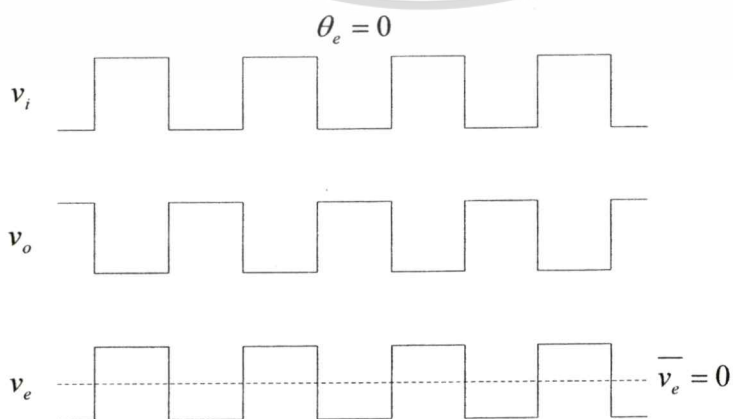
รูปที่ 2.19 สัญญาณขาออก $\overline{v_e}$ ของตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟอว์เกท

2.5.3. ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป

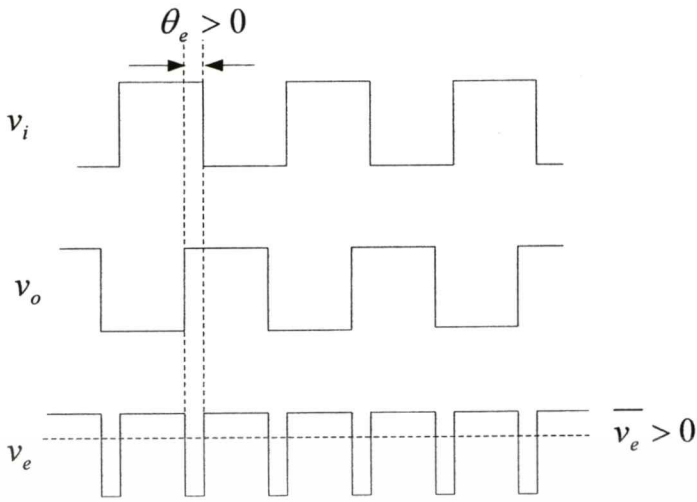
ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอปแสดงในรูปที่ 2.20 โดยจะมีการทำงานเมื่อมีสัญญาณพัลส์ขอบขาขึ้นปรากฏที่ขาอินพุต J ทำให้สัญญาณที่ออกจากฟลิปฟลอปเปลี่ยนเป็นสภาวะลอจิกสูง (Q=1) และจะเปลี่ยนเป็นลอจิกต่ำ (Q=0) เมื่อมีสัญญาณพัลส์ขอบขาขึ้นปรากฏที่ขา K



รูปที่ 2.20 ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป

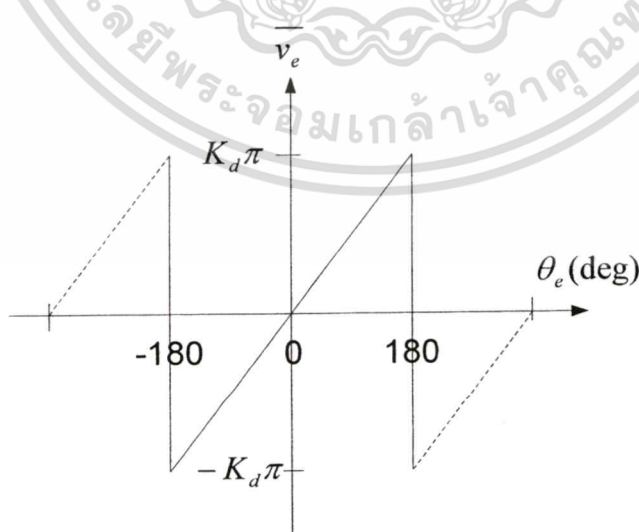


รูปที่ 2.21 สัญญาณแรงดันขาเข้า-ขาออกที่ JK ฟลิปฟลอป เมื่อความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส θ_e ด้านการคำนวณเป็นลบและบวก การสังเกตการเปลี่ยนแปลงสัญญาณที่ขาอินพุต J และ K จะเห็นได้ว่าสัญญาณขาออก $\overline{v_e}$ จะเปลี่ยนค่าเมื่อมีการนำเอาสัญญาณเข้าที่ขา J และ K เข้ามา ซึ่งสัญญาณขาออก $\overline{v_e}$ จะเปลี่ยนค่าเมื่อมีการนำเอาสัญญาณเข้าที่ขา J และ K เข้ามา ซึ่งสัญญาณขาออก $\overline{v_e}$ จะเปลี่ยนค่าเมื่อมีการนำเอาสัญญาณเข้าที่ขา J และ K เข้ามา



รูปที่ 2.22 สัญญาณแรงดันขาเข้า-ขาออกที่ JK ฟลิปฟลอป เมื่อค่าผิดพลาดเฟส θ_e มากกว่าศูนย์

จากรูปที่ 2.21 แสดงรูปสัญญาณของตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอปที่มีค่าผิดพลาดทางเฟสเป็นศูนย์ เมื่อสัญญาณ v_i และ v_o ต่างเฟสกันอยู่ 180 องศา สัญญาณขาออก v_e เป็นสัญญาณที่สมมาตรและมีคาบเหมือนกับความถี่อ้างอิง ถ้าความคลาดเคลื่อนของเฟสเป็นบวก ดังแสดงในรูปที่ 2.22 ค่าวัฏจักรการทำงานจะมีค่ามากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งค่า v_e จะมีค่าเป็นบวก ดังนั้น v_e มีค่าสูงสุดเมื่อความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 180 องศาและมีค่าต่ำสุดเมื่อความคลาดเคลื่อนทางเฟสเท่ากับ -180 องศา และในรูปที่ 2.23 แสดงค่าเปรียบเทียบระหว่างค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟสกับค่า v_e ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นรูปฟันเลื่อย พิสัยค่าผิดพลาดทางเฟสที่ค่า v_e เป็นสัดส่วนกับค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟสอยู่ $-\pi < \theta_e < \pi$ และสามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (2.29)



รูปที่ 2.23 สัญญาณขาออก v_e ของตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$v_e = K_d \theta_e \quad (2.29)$$
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.4. ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

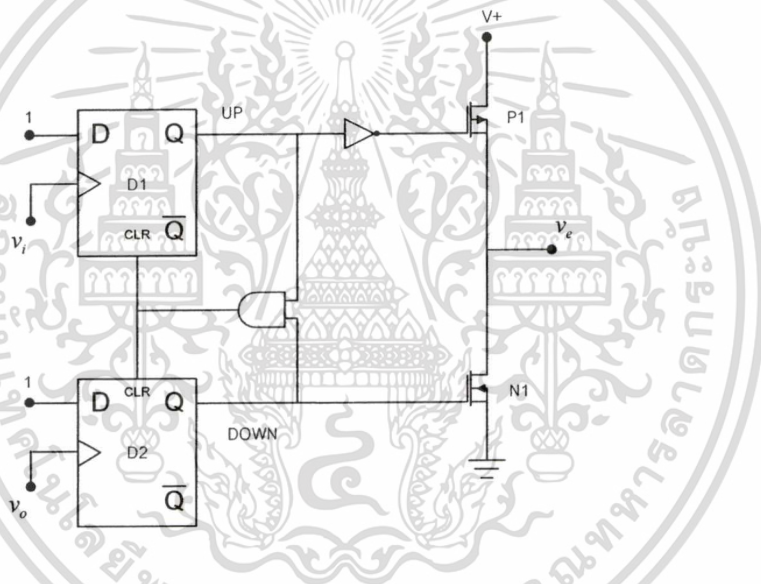
ตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่ มีคุณสมบัติที่แตกต่างจากตัวตรวจจับเฟสแบบอื่นคือ ในขณะที่เฟสลื่นกลุ่ยังไม่อยู่ในสภาวะลื่นกลุ่ สัญญาณเอาต์พุตไม่เพียงแต่จะขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนทางเฟสแต่ยังขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนความถี่ $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$ อีกด้วย โดยตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่ แสดงดังรูปที่ 2.24 โดยใช้ D ฟลิปฟลอป 2 ตัวโดยขาเรีเซ็ทของฟลิปฟลอปทั้งสองต่ออยู่กับแอนด์เกต ซึ่งอินพุตของแอนด์เกตจะต่ออยู่กับเอาต์พุตของ D ฟลิปฟลอปซึ่งมีเอาต์พุตเป็น UP และ DN อยู่ในสถานะใดสถานะหนึ่งจาก 4 สถานะดังต่อไปนี้ [5]

UP = 0, DN = 0 สัญญาณขาออกคงสภาวะก่อนหน้า

UP = 0, DN = 1 สัญญาณขาออกเป็นสภาวะ -1

UP = 1, DN = 0 สัญญาณขาออกเป็นสภาวะ +1

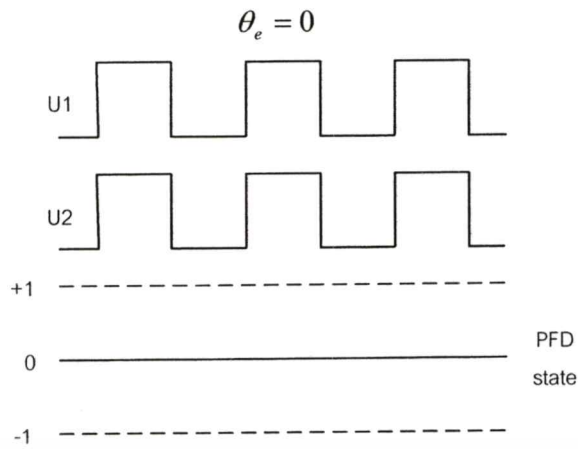
UP = 1, DN = 1 สัญญาณขาออกเป็นสภาวะ 0 (Reset)



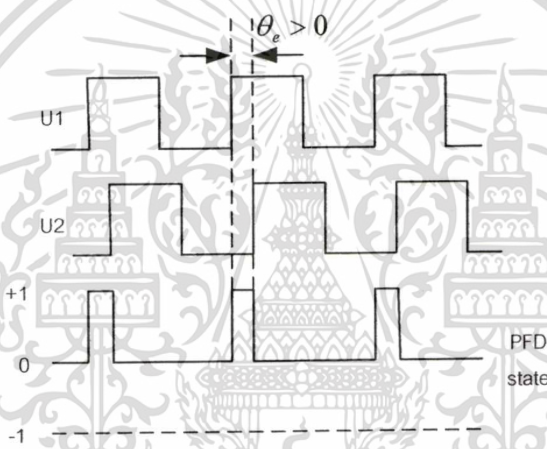
รูปที่ 2.24 ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

สภาวะสัญญาณขาออกของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ จะเปลี่ยนไปในขณะที่มีพัลส์ ขอบขาขึ้นของสัญญาณ v_i และ v_o โดยเมื่อสัญญาณ v_i เป็นพัลส์ขอบขาขึ้น สถานะของ UP เป็น +1 มอสเฟตพีแชนแนลนำกระแสขาออกของตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่ v_e จะมีค่าเป็น+1 และเมื่อสัญญาณ v_o เป็นพัลส์ขอบขาขึ้น สถานะของ DN เป็น +1 มอสเฟตเอ็นแชนแนลนำกระแสเอาต์พุตของตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่ v_e จะมีค่าเท่ากับกราวด์ และเมื่อ v_i, v_o เป็นพัลส์ขอบขาขึ้นพร้อมกัน สถานะของ UP และ DN เป็น 1 ทำให้ D ฟลิปฟลอปทั้งสองตัว Reset เอาต์พุตของ v_e จะอยู่ในสภาวะลอย ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตมี 3 ระดับ แต่วงจรลอจิกจะให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไบนารี ดังนั้นสภาวะของ $v_e = 0$ จะถูกแทนด้วยสภาวะความต้านทานสูง (High Impedance)

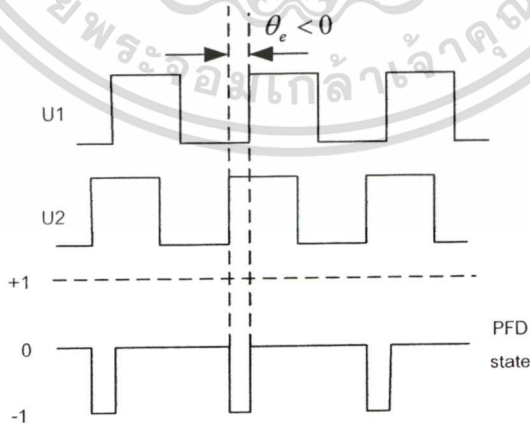
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) เมื่อสัญญาณ v_i และ v_o มีเฟสเท่ากันพอดี



(b) เมื่อสัญญาณ v_i นำหน้า v_o



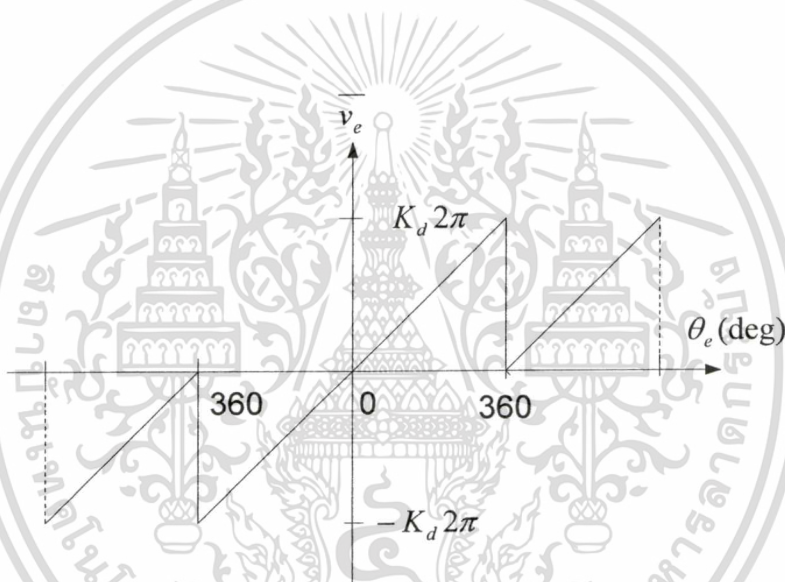
(c) เมื่อสัญญาณ v_i ล้าหลัง v_o

รูปที่ 2.25 สัญญาณแรงดันขาเข้า-ขาออก ใช้ตัวจับเฟสแบบเฟสความถี่ที่สภาวะต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ในกรณีที่มีค่าความคลาดเคลื่อนเฟสเป็นศูนย์แสดงในรูปที่ 2.25(a) เมื่อสัญญาณ v_i และ v_o มีเฟสเท่ากันพอดีทำให้ขอบขาขึ้นขอบสัญญาณ v_i และ v_o เกิดขึ้นในเวลาเดียวกันตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่จะมีสถานะเป็นศูนย์ในรูปที่ 2.25 (b) เมื่อสัญญาณ v_i นำหน้า v_o ทำให้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ มีการเปลี่ยนสถานะอยู่ระหว่างสถานะ 0 กับ +1

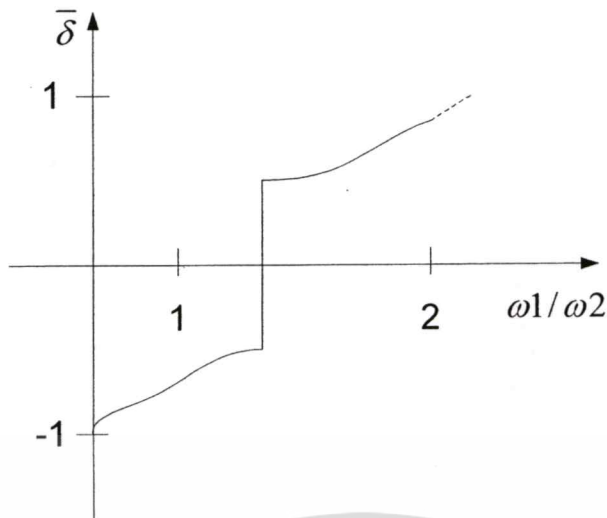
โดยค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟส θ_e ที่มีค่าเป็นบวกจะมีค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดที่ 360 องศา และในรูปที่ 2.25 (c) เมื่อสัญญาณ v_i ล้าหลัง v_o ทำให้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ มีการเปลี่ยนสถานะอยู่ระหว่างสถานะ 0 กับ -1 โดยค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟส θ_e ที่มีค่าเป็นลบจะมีค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดที่ -360 องศา ถ้านำสัญญาณ v_e ไปเขียนกราฟเทียบกับค่าความคลาดเคลื่อนเฟส θ_e จะได้ว่ารูปสัญญาณฟันเลื่อยดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.26 กราฟสัญญาณขาออก \bar{v}_e ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

จากรูปที่ 2.26 สัญญาณขาออกของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ จะมีค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีพิสัยอยู่ที่ $-2\pi < \theta_e < 2\pi$ และสามารถหาค่า \bar{v}_e ได้ดังสมการที่ (2.30) [5]

$$\bar{v}_e = K_d \theta_e \quad (2.30)$$

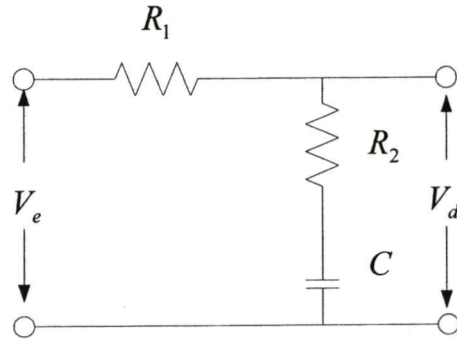


รูปที่ 2.27 ค่าวัฏจักรการทำงานของสัญญาณขาออก \bar{v}_c ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

ค่าวัฏจักรการทำงานของสัญญาณ \bar{v}_c เทียบกับอัตราส่วนความถี่ ω_1/ω_2 แสดงดังรูปที่ 2.27 ค่าวัฏจักรการทำงาน δ ที่นิยามมาจากเวลาเฉลี่ยที่ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ [5] ในกรณี $\omega_1 > \omega_2$ ค่าวัฏจักรการทำงาน δ จะมีค่าเป็นบวก ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่อยู่ในสถานะ +1 สำหรับกรณี $\omega_1 < \omega_2$ ค่าวัฏจักรการทำงาน δ จะมีค่าเป็นลบ ในขณะที่ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่อยู่ในสถานะ -1 โดยค่าของ δ ประมาณ -1 เมื่อ $\omega_1 \ll \omega_2$ และค่า δ ประมาณ +1 เมื่อ $\omega_1 \gg \omega_2$ และค่าของ δ ประมาณ 0.5 เมื่อ ω_1 มากกว่า ω_2 เพียงเล็กน้อย และค่าของ δ ประมาณ -0.5 เมื่อ ω_1 น้อยกว่า ω_2 เพียงเล็กน้อย คุณสมบัติที่เป็นตัวกำหนดพิสัยการดึงเข้าซึ่งเป็นคุณสมบัติที่หาไม่ได้ในตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คูซิฟออร์เกท และแบบ JK ฟลิปฟลอป เพราะว่าสัญญาณขาออก \bar{v}_c ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนเฟส θ_c ในสถานะล็อก และจะขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนความถี่ $\Delta\omega$ เมื่ออยู่ในสถานะไม่ล็อก ดังนั้นคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกูปที่ใช้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่จะเข้าสู่สถานะล็อกทุกกรณีโดยไม่คำนึงถึงชนิดตัวกรองรูปที่นำมาใช้ [5]

2.5.5. วงจรกรองรูป

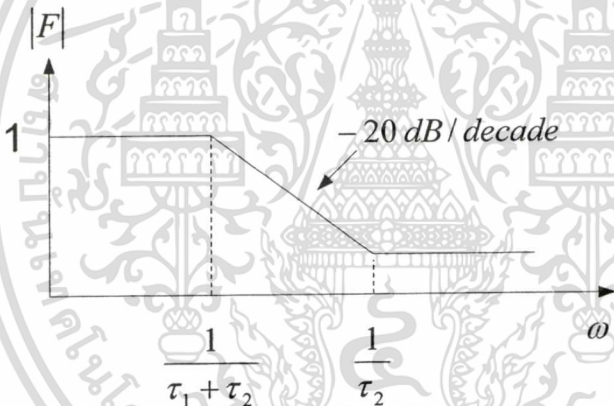
วงจรกรองรูปที่แสดงในรูปที่ 2.28 เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟ เล็กฟิลเตอร์ ซึ่งใช้กันมากในการออกแบบเฟสล็อกูป โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอน ดังแสดงในสมการที่ (3.1) [5] ซึ่งมี 1 โพลและ 1 ซีโร



รูปที่ 2.28 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์

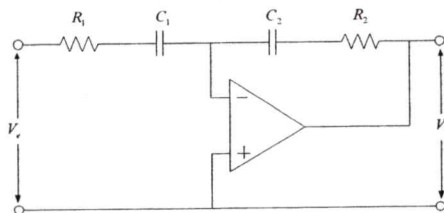
$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)} \tag{2.31}$$

เมื่อ $\tau_1 = R_1C$ และ $\tau_2 = R_2C$ ผลตอบสนองของวงจรแสดงในรูปที่ 2.29 [5]



รูปที่ 2.29 ผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์

วงจรกรองรูปที่แสดงในรูปที่ 2.30 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟเล็กฟิลเตอร์ โดยฟังก์ชันของการถ่ายโอนจะมีอัตราขยาย K_o เพิ่มขึ้นมาโดยสามารถเลือกค่าได้มากกว่า 1 มากๆ ดังแสดงในสมการที่ (2.32) [5]

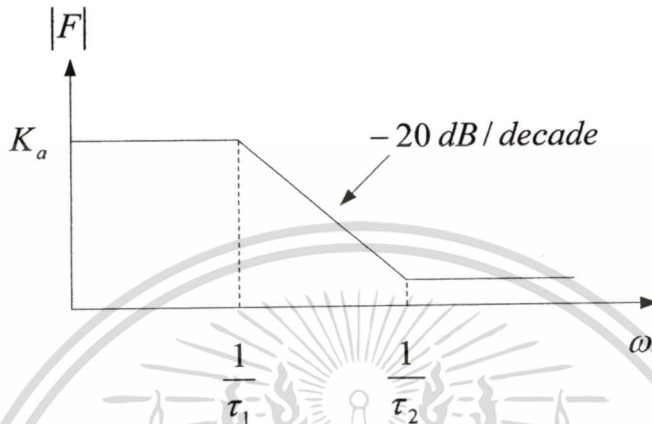


รูปที่ 2.30 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำแบบแอกทีฟเล็กฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(s) = K_a \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1} \quad (2.32)$$

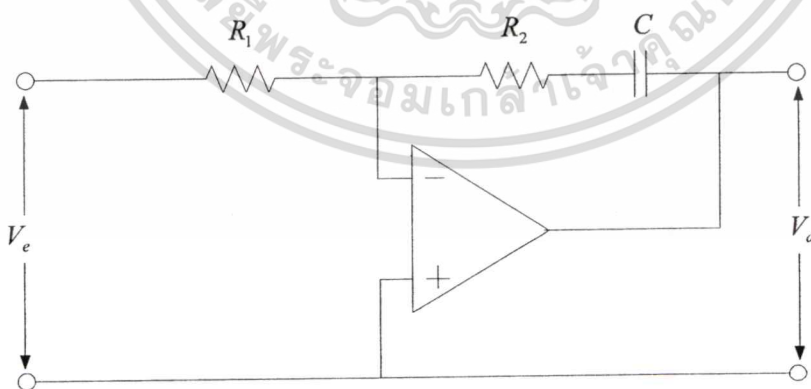
เมื่อ $\tau_1 = R_1 C_1$ และ $\tau_2 = R_2 C_2$ และ $K_a = \frac{-C_1}{C_2}$ ผลตอบสนองของวงจรแสดงดังรูปที่ 2.31 [5]



รูปที่ 2.31 ผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟเล็กฟิลเตอร์

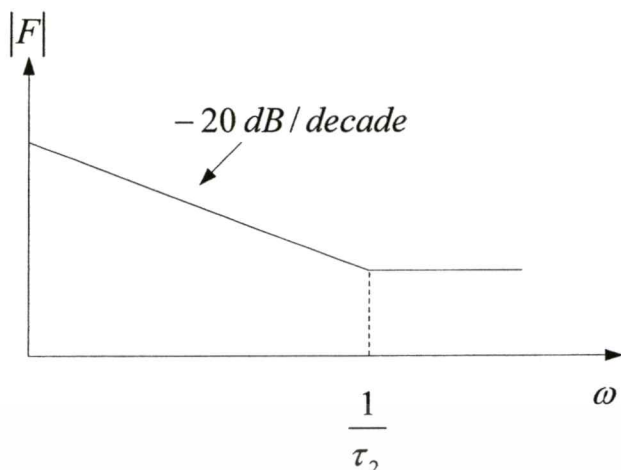
วงจรกรองที่แสดงในรูปที่ 2.32 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ PI ฟิลเตอร์ โดยมีฟังก์ชันของการถ่ายโอนแสดงในสมการที่ (2.33) [5]

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (2.33)$$



รูปที่ 2.32 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำแบบแอกทีฟ PI ฟิลเตอร์

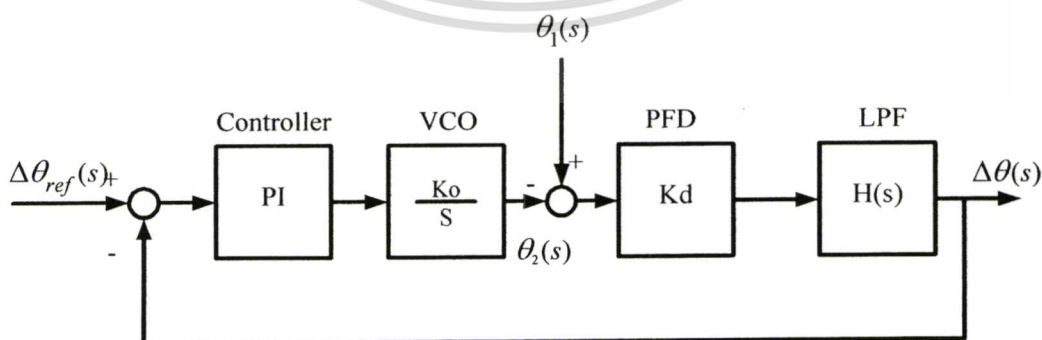
เมื่อ $\tau_1 = R_1 C$ และ $\tau_2 = R_2 C$ ผลตอบสนองของวงจรแสดงในรูปที่ 2.33 [5] โดยมีโพลอยู่ที่ $s = 0$ ซึ่งทำหน้าที่เหมือนอินทิเกรเตอร์
ไม่วารณใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.33 ผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ PI ฟิเตอร์

2.5.6. การทำงานของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูบในสภาวะล็อก

การทำงานของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูบในสภาวะล็อก สามารถหาได้จากฟังก์ชันถ่ายโอนของภาคต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.34 โดยฟังก์ชันถ่ายโอน $H(s)$ การทำงานของระบบแสดงดังรูปที่ 2.34 โดยระบบนี้เราจะนำสัญญาณขาออกมาเป็นมุมอ้างอิง ซึ่งเราต้องการที่จะควบคุมมุมต่างระหว่างแรงดัน (v_o) และกระแส (i_o) โดยจะกำหนดให้ θ_1 และ θ_2 แทนสัญญาณแรงดัน v_o และสัญญาณกระแส i_o เราจะทำการตรวจจับมุมต่างระหว่างแรงดันและกระแส โดยสัญญาณที่ออกจาก PFD จะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม (Square waveform) จากนั้นส่งผ่านไปยัง low pass filter โดยเอาท์พุทที่ได้นี้เป็นค่าเฉลี่ยของมุมต่างเฟสจากนั้นจึงนำไปเปรียบเทียบกับมุมอ้างอิง ($\Delta\theta_{ref}$) ผ่าน PI Controller และส่งไปยัง VCO โดยเอาต์พุทนี้จะถูกนำไปเป็นสัญญาณอินพุตต่อไป

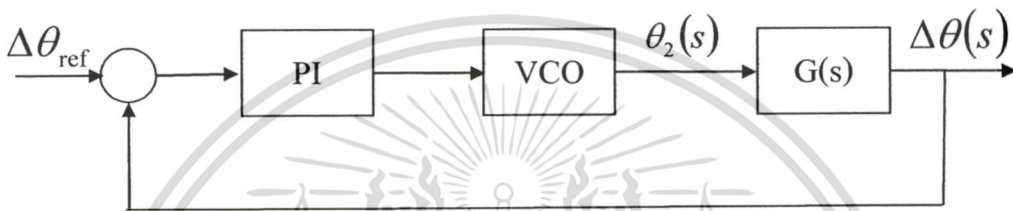


รูปที่ 2.34 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของ Phase-Lock-Loop (PLL)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.35 เราได้นำมาจำลองการทำงานของระบบควบคุมโดยใช้โปรแกรม MATLAB ในกรณีที่ $\theta_1(s)$ ไม่มี ทำให้ได้บล็อกของ PFD(Phase frequency detector) และ LPF(Low-pass filter) ที่ลดรูปเป็น $G(s)$ ดังแสดงในรูปที่ ซึ่งค่า $G(s)$ ก็หมายถึงค่าความแตกต่างระหว่างกระแสและแรงดันนั่นเอง โดยกำหนดให้

$$G(s) = \frac{\Delta\theta(s)}{\theta_2(s)} \quad (2.34)$$



รูปที่ 2.35 บล็อกไดอะแกรมที่ลดรูป

จากการวิเคราะห์สมการที่เกี่ยวข้องกับวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบขนาน จากรูปที่ 1.2 ค่าความแตกต่างมุมระหว่างกระแสและแรงดันขาออกนั้นก็คือนำมุมของอิมพีแดนซ์ดังแสดงตามสมการที่(2.32)

$$\theta = \angle Z(j\omega_s) \quad (2.35)$$

ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์หามาจากสมการอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์

$$Z(s) = R \left[\frac{\left(\frac{s}{Q\omega_o} \right)}{\left(\frac{s}{\omega_o} \right)^2 + \left(\frac{s}{Q\omega_o} \right) + 1} \right]$$

$$Z(j\omega_s) = R \left[\frac{\left(\frac{j\omega_s}{Q\omega_o} \right)}{\left(\frac{j\omega_s}{\omega_o} \right)^2 + \left(\frac{j\omega_s}{Q\omega_o} \right) + 1} \right]$$

$$Z(j\omega_s) = R \left[\frac{1}{jQ \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right) + 1} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
จากสมการดังกล่าวทำให้สามารถหามุมต่างเฟสของวงจรได้ดังนี้

$$\theta = \angle Z(j\omega_s) = \tan^{-1} \left[-Q \left(\frac{\omega_s - \omega_o}{\omega_o} \right) \right]$$

$$Z(s) = \frac{RLs}{CRLs^2 + Ls + R} \quad (2.36)$$

ที่ $\omega_s = \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$: สภาวะเรโซแนนซ์

$$Z(j\omega_s) = \frac{j\omega_s RL}{-CRL\omega_s^2 + j\omega_s L + R}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{jRL \left(\frac{1}{\sqrt{LC}} \right)}{-CRL \left(\frac{1}{\sqrt{LC}} \right)^2 + jL \left(\frac{1}{\sqrt{LC}} \right) + R} \\ &= \frac{jRL \left(\frac{1}{\sqrt{LC}} \right)}{-R + jL \left(\frac{1}{\sqrt{LC}} \right) + R} \\ &= R \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\theta = \angle Z(j\omega_s) = \tan^{-1} \left[-Q \left(\frac{\omega_s - \omega_o}{\omega_o} \right) \right] \quad (2.38)$$

Q หมายถึง Quality Factor

ω_s หมายถึง ความถี่ในการสวิตชิง

ω_o หมายถึง ความถี่เรโซแนนซ์

จากการวิเคราะห์สมการข้างต้นทั้งหมดเมื่อมุมต่างเฟสมีค่าเท่ากับ 0 ซึ่งหมายถึง $\omega_s = \omega_o$ ค่าอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวดังแสดงในสมการที่ (2.37) และสมการที่ (2.38) คือสมการที่ใช้ในการหามุมต่างเฟสของวงจรเรโซแนนซ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เฟสล็อกกลุ๊ปชนิดคลาสซิคอลคิตติคอลเฟสล็อกกลุ๊ปโดยใช้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ เพราะว่าสัญญาณขาออก \bar{v}_e ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนเฟส θ_e ในสภาวะล็อก และขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนความถี่ $\Delta\omega$ เมื่ออยู่ในสภาวะไม่ล็อก ดังนั้นจะเข้าสู่สภาวะล็อกทุกกรณีโดยไม่คำนึงถึงชนิดตัวกรองลู๊ปที่นำมาใช้

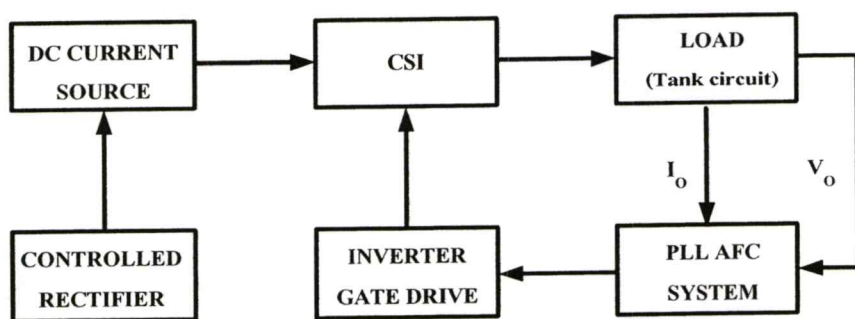
บทที่ 3

อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มีระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ

3.1 บทนำ

อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มีระบบป้อนกลับเพื่อควบคุมความถี่ให้อยู่ในสถานะ เรโซแนนซ์นั้นใช้หลักการของเฟสล็อกคัลป์ เพื่อควบคุมเฟสให้คงที่หรือเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์ โดยมีหลักการทำงานโดยสังเขปดังนี้ เริ่มจากเมื่อมีสัญญาณความถี่อ้างอิงจากภายนอกซึ่งเป็นสัญญาณซ้ำคาบ (Periodic) จ่ายให้กับเฟสดีเทคเตอร์ซึ่งทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างความถี่อ้างอิงกับความถี่ป้อนกลับจากวงจรกำเนิดความถี่ (VCO) สัญญาณที่ได้จากเฟสดีเทคเตอร์ เป็นสัญญาณแรงดันที่เป็นสัดส่วนระหว่างความต่างเฟสระหว่างสัญญาณทั้งสอง แรงดันที่ได้จะถูกนำไปผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน โดยจะกำจัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป ให้ได้แรงดันไฟตรงเข้าไปยังวงจรกำเนิดความถี่ เพื่อทำการปรับความถี่ให้เหมาะสมต่อไป โดยเมื่อวงจรอยู่ในสถานะล็อก ความถี่ขาออกของตัวกำเนิดสัญญาณ (Voltage Control Oscillator : VCO) จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณขาเข้าซึ่งจะมีค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสเป็นศูนย์ ในกรณีที่เฟสไม่ตรงกันแรงดันที่ออกจากตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่จะอยู่ในสถานะนำหน้าหรือล่าหลัง เพื่อไปควบคุมการทำงานของตัวกำเนิดสัญญาณ (Voltage Control Oscillator :VCO) โดยวิธีปรับความถี่สูงขึ้นหรือลดความถี่ต่ำลงขึ้นอยู่กับสถานะของค่าความคลาดเคลื่อนของเฟส จนทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสเป็นศูนย์และเข้าสู่สถานะล็อก ทำให้สัญญาณขาออกของตัวกำเนิดสัญญาณ (Voltage Control Oscillator :VCO) คงที่ตลอดเวลาและค่าความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามเฟสของสัญญาณขาเข้าเสมอ

3.2.ระบบการควบคุมของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแส

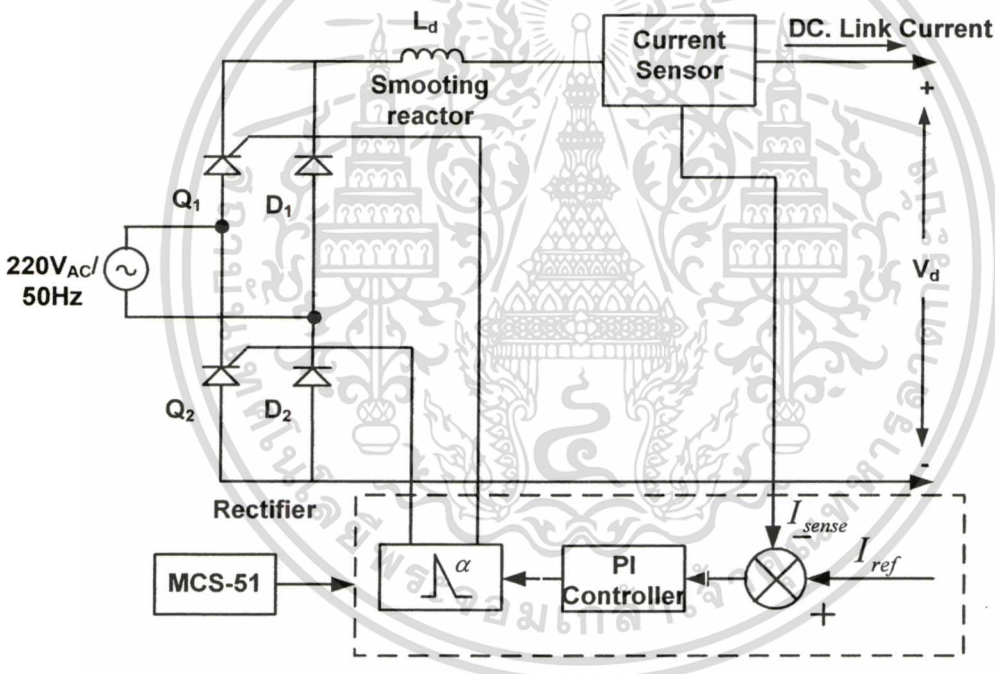


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.1 แสดง Block diagram โดยใช้ PLL ควบคุมระบบ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ออกกฎหมายผิดเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมการทำงานของระบบของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่ใช้ในงานวิจัยนี้ แสดงดังรูปที่ 3.1 โดยสามารถแยกการทำงานเป็นส่วนต่างๆดังนี้

3.2.1 แหล่งจ่ายกระแส (DC Current Source)

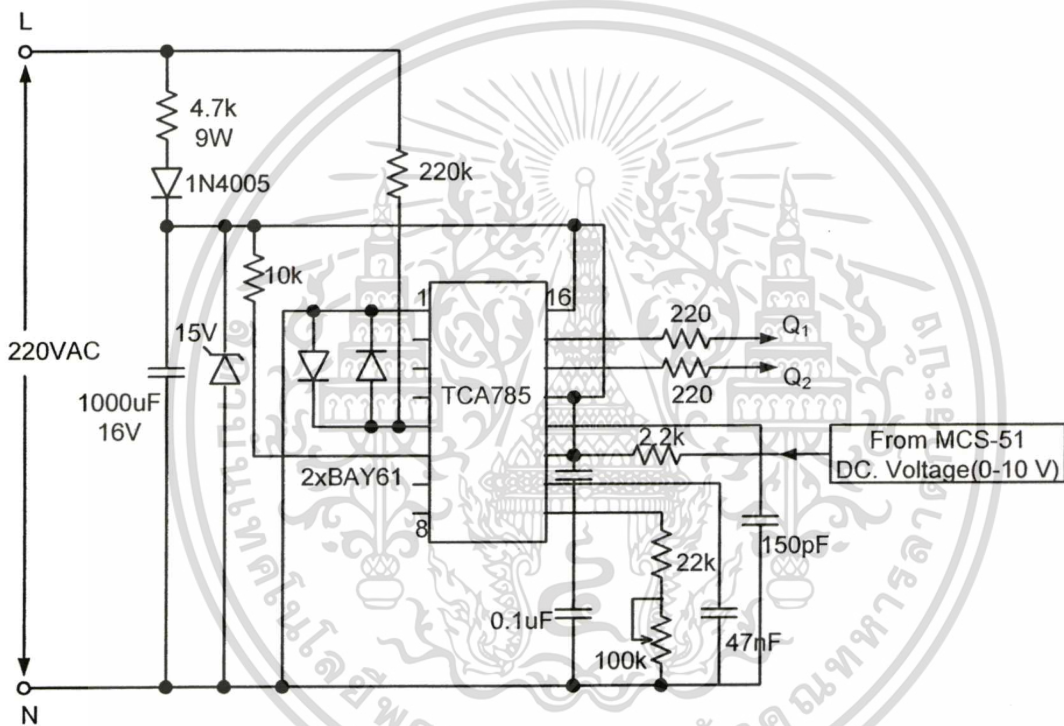
แหล่งจ่ายกระแสตรงในทางอุดมคติคือ แหล่งจ่ายที่ให้ค่ากระแสคงที่ไม่ว่าโหลดจะมีค่าเปลี่ยนแปลง ส่วนในทางปฏิบัติสามารถสร้างแหล่งจ่ายกระแสตรงได้โดยการต่อแหล่งจ่ายแรงดันที่ปรับค่าได้โดยมีตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ ซึ่งค่าของตัวเหนี่ยวนำจะต้องมีขนาดใหญ่พอที่จะทำให้กระแสเรียบและมีการควบคุมแบบป้อนกลับกระแสโดยในงานวิจัยนี้ได้ทำการสร้างแหล่งจ่ายกระแสโดยการป้อนกลับกระแส DC Link ของระบบเพื่อเข้าสู่ตัวควบคุมกระแสแบบสัดส่วนอินทิกรัล (PI-Controller) ดังแสดงในรูปที่ 3.2



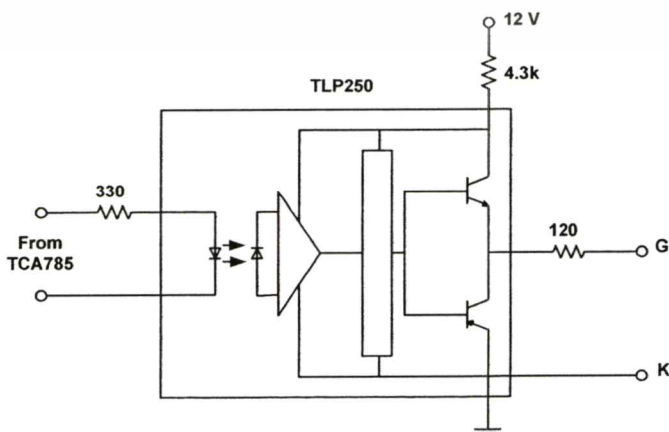
รูปที่ 3.2 แหล่งจ่ายกระแสที่มีระบบควบคุมกระแส DC Link ให้คงที่

จากรูปที่ 3.2 การควบคุมกระแส DC Link ให้มีค่าคงที่สามารถอธิบายได้ดังนี้ ในส่วนแรกคือส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมเฟส (Phase Controlled Rectifier) ที่มีการควบคุมแบบครึ่งคลื่น (Half-wave Controlled) ตัวอุปกรณ์ที่ใช้สร้างเครื่องต้นแบบเป็นของบริษัท International Rectifier รุ่น P 100 Series เป็นตัวเรียงกระแสแบบเฟสเดียว ทนกระแสได้สูงสุด 25 A. ขาเข้าเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V. ความถี่ 50 Hz สามารถทำการปรับระดับแรงดันขาออกได้โดยการปรับมุมจุดชนวนเอสซีอาร์ (SCR) ของ Q_1 และ Q_2 และมี D_1 และ D_2 เป็นไดโอดฟรีวิลลิ่ง ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่เพื่อกรองให้กระแสที่ได้มีค่าเรียบ ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด

ใหญ่มีค่า 500 mH. กระแส DC Link ที่ได้จะส่งผ่านไปยังตัวตรวจวัดกระแส (Current Sensor) ของ LEM รุ่น LTS 25-NP ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ Hall-Element เป็นแบบ Closed Loop Transducer ซึ่งมีข้อดีคือมีการแยกโคคภายในตัวทำให้วงจรการวัดไม่ซับซ้อน การสูญเสียในวงจรการวัดมีน้อยและให้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว สามารถวัดกระแสได้สูงสุด 25 A. สัญญาณปรับมุมจูดชนวนของ SCR Q_1 และ Q_2 ใช้ไอซีสำเร็จรูป TCA785 ซึ่งเป็นวงจรควบคุมการจูดชนวนแบบเชิงเส้นซึ่งใช้แรงดันไฟตรงตัดสัญญาณสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 3.3 เพื่อให้ได้สัญญาณจูดชนวนที่มุมต่างๆตามแรงดันไฟตรงที่เข้ามาที่ขาควบคุม สัญญาณที่ได้จาก TCA785 จะถูกแยกโคคทางแสงโดยใช้ออปโตอิเล็กทรอนิกส์ TLP250จำนวน 2ชุด ดังแสดงในรูปที่ 3.4



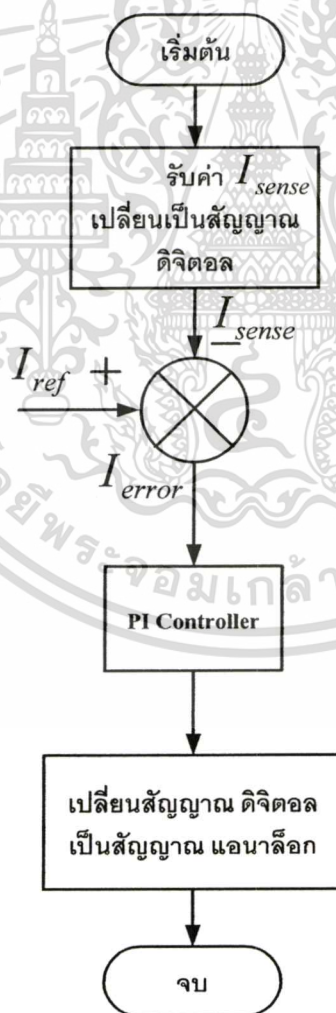
รูปที่ 3.3 วงจรควบคุมการจูดชนวนแบบเชิงเส้นซึ่งใช้แรงดันไฟตรงตัดสัญญาณสามเหลี่ยม



รูปที่ 3.4 วงจรสำหรับขับสัญญาณ Q_1 และ Q_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 3.5 เป็นแผนผังการควบคุมแบบวงปิดนี้จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 สำหรับทำกระบวนการสำหรับควบคุมสัญญาณปรับมุมจุดชนวนของ SCR โดยเริ่มจากรับค่า I_{sense} ที่ได้จากตัวตรวจวัดกระแส ซึ่งค่ากระแสที่วัดได้จะอยู่ในรูปของแรงดันไฟตรงซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณแอนาล็อกนำมาเปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิทัล จากนั้นนำสัญญาณ I_{sense} ที่เปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิทัลมาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณ I_{ref} ซึ่งเป็นกระแสที่ได้ตั้งไว้ตามค่าพิคของ DC. Link Current ทำให้ได้ค่ากระแสผิดพลาด I_{error} โดยเมื่อกระแส I_{sense} มีค่าน้อยกว่ากระแส I_{ref} ตัวควบคุมซึ่งเป็นชนิด PI Controller ทำงานโดยค่อยๆปรับลดค่าของ I_{error} เพิ่มให้ค่ากระแส DC. Link Current ค่อยๆไหลเพิ่มขึ้นจนทำให้ได้ตามค่ากระแสที่ได้ตั้งไว้ ณ จุดนั้นค่ากระแสผิดพลาดจะเป็นศูนย์ แต่ถ้ากระแส I_{sense} มีค่าน้อยกว่ากระแส I_{ref} ตัวควบคุม PI Controller จะค่อยๆทำการปรับเพิ่มค่าของ I_{error} เพิ่มให้ค่ากระแส DC. Link ค่อยๆไหลลดลงจนทำให้ได้ตามค่ากระแสที่ได้ตั้งไว้ ณ จุดนั้นค่ากระแสผิดพลาดจะเป็นศูนย์



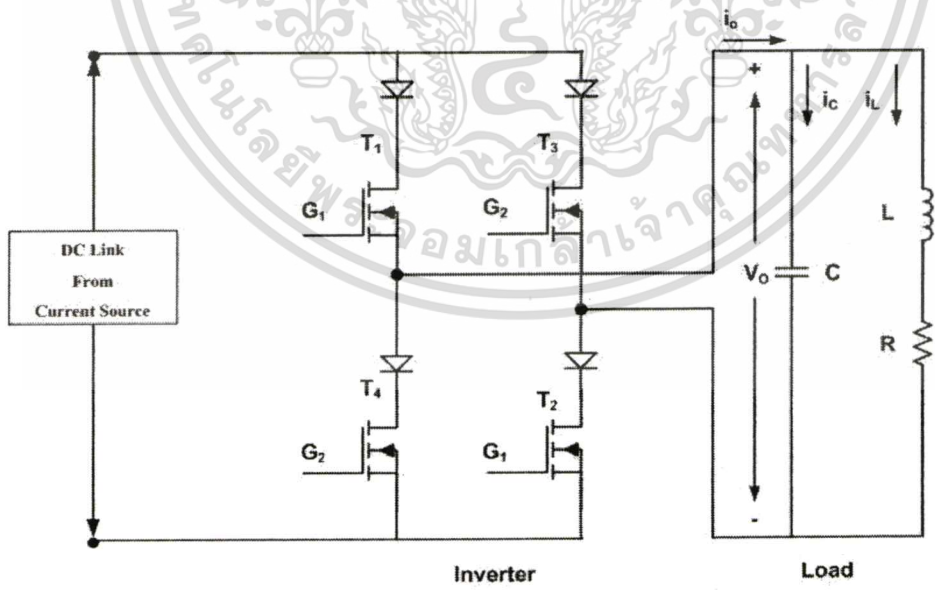
รูปที่ 3.5 แผนผังการทำงานของกระบวนการควบคุมกระแสแบบลูปปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสัญญาณขาออกจาก PI Controller ซึ่งเป็นสัญญาณดิจิทัลจะถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณแอนะล็อกมีระดับแรงดัน 0-10 โวลต์ (ขึ้นอยู่กับกระแสผิดพลาด) ซึ่งสัญญาณนี้จะส่งไปยังไอซีสำเร็จรูป TCA785 เพื่อใช้เป็นแรงดันไฟตรงคัดสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อใช้เป็นมุมจุดชนวน ให้ SCR Q₁ และ Q₂ ที่มุมต่างๆ

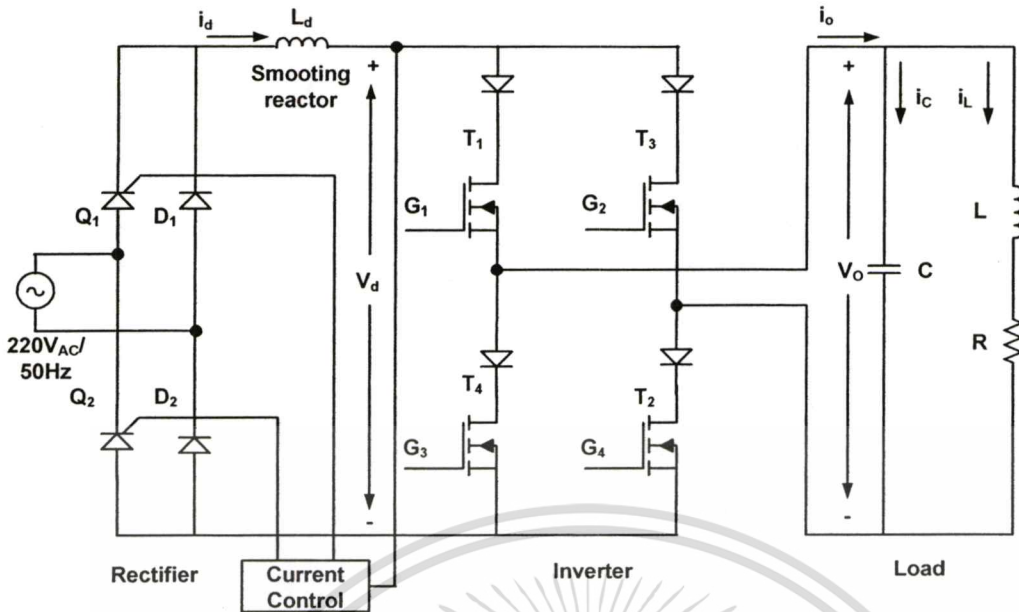
3.2.2 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบแหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์ (Full-Bridge Current-Fed Parallel Inverter)

อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบเต็มบริดจ์ดังแสดงรูปที่ 3.6 ประกอบด้วยมอสเฟตกำลัง IRFP 460 เป็นตัวสวิตช์กำลัง ซึ่งใช้ไดโอดชนิด Ultra-fast Recovery Time MUR3040PT ต่ออนุกรมอยู่กับสวิตช์กำลัง โดยแหล่งจ่ายที่จ่ายกระแสให้แก่วงจรเรโซแนนซ์นี้คือแหล่งจ่ายกระแสตามที่ได้กล่าวมาในหัวข้อ 3.2.1 ซึ่งจะทำให้เป็นวงจรที่สมบรูณ์ดังรูปที่ 3.7 ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์ต้องให้มอสเฟตทำงานเป็นคู่โดยเริ่มต้น T₁ และ T₂ ทำงาน คู่ของ T₃ และ T₄ จะหยุดทำงาน ช่วงถัดไปคู่ของ T₃ และ T₄ ทำงาน T₁ และ T₂ จะหยุดทำงาน จะสลับกันไปเพื่อให้เกิดเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ แต่ในทางปฏิบัติสัญญาณที่จะนำไปขับมอสเฟตให้ทำงานซึ่งก็คือสัญญาณ G₁ และ G₂ จะต้องมีสัญญาณที่เหมือนกันเพื่อป้องกันการเปิดออกของวงจรซึ่งจะได้กล่าวต่อไป ในส่วนของโหลดจะถูกแทนด้วยวงจร RLC แบบขนาน หรือเรียกกันโดยทั่วไปว่า วงจรแทงค์ ซึ่งในการพิจารณาองค์ประกอบของวงจรดังได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.4.2



รูปที่ 3.6 วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 วงจรของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบแหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์

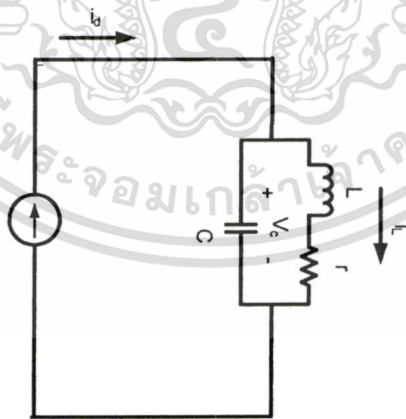
3.2.3.การทำงานของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์

การทำงานของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์นั้นสามารถแบ่งได้เป็น 3 โหมดการทำงาน

a.) โหมดการทำงานที่ 1 สวิตช์ G1 และ G4 จะนำกระแส โดยทิศทางของกระแสแสดงใน

รูปที่ 3.8 แรงดันขาออกจะเป็นรูปคลื่นไซน์และกระแสอยู่ในสภาวะบวก แสดงดังสมการที่ 3.1

และ 3.2



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลการทำงานในโหมดที่ 1

$$v_c = v_r + v_L$$

$$v_c = v_r + L \frac{di_L}{dt}$$

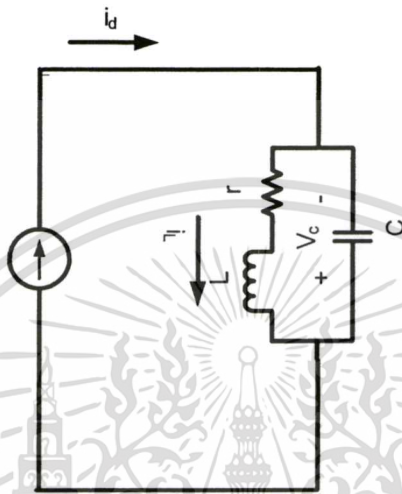
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_c}{L} + \frac{v_r}{L} \tag{3.1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_d + i_L$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_d}{C} + \frac{i_L}{C} \quad (3.2)$$

b.) โหมมการทำงานที่ 2 สวิตช์ G2 และ G3 นำกระแส แรงดันขาออกจะอยู่ในสภาวะลบ แสดงได้ดังรูปที่ 3.9 ทำให้ได้สมการที่ 3.3 และ 3.4



รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลการทำงานในโหมมที่ 2

$$v_c = -(v_r + v_L)$$

$$v_c = -v_r - v_L$$

$$v_L = -v_r - v_c$$

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_r + v_c$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r i_L}{L} + \frac{v_c}{L} \quad (3.3)$$

$$i_c = -i_d - i_L$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = -i_d - i_L$$

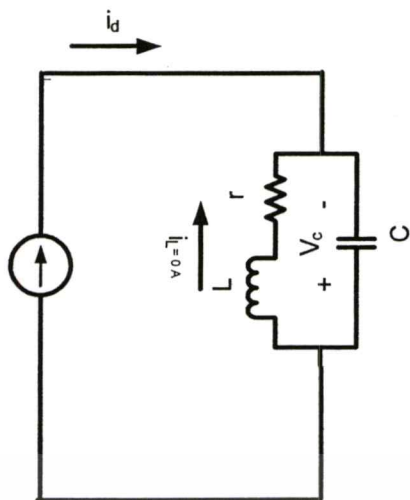
$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{i_d}{C} - \frac{i_L}{C} \quad (3.4)$$

c.) โหมมการทำงานที่ 3 G1, G2, G3 และ G4 นำกระแสพร้อมกัน โดยกระแสที่ไหลไปยังโหลดเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 3.10 ทำให้ได้มาซึ่งสมการที่ 3.5 และ 3.6

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r i_L}{L} + \frac{v_c}{L} \quad (3.5)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{i_L}{C} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 วงจรสมมูลโหมคการทำงานที่ 3

การเลือกใช้โดยทั่วไปใช้ i_d , i_L และ v_c ซึ่งเป็น ตัวแปรสแตท นำมาเขียนเป็น สมการสแตท โดยใช้เงื่อนไขของ 3 โหมคการทำงานในการเขียนสมการ สมการโดยทั่วไปสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{q(t)}{C} \end{bmatrix} i_d \tag{3.7}$$

โดยที่

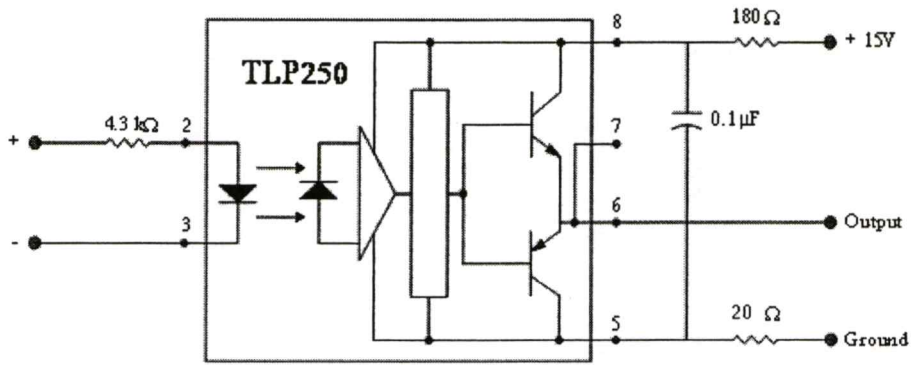
- 1 สำหรับโหมคการทำงานที่ 1
- $q(t) = 0$ สำหรับโหมคการทำงานที่ 3
- 1 สำหรับโหมคการทำงานที่ 2

3.2.4. สัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตในวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter Gate Drive)

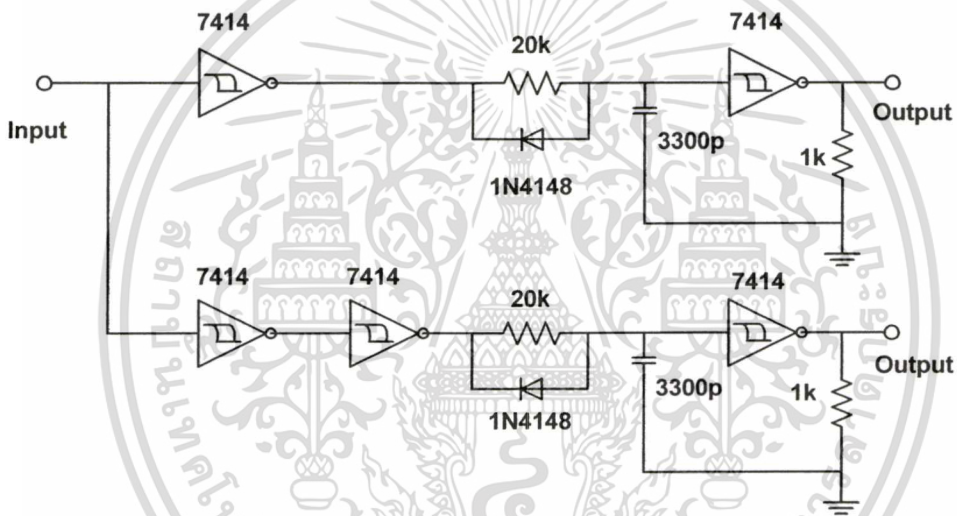
ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์กำลังในการควบคุมระบบโดยมอสเฟตต้องการแรงดันมาขับเคลื่อนเพื่อให้สามารถทำงานในสภาวะนำกระแส และหยุดนำกระแสได้ โดยใช้การแยกโคจรทางแสงระหว่างสัญญาณขับกับสัญญาณสำหรับขับมอสเฟต โดยใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TLP250 จำนวน 4 ชูค ดังแสดงในรูปที่ 3.11 โดยคู่ของสัญญาณขับมอสเฟตทั้ง 4 ตัว ซึ่งก็คือสัญญาณ G_1 และ G_2 จากที่ได้กล่าวไว้แล้วว่าสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์นั้นจะต้องมีการเหลื่อม (Overlap) กันของสัญญาณสำหรับขับ เพื่อป้องกันการเปิดวงจรของแหล่งจ่ายกระแส เนื่องจากหากเกิดการเปิดของวงจรแล้วอาจทำให้เกิดความเสียหายแก่อินเวอร์เตอร์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

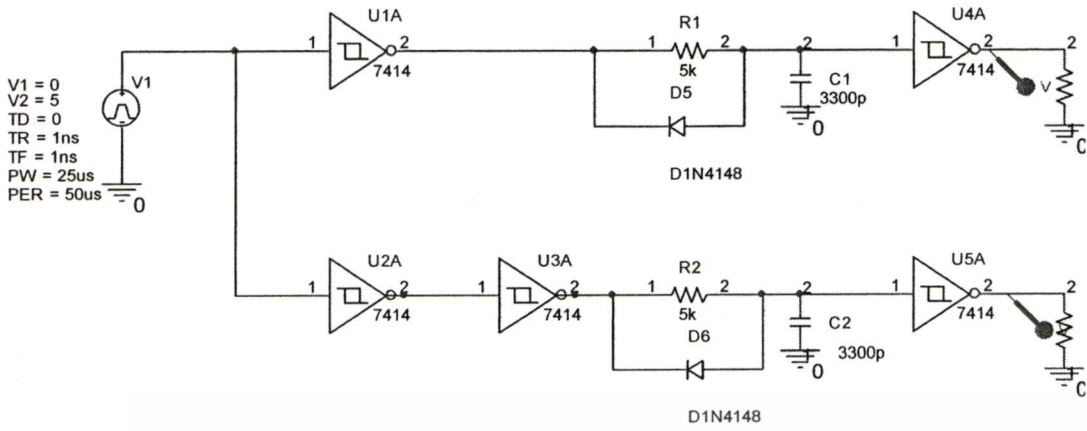


รูปที่ 3.11 วงจรสำหรับขับสวิตช์อินเวอร์เตอร์

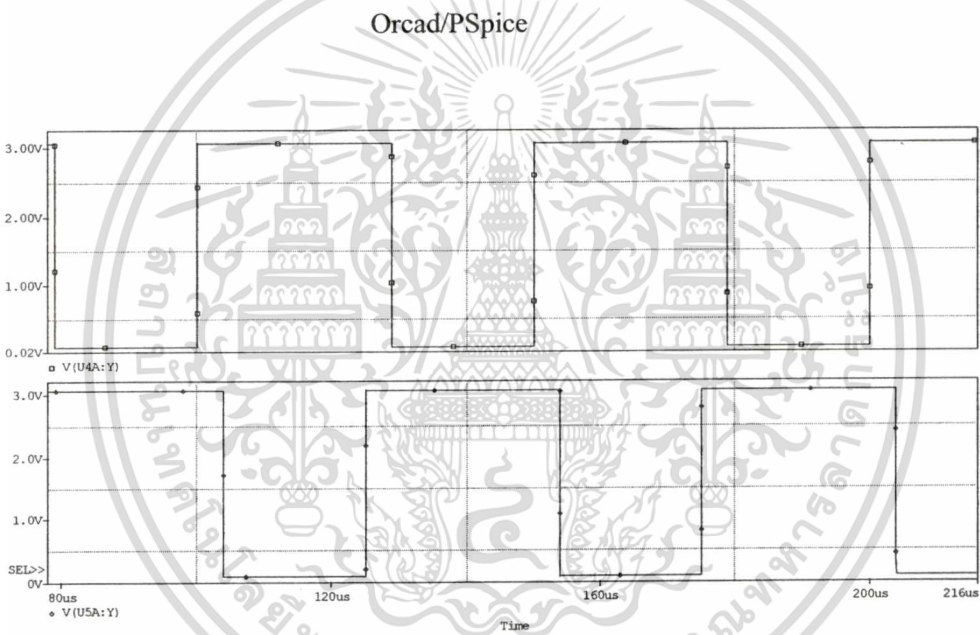


รูปที่ 3.12 วงจรสำหรับสร้างสัญญาณการเหลื่อม (Overlap)

โดยการเหลื่อมของสัญญาณทำได้โดยใช้วงจร RC ในการทำให้เกิดการหน่วงเวลา ในช่วงขอบขาลงของสัญญาณนาฬิกาและใช้วงจรขมิตริกเกอร์ในการตัดสัญญาณให้เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังแสดงในรูป 3.12 โดยสามารถทำการปรับค่าของสัญญาณการเหลื่อมได้โดยการปรับเปลี่ยนค่าของความต้านทาน $20\text{ k}\Omega$ เพื่อให้เกิดความเหมาะสมต่อช่วงของ Switching on time และ Switching off time ของมอสเฟต ซึ่งมีค่ารวมอยู่ที่ 300 nS ส่วนในรูปที่ 3.13 และรูปที่ 3.14 เป็นการจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณการเหลื่อม โดยใช้โปรแกรม Orcad/Pspice



รูปที่ 3.13 การจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณการไหลย้อน โดยใช้โปรแกรม

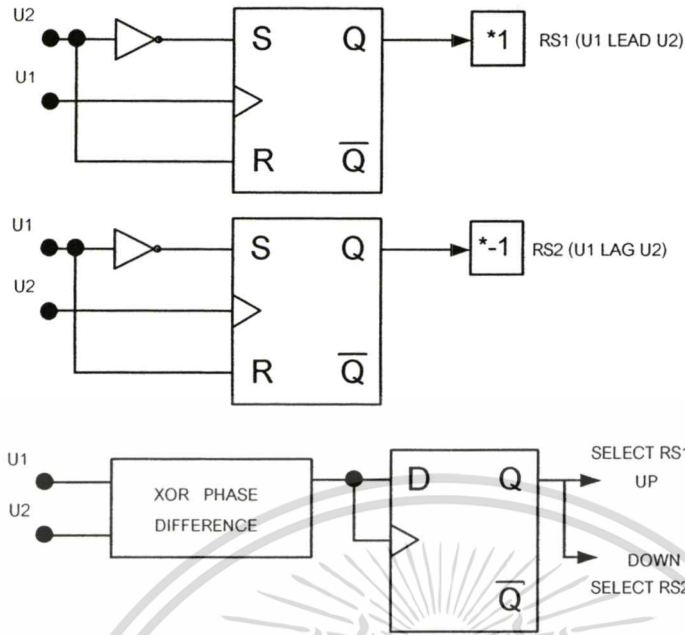


รูปที่ 3.14 ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณการไหลย้อน

3.3. ระบบเฟสล็อกกลุ๊ป (PLL System)

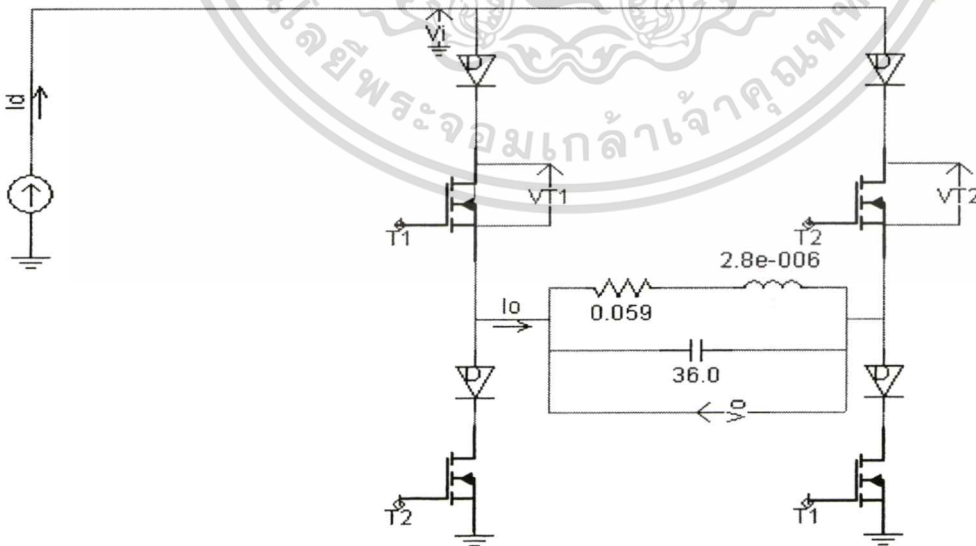
รูปที่ 3.15 แสดงรูปแบบของการตรวจจับความแตกต่างของเฟสของกระแส (U2) และแรงดัน (U1) ที่ใช้จำลองการทำงานบนโปรแกรม PSCAD โดยหลักการการทำงานนั้น ประกอบด้วย ตัวตรวจสอบความแตกต่างของเฟสซึ่งประกอบด้วย XOR PHASE DIFFERENCE และ D FlipFlop ทำหน้าที่ตรวจสอบสัญญาณ U1 ว่านำหน้า หรือล่าหลัง U2 โดยถ้าสัญญาณ U1 นำหน้า U2 ชุดตรวจสอบความแตกต่างของเฟสจะทำการเลือกค่า output ของ RS flip flop ตัวที่1 (RS1) ส่วนถ้าสัญญาณ U1 ล่าหลัง U2 ชุดตรวจสอบความแตกต่างของเฟสจะทำการเลือกค่า output ของ RS flip-flop ตัวที่2 (RS2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



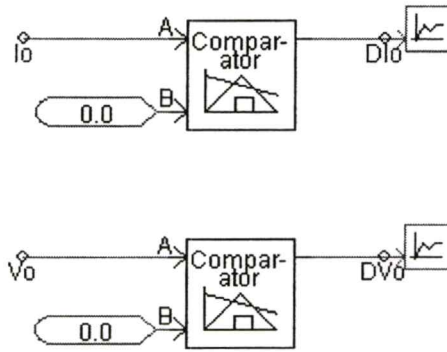
รูปที่ 3.15 รูปแบบที่ใช้จำลองการทำงานบนโปรแกรม PSCAD ของ Phase Frequency Detector

การจำลองการทำงานบนโปรแกรม PSCAD ของระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์อัตโนมัติของ Current-fed Parallel Inverter ดังแสดงในรูปที่ 3.16 วงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณหรือวงจร Zero-crossing Detector ใช้ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนแรงดันของวงจรเทกซ์ที่อยู่ในรูปของสัญญาณแอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลดังแสดงในรูปที่ 3.17



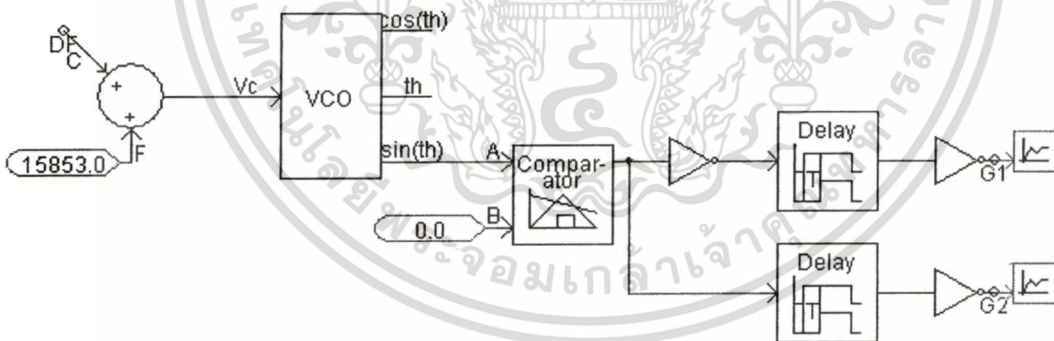
รูปที่ 3.16 Current-fed Parallel Inverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



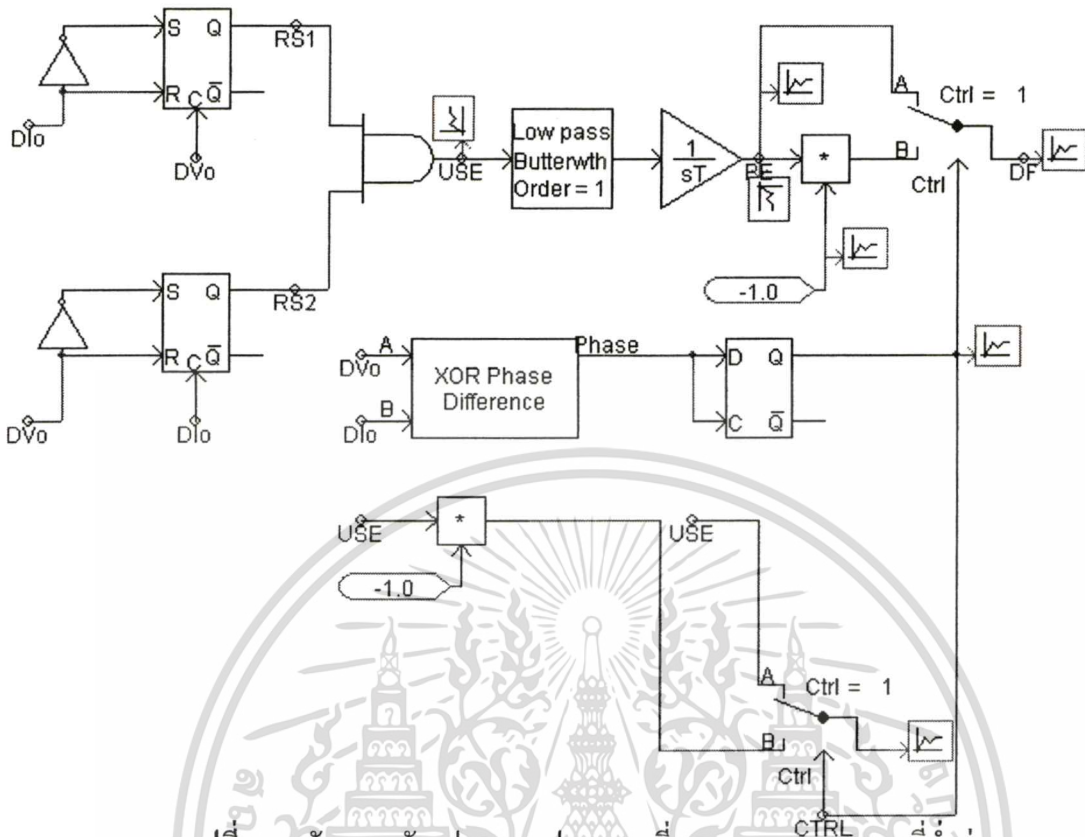
รูปที่ 3.17 Zero-crossing Detector

ในรูปที่ 3.18 เป็นรูปแบบของวงจรถ้าเน็คความถี่ หรือเรียกว่าวงจรถ้าเน็ค Voltage Controlled Oscillator และในรูปที่ 3.19 เป็นรูปแบบของวงจรถ้าเน็คเฟสแบบเฟส-ความถี่และวงจรถ้าเน็คความถี่ต่ำผ่าน



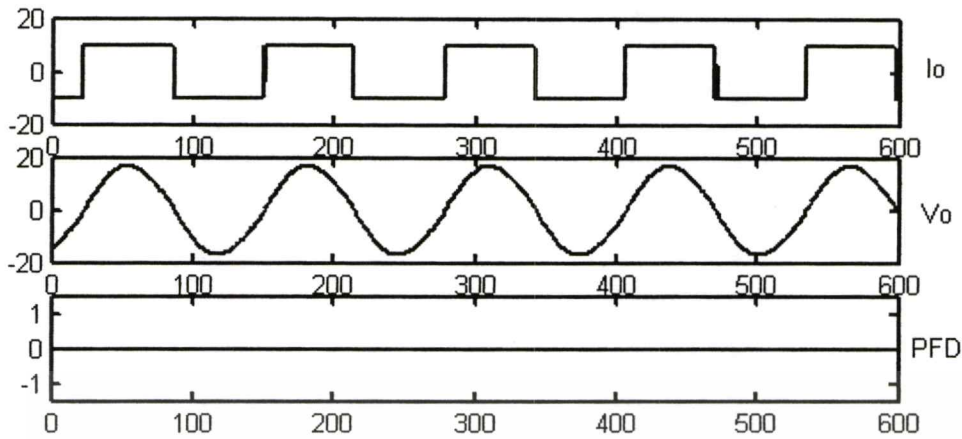
รูปที่ 3.18 วงจรถ้าเน็คความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

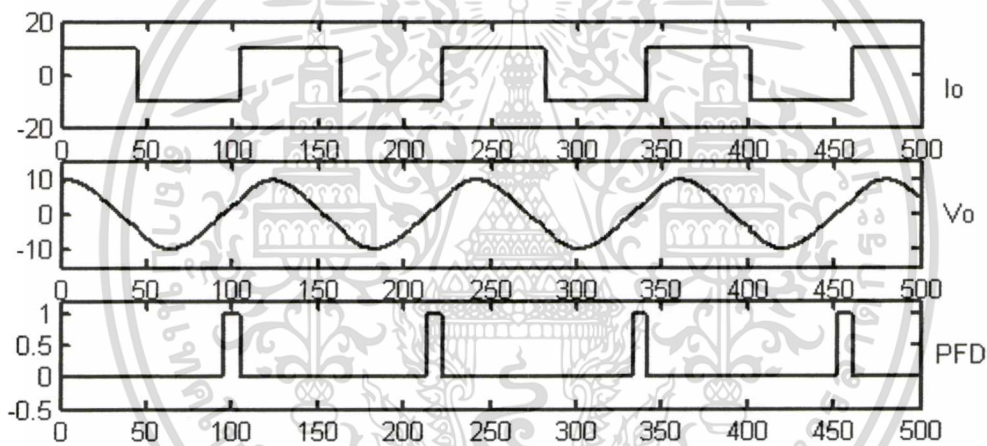


รูปที่ 3.19 ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

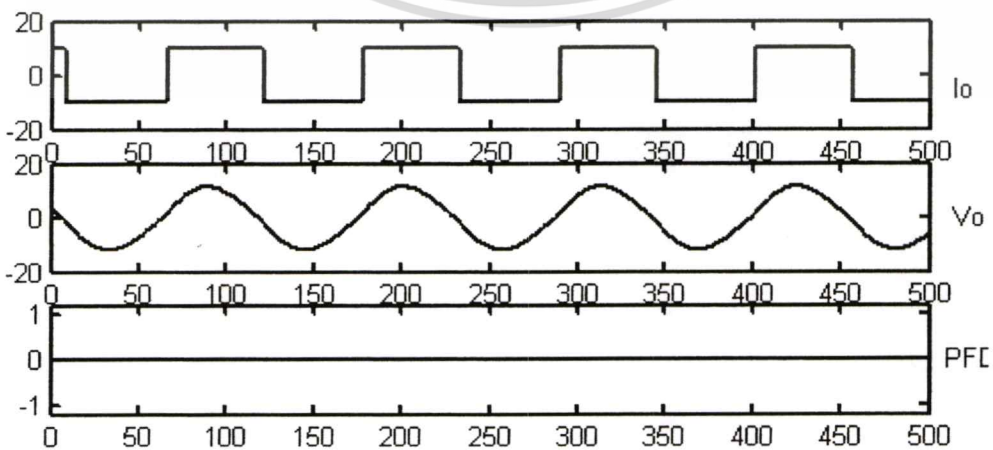
การทดสอบระบบควบคุมความถี่ในการสวิตช์ที่สถานะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติจะทำการทดลองด้วยกัน 3 สถานะ โดยจะจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม PSCAD โดยตั้งค่าความถี่ในการสวิตช์ไว้ที่ 15.85 kHz สถานะที่ 1 กำหนดให้โหลดมีค่าตัวแปรดังนี้ตัวเหนี่ยวนำมีค่า 2.8 μH ตัวเก็บประจุมีขนาด 36 μF ตัวต้านทานมีค่า 0.059 โอห์ม เมื่อคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรจะมีค่าประมาณ 15.85 kHz ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.19 จะพบว่าในตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ตรวจจับค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสของกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลดมีค่าเป็นศูนย์ กระแสและแรงดันจึงมีเฟสตรงกันแสดงว่าสถานะนี้ระบบควบคุมสามารถควบคุมให้ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์มีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด



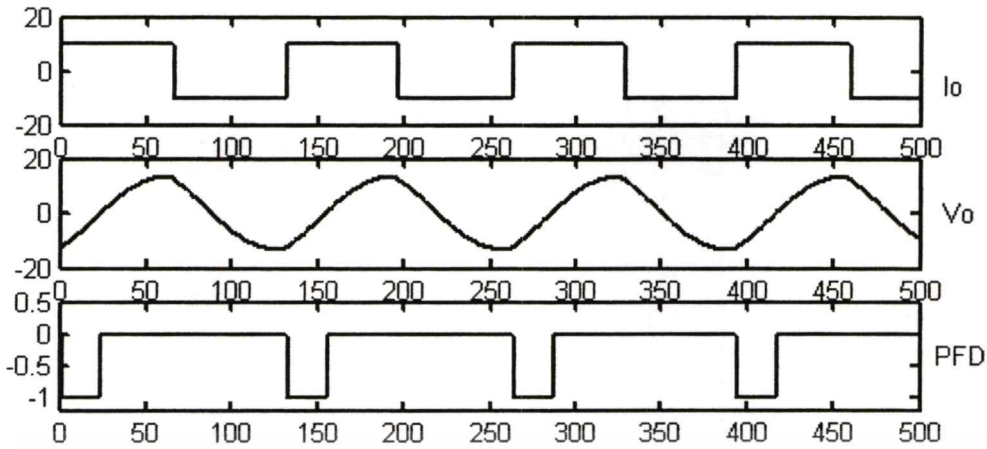
รูปที่ 3.20 ผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอรืกระแสและแรงดันที่ใช้
สำหรับขับโหลดมีเฟสตรงกัน (สภาวะที่ 1)



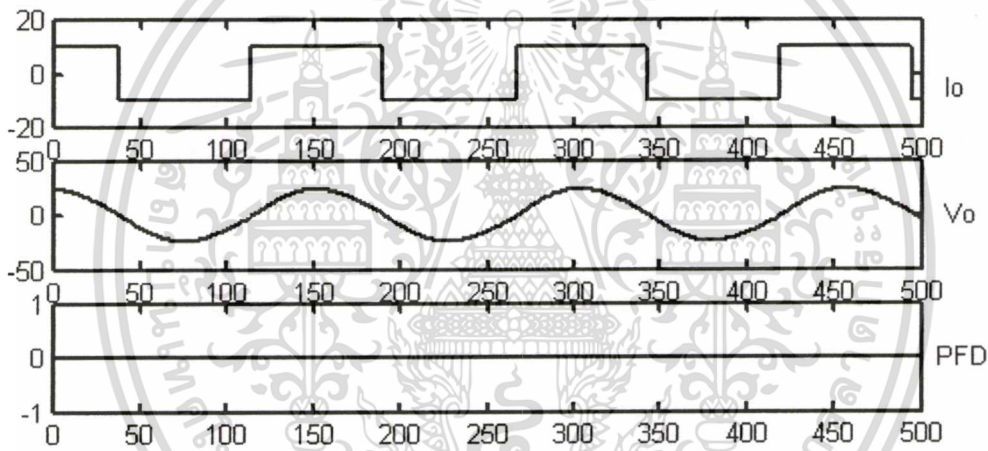
รูปที่ 3.21 ผลการจำลองการทำงานเมื่อตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่
ตัวจับค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในสภาวะบวกหรือนำหน้า(สภาวะที่ 2)



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 3.22 ผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอรืกระแสและแรงดันที่ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิสำหรับขับ โหลดมีเฟสตรงกัน ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.23 ผลการจำลองการทำงานเมื่อตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่
ตัวจับค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในสภาวะลบหรือต่ำหลัง



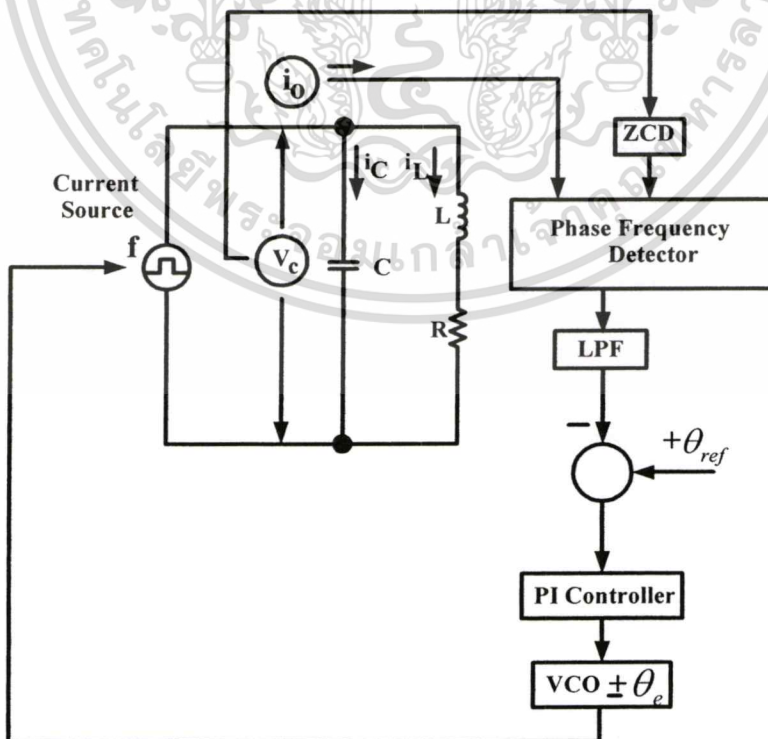
รูปที่ 3.24 ผลการจำลองการทำงานเมื่อกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับจับโพลมีเฟสตรงกัน

การทดสอบระบบควบคุมความถี่ในการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติในสภาวะที่ 2 เมื่อโพลเกิดการเปลี่ยนแปลงโดยตัวเหนี่ยวนำมีค่าลดลงจากเดิมจากสภาวะที่ 1 มีค่า $2 \mu\text{H}$ (ค่าเดิมคือ $2.8 \mu\text{H}$) โดยให้ค่าตัวแปรของวงจรเดิมคือตัวเก็บประจุมีขนาด $36 \mu\text{F}$ ความต้านทานมีค่า 0.059 โอห์ม เมื่อคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ของโพลมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 18.75 kHz จากผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม PSCAD แสดงในรูปที่ 3.21 จะพบว่าแรงดันที่ได้ นำหน้ากระแส ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ตรวจจับได้ค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในสภาวะบวกหรือนำหน้าเมื่อค่าความถี่ของเฟสมีค่านำหน้า ระบบควบคุมความถี่จะทำการปรับเพิ่มความถี่อัตโนมัติ และจะหยุดเพิ่มความถี่อัตโนมัติเมื่อตัวตรวจจับค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 3.22 (รูปที่ 3.22 เป็นผลการจำลองการทำงานที่ต่อเนื่องกับรูปที่ 3.21) เมื่อค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์แสดงว่าระบบสามารถควบคุมให้ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์มีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของโพล

การทดสอบระบบควบคุมความถี่ในการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติในสภาวะที่ 3 เมื่อโหลดเกิดการเปลี่ยนแปลงโดยตัวเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มขึ้นจากเดิมจากสภาวะที่ 1 มีค่า $4 \mu\text{H}$ (ค่าเดิมคือ $2.8 \mu\text{H}$) โดยให้ค่าตัวแปรของวงจรคงเดิมคือตัวเก็บประจุมีขนาด $36 \mu\text{F}$ ความต้านทานมีค่า 0.059 โอห์ม เมื่อคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดมีค่าลดลงคือค่า 13.26 kHz) จากผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม PSCAD แสดงในรูปที่ 3.23 พบว่าแรงดันนำหน้ากระแส ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ตรวจจับได้ค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในสภาวะลบหรือล่าหลังเมื่อค่าความเคลื่อนของเฟสมีค่าล่าหลัง ระบบควบคุมความถี่ทำการปรับลดความถี่อัตโนมัติ และจะหยุดลดความถี่อัตโนมัติเมื่อตัวตรวจจับค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 3.24 (รูปที่ 3.24 เป็นผลการจำลองการทำงานที่ต่อเนื่องกับรูปที่ 3.23) เมื่อค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์แสดงว่าระบบสามารถควบคุมให้ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์มีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด

3.3.1. ระบบการควบคุมความต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดัน

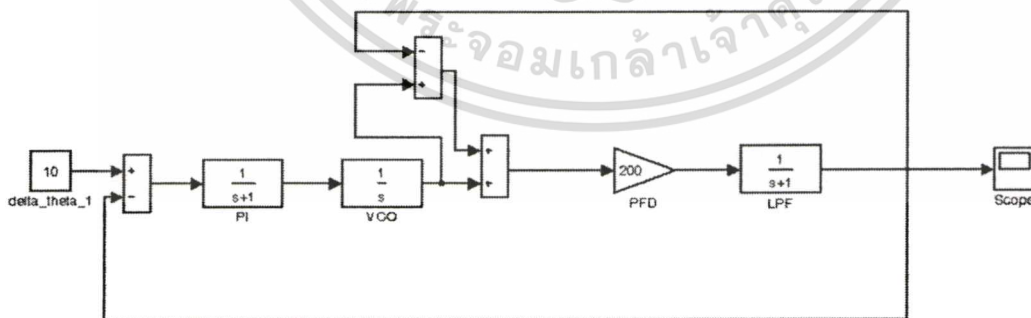
ในงานวิจัยนี้ทำการควบคุมความถี่ในการสวิตช์อินเวอร์เตอร์แบบอัตโนมัติ โดยใช้หลักการของ Phase-Lock-Loop (PLL) ควบคุมให้กระแสและแรงดันที่ใช้ในการขับโหลดอยู่ในสภาวะต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรม การทำงานของ Phase-Lock-Loop(PLL)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.25 การจำลองการทำงานของระบบควบคุมอย่างง่าย
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.25 แสดงการจำลองการทำงานของระบบควบคุมอย่างง่าย โดยจะทำการควบคุมกระแสและแรงดันของวงจรแท่งค์ โดยเริ่มจากการตรวจจับแรงดันสำหรับจับโหนดส่งผ่านไปยัง Zero-crossing detectors (ZCD) สัญญาณขาออกที่ได้ส่งไปทำการตรวจสอบเฟสและตรวจจับกระแสที่ผ่านไปยัง โหนดโดยนำสัญญาณขาออกทั้งสองนี้ส่งไปยังวงจรตรวจจับเฟสความถี่ (Phase Frequency Detector :PFD) จะทำให้เราได้ค่า Phase error (θ_e) จากนั้นส่งต่อไปยัง วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low pass filter) ก่อนส่งต่อไปยัง PI Controller สัญญาณที่ได้จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับ θ_{ref} และสัญญาณที่ได้นั้นจะควบคุมโดย PI Controller เพื่อส่งต่อไปยัง Voltage control oscillator (VCO) ซึ่งในส่วนของ VCO นี้จะถูกปรับค่าโดย θ_e โดยการเพิ่มค่าหรือลดค่า ขึ้นอยู่กับวงจร PFD จะทำการตรวจสอบสถานะของกระแสว่าอยู่ในสภาวะนำหน้า หรือล้าหลัง ซึ่งพฤติกรรมนี้ขึ้นอยู่กับค่าของ Induction heating coil ที่เปลี่ยนแปลงไป ค่าของ VCO ที่ถูกต้อง จะได้ถูกส่งเพื่อไปควบคุมการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ซึ่งก็จะทำให้วงจรแท่งค์อยู่ในสภาวะมูมเฟสที่เราได้กำหนดไว้ ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้นี้ได้รับการยืนยันจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSCAD ซึ่งการทดลองการจำลองการทำงานนั้นจะเริ่มจากกรณีที่ไม่ได้มีการใส่ชิ้นงานใน coil ซึ่งก็จะทำให้ได้ค่าของ Natural frequency resonant ส่วนในกรณีใส่ชิ้นงานใน coil จะทำให้คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ Induction heating coil เปลี่ยนไป โดยสรุปได้ว่าถ้าค่า Inductance coil เพิ่มขึ้นจะทำให้ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ลดลงจากเดิม และถ้าค่า Inductance coil ลดลงทำให้ ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นจากเดิม ผลของการจำลองการทำงานสามารถยืนยันถึงผลของการเกิดความถี่เรโซแนนซ์ แม้โหนดเปลี่ยนแปลงไปตามค่าชิ้นงานที่ใส่ใน induction heating coil

3.4. การพิจารณาค่าอัตราขยายของระบบควบคุม



รูปที่ 3.26 การจำลองการทำงานในโปรแกรม MATLAB

จากรูปที่ 3.28 เป็นการจำลองการทำงานในโปรแกรม MATLAB เพื่อนำมาพิจารณาการหาค่าอัตราขยาย (Gain) ของระบบควบคุมโดยทำการป้อนค่ามูมเฟสที่ต้องการจากนั้นทำการจำลองโดยการเปลี่ยนค่าอัตราขยายจนได้ค่าที่เหมาะสมในการใช้งานแล้วนำไปสร้างเครื่องต้นแบบต่อไป

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.สรุป

สรุปได้ว่าจากผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม PSCAD ได้แสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมที่ได้ออกแบบมีความสามารถในการควบคุมความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าความถี่ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดแบบอต์ โนมัติ โดยการปรับค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบอต์ โนมัตินั้น ระบบควบคุมทำการติดตามค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสที่จับได้โดยเมื่อค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์แสดงว่าสัญญาณที่เข้ามามีเฟสตรงกันหรืออยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ แต่ถ้าระบบมีการจับค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสเป็นบวกแสดงว่าสัญญาณที่ได้นั้น ไม่ได้อยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ ดังนั้นระบบจะทำการปรับเพิ่มความถี่ในการสวิตช์อินเวอร์เตอร์แบบอต์ โนมัติจนกระทั่งค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์จึงหยุดทำการเพิ่มความถี่ในการสวิตช์ แต่ในทางตรงข้ามถ้าระบบมีการจับค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสเป็นลบแสดงว่าสัญญาณที่ได้นั้น ไม่ได้อยู่ในสถานะเรโซแนนซ์เช่นกัน ดังนั้นระบบจะทำการปรับลดความถี่ในการสวิตช์อินเวอร์เตอร์แบบอต์ โนมัติจนกระทั่งค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์จึงหยุดทำการลดค่าความถี่ในการสวิตช์ โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้มีจุดประสงค์ในการควบคุมความถี่ในการสวิตช์ที่สถานะเรโซแนนซ์แบบอต์ โนมัติไว้ 2 ข้อด้วยกันคือ 1) ในทางปฏิบัติค่าความเหนี่ยวนำจะลดลงเมื่อให้ความร้อนแก่โหลด ดังนั้นจึงมีผลทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดสูงขึ้น 2) ระบบควบคุมจะทำการสวิตช์อินเวอร์เตอร์แบบอต์ โนมัติให้ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดอยู่ในช่วงความถี่ 10kHz – 30 kHz โดยจะใช้ลักษณะเด่นของตัวตรวจจับสัญญาณ (Phase Frequency Detector: PFD) ซึ่งมีความสามารถในการตรวจจับความคลาดเคลื่อนของเฟสและความถี่ของแรงดันที่มีต่อกระแสที่ใช้ในการขับโหลด ว่าอยู่ในสถานะ นำหน้า หรือ ล้าหลัง โดยที่ระบบควบคุมที่ได้นำเสนอได้แสดงให้เห็นถึงความสามารถในการควบคุมกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลดอยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ตลอดเวลา ดังนั้นระบบเกิดการส่งถ่ายกำลังงานสูงสุด

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดลองในส่วนต่าง ๆ ของเครื่องต้นแบบ โดยเริ่มต้นจากแหล่งจ่ายกระแส การทดลองสัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟต (MOSFET) ในวงจรอินเวอร์เตอร์ การทดลองระบบเฟสล็อกคัล การทดลองแรงดันที่โหลด และการทดลองระบบควบคุมความถี่อัตโนมัติ การทดลองในบทนี้ จากรูปที่ 3.7 ได้กำหนดค่าต่าง ๆ ดังนี้

Q_1, Q_2, D_1 และ D_2 เป็นวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมเฟส (Phase Controlled Rectifier) ที่มีการควบคุมแบบครึ่งคลื่น (Half-wave Controlled) อุปกรณ์คือ International Rectifier รุ่น P 100 Series เป็นตัวเรียงกระแสแบบเฟสเดียว ทนกระแสได้สูงสุด 25 A.

$$L_d = 500mH$$

G_1, G_2, G_3 และ G_4 เป็นตัวสวิตช์กำลัง โดยใช้มอสเฟตกำลัง IRFP 460

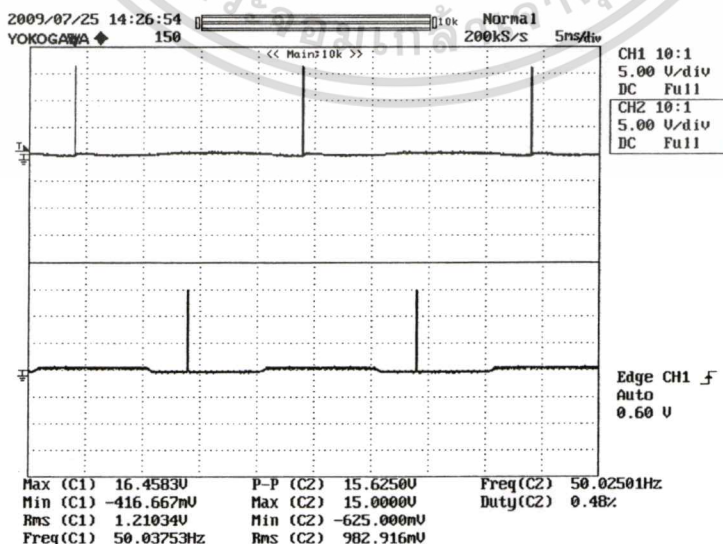
Diode T_1, T_2, T_3 และ T_4 เป็นไดโอดชนิด Ultra-fast Recovery Time MUR3040PT

วงจรแพนค $C = 15.6\mu F, R = 0.05\Omega$

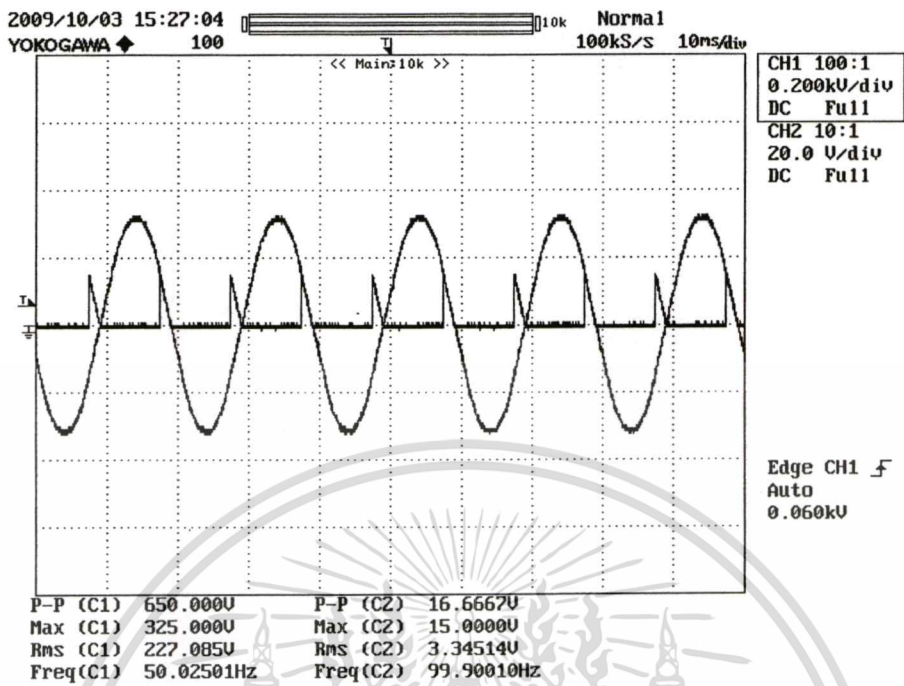
$$L_1 = 3.6\mu H, L_2 = 5.42\mu H, L_3 = 8.17\mu H$$

4.2 การทดลองแหล่งจ่ายกระแส

สัญญาณที่ได้จาก TCA785 จะถูกแยกโคจรทางแสงโดยใช้ออปโตอิเล็กทรอนิกส์ TLP250 จำนวน 2 ชุด ดังแสดงในรูปที่ 3.3(b) และในรูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ผ่านการแยกโคจรทางแสงเพื่อใช้สำหรับจุดชนวนให้กับ SCR ขณะยังไม่ได้ต่อเกทของ SCR



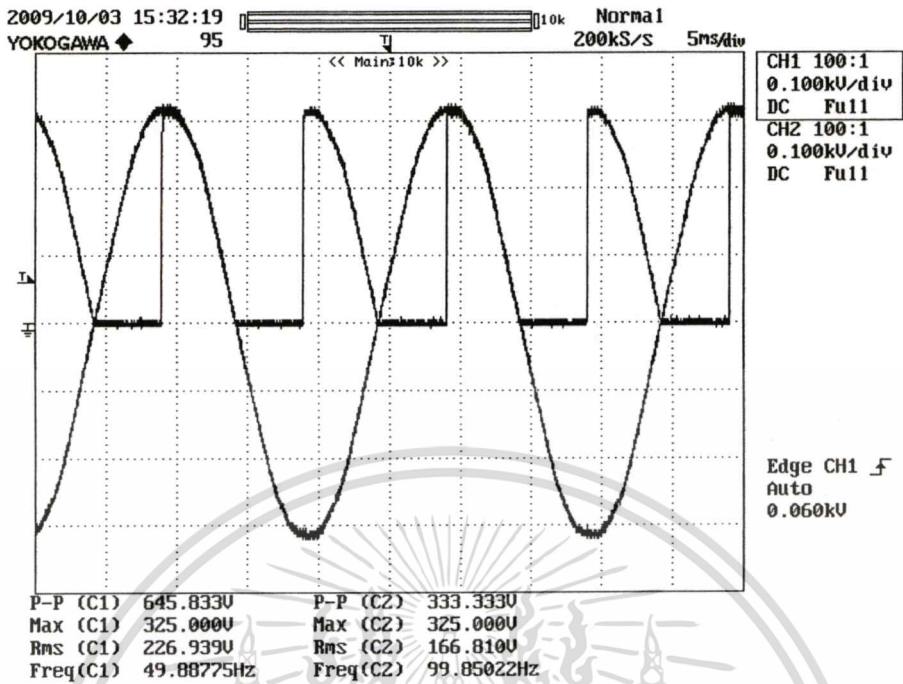
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ผ่านการแยกโคจรทางแสง เพื่อใช้สำหรับ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุที่เปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
จุดชนวนให้กับ SCR Q_1 และ Q_2



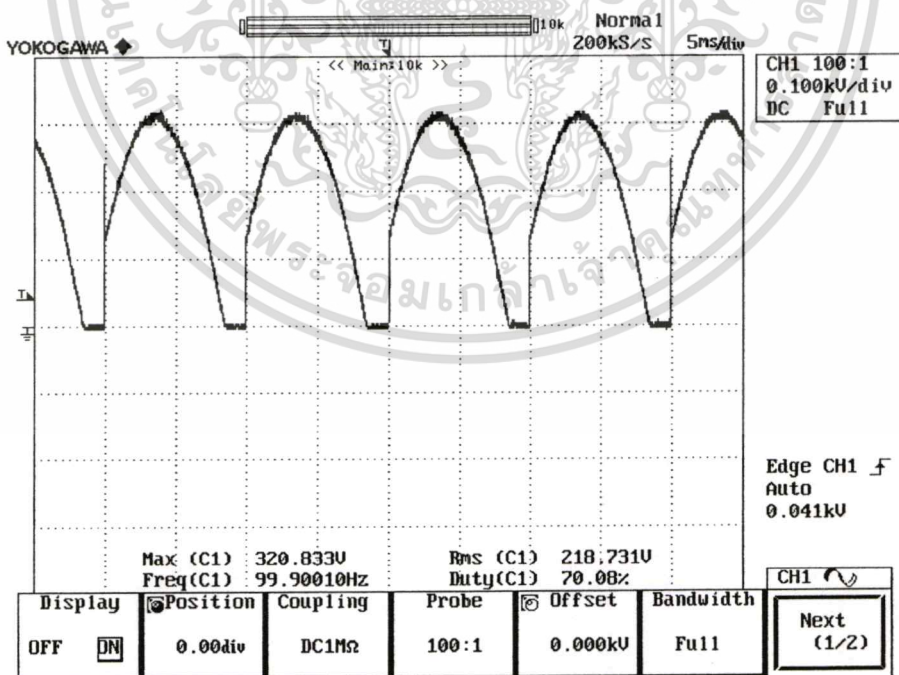
รูปที่ 4.2 แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี $\alpha > 90^\circ$

(สเกลแรงดัน: 100 V/div, Time: 5 mS/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

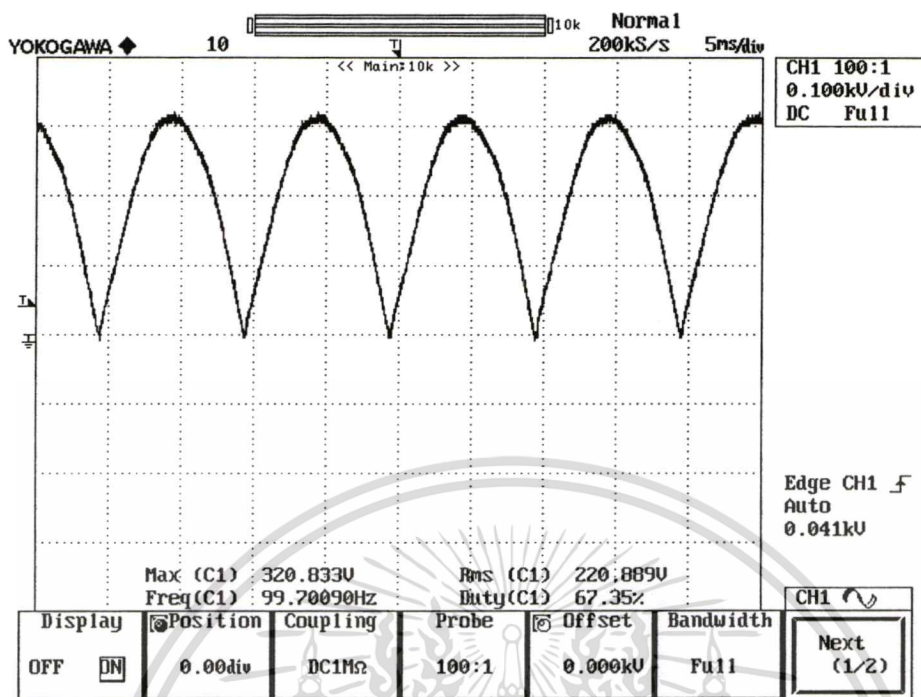


รูปที่ 4.4 แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี $\alpha \approx 90^\circ$
(สเกลแรงดัน:100 V/div, Time:5 mS/div)



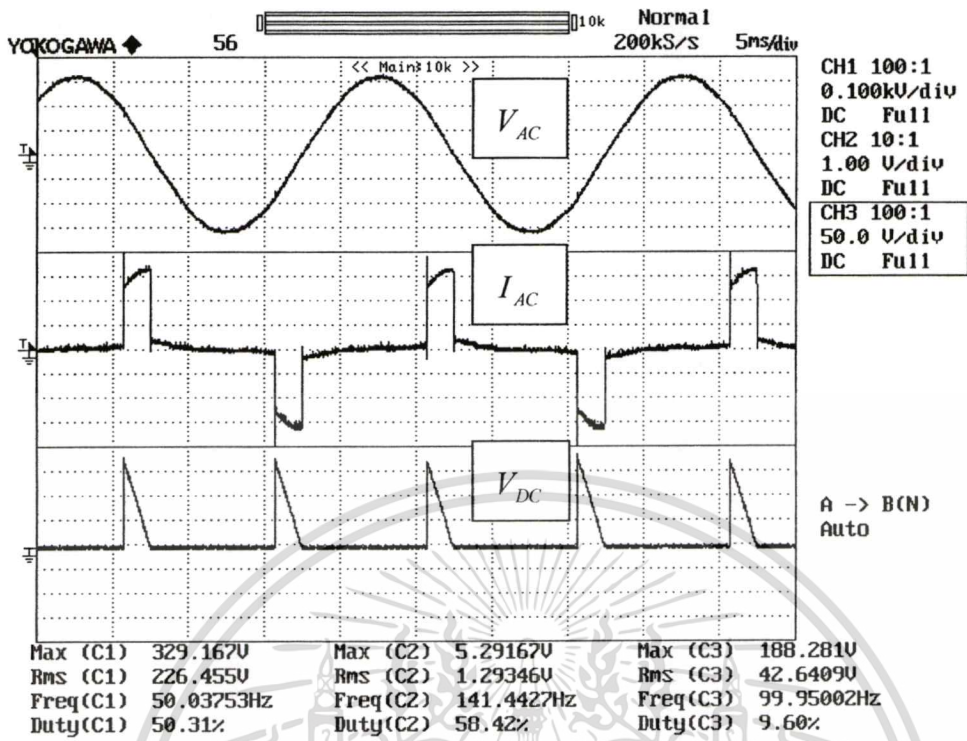
รูปที่ 4.5 แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี $\alpha \approx 30^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้(สเกลแรงดัน:100 V/div, Time:5 mS/div)อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี $\alpha \approx 0^\circ$ (สเกลแรงดัน:100 V/div, Time:5 mS/div)

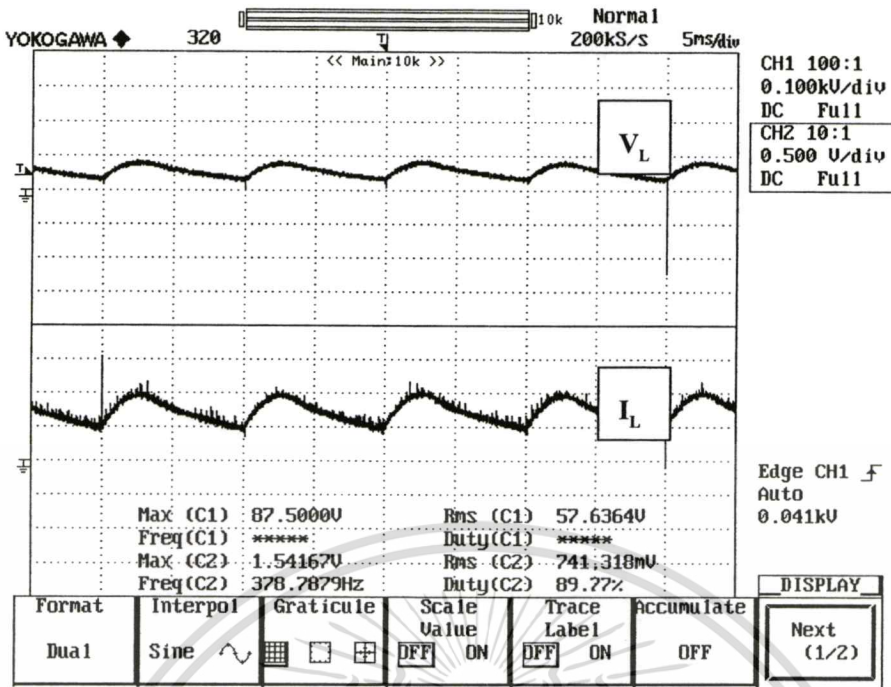
จากรูปที่ 4.2-4.6 แสดงรูปสัญญาณแรงดันด้านออกของวงจรเรียงกระแสที่มุมจุดชนวนต่าง ๆ ซึ่งในการทดสอบนั้นได้ทำการปรับค่ามุมจุดชนวน ตั้งแต่มุม (0 -180 องศา) เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรเรียงกระแส โดยการควบคุมมุมจุดชนวนในการควบคุมแรงดันด้านออก ซึ่งในการทดสอบนั้นได้ทำการเปรียบเทียบสัญญาณด้านขาเข้าและสัญญาณด้านขาออก เพื่อแสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอย่างชัดเจน ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 4.2-4.4 และในการทดสอบนั้นพบว่า สามารถควบคุมแรงดันด้านขาออกของวงจรเรียงกระแสได้โดยการควบคุมมุมจุดชนวน และจากผลการทดสอบนั้นพบว่า แรงดันด้านขาออกของวงจรเรียงกระแส นั้นจะมีค่าสูงสุดที่มุมค่าจุดชนวน $\alpha \approx 0^\circ$ ดังได้แสดงค่าและรูปสัญญาณด้านขาออกไว้ในรูปที่ 4.6 ซึ่งค่าแรงดันด้านออกอยู่ที่ 220.88 Vrms และเมื่อทำการเพิ่มค่ามุมจุดชนวนขึ้นไปเรื่อยๆ พบว่าแรงดันด้านออกก็ลดลงเรื่อยๆเช่นเดียวกัน ซึ่งค่าแรงดันด้านขาออกจะมีค่าต่ำสุดเมื่อมุมจุดชนวนเข้าใกล้มุม 180 องศา



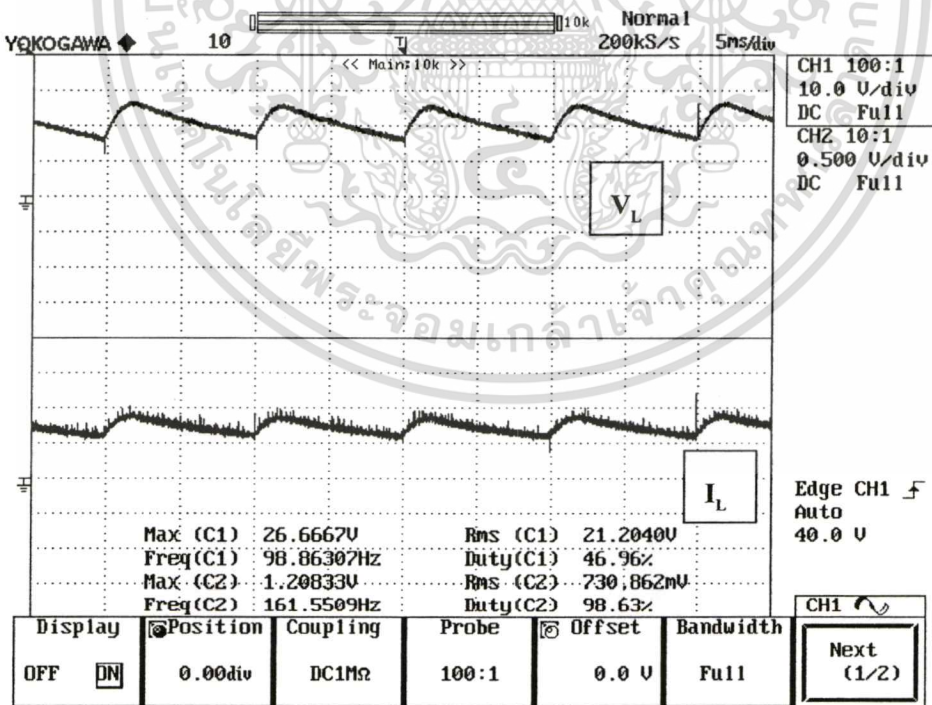
รูปที่ 4.7 รูปร่างของสัญญาณแรงดัน V_{AC} และกระแสทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับ I_{AC} และแรงดันของวงจรเรียงกระแส V_{DC} (สเกลของแรงดัน V_{AC} : 100 V/div, I_{AC} : 1 A/div, V_{DC} : 50 V/div)

ในรูปที่ 4.7 เป็นรูปร่างของสัญญาณ แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ V_{AC} และกระแสทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับ I_{AC} และแรงดันของวงจรเรียงกระแส V_{DC} โดยขนาดของกระแสทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับจะขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันของวงจรเรียงกระแส V_{DC} ซึ่งขนาดของแรงดัน V_{DC} จะขึ้นอยู่กับมุมจุดชนวนของ SCR (Q_1 และ Q_2) โดยขนาดของกระแส I_{AC} จะมีค่าสูงสุดเมื่อมุมจุดชนวนของ SCR อยู่ที่มุม 0 องศา และจะมีขนาดของกระแส I_{AC} ต่ำสุดเมื่อมุมจุดชนวนของ SCR อยู่ใกล้มุม 180 องศา สำหรับการทดสอบแหล่งจ่ายกระแสไฟตรงเพื่อดูความสามารถของระบบควบคุมกระแสที่ได้ออกแบบ โดยจะดูผลการตอบสนองต่อลำดับการเปลี่ยนคำสั่งของกระแส I_{dc} และเมื่อความต้านทานของโหลดเกิดการเปลี่ยนแปลง ระบบควบคุมกระแสที่ได้ออกแบบไว้สามารถควบคุมให้กระแสดีซีลิงค์มีค่าคงที่ โดยในการทดลองจะใช้โหลดที่เป็นค่าความต้านทาน 80 โอห์ม โดยทำการควบคุมกระแสดีซีลิงค์ให้มีค่าคงที่ 0.7 แอมแปร์ ทำการบันทึกค่าแรงดันที่เกิดขึ้นที่โหลด หลังจากนั้นทำการปรับลดค่าความต้านทานของโหลดลงเหลือ 20 โอห์ม ให้พิจารณาที่กระแสดีซีลิงค์ว่าคงที่อยู่ที่ 0.7 A หรือไม่ ถ้าคงที่แสดงว่าระบบควบคุมที่ได้ออกแบบตรงตามวัตถุประสงค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



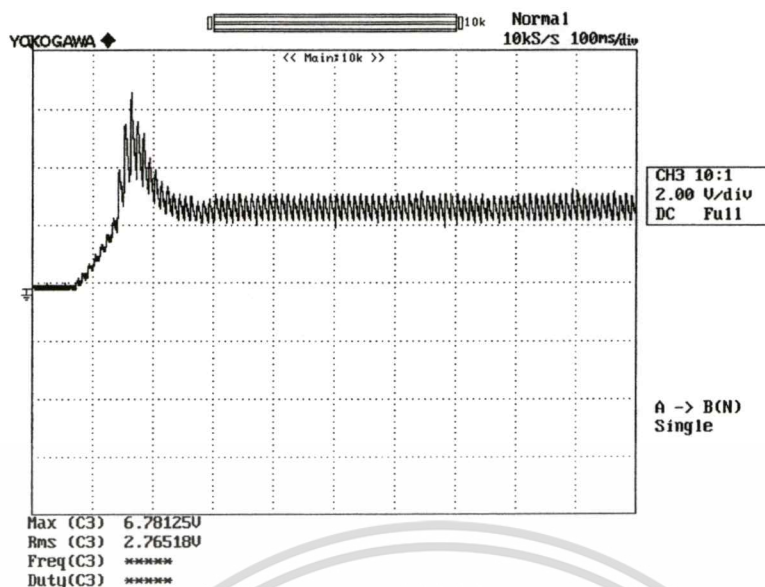
รูปที่ 4.8 กระแสโหลด (I_L) และแรงดันขาออกของวงจรเรียงกระแส(V_L) เมื่อโหลด มีค่า 80 โอห์ม (สเกลกระแส I_L :0.5A/div และสเกลแรงดัน V_L :100V/div, Time:5 ms/div)



รูปที่ 4.9 กระแสโหลด (I_L) และแรงดันขาออกของวงจรเรียงกระแส(V_L) เมื่อโหลด

มีค่า 20 โอห์ม (สเกลกระแส I_L :0.5A/div และสเกลแรงดัน V_L :10V/div, Time:5 ms/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นใบเซอร์เลขนี้ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



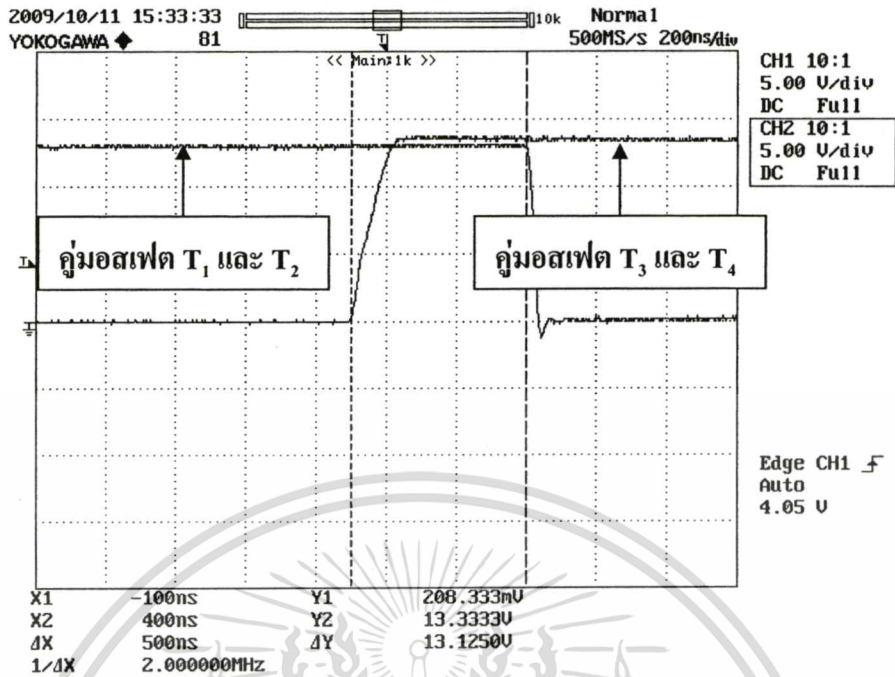
รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองต่อสแต็ปคำสั่งกระแส I_{dc}

(ทดสอบที่คำสั่ง กระแส I_{dc} จากค่า 0.1 A เปลี่ยนเป็น 3 A ,สเกลกระแส I_{dc} : 2 V/div)

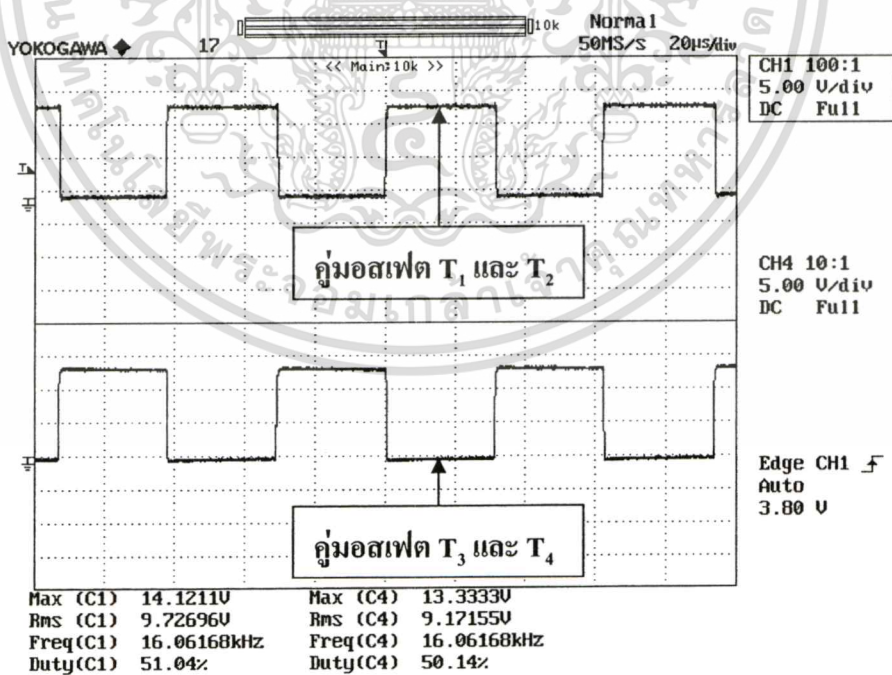
จากการทดสอบการควบคุมกระแสคงที่แบบลูปิด ที่ใช้โหนดเป็นความต้านทาน 80 โอห์ม โดยตั้งค่ากระแสไว้ที่ 0.7 A. จากนั้นทำการปรับค่าความต้านทานให้ลดลงเพื่อทดสอบดูว่ากระแสที่มีการควบคุมจะคงที่ดังแสดงในรูปที่ 4.7 กระแสที่ไหลกลับแรงดันขาออกของวงจรเรียงกระแสที่โหนดค่าเริ่มต้น และรูปที่ 4.8 กระแสที่ไหลกลับแรงดันขาออกของวงจรเรียงกระแสเมื่อโหนดมีค่าลดลง ซึ่งจะเห็นว่ากระแสมีค่าค่อนข้างคงที่ ส่วนแรงดันต่างกันคือ โหนดที่มีความต้านทานสูงแรงดันจะมีค่าสูงกว่าโหนดที่มีค่าความต้านทานต่ำ ส่วนในรูปที่ 4.9 เป็นผลตอบสนองต่อสแต็ปคำสั่งกระแส I_{dc} ซึ่งได้แสดงให้เห็นว่าการควบคุมแบบลูปิดที่ได้ออกแบบไว้มีความสามารถในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนคำสั่งของกระแส I_{dc} และสามารถควบคุมกระแสดีซีลิงค์ให้มีค่าคงที่อย่างต่อเนื่อง

4.3 การทดลองสัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตในวงจรอินเวอร์เตอร์

สัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตทั้งสองชุดจะต้องมีการเหลื่อมกันอยู่เล็กน้อย โดยในที่นี้กำหนดให้มีค่าประมาณ 500ns. ซึ่งเหมาะสมกับค่า turn-on delay time และ turn-off delay time ของ MOSFET ลักษณะสัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตทั้งสองคู่ที่ได้จากการวัดสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.11 และรูปที่ 4.12 โดยในช่วงสัญญาณ ON มีขนาดประมาณ 15 โวลต์ และช่วงสัญญาณ OFF ประมาณ 0 โวลต์



รูปที่ 4.11 สัญญาณสำหรับขั้วมอสเฟตทั้ง 2 คู่ มีสัญญาณเหลือมกัน 500 nS (กลุ่มอสเฟต T₁ และ T₂ มีสัญญาณเหลือมกลุ่มอสเฟต T₃ และ T₄ อยู่ 500 nS)

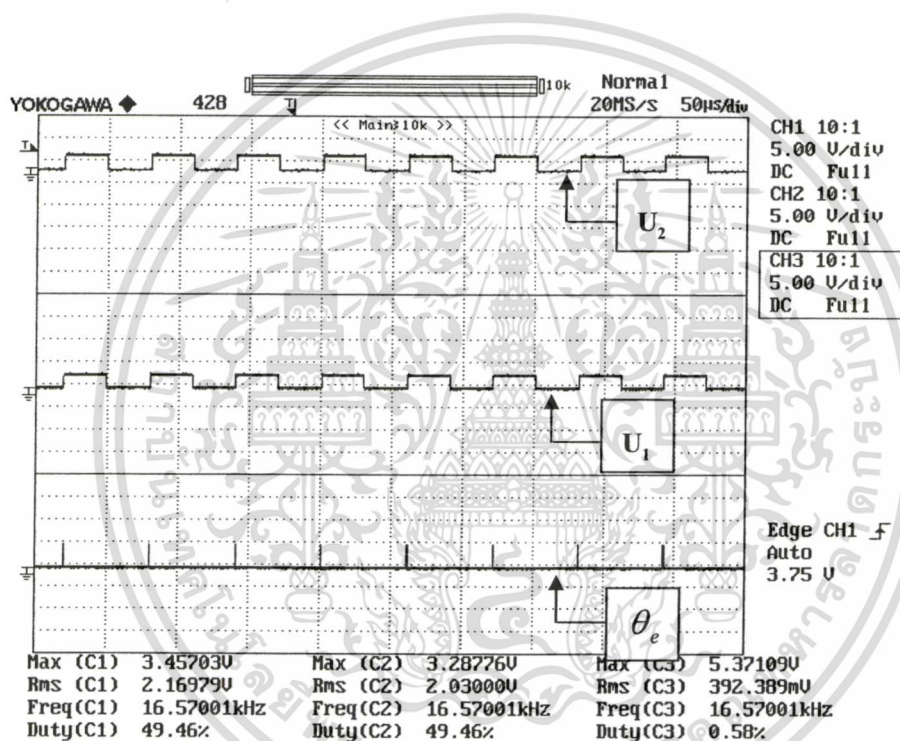


รูปที่ 4.12 สัญญาณสำหรับขั้วมอสเฟตทั้ง 2 คู่ มีสัญญาณเหลือมกัน 500 nS (กลุ่มอสเฟต T₁ และ T₂ มีสัญญาณเหลือมกลุ่มอสเฟต T₃ และ T₄ อยู่ 500 nS)

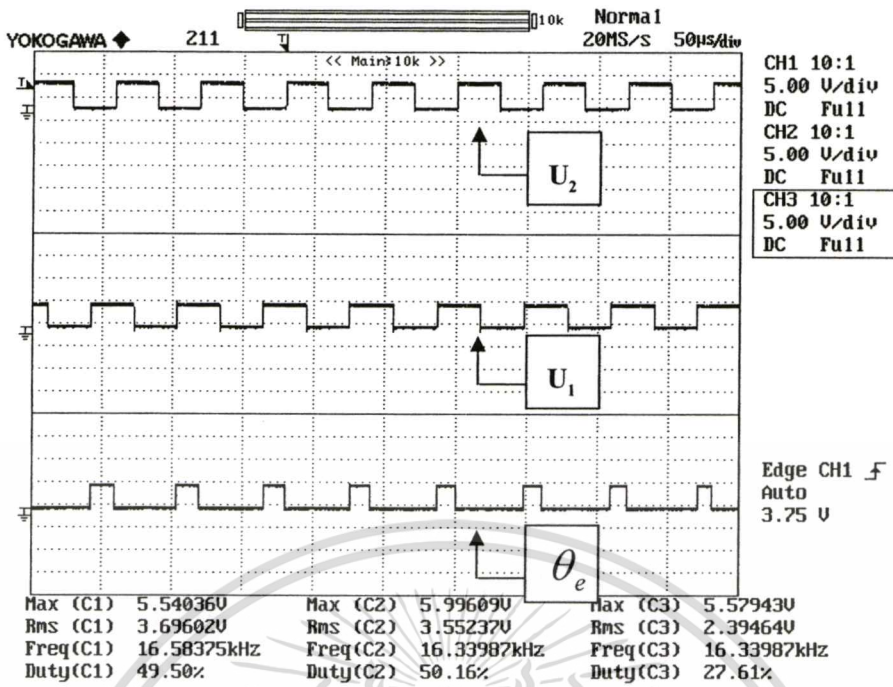
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดลองระบบเฟสล็อกกลูบ

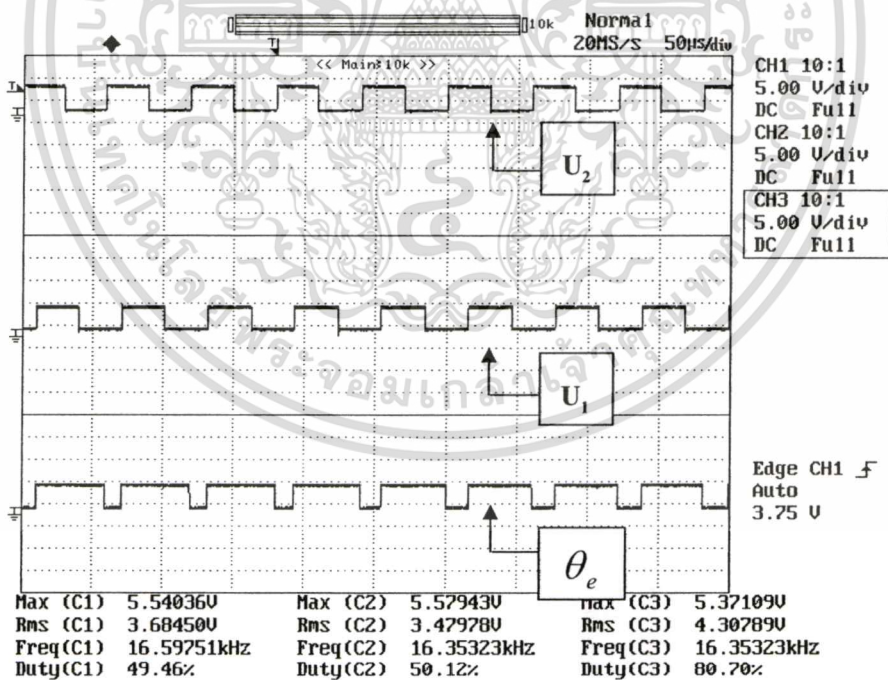
การทดสอบตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ของระบบการควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ ที่ได้แสดงในรูปที่ 4.14) ได้ทำการทดสอบคุณสมบัติของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ที่ความถี่ประมาณ 16 kHz ทดลอง 3 สถานะคือ ในสถานะที่สัญญาณ SIGNAL INPUT (V_c) มีเฟสตรงกันกับสัญญาณ VCO OUTPUT (I_o) สถานะที่สัญญาณ SIGNAL INPUT มีเฟสหน้าสัญญาณ VCO OUTPUT และสถานะที่สัญญาณ SIGNAL INPUT มีเฟสล่าหลังสัญญาณ VCO OUTPUT (โดยสัญญาณ SIGNAL INPUT คือสัญญาณ U1 และสัญญาณ VCO OUTPUT คือสัญญาณ U2)



รูปที่ 4.13 แสดงผลการทดลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 มีเฟสตรงกับ สัญญาณ U2 ความคลาดเคลื่อนของเฟส (θ_e) เป็นศูนย์



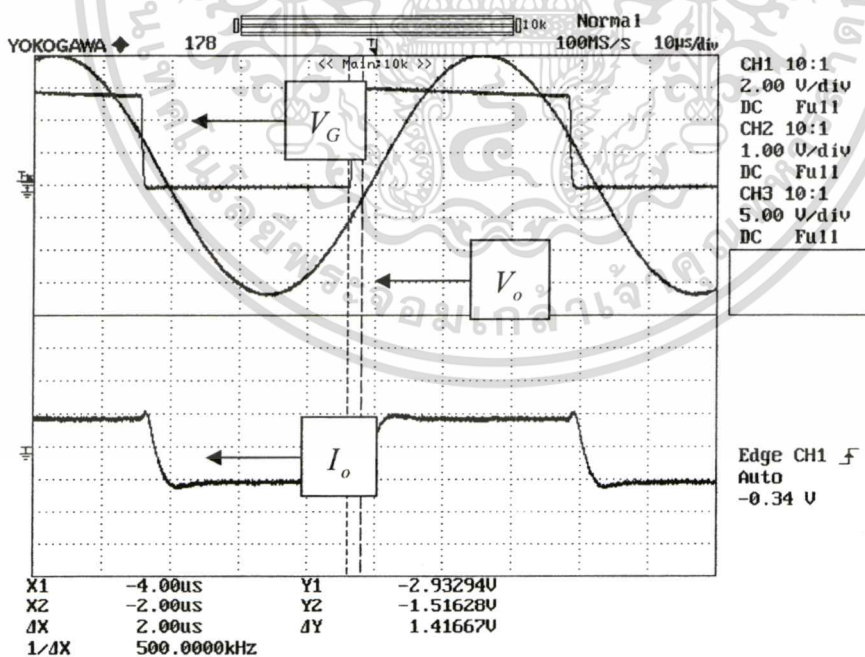
รูปที่ 4.14 แสดงผลการทดลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 มีเฟสนำหน้า สัญญาณ U2
ความคลาดเคลื่อนของเฟส (θ_e) เป็นบวก



รูปที่ 4.15 แสดงผลการทดลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 มีเฟสล้าหลัง สัญญาณ U2
ความคลาดเคลื่อนของเฟส (θ_e) เป็นลบ

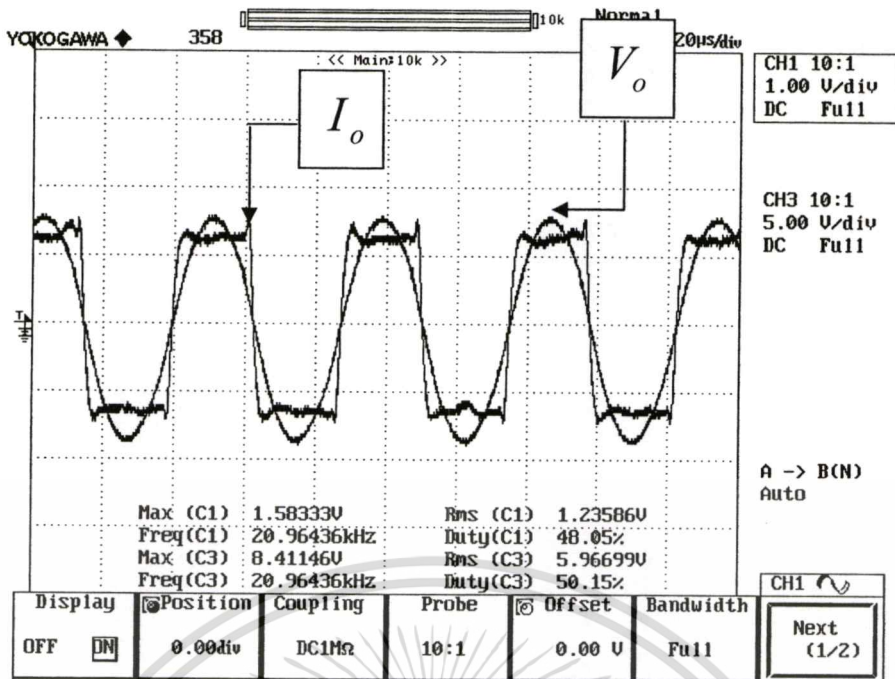
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองคุณสมบัติของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ดังแสดงในรูปที่ 4.15 เมื่อสัญญาณ U1 มีเฟสตรงกับสัญญาณ U2 และรูปที่ 4.16 เมื่อสัญญาณ U1 นำหน้าสัญญาณ U2 ส่วนในรูปที่ 4.17 เมื่อสัญญาณ U1 ล้าหลังสัญญาณ U2 สำหรับการทำงานของระบบควบคุมความถี่ของการสวิตช์ที่สถานะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติที่ได้แสดงในรูปที่ 4.14 จะทำการตรวจจับเฟสของแรงดันและกระแสที่ใช้สำหรับขับโหลด โดยแรงดันนั้นจะใช้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_c) ส่วนกระแสใช้สัญญาณสำหรับขับเกตของมอสเฟต โดยเมื่อวัดสัญญาณสำหรับขับเกตเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสที่ใช้ขับโหลดพบว่ามีเฟสนำหน้าอยู่ $2 \mu\text{S}$ ดังแสดงในรูปที่ 4.18 และเมื่อทำการเลื่อนเฟสของแรงดันไปข้างหน้า $2 \mu\text{S}$ เมื่อวัดสัญญาณกระแสและแรงดันสำหรับขับโหลดจะอยู่ในสถานะมีเฟสตรงกันดังแสดงในรูปที่ 4.19 จากนั้นส่งผ่านไปยังวงจร Zero Crossing Detector เพื่อทำการเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณดิจิทัล โดยสัญญาณกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลดที่เป็นระบบสัญญาณดิจิทัล จะถูกตรวจจับเฟสโดยวงจรตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ทำให้ได้ Phase Error ส่งไปยังวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน จากนั้นใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ทำการประมวลผลค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสตามสถานะของ Phase Error ดังแสดงในรูปที่ 4.2 จากนั้นทำการเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณแอนาล็อก ซึ่งสัญญาณแอนาล็อกที่ได้จะเป็นแรงดันที่ใช้ควบคุมวงจรถ่ายความถี่โดยใช้ไอซี CD4046 เพื่อใช้สำหรับเป็นสัญญาณนาฬิกาสำหรับขับเกตของมอสเฟตของวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณสำหรับขับเกตมอสเฟต (V_G) นำหน้าสัญญาณกระแสสำหรับขับโหลด (I_o) เป็นเวลา $2 \mu\text{S}$

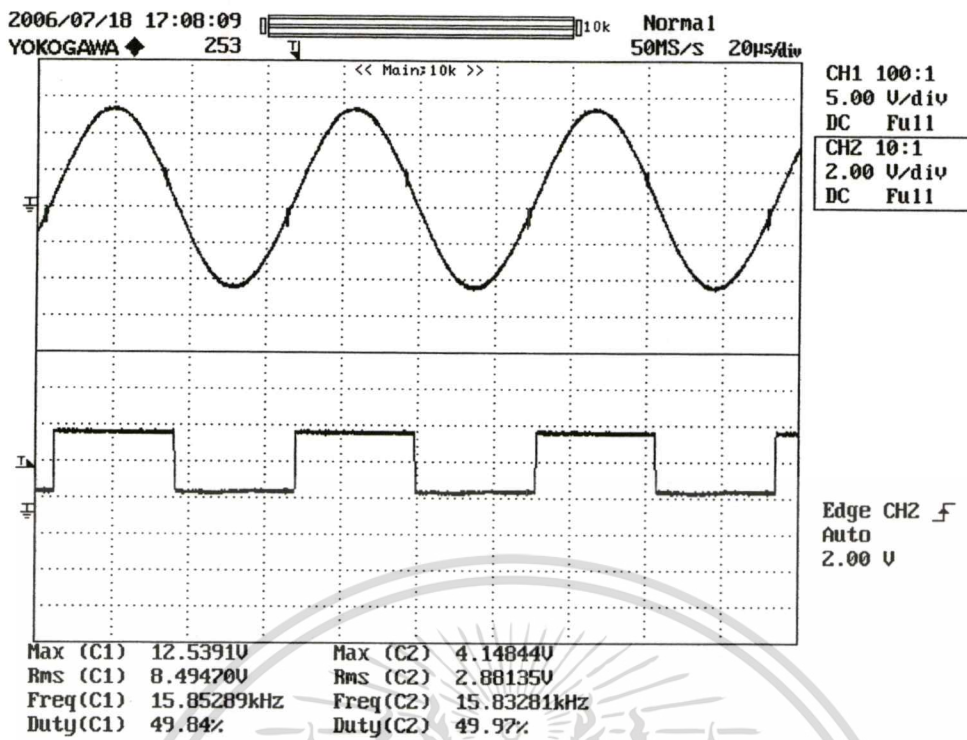
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



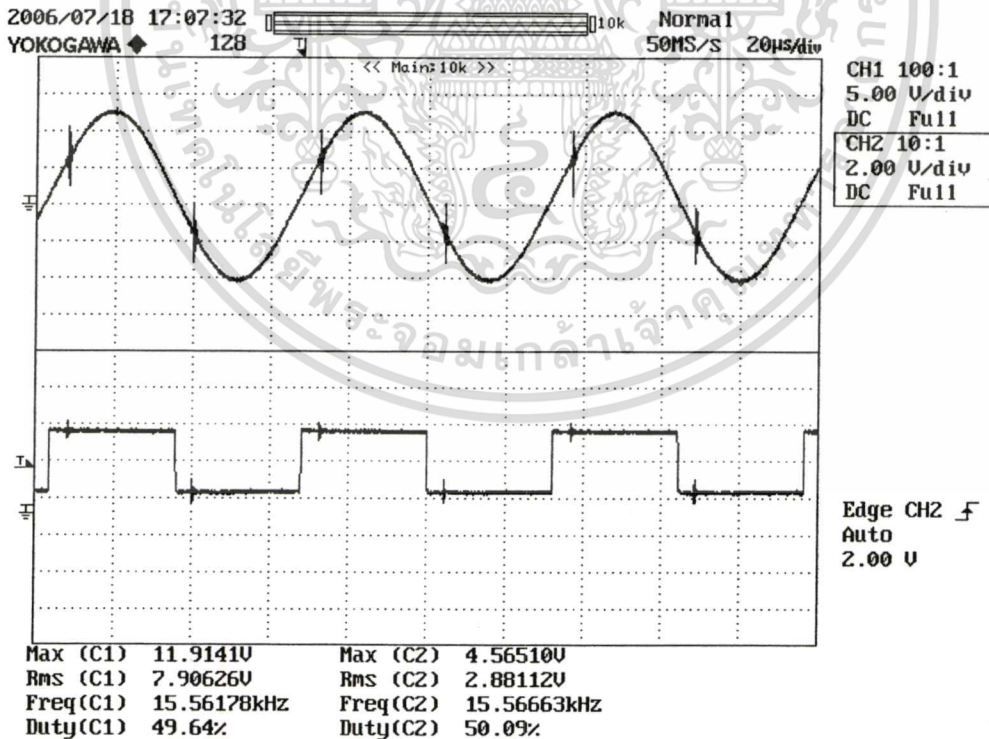
รูปที่ 4.17 สัญญาณกระแส (I_o) และแรงดัน (V_o) สำหรับขับโหลดอยู่ในสภาวะมีเฟสตรงกันเมื่อทำการเลื่อนเฟสแรงดัน (V_o) ไปข้างหน้า $2 \mu\text{s}$ (สเกลแรงดัน V_o : 5 V/div, กระแส I_o : 1 A/div)

4.5 การทดลองวัดแรงดันที่โหลด

การวัดแรงดันที่โหลดนั้นจะต้องใช้ตัววัดที่ให้ผลตอบสนองที่รวดเร็วและให้เฟสของสัญญาณที่วัดได้กับเฟสแรงดันจริงมีค่าความแตกต่างกันน้อยที่สุด เนื่องจากแรงดันดังกล่าวมีความถี่สูง โดยทำการลดระดับแรงดันที่โหลดโดยใช้ความต้านทานแบ่งแรงดัน จากนั้นวัดแรงดันที่ความต้านทานโดยใช้ Differential Amplifier สัญญาณที่วัดได้นำไปผ่านวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์ (Zero Crossing) โดยมีการแยกโคจรทางแสงก่อนส่งต่อไปยังระบบควบคุมเฟสล็อกกลุ๊ป และทำการทดสอบการวัดแรงดันที่โหลดในสภาวะต่างๆดังนี้ในรูปที่ 4.18 เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟสตรงกับกระแสที่ใช้ในการขับโหลด และในรูปที่ 4.19 ทำการทดสอบวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟสนำหน้ากระแสที่ใช้ในการขับโหลด ส่วนในรูปที่ 4.20 ทำการทดสอบวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟสล่าหลังกระแสที่ใช้ในการขับโหลด



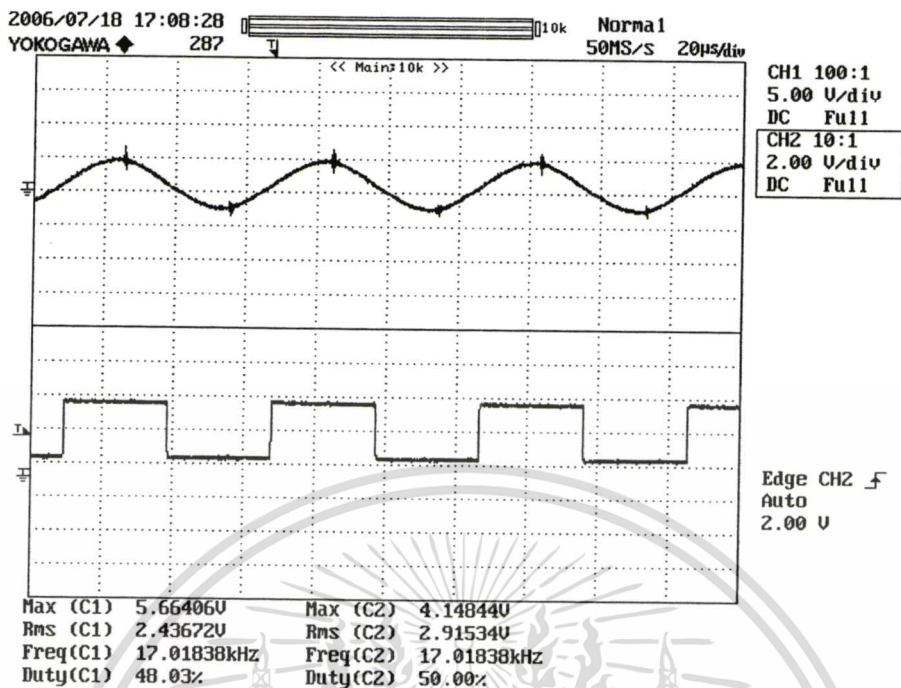
รูปที่ 4.18 ผลตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟสตรง
กับกระแสที่ใช้ในการขับโหลด



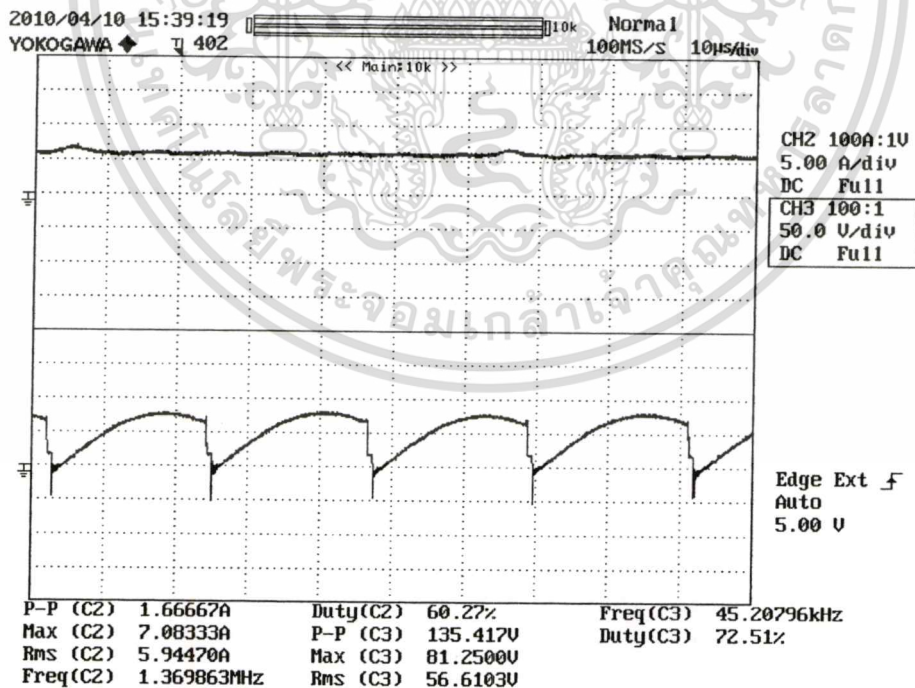
รูปที่ 4.19 ผลตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟสหน้า

กระแสที่ใช้ในการขับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 ผลตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟสล้าหลัง กระแสที่ใช้ในการขับ โหลด



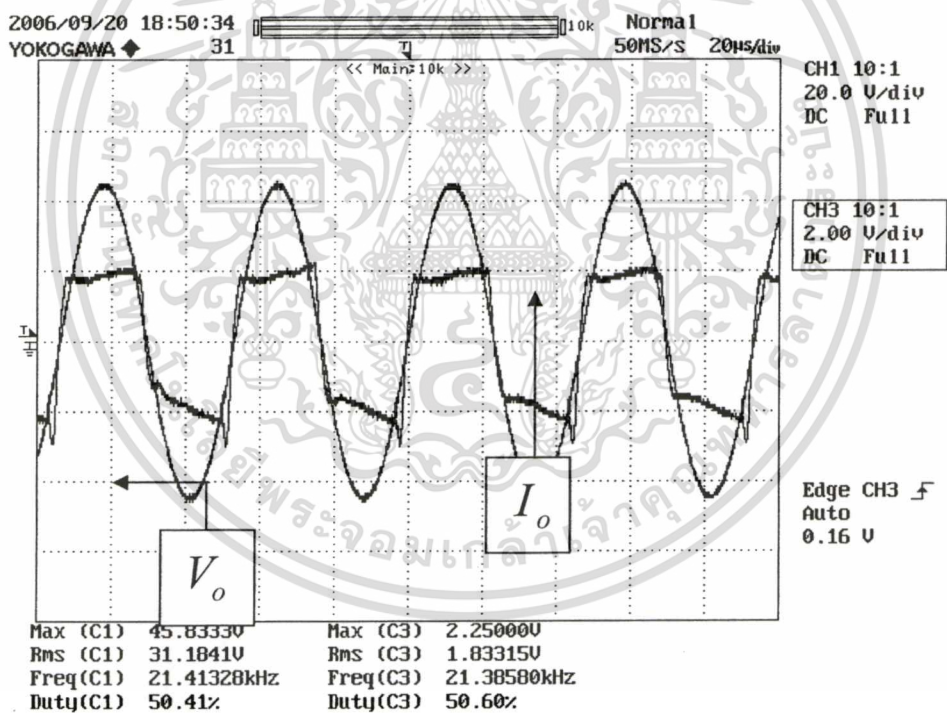
รูปที่ 4.21 สัญญาณแรงดันทางด้านขาออกของการควบคุมเฟสเมื่อโหลดเป็นอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองโดยการจำลองสภาวะการทำงานเมื่อค่าความเหนี่ยวนำมีค่าที่ต่างกันความถี่เรโซแนนซ์ก็จะต่างกัน ซึ่งระบบควบคุมที่ได้นำเสนอได้แสดงให้เห็นถึงความสามารถในการควบคุมความถี่ของการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ

4.5.1. การทดลองวัดแรงดันตกคร่อมโหลดที่กระแสชิลิ่งคี่ค่าต่าง ๆ

จากรูปที่ 4.22-4.26 ได้ทำการทดลองระบบเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยไม่มีระบบควบคุมความถี่ โดยทำการปรับค่ากระแสไฟตรงที่เข้าอินเวอร์เตอร์เริ่มที่ 1.8 A ให้เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องและทำการบันทึกค่าที่ 1.8 A, 5.5 A, 6.8 A และ 7.9 A ตามลำดับ โดยมีความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ 21 kHz ทำการหาค่ากำลังไฟฟ้าขาเข้าโดยใช้ตัวประกอบกำลัง มีค่าเท่ากับ 0.8 และทำการบันทึกค่าลงในตารางที่ 4.2 – 4.5 (เมื่ออุณหภูมิที่เกิดขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นทุกๆ 5°C จากอุณหภูมิห้อง) เมื่ออุณหภูมิห้องอยู่ที่ 25°C

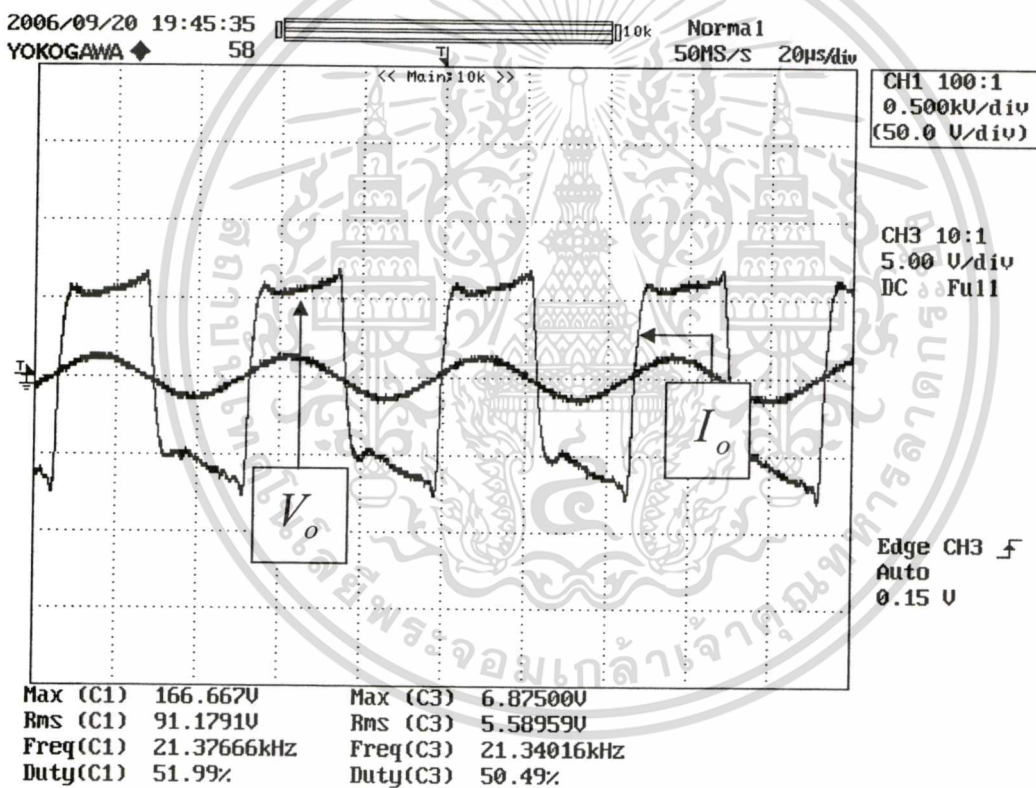


รูปที่ 4.22 รูปร่างของสัญญาณกระแส (I_o) และแรงดันขาออก (V_o) เมื่ออยู่

ในสภาวะเรโซแนนซ์ (สเกลกระแส I_o : 2 A/div, แรงดัน V_o : 20 V/div, Time: 50 ms/div)

ตารางที่ 4.1 ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสที่ 1.8 A.

กำลังไฟฟ้าขาเข้า	64 W
ตัวประกอบกำลัง	0.8
กระแสไฟตรงที่เข้าอินเวอร์เตอร์ (I_{dc})	1.8 A
แรงดันที่โหนดของอินเวอร์เตอร์	45 V _{peak}
ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	21 kHz
มุมที่เฟสระหว่างกระแสกับแรงดันที่โหนด	0 องศา
อุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ	25 °C



รูปที่ 4.23 รูปร่างของสัญญาณกระแส (I_o) ถัดหลังแรงดันขาออก (V_o) เป็นมุม 10 องศา

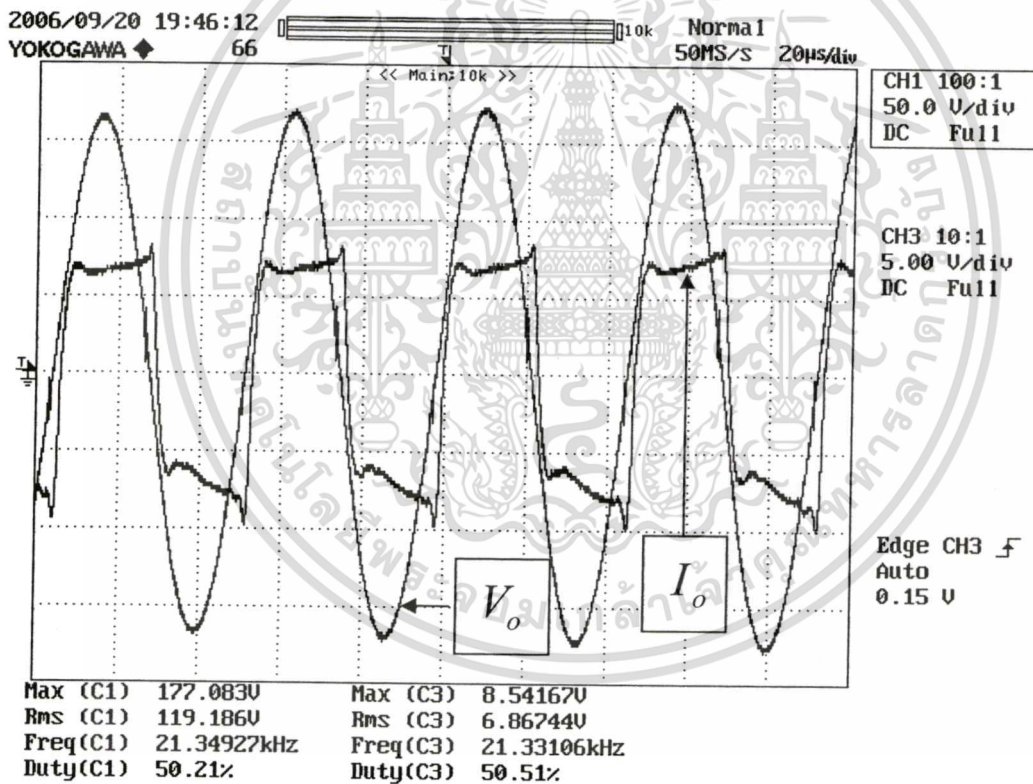
เมื่อเกิดอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ 30 °C

(สเกลกระแส I_o : 5 A/div, แรงดัน V_o : 500 V/div, Time: 50 μ S/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 5.5 A.

กำลังไฟฟ้าขาเข้า	726 W
ตัวประกอบกำลัง	0.8
กระแสไฟตรงที่เข้าอินเวอร์เตอร์ (I_{dc})	5.58 A
แรงดันที่โหนดของอินเวอร์เตอร์	166 V _{peak}
ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	21 kHz
มุมที่เฟสระหว่างกระแสกับแรงดันที่โหนด	10 องศา
อุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ	30 °C



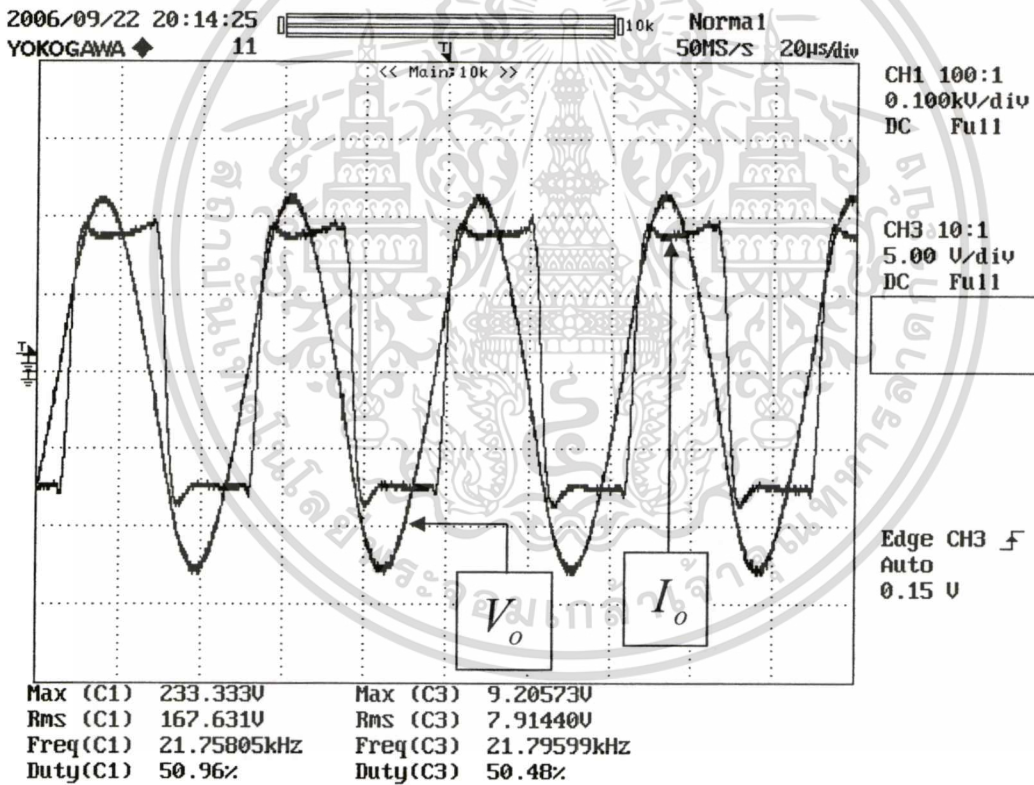
รูปที่ 4.24 รูปร่างของสัญญาณกระแส (I_o) ถัดหลังแรงดันขาออก (V_o) เป็นมุม 15 องศา
เมื่อเกิดอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ 35 °C

(สเกลกระแส I_o : 5 A/div, แรงดัน V_o : 50 V/div, Time: 20 µ S/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 6.8 A.

กำลังไฟฟ้าขาเข้า	925 W
ตัวประกอบกำลัง	0.8
กระแสไฟตรงที่เข้าอินเวอร์เตอร์ (I_{dc})	6.8 A
แรงดันที่โหนดของอินเวอร์เตอร์	177 V _{peak}
ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	21 kHz
มุมที่เฟสระหว่างกระแสกับแรงดันที่โหนด	15 องศา
อุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ	35 °C



รูปที่ 4.25 รูปร่างของสัญญาณกระแส (I_o) ถัดหลังแรงดันขาออก (V_o) เป็นมุม 20 องศา
เมื่อเกิดอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ 40 °C
(สเกลกระแส I_o : 5 A/div, แรงดัน V_o : 100 V/div, Time: 20 μ S/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 7.9 A.

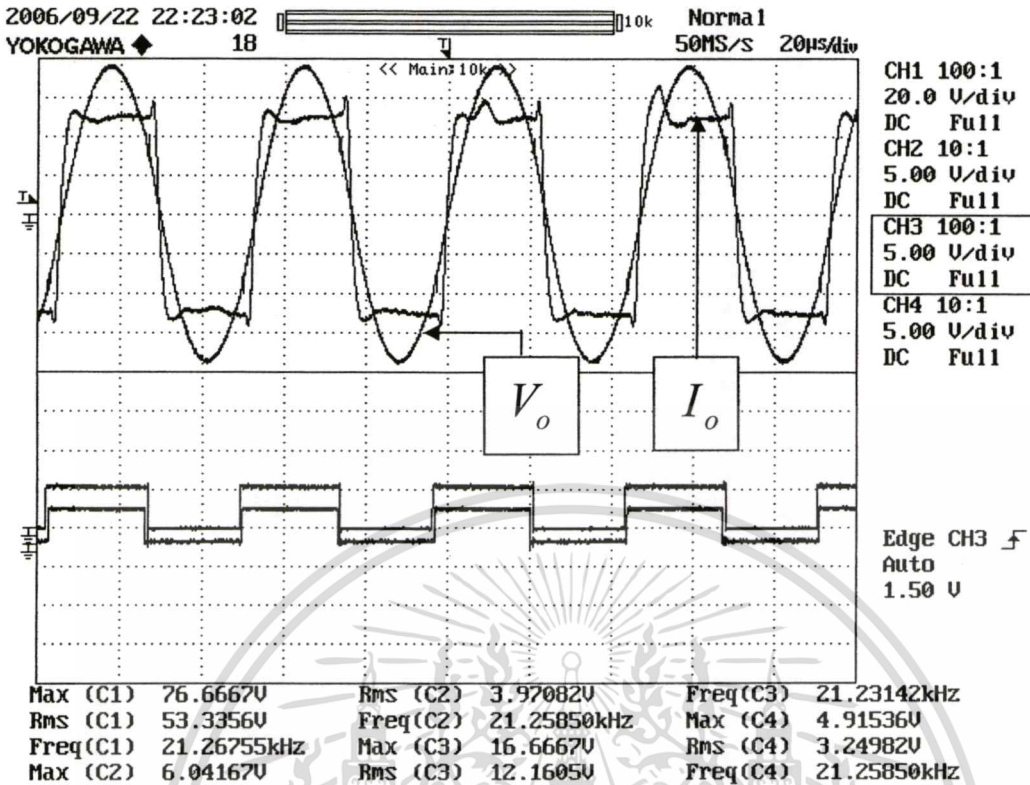
กำลังไฟฟ้าขาเข้า	1377 W
ตัวประกอบกำลัง	0.8
กระแสไฟตรงที่เข้าอินเวอร์เตอร์ (I_{dc})	7.9 A
แรงดันที่โหนดของอินเวอร์เตอร์	233 V _{peak}
ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	21 kHz
มุมที่เฟสระหว่างกระแสกับแรงดันที่โหนด	20 องศา
อุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ	40 °C

จากผลการทดลองเมื่อไม่มีระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติและไม่มีชิ้นงาน เมื่ออุณหภูมิที่เกิดขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าลดลง ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์ของโหนดจะเปลี่ยนโดยมีค่าสูงขึ้นจากเดิม จากผลการทดลองจะพบว่าเมื่อคงความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ไว้ที่ 21 kHz เมื่อเกิดอุณหภูมิเพิ่มขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำ รูปร่างสัญญาณของกระแสจะเริ่มล้าหลังแรงดัน ดังนั้นจะทำการทดสอบระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ โดยจะทำให้อุณหภูมิที่เกิดขึ้นที่โหนด 500 °C โดยการหลอมตะกั่วน้ำหนัก 0.015 กิโลกรัม เพื่อแสดงให้เห็นว่าเมื่อเกิดอุณหภูมิที่ 500 °C ที่โหนด ระบบมีความสามารถในการควบคุมให้กระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหนดอยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ได้

ตารางที่ 4.5 ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะหลอมชิ้นงานที่อุณหภูมิ 500 °C

กำลังไฟฟ้าขาเข้า	968 W
ตัวประกอบกำลัง	0.6
กระแสไฟตรงที่เข้าอินเวอร์เตอร์ (I_{dc})	12 A
แรงดันที่โหนดของอินเวอร์เตอร์	76 V _{peak}
ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	21 kHz
มุมที่เฟสระหว่างกระแสกับแรงดันที่โหนด	0 องศา
อุณหภูมิที่โหนด	500 °C
ระยะเวลาในการหลอม	60 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 รูปร่างของสัญญาณกระแส (I_o) และแรงดันขาออก (V_o)
เมื่ออยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ ที่อุณหภูมิ 500 °C
(สเกลกระแส I_o : 5 A/div, แรงดัน V_o : 20 V/div, Time: 20 μ S/div)

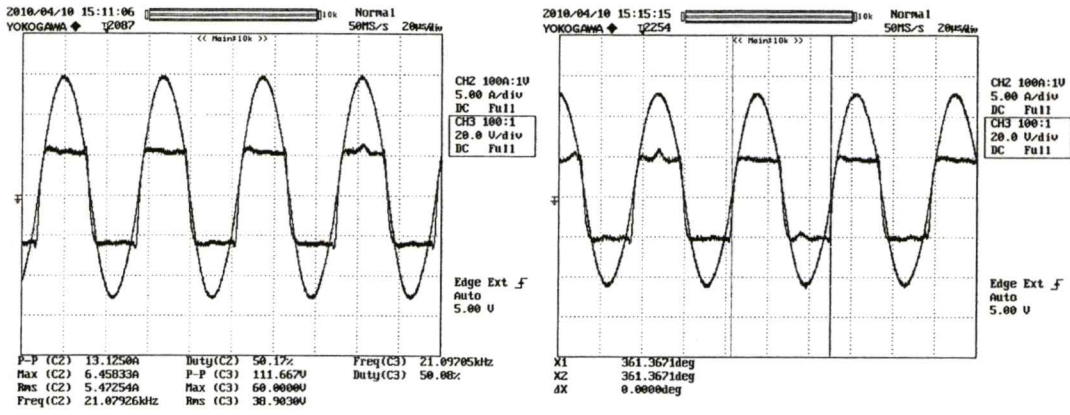
จากการทดลอง ได้แสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ มีความสามารถในการควบคุมให้ความถี่ของการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด ถึงแม้ว่าอุณหภูมิจะมีค่าสูงถึง 500 °C ระบบควบคุมก็ยังสามารถควบคุมให้กระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลดอยู่ในการควบคุมได้

4.6 การทดลองการควบคุมเฟส

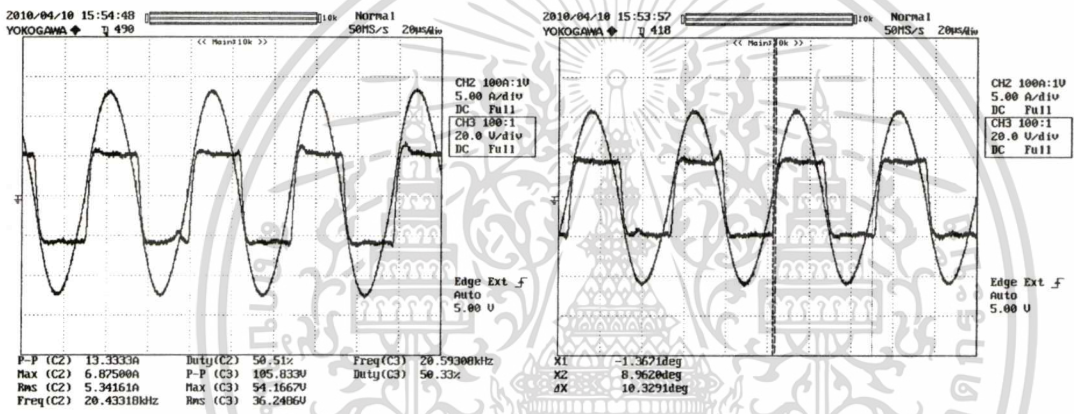
การทดลองการควบคุมเฟสนั้น ได้ทำการทดลองที่โหลดเหนี่ยวนำความร้อนทั้งหมด 3 ค่าด้วยกัน โดย ทำการเปลี่ยนค่าความเหนี่ยวนำ

4.6.1. การทดลองการควบคุมความต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันทางด้านขาออกของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่โหลดประกอบไปด้วย ค่าต่าง ๆ ดังต่อไปนี้
 $L = 3.6\mu\text{H}$, $R = 0.05\Omega$ และ $C = 15.6\mu\text{F}$ ดังต่อไปนี้

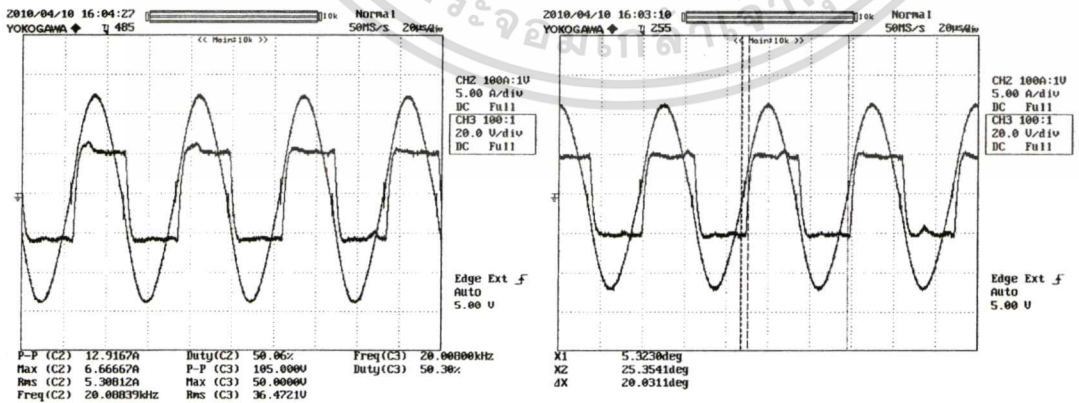
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกันศูนย์องศา

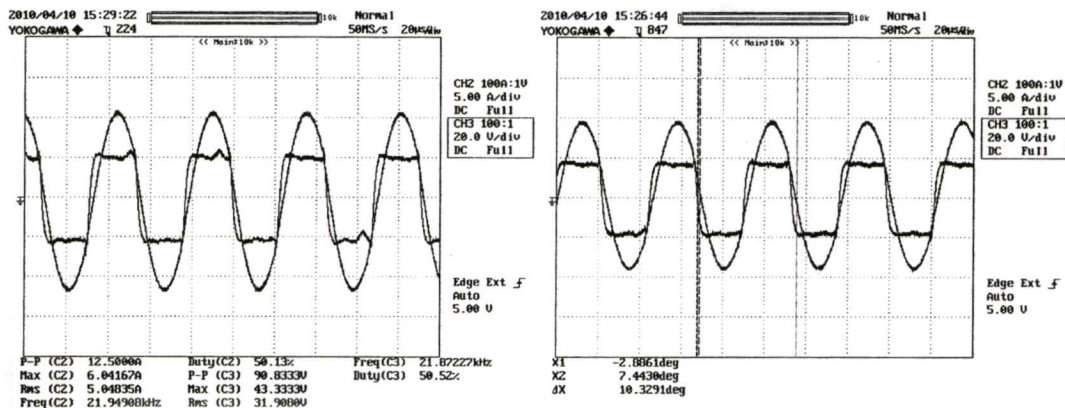


รูปที่ 4.28 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 10 องศา โดยกระแสล่าหลังแรงดัน

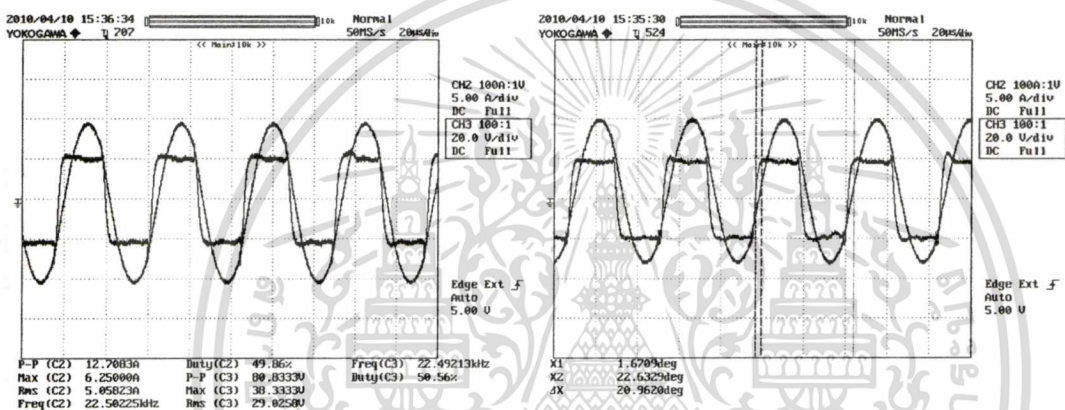


รูปที่ 4.29 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 20 องศา โดยกระแสล่าหลังแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.30 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 10 องศา โดยกระแสนำหน้าแรงดัน

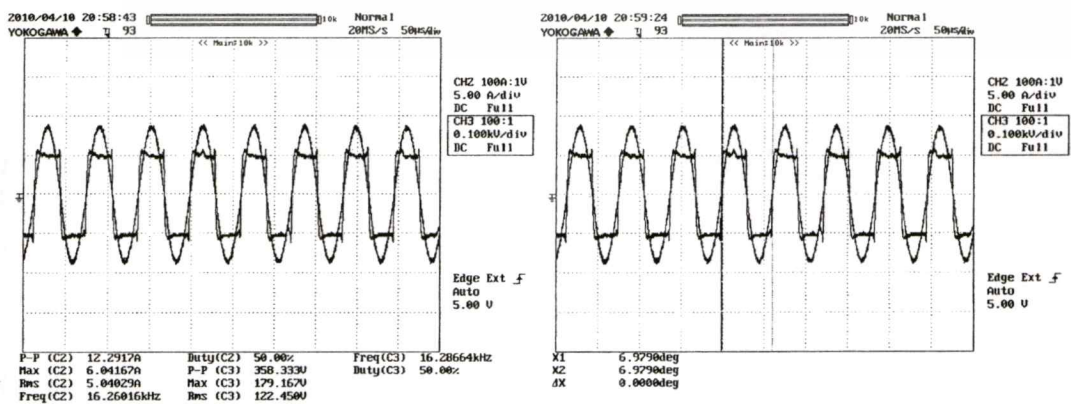


รูปที่ 4.31 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 20 องศา โดยกระแสนำหน้าแรงดัน

4.6.2. แสดงผลการทดสอบการควบคุมความต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดัน

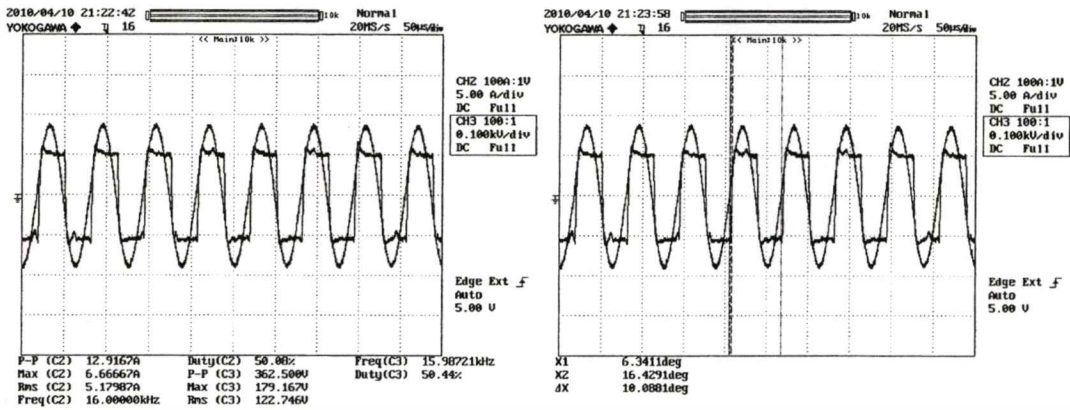
ทางด้านขาออกของวงจรโซ่เนนซ์อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่โหลดประกอบไปด้วย

ค่าต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ $L = 5.42\mu H, R = 0.05\Omega$ และ $C = 15.6\mu F$ ดังต่อไปนี้

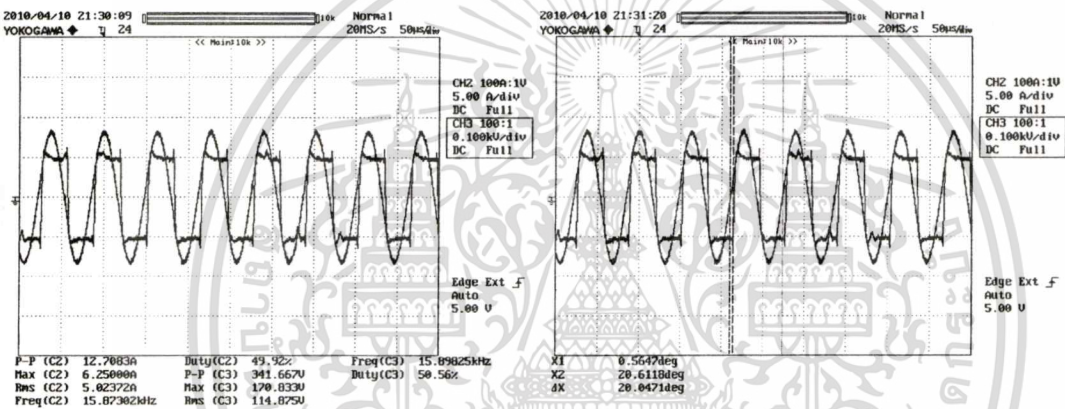


รูปที่ 4.32 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกันศูนย์องศา

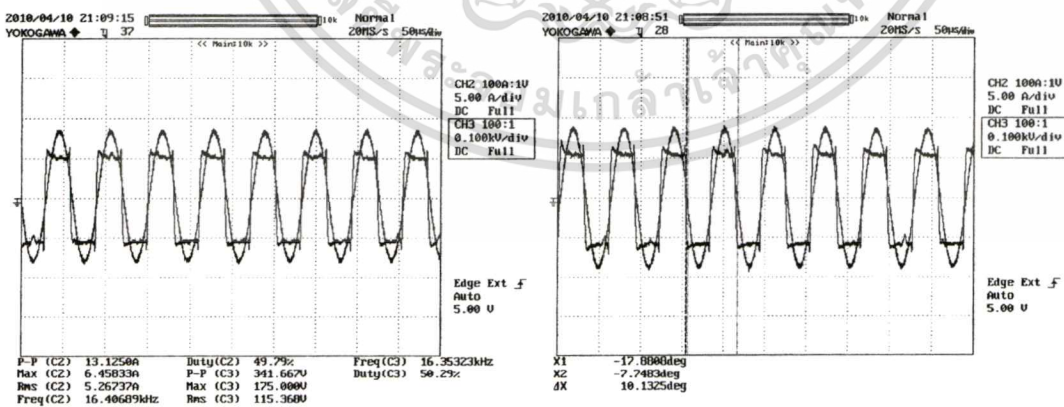
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่วางไว้ก่อนจะออกใบแจ้งการคืนเงินและไม่ควรเอาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.33 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 10 องศา โดยกระแสล่าหลังแรงดัน

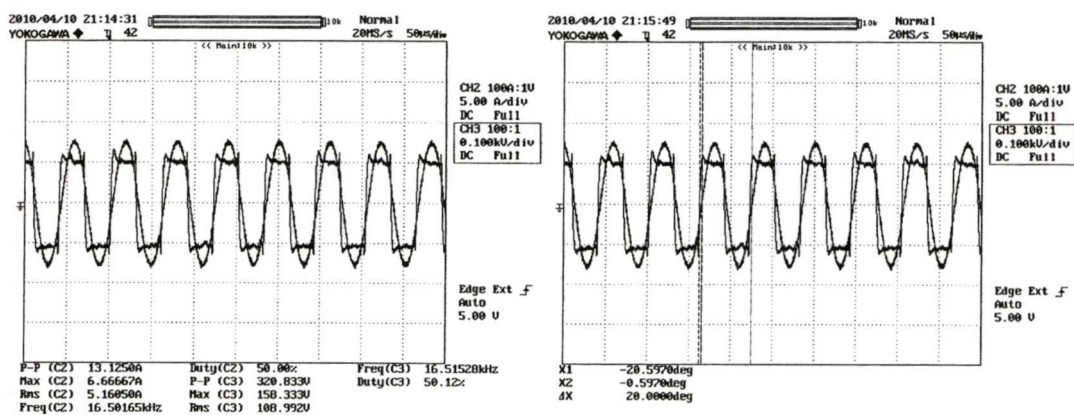


รูปที่ 4.34 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 20 องศา โดยกระแสล่าหลังแรงดัน



รูปที่ 4.35 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 10 องศา โดยกระแสหน้าหน้าแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

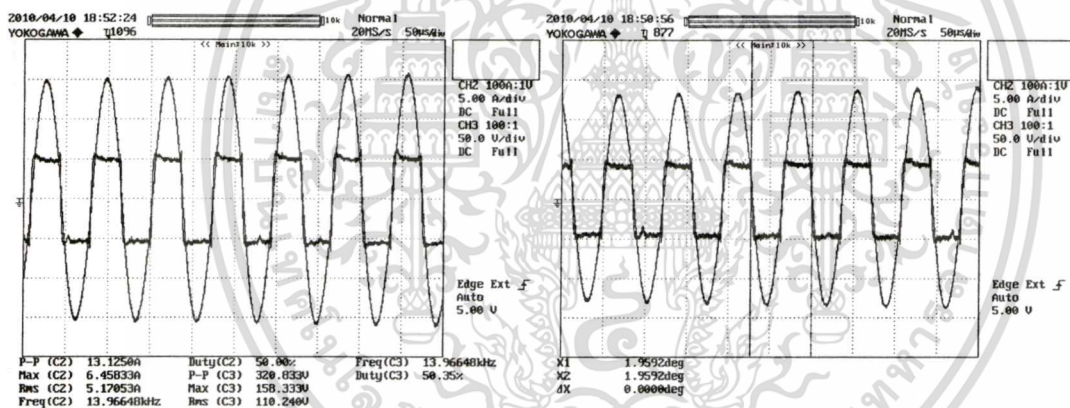


รูปที่ 4.36 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 20 องศา โดยกระแสหน้าแรงดัน

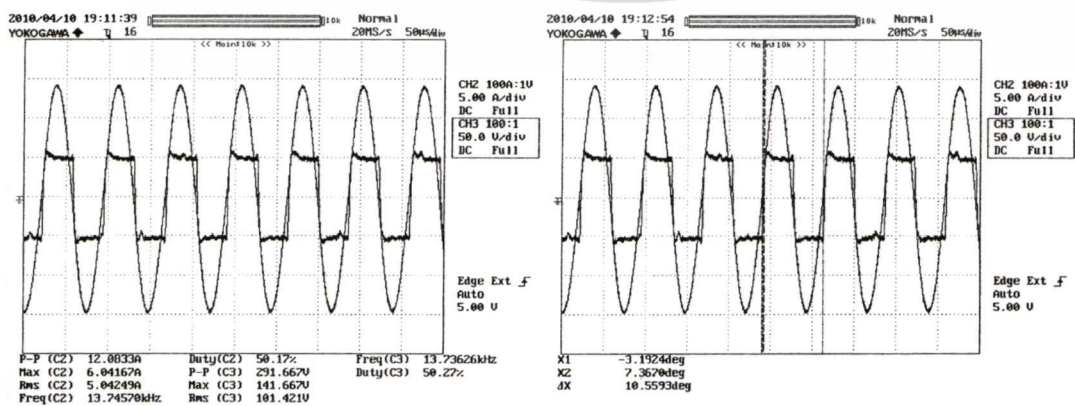
4.6.3.แสดงผลการทดลองการควบคุมความต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันทางด้านขาออก

ของวงจรโซ่แกนอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่โหลดประกอบไปด้วย ค่าต่าง ๆ

ดังต่อไปนี้ $L = 8.17\mu H$, $R = 0.05\Omega$ และ $C = 15.6\mu F$ ดังต่อไปนี้

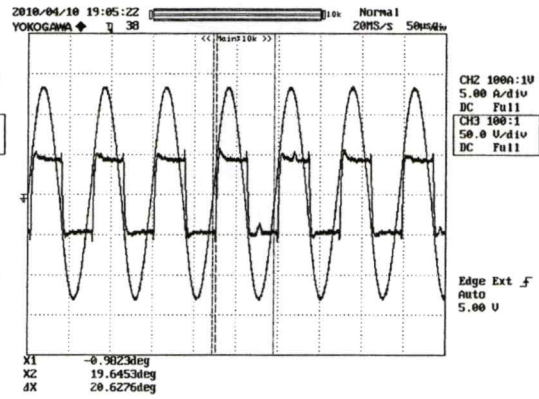
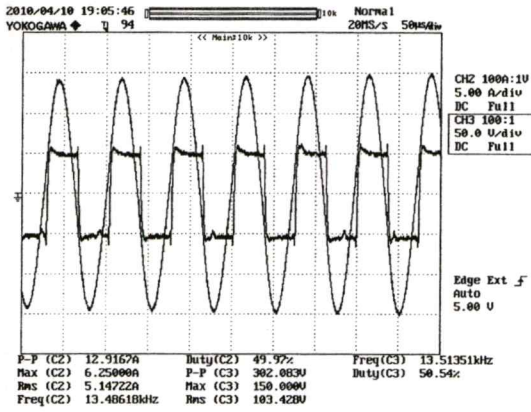


รูปที่ 4.37 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกันศูนย์องศา

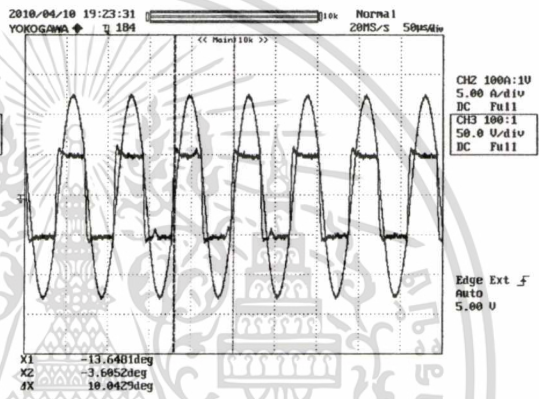
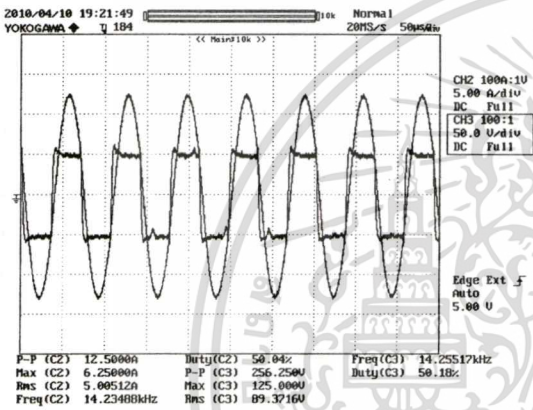


เอกสารรูปที่ 4.38 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน10 องศา โดยกระแสล่าหลังแรงดัน โยชน์ด้านการค้า

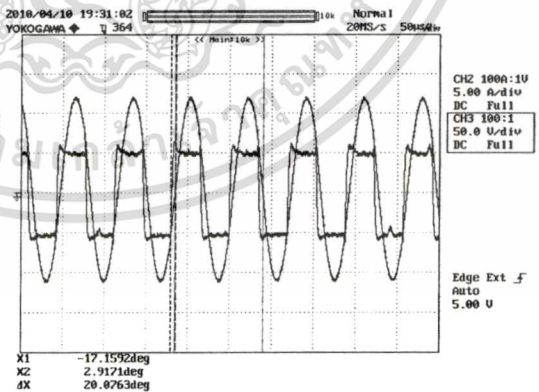
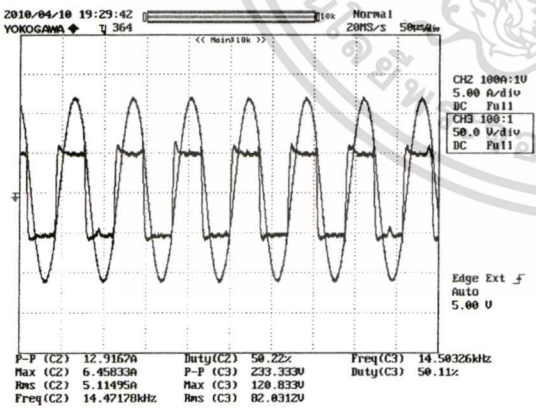
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.39 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 20 องศา โดยกระแสล่าหลังแรงดัน



รูปที่ 4.40 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 10 องศา โดยกระแสนำหน้าแรงดัน



รูปที่ 4.41 กระแสและแรงดันขาออกมีเฟสต่างกัน 20 องศา โดยกระแสนำหน้าแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7. การเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าที่มุมเฟสต่าง ๆ

การเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าที่มุมเฟสต่าง ๆ นั้น ได้ทำการทดลองและบันทึกค่าแรงดันและกระแสทางด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์โดยใช้โหลดเหนี่ยวนำความถี่สูง ทำให้ได้ค่ากำลังไฟฟ้างแสดงในตารางที่ 4.5 - 4.7

ตารางที่ 4.6 ข้อมูลที่ได้จากการทดลองโดยใช้โหลดเหนี่ยวนำที่มีค่า $L = 3.6 \mu H$

มุมเฟส(องศา)	-20	-10	0	10	20
กระแสขาออก(แอมแปร์)	5.308	5.34	5.4725	5.0484	5.058
แรงดันขาออก(โวลต์)	36.47	36.2486	38.9	31.9	29.025
กำลังไฟฟ้าขาออก(วัตต์)	78.99765	162.417	212.8803	135.1274	59.90989

ตารางที่ 4.6 ได้นำค่ากระแสขาออกและแรงดันขาออกที่ได้จากการทดลองตามในรูปที่ 4.27 - 4.31 เมื่อมีการทดลองที่มุมเฟสต่าง ๆ ที่ค่ากระแสประมาณ 5 แอมแปร์ โดยค่ากำลังไฟฟ้าที่ได้นั้น แสดงให้เห็นว่าเมื่อควบคุมค่ามุมที่ 10 หรือ 20 องศา ทั้งนำหน้าและล่าหลัง ค่ากำลังไฟฟ้ามีค่าลดลง ตามค่าที่ได้บันทึกในตาราง แสดงให้เห็นว่า ที่ค่ามุมเท่ากันที่ 10 องศา นั้นการทำงานที่ค่ากระแสล่าหลังแรงดันขาออกได้ให้ค่ากำลังไฟฟ้าขาออกมากกว่ากระแสหน้าแรงดันขาออก และที่มุม 20 องศา ก็ให้ผลการทดลองเช่นเดียวกัน

ตารางที่ 4.7 ข้อมูลที่ได้จากการทดลองโดยใช้โหลดเหนี่ยวนำที่มีค่า $L = 5.42 \mu H$

มุมเฟส(องศา)	-20	-10	0	10	20
กระแสขาออก(แอมแปร์)	5.0237	5.1798	5.04	5.26	5.16
แรงดันขาออก(โวลต์)	114.87	122.74	122.45	115.36	108.99
กำลังไฟฟ้าขาออก(วัตต์)	235.4929	533.4554	617.148	509.1432	229.5006

ตารางที่ 4.7 ได้นำค่ากระแสขาออกและแรงดันขาออกที่ได้จากการทดลองตามในรูปที่ 4.32 - 4.37 เมื่อมีการทดลองที่มุมเฟสต่าง ๆ ที่ค่ากระแสประมาณ 5 แอมแปร์ โดยค่ากำลังไฟฟ้าที่ได้นั้น แสดงให้เห็นว่าเมื่อควบคุมค่ามุมที่ 10 หรือ 20 องศา ทั้งนำหน้าและล่าหลัง ค่ากำลังไฟฟ้ามีค่าลดลง ตามค่าที่ได้บันทึกในตาราง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

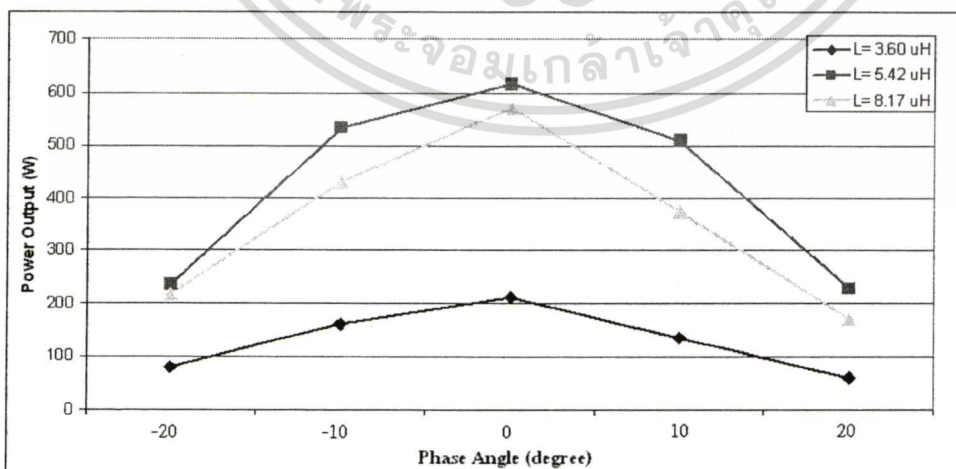
ตารางที่ 4.8 ข้อมูลที่ได้จากการทดลองโดยใช้โหลดเหนี่ยวนำที่มีค่า $L = 8.17 \mu H$

มุมเฟส(องศา)	-20	-10	0	10	20
กระแสขาออก(แอมแปร์)	5.14	5.04	5.17	5.00512	5.1149
แรงดันขาออก(โวลต์)	103.42	101.42	110.24	89.371	82.03
กำลังไฟฟ้าขาออก(วัตต์)	216.9278	428.8971	569.9408	375.3273	171.2211

ตารางที่ 4.8 ได้นำค่ากระแสขาออกและแรงดันขาออกที่ได้จากการทดลองตามในรูปที่ 4.37 - 4.41 เมื่อมีการทดลองที่มุมเฟสต่าง ๆ ที่ค่ากระแสประมาณ 5 แอมแปร์ โดยค่ากำลังไฟฟ้าที่ได้นั้น แสดงให้เห็นว่าเมื่อควบคุมค่ามุมที่ 10 หรือ 20 องศา ทั้งนำหน้าและล่าหลัง ค่ากำลังไฟฟ้ามีค่าลดลง ตามค่าที่ได้บันทึกในตาราง

จากตารางที่ 4.5 - 4.7 แสดงให้เห็นว่าการที่จะควบคุมกระแสและแรงดันขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์นั้น ถ้าต้องการให้ได้ค่ากำลังที่มากกว่าที่ค่ามุมเท่ากันควรทำการควบคุมที่ค่ากระแสล่าหลังแรงดัน

จากรูปที่ 4.44 แสดงการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าจากการเปลี่ยนมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าและกระแสได้แสดงไว้ในตารางที่ 4.5 - 4.7 ซึ่งจากผลการทดลองนั้นได้ทำการทดลองโดยใช้โหลดเหนี่ยวนำจำนวน 3 ค่าด้วยกัน คือ $L = 3.5 \mu H$, $L = 5.42 \mu H$ และ $L = 8.17 \mu H$ ตามลำดับและกำหนดให้ค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุมีค่าคงที่ คือ $R = 0.05 \Omega$ และ $C = 15.6 \mu F$ ซึ่งในแต่ละโหลดของการทดลองนั้นได้ทำการควบคุมมุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันทางด้านขาออกที่มุมต่าง ๆ ได้ ทั้งกระแสนำหน้าแรงดัน และกระแสล่าหลังแรงดันที่มุม 0, 10 และ 20 องศา ตามลำดับ



รูปที่ 4.42 การเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าจากการควบคุมมุมเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารของวงจรรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8. สรุป

การทดลองได้ทำการทดลองกับเครื่องต้นแบบของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มีการควบคุมความถี่อัตโนมัติได้แบ่งการทดลองออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ ๆ คือ

1.) ส่วนของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (DC -Link)

จากการทดลองแสดงให้เห็นว่าสามารถที่จะจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์มีกระแสที่และต่อเนื่อง

2.) ส่วนของการควบคุมความถี่อัตโนมัติทางด้านขาออกของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์

จากการทดลองแสดงให้เห็นว่าสามารถควบคุมให้วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ทำงานที่เรโซแนนซ์คือเกิดการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุด และสามารถควบคุมมุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันทางด้านขาออกที่มุมต่าง ๆ ได้ ทั้งกระแสหน้าแรงดัน และกระแสล่าหลังแรงดันที่มุม 0,10 และ 20 องศา ตามลำดับ



บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย และ ข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

จากหลักการและผลการทดลองของการทำงานของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มีการควบคุมความถี่อัตโนมัติรวมไปถึงการควบคุมมุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันทางด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์ สามารถสรุปในประเด็นสำคัญได้ดังต่อไปนี้

1.สามารถเข้าใจถึงหลักการทำงานของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งแหล่งจ่ายกระแสนั้นมีส่วนที่สำคัญก็คือการควบคุมกระแสดีซีลิงค์ ให้มีค่าคงที่และต่อเนื่อง และการสร้างสัญญาณการเคลื่อนที่กันระหว่างการทำงานของมอสเฟต T_1 , T_2 ซึ่งเป็นสภาวะที่โหลดมีสภาวะกระแสและแรงดันเป็นบวก และคู่การทำงานของมอสเฟต T_3 , T_4 ซึ่งเป็นสภาวะที่โหลดมีสภาวะกระแสและแรงดันเป็นลบ ซึ่งการหาค่าความเหมาะสมของช่วงเวลาของการเคลื่อนที่กันของสัญญาณ โดยพิจารณาค่าของ Switching on time และ Switching off time ของมอสเฟตกำลังเป็นหลัก สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ได้เพิ่มค่าของช่วงเวลาไต่ขึ้น (Rise time) ของสัญญาณพัลส์ที่ใช้สำหรับขับมอสเฟตด้วยเพื่อป้องกันความเสียหายของวงจรจากการเปิดออกของแหล่งจ่ายกระแส โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เป็นตัวควบคุมแบบลููปปิดเพื่อควบคุมให้กระแสดีซีลิงค์ให้มีค่าคงที่และมีความต่อเนื่อง

2.สามารถเข้าใจหลักการทำงานของระบบพีแอลแอล (PLL: Phase Lock Loop) ในการควบคุมความถี่อัตโนมัติให้ทำงานในสภาวะต่าง ๆ ได้ ทั้งที่ความเรโซแนนซ์และที่มุมต่าง ๆ รวมถึงหลักการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งถ้าสามารถควบคุมให้วงจรทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์แล้วนั้นทำให้เกิดการส่งถ่ายกำลังสูงสุดไปยังโหลด

3.จากการทดลองทำให้เห็นว่าชิ้นงานต่างชนิดกัน มีคุณสมบัติทางแม่เหล็กและทางไฟฟ้าที่แตกต่างกัน ดังนั้นผลที่ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดเปลี่ยนแปลงนั้นขึ้นอยู่กับตามคุณสมบัติของชิ้นงานด้วย ในการทดลองได้ทำการเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำขึ้นและลดค่าความเหนี่ยวนำลงซึ่งก็จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลง อินเวอร์เตอร์ที่มีระบบการควบคุมความถี่ของการสวิตซ์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติที่ได้นำเสนอ ได้แสดงให้เห็นถึงความสามารถในการขับสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ให้มีความถี่ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์และมุมที่ได้กำหนดขึ้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการตั้งย่านการขับสวิตซ์อัตโนมัติที่ 10 kHz - 30 kHz ดังนั้นถ้าความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดอยู่ในย่านที่ตั้งความถี่ในการสวิตซ์แบบอัตโนมัติไว้ ก็สามารถทำงานได้ตามมุมต่างเฟสที่ได้กำหนดไว้ซึ่งข้อดีคือทำให้การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าได้ง่ายขึ้น แต่กำลังงานที่เกิดขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนนั้นไม่เท่ากันซึ่งขึ้นอยู่กับโหลด ดังนั้นถ้าต้องการควบคุมให้เกิดกำลังงานที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนเท่ากัน สามารถทำได้โดยควบคุม

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้กระแสที่เปลี่ยนแปลงโดยเพิ่มค่าขึ้นหรือลดค่าลงตามโหลดแบบอัตโนมัติ ข้อจำกัดของระบบควบคุมที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวประมวลผลอยู่ที่ความเร็วในการประมวลผลของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์

4.จากการทดลองเมื่อให้ความร้อนแก่ชิ้นงานแล้ว ทำให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กและทางไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไปโดยทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าลดลง ดังนั้นจึงส่งผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดสูงขึ้น ซึ่งจากผลการทดลองที่เกิดขึ้นสอดคล้องกับหลักการดังกล่าว โดยในขณะที่เริ่มต้นวัดอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ(กรณีไม่ได้ใส่ชิ้นงานและไม่ใช้ระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์อัตโนมัติ) ณ ที่อุณหภูมิห้อง เมื่อควบคุมกระแสที่ค่าที่ต่ำ เมื่อจับสัญญาณกระแสและแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะอยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ แต่เมื่อเพิ่มการควบคุมกระแสที่ค่าสูงขึ้นไปจะพบว่าเมื่อวัดสัญญาณที่ขดลวดเหนี่ยวนำสัญญาณกระแสล่าหลังสัญญาณแรงดัน เนื่องจากอุณหภูมิมียุคสูงขึ้นจากอุณหภูมิห้อง สภาวะนี้เกิดจากความถี่ในการสวิตชิงของอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด และเมื่อทำการเพิ่มการควบคุมกระแสที่ค่าสูงขึ้นไปอีก เมื่อวัดสัญญาณที่ขดลวดเหนี่ยวนำสัญญาณกระแสล่าหลังสัญญาณแรงดันเพิ่มขึ้น เนื่องจากอุณหภูมิมียุคสูงขึ้นค่าสูงเพิ่มขึ้น ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าเมื่อโหลดได้รับความร้อนส่งผลให้ค่าความเหนี่ยวนำลดลงจึงมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดมีค่าสูงขึ้น โดยในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถควบคุมมุมต่างเฟสได้โดยที่ไม่ได้รับผลกระทบจากอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปของชิ้นงาน

5.2. ข้อเสนอแนะ

ในด้านการพัฒนาฮาร์ดแวร์ควรที่จะใช้สวิตช์กำลังที่ทนกระแสได้สูงกว่า MOSFET IRFP 460 เพราะในช่วงที่โหลดเกิดการเปลี่ยนแปลงทางไฟฟ้าจะทำให้ค่าความต้านทานสมมูลของวงจรมีค่าลดลงและมีผลทำให้กระแสไหลไปที่โหลดมีค่าเพิ่มขึ้น จากผลการทดลองการตอบสนองของวงจรควบคุมกระแสแบบลูปิดอาจทำให้เกิดกระแสกระชากได้ดังนั้นเพื่อให้เกิดความปลอดภัยต่อสวิตช์กำลังควรที่จะเลือกใช้ MOSFET ที่ทนกระแสได้สูงกว่านี้ หรืออาจจะใช้สวิตช์กำลัง IGBT แทนได้แต่ต้องเปลี่ยนชุดขับกำลังใหม่ และควรเพิ่มชุดป้องกันแรงดันเกินที่โหลดด้วยเพื่อให้เกิดความปลอดภัยต่อสวิตช์กำลัง สำหรับการควบคุมกระแสแบบลูปิดมีข้อเสียคือจะทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านขาเข้าต่ำ วิธีแก้ไขคือใช้วงจรเรียงกระแสแบบไดโอดเต็มคลื่น จากนั้นทำการควบคุมกระแสที่อินเวอร์เตอร์แทนก็จะช่วยแก้เพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านขาเข้าได้ สำหรับการออกแบบโหลดควรเพิ่มค่า Quality Factor ขึ้นไปอีก เพราะจะทำให้กำลังงานที่ได้มีค่าสูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] E. J. Dade, J. V. Gozalea, J. A. Linarase, J. Jordan, D. Ramirez, “**25kW/50 kHz Generator for Induction Heating,**” IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 47, No. 2, pp. 282-286, April 2000.
- [2] J. Davies, P. Simson, **Induction Heating Handbook.** McGraw-Hill Book Company (UK) Limited , 1979.
- [3] I. Khann, J. Tapson, I. Vries, “**Automatic Frequency Control of an Induction Furnace,**” IEEE Conf., Africon’99, Vol. 2 , pp. 913-916, September 1999.
- [4] M. K. Kazaimierczuk, D. Czarakowski, **Resonant Power Converters.,** John Wiley & Sons, INC, USA, 2000.
- [5] R. E. Best, **Phase-Locked Loops Design, Simulation, and Application.** McGraw-Hill Book Company (UK) Limited, 2005.
- [6] Pairote Thongpasi, **The Automatic switching Frequency Control in Resonant condition using Phase Lock Loop for an Induction Furnance,** 2006 Electrical Engineering (ECTI) conference, May 10-13 ,2006



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
$regfile = "89C51AC2.DAT"
```

```
$ramstart = 0
```

```
$ramsize = 256
```

```
$crystal = 24000000
```

```
Ckcon = &B00000000
```

```
'////////////////////////////////////
```

```
Declare Sub Get_adc3
```

```
Declare Sub Get_adc4
```

```
Dim Adc_result As Byte , Adc_resultm As Byte
```

```
Dim I As Byte , J As Byte
```

```
Declare Sub Int_adc
```

```
Dim Out_p As Single , Out_i As Single , Out_i_old As Single , Out_i_new As Single
```

```
Dim Out_pi As Single
```

```
Dim Error As Single
```

```
Dim Out_pit As Integer
```

```
Dim Led_status As Bit
```

```
'////////////////////////////////////
```

```
' Led_port Alias P2.6
```

```
'show Led when on Int0
```

```
' On Int0 Int0_int
```

```
'INT0 = P3.2
```

```
' Enable Int0
```

```
' Enable Interrupts
```

```
' Led_status = 1
```

```
'define start Led
```

```
' Led_port = Led_status
```

```
Call Int_adc
```

```
Out_i_old = 0
```

```
Out_pi = 0
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Do

Call Get_adc3

Call Get_adc4

Error = Adc_resultm - Adc_result 'Find I_error

Out_p = Error * 0.1

Out_i = Error * 0.05

Out_i_new = Out_i_old + Out_i 'PI Controller

Out_pi = Out_p + Out_i_new

If Out_pi > 255 Then

 Out_pi = 255

 'Out_i_old = Out_i_old

Elseif Out_pi < 0 Then

 Out_pi = 0

 'Out_i_old = Out_i_old

Else

 Out_i_old = Out_i_new

End If

Out_pit = Out_pi

Out_pit = 255 - Out_pit

P0 = Out_pit 'OUTPUT to DAC

Loop

End

'////////////////////////////////int_adc////////////////////////////////////

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ Adcf =&B01100000 ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Adcon = &H20
End Sub

'//////////////////////////////////get adc1,2,3//////////////////////////////////
Sub Get_adc4:

Adcon = Adcon And &HF8           ' clr ch

Adcon = Adcon Or 4               ' selec ch j
Adcon = Adcon Or &H08           ' start conversion and 8bit mode
Do
    J = Adcon
    J = J And &H10
    Loop Until J = &H10         ' wait adc convert complete
    Adcon = Adcon And &HEF
    Adc_resultm = Addh
End Sub

'//////////////////////////////////end//////////////////////////////////
'//////////////////////////////////get adc1,2,3//////////////////////////////////
Sub Get_adc3:

Adcon = Adcon And &HF8           ' clr ch

Adcon = Adcon Or 3              ' selec ch j
Adcon = Adcon Or &H08           ' start conversion and 8bit mode
Do
    J = Adcon
    J = J And &H10
    Loop Until J = &H10         ' wait adc convert complete
    Adcon = Adcon And &HEF
    Adc_result = Addh

```

End Sub

```
////////////////////////////////end///get_adc////////////////////////////////
```

```
//////////////////////////////// INT0 SERVICE PROGRAM////////////////////////////////
```

```
'Int0_int:                                'Begin Int0 Service
```

```
'Start:
```

```
' Out_pit = Out_pit + 1
```

```
' P0 = Out_pit
```

```
' If Out_pit < 255 Then
```

```
' Goto Start
```

```
'End If
```

```
'Do
```

```
' Led_status = Not Led_status
```

```
' Led_port = Led_status
```

```
' Wait 1
```

```
'Loop
```

```
'Return
```

```
//////////////////////////////// END INT0 SERVICE PROGRAM////////////////////////////////
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.

โปรแกรมของ MCS-51(AT89LP4052)ที่ใช้ควบคุมระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPDR	EQU	86H	; SPI Data Register
TCONB	EQU	91H	; Watch-Dog Control Register
RL0	EQU	92H	; Timer0 Reload Low Byte
RL1	EQU	93H	; Timer1 Reload Low Byte
RH0	EQU	94H	; Timer0 Reload High Byte
RH1	EQU	95H	; Timer1 Reload Low Byte
ACSR	EQU	97H	; Analog Comparator Control & Status Register
WDTRST	EQU	0A6H	; Watch-Dog Reset Register
WDTCON	EQU	0A7H	; Watch-Dog Control Register
SADDR	EQU	0A9H	
SPSR	EQU	0AAH	; SPI Status Register
IPH	EQU	0B7H	
SADEN	EQU	0B9H	
P1M0	EQU	0C2H	; Port-1 Mode:0 Register
P1M1	EQU	0C3H	; Port-1 Mode:1 Register
P3M0	EQU	0C6H	; Port-3 Mode:0 Register
P3M1	EQU	0C7H	; Port-3 Mode:1 Register
SPCR	EQU	0D5H	; SPI Control Register
I_OLD	EQU	30H	
I_NEW	EQU	31H	
P_NEW	EQU	32H	
COUNT	EQU	33H	
START	BIT	30H	
STOP_PO	BIT	31H	
CH_FF	BIT	20H	; 110V

```
ORG 0000H
```

```
LJMP MAIN
```

```
MAIN:
```

```
MOV P3M0,#00000000B ; P3 = Quasi-bidirectional
```

```
MOV P3M1,#00000000B
```

```
MOV P1M0,#00000000B ; P1 = Quasi-bidirectional
```

```
MOV P1M1,#00000000B
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

MOV P1,#80H
MOV I_OLD,#00
MOV TMOD,#00000001B

```

LOOP:

```

JB P3.2,$
JNB P3.2,$
MOV TL0,#00
MOV TH0,#00
MOV RL0,#00
MOV RH0,#00
MOV COUNT,#00

```

```
LCALL CH_PO
```

```
MOV A,TL0
```

```
MOV PSW,#00
```

```
SUBB A,#20
```

```
JC NOT_ADJ
```

; CH OVER

```
JB CH_FF,FOR
```

```
MOV A,P1
```

```
SUBB A,#1
```

```
CJNE A,#0,GO_LOOP
```

```
MOV A,#1
```

```
AJMP GO_LOOP
```

FOR:

```
MOV A,P1
```

```
ADD A,#1
```

```
CJNE A,#254,GO_LOOP
```

```
MOV A,#253
```

```
AJMP GO_LOOP
```

GO_LOOP:

```
MOV P1,A
```

NOT_ADJ:

```
LCALL WAIT1
```

```
AJMP LOOP
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 DOI: JB P3.4,\$
 ไม่วากรณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

JNB P3.4,$
SETB TR0
;SETB P1.0
;DDD: INC COUNT
JB P3.4,$
CLR TR0
;CLR P1.0
RET

DOV: JB P3.5,$
JNB P3.5,$
SETB TR0
;SETB P1.1
;III: INC COUNT
JB P3.5,$
CLR TR0
;CLR P1.1
RET
CH_PO: JB P3.2,$
JB P3.3,$

LPP: JB P3.2,DO_SET
JB P3.3,DO_CLR
AJMP LPP

DO_SET: clr CH_FF
ACALL DOI
RET

DO_CLR: setb CH_FF
ACALL DOV
RET

WAIT1: MOV R3,#255
LL: LCALL WAIT
DJNZ R3,LL
RET

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 WAIT: เมื่อการณิตัวใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ทดสอบเงื่อนไข และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DJNZ R2,\$

RET

END



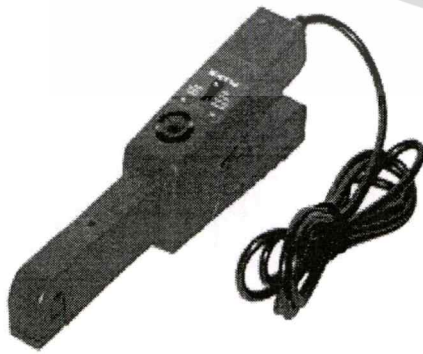
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



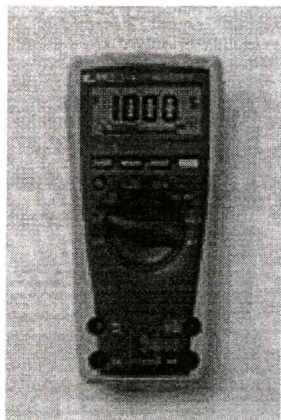
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	ผลิตภัณฑ์ Digital Oscilloscope (YOKOGAWA)
	รุ่น DL1540 /DL (4 Channel)
รายละเอียด 150 MHz Analog Bandwidth 120 MS/s on two channel 8 bit vertical resolution DC to 30 MHz, 850V(DC+AC peak) 2% DC accuracy Internal low pass filter	

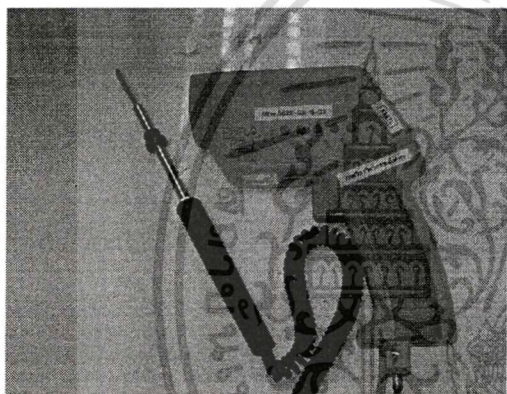
	ผลิตภัณฑ์ Band Differential Probe
	รุ่น 700924
รายละเอียด 100 MHz A probe lets you make wide-band Differential input measurements	

	ผลิตภัณฑ์ Current Probe(FLUKE)
	รุ่น 80i-110s
รายละเอียด Current ranges: 0 to 10 A dc or ac peak 0 to 100 A dc or ac peak Frequency: DC to 100kHz .(@3 db) Output signals: 10 A range: 100 mV/A 100 A range: 10 mV/A	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผลิตภัณฑ์ Multi Meter (FLUKE)
 รุ่น 179
 รายละเอียด True RMS 1kHz
 Accuracy = 0.09%
 Vac or Vdc : 0.1mV to 1000V
 Iac to Idc : 0 to 10A



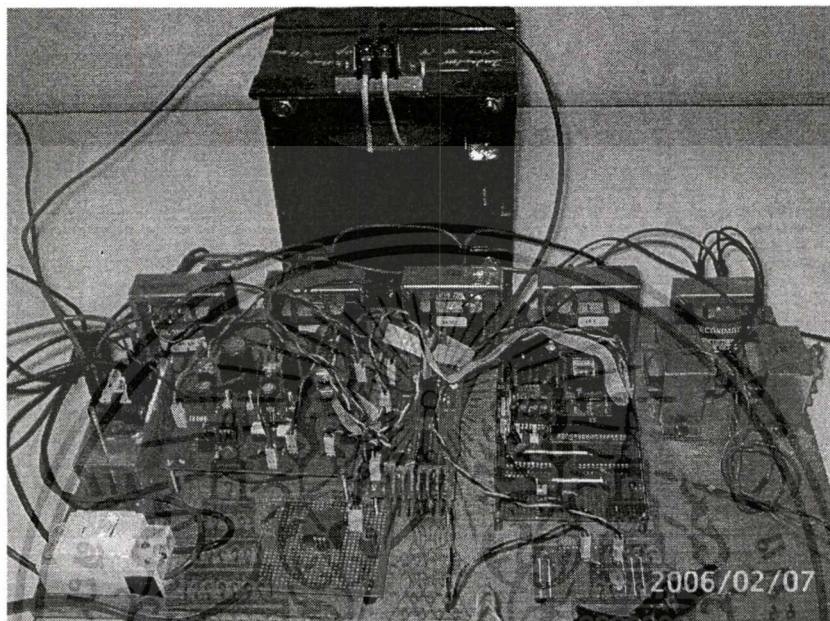
ผลิตภัณฑ์ ตัววัดอุณหภูมิ
 (Temperature range -30 to 900 °C)
 รุ่น 179
 รายละเอียด True RMS 1kHz
 Accuracy = 0.09%
 Vac or Vdc : 0.1mV to 1000V
 Iac to Idc : 0 to 10A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

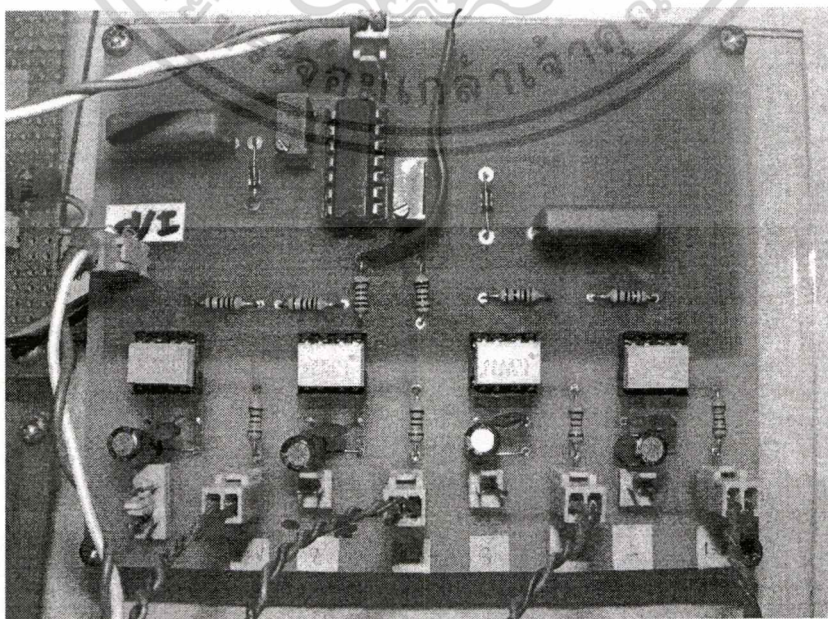


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

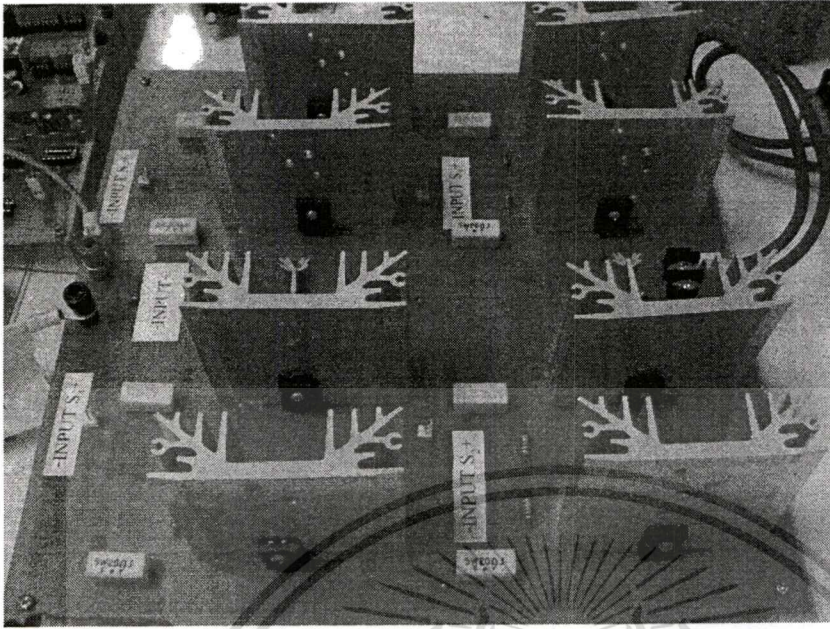
1. แหล่งจ่ายกระแสและตัวควบคุมกระแสให้คงที่



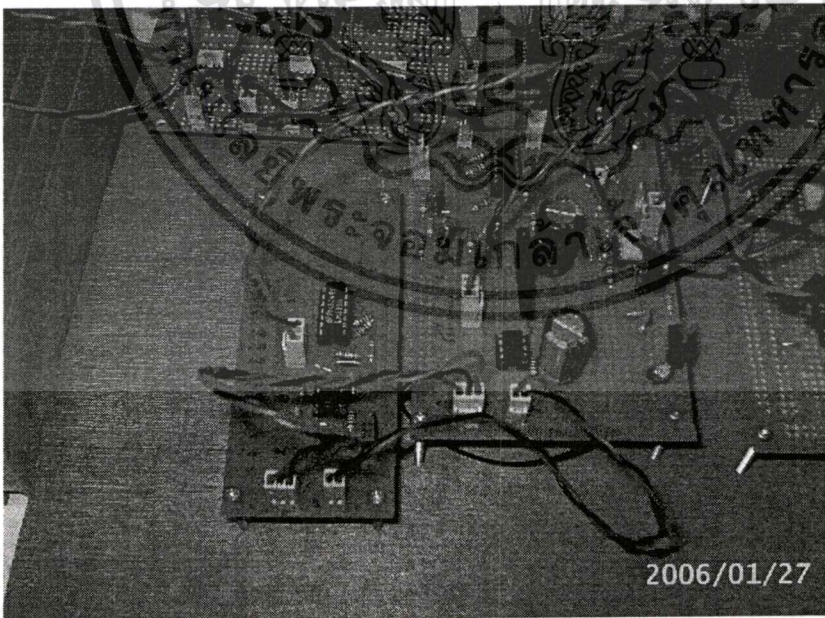
2. ชุดขับมอเตอร์



3. ชุดอินเวอร์เตอร์

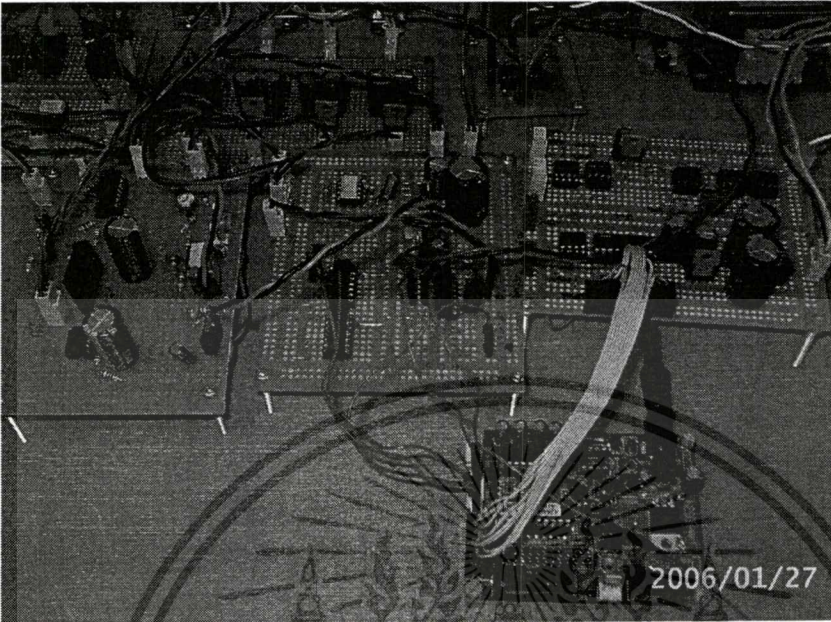


4. ชุดเลื่อนเฟสแรงดันและวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์

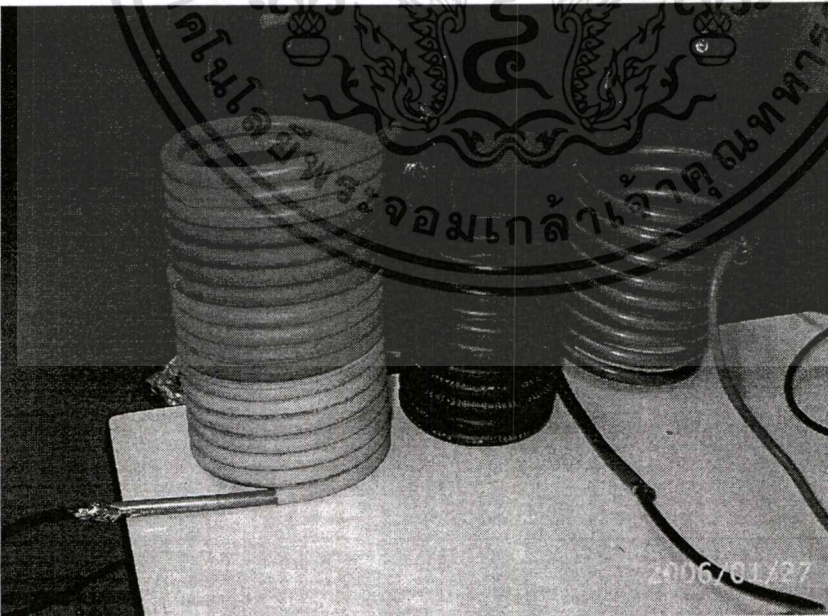


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ชุดเฟสล็อกอุป

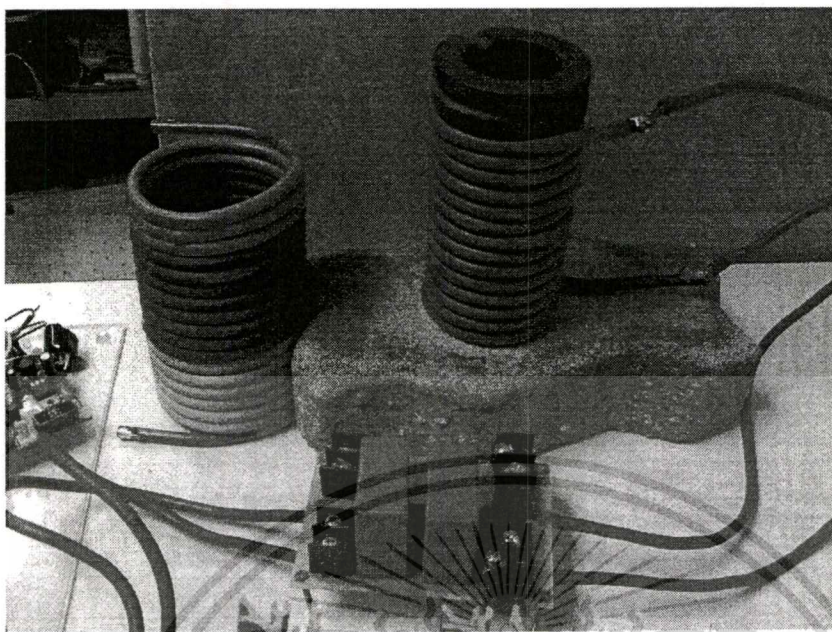


6. ชุดลดเหนี่ยวนำสำหรับการทดลอง

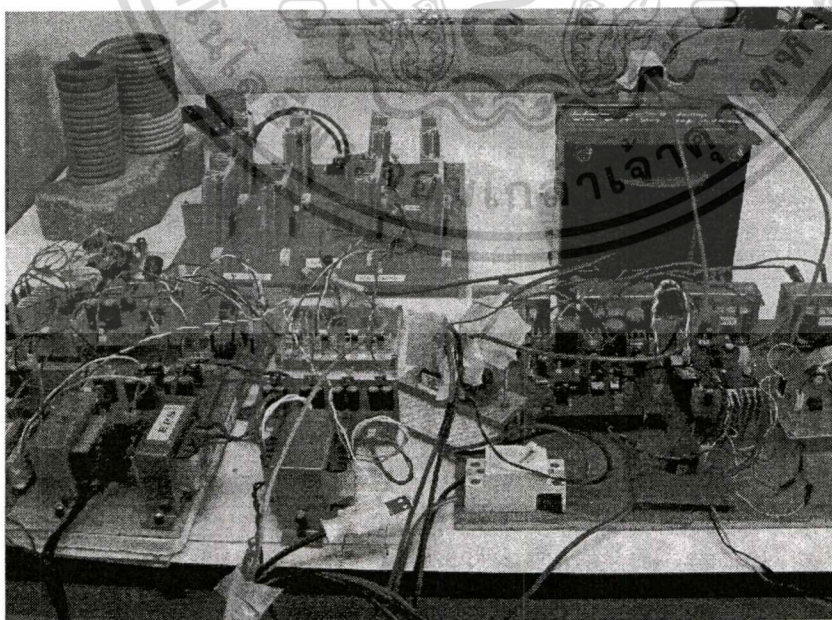


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. ชุดวงจรแท่งที่ใช้ในการทดลอง



11. ชุดเครื่องต้นแบบให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มีระบบควบคุมการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ



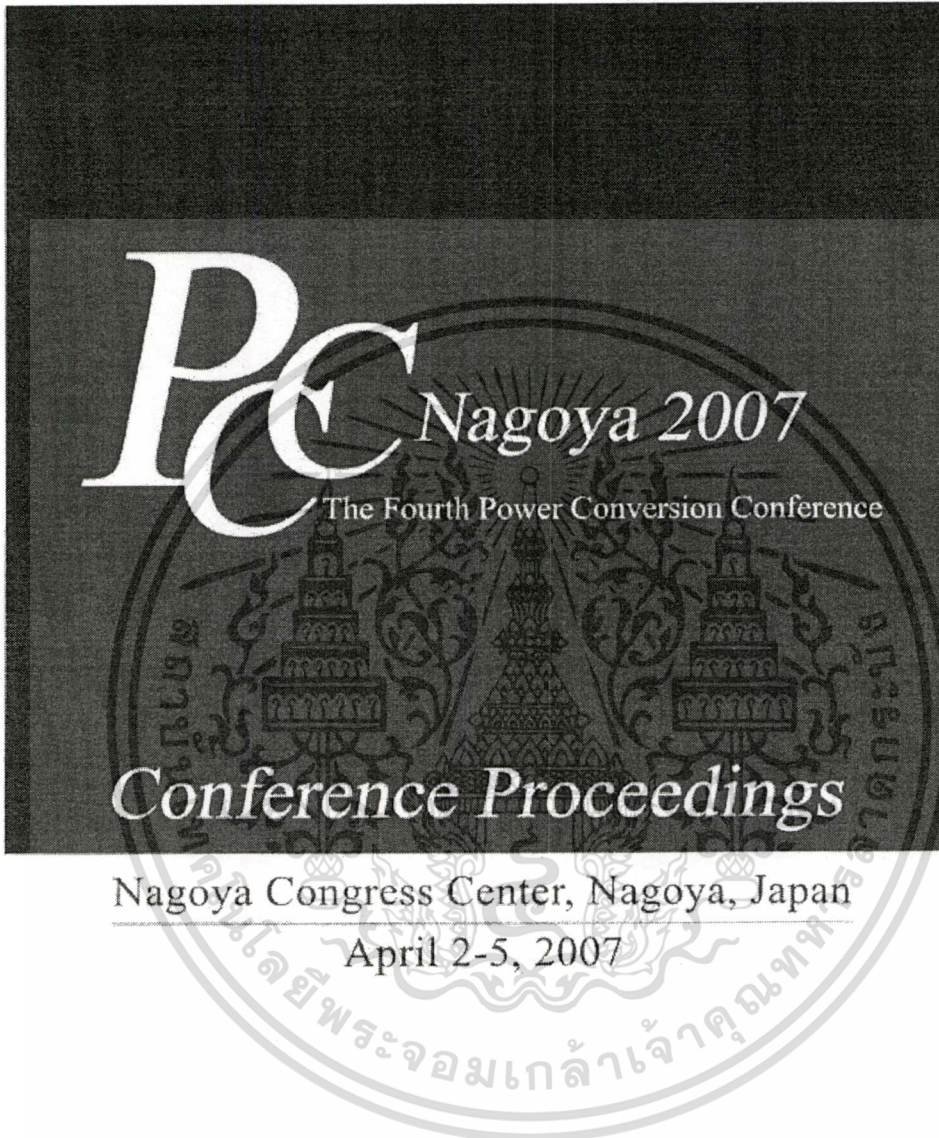
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

- [1] N.Ponwiangkum and S.Kittiratsatcha , “Switching Frequency Control based on Phase-locked Loop for a Current-fed Parallel Resonant Inverter ” in Proceedings Of the 4th Power conversion Conference (PCC2007),Nagoya,Japan, April 2-5 ,2007,pp.157-161

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



THE INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS OF JAPAN



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switching Frequency Control based on Phase-locked Loop for a Current-fed Parallel Resonant Inverter

N. Ponwiangkum, S. Kittiratsatcha

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTT)
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok THAILAND 10520

Abstract: This paper proposes a computer simulation in PSCAD program of a current-fed parallel resonant inverter. Even though the circuit parameters such as permeability and conductivity have changed regarding to the changing temperature during the heating period. The proposed idea is able to control the phase difference $\Delta\theta$ between the output voltage and output current to be constant at desired value. The principle of the proposed controller utilizes the phase-locked loop with a phase frequency detector. If the $\Delta\theta$ is constant without any effect from the temperature change, then the output power will be controlled precisely by adjusting only the dc-link current. The proposed idea is verified by the experimental results.

Keywords: frequency control, phase-locked loop, current-fed parallel resonant inverter.

I. INTRODUCTION

Both series resonant inverter and parallel resonant inverter are widely used in the induction heating and induction melting. In this paper, we choose the parallel resonant inverter because it is popular induction heating and melting applications in the medium frequency range (1-10kHz) and medium power (10-10,000 W) [1]. This configuration can operate during the unloaded condition. It causes no damage when the load is short circuit as well as it does not require high voltage rating resonant capacitor [2]. The induction heating/melting is widely use in surface hardening, welding, heating, cutting applications. It has higher efficiency compared to the conventional power supply because it generates heat in short duration and also controls heat in the specific area. There are no pollutions such as smoke or acoustic noise. When the metal load heats up, the electric and magnetic properties of the material are changed (e.g. conductivity or permeability). Consequently the resonant frequency of the tank circuit changes [3]. Equation (1) and (2) represent the output voltage and output current respectively. Then the output power the circuit is given in (3) [4]

$$v_o = \sum_{n=1}^{\infty} v_c \sin(n\omega t + \theta) \quad (1)$$

$$i_o = \sum_{n=1}^{\infty} i_c \sin(n\omega t) \quad (2)$$

$$P_{output} = \left[\sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} v_c \sin(n\omega t + \theta) \right] \left[\sum_{n=1}^{\infty} i_c \sin(n\omega t) \right] \cdot \cos\theta \quad (3)$$

From (3), the output power is a function of voltage, current and the phase differences ($\Delta\theta$). If the load parameters are changed due to the rising temperature this could cause the deviation of the $\Delta\theta$. So this paper proposes a method of how to control the phase difference without influence from the temperature variation.

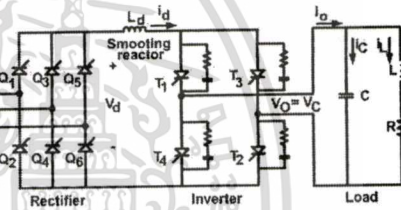


Fig. 1. A Current-fed Parallel Resonant Inverter.

II. PARALLEL RESONANT INVERTER

A parallel resonant inverter is shown in Fig. 1. It consist of a three-phase controlled rectifier with an inductor, L_d . There is a close loop controller to control the dc link current with low ripple level by adjusting the firing angle of the SCRs. The RC snubber is added to reduce dv/dt across SCRs. When the coil is unloaded, the resonant frequency is at the natural resonant frequency. If the metal load is inserted in the coil, the inductance of the coil may be increasing or decreasing which depends on the material property.

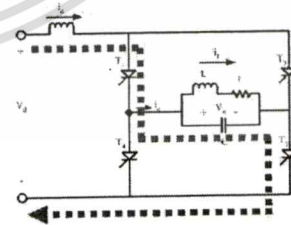


Fig. 2. Inverter is operating in mode I.

There are three operation modes for a parallel resonant inverter. For mode I, switch T1 and T2 conduct current. Output voltage is positive sinusoidal waveform as shown in Fig. 2. Equation (4) – (6) are used to solve for i_d , i_L and v_c respectively.

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{v_d}{L_d} - \frac{v_c}{L_d} \tag{4}$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{ri_L}{L} + \frac{v_c}{L} \tag{5}$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_d}{C} - \frac{i_L}{C} \tag{6}$$

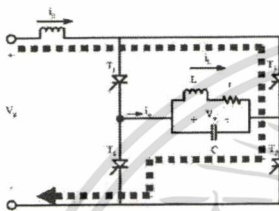


Fig.3. Inverter is operating in mode II.

For mode II, T3 and T4 are on. The output voltage is negative as shown in Fig. 3. Quantities of the circuit are shown in (7)–(9).

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{v_d}{L_d} + \frac{v_c}{L_d} \tag{7}$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{ri_L}{L} + \frac{v_c}{L} \tag{8}$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_d}{C} - \frac{i_L}{C} \tag{9}$$

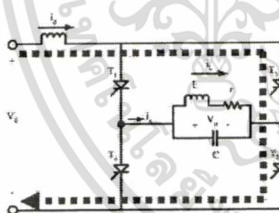


Fig.4. Inverter is operating in MODE III.

For mode III, T1, T2, T3 and T4 are turned on as shown in Fig.4 and described by (10) and (11).

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_c}{L} - \frac{i_L}{L} \tag{10}$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{-i_L}{C} \tag{11}$$

where i_d is dc-link current, i_L is the output current, v_d is the input voltage, v_c is the output voltage, L_d is smoothing reactor, L is the Inductance, r is the resistance and C is the capacitance.

III. PROPOSED CONTROLLER

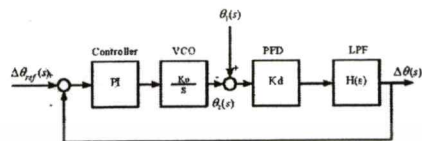


Fig.5. Block diagram of the proposed controller.

As shown in Fig. 5, PLL is used to generate the output signal to be locked with the reference signal. In this paper, we want to control the phase shift between the tank voltage v_o and current i_o . Then θ_1 and θ_2 are the phase of v_o and i_o , respectively. PFD detects the phase differences between both v_o and i_o . The output from the PFD is in the square waveform which the duty cycle depends on the phase differences. A low pass filter (LPF) eliminates the high frequency components and the output is the average value of the phase differences. The output from the low pass filter is then compared to the referenced phase difference ($\Delta\theta_{ref}$). A PI controller is added to control the characteristic of the system response. A voltage-controlled oscillator creates the sinusoidal waveform whose output frequency is proportional to the input signal.

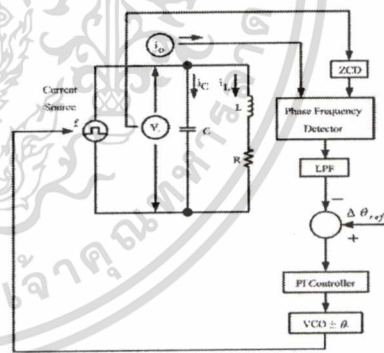


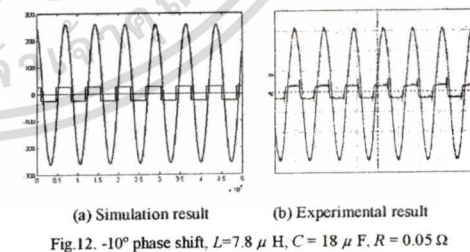
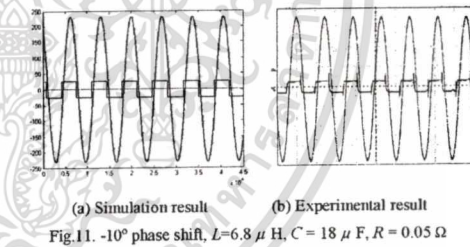
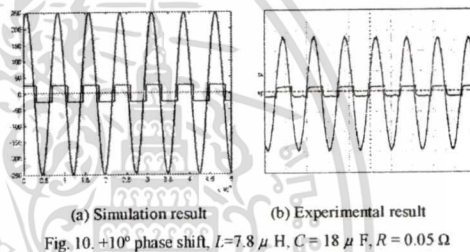
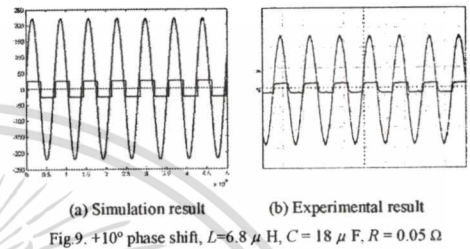
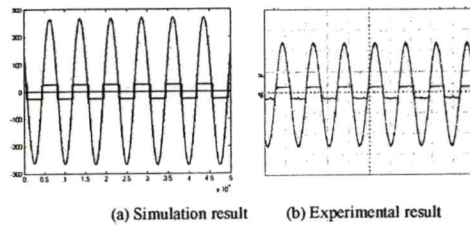
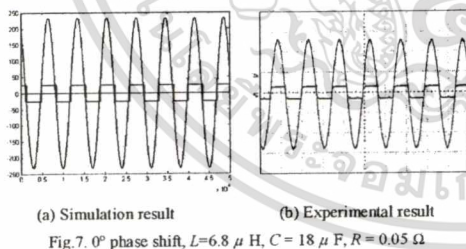
Fig.6. Simplified schematic of the simulation

Fig. 6 is a block diagram of PLL-based controller integrated with the current-fed inverter. The current and voltage across tank circuit is detected by zero-crossing detector (ZCD). The output from ZCD then fed to the PFD. At this stage we know the phase error between current and voltage. The average of the phase error is taken by using a low pass filter. This error is used to find

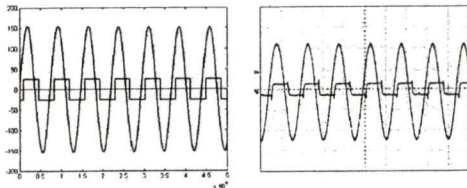
the difference with the referenced phase differences. The error is then fed to a PI controller. The command signal is the input of a voltage-controlled oscillator (VCO). The output is the sinusoidal waveform and the frequency is adjustable depend on the phase error whether it is lead or lag. The outputs of VCO are switching signals of the inverter. Consequently, the tank circuit is operating with a controllable phase shifting. If $\Delta\theta_{ref}$ is set at zero then the resonant inverter will operate in resonant all the time even the tank circuit's parameters have changed. Moreover if $\Delta\theta_{ref}$ is set to lead or lag, the proposed controller is still able to keep automatically tracking the desired phase shift between the v_o and i_o . This statement is verified by the simulation results. PSCAD program is used for the computer simulation. From the simulation, the vales of $\Delta\theta_{ref}$ are set at different values and the coil inductance is varying to simulate the effect from the temperature.

IV. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The comparison between the simulation results and Experimental result show the v_o and i_o with different phase shift at $0^\circ, \pm 10^\circ$ and $\pm 20^\circ$ with two load conditions to simulate the effect from temperature change. The first one is $L=6.8 \mu H, C = 18 \mu F, R = 0.05 \Omega$, and the second condition is $L=7.8 \mu H, C=18 \mu F, R=0.05 \Omega$. (+ sign means v_o leads i_o and - sign means v_o lags i_o .) Fig.7 - 16 show the simulation results and the experimental results for the v_o and i_o with differential phase shift at different phase-shifting angles. The experimental results are consistent with the simulation.

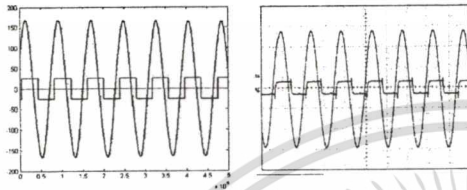


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



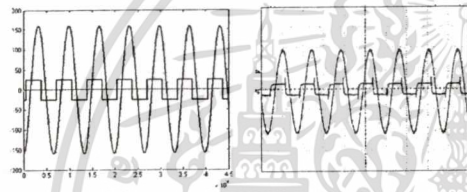
(a) Simulation result (b) Experimental result

Fig. 13. +20° phase shift, $L=6.8 \mu\text{H}$, $C=18 \mu\text{F}$, $R=0.05 \Omega$



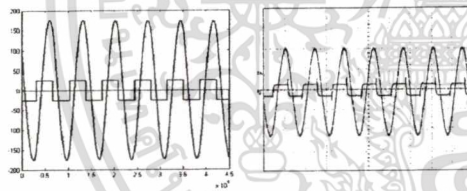
(a) Simulation result (b) Experimental result

Fig. 14. +20° phase shift, $L=7.8 \mu\text{H}$, $C=18 \mu\text{F}$, $R=0.05 \Omega$



(a) Simulation result (b) Experimental result

Fig. 15. -20° phase shift, $L=6.8 \mu\text{H}$, $C=18 \mu\text{F}$, $R=0.05 \Omega$



(a) Simulation result (b) Experimental result

Fig. 16. -20° phase shift, $L=7.8 \mu\text{H}$, $C=18 \mu\text{F}$, $R=0.05 \Omega$

V. CONCLUSION

By implementing the automatic switching frequency controller, the current-fed resonant inverter is able to operate with desired phase shifting between output current and output voltage. In which, the experimental results are according to the simulation results. This control technique can be implemented with the power control. If the $\Delta\theta$ is constant without any effect from the temperature change, then the output power is controlled precisely by adjusting only the dc-link current. Moreover if the phase shifting is controlled at zero degree, this means that the maximum power is transferred to the load through out the heating period. The output

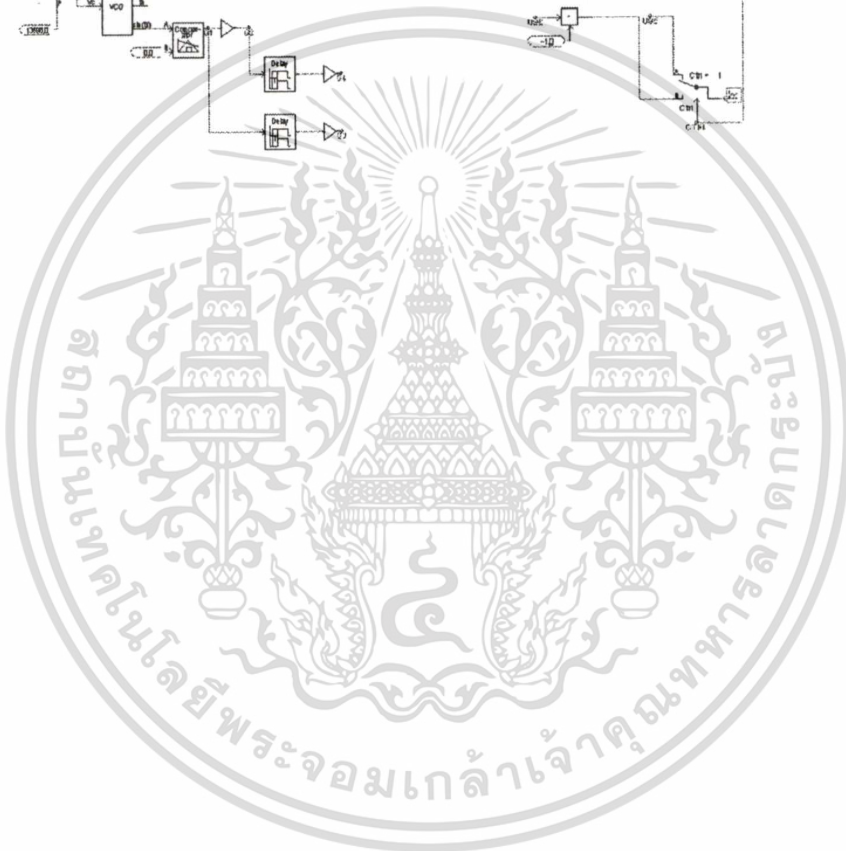
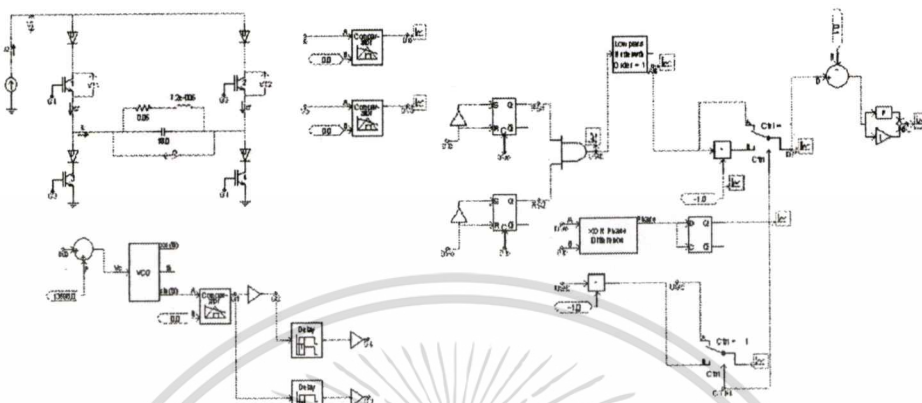
power control scheme will be investigated in the near future.

REFERENCE

- [1] Arieh L. Shenkman, Boris Axelrod and Vadim Chudnovsky "A New Simplified Model of the Dynamics of the Current-Fed Parallel Resonant Inverter", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 47, NO. 2, April 2000, pp.282-286.
- [2] Enrique J. Dade, Jose V. Gonzalez, Juan A. Linares, Jose Jordan, Diego Ramirez, "25-kW/50-kHz Generator for Induction Heating", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.38, NO. 3, IUNE 1991, pp.203-209.
- [3] L. Hobson, and D.W. Tebb, "Transistorized power supplies for induction", Int. J. Electronics, vol. 59, No. 5, June 1985, pp.543-552.
- [4] Marian K. Kazimierczuk, Draiusz Czarakowski, Resonant Power Converters. Print in the Uniteds of America, A Wiley-Interscience Publication, John Wiley & Sons, IN.

APPENDIX

Appendix shows the PSCAD diagram of a parallel current-fed inverter and the proposed control scheme.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล นางสาวนฤมล พลเวียงคำ

เกิดวันที่ 23 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2556 ที่จังหวัดขอนแก่น

ประวัติการศึกษา 2548 สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง จากคณะวิทยาศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
วิทยาเขตเฉลิมพระเกียรติ จังหวัดสกลนคร

ประวัติการทำงาน มิถุนายน 2550 – ตุลาคม 2552 ครูประจำสาขาวิชาไฟฟ้า

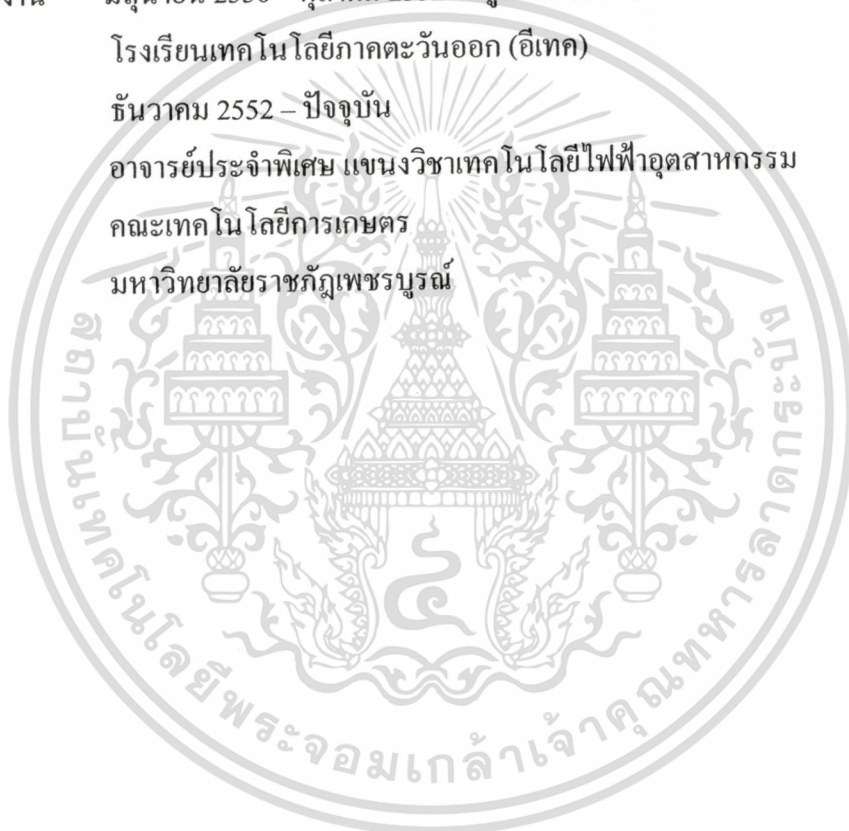
โรงเรียนเทคโนโลยีภาคตะวันออกเฉียงเหนือ (อitech)

ธันวาคม 2552 – ปัจจุบัน

อาจารย์ประจำพิเศษ แขนงวิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม

คณะเทคโนโลยีการเกษตร

มหาวิทยาลัยราชภัฏเพชรบูรณ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้