

การควบคุมความถี่ของการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ  
โดยใช้เฟสล็อกคูลูป สำหรับเตาหลอมแบบเหนี่ยวนำ

AUTOMATIC RESONANT FREQUENCY CONTROL USING  
PHASE LOCK LOOP FOR AN INDUCTION FURNACE

ไพโรจน์ ทองประเสริฐ  
FAIROTE THONGPRASRI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิตที่  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2809-6

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมความถี่ของการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ  
โดยใช้เฟสล็อกกลูป สำหรับเตาหลอมแบบเหนี่ยวนำ

AUTOMATIC RESONANT FREQUENCY CONTROL USING  
PHASE LOCK LOOP FOR AN INDUCTION FURNACE

ไพโรจน์ ทองประศรี

PAIROTE THONGPRASRI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2809-6

**AUTOMATIC RESONANT FREQUENCY CONTROL USING  
PHASE LOCK LOOP FOR AN INDUCTION FURNACE**

**PAIROTE THONGPRASRI**

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

**2006**

**ISBN 974-15-2809-6**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมความถี่ของการสวิตช์ที่สถานะเรโซแนนซ์แบบ อัตโนมัติโดยใช้เฟสล็อกกลูป สำหรับเตาหลอมแบบเหนี่ยวนำ
นักศึกษา	นายไพโรจน์ ทองประศรี
รหัสนักศึกษา	47060258
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.สุพัฒน์ กิตติรัตนัสัจจา

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการควบคุมความถี่ในการสวิตช์ที่สถานะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติโดยใช้เฟสล็อกกลูป (Phase Lock Loop : PLL) สำหรับเตาหลอมแบบเหนี่ยวนำ หลักการของการควบคุมมีการใช้วงจรตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ (Phase Frequency Detector : PFD) ในการหาค่าความคลาดเคลื่อนของเฟส (Phase Error) ของแรงดันและกระแสของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน โดยผลความคลาดเคลื่อนของเฟสนี้นำไปใช้สร้างสัญญาณสำหรับการขับมอสเฟตของอินเวอร์เตอร์ โดยใช้วงจรกำเนิดความถี่ (Voltage Controlled Oscillator) ผลที่ได้คือวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถทำงานที่สถานะเรโซแนนซ์ได้และระบบจะเกิดการส่งถ่ายกำลังงานสูงสุด เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางแม่เหล็กและทางไฟฟ้าจากการให้ความร้อน วงจรควบคุมที่นำเสนอนี้ยังคงสามารถที่จะควบคุมกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลดให้อยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ได้

<b>Thesis Title</b>	Automatic resonant frequency control using Phase Lock Loop for an Induction Furnace
<b>Student</b>	Mr.Pairote Thongprasri
<b>Student ID.</b>	47060258
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2006
<b>Thesis Advisor</b>	Asst.Prof.Dr. Supat Kittiratsatcha

### **ABSTRACT**

This thesis proposes the automatic switching frequency control in resonant condition by using Phase Lock Loop (PLL) for an Induction furnace. The control principle uses a Phase Frequency Detector (PFD) to detect the Phase Error between voltage and current of the parallel resonant circuit. This error is fed to the voltage Controlled Oscillator to generate the gating signal for MOSFET of the inverter. Consequently, the inverter operates in resonant condition and there is maximum power transfer to the load. Furthermore, when the electric and magnetic properties of the load have changed due to the rising temperature, this proposed method is still controlling the inverter to operate in resonant condition.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดีด้วยคำแนะนำ และการให้คำปรึกษาจาก ผศ.ดร.สุวัฒน์ กิตติรัตน์สังจา ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ดร.สมภพ ผลไม้ และ รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ทั้งสามท่าน และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ บริษัท SIG Combibloc Ltd.(Head Office) ที่สนับสนุนทุนการศึกษาจนจบหลักสูตร

ขอขอบคุณ คุณสุภโชค แจ่มกระจ่าง กรรมการผู้จัดการ หจก.ธัชชภัทร์ ที่คอยให้คำปรึกษา และช่วยเหลือในการสนับสนุนทุนในการทำวิจัยจนประสบผลสำเร็จลุล่วงด้วยดี

ขอขอบคุณเพื่อนๆ น้องๆ ในห้องทำวิจัย ในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณบัณฑิตศึกษาและบัณฑิตวิทยาลัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้การสนับสนุนในทุกๆเรื่อง

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบคุณกำลังใจจากครอบครัวของข้าพเจ้า ที่ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ไพโรจน์ ทองประศรี

# 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.....	3
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	4
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะรับ.....	4
บทที่ 2 การหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ.....	5
2.1 พื้นฐานการเกิดความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	5
2.2 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอม.....	7
2.2.1 การให้พลังงานไฟฟ้าทางอ้อม.....	7
2.2.2 การให้พลังงานไฟฟ้าทางตรง.....	7
2.3 การวิเคราะห์ขดลวดสมมูลของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก.....	13
2.3.1 เส้นแรงแม่เหล็กที่ค้ำต้องผ่านเบ้าหลอม.....	14
2.3.2 เส้นแรงแม่เหล็กที่ค้ำต้องผ่านอากาศ.....	14
2.3.3 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ค้ำต้องขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก.....	15
2.4 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรเรโซแนนซ์.....	18
2.4.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	18
2.4.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	21
2.5 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส.....	25
2.5.1 การวิเคราะห์ผลตอบแทนของโหลดเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	26

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.2 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า.....	27
2.5.3 การทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์.....	28
2.5.3 การทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์.....	28
บทที่ 3 เฟสติกอกลูป.....	31
3.1 บทนำ.....	31
3.2 ลิเนียร์เฟสติกอกลูป.....	31
3.2.1 วงจรกรองลูป.....	32
3.2.2 การทำงานของลิเนียร์เฟสติกอกลูปในสภาวะลือก.....	34
3.3 คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสติกอกลูป.....	37
3.3.1 รูปแบบของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสติกอกลูป.....	37
3.3.2 ตัวตรวจจับเฟสแบบดิจิตอล.....	38
3.3.2.1 ตัวตรวจจับเฟสแบบเอกซ์คูลูซีฟออร์เกท.....	38
3.3.2.2 ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป.....	40
3.3.2.3 ตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่.....	42
3.3.3 การทำงานของลิเนียร์เฟสติกอกลูปในสภาวะลือก.....	45
บทที่ 4 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มีระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ.....	48
4.1 บทนำ.....	48
4.2 ระบบควบคุมของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแส.....	48
4.2.1 แหล่งจ่ายกระแส.....	49
4.2.2 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบแหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์.....	52
4.2.3 สัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตในวงจรอินเวอร์เตอร์.....	52
4.2.4 ระบบเฟสติกอกลูป.....	54
บทที่ 5 การทดลองอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่ระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ.....	63
5.1 การทดสอบแหล่งจ่ายกระแส.....	63
5.2 การทดสอบสัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตในวงจรอินเวอร์เตอร์.....	68

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.3 การทดสอบระบบเฟสล็อกกลุ่.....	70
5.4 การทดสอบวงจรวัดแรงดันที่โหลด.....	80
5.5 การทดสอบระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ.....	82
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	98
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	98
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	99
เอกสารอ้างอิง.....	100
ภาคผนวก.....	101
ภาคผนวก ก. โปรแกรมของ MCS-51ที่ใช้ในการควบคุมกระแสดีซี ลิงค์.....	102
ภาคผนวก ข. โปรแกรมของ MCS-51(AT89LP4052)ที่ใช้ควบคุมระบบ.....	107
ภาคผนวก ค. รูปภาพเครื่องมือที่ใช้สำหรับทดลอง.....	112
ภาคผนวก ง. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	118
ประวัติผู้เขียน.....	124

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1	$\omega_n$ และ $\zeta$ ของคลาสซิคอลดีจิตอลเฟสล็อกลูป.....47
5.1	เปรียบเทียบค่าความถี่เรโซแนนซ์จากการคำนวณและจากการทดลอง.....77
5.2	ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 1.8 A.....91
5.3	ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 5.5 A.....92
5.4	ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 6.8 A.....93
5.5	ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 7.9 A.....94
5.6	ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะหลอมชิ้นงานที่อุณหภูมิ 500 °C .....95

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	แสดงบล็อกไดอะแกรม การทำงานของ Phase-Locked Loop.....3
2.1	ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน.....6
2.2	วงจรเสมือนของขดลวดให้ความร้อน.....6
2.3	การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมทางอุดมคติ.....8
2.4	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มของสนามแม่เหล็กกับผิวเบ้าหลอม.....10
2.5	ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวเบ้าหลอม.....13
2.6	ฟลักซ์สนามแม่เหล็กต้องผ่านเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก.....14
2.7 (a)	วงจรสมมูลทางแม่เหล็กของขดลวดเหนี่ยวนำ.....16
2.7 (b)	วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของขดลวดเหนี่ยวนำ.....16
2.8 (a)	วงจร RLC อนุกรม.....19
2.8 (b)	ความสัมพันธ์ของ $X_L$ และ $X_C$ ต่อความถี่สำหรับวงจร RLC อนุกรม.....19
2.9	อิมพีแดนซ์รวม และกระแสที่ไหลในวงจร RLC อนุกรม ที่ความถี่ต่างๆ.....20
2.10 (a)	วงจร RLC แบบขนาน.....21
2.10 (b)	ความสัมพันธ์ของ $X_L$ และ $X_C$ ต่อความถี่สำหรับวงจร RLC แบบขนาน.....21
2.11	อิมพีแดนซ์รวม และกระแสที่ไหลในวงจร RLC แบบขนานที่ความถี่ต่างๆ.....22
2.12	วงจรเทงก์.....23
2.13	วงจร RLC แบบขนาน.....24
2.14	อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส.....25
2.15	วงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์ห้วงจร.....26
2.16	รูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันที่โหลดในสภาวะเรโซแนนซ์.....27
2.17	รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่โหลดและที่อุปกรณ์สวิตซ์ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (รูปร่างสัญญาณของกระแสจะคล้ายรูปร่างสัญญาณแรงดัน ( $\zeta < 1$ )).....29
2.18	รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่โหลดและที่อุปกรณ์สวิตซ์ที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (รูปร่างสัญญาณของกระแสจะนำหน้ารูปร่างสัญญาณแรงดัน ( $\zeta > 1$ )).....30
3.1	รูปแบบของลิเนียร์เฟสบล็อกคู่.....32
3.2	วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์.....32
3.3	ผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์.....32
3.4	วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟเล็กฟิลเตอร์.....33

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.5	ผลตอบสนองของวงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ เล็กฟิลเตอร์.....33
3.6	วงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ PI ฟิลเตอร์.....34
3.7	ผลตอบสนองของวงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบ PI ฟิลเตอร์.....34
3.8	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของลิเนียร์เฟสสี่อกลูป.....35
3.9	โครงสร้างของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสสี่อกลูป.....38
3.10	ตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท.....39
3.11	แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส $\theta_e$ เท่ากับศูนย์.....39
3.12	แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส $\theta_e$ มากกว่าศูนย์.....39
3.13	สัญญาณเอาต์พุต $\bar{v}_e$ ของตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท.....40
3.14	ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป.....40
3.15	แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส $\theta_e$ เท่ากับศูนย์.....40
3.16	แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส $\theta_e$ มากกว่าศูนย์.....41
3.17	สัญญาณเอาต์พุต $\bar{v}_e$ ของตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป.....41
3.18	ตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่.....42
3.19	การเปลี่ยนสถานะของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่.....43
3.20 (a)	เมื่อสัญญาณ $v_i$ และ $v_o$ มีเฟสเท่ากันพอดี.....43
3.20 (b)	เมื่อสัญญาณ $v_i$ นำหน้า $v_o$ .....44
3.20 (c)	เมื่อสัญญาณ $v_i$ ถ้าหลัง $v_o$ .....44
3.20 (b)	เมื่อสัญญาณ $v_i$ นำหน้า $v_o$ .....44
3.21	กราฟสัญญาณเอาต์พุต $\bar{v}_e$ ของตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่.....45
3.22	ค่าวัฏจักรการทำงานของสัญญาณเอาต์พุต $\bar{v}_e$ ของตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่.....45
3.23	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของดิจิตอลเฟสสี่อกลูป.....46
4.1	แสดง Block diagram โดยใช้ PLL ควบคุมระบบ.....48
4.2	แหล่งจ่ายกระแสที่มีระบบควบคุมกระแส DC Link ให้คงที่.....49
4.3 (a)	วงจรรวมการจุดขนวนแบบเชิงเส้นซึ่งใช้แรงดัน ไฟตรงตัดสัญญาณสามเหลี่ยม.....50
4.3 (b)	วงจรสำหรับขับสัญญาณ Q1 และ Q2 .....50
4.4	แผนผังการทำงานของกระบวนการควบคุมกระแสแบบลูปปิด.....51
4.5	แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบแหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์.....52

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6	วงจรสำหรับขับสวิตช์อินเวอร์เตอร์.....53
4.7	วงจรสร้างสัญญาณการเหลื่อม (Overlap).....53
4.8 (a)	การจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณการเหลื่อมโดยใช้โปรแกรม Orcad/PSpice.....54
4.8 (b)	ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณการเหลื่อม .....54
4.9	รูปแบบที่ใช้จำลองการทำงานบนโปรแกรม PSCAD ของ PFD.....55
4.10	แสดงผลการจำลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 มีเฟสตรงกับสัญญาณ U2.....55
4.11	แสดงผลการจำลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 นำหน้าสัญญาณ U2.....56
4.12	แสดงผลการจำลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 ล้าหลังสัญญาณ U2.....56
4.13	วงจร Current-fed Parallel Inverter.....57
4.14	วงจร Zero-crossing Detector.....57
4.15	วงจรกำเนิดความถี่.....58
4.16	วงจรตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....58
4.17	ผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์กระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลด มีเฟสตรงกัน.....59
4.18	ผลการจำลองการทำงานเมื่อตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ตรวจจับค่าความคลาด เคลื่อนของเฟสอยู่ในสภาวะนำหน้า.....59
4.19	ผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์กระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลด มีเฟสตรงกัน.....60
4.20	ผลการจำลองการทำงานเมื่อตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ตรวจจับค่าความคลาด เคลื่อนของเฟสอยู่ในสภาวะล้าหลัง.....60
4.21	ผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์กระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลด มีเฟสตรงกัน.....60
5.1	แสดงสัญญาณที่ผ่านการแยก โคดทางแสง เพื่อใช้สำหรับจุดชนวนให้กับ SCR ( $Q_1$ และ $Q_2$ ).....63
5.2	แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี $\alpha > 90^\circ$ .....64
5.3	แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี $\alpha \approx 90^\circ$ .....64
5.4	แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี $\alpha \approx 30^\circ$ .....65

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5	แรงดันของวงจรเรียงกระแสโดยมี $\alpha \approx 0^\circ$ .....65
5.6	รูปร่างของสัญญาณแรงดัน $V_{AC}$ และกระแสทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับ $I_{AC}$ และแรงดันของวงจรเรียงกระแส $V_{DC}$ .....66
5.7	กระแสที่ไหลกลับแรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสที่โหลด 80 โอห์ม.....67
5.8	กระแสที่ไหลกลับแรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสที่โหลด 20 โอห์ม.....67
5.9	ผลตอบสนองต่อสเตปคำสั่งกระแส $I_{dc}$ .....68
5.10	สัญญาณสำหรับขั้วมอสเฟตทั้ง 2 คู่ มีสัญญาณเหลื่อมกัน 450 nS.....69
5.11	สัญญาณสำหรับขั้วมอสเฟตทั้ง 2 คู่ มีสัญญาณเหลื่อมกัน 450 nS.....69
5.12	สัญญาณสำหรับขั้วมอสเฟตทั้ง 2 คู่ มีสัญญาณเหลื่อมกัน 450 nS.....70
5.13	ระบบการควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบออตโนมติ.....70
5.14	แสดงผลการทดลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 มีเฟสตรงกับสัญญาณ U2.....71
5.15	แสดงผลการทดลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 นำหน้าสัญญาณ U2.....71
5.16	แสดงผลการทดลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 ล้าหลังสัญญาณ U2.....72
5.17	แสดงสัญญาณสำหรับขั้วเกตมอสเฟตนำหน้าสัญญาณกระแสสำหรับขั้วโหลด.....73
5.18	สัญญาณกระแส ( $I_o$ ) และแรงดัน ( $V_o$ ) สำหรับขั้วโหลดอยู่ในสภาวะ มีเฟสตรงกันเมื่อทำการเลื่อนเฟสแรงดัน ( $V_o$ ) ไปข้างหน้า $2 \mu S$ .....73
5.19	แผนผังการตรวจจับค่าความคลาดเคลื่อนของเฟส โดยใช้ MCS-51.....74
5.20	วงจรที่ใช้ในการทดลองระบบควบคุมความถี่แบบออตโนมติ.....75
5.21	สัญญาณกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขั้วโหลด และสัญญาณที่ใช้ในการ ตรวจจับเฟส เมื่ออยู่ในสภาวะความถี่เรโซแนนซ์ค่า 13.24kHz.....76
5.22	สัญญาณกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขั้วโหลด และสัญญาณที่ใช้ในการ ตรวจจับเฟส เมื่ออยู่ในสภาวะความถี่เรโซแนนซ์ค่า 20kHz.....77
5.23	สัญญาณกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขั้วโหลด และสัญญาณที่ใช้ในการ ตรวจจับเฟส เมื่ออยู่ในสภาวะความถี่เรโซแนนซ์ค่า 29kHz.....78
5.24	ผลตอบสนองต่อสเตปความถี่อินพุทของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่.....79
5.25	ผลตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟสตรงกับกระแสที่ใช้ในการขั้วโหลด.....80
5.26	ผลตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟสนำหน้ากับกระแสที่ใช้ใน การขั้วโหลด.....81

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.27	ผลตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โพลดีมีเฟสล้าหลังกับกระแสที่ใช้ในการขับ โหลด.....81
5.28	มิติของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนและเข้าหาลอม.....82
5.29	วงจรมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ.....84
5.30	ไดอะแกรมจำลองการทำงานขณะไม่ได้ใส่ชิ้นงาน บนโปรแกรม PSCAD.....87
5.31	รูปร่างของกระแสขาออก ( $I_o$ ) แรงดันขาออก ( $V_o$ ) และกำลังขาออก ( $P_o$ ) เมื่อควบคุมกระแสที่ดิสทริบิวต์ที่ 1.8 A.....88
5.32	รูปร่างของกระแสขาออก ( $I_o$ ) แรงดันขาออก ( $V_o$ ) และกำลังขาออก ( $P_o$ ) เมื่อควบคุมกระแสที่ดิสทริบิวต์ที่ 5.5 A.....88
5.33	รูปร่างของกระแสขาออก ( $I_o$ ) แรงดันขาออก ( $V_o$ ) และกำลังขาออก ( $P_o$ ) เมื่อควบคุมกระแสที่ดิสทริบิวต์ที่ 6.8 A.....89
5.34	รูปร่างของกระแสขาออก ( $I_o$ ) แรงดันขาออก ( $V_o$ ) และกำลังขาออก ( $P_o$ ) เมื่อควบคุมกระแสที่ดิสทริบิวต์ที่ 7.9 A.....89
5.35	รูปร่างของสัญญาณกระแสและแรงดันขาออก(หรือที่ตกรวมขดลวดเหนี่ยวนำ) เมื่ออยู่ในสถานะเรโซแนนซ์.....90
5.36	รูปร่างของสัญญาณกระแสล้าหลังแรงดันเป็นมุม 10 องศา เมื่อเกิดอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ 30 °C .....91
5.37	รูปร่างของสัญญาณกระแสล้าหลังแรงดันเป็นมุม 15 องศา เมื่อเกิดอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ 35 °C .....92
5.38	รูปร่างของสัญญาณกระแสล้าหลังแรงดันเป็นมุม 20 องศา เมื่อเกิดอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ 40 °C .....93
5.39	ไดอะแกรมจำลองการทำงานขณะไม่ได้ใส่ชิ้นงาน บนโปรแกรม PSCAD .....95
5.40	รูปร่างของกระแสขาออก ( $I_o$ ) แรงดันขาออก ( $V_o$ ) และกำลังขาออก ( $P_o$ ) เมื่อควบคุมกระแสที่ดิสทริบิวต์ที่ 12 A.....96
5.41	รูปร่างของสัญญาณกระแสและแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำอยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ ที่อุณหภูมิ 500 °C และสัญญาณตัวตรวจจับเฟสอยู่ในสถานะมีเฟสตรงกัน.....96
5.42	รูปภาพหลังจากชิ้นงานถูกหลอมที่อุณหภูมิ 500 °C .....97

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเราได้ให้ความสำคัญต่อปัญหาทางด้านของสิ่งแวดล้อม และการประหยัดพลังงาน ดังนั้นการหลอมชิ้นงานโดยอาศัยการเหนี่ยวนำจึงเป็นทางเลือกที่ดีและเหมาะสมเพราะว่า มีความปลอดภัยเพราะไม่ต้องใช้เชื้อเพลิงซึ่งเป็นมลภาวะต่อสิ่งแวดล้อม ใช้เวลาในการหลอมได้อย่างรวดเร็วจึงมีการสูญเสียพลังงานน้อยและประหยัดพลังงาน ใช้พื้นที่ในการทำงานน้อย ง่าย ราคาถูกและทำการบำรุงรักษาได้ง่าย เครื่องหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำนั้นแบ่งตามชนิดของแหล่งจ่ายได้ 2 ชนิดคือ 1) เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายแรงดันซึ่งมีข้อดีคือสามารถออกแบบและวิเคราะห์การทำงานได้ง่าย ส่วนข้อเสียคือต้องใช้ตัวเก็บประจุสำหรับแก้เพาเวอร์แฟกเตอร์ที่ทนแรงดันได้สูง เมื่อเกิดการลัดวงจรที่โหลดจะเกิดการเสียหาย 2) เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกใช้เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งเป็นระบบที่มีข้อดีอยู่หลายประการดังนี้ [1]

- 1.1.1 ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังกันมากที่สุดในด้านของอุตสาหกรรม
- 1.1.2 เมื่อเกิดการลัดวงจรที่โหลดไม่เกิดการเสียหาย
- 1.1.3 ไม่ต้องใช้ตัวเก็บประจุสำหรับแก้เพาเวอร์แฟกเตอร์ ที่ทนแรงดันได้สูง
- 1.1.4 ระบบมีความเชื่อถือได้สูง

โดยทั่วไปแล้วเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ ชนิดแหล่งจ่ายกระแสมีหลักการการทำงานเริ่มจากจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit) เพื่อแปลงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และมีตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ต่ออยู่เพื่อควบคุมกระแสดีซีลิงค์ (DC. Link Current) ให้คงที่และมีค่ากระแสเฟืองน้อย เพื่อจ่ายให้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Inverter) ทำการสวิตซ์ให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปในขดลวด ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กในขดลวดซึ่งจะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและเกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) เป็นวงปิดในตัวนำหลอมและมีความร้อนเกิดขึ้น ในทางไฟฟ้านั้นวงจรเสมือนของโหลด (Induction Heating Load) จะประกอบไปด้วย ความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ โดยมีตัวเก็บประจุต่อขนานกัน ซึ่งเรียกกันโดยทั่วไปว่าวงจรแทงค์ (Tank Circuit) ปัญหาจากการที่ชิ้นงานได้รับความร้อนจะส่งผลทำให้คุณสมบัติทางไฟฟ้า และทางแม่เหล็กเกิดการเปลี่ยนแปลง เมื่อพารามิเตอร์ของวงจรแทงค์เปลี่ยนแปลง จะมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดเปลี่ยน

แปลงตามไปด้วย ถ้าในกรณีไม่มีการควบคุมความถี่ในการสวิทซ์ให้กับอินเวอร์เตอร์จะมีผลทำให้กำลังทางด้านเอาต์พุตมีค่าต่ำ ดังนั้นถ้าเราสามารถควบคุมให้เครื่องหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำทำงานที่สภาวะเรโซแนนซ์ได้ ระบบก็จะเกิดการส่งถ่ายกำลังงานสูงสุด

## 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

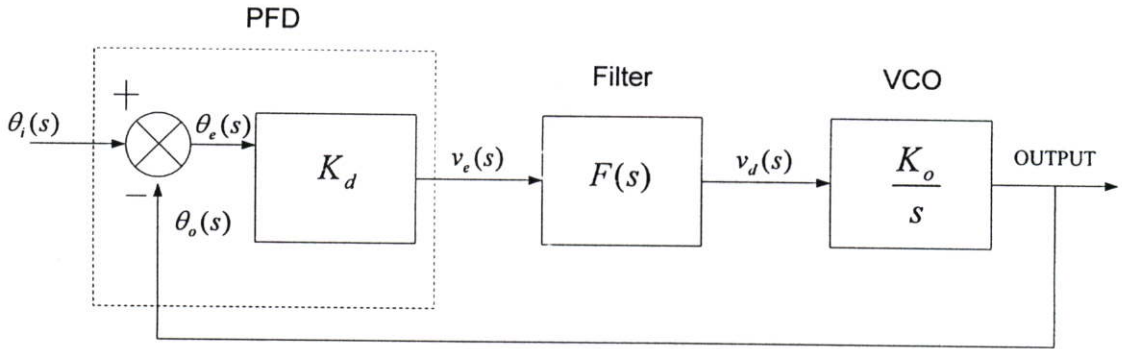
1.2.4 สามารถวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน เช่น อิมพีแดนซ์ มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส Quality Factor และกำลังไฟฟ้า ซึ่งตัวแปรเหล่านี้จะมีความสัมพันธ์โดยตรงเมื่อความถี่เกิดการเปลี่ยนแปลง

1.2.5 สามารถวิเคราะห์ได้ว่าเมื่อชิ้นงานได้รับความร้อนจะมีผลต่อคุณสมบัติทางแม่เหล็กและทางไฟฟ้า ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อความถี่ในการสวิทซ์ของอินเวอร์เตอร์

## 1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

เมื่อให้ความร้อนแก่ชิ้นงานถึงจุดอุณหภูมิ Curie Point จะทำให้ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กนี้เกือบเท่ากับอากาศ ที่จุดอุณหภูมิดังกล่าวจะมีผลให้สารนั้นหมดสภาพความเป็นสารแม่เหล็กจะมีผลทำให้ค่าความเหนี่ยวนำของชิ้นงานลดลงอย่างมาก ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดจะเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยในงานวิจัยนี้จะทำการควบคุมความถี่ในการสวิทซ์ของอินเวอร์เตอร์ให้ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดแบบอัตโนมัติ เพื่อต้องการให้กำลังทางด้านเอาต์พุตมีค่าสูงสุด โดยใช้หลักการของ Phase Lock Loop (PLL) เพื่อทำการควบคุมให้กระแสและแรงดันที่ใช้ในการขับโหลดอยู่ในสภาวะมีเฟสตรงกัน หรืออยู่ในสภาวะความถี่เรโซแนนซ์ โดยในรูปแบบที่ 1.1 เป็นแผนผังการทำงานของเฟสล็อกลูป ซึ่งการทำงานของเฟสล็อกลูปเริ่มจาก Phase Frequency Detector (PFD) ซึ่งมีคุณสมบัติในการตรวจจับความคลาดเคลื่อนของความถี่และตรวจจับความคลาดเคลื่อนของเฟส โดยจะทำการเปรียบเทียบเฟสของ  $\theta_o(s)$  (เฟสของกระแสที่ใช้ในการขับโหลด) กับ  $\theta_i(s)$  (เฟสของแรงดันที่ใช้ในการขับโหลด) ทำให้ได้ค่าความคลาดเคลื่อนของเฟส (Phase Error :  $\theta_e$ ) เพื่อส่งต่อไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Filter : LPF) โดยเอาต์พุตที่ได้จะควบคุมวงจรถูกกำเนิดความถี่ (Voltage Controlled Oscillator : VCO)

สำหรับใช้ในการสวิตช์ให้กับมอเตอร์เฟส ซึ่งจะทำให้ได้ค่า  $\theta_o(s)$  เท่ากับค่า  $\theta_i(s)$  ดังนั้นจะทำให้กระแสและแรงดันที่วงจรเรโซแนนซ์มีเฟสตรงกัน



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรม การทำงานของ Phase Lock Loop

#### 1.4 ขอบเขตการวิจัย

การควบคุมความถี่ของการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติโดยใช้เฟสล็อกลูปลำดับเตาหลอมแบบเหนี่ยวนำ ในงานวิจัยนี้สามารถแบ่งเรื่องได้ดังนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย ขั้นตอนของการศึกษา และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 จะกล่าวถึงพื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเตาหลอม หลักการของวงจรเรโซแนนซ์ และหลักการวิเคราะห์การทำงานของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสแบบเต็มบริดจ์

บทที่ 3 จะกล่าวถึงลิเนียร์เฟสล็อกลูปล คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูปล วงจรกรองลูปล พิจารณาการทำงานของลิเนียร์เฟสล็อกลูปลในสภาวะล็อก และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของลิเนียร์เฟสล็อกลูปล ตัวจับเฟสแบบดิจิตอลชนิดเอกซ์คูลูซีฟออร์เกท ตัวจับเฟสแบบดิจิตอลชนิด JK ฟลิปฟลอป และตัวจับเฟสแบบดิจิตอลชนิดเฟส-ความถี่ พิจารณาการทำงานของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกลูปลในสภาวะล็อก

บทที่ 4 จะกล่าวถึงส่วนประกอบต่างๆของระบบควบคุมความถี่ในการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ และอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสแบบเต็มบริดจ์ พร้อมทั้งจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม PSCAD ของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ที่มีระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ

บทที่ 5 ทำการทดลอง ส่วนประกอบต่างๆของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสแบบเต็มบริดจ์ ที่มีระบบควบคุมความถี่ในการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติโดยใช้เฟส

ลือกูปลูก ทำการทดลองระบบควบคุมเมื่อค่าความเหนียวนำเกิดการเปลี่ยนแปลงเพื่อแสดงให้เห็นว่าระบบที่ได้นำเสนอมีความสามารถในการควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ ทำการทดลองระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติเมื่อโหลดมีอุณหภูมิ 500 °C เพื่อแสดงให้เห็นว่า ระบบควบคุมที่นำเสนอมีความสามารถในการควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติเมื่อชิ้นงานได้รับความร้อนแล้ว ทำให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กและทางไฟฟ้าเกิดการเปลี่ยนแปลงไป และคำนวณพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องเพื่อหาประสิทธิภาพของขดลวดเหนียวนำ

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

## 1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

- 1.5.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับเครื่องหลอมแบบเหนียวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแส
- 1.5.2 ศึกษาวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน
- 1.5.3 ศึกษาวงจรเฟสลือกูปลูก ที่ใช้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่
- 1.5.4 ออกแบบวงจรและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสพิกัด 1 กิโลวัตต์
- 1.5.5 ออกแบบและสร้างวงจรควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ
- 1.5.6 ทดสอบพร้อมทั้งเก็บข้อมูล
- 1.5.7 นำข้อมูลมาวิเคราะห์ผลเปรียบเทียบกับหลักการทางทฤษฎี
- 1.5.8 นำผลการทดลองมาเพื่อหาประสิทธิภาพ
- 1.5.9 เขียนและพิมพ์วิทยานิพนธ์

## 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

สามารถนำเครื่องต้นแบบที่ได้จากการวิจัย ไปพัฒนาเพื่อใช้งานในอุตสาหกรรมที่มีพิกัดสูงๆ เพื่อลดการนำเข้าเทคโนโลยีจากต่างประเทศ

## บทที่ 2

# การหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำความร้อน

### 2.1 พื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า

การให้ความร้อนหรือการหลอมชิ้นงานโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ เป็นการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานที่ต้องการจะหลอมโดยการจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปในขดลวด ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กในขดลวด ซึ่งจะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและเกิดกระแสไหลวนเป็นวงปิดรอบชิ้นงาน และเนื่องจากการไหลของไฟฟ้ากระแสสลับดังนั้นก็จึงเกิดผลของ Skin Effect ซึ่งจะทำให้กระแสไหลเฉพาะบริเวณผิวด้านนอกของตัวชิ้นงานดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยมีความลึกของกระแสที่ไหลภายในชิ้นงานนี้ ขึ้นอยู่กับความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลซึ่งจะเป็นความถี่เดียวกับความถี่ที่ป้อนเข้าไปในขดลวดที่พันรอบ ดังแสดงในสมการที่ (2.1) [2] โดยเราสามารถพิจารณาการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้นทั้งระบบเป็นหม้อแปลง 1 ชุด โดยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเสมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนเบ้าหลอมจะเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบหนึ่งรอบดังแสดงในรูปที่ 2.2 ดังนั้นกระแสที่ไหลในชิ้นงานจะมีค่าเท่ากับปริมาณกระแสในขดลวด Working coil คูณกับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมินั่นเอง โดยสามารถหาค่ากำลังที่เกิดขึ้นที่ชิ้นงานได้ ดังแสดงในสมการที่ (2.3)

ผลของ Skin Effect สามารถอธิบายความสัมพันธ์กับความถี่ของการไหลของกระแสได้ โดยสมการที่ (2.1)

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (2.1)$$

จากสมการที่ (2.1) สามารถหาค่าความถี่ได้ดังสมการที่ (2.2)

$$f = \frac{\rho}{\pi \mu \delta^2} \quad (2.2)$$

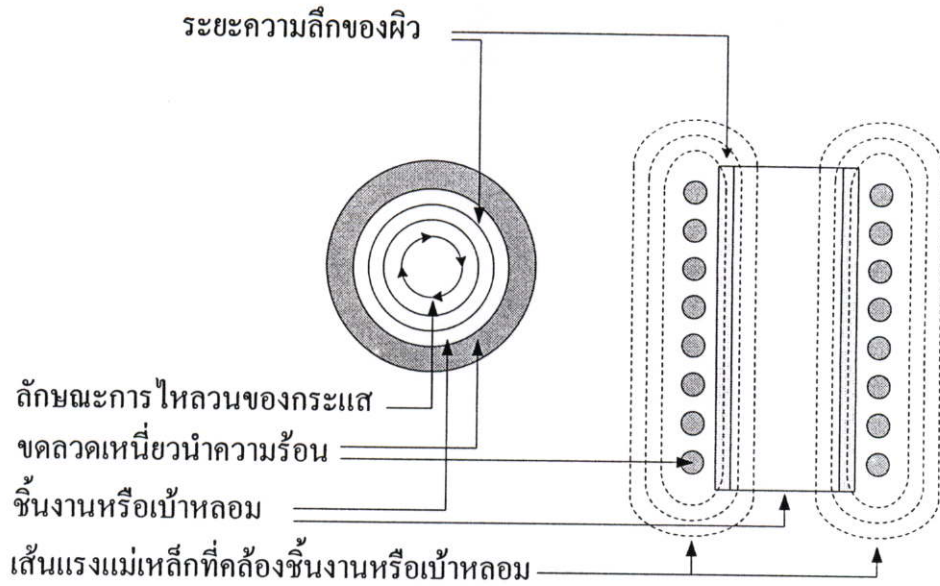
โดยที่

$\delta$  คือความลึกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในชิ้นงาน (m)

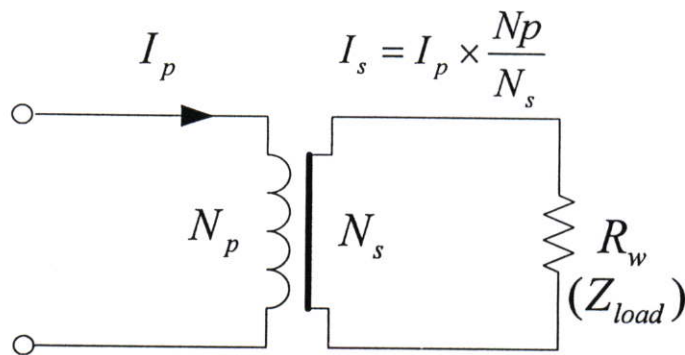
$\mu$  คือสภาพความซึมซาบสนามแม่เหล็ก (H / m)

$\rho$  คือสภาพความต้านทานจำเพาะของชิ้นงาน ( $\Omega \cdot m$ )

$f$  คือความถี่ (Hz)



รูปที่ 2.1 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน



รูปที่ 2.2 วงจรเสมือนของขดลวดให้ความร้อน

โดยค่าของ  $N_s$  มีค่าเท่ากับ 1 รอบ ดังนั้นจะทำให้ได้

$$I_s = I_p N_p$$

จะทำให้ได้

$$P_w = I_p^2 N_p^2 R_w \quad (2.3)$$

โดยที่

$P_w$  คือกำลังที่ชิ้นงาน (W)

$R_w$  คือความต้านทานสมมูลของชิ้นงาน ( $\Omega$ )

เมื่อให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน จะมีผลทำให้ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กมีขนาดลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น จนเมื่ออุณหภูมิสูงจนถึง Curie Point (ประมาณ 750 °C) จะทำให้ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กนี้ลดลงอย่างรวดเร็วจนมีค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กเกือบเท่ากับอากาศ ที่จุดอุณหภูมิดังกล่าวจะมีผลให้สารนั้นหมดสภาพความเป็นสารแม่เหล็ก จะมีผลทำให้ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance : L) ของชิ้นงานลดลงอย่างมาก จากสมการที่ (2.1) คุณสมบัติทางไฟฟ้าของชิ้นงานก็จะเปลี่ยนไปด้วย โดยค่าความต้านทานสมมูลของชิ้นงานจะลดลง เนื่องจากกระแสไหลวนจะไหลลึกลงไปในชิ้นงานได้มากขึ้น แต่ในส่วนของค่าสภาพความต้านทานไฟฟ้าจะสูงขึ้นอย่างต่อเนื่องตามอุณหภูมิ แต่หลังจากถึงจุด Curie Point แล้วก็จะเริ่มคงที่ จากสาเหตุนี้จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เกิดการเปลี่ยนแปลงไป โดยก่อนถึงจุด Curie Point จะมีความถี่เรโซแนนซ์ค่าหนึ่ง หลังถึงจุด Curie Point ก็จะมีค่าความถี่เรโซแนนซ์ค่าหนึ่ง

## 2.2 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเข้าหลอม

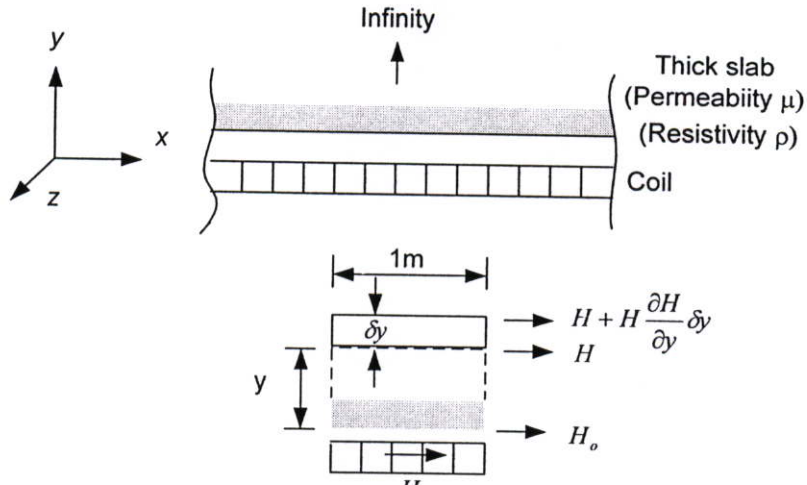
หลักการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานนั้นสามารถแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ คือ

### 2.2.1 การให้พลังงานความร้อนทางอ้อม

โดยอาศัยการถ่ายเทความร้อน (Heat Transfer) คือเมื่อขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กค้ำต้องผ่าน ชิ้นงานและเข้าหลอมซึ่งทำมาจากแกรไฟต์ ซึ่งเป็นสารแม่เหล็ก (Ferromagnetic) ถ้าชิ้นงานที่ต้องการหลอมไม่เป็นแม่เหล็ก (Non-Ferromagnetic) การหลอมจะอาศัยการถ่ายเทความร้อนที่เกิดขึ้นจากเข้าหลอมเพียงอย่างเดียว

### 2.2.2 การให้พลังงานความร้อนทางตรง

โดยอาศัยกระแสไหลวน คือในกรณีชิ้นงานเป็นสารแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำจะคล้อยผ่านชิ้นงานและเข้าหลอม ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสไหลวนในชิ้นงานด้วย ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถอธิบายได้ในรูปของทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า กับเข้าหลอมที่มีลักษณะอุดมคติที่เรียกว่า Semi-Infinite Slab [2] ดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมทางอุดมคติ

ในรูปที่ 2.3 แสดงระบบของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมทางอุดมคติ ซึ่งประกอบไปด้วยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและเบ้าหลอมที่มีความยาวและมีความหนาแน่น ซึ่งวางอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก โดยเบ้าหลอมทางอุดมคติเทียบได้กับโพลตรงกระบอกที่มีรัศมีเป็นอนันต์ โดยที่ผิวเบ้าหลอมมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็กเป็น  $H_0$  เนื่องจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กอยู่ชิดกับเบ้าหลอมมาก ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ขดลวดจะมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอมซึ่งจะมีค่าเปลี่ยนแปลงกับเวลาในทิศทางตามแกน X และสร้างกระแสเหนี่ยวนำขึ้นที่ผิวเบ้าหลอมตามแกน Z โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นปริมาณเวกเตอร์ โดยมีเงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอมดังสมการที่ 2.4 [2]

$$H_{x(y=0)} = H_{om} \cos \omega t \quad (2.4)$$

โดยที่

$$H_y = 0, H_z = 0$$

เมื่อค่า  $H_{om}$  เป็นค่ายอดของ  $H_x$  และที่ผิวของชิ้นงาน ( $y=0$ )

จากความสัมพันธ์ของความเข้มสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field : H) สนามไฟฟ้า (Electric Field : E) และความหนาแน่นของกระแส (Current Density : J) ในโลหะที่มีความถี่ต่ำจนถึงความถี่  $10^{10}$  Hz สามารถเขียนแทนดังสมการที่ 2.5 [2]

$$\nabla^2 H = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial H}{\partial t}; \quad \nabla^2 E = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial E}{\partial t}; \quad \nabla^2 J = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial J}{\partial t} \quad (2.5)$$

จากสมการที่ (2.5) สามารถเขียนสมการให้อยู่ในรูปของ  $H$  เรียกว่าสมการ skin effect ดังแสดงในสมการที่ (2.6)

$$\nabla^2 H = \frac{\partial^2 H}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial z^2} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial}{\partial t} (H_x + H_y + H_z) \quad (2.6)$$

จากสมการที่ (2.6) เนื่องจากเบ้าหอล้อมมีลักษณะเป็นอุดมคติ  $H_y = 0, H_z = 0$  ดังนั้นความเข้มของสนามแม่เหล็กเขียนได้ดังสมการที่ (2.7)

$$\nabla^2 H = \frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (2.7)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.7) จะพบว่าเป็น การเปลี่ยนแปลงของ  $H_x$  กับความลึกในแกน  $y$  ซึ่งผลของคำตอบในรูปของสมการอนุพันธ์ย่อยจะอยู่ในรูปของ  $H_x = H_x(y) \cos \omega t$  และสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อน เพื่อที่จะให้ได้ผลเฉลยอยู่ในรูปของจำนวนจริงได้ดังสมการที่ (2.8)

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - \frac{\mu}{\rho} j \omega H_x = 0$$

เมื่อกำหนดให้  $\alpha^2 = \frac{\mu \rho}{2\rho}$  ทำให้อยู่ในรูปของสมการดิฟเฟอเรนเชียลได้ดังนี้

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - 2j\alpha^2 H_x = 0$$

เมื่อกำหนดให้  $k^2 = 2j\alpha^2$  ดังนั้นผลเฉลยของสมการดิฟเฟอเรนเชียลจะได้

$$H_x = A_1 \exp(ky) + A_2 \exp(-ky)$$

จากเงื่อนไขขอบเขต โดยเมื่อ  $y = \infty$ ,  $H_x$  จะมีค่าจำกัดค่าใดค่าหนึ่งแสดงว่า  $A_1 = 0$  และเมื่อ  $y = 0, H_x = H_{om} \exp(j\omega t)$  ดังนั้น

$$H_x(y) = H_{om} \exp(-\alpha y \sqrt{2j}) \exp(j\omega t)$$

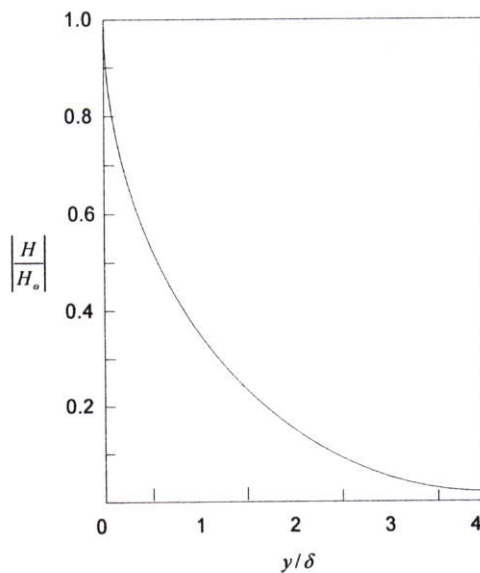
เมื่อ  $\sqrt{2j} = 1 + j$  ดังนั้น

$$\begin{aligned} H_x(y) &= H_{om} \exp[-1(+j)\alpha y + j\omega t] \\ &= H_{om} \exp(-\alpha y) \exp[j(\omega t - \alpha y)] \end{aligned}$$

เมื่อพิจารณาเฉพาะส่วนจริงจะทำให้ได้

$$H_x(y) = H_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \quad (2.8)$$

จากเงื่อนไขตามสมการที่ (2.4) เมื่อพิจารณาผลเฉลยของสมการที่ (2.8) จะพบว่าขนาดของความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียล และการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสที่ระยะใดๆ จากผิวของเข้าหลอมจะเป็นแบบล่าหลังเมื่อเทียบกับมุมเฟสที่ผิวเป็นปริมาณ  $\alpha y = \frac{y}{\delta}$  [2] โดยสามารถที่จะเขียนเป็นกราฟของความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มของสนามแม่เหล็กกับความลึกของผิวได้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มของสนามแม่เหล็กกับความลึกของผิว

ในการหาค่าความหนาแน่นของกระแส ความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก และฟลักซ์สนามแม่เหล็ก โดยเมื่อแทนค่าของ  $B = \mu H$  ลงในสมการที่ (2.8) จะทำให้ได้

$$B_x(y) = B_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y)$$

จากสมการของแมกซ์เวล  $J = \text{curl}(H)$

$$\begin{vmatrix} i & j & k \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix}$$

และที่ได้กล่าวไว้แล้วว่า  $H_y = 0, H_z = 0$  แสดงว่าไม่มีการเปลี่ยนแปลง ในทิศทางของ  $x$  และ  $z$  ทำให้ได้

$$\begin{vmatrix} i & j & k \\ 0 & \frac{\partial}{\partial y} & 0 \\ H_x & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

พิจารณาเฉพาะส่วนจริงจะทำให้ได้สมการที่ (2.9)

$$\begin{aligned} J_z &= -k \frac{\partial H_x}{\partial y} = k \left\{ -\exp(j\omega t) \left[ \frac{\partial}{\partial y} \exp(-\alpha y \sqrt{2j}) \right] \right\} H_{om} \\ &= k \left[ \alpha \sqrt{2j} \exp(-\alpha y \sqrt{2j}) + j\omega t \right] H_{om} \end{aligned}$$

แต่  $\sqrt{2j} = 1 + j = \sqrt{2} \exp\left(\frac{-j\pi}{4}\right)$  ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} J_z &= k \left\{ \alpha \sqrt{2} \exp \left[ -\alpha y (1 + j) + j\omega t + \frac{j\pi}{4} \right] \right\} H_{om} \\ &= k \alpha \sqrt{2} H_{om} \left[ \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y + \frac{\pi}{4}) \right] \end{aligned} \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) จะพบว่าความหนาแน่นของกระแสมีทิศทางตั้งฉากกับความเข้มสนามแม่เหล็กเสมอ และมีมุมเฟสแบบนำหน้าอยู่ 45 องศา

เมื่อ  $y = 0$

$$\begin{aligned} J_{z0} &= \sqrt{2} H_{om} \alpha \exp \left[ j \left( \omega t + \frac{\pi}{4} \right) \right] \\ &= \sqrt{2} H_{x0} \alpha \exp \left( j \frac{\pi}{4} \right) \end{aligned}$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} J_z(y) &= J_{om} \exp(j\omega t - \alpha y \sqrt{2j}) \\ &= j_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \end{aligned} \quad (2.10)$$

เราสามารถหาค่าความเข้มของสนามไฟฟ้า จากความสัมพันธ์  $E = \rho J$  โดยใช้ผลเฉลยของสมการที่ (2.10) ทำให้ได้สมการที่ (2.11)

$$E_z = \rho J_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \quad (2.11)$$

สำหรับการหาค่ากระแสรวมต่อหนึ่งหน่วยความยาว (มีหน่วยเป็นเมตร) โดยการอินทิเกรต  $J$  จะพบว่าจะมีมุมล้าหลังมุมเฟสความยาวของความหนาแน่นของกระแสที่ผิวอยู่ 45 องศา ดังสมการที่ (2.12)

$$\begin{aligned} I &= \int_0^{\infty} J_z dy(x_1) \\ &= \frac{J_{om}}{\sqrt{2\alpha}} \cos(\omega t - \frac{\pi}{4}) \end{aligned} \quad (2.12)$$

จากที่ได้กล่าวมาแล้วเมื่อมีกระแสไหลในเบ้าหลอมก็จะเกิดมีความร้อนขึ้น โดยกำลังสูญเสียที่เบ้าหลอมต่อ 1 ตารางเมตร และเนื่องจากความหนาแน่นของกระแสแปรตามเวลาเป็นรายคาบ ดังนั้นในการหาค่ากำลังสูญเสียต่อหนึ่งพื้นที่จึงต้องหาค่าเฉลี่ยกำลังต่อ 1 คาบเวลจะมีค่า ดังสมการที่ (2.13) [2]

$$\begin{aligned} P &= \int_0^{\infty} \rho J_z^2(y) dy(x_1)(x_1) \\ &= \rho J_{om}^2 \int_0^{\infty} \exp(-2\alpha y) \cos^2(\omega t - \alpha y) dy dt \\ &= \frac{\rho J_{om}^2}{4\alpha} \end{aligned}$$

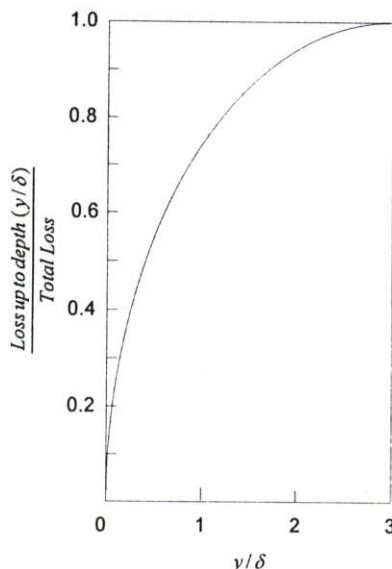
แต่เรารู้แล้วว่าค่าของ  $|J_{om}| = \sqrt{2}|H_{om}| \alpha = \sqrt{2}|H_{om}| / \delta$  และ  $H_o$  เป็นค่า r.m.s. ของ  $H$  ดังนั้นจะได้

$$P = \frac{\rho H_{om}^2}{2\delta} = \frac{\rho H_o^2}{\delta} \quad (2.13)$$

เราสามารถหาค่ากำลังสูญเสียของเบ้าหลอมจากผิวถึงระดับความลึก  $y$  โดยเป็นสัดส่วนกำลังสูญเสียทั้งหมด ดังแสดงในสมการที่ (2.14) [2]

$$\frac{P_y}{P} = 1 - \exp(-2\alpha y) \quad (2.14)$$

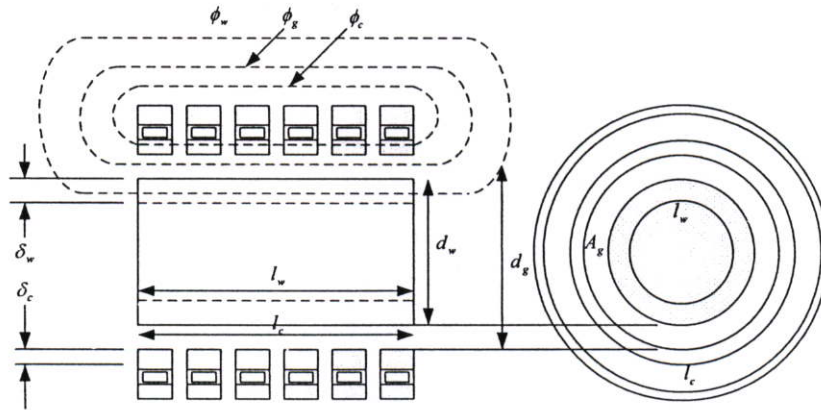
จากสมการที่ (2.14) ทำให้เราสามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวของเบ้าหลอม ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวเบ้าหลอม

### 2.3 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

จากที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นแล้วว่า ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนจะเปรียบเสมือนขดลวดทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบเท่ากับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ส่วนเบ้าหลอมจะเปรียบเสมือนขดลวดทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเพียงหนึ่งรอบเท่านั้น และชิ้นงานเป็นโหลดที่ต่ออยู่โดยความต้านทานสมมูลของโลหะที่เป็นชิ้นงานจะมีค่าค่อนข้างต่ำ โดยพิจารณาว่ามีความต้านทานต่ออนุกรมกับค่าตัวเหนี่ยวนำ เมื่อเกิดการเหนี่ยวนำความร้อนพิจารณาในรูปที่ 2.6 ฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กจะคล่องผ่านระบบ [2] คือ



รูปที่ 2.6 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กค้ำงผ่านเข้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

### 2.3.1 เส้นแรงแม่เหล็กที่ค้ำงผ่านเข้าหลอม (Work flux : $\phi_w$ )

เราสามารถหาค่ากำลังงานที่เกิดขึ้นที่ขั้วงานและเส้นแรงแม่เหล็กที่ค้ำงผ่านเข้าหลอมได้ดังสมการที่ (2.15) และ (2.16) [2] ตามลำดับ

$$P_w = \mu\pi f H_{Rm}^2 (l_w A_w) p \quad (2.15)$$

$$\phi_{wm} = \mu H_{Rm} A_w (q - jp) \quad (2.16)$$

โดยที่  $p$  และ  $q$  เป็นค่าตัวเลขเฉพาะ

$\phi_{wm}$  คือค่ายอดของเส้นแรงแม่เหล็กที่ผิวของเข้าหลอม (Wb)

$H_{Rm}$  คือค่ายอดของความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของเข้าหลอม ( $A \cdot m^{-1}$  หรือ  $A/m$ )

$l_w$  คือความยาวของขั้วงานที่ถูกเหนี่ยวนำ (m)

$A_w$  คือพื้นที่หน้าตัดของเข้าหลอม ( $m^2$ )

$R$  คือรัศมีของเข้าหลอม (m)

### 2.3.2 เส้นแรงแม่เหล็กที่ค้ำงผ่านอากาศ (Air-gap : $\phi_g$ )

ค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กในอากาศซึ่งปกติจะขนาดค่อนข้างใหญ่ในขณะที่ไม่มีเข้าหลอมอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก แต่จะมีขนาดเล็กลงเมื่อมีเข้าหลอมอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เพราะพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์ค้ำงผ่านจะลดลงนอกจากนี้ ยังส่งผลให้ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กแย่งกว่าปกติ ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.17) [2]

$$\phi_{gm} = \mu_o H_{Rm} A_g \quad (2.17)$$

### 2.3.3 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

ตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็เกิดปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับที่เบ้าหลอม เราสามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.18) [2]

$$\phi_{cm} = k_r \mu_0 \delta_c \pi d_c H_{om} \frac{(1-j)}{2} \quad (2.18)$$

โดยที่

$\delta_c$  คือความลึกที่เกิดขึ้นในขดลวด

$k_r$  คือค่า Correction Factor ปกติจะมีค่าระหว่าง 1-1.5 โดยทั่วไปใช้ค่า 1.5

เมื่อรวมค่าฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กทั้งระบบจะได้

$$\phi_{om} = \phi_{wm} + \phi_{gm} + \phi_{cm}$$

ถ้าต้องการให้อยู่ในรูปของ r.m.s. จะได้

$$\phi_o = \phi_w + \phi_g + \phi_c$$

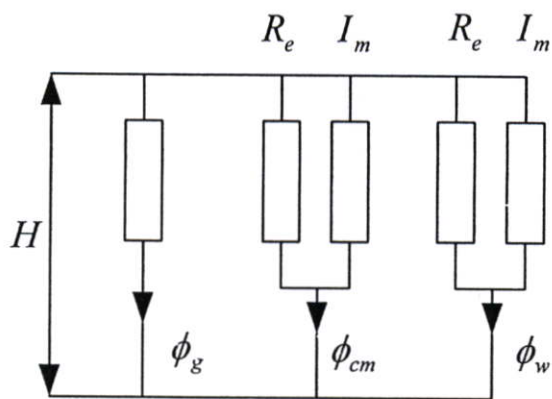
เมื่อพิจารณาในรูปที่ 2.6(b) เราสามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ (2.19) [2]

$$\phi_{om} = \mu_0 H_{om} \left[ \left( A_g + \mu_r q A_w + k_r \frac{\pi d_c \delta_c}{2} \right) - j \left( \mu_r p A_w + k_r \frac{k d_c \delta_c}{2} \right) \right] \quad (2.19)$$

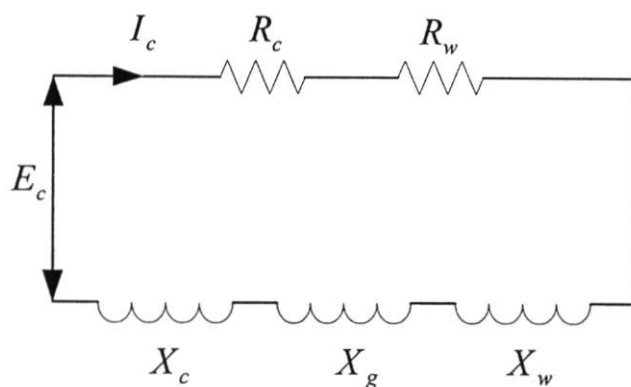
แรงดันที่ตกคร่อมขดลวดแบบ r.m.s. สามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.20) [2]

$$E_c = \frac{2\pi f \mu_0 N_c^2}{l_c} I_c \left[ \left( \mu_r p A_w + \frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2} \right) + j \left( A_g + \mu_r q A_w + \frac{k_r \pi d_c}{2} \right) \right] \quad (2.20)$$

จากทางเดินของฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถเขียนเป็นเส้นทางเดินของสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 2.7 (a) และในรูปที่ 2.7 (b) เป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้า โดยสามารถนำมาเขียนให้อยู่ในรูปของอิมพีแดนซ์ได้ ดังสมการที่ (2.21) [2]



รูปที่ 2.7(a) วงจรสมมูลทางแม่เหล็กของขดลวดเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.7(b) วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของขดลวดเหนี่ยวนำ

$$Z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) \quad (2.21)$$

โดย

$R_w$  คือความต้านทานของชิ้นงาน

$$R_w = K(\mu_r p A_w) \quad (2.22)$$

$R_c$  คือความต้านทานของขดลวด

$$R_c = K \left( \frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2} \right) \quad (2.23)$$

$X_g$  คือรีแอกแตนซ์จากช่องอากาศ

$$X_g = K(A_g) \quad (2.24)$$

$X_w$  คือรีแอกแตนซ์จากขั้วงาน

$$X_w = K(\mu_r q A_w) \quad (2.25)$$

$X_c$  คือรีแอกแตนซ์จากขดลวด

$$X_c = K\left(\frac{k_r \pi d \delta_c}{2}\right) \quad (2.26)$$

โดยที่  $K = [2\pi f \mu_0 N_c^2 / I_c]$

เราสามารถนำค่าเหล่านี้มาคำนวณเป็นคุณสมบัติของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กได้ดังนี้

ประสิทธิภาพของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

$$\eta = \frac{R_w}{R_c + R_w} \quad (2.27)$$

ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

$$\cos \phi = \frac{R_w + R_c}{Z} \quad (2.28)$$

โดย

$$Z^2 = (R_c + R_w)^2 + (X_g + X_w + X_c)^2 \quad (2.29)$$

กำลังที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

$$P = \frac{P_w}{\eta} \quad (2.30)$$

กำลังที่ปรากฏที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

$$(VA)_c = P / \cos \phi = I_c^2 Z \quad (2.31)$$

แรงดันต่อรอบที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

$$\frac{E_c}{N_c} = \frac{(VA)_c}{H_o I_c} \quad (2.32)$$

กระแสต่อรอบที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

$$I_c N_c = H_o I_c \quad (2.33)$$

## 2.4 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรเรโซแนนซ์

วงจรไฟสลับที่เกิดสภาวะเรโซแนนซ์หมายถึง วงจรที่มีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของวงจรเท่ากับหนึ่ง นั่นคือกระแสที่ไหลในวงจรจะมีเฟสตรงกันกับแรงดันที่จ่ายให้แก่วงจร และค่าอิมพีแดนซ์เทียบเท่าภายในวงจรจะเหลือแต่ค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น เพราะค่าอินดักทีฟรีแอกแตนซ์และค่าคาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์จะหักล้างกันหมดไป ในขั้นพื้นฐานจะสามารถแยกพิจารณาออกเป็น 2 ลักษณะคือ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม และวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

### 2.4.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonant Circuit)

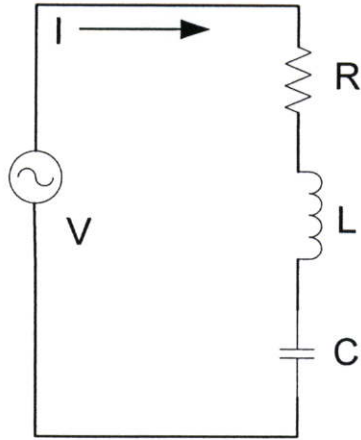
ลักษณะพฤติกรรมทางไฟฟ้า ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมจะมีอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์ต่ำที่สุด ดังนั้นจะทำให้กระแสไหลผ่านวงจรได้มากที่สุดจึงทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าที่โหลดมีค่าสูงสุด วิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าทำได้โดยการลดแรงดันที่จ่ายให้วงจรหรือเลื่อนความถี่การใช้งานให้ต่ำหรือสูงกว่าตำแหน่งเรโซแนนซ์ เมื่อพิจารณาในรูปที่ 2.8 a) ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร RLC ที่ต่อแบบอนุกรมจะมีค่าดังสมการที่ (2.34)

$$Z = R + j(X_L - X_C) \quad (2.34)$$

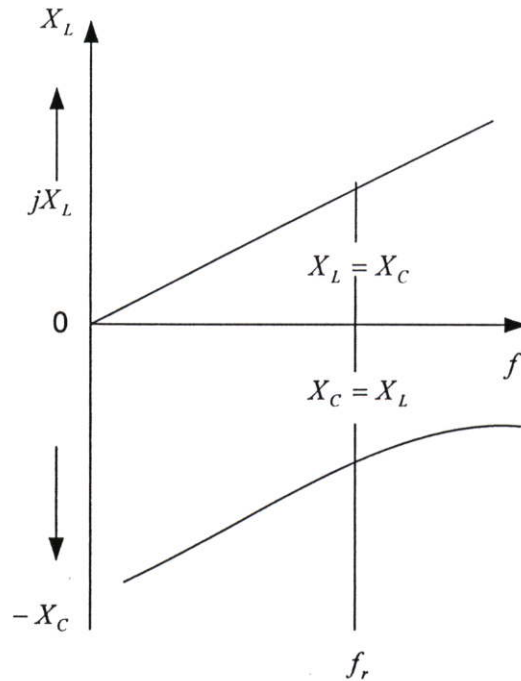
สภาวะเรโซแนนซ์จะสามารถหาค่าความถี่ได้ดังสมการที่ (2.35)

$$\begin{aligned} X_L &= X_C \\ 2\pi f_r L &= \frac{1}{2\pi f_r C} \\ f_r^2 &= \frac{1}{(2\pi)^2 LC} \\ f_r &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \end{aligned} \quad (2.35)$$

จากสมการ (2.34) จะพบว่าค่าอิมพีแดนซ์จะขึ้นอยู่กับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ เนื่องจากค่า  $X_L = 2\pi fL$  และค่า  $X_C = 1/2\pi fC$  จากรูปที่ 2.8 b) จะเห็นว่าเมื่อความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ามีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ค่า  $X_L$  จะมีค่าเพิ่มขึ้น ส่วนค่าของ  $X_C$  จะมีค่าลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นด้วย โดยที่ผลรวมของค่ารีแอกแตนซ์จะมีค่าเท่ากับ  $(X_L - X_C)$  ดังนั้นถ้าหากความถี่ของแหล่งจ่ายไฟมีค่าเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ ดังสมการที่ (2.35) ก็จะมีผลทำให้ค่ารีแอกแตนซ์รวมมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นอิมพีแดนซ์รวมของวงจรจะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทาน ( $Z=R$ )



รูปที่ 2.8 (a) วงจร RLC อนุกรม

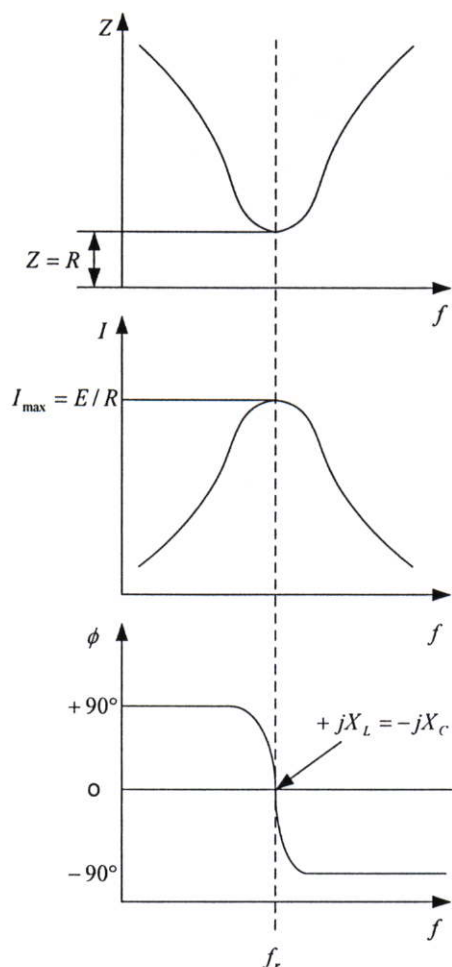


รูปที่ 2.8 (b) ความสัมพันธ์ของ  $X_L$  และ  $X_C$  ต่อความถี่สำหรับวงจร RLC แบบอนุกรม

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (2.36)$$

$$I = V / Z \quad (2.37)$$

จากสมการที่ (2.36) และสมการที่ (2.37) นำค่าอิมพีแดนซ์รวมและกระแสที่ไหลในวงจรที่ความถี่ใดๆ มาเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 อิมพีแดนซ์รวม และกระแสที่ไหลในวงจร RLC แบบอนุกรม ที่ความถี่ต่างๆ

ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ความถี่ใดๆ ดังแสดงในสมการที่ (2.38) ที่ความถี่เรโซแนนซ์จะพบว่าแรงดัน  $V_L$  และ  $V_C$  จะกลับเฟสกันอยู่ 180 องศา และแรงดัน  $V_R$  จะมีค่ามากที่สุด (แรงดัน  $V_L$  และ  $V_C$  หักล้างกันมีค่าเป็นศูนย์) แสดงว่าที่สถานะเรโซแนนซ์จะไม่มีพลังงานสะสม

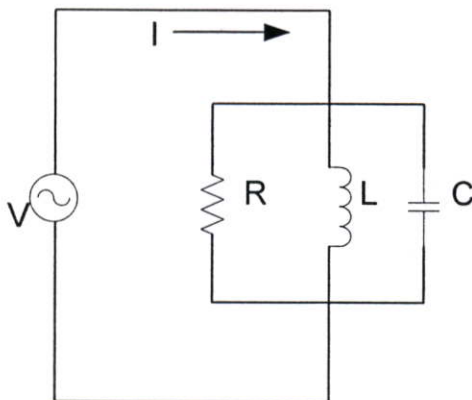
$$V_R = IR; V_L = IX_L; V_C = IX_C \quad (2.38)$$

ตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor : Q) หมายถึงอัตราส่วนระหว่างพลังงานที่ถูกเก็บเอาไว้ต่อพลังงานที่ถูกใช้ไป สำหรับในวงจร RLC อนุกรมพลังงานถูกเก็บเอาไว้ที่ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ จะสลับกันไปมาตลอดเวลา เพราะฉะนั้นในขณะเกิดสถานะเรโซแนนซ์ค่าของ Q จะมีค่าเท่ากับ อัตราส่วนของค่ารีแอกแตนซ์ทั้งสองต่อค่าของความต้านทาน ดังแสดงในสมการที่ (2.39)

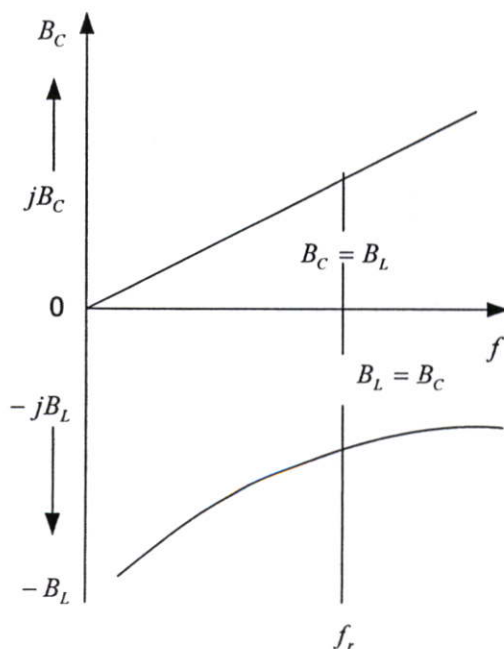
$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} \quad (2.39)$$

### 2.4.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonant Circuit)

เมื่อพิจารณาในรูปที่ 2.10 จะพบว่า เมื่อวงจรเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ได้ก็ต่อเมื่อ อินдукติฟ ซัมเชฟแดนซ์มีค่าเท่ากับคาปาซิทีฟ ซัมเชฟแดนซ์ หรือ  $B_L = B_C$  ดังนั้นค่าแอดมิตแดนซ์ของวงจรจะน้อยที่สุด หรือกล่าวได้ว่ามีค่าเท่ากับควมนำเท่านั้น ดังแสดงในสมการที่ (2.41)



รูปที่ 2.10 (a) วงจร RLC แบบขนาน



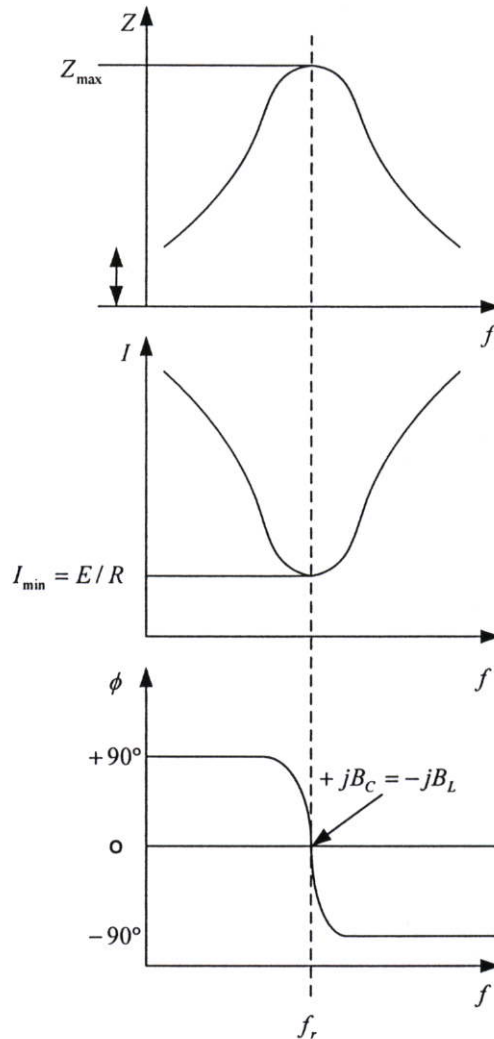
รูปที่ 2.10 (b) ความสัมพันธ์ของ  $X_L$  และ  $X_C$  ต่อความถี่สำหรับวงจร RLC แบบขนาน

$$Y = G + j(B_c - B_L) \quad (2.40)$$

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

$$Y = G = \frac{1}{R} \quad (2.41)$$

เมื่อนำค่าอิมพีแดนซ์รวมและกระแสที่ไหลในวงจร RLC แบบขนานที่ความถี่ใดๆ มาเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 อิมพีแดนซ์รวม และกระแสที่ไหลในวงจร RLC แบบขนาน ที่ความถี่ต่างๆ

เมื่อเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ขึ้นในวงจร RLC แบบขนาน กระแสทั้งหมดที่ไหลในวงจรจะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานเพียงอย่างเดียว ส่วนกระแสที่ไหลผ่านคาปาซิเตอร์และตัวเหนี่ยวนำจะหักล้างกันหมดไป ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและตัวคาปาซิเตอร์จะมีค่ามากกว่ากระแสที่ไหลในวงจรมากก็เท่าที่ข้อมเป็นไปได้ แต่ผลสุดท้ายค่ากระแสที่ไหลใน

วงจรก็จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานนั่นเอง ส่วนค่าของ  $Q$  ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานจะมีค่าเท่ากับ อัตราส่วนระหว่างค่าชัซเซฟแดนซ์ทั้งสองต่อค่าความนำของวงจร ดังสมการที่ (2.42)

$$Q_r = \frac{B_C}{G} = \frac{B_L}{G} \quad (2.42)$$

โดยสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของกระแสได้ดังสมการที่ (2.43)

$$Q_r = \frac{I_C}{I_R} = \frac{I_L}{I_R} \quad (2.43)$$

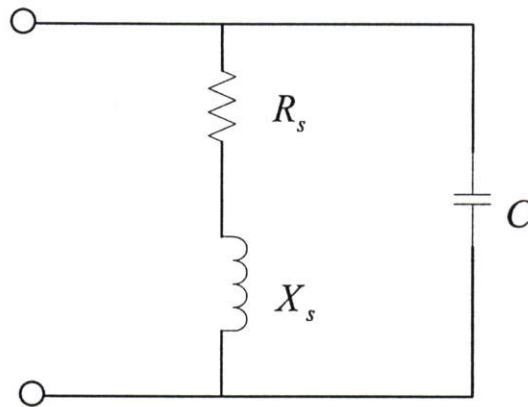
โดยที่

$Q_r$  คือค่า  $Q$  ในขณะเกิดสภาวะเรโซแนนซ์

$B_C$  คือค่า คาปาซิทีฟ ชัซเซฟแดนซ์ในขณะเกิดสภาวะเรโซแนนซ์

$B_L$  คือค่า อินดักทีฟ ชัซเซฟแดนซ์ในขณะเกิดสภาวะเรโซแนนซ์

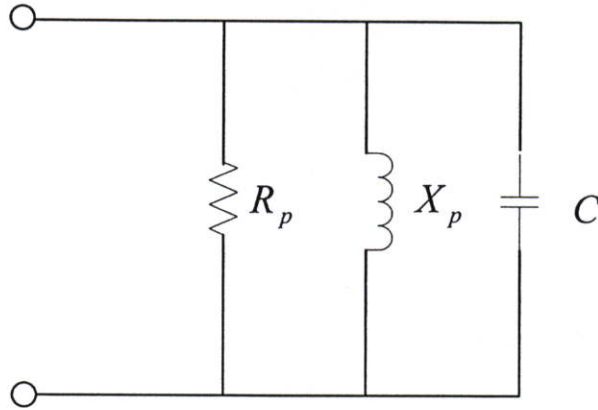
$G$  คือค่า ความนำของวงจร



รูปที่ 2.12 วงจรแทงค์

สำหรับในรูปที่ 2.12 เป็นวงจรเสมือนของโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งโดยทั่วไปจะเรียกว่าวงจรแทงค์ โดยเมื่ออยู่ที่สภาวะเรโซแนนซ์ค่าอิมพีแดนซ์รวมของวงจรสามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.44)

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.44)$$



รูปที่ 2.13 วงจร RLC แบบขนาน

เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์หาค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรแท่งที่แสดงในรูปที่ 2.12 เราสามารถเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของวงจร RLC แบบขนาน ดังแสดงในรูปที่ 2.13 โดยสามารถค่าอิมพีแดนซ์รวมของวงจรดังแสดงในสมการที่ (2.45) [3]

$$Z(f) = \frac{R_p}{1 + jQ_p \left( \frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f} \right)} \quad (2.45)$$

โดยที่

$$R_p = \frac{x_s^2}{R_s} \quad (2.46)$$

$$X_p = X_s \quad (2.47)$$

$$Q_p = \frac{\omega L}{R} \quad (2.48)$$

$R_p$  คือค่าความต้านทานสมมูลของวงจรแท่งที่แหล่งจ่ายมองเห็น

$Q_p$  คือค่า Quality Factor ของวงจรแท่ง

$f_o$  คือค่า Natural resonant frequency ของวงจรแท่ง

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.46) จะพบว่า  $R_p$  มีค่าแปรผกผันกับค่า  $R_s$  ดังนั้นเมื่อมีการใส่ชิ้นงานลงไปในช่วงความถี่จะส่งผลทำให้ค่า  $R_p$  มีค่าลดลงและค่า  $X_p$  มีค่าสูงขึ้นจึงมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงไปจากเดิม มีผลทำให้กำลังที่ด้านขาออกมีค่าลดลง

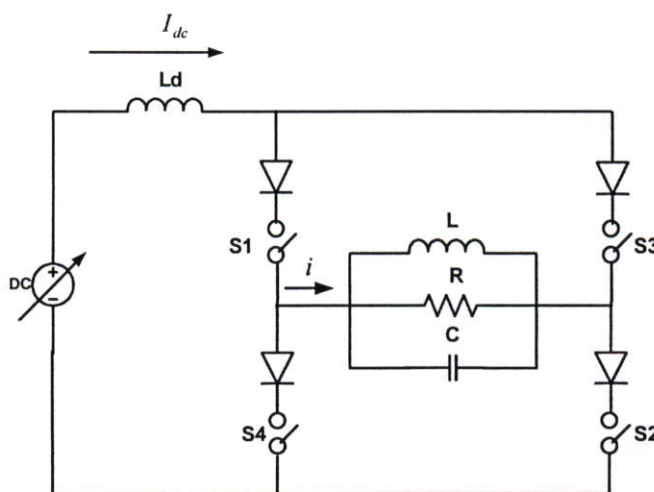
## 2.5 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสแสดงในรูปที่ 2.14 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟตรงคงที่ (Constant Current Source) โดยในทางปฏิบัติสามารถทำได้โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ เพื่อให้กระแสดีซีลิงค์เรียบและมีการป้อนกลับค่ากระแสเพื่อควบคุมให้กระแสดีซีลิงค์มีค่าคงที่ สวิตช์จะต้องเป็นชนิดที่สามารถปิดกั้นแรงดันได้สองทาง เช่น เอสซีอาร์, ทรานซิสเตอร์อนุกรมกับไดโอด, ไอจีบีทีหรือมอสเฟต อนุกรมกับไดโอด เป็นต้น และเพื่อให้เกิดกระแสพัลส์สลับที่โหลด การทำงานของสวิตช์จะต้องทำงานในลักษณะคู่ประกอบดังนี้

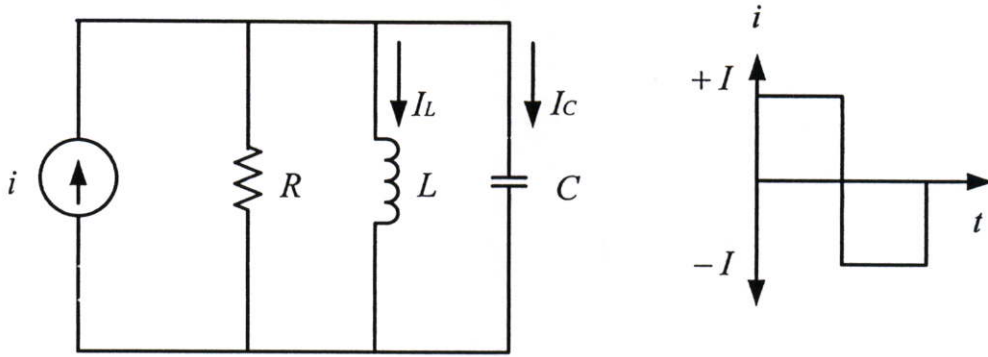
$$S1, S2 \text{ ON, } S3, S4 \text{ OFF} \quad i = +I \quad 0 < t < T/2 \quad (2.49)$$

$$S3, S4 \text{ ON, } S1, S2 \text{ OFF} \quad i = -I \quad T/2 < t < T \quad (2.50)$$

สำหรับแรงดันที่โหลดมีลักษณะเกือบจะเป็น Sine wave ในกรณีที่โหลดมีค่า Damping factor ที่ต่ำ และความถี่ในการทำงานใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ เพื่อให้สะดวกในการวิเคราะห์ที่สามารถเขียนเป็นวงจรมมูลอย่างง่ายดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.14 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์ห้วงจร

### 2.5.1 การวิเคราะห์ผลตอบสนองของโพลเดรโซแนนซ์ขนาน

การวิเคราะห์ผลตอบสนองของโพลเดรโซแนนซ์ขนานที่มีต่อกระแสพัลส์สี่เหลี่ยมจากวงจรรูปที่ 2.15 ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟจะได้

$$C \frac{du}{dt} + i_L + \frac{u}{R} = i \quad (2.51)$$

แทนค่า  $u = L \frac{di_L}{dt}$  ลงในสมการที่ (2.51) จะได้

$$CL \frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} + i_L = i \quad (2.52)$$

เมื่อจัดรูปสมการที่ (2.52) ใหม่ จะได้

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{LC} i_L = i \quad (2.53)$$

จากสมการที่ (2.53) จะได้ค่า Natural angular frequency, damping coefficient และ damping factor ดังแสดงในสมการที่ (2.54)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad \alpha = \frac{1}{2RC} \quad , \quad \xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.54)$$

## 2.5.2 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า

การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า ( $P_{load}$ ) สัญญาณแรงดันของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบขนาน จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะความถี่เรโซแนนซ์ โหลดมีค่า Damping Factor ต่ำ โดยสัญญาณกระแสจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นพัลส์สลับ ดังแสดงในรูปที่ 2.16

จากรูปที่ 2.16 รูปคลื่นของกระแสมีลักษณะเป็นฟังก์ชันคี่องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ของกระแสพัลส์สี่เหลี่ยมเป็นดังนี้

$$i(t) = I_1 \sin \omega t + I_3 \sin 3\omega t + \dots + I_n \sin n\omega t + \dots \quad (2.55)$$

โดยที่

$$I_1 = \frac{4I_m}{\pi} \quad \text{และ} \quad I_n = \frac{4I_m}{n\pi} \quad n = \text{จำนวนคี่} \quad (2.56)$$

ดังนั้น

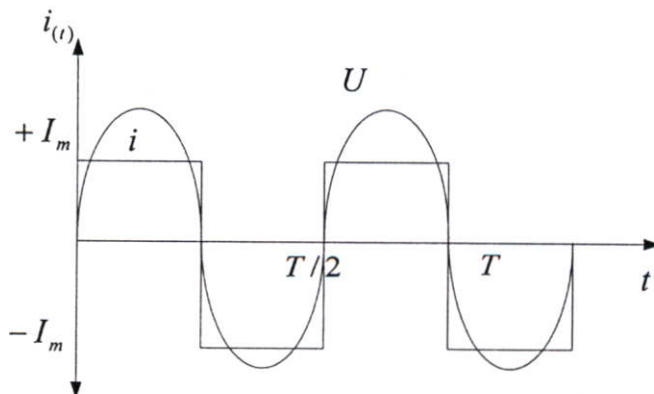
$$I_{1,rms} = \frac{4I_m}{\pi\sqrt{2}} \quad (2.57)$$

ส่วนแรงดันที่โหลดจะมีลักษณะเป็น Sinusoidal ดังนั้นจึงสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าได้จาก

$$P_{load} = I_{1,rms} \times V_{1,rms} \quad (2.58)$$

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

$$P_{load} = \frac{2I_m V_m}{\pi} \quad (2.59)$$



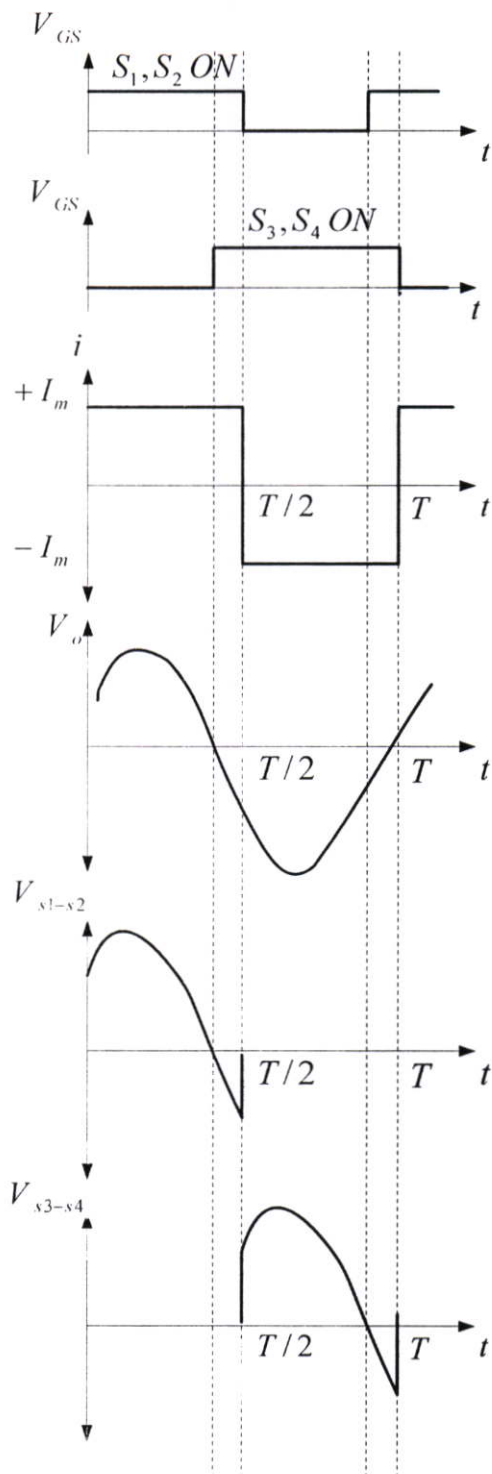
รูปที่ 2.16 รูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันที่โหลดในสภาวะเรโซแนนซ์

### 2.5.3 การทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์

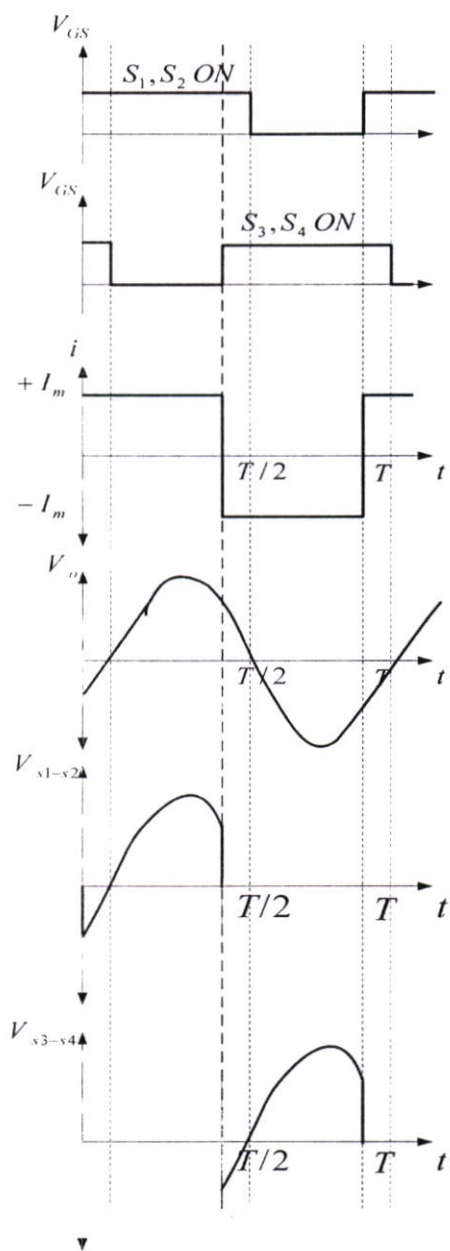
การทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะทำให้โหลดมีสภาพเป็นอินดักทีฟโหลด โดยมีรูปคลื่นของแรงดันกับกระแสที่โหลดและสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.17 [4] จะเห็นได้ว่าสวิตช์ตัวนำที่นำกระแสอยู่จะหยุดนำกระแสได้เมื่อหยุดป้อนแรงดันที่เกต และสวิตช์ที่เปิดวงจรอยู่จะนำกระแสได้ก็ต่อเมื่อสวิตช์อีกตัวนำกระแสไปแล้ว ซึ่งช่วงดังกล่าวอาจทำให้เกิดการทำงานที่ไม่ต่อเนื่องกันของสวิตช์ จึงทำให้เกิดสถานะเปิดวงจรออกของตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส ( $L$ ) ทำให้เกิดแรงดันยอดสูง (Spike Voltage) ขึ้นที่สวิตช์อาจทำให้สวิตช์เสียหายได้ สำหรับการปิดกั้นแรงดันของสวิตช์นั้นในช่วงที่แรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นบวกไอจีบีทีจะปิดกั้นแรงดันไว้ และเมื่อแรงดันเป็นลบไดโอดจะทำหน้าที่ปิดกั้นแรงดันแทน

### 2.5.4 การทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์

การทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะทำให้โหลดมีสภาพเป็นคาปาซิทีฟโหลด โดยมีรูปคลื่นของแรงดันกับกระแสที่โหลดและสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.18 จะเห็นได้ว่า การสั่งให้สวิตช์ตัวที่เปิดวงจรอยู่ให้นำกระแสจะทำให้สวิตช์ตัวที่นำกระแสอยู่ได้รับแรงดันรีเวิร์สไบอัสจึงหยุดนำกระแส ดังนั้นการทำงานของสวิตช์จะเป็นไปอย่างต่อเนื่องกันหรือเรียกว่าเป็นแบบคู่ประกอบกัน (Complementary Switch) สำหรับการปิดกั้นแรงดันของสวิตช์นั้นในช่วงที่แรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นบวกไอจีบีทีจะปิดกั้นแรงดันไว้ และเมื่อแรงดันเป็นลบไดโอดจะทำหน้าที่ปิดกั้นแรงดันแทน



รูปที่ 2.17 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่โหลดและที่อุปกรณ์สวิตช์ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (รูปร่างสัญญาณของกระแสจะล้าหลังรูปร่างสัญญาณแรงดัน ( $\xi < 1$ ))



รูปที่ 2.18 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่โหลดและอุปกรณ์สวิตช์ที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (รูปร่างสัญญาณของกระแสจะนำหน้ารูปร่างสัญญาณแรงดัน ( $\xi < 1$ ))

## บทที่ 3

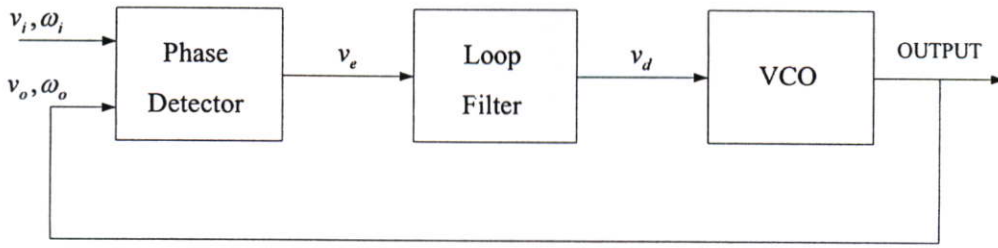
# เฟสล็อกลูป

### 3.1 บทนำ

เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loops : PLL) ได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ ได้แก่ การควบคุมในงานอุตสาหกรรม งานด้านโทรคมนาคม งานเครื่องมือวัด และเครื่องมือวัดมิติเดียว โดยเฟสล็อกลูปถูกนำไปใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์เป็นส่วนมาก นอกจากนี้ยังได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ควบคุมอุณหภูมิของน้ำโดยทำงานร่วมกับตัวควบคุมแบบ PID สำหรับในงานวิจัยนี้จะใช้เฟสล็อกลูปเพื่อควบคุมให้กระแสและแรงดันของวงจรเทงค์อยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ โดยเฟสล็อกลูปสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ชนิด [5] คือ ลิเนียร์เฟสล็อกลูป (LPLL) คลาสซิคอลดิิจิตอลเฟสล็อกลูป (DPLL) ออดดิิจิตอลเฟสล็อกลูป (ADPLL) และซอฟต์แวร์เฟสล็อกลูป (SPLL) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวเพียง 2 ชนิด คือ ลิเนียร์เฟสล็อกลูป และ คลาสซิคอลดิิจิตอลเฟสล็อกลูป

### 3.2 ลิเนียร์เฟสล็อกลูป (LPLL)

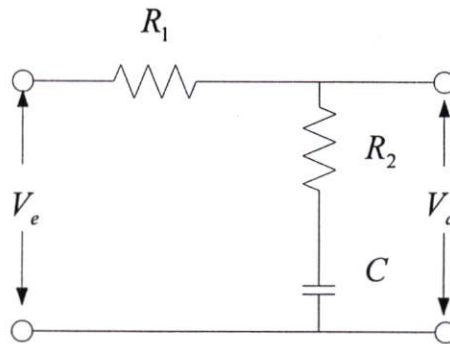
ลิเนียร์เฟสล็อกลูปเป็นเครื่องมือที่ทำให้สัญญาณหนึ่งตามรอยอีกสัญญาณหนึ่ง ซึ่งสัญญาณเอาท์พุตจะถูกทำให้พร้อมเฟรียง (Synchronous) กับสัญญาณอินพุตอ้างอิงทั้งความถี่และเฟส เฟสล็อกลูปเป็นระบบเซอร์โวธรรมดา ซึ่งจะควบคุมให้ความแตกต่างเฟสระหว่างเฟสเอาท์พุตกับเฟสอ้างอิงให้มีค่าน้อยที่สุด ลิเนียร์เฟสล็อกลูปประกอบไปด้วยวงจรตรวจจับเฟส (Phase Detector : PD) วงจรกรองลูป (Loop Filter : LF) และวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator : VCO) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยภาคตัวตรวจจับเฟสของลิเนียร์เฟสล็อกลูปทำหน้าที่ตรวจจับความคลาดเคลื่อนของเฟสของสัญญาณอินพุตอ้างอิง ( $v_i(t)$ ) ซึ่งโดยทั่วไปจะเป็นสัญญาณคลื่นไซน์ที่มีความถี่เชิงมุม ( $\omega_i$ ) กับสัญญาณเอาท์พุตของวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน ( $v_d(t)$ ) ซึ่งโดยทั่วไปจะเป็นรูปคลื่นไซน์หรือสัญญาณสี่เหลี่ยมที่สมมาตรที่มีความถี่เชิงมุม ( $\omega_o$ ) สัญญาณเอาท์พุต ( $v_e(t)$ ) ของภาคตรวจจับเฟสจะถูกส่งต่อไปยังภาครองลูป(วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน)ทำให้ได้แรงดันไฟกระแสตรง ( $v_d(t)$ ) ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณความคลาดเคลื่อนของเฟส เพื่อใช้ควบคุมวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) โดยทั่วไปวงจรรองลูปของลิเนียร์เฟสล็อกลูปส่วนมากจะใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง ซึ่งจะมีทั้งแบบพาสซีฟและแอคทีฟโดยจะได้อีกกล่าวต่อไป



รูปที่ 3.1 รูปแบบของลิเนียร์เฟสล็อกกลูป

### 3.2.1 วงจรกรองรูป

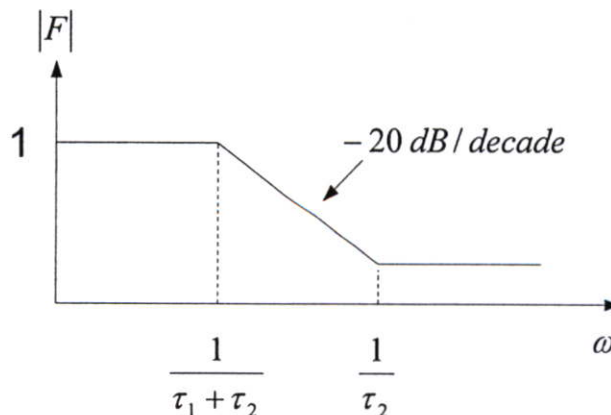
วงจรกรองรูปที่แสดงในรูปที่ 3.2 เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์ ซึ่งใช้กันมากในการออกแบบเฟสล็อกกลูป โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอน ดังแสดงในสมการที่ (3.1) [5] ซึ่งมี 1 โพลและ 1 ซีโร่



รูปที่ 3.2 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์

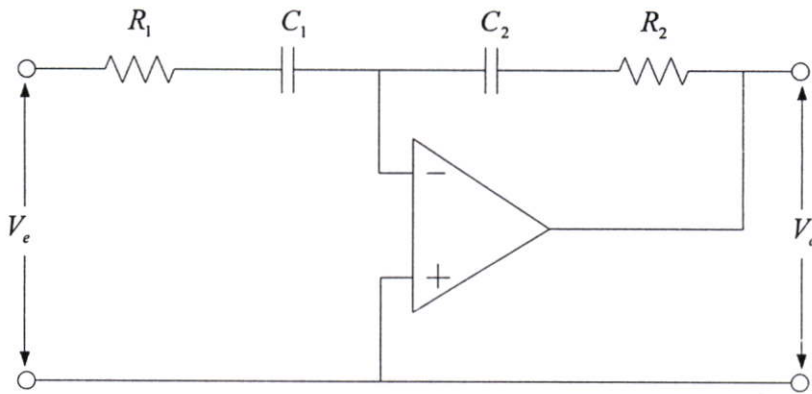
$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)} \quad (3.1)$$

เมื่อ  $\tau_1 = R_1C$  และ  $\tau_2 = R_2C$  ผลตอบสนองของวงจรแสดงในรูปที่ 3.3 [5]



รูปที่ 3.3 ผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์

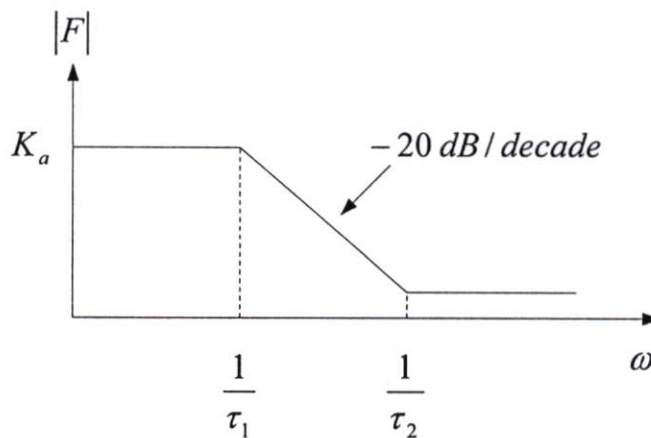
วงจรรองลูบที่แสดงในรูปที่ 3.4 เป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟแกล็กฟิลเตอร์ โดยฟังก์ชันของการถ่ายโอนจะมีอัตราขยาย  $K_a$  เพิ่มขึ้นมาโดยสามารถเลือกค่าได้มากกว่า 1 มากๆ ดังแสดงในสมการที่ (3.2) [5]



รูปที่ 3.4 วงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟแกล็กฟิลเตอร์

$$F(s) = K_a \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1} \quad (3.2)$$

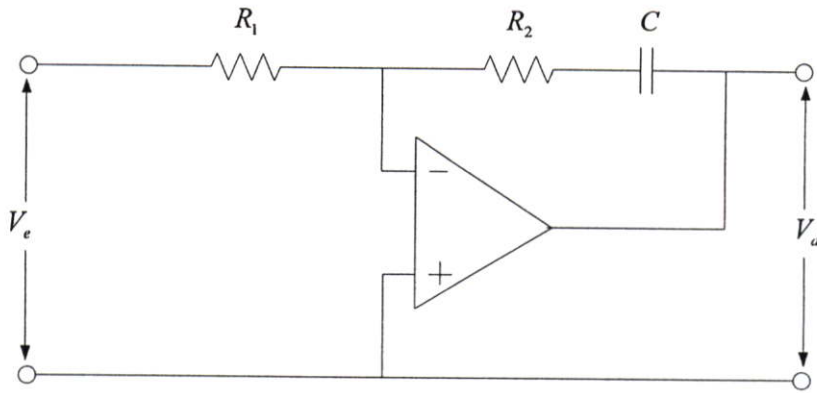
เมื่อ  $\tau_1 = R_1C_1$  และ  $\tau_2 = R_2C_2$  และ  $K_a = \frac{-C_1}{C_2}$  ผลตอบสนองของวงจรถูกแสดงดังรูปที่ 3.5 [5]



รูปที่ 3.5 ผลตอบสนองของวงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟแกล็กฟิลเตอร์

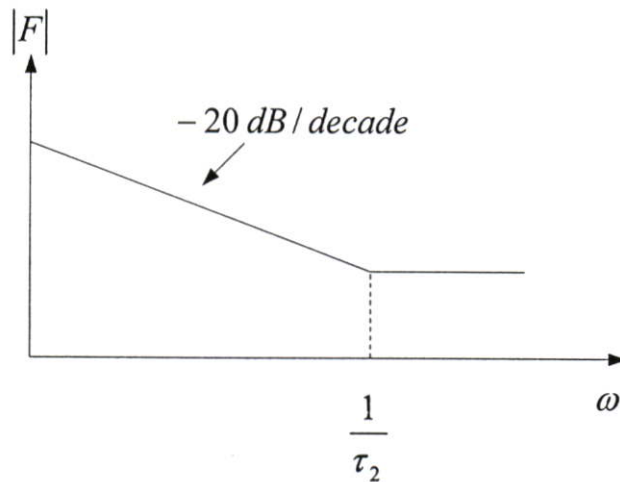
วงจรรองลูบที่แสดงในรูปที่ 3.6 เป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ PI ฟิลเตอร์ โดยมีฟังก์ชันของการถ่ายโอนแสดงในสมการที่ (3.3) [5]

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.6 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำแบบแอกทีฟ PI ฟิลเตอร์

เมื่อ  $\tau_1 = R_1 C$  และ  $\tau_2 = R_2 C$  ผลตอบสนองของวงจรแสดงในรูปที่ 3.7 [5] โดยมีโพลอยู่ที่  $s = 0$  ซึ่งทำหน้าที่เหมือนอินทิเกรเตอร์

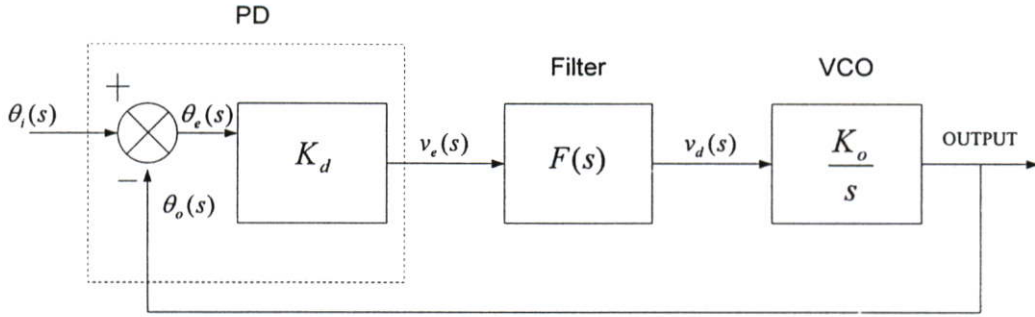


รูปที่ 3.7 ผลตอบสนองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ PI ฟิลเตอร์

### 3.2.2 การทำงานของลิเนียร์เฟสบล็อกคู่ในสถานะถ้อย

ในการทำงานของลิเนียร์เฟสบล็อกคู่สามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เมื่ออยู่ในสถานะถ้อยได้ดังรูปที่ 3.8 [5] โดยฟังก์ชันถ่ายโอน  $H(s)$  ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของ  $\theta_o$  ของสัญญาณเอาต์พุต และเฟส  $\theta_i$  ของสัญญาณอินพุต สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.4) [5]

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_o K_d F(s)}{s + K_o K_d F(s)} \quad (3.4)$$



รูปที่ 3.8 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของลิเนียร์เฟสล็อกกลูป

และสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนความคลาดเคลื่อนเฟส  $H_e(s)$  ได้ดังสมการที่ (3.5)

$$H_e(s) = \frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s}{s + K_o K_d F(s)} = 1 - H(s) \quad (3.5)$$

โดยที่

$K_o$  คืออัตราขยายของตัวตรวจจับเฟส

$K_d$  คืออัตราขยายของวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน

เมื่อแทนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองกลูป  $F(s)$  ตามชนิดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านลงในสมการที่ (3.4) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนเฟส  $H(s)$  ดังนี้

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์

$$H(s) = \frac{K_o K_d \frac{1 + s\tau_2}{\tau_1 + \tau_2}}{s^2 + s \frac{1 + K_o K_d \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} + \frac{K_o K_d}{\tau_1 + \tau_2}} \quad (3.6)$$

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟเล็กฟิลเตอร์

$$H(s) = \frac{K_o K_d K_a \frac{1 + s\tau_2}{\tau_1}}{s^2 + s \frac{1 + K_o K_d K_a \tau_2}{\tau_1} + \frac{K_o K_d K_a}{\tau_1}} \quad (3.7)$$

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ PI ฟิลเตอร์

$$H(s) = \frac{K_o K_d \frac{1+s\tau_2}{\tau_1}}{s^2 + s \frac{1+K_o K_d \tau_2}{\tau_1} + \frac{K_o K_d}{\tau_1}} \quad (3.8)$$

เราสามารถเขียนตัวหารของฟังก์ชันถ่ายโอนเฟส  $H(s)$  โดยเขียนให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐานคือ

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$$

โดยที่

$\omega_n$  คือความถี่ธรรมชาติ (Natural Frequency)

$\zeta$  คือตัวประกอบหน่วง (Damping Factor)

ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านใหม่ ได้ดังนี้

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟเล็กฟิเตอร์

$$H(s) = \frac{s\omega_n \left( 2\zeta - \frac{\omega_n}{K_o K_d} \right) + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.9)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1 + \tau_2}} \text{ และ } \zeta = \frac{\omega_n}{2} \left( \tau_2 + \frac{1}{K_o K_d} \right)$$

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟเล็กฟิเตอร์

$$H(s) = \frac{s\omega_n \left( 2\zeta - \frac{\omega_n}{K_o K_d K_a} \right) + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.10)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d K_a}{\tau_1}} \text{ และ } \zeta = \frac{\omega_n}{2} \left( \tau_2 + \frac{1}{K_o K_d K_a} \right)$$

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทิฟ PI ฟิเตอร์

$$H(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.11)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1}} \text{ และ } \zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$$

ในทางปฏิบัติลิเนียร์เฟสล็กกลุ่มส่วนมากจะมีอัตราขยายสูง ดังนั้นจะสอดคล้องกับเงื่อนไขคือ  $K_o K_d \gg \omega_n$  หรือ  $K_o K_d K_a \gg \omega_n$  ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองรูปจะแสดงดังสมการที่ (3.12) [5]

$$H(s) \approx \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.12)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนความคลาดเคลื่อนเฟส  $H_e(s)$  ที่มีอัตราขยายสูงทั้ง 3 แบบของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน แสดงดังสมการที่ (3.13) [5]

$$H_e(s) \approx \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.13)$$

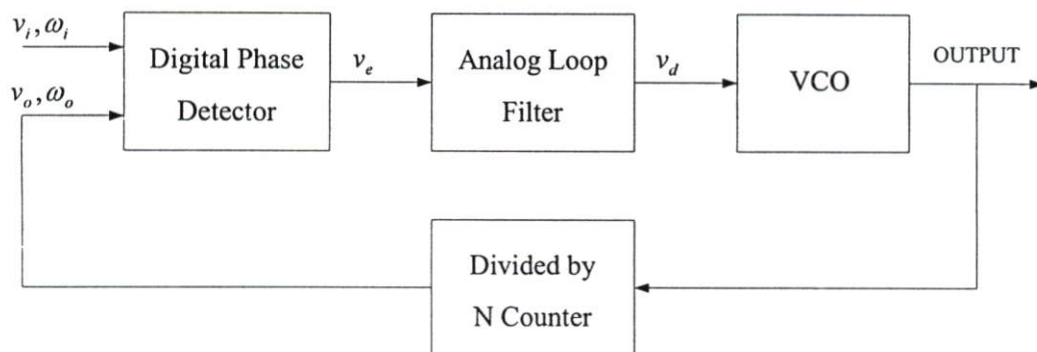
### 3.3 คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็กกลุ่ม (DPLL)

คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็กกลุ่ม เป็นระบบที่มีการผสมกันระหว่างส่วนที่เป็นอนาล็อกกับดิจิตอล ส่วนที่ทำงานเป็นดิจิตอลทั้งหมดของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็กกลุ่มคือ ภาคตรวจจับเฟส ในขณะที่ภาคกรองรูปและวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน ยังคงมีการทำงานเป็นแบบอนาล็อกอยู่ ดังนั้นคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็กกลุ่ม จึงมีการทำงานคล้ายกับลิเนียร์เฟสล็กกลุ่ม [5]

#### 3.3.1 รูปแบบของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็กกลุ่ม

โครงสร้างของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็กกลุ่ม แสดงดังรูปที่ 3.9 จะประกอบไปด้วย ภาคตัวตรวจจับเฟส ภาคกรองรูป และวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน ซึ่งเหมือนกับลิเนียร์เฟสล็กกลุ่ม ในการประยุกต์การใช้งานที่เกี่ยวกับการสังเคราะห์ความถี่จะมีการเพิ่มภาคความถี่  $N$  เข้าไประหว่างวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดันกับภาคตัวตรวจจับเฟส ดังนั้นวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน จะผลิตความถี่เป็น  $N$  เท่าของความถี่อ้างอิง ในส่วนของภาคกรองรูป และวงจรกำเนิดความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดันของคลาสซิคอลดิจิตอล

เฟสล็อกกลุ๊ป จะเหมือนกับที่ใช้ในลิเนียร์เฟสล็อกกลุ๊ป ในส่วนที่แตกต่างคือในส่วนของภาคตัวตรวจจับเฟสจะมีการทำงานเป็นแบบลอคจิก



รูปที่ 3.9 โครงสร้างของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกกลุ๊ป

### 3.3.2 ตัวตรวจจับเฟสแบบดิจิตอล

ตัวตรวจจับเฟสแบบดิจิตอลทำหน้าที่เปรียบเทียบความถี่ ซึ่งเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมทางด้านสัญญาณอินพุต และให้เอาท์พุตเป็นพัลส์ที่มีขนาดความกว้างเปลี่ยนแปลงตามความแตกต่างของเฟสของสัญญาณอินพุตทั้งสอง ตัวตรวจจับเฟสที่นิยมใช้กันคือ ตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท และตัวตรวจจับเฟสแบบ เจเค ฟลิปฟลอป และแบบเฟส-ความถี่ [5]

#### 3.3.2.1 ตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท

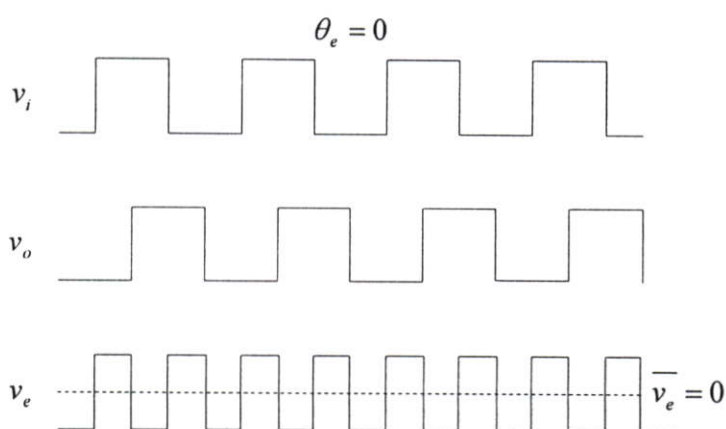
ตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท แสดงดังรูปที่ 3.10 โดยสัญญาณอินพุตทั้งสองของตัวตรวจจับเฟส แบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกทคือ  $v_i$  และ  $v_o$  จะมีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์ที่มีความสมมาตร และในรูปที่ 3.11 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท เมื่อค่าผิดพลาดเฟสเท่ากับศูนย์ สัญญาณ  $v_i$  และ  $v_o$  จะมีเฟสต่างกัน 90 องศา ดังนั้นสัญญาณเอาท์พุต  $v_e$  จะเป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุตและมีค่าวัจจักรหน้าที่ (Duty Cycle) เท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ เนื่องจากความถี่สูงของสัญญาณ  $v_e$  จะถูกกรองทิ้งไปด้วยวงจรกรองลูป ดังนั้นเราจึงพิจารณาเพียงค่าเฉลี่ยของ  $v_e$  ดังแสดงด้วยเส้นประในรูปที่ 3.11 คือค่าเฉลี่ยของระดับลอคจิกอินพุตทั้งสอง  $\overline{v_e}$  โดยถ้าเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกทได้รับการจ่ายไฟจากแหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์  $\overline{v_e}$  จะมีค่าเท่ากับ 2.5 โวลต์ ซึ่งค่าแรงดัน ณ จุดนี้กำหนดให้เป็นจุดสงบ (Quiescent Point) ของเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกท และที่ระดับแรงดันนี้จะให้เป็นจุดอ้างอิง  $\overline{v_e} = 0$  ดังนั้นเมื่อสัญญาณเอาท์พุต  $v_o$  มีค่ามากกว่าสัญญาณอินพุต  $v_i$  ค่าผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  จะมีค่าเป็นบวกดังแสดงในรูปที่ 3.12 โดยค่าของวัจจักรหน้าที่ที่มีค่ามากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ จึงทำให้ค่า  $\overline{v_e}$  มีค่ามากกว่าศูนย์ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าค่าของ  $\overline{v_e}$  จะมีค่ามากที่สุดเมื่อค่าผิดพลาดเฟสเท่ากับ 90 องศา

และค่าของ  $\overline{v_e}$  จะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อค่าผิดพลาดเฟสอยู่ที่  $-90^\circ$  หมายความว่าเมื่อนำค่าผิดพลาดเฟสไปเปรียบเทียบกับ  $\overline{v_e}$  สามารถเขียน กราฟได้ดังรูปที่ 3.13 โดยค่าผิดพลาดเฟสจะเป็นสัดส่วนกับ  $\overline{v_e}$  อยู่ในช่วง  $-\pi/2 < \theta_e < \pi/2$  สามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ (3.14) [5]

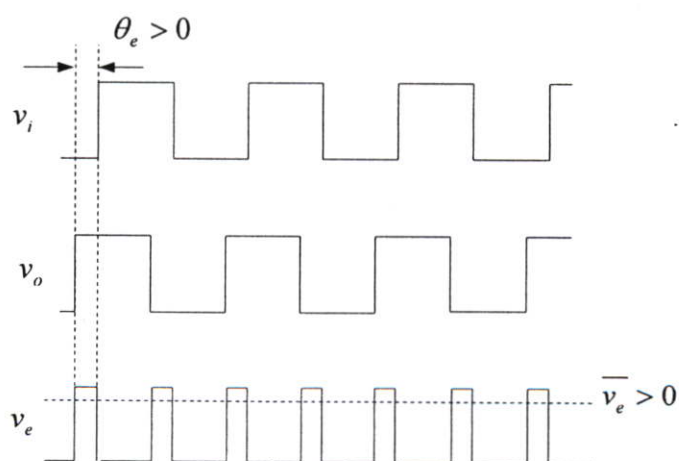
$$\overline{v_e} = K_d \theta_e \quad (3.14)$$



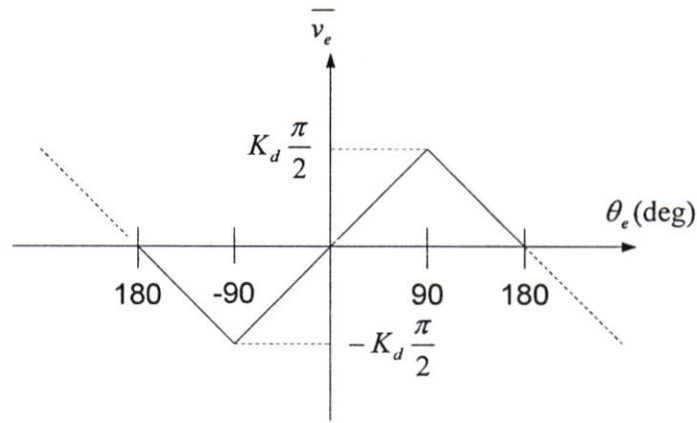
รูปที่ 3.10 ตัวตรวจจับเฟสแบบเอกซ์คลูซีฟออร์เกท



รูปที่ 3.11 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  เท่ากับศูนย์



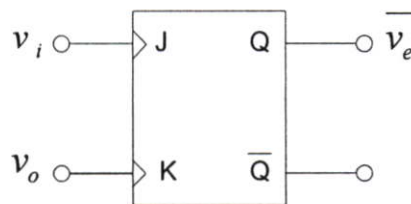
รูปที่ 3.12 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  มากกว่าศูนย์



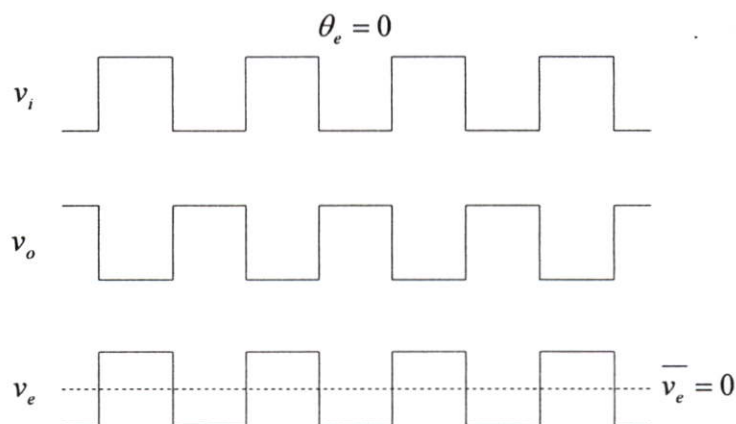
รูปที่ 3.13 สัญญาณเอาต์พุต  $\overline{v_e}$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คูซิฟออร์เกท

### 3.3.2.2 ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป

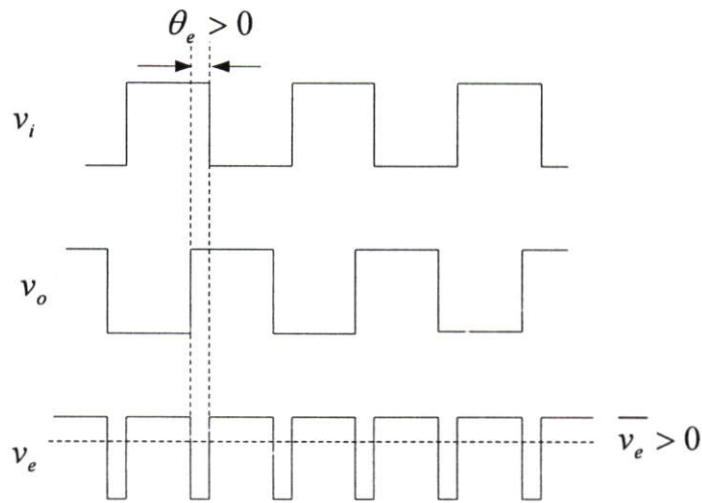
ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอปแสดงในรูปที่ 3.14 โดยจะมีการทำงานเมื่อมีสัญญาณพัลส์ขอบขาขึ้นปรากฏที่ขาอินพุต J ทำให้เอาต์พุตของฟลิปฟลอปเปลี่ยนเป็นสถานะลอจิกสูง ( $Q=1$ ) และจะเปลี่ยนเป็นลอจิกต่ำ ( $Q=0$ ) เมื่อมีสัญญาณพัลส์ขอบขาขึ้นปรากฏที่ขาอินพุต K



รูปที่ 3.14 ตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป

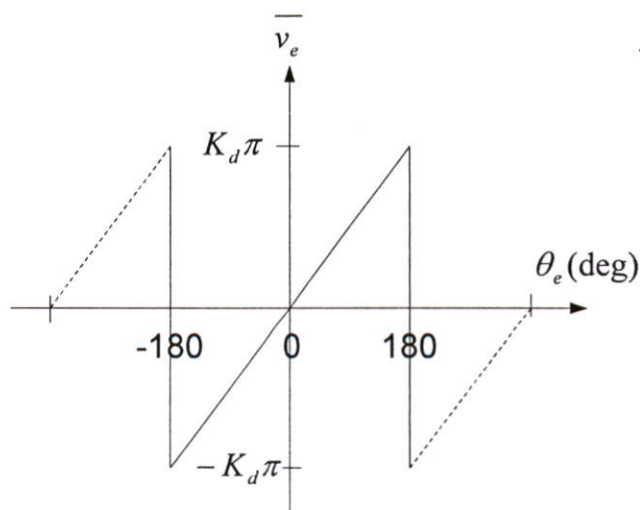


รูปที่ 3.15 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  เท่ากับศูนย์



รูปที่ 3.16 แสดงความแตกต่างค่าผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  มากกว่าศูนย์

จากรูปที่ 3.15 แสดงรูปสัญญาณของตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอปที่มีค่าผิดพลาดทางเฟสเป็นศูนย์ เมื่อสัญญาณ  $v_i$  และ  $v_o$  ต่างเฟสกันอยู่ 180 องศา สัญญาณเอาต์พุต  $\overline{v_e}$  เป็นสัญญาณที่สมมาตรและมีคาบเหมือนกับความถี่อ้างอิง ถ้าความคลาดเคลื่อนของเฟสเป็นบวก ดังแสดงในรูปที่ 3.16 ค่าวัฏจักรการทำงานจะมีค่ามากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งค่า  $\overline{v_e}$  จะมีค่าเป็นบวก ดังนั้น  $\overline{v_e}$  จะมีค่าสูงสุดเมื่อความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 180 องศา และมีค่าต่ำสุดเมื่อความคลาดเคลื่อนทางเฟสเท่ากับ 180 องศา และในรูปที่ 3.17 แสดงค่าเปรียบเทียบระหว่างค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟสกับค่า  $\overline{v_e}$  ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นรูปฟันเลื่อย พิสัยค่าผิดพลาดทางเฟสที่ค่า  $\overline{v_e}$  เป็นสัดส่วนกับค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟสอยู่  $-\pi < \theta_e < \pi$  และสามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (3.15) [5] โดยตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอปสามารถรักษาการตามรอยเฟสเมื่อเกิดความคลาดเคลื่อนเฟสมากกว่าตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็ทซ์คลูซีฟออร์เกทอยู่สองเท่า



รูปที่ 3.17 สัญญาณเอาต์พุต  $\overline{v_e}$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบ JK ฟลิปฟลอป

$$\bar{v}_e = K_d \theta_e \quad (3.15)$$

### 3.3.2.3 ตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่

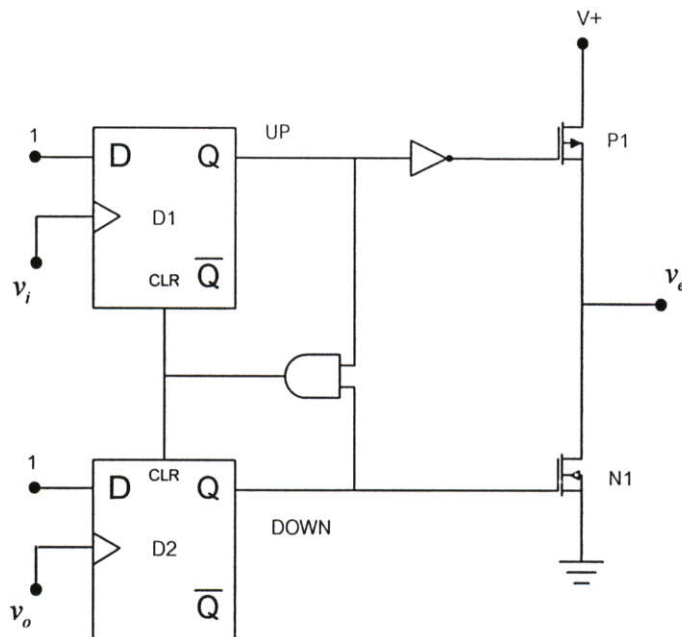
ตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่ มีคุณสมบัติที่แตกต่างจากตัวตรวจจับเฟสแบบอื่นคือ ในขณะที่เฟสล็อกอยู่ยังไม่อยู่ในสภาวะล็อก สัญญาณเอาต์พุตไม่เพียง แต่จะขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนทางเฟสแต่ยังขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนความถี่  $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$  อีกด้วย โดยตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่ แสดงดังรูปที่ 3.18 โดยใช้ D ฟลิปฟลอป 2 ตัวโดยขาเรีเซตของฟลิปฟลอปทั้งสองต่ออยู่กับแอนด์เกต ซึ่งอินพุตของแอนด์เกตจะต่ออยู่กับเอาต์พุตของ D ฟลิปฟลอปซึ่งมีเอาต์พุตเป็น UP และ DN อยู่ในสถานะใดสถานะหนึ่งจาก 4 สถานะดังต่อไปนี้ [5]

UP = 0, DN = 0 เอาต์พุตคงสภาวะก่อนหน้า

UP = 0, DN = 1 เอาต์พุตเป็นสภาวะ -1

UP = 1, DN = 0 เอาต์พุตเป็นสภาวะ +1

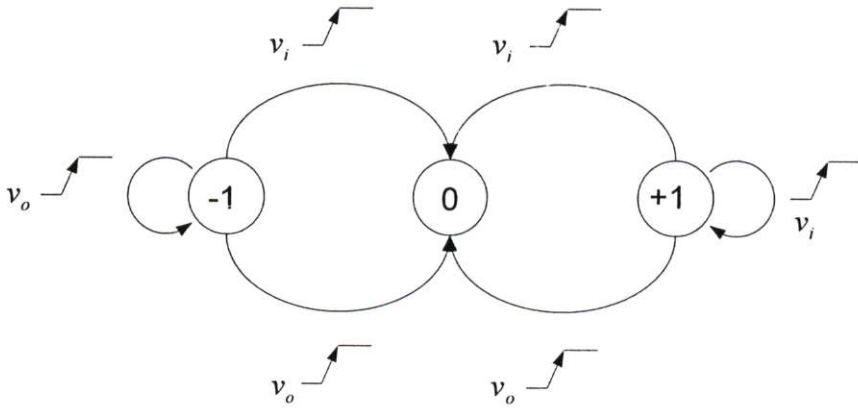
UP = 1, DN = 1 เอาต์พุตเป็นสภาวะ 0 (Reset)



รูปที่ 3.18 ตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่

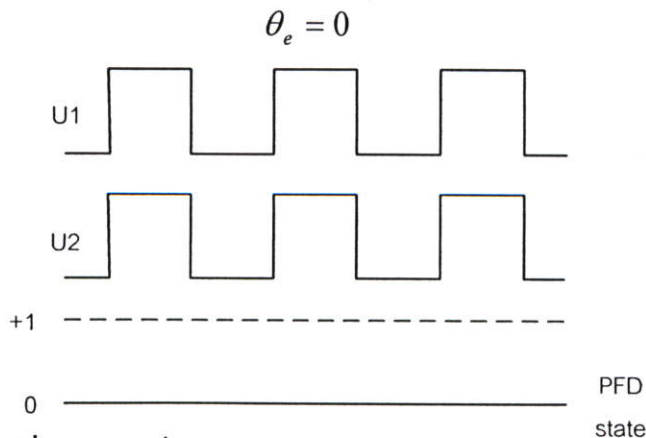
สภาวะของเอาต์พุตของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ จะเปลี่ยนไปในขณะที่มีพัลส์ขอบขาขึ้นของสัญญาณ  $v_i$  และ  $v_o$  โดยเมื่อสัญญาณ  $v_i$  เป็นพัลส์ขอบขาขึ้น สถานะของ UP เป็น +1 มอสเฟตพีแชนแนลนำกระแสเอาต์พุตของตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่  $v_e$  จะมีค่าเป็น +1 และเมื่อสัญญาณ  $v_o$  เป็นพัลส์ขอบขาขึ้น สถานะของ DN เป็น +1 มอสเฟตเอ็นแชนแนลนำกระแสเอาต์พุตของตัวตรวจจับเฟสแบบ เฟส-ความถี่  $v_e$  จะมีค่าเท่ากับกราวด์ และเมื่อ  $v_i, v_o$

เป็นพัลส์ขอบขาขึ้นพร้อมกัน สถานะของ UP และ DN เป็น 1 ทำให้ D พลิตพลอบทั้งสองตัว Reset เอาท์พุทของ  $v_e$  จะอยู่ในสภาวะลอย ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาท์พุทมี 3 ระดับ แต่วงจรลอจิกจะให้เอาท์พุทเป็นสัญญาณไบนารี ดังนั้นสถานะของ  $v_e = 0$  จะถูกแทนด้วยสภาวะความต้านทานสูง (High Impedance) ดังนั้นสามารถเขียนเป็นสเตทไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.19

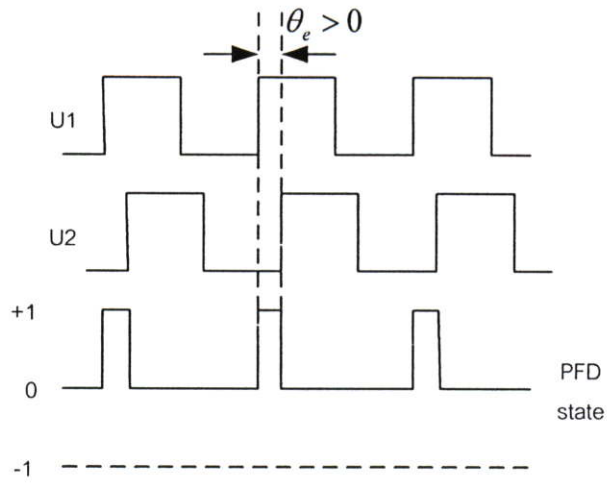


รูปที่ 3.19 การเปลี่ยนสถานะของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

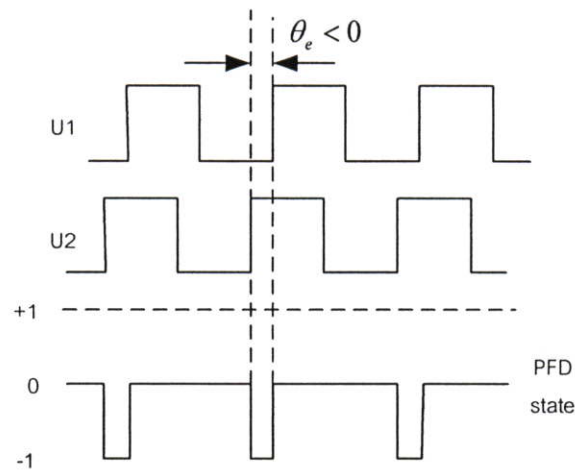
การทำงานของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ในกรณีที่มียาค่าความคลาดเคลื่อนเฟสเป็นศูนย์แสดงในรูปที่ 3.20 (a) เมื่อสัญญาณ  $v_i$  และ  $v_o$  มีเฟสเท่ากันพอดีทำให้ขอบขาขึ้นขอบสัญญาณ  $v_i$  และ  $v_o$  เกิดขึ้นในเวลาเดียวกันตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่จะมีสถานะเป็นศูนย์ ในรูปที่ 3.20 (b) เมื่อสัญญาณ  $v_i$  นำหน้า  $v_o$  ทำให้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ มีการเปลี่ยนสถานะอยู่ระหว่างสถานะ 0 กับ +1 โดยค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟส  $\theta_e$  ที่มีค่าเป็นบวกจะมีค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดที่ 360 องศา และในรูปที่ 3.20 (c) เมื่อสัญญาณ  $v_i$  ล้าหลัง  $v_o$  ทำให้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ มีการเปลี่ยนสถานะอยู่ระหว่างสถานะ 0 กับ -1 โดยค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟส  $\theta_e$  ที่มีค่าเป็นลบจะมีค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดที่ -360 องศา ถ้านำสัญญาณ  $\bar{v}_e$  ไปเขียนกราฟเทียบกับค่าความคลาดเคลื่อนเฟส  $\theta_e$  จะได้รูปสัญญาณฟันเลื่อยดังแสดงในรูปที่ 3.21



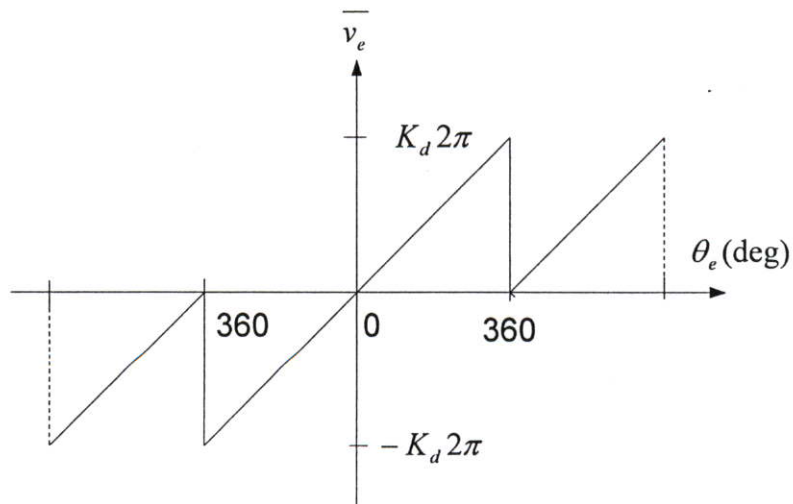
รูปที่ 3.20 (a) เมื่อสัญญาณ  $v_i$  และ  $v_o$  มีเฟสเท่ากันพอดี



รูปที่ 3.20 (b) เมื่อสัญญาณ  $v_i$  นำหน้า  $v_o$



รูปที่ 3.20 (c) เมื่อสัญญาณ  $v_i$  ถ้าหลัง  $v_o$

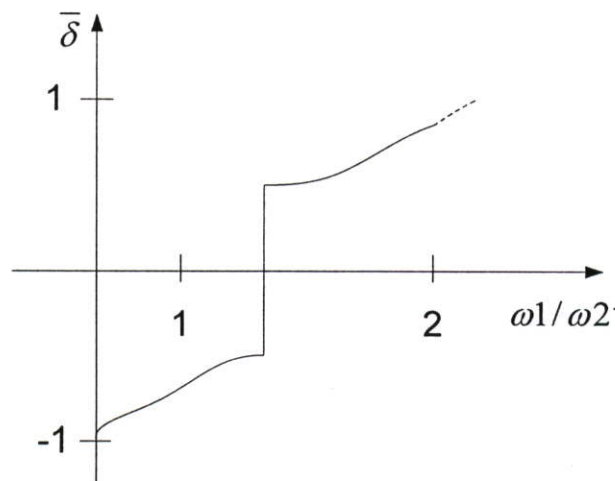


รูปที่ 3.21 กราฟสัญญาณเอาต์พุตของ  $\bar{v}_e$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

จากรูปที่ 3.21 สัญญาณเอาต์พุตของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ จะมีค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีพิสัยอยู่ที่  $-2\pi < \theta_e < 2\pi$  และสามารถหาค่า  $\bar{v}_e$  ได้ดังสมการที่ (3.16) [5]

$$\bar{v}_e = K_d \theta_e \quad (3.16)$$

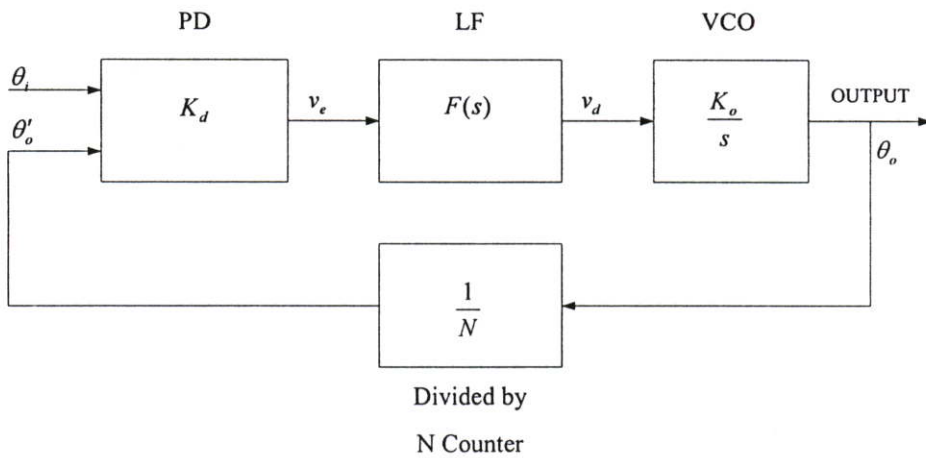
ค่าวัฏจักรการทำงานของสัญญาณ  $\bar{v}_e$  เทียบกับอัตราส่วนความถี่  $\omega_1 / \omega_2$  แสดงดังรูปที่ 3.22 ค่าวัฏจักรการทำงาน  $\delta$  ที่นิยามมาจากเวลาเฉลี่ยที่ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ [5] ในกรณี  $\omega_1 > \omega_2$  ค่าวัฏจักรการทำงาน  $\delta$  จะมีค่าเป็นบวก ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่อยู่ในสถานะ +1 สำหรับกรณี  $\omega_1 < \omega_2$  ค่าวัฏจักรการทำงาน  $\delta$  จะมีค่าเป็นลบ ในขณะที่ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่อยู่ในสถานะ -1 โดยค่าของ  $\delta$  ประมาณ -1 เมื่อ  $\omega_1 \ll \omega_2$  และค่า  $\delta$  ประมาณ +1 เมื่อ  $\omega_1 \gg \omega_2$  และค่าของ  $\delta$  ประมาณ 0.5 เมื่อ  $\omega_1$  มากกว่า  $\omega_2$  เพียงเล็กน้อย และค่าของ  $\delta$  ประมาณ -0.5 เมื่อ  $\omega_1$  น้อยกว่า  $\omega_2$  เพียงเล็กน้อย คุณสมบัติที่เป็นตัวกำหนดพิสัยการดึงเข้าซึ่งเป็นคุณสมบัติที่หาไม่ได้ในตัวตรวจจับเฟสแบบเอ็ทซ์คูลชีเฟอร์เกท และแบบ JK ฟลิปฟลอป เพราะว่าสัญญาณเอาต์พุต  $\bar{v}_e$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนเฟส  $\theta_e$  ในสภาวะล็อก และจะขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนความถี่  $\Delta\omega$  เมื่ออยู่ในสภาวะไม่ล็อก ดังนั้นคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกกลุ่ที่ใช้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่จะเข้าสู่สภาวะล็อกทุกกรณีโดยไม่คำนึงถึงชนิดตัวกรองลูปที่นำมาใช้ [5]



รูปที่ 3.22 ค่าวัฏจักรการทำงานของสัญญาณเอาต์พุต  $\bar{v}_e$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

### 3.3.3 การทำงานของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกกลุ่ในสภาวะล็อก

การทำงานของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกกลุ่ในสภาวะล็อก สามารถหาได้จากฟังก์ชันถ่ายโอนของภาคต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.23 โดยฟังก์ชันถ่ายโอน  $H(s)$  สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.17) [5]



รูปที่ 3.23 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของคิซิตอลเฟสล็อกกลูป

$$H(s) = \frac{\theta_o}{\theta_i} = \frac{K_o K_d F(s)}{s + \frac{K_o K_d F(s)}{N}} \quad (3.17)$$

โดยที่  $N$  คือตัวหารความถี่ วิธีการหาฟังก์ชันถ่ายโอนเฟส  $H(s)$  ใช้หลักการเดียวกับลิเนียร์เฟส ล็อกกลูป [5] โดยการแทนค่าวงจรรองรูป  $F(s)$  ในฟังก์ชันถ่ายโอนเฟส  $H(s)$  โดยสามารถจัดให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐานได้ดังสมการที่ (3.18) [5]

$$H(s) = \frac{2N\zeta\omega_n s + N\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.18)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{N(\tau_1 + \tau_2)}} \text{ และ } \zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$$

ค่า  $\omega_n$  และ  $\zeta$  ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และตัวตรวจจับเฟสชนิดต่างๆ แสดงในตารางที่ 3.1 [5] จากตารางที่ 3.1 ค่า  $\zeta$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่มีค่าเท่ากันหมด เพราะตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่มีเอาต์พุต 3 สถานะ เมื่อตัวมันอยู่ที่สถานะความถี่สูง ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะไม่มีกระแสเพิ่ม ดังนั้นวงจรรองความถี่ต่ำผ่านจึงมองเหมือนเป็นอินทิเกรเตอร์ในอุดมคติ และมีฟังก์ชันถ่ายโอนเช่นเดียวกับวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ PI ฟิลเตอร์

ตารางที่ 3.1  $\omega_n$  และ  $\zeta$  ของคลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกกลุ่

ชนิดตัว ตรวจจับเฟส	ชนิดของวงจรรองรูป		
	พาสซีฟเล็กฟิลเตอร์	แอคทีฟเล็กฟิลเตอร์	แอคทีฟ PI ฟิลเตอร์
	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{N(\tau_1 + \tau_2)}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d K_a}{N\tau_1}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{N\tau_1}}$
เอ็กซ์คลูซีฟออร์ เกต และ JK/FF	$\zeta = \frac{\omega_n}{2} \left( \tau_2 + \frac{N}{K_o K_d} \right)$	$\zeta = \frac{\omega_n}{2} \left( \tau_2 + \frac{N}{K_o K_d K_a} \right)$	$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$
เฟส-ความถี่	$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$	$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$	$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เฟสล็อกกลุ่ชนิด คลาสซิคอลดิจิตอลเฟสล็อกกลุ่โดยใช้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ เพราะว่าสัญญาณเอาท์พุต  $v_e$  ของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนเฟส  $\theta_e$  ในสภาวะล็อก และจะขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนความถี่  $\Delta\omega$  เมื่ออยู่ในสภาวะไม่ล็อก ดังนั้นจะเข้าสู่สภาวะล็อกทุกกรณีโดยไม่คำนึงถึงชนิดตัวรองรูปที่นำมาใช้

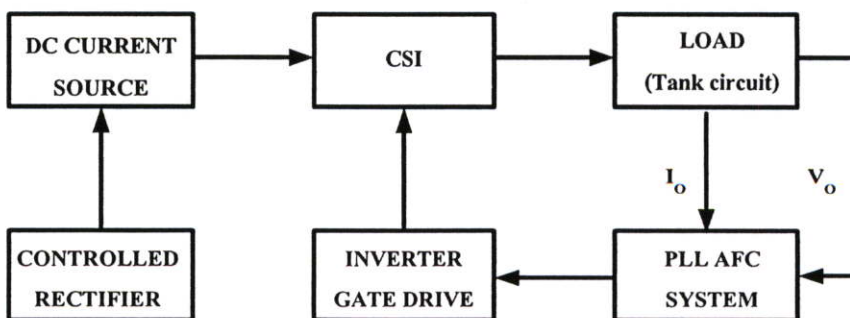
## บทที่ 4

# อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มี ระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ

### 4.1 บทนำ

อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มีระบบป้อนกลับเพื่อควบคุมความถี่ให้อยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์นั้นจะใช้หลักการของเฟสล็อกกลูป เพื่อควบคุมเฟสให้คงที่หรือเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์ โดยมีหลักการการทำงานโดยสังเขปดังนี้ เริ่มจากเมื่อมีสัญญาณความถี่อ้างอิงจากภายนอกซึ่งเป็นสัญญาณซ้ำคาบ (Periodic) จ่ายให้กับเฟสดีเทกเตอร์ซึ่งทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างความถี่อ้างอิง กับความถี่ป้อนกลับจากวงจรถูกกำเนิดความถี่ (VCO) สัญญาณที่ได้จากเฟสดีเทกเตอร์ จะเป็นสัญญาณแรงดันที่เป็นสัดส่วนระหว่างความต่างเฟสระหว่างสัญญาณทั้งสอง แรงดันที่ได้จะถูกนำไปผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน โดยจะกำจัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป ให้ได้แรงดันไฟตรงเข้าไปยังอินพุทของวงจรถูกกำเนิดความถี่ เพื่อทำการปรับความถี่ให้เหมาะสมต่อไป โดยเมื่อวงจรถูกกำเนิดความถี่อยู่ในสภาวะล็อก ความถี่เอาต์พุทของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุทซึ่งจะมีค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสเป็นศูนย์ ในกรณีที่เฟสไม่ตรงกัน แรงดันที่ออกจากตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่จะอยู่ในสภาวะนำหน้าหรือล่าหลัง เพื่อไปควบคุมการทำงานของ VCO โดยจะปรับความถี่สูงขึ้นหรือลดความถี่ต่ำลงขึ้นอยู่กับสภาวะของค่าความคลาดเคลื่อนของเฟส จนทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสเป็นศูนย์จะเข้าสู่สภาวะล็อก ทำให้สัญญาณเอาต์พุทของ VCO คงที่ตลอดเวลา และค่าความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามเฟสของสัญญาณอินพุทเสมอ

### 4.2 ระบบการควบคุมของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแส

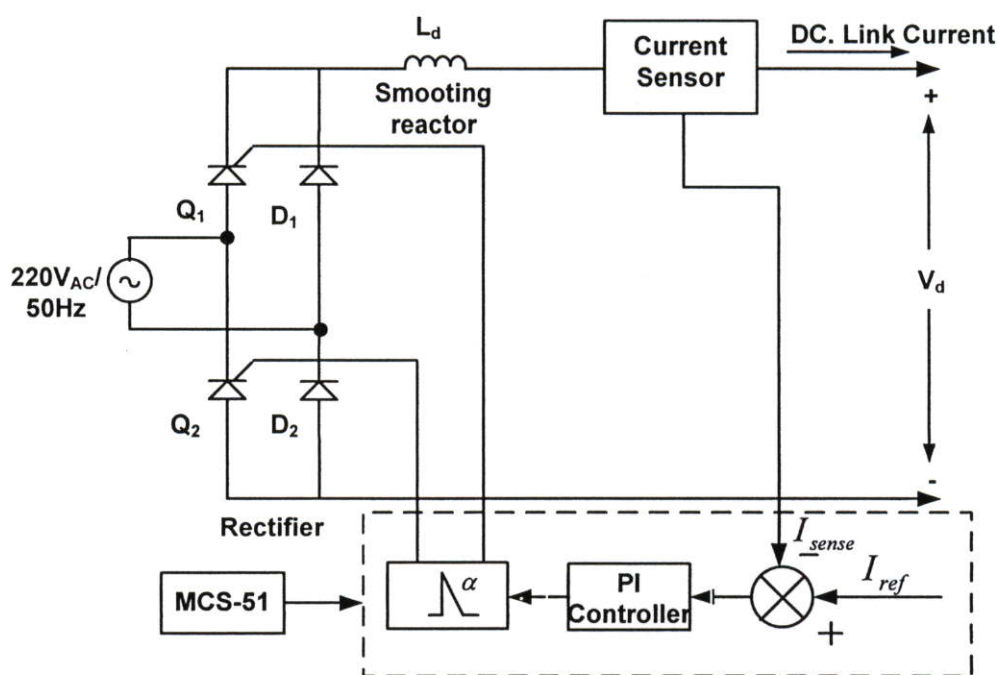


รูปที่ 4.1 แสดง Block diagram โดยใช้ PLL ควบคุมระบบ

การควบคุมการทำงานของระบบของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่ใช้ในงานวิจัยนี้ แสดงดังรูปที่ 4.1 โดยสามารถแยกการทำงานเป็นส่วนต่างๆดังนี้

#### 4.2.1 แหล่งจ่ายกระแส (DC Current Source)

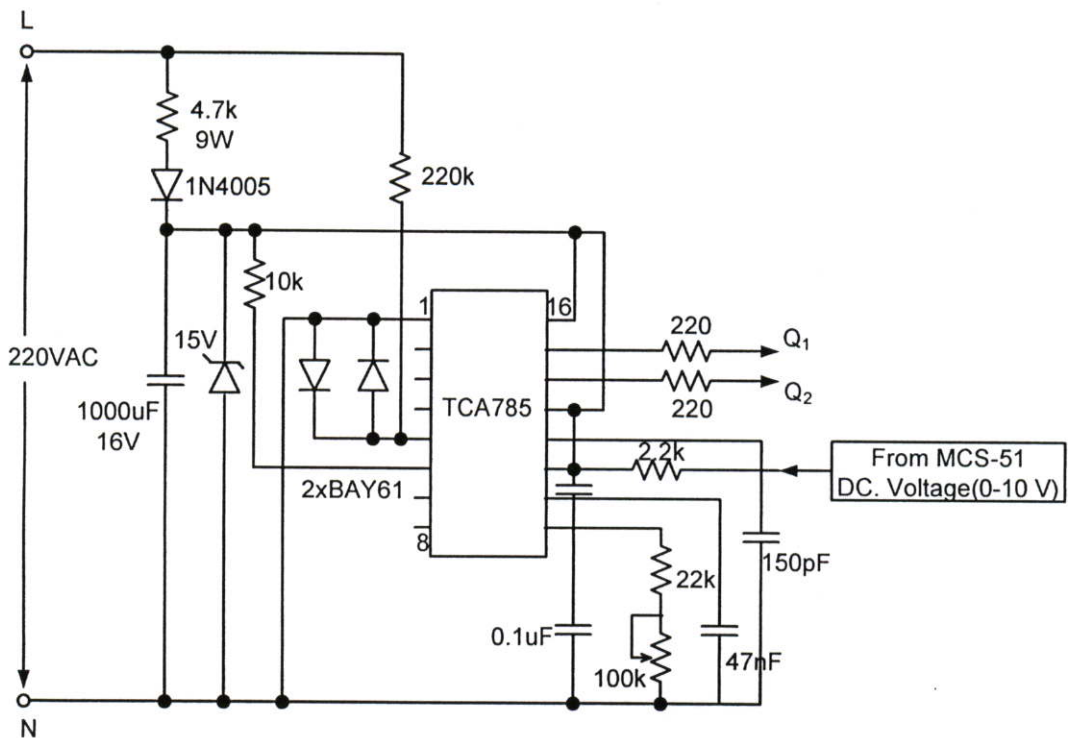
แหล่งจ่ายกระแสตรงในทางอุดมคติก็คือ แหล่งจ่ายที่ให้ค่ากระแสคงที่ไม่ว่า โหลดจะมีค่าเปลี่ยนแปลง ส่วนในทางปฏิบัติสามารถสร้างแหล่งจ่ายกระแสตรงได้โดยการต่อ แหล่งจ่ายแรงดันที่ปรับค่าได้โดยมีตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ ซึ่งค่าของตัวเหนี่ยวนำ จะต้องมียกขนาดใหญ่พอที่จะทำให้กระแสเรียบและมีการควบคุมแบบป้อนกลับกระแสโดยในงานวิจัยนี้ได้ทำการสร้างแหล่งจ่ายกระแสโดยการป้อนกลับกระแส DC Link ของระบบเพื่อเข้าสู่ตัว ควบคุมกระแสแบบสัดส่วนอินทิกรัล (PI-Controller) โดยมีแผนผังการควบคุมแสดงดังรูปที่ 4.2



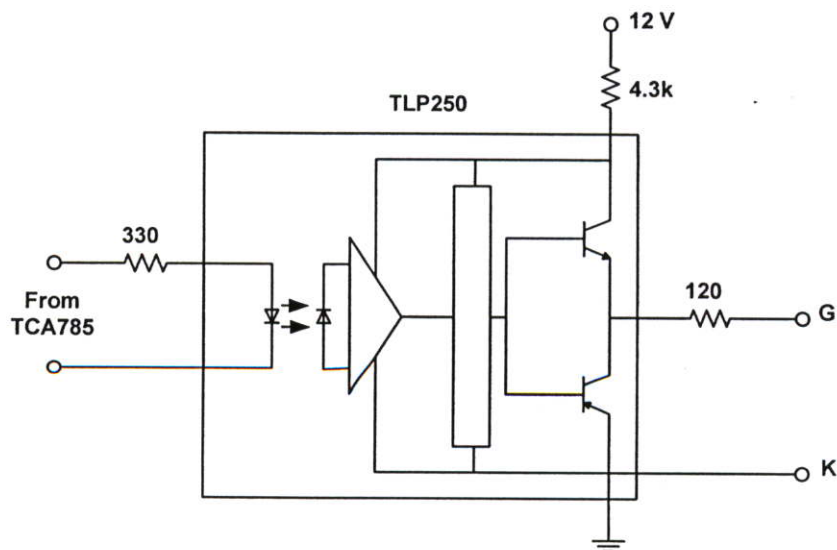
รูปที่ 4.2 แหล่งจ่ายกระแสที่มีระบบควบคุมกระแส DC Link ให้คงที่

จากรูปที่ 4.2 การควบคุมกระแส DC Link ให้มีค่าคงที่สามารถอธิบายได้ดังนี้ ในส่วนแรกคือส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบ Phase Controlled Rectifier ที่มีการควบคุมแบบ Half-wave Controlled ตัวอุปกรณ์เป็นของบริษัท International Rectifier รุ่น P 100 Series เป็นตัวเรียงกระแสแบบเฟสเดียว ทนกระแสได้สูงสุด 25 A. อินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V. ความถี่ 50 Hz สามารถทำการปรับระดับแรงดันเอาท์พุทได้โดยการปรับมุมจุดชนวน SCR ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  และมี  $D_1$  และ  $D_2$  เป็นไดโอดฟรีวิลลิ่ง ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่เพื่อกรองให้กระแสที่ได้มีค่าเรียบ ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ค่า 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. สัญญาณปรับมุมจุดชนวนของ SCR  $Q_1$  และ  $Q_2$  ใช้ไอซีสำเร็จรูป TCA785 ซึ่งเป็นวงจรควบคุมการจุดชนวนแบบเชิงเส้นซึ่งใช้แรงดันไฟตรงตัดสัญญาณสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 4.3 (a) เพื่อให้ได้สัญญาณจุดชนวนที่มุมต่างๆตามแรงดันไฟตรงที่เข้ามาที่ขาควบคุม สัญญาณที่ได้จาก TCA785 จะถูกแยกโคคทางแสงโดยใช้ออปโตอิเล็กทรอนิกส์ TLP250 จำนวน 2 ชุด ดังแสดงในรูปที่ 4.3 (b)

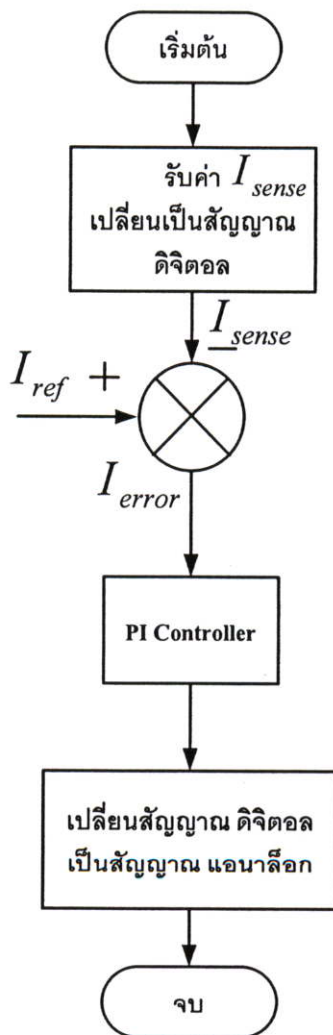


รูปที่ 4.3 (a) วงจรควบคุมการจุดชนวนแบบเชิงเส้นซึ่งใช้แรงดันไฟตรงตัดสัญญาณสามเหลี่ยม



รูปที่ 4.3 (b) วงจรสำหรับขับสัญญาณ  $Q_1$  และ  $Q_2$

ในรูปที่ 4.4 เป็นแผนผังการควบคุมแบบวงปิดนี้จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 สำหรับทำกระบวนการสำหรับควบคุมสัญญาณปรับมุมจุดชนวนของ SCR โดยเริ่มจากรับค่า  $I_{sense}$  ที่ได้จากตัวตรวจวัดกระแส ซึ่งค่ากระแสที่วัดได้เอาที่ทุกอย่างจะอยู่ในรูปของแรงดันไฟตรงซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณแอนาล็อกนำมาเปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิตอล จากนั้นนำสัญญาณ  $I_{sense}$  ที่เปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิตอลมาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณ  $I_{ref}$  ซึ่งเป็นกระแสที่ได้ตั้งไว้ตามค่าพิคัดของ DC. Link Current ทำให้ได้ค่ากระแสผิดพลาด  $I_{error}$  โดยเมื่อกระแส  $I_{sense}$  มีค่าน้อยกว่ากระแส  $I_{ref}$  ตัวควบคุมซึ่งเป็นชนิด PI Controller จะทำค้อยๆการปรับลดค่าของ  $I_{error}$  เพิ่มให้ค่ากระแส DC. Link Current ค้อยๆไหลเพิ่มขึ้นจนทำให้ได้ตามค่ากระแสที่ได้ตั้งไว้ ณ จุดนั้นค่ากระแสผิดพลาดจะเป็นศูนย์ แต่ถ้ากระแส  $I_{sense}$  มีค่ามากกว่ากระแส  $I_{ref}$  ตัวควบคุม PI Controller จะค้อยๆทำการปรับเพิ่มค่าของ  $I_{error}$  เพิ่มให้ค่ากระแส DC. Link ค้อยๆไหลลดลงจนทำให้ได้ตามค่ากระแสที่ได้ตั้งไว้ ณ จุดนั้นค่ากระแสผิดพลาดจะเป็นศูนย์

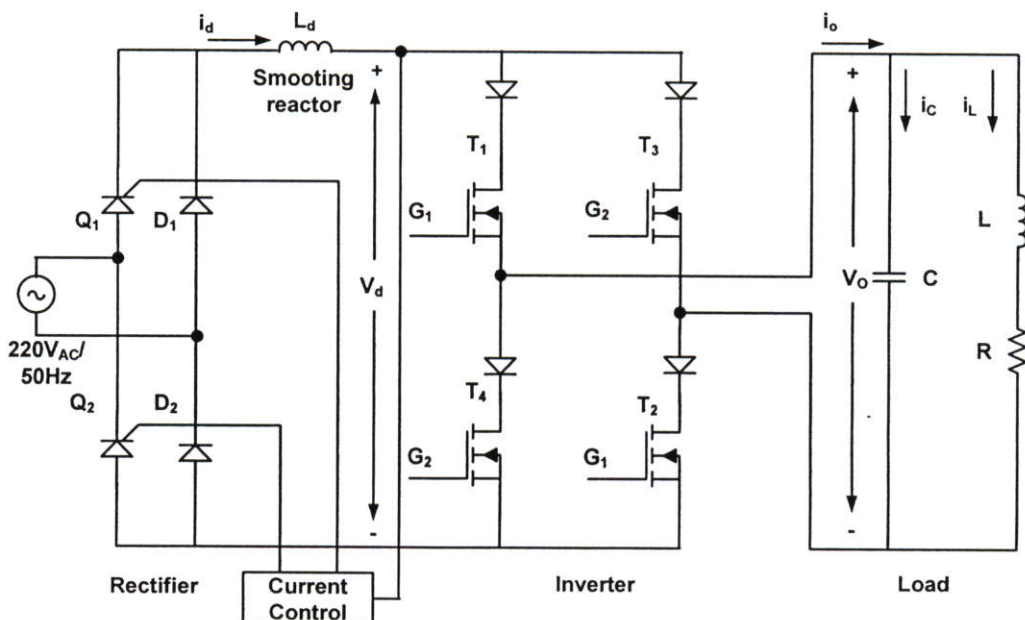


รูปที่ 4.4 แผนผังการทำงานของกระบวนการควบคุมกระแสแบบลูปปิด

โดยสัญญาณเอาต์พุตจาก PI Controller ซึ่งเป็นสัญญาณดิจิทัลจะถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณแอนะล็อกมีระดับแรงดัน 0-10 โวลต์ (ขึ้นอยู่กับกระแสผิดพลาด) ซึ่งสัญญาณนี้จะส่งไปยังไอซีสำเร็จรูป TCA785 เพื่อใช้เป็นแรงดันไฟตรงตัดสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อใช้เป็นมุมจุด ชนวน ให้ SCR  $Q_1$  และ  $Q_2$  ที่มุมต่างๆ

#### 4.2.2 อินเวอร์เตอร์โรโซแนนซ์แบบแหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์ (Full-Bridge Current-Fed Parallel Inverter)

อินเวอร์เตอร์โรโซแนนซ์แบบแหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์ดังแสดงรูปที่ 4.5) ใช้ MOSFET IRFP 460 เป็นตัวสวิตช์กำลัง โดยใช้ไดโอดชนิด Ultrafast Recovery Time MUR3040PT ต่ออนุกรมอยู่กับสวิตช์กำลัง ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะต้องให้มอสเฟตทำงานเป็นคู่โดยเริ่มต้น  $T_1$  และ  $T_2$  ทำงาน คู่ของ  $T_3$  และ  $T_4$  จะหยุดทำงาน ช่วงถัดไปคู่ของ  $T_3$  และ  $T_4$  ทำงาน  $T_1$  และ  $T_2$  จะหยุดทำงาน จะสลับกันไปเพื่อให้เกิดเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ แต่ในทางปฏิบัติสัญญาณที่จะนำไปขับให้ มอสเฟตทำงานซึ่งก็คือสัญญาณ  $G_1$  และ  $G_2$  จะต้องมีสัญญาณที่เหลื่อมกันเพื่อป้องกันการเปิดออกของวงจรถึงจะได้กล่าวต่อไป ในส่วนของโหลดจะถูกแทนด้วยวงจรร LC แบบขนาน หรือเรียกกันโดยทั่วไปว่าวงจรถ่างค์ ซึ่งในการพิจารณาองค์ประกอบของวงจรถึงได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.4.2

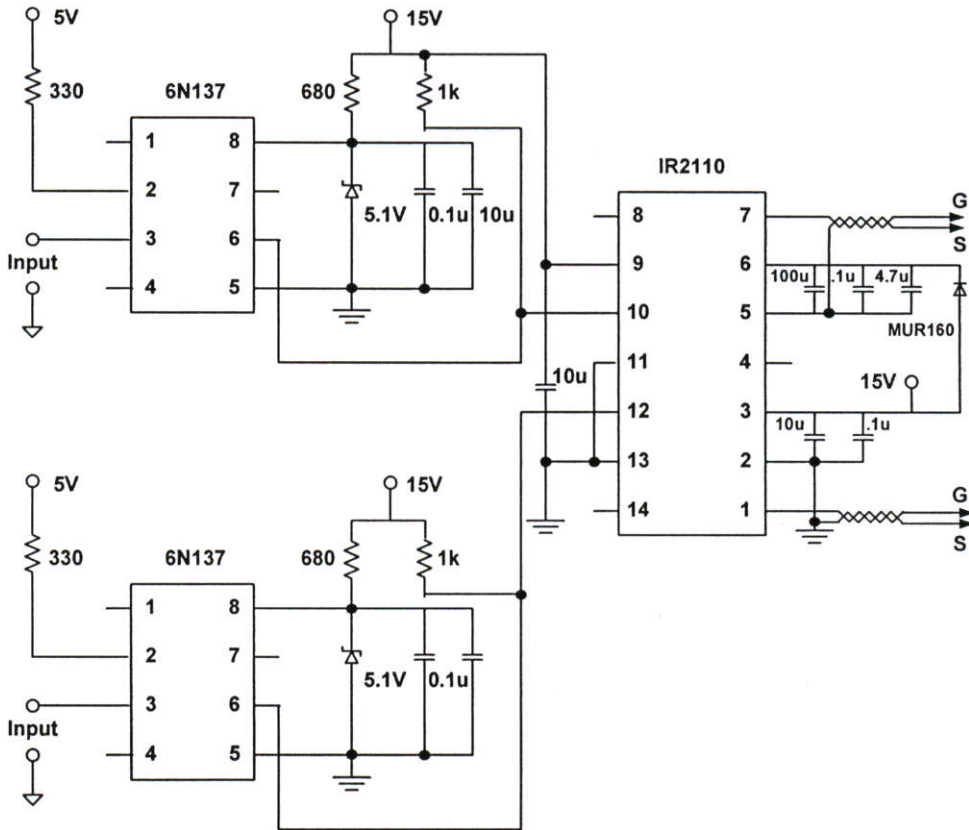


รูปที่ 4.5 แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์โรโซแนนซ์แบบแหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์

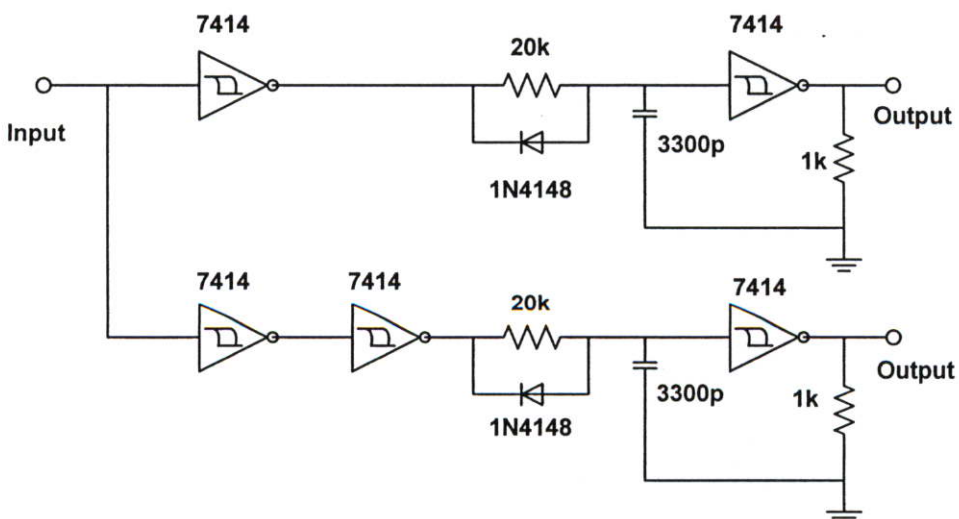
#### 4.2.3 สัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตในวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter Gate Drive)

ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้มอสเฟต เป็นสวิตช์กำลังในการควบคุมระบบ โดยมอสเฟตต้องการแรงดันมาขับเคลื่อนเพื่อให้มันสามารถทำงานในสภาวะนำกระแส และหยุดนำกระแสได้ โดยให้การ

แยกแสงทางอิเล็กทรอนิกส์ระหว่างสัญญาณขับกับสัญญาณสำหรับขับมอสเฟตโดยใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ 6N137 และใช้ไอซีสำหรับขับมอสเฟตหรือไอจีบีทีเบอร์ IR2110 จำนวน 2 ชุด ดังแสดงในรูปที่ 4.6 โดยคู่ของสัญญาณขับมอสเฟตทั้ง 4 ตัว ซึ่งก็คือสัญญาณ  $G_1$  และ  $G_2$  จากที่ได้กล่าวไว้แล้วว่าสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์นั้นจะต้องมีการเหลื่อม (Overlap) กันของสัญญาณสำหรับขับ เพื่อป้องกันการเปิดวงจรของแหล่งจ่ายกระแส

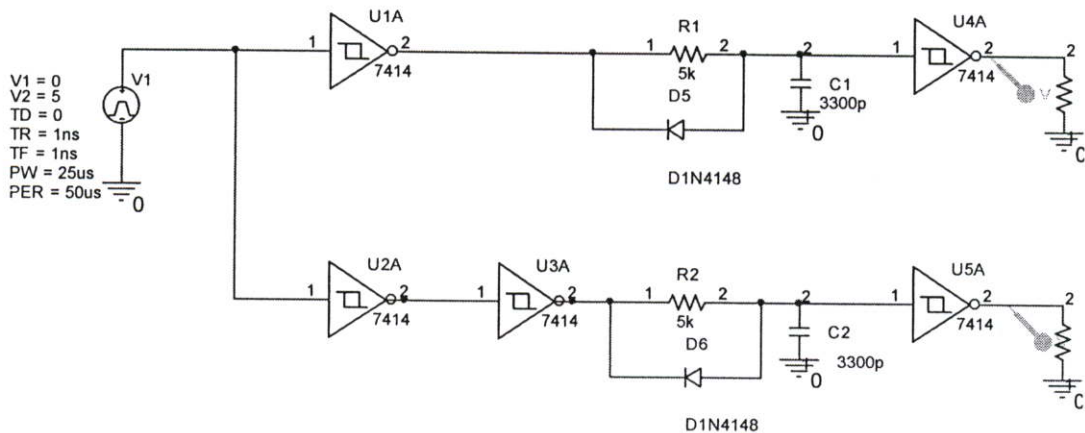


รูปที่ 4.6 วงจรสำหรับขับสวิตช์อินเวอร์เตอร์

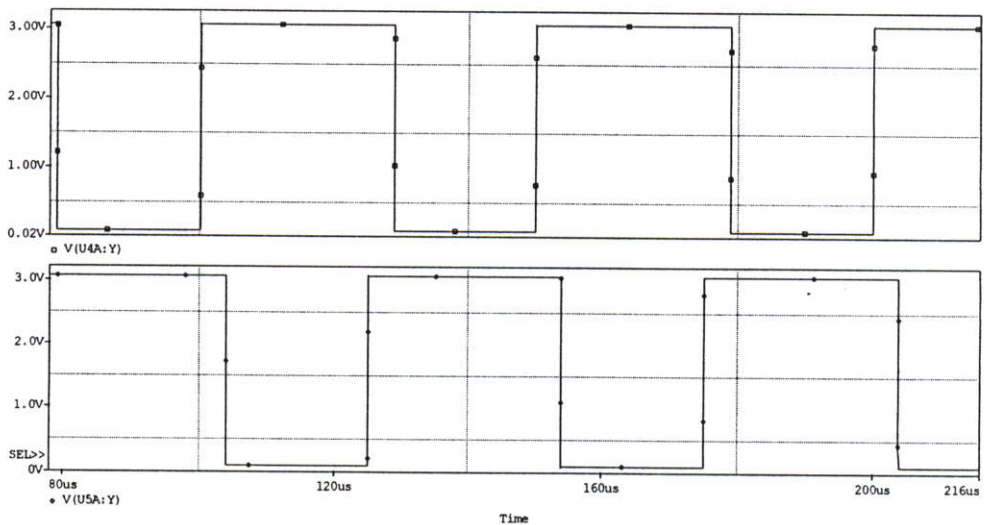


รูปที่ 4.7 วงจรสำหรับสร้างสัญญาณการเหลื่อม (Overlap)

โดยการเชื่อมต่อของสัญญาณทำให้ได้โดยใช้วงจร RC ในการทำให้เกิดการหน่วงเวลาในช่วงขอบ  
 ขาลงของสัญญาณนาฬิกาและใช้วงจรสมิตทริกเกอร์ในการตัดสัญญาณให้เป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ดัง  
 แสดงในรูป 4.7 โดยสามารถทำการปรับค่าของสัญญาณการเชื่อมต่อได้โดยการปรับเปลี่ยนค่าของ  
 ความต้านทาน 20 k เพื่อให้เกิดความเหมาะสมต่อช่วงของ Switching on time และ Switching off  
 time ของมอสเฟต ซึ่งมีค่ารวมอยู่ที่ 300 nS ส่วนในรูปที่ 4.8 (a) และรูปที่ 4.8 (b) เป็นการจำลอง  
 การทำงานของวงจรสร้างสัญญาณการเชื่อมต่อโดยใช้โปรแกรม Orcad/Pspice



รูปที่ 4.8 (a) การจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณการเชื่อมต่อ โดยใช้โปรแกรม  
 Orcad/PSpice

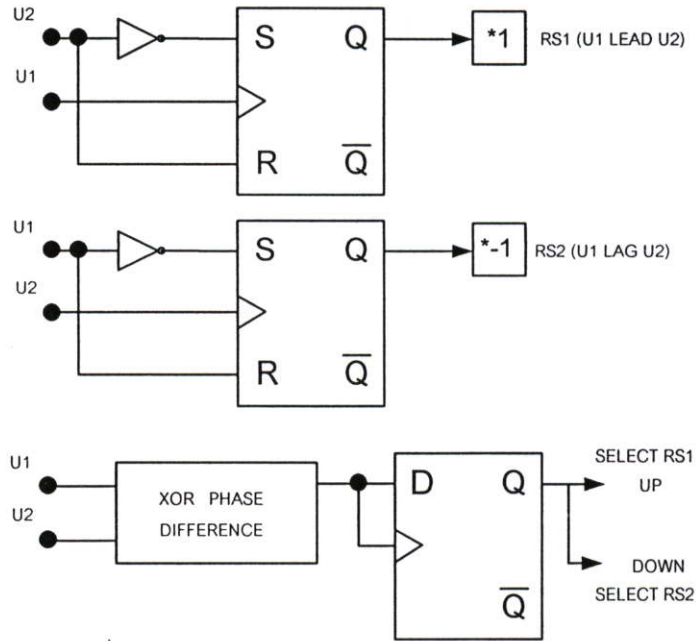


รูปที่ 4.8 (b) ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณการเชื่อมต่อ

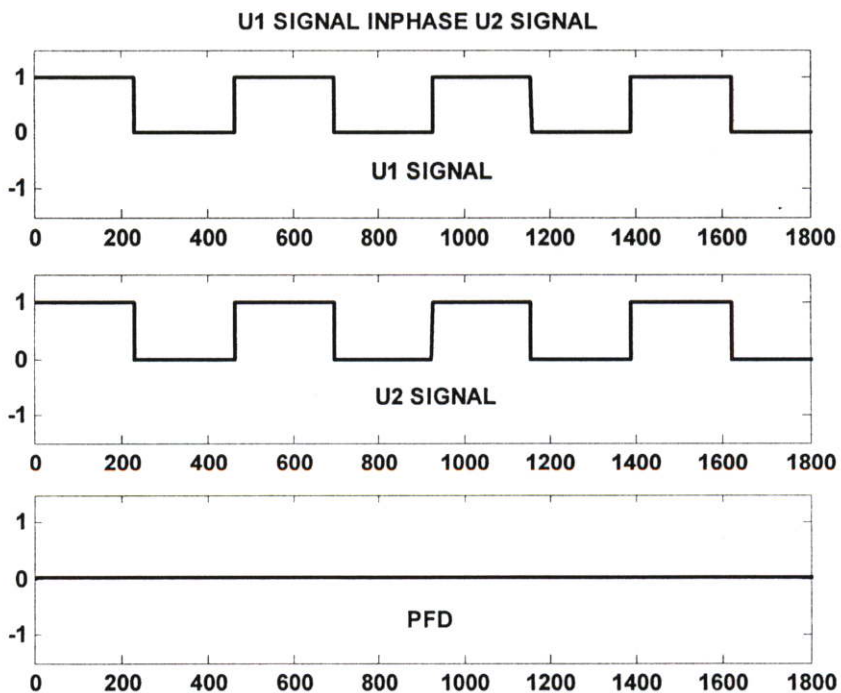
#### 4.2.4 ระบบเฟสล็อกคูล (PLL System)

รูปที่ 4.9 แสดงรูปแบบของการตรวจจับความแตกต่างของเฟสของกระแส (U2) และ  
 แรงดัน (U1) ที่ใช้จำลองการทำงานบนโปรแกรม PSCAD โดยหลักการการทำงานนั้น จะมีชุด

ตรวจสอบความแตกต่างของเฟสซึ่งประกอบด้วย XOR PHASE DIFFERENCE และ D flipflop ทำหน้าที่ตรวจสอบสัญญาณ U1 ว่านำหน้า หรือล่าหลัง U2 โดยถ้าสัญญาณ U1 นำหน้า U2 จุดตรวจสอบความแตกต่างของเฟสจะทำการเลือกค่า output ของ RS flipflop ตัวที่1 (RS1) ส่วนถ้าสัญญาณ U1 ล่าหลัง U2 จุดตรวจสอบความแตกต่างของเฟสจะทำการเลือกค่า output ของ RS flipflop ตัวที่2 (RS2)

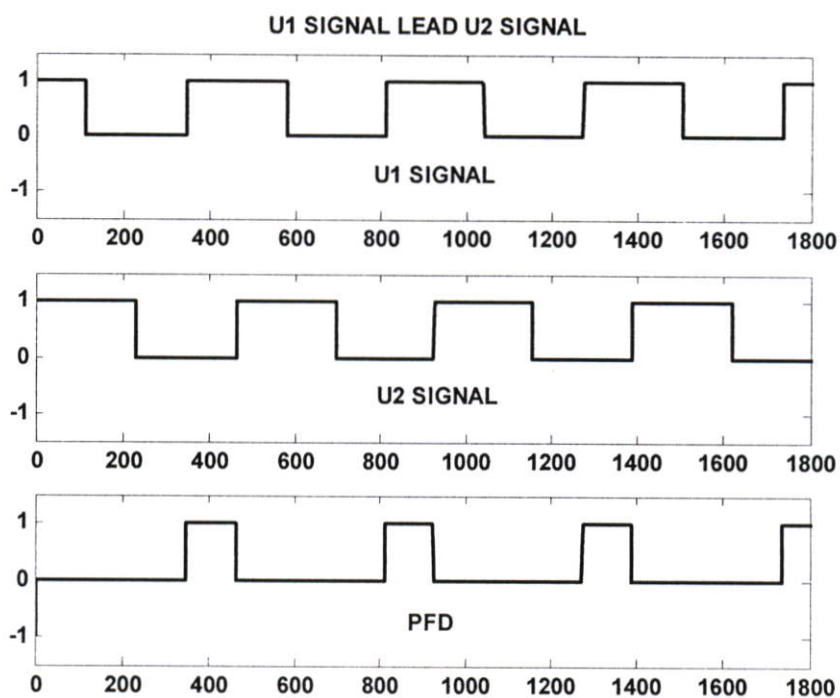


รูปที่ 4.9 รูปแบบที่ใช้จำลองการทำงานบนโปรแกรม PSCAD ของ PFD

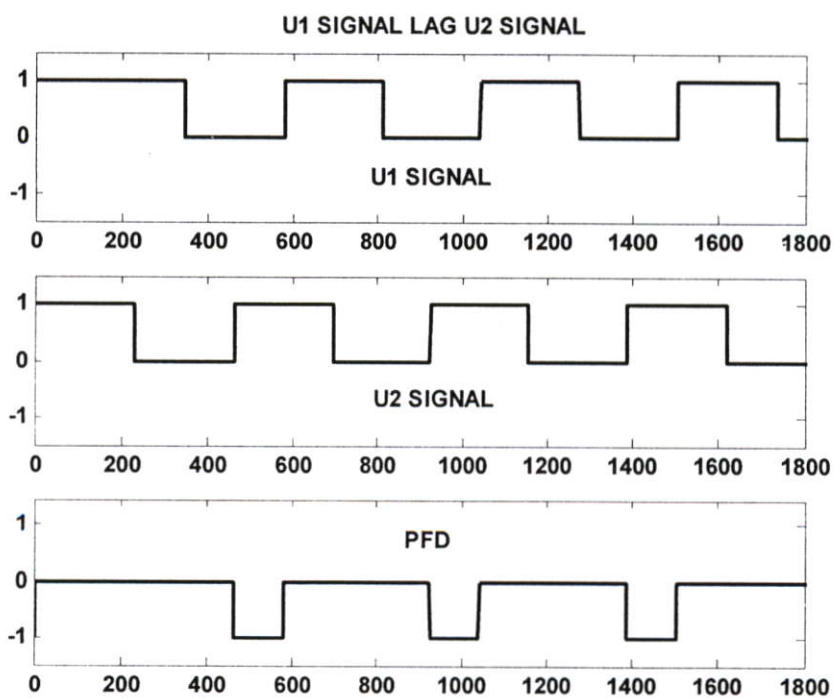


รูปที่ 4.10 แสดงผลการจำลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 มีเฟสตรงกับ สัญญาณ U2

ในรูปที่ 4.10 แสดงผลการจำลองการทำงานในสภาวะที่สัญญาณ U1 มีเฟสตรงกับ สัญญาณ U2 ส่วนในรูปที่ 4.11 แสดงผลการจำลองการทำงานในสภาวะที่สัญญาณ U1 นำหน้าสัญญาณ U2 และในรูปที่ 4.12 แสดงผลการจำลองการทำงานในสภาวะที่สัญญาณ U1 ล้าหลังสัญญาณ U2

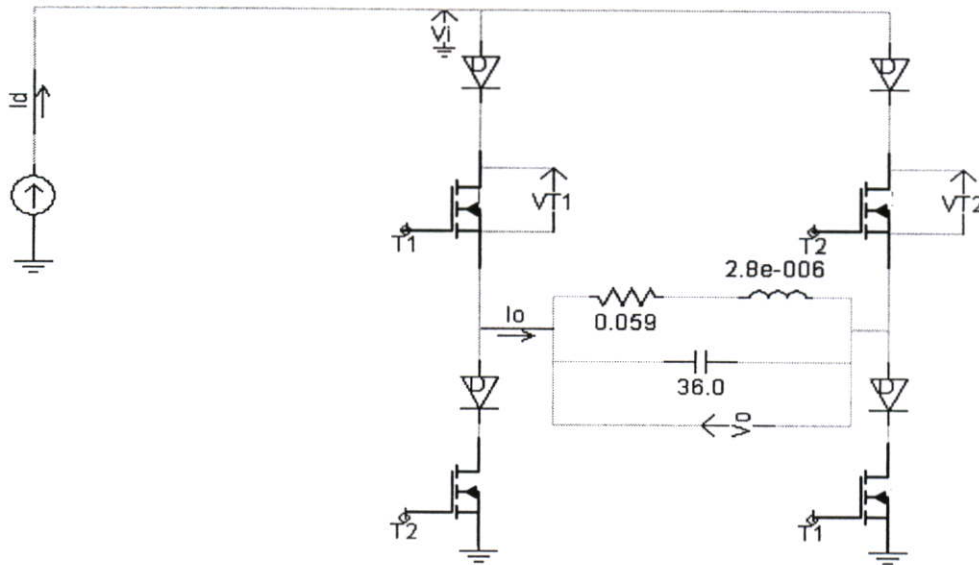


รูปที่ 4.11 แสดงผลการจำลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 นำหน้า สัญญาณ U2

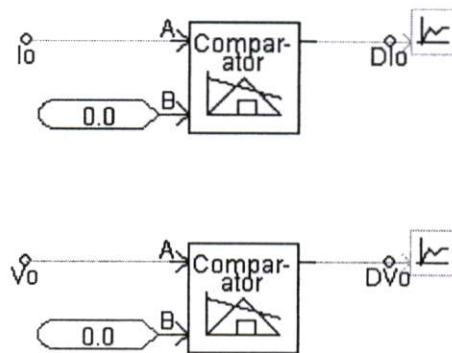


รูปที่ 4.12 แสดงผลการจำลองการทำงานในกรณี สัญญาณ U1 ล้าหลัง สัญญาณ U2

รูปแบบที่ใช้ในการจำลองการทำงานบนโปรแกรม PSCAD ของระบบควบคุมความถี่โซ่ แนนซ์อัตโนมัติของ Current-fed Parallel Inverter ดังแสดงในรูปที่ 4.13 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณหรือ วงจร Zero-crossing Detector ใช้ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนแรงดันของวงจรแท่งที่อยู่ในรูปของสัญญาณแอนะล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลดังแสดงในรูปที่ 4.14

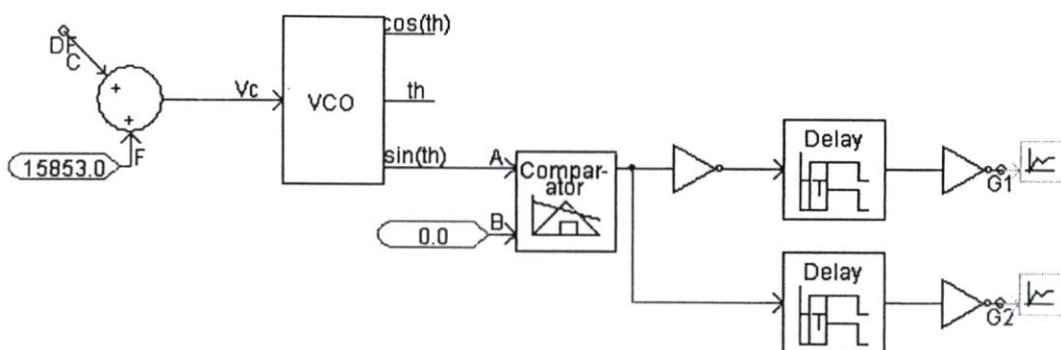


รูปที่ 4.13 Current-fed Parallel Inverter

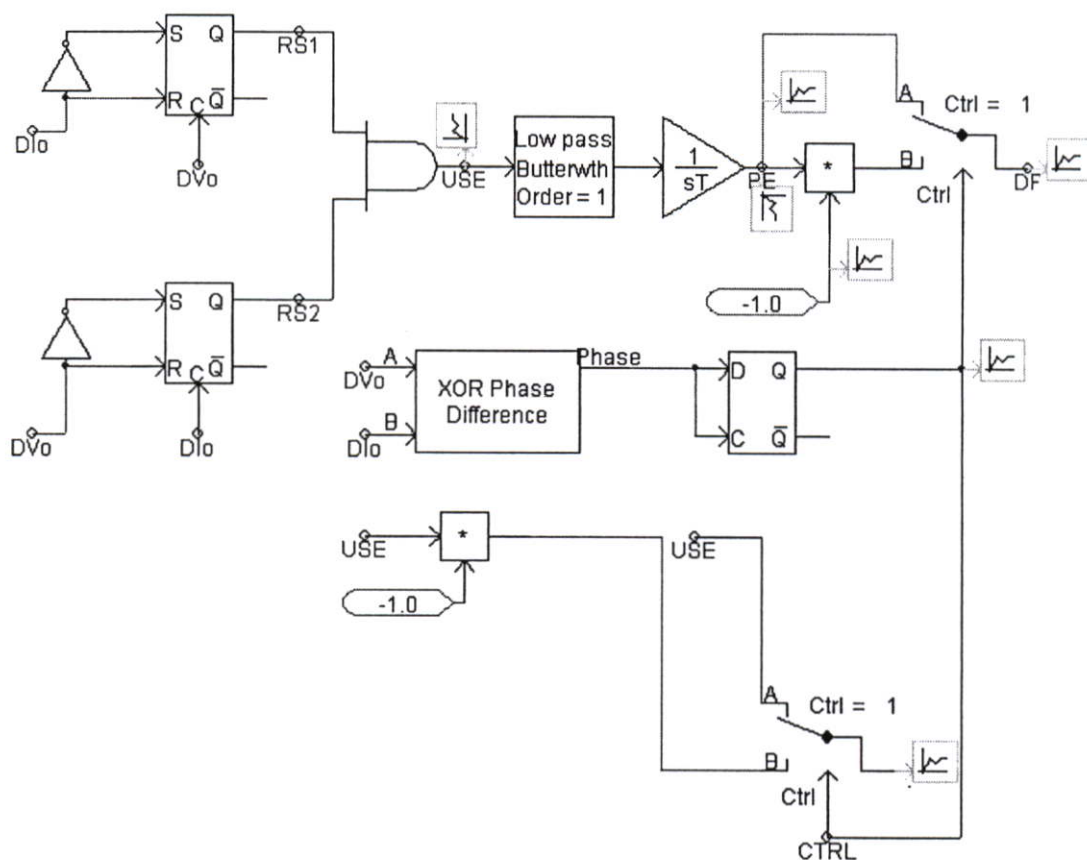


รูปที่ 4.14 Zero-crossing Detector

ในรูปที่ 4.15 เป็นรูปแบบของวงจรกำเนิดความถี่ หรือเรียกว่าวงจร Voltage Controlled Oscillator และในรูปที่ 4.16 เป็นรูปแบบของวงจรตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



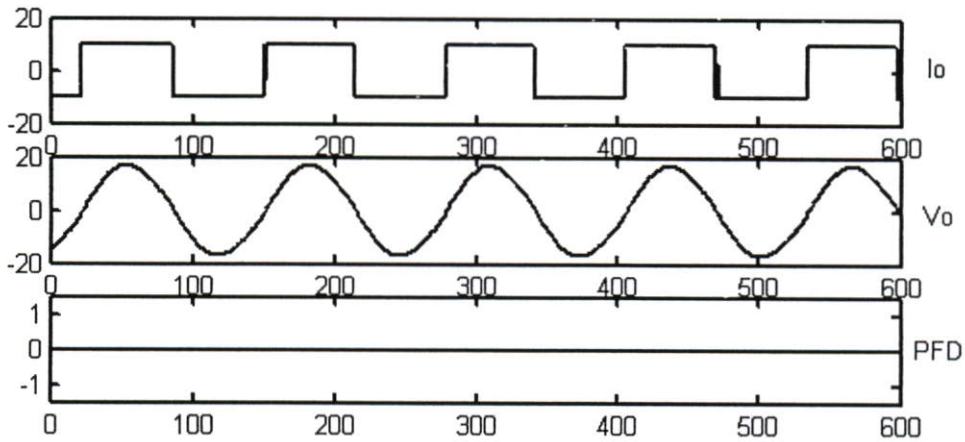
รูปที่ 4.15 วงจรกำเนิดความถี่



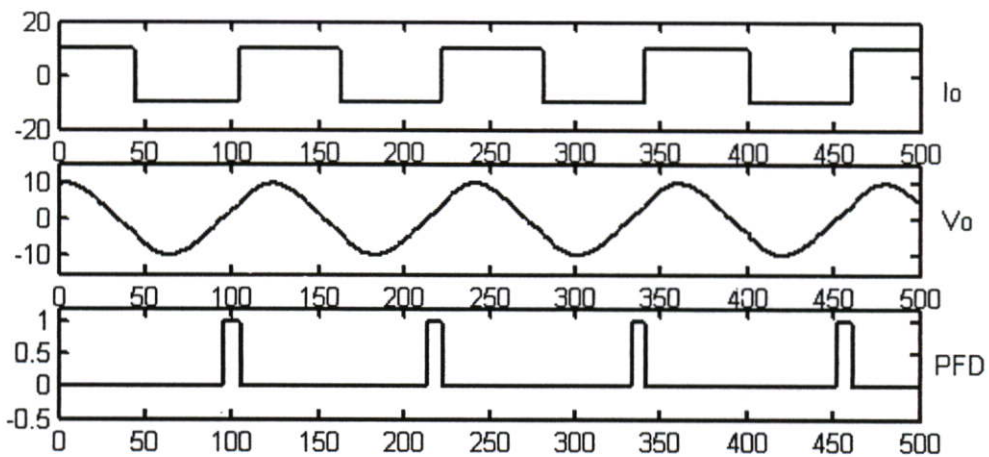
รูปที่ 4.16 ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

การทดสอบระบบควบคุมความถี่ในการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติจะทำการทดลองด้วยกัน 3 สภาวะ โดยจะจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม PSCAD โดยตั้งค่าความถี่ในการสวิตช์ไว้ที่ 15.85 kHz สภาวะที่ 1 กำหนดให้โหลดมีค่าตัวแปรดังนี้ตัวเหนี่ยวนำมีค่า 2.8  $\mu\text{H}$  ตัวเก็บประจุมีขนาด 36  $\mu\text{F}$  ตัวต้านทานมีค่า 0.059 โอห์ม เมื่อคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรจะมีค่าประมาณ 15.85 kHz ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม

คอมพิวเตอรืดังกล่าวแสดงในรูปที่ 4.17 จะพบว่าในตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ตรวจจับค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสของกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลดมีค่าเป็นศูนย์ กระแสและแรงดันจะมีเฟสตรงกันแสดงว่าสถานะนี้ระบบควบคุมสามารถควบคุมให้ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์มีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด

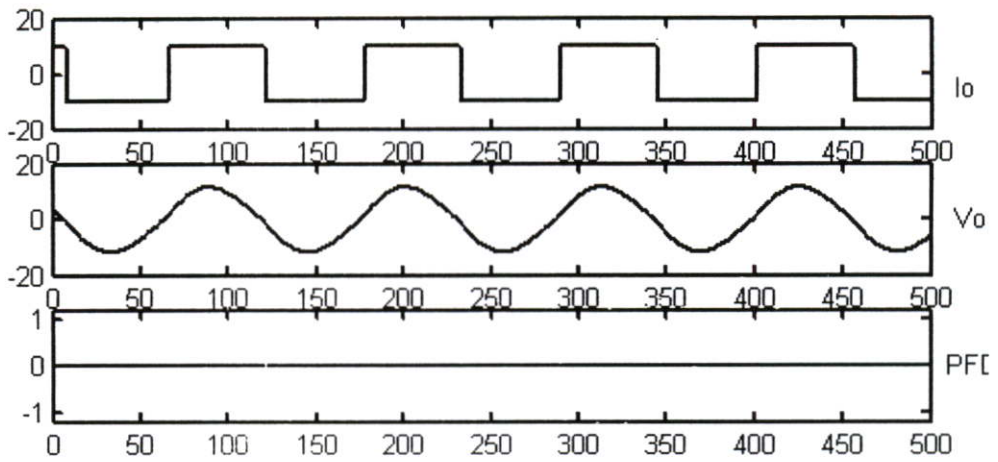


รูปที่ 4.17 ผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอรืกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับ โหลดมีเฟสตรงกัน

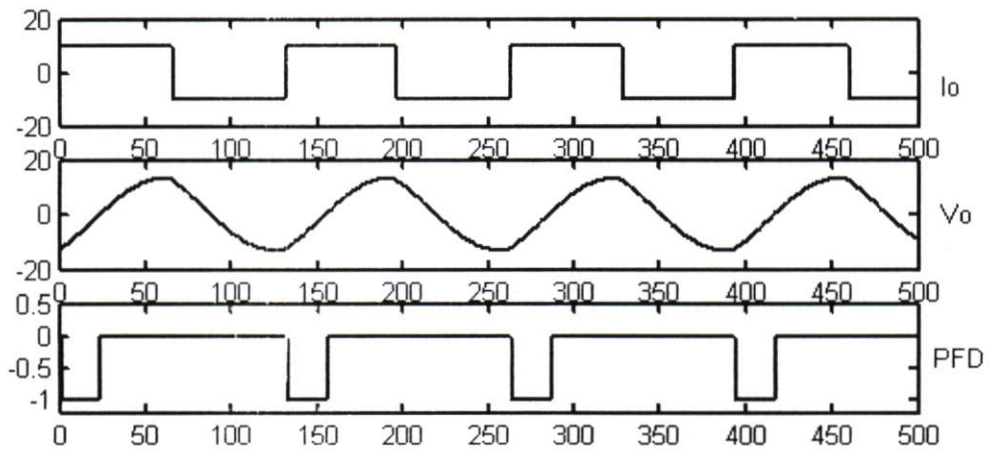


รูปที่ 4.18 ผลการจำลองการทำงานเมื่อตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ตัวจับค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในสภาวะบวกรหรือนำหน้า

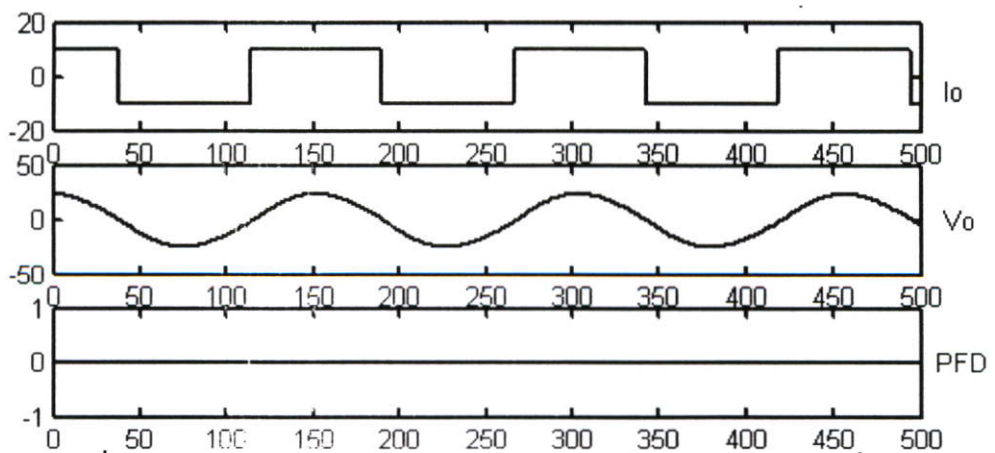
การทดสอบระบบควบคุมความถี่ในการสวิตช์ที่สถานะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติในสถานะที่ 2 เมื่อโหลดเกิดการเปลี่ยนแปลงโดยตัวเหนี่ยวนำมีค่าลดลงจากเดิมจากสถานะที่ 1 มีค่า  $2 \mu\text{H}$  (ค่าเดิมคือ  $2.8 \mu\text{H}$ ) โดยให้ค่าตัวแปรของวงจรเดิมคือตัวเก็บประจุมีขนาด  $36 \mu\text{F}$  ความต้านทานมีค่า  $0.059$  โอห์ม เมื่อคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น  $18.75 \text{ kHz}$  จากผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอรืด้วยโปรแกรม PSCAD แสดงในรูปที่ 4.18 จะพบว่าแรงดันที่ได้



**รูปที่ 4.19** ผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอรืกระแสและแรงดันที่ใช้  
สำหรับขับโหลดมีเฟสตรงกัน



**รูปที่ 4.20** ผลการจำลองการทำงานเมื่อตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่  
ตัวจับค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในสภาวะลบหรือล้าหลัง



**รูปที่ 4.21** ผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอรืกระแสและแรงดันที่  
ใช้สำหรับขับโหลดมีเฟส ตรงกัน

นำหน้ากระแส ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ตรวจจับได้ค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในสภาวะบวกรหรือนำหน้าเมื่อค่าความคลื่อนของเฟสมีค่านำหน้า ระบบควบคุมความถี่จะทำการปรับเพิ่มความถี่อัตโนมัติ และจะหยุดเพิ่มความถี่อัตโนมัติเมื่อตัวตรวจจับค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 4.19 (รูปที่ 4.19 เป็นผลการจำลองการทำงานที่ต่อเนื่องกับรูปที่ 4.18) เมื่อค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์แสดงว่าระบบสามารถควบคุมให้ความถี่ในการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์มีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด

การทดสอบระบบควบคุมความถี่ในการสวิตซ์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติในสภาวะที่ 3 เมื่อโหลดเกิดการเปลี่ยนแปลงโดยตัวเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มขึ้นจากเดิมจากสภาวะที่ 1 มีค่า  $4 \mu\text{H}$  (ค่าเดิมคือ  $2.8 \mu\text{H}$ ) โดยให้ค่าตัวแปรของวงจรเดิมคือตัวเก็บประจุมีขนาด  $36 \mu\text{F}$  ความต้านทานมีค่า  $0.059$  โอห์ม เมื่อคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดมีค่าลดลงคือค่า  $13.26 \text{ kHz}$ ) จากผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม PSCAD แสดงในรูปที่ 4.20 จะพบว่าแรงดันนำหน้ากระแส ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ตรวจจับได้ค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในสภาวะลบหรือล้าหลังเมื่อค่าความคลื่อนของเฟสมีค่าล้าหลัง ระบบควบคุมความถี่จะทำการปรับลดความถี่อัตโนมัติ และจะหยุดลดความถี่อัตโนมัติเมื่อตัวตรวจจับค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 4.21 (รูปที่ 4.21 เป็นผลการจำลองการทำงานที่ต่อเนื่องกับรูปที่ 4.20) เมื่อค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์แสดงว่าระบบสามารถควบคุมให้ความถี่ในการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์มีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด

สรุปได้ว่าจากผลการจำลองการทำงานบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม PSCAD ได้แสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมที่ได้ออกแบบมีความสามารถในการควบคุมความถี่ในการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าความถี่ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดแบบอัตโนมัติ โดยการปรับค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัตินั้นระบบควบคุมจะทำขบวนการตามค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสที่จับได้โดยเมื่อค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์แสดงว่าสัญญาณอินพุตที่เข้ามามีเฟสตรงกันหรืออยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ แต่ถ้าระบบมีการจับค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสเป็นบวกแสดงว่าอินพุตไม่ได้อยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ดังนั้นระบบจะทำการปรับเพิ่มความถี่ในการสวิตซ์ซึ่งอินเวอร์เตอร์แบบอัตโนมัติจนกระทั่งค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์จึงหยุดทำการเพิ่มความถี่ในการสวิตซ์ แต่ในทางตรงข้ามถ้าระบบมีการจับค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสเป็นลบแสดงว่าอินพุตไม่ได้อยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ดังนั้นระบบจะทำการปรับลดความถี่ในการสวิตซ์ซึ่งอินเวอร์เตอร์แบบอัตโนมัติจนกระทั่งค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสมีค่าเป็นศูนย์จึงหยุดทำการลดค่าความถี่ในการสวิตซ์ โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้มีจุดประสงค์ในการควบคุมความถี่ในการสวิตซ์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติไว้ 2 ข้อด้วยกันคือ 1) ในทางปฏิบัติค่าความเหนี่ยวนำจะลดลงเมื่อให้ความร้อนแก่โหลด ดังนั้นจะมีผลทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดสูงขึ้น 2) ระบบควบคุมจะทำการสวิตซ์อินเวอร์เตอร์แบบอัตโนมัติให้ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดในช่วงความถี่  $10\text{kHz} - 30 \text{ kHz}$  โดยจะใช้ลักษณะเด่นของ PFD ซึ่งมีความสามารถในการ

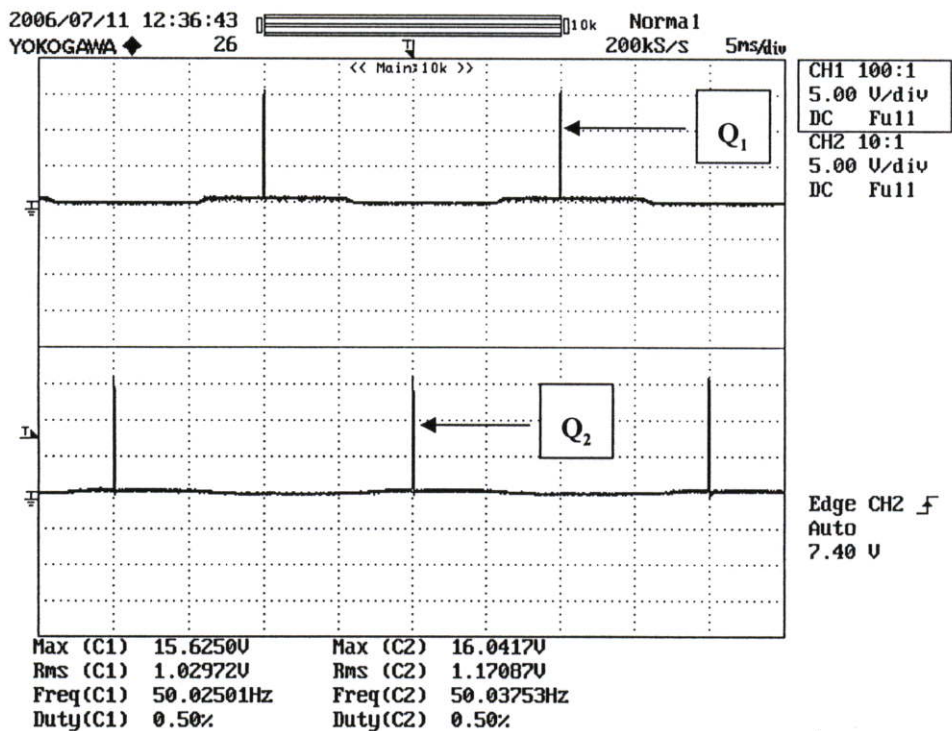
ตรวจจับความคลาดเคลื่อนของเฟสและความถี่ของแรงดันที่มีต่อกระแสที่ใช้ในการขับโหลด ว่าอยู่ในสถานะ นำหน้า หรือ ล้าหลัง โดยที่ระบบควบคุมที่ได้นำเสนอได้แสดงให้เห็นถึงความสามารถในการควบคุมกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลดอยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ตลอดเวลา ดังนั้นระบบก็จะเกิดการส่งถ่ายกำลังงานสูงสุด

## บทที่ 5

# การทดลองอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มี ระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ

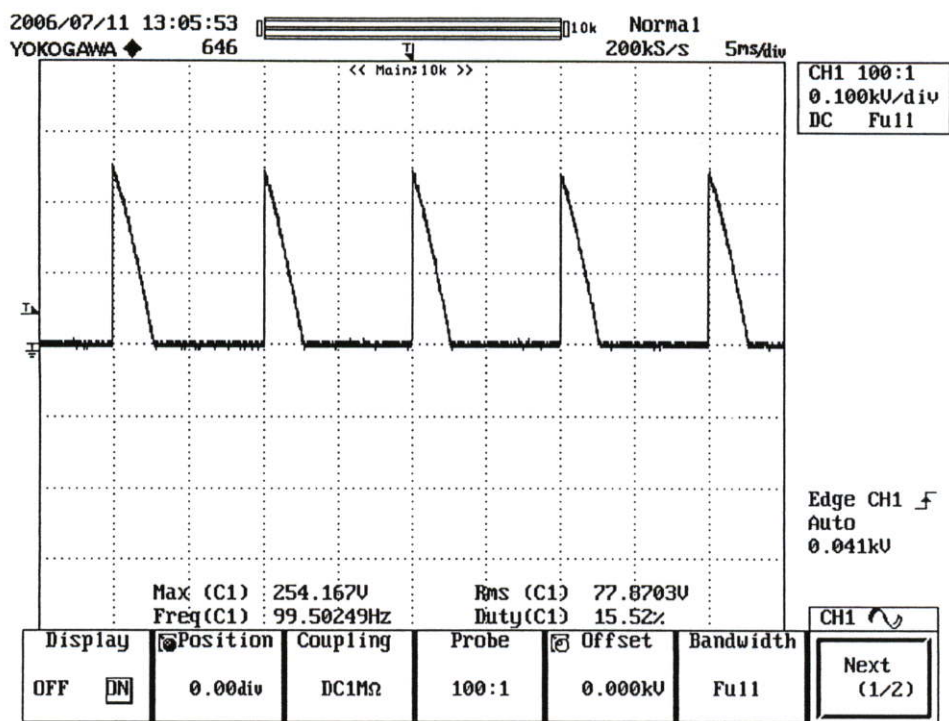
### 5.1 การทดสอบแหล่งจ่ายกระแส

สัญญาณที่ได้จาก TCA785 จะถูกแยกโคจรทางแสงโดยใช้ออปโตอิเล็กทรอนิกส์ TLP250 จำนวน 2 ชุด ดังแสดงในรูปที่ 4.3 และในรูปที่ 5.1 แสดงสัญญาณที่ผ่านการแยกโคจรทางแสงเพื่อใช้สำหรับจุดชนวนให้กับ SCR ขณะยังไม่ได้ต่อเกทของ SCR

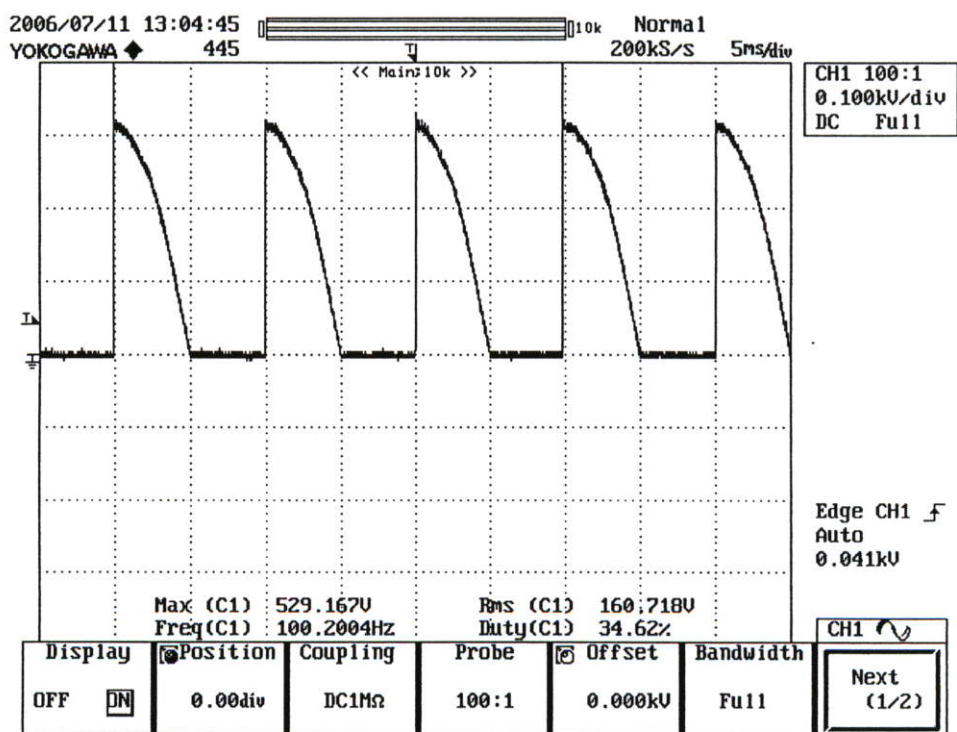


รูปที่ 5.1 แสดงสัญญาณที่ผ่านการแยกโคจรทางแสง เพื่อใช้สำหรับ  
จุดชนวนให้กับ SCR  $Q_1$  และ  $Q_2$

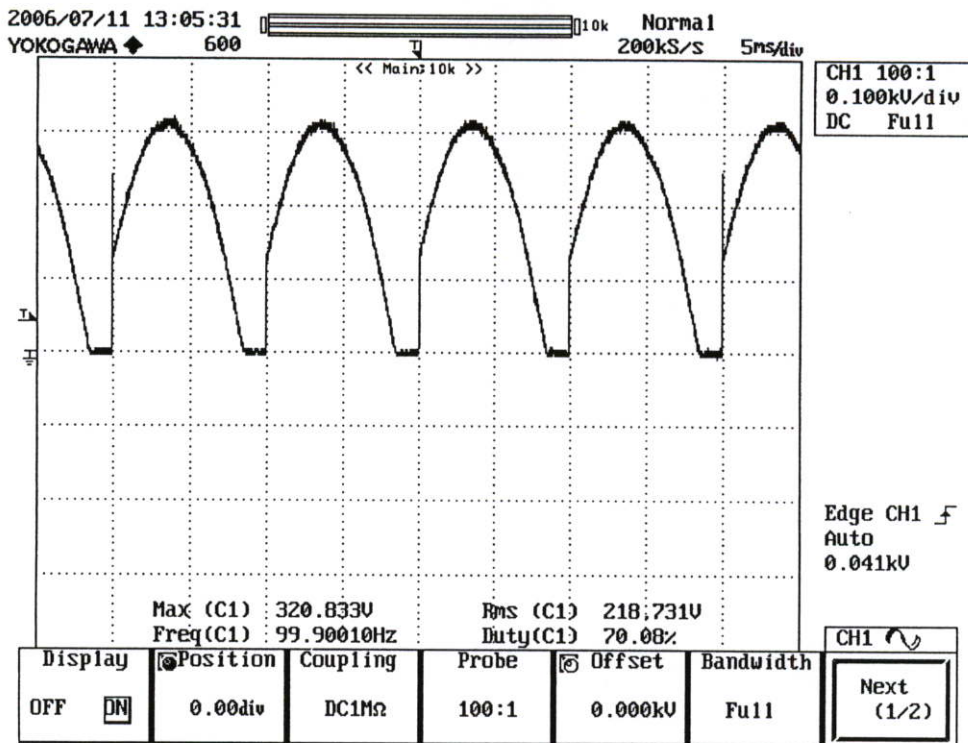
และในรูปที่ 5.2, 5.3, 5.4 และ 5.5 เป็นการทดสอบวัดแรงดันของวงจรเรียงกระแส ที่ยังไม่ผ่านการกรองกระแสให้เรียบ ณ มุมจุดชนวน ( $\alpha$ ) ของ SCR ที่มุมมากกว่า 90 องศา 90 องศา 30 องศา และ 0 องศาตามลำดับ โดยใช้หลอดไฟ 220 V. เป็นโหลด



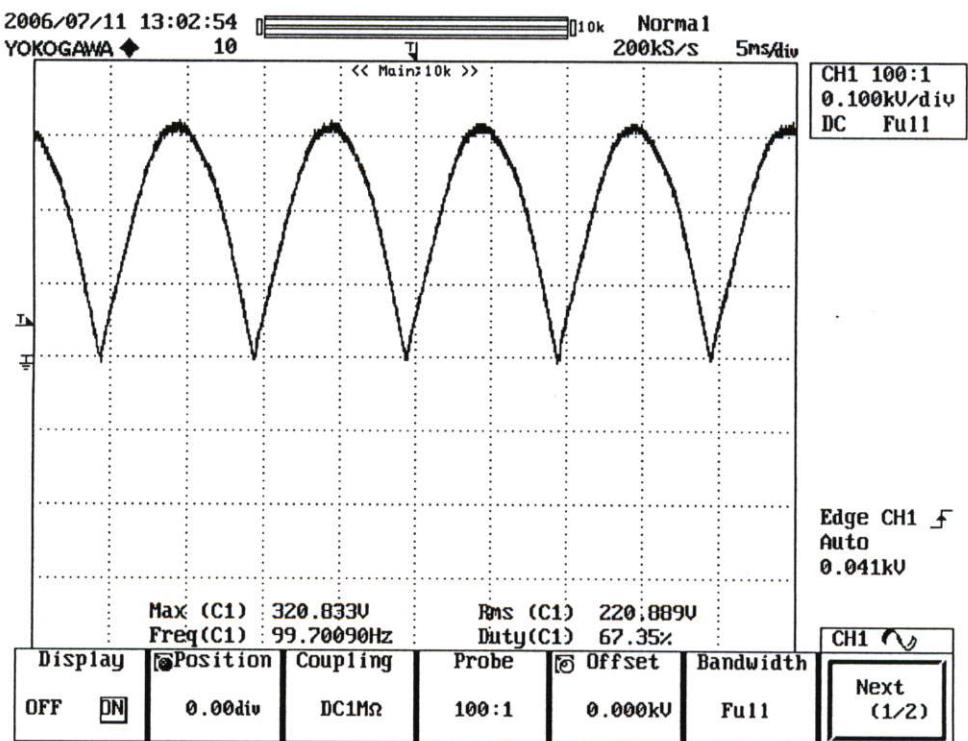
รูปที่ 5.2 แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี  $\alpha > 90^\circ$  (สเกลแรงดัน:100 V/div, Time:5 mS/div)



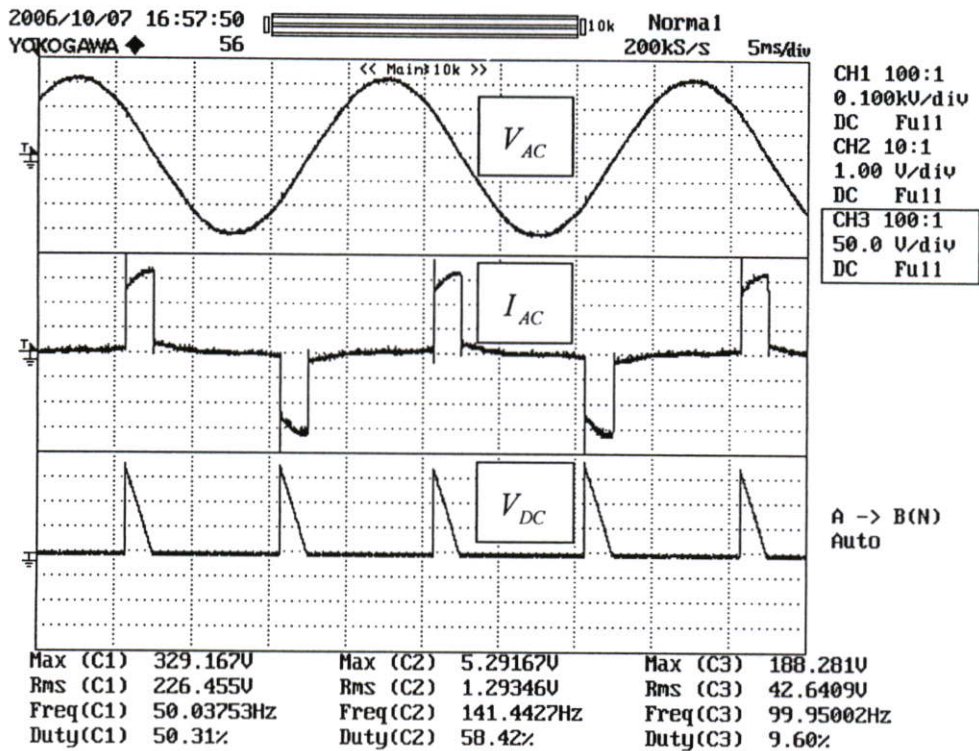
รูปที่ 5.3 แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี  $\alpha \approx 90^\circ$  (สเกลแรงดัน:100 V/div, Time:5 mS/div)



รูปที่ 5.4 แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี  $\alpha \approx 30^\circ$  (สเกลแรงดัน: 100 V/div, Time: 5 ms/div)



รูปที่ 5.5 แรงดันของวงจรเรียงกระแส โดยมี  $\alpha \approx 0^\circ$  (สเกลแรงดัน: 100 V/div, Time: 5 ms/div)

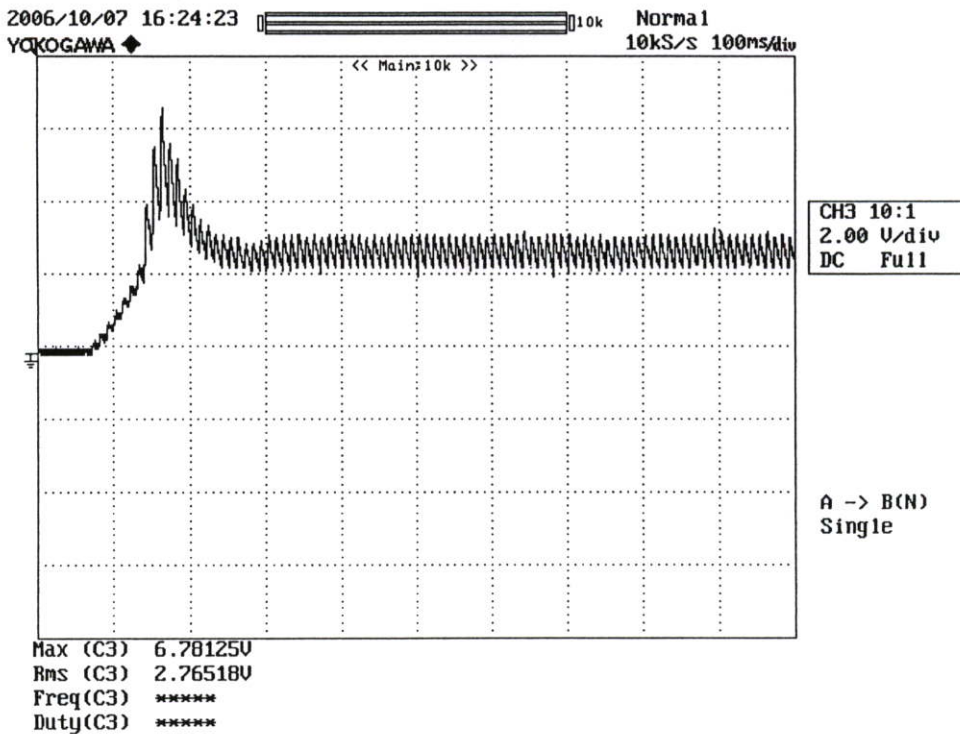


รูปที่ 5.6 รูปร่างของสัญญาณแรงดัน  $V_{AC}$  และกระแสทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับ  $I_{AC}$  และแรงดันของวงจรเรียงกระแส  $V_{DC}$  (สเกลของแรงดัน  $V_{AC}$  : 100 V/div,  $I_{AC}$  : 1 A/div,  $V_{DC}$  : 50 V/div)

ในรูปที่ 5.6 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 โดยจะดูผลการตอบสนองต่อสแตปการเปลี่ยนคำสั่งของกระแส  $I_{dc}$  และเมื่อความต้านทานของโหลดเกิดการเปลี่ยนแปลง ระบบควบคุมกระแสที่ได้ออกแบบไว้สามารถที่จะควบคุมให้กระแสชิลิ่งมีค่าคงที่ โดยในการทดลองจะใช้โหลดที่เป็นค่าความต้านทาน 80 โอห์ม โดยทำการควบคุมกระแสชิลิ่งให้มียค่าคงที่ 0.7 A ทำการบันทึกค่าแรงดันที่เกิดขึ้นที่โหลด หลังจากนั้นทำการปรับลดค่าความต้านทานของโหลดลงเหลือ 20 โอห์ม ให้พิจารณาที่กระแสชิลิ่งว่าคงที่อยู่ที่ 0.7 A หรือไม่ ถ้าคงที่แสดงว่าระบบควบคุมที่ได้ออกแบบตรงตามวัตถุประสงค์



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



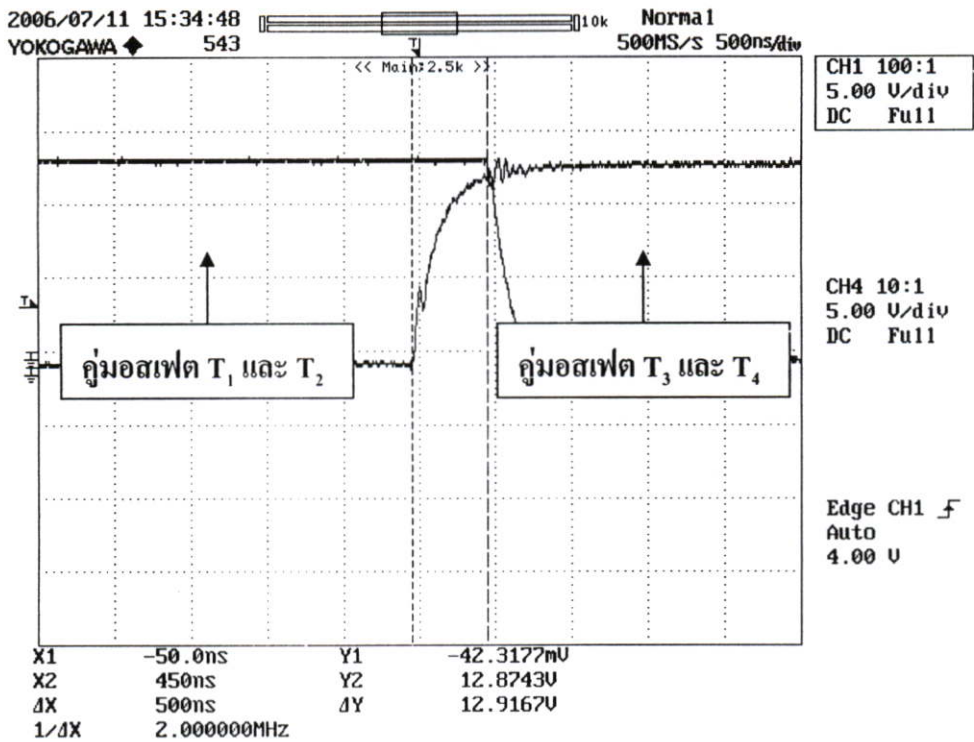
**รูปที่ 5.9** ผลตอบสนองต่อสแต็ปคำสั่งกระแส  $I_{dc}$  (ทดสอบที่คำสั่ง กระแส  $I_{dc}$  จากค่า 0.1

เปลี่ยนเป็น 3 A ,สเกลกระแส  $I_{dc}$ : 2 V/div)

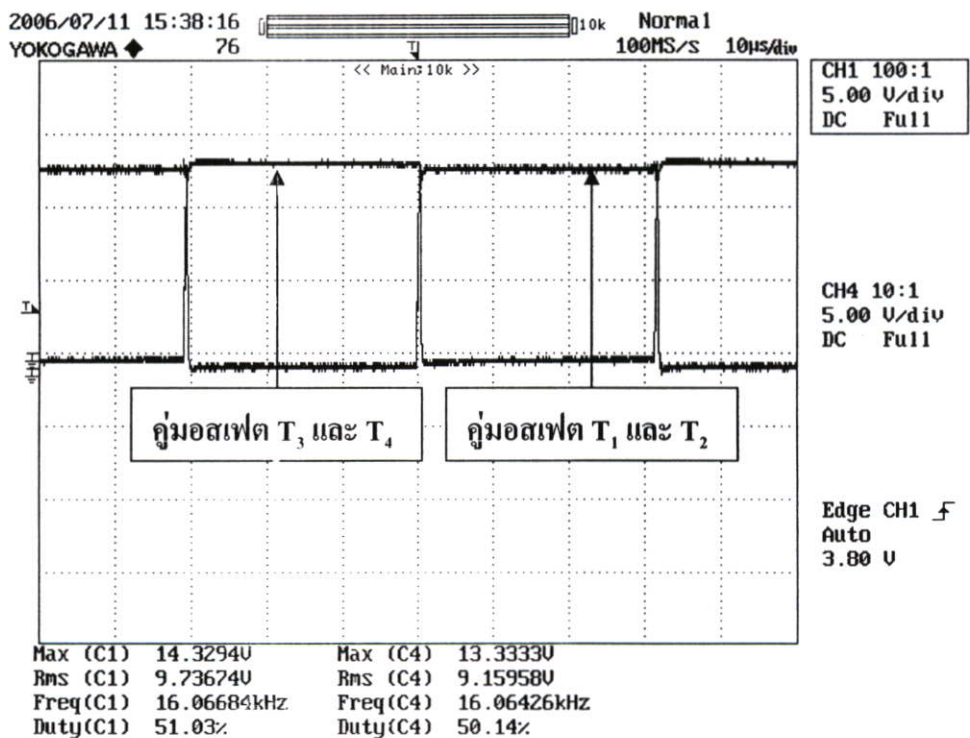
จากการทดสอบการควบคุมกระแสคงที่แบบลูปปิด ที่ใช้โหลดเป็นความต้านทาน 80 โอห์ม โดยตั้งค่ากระแสไว้ที่ 0.7 A. จากนั้นทำการปรับค่าความต้านทานให้ลดลงเพื่อทดสอบดูว่ากระแสที่มีการควบคุมจะคงที่ดังแสดงในรูปที่ 5.7 กระแสที่ไหลคกับแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสที่โหลดค่าเริ่มต้น และรูปที่ 5.8 กระแสที่ไหลคกับแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสเมื่อโหลดมีค่าลดลง ซึ่งจะเห็นว่ากระแสมีค่าค่อนข้างคงที่ ส่วนแรงดันต่างกันคือ โหลดที่มีความต้านทานสูงแรงดันจะมีค่าสูงกว่าโหลดที่มีค่าความต้านทานต่ำ ส่วนในรูปที่ 5.9 เป็นผลตอบสนองต่อสแต็ปคำสั่งกระแส  $I_{dc}$  ซึ่งได้แสดงให้เห็นว่าการควบคุมแบบลูปปิดที่ได้ออกแบบไว้มีความสามารถในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนคำสั่งของกระแส  $I_{dc}$  และสามารถควบคุมกระแสได้ชิลิ่งให้มีความคงที่อย่างต่อเนื่อง

## 5.2 การทดสอบสัญญาณขั้วเกทของมอสเฟตในวงจรอินเวอร์เตอร์

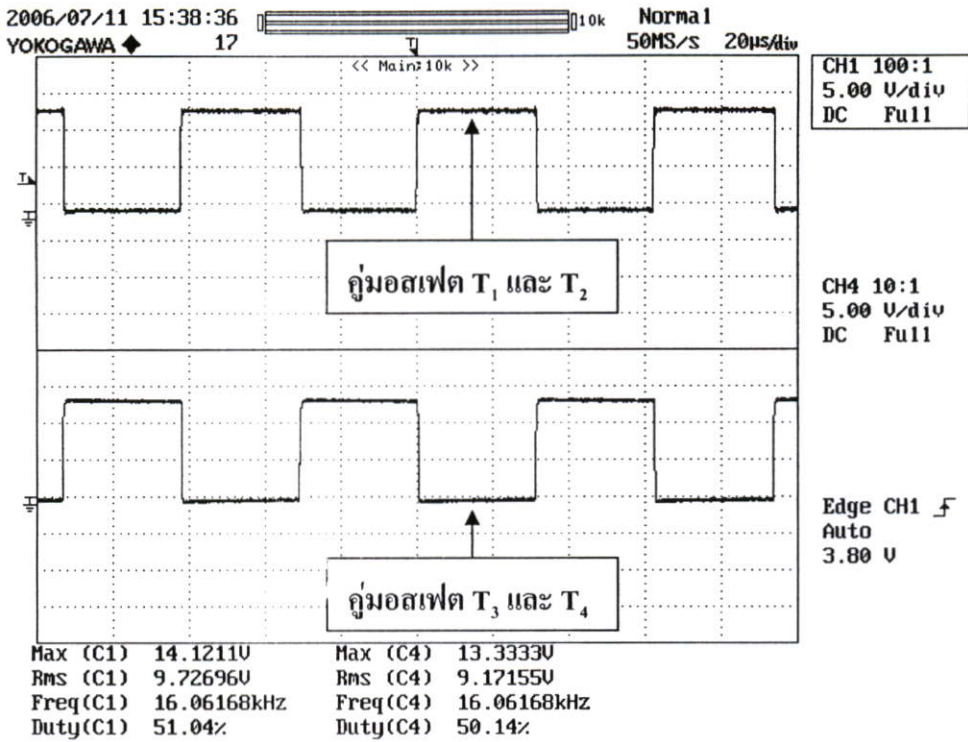
สัญญาณขั้วเกทของมอสเฟตทั้งสองชุดจะต้องมีการเชื่อมกันอยู่เล็กน้อย โดยในที่นี้กำหนดให้มีความประมาณ 450nS. ซึ่งเหมาะสมกับค่า turn-on delay time และ turn-off delay time ของ Mosfet ลักษณะสัญญาณขั้วของมอสเฟตทั้งสองคู่ที่ได้จากการวัดสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 5.10 รูปที่ 5.11 และรูปที่ 5.12 โดยในช่วงสัญญาณ ON มีขนาดประมาณ 15 โวลท์ และช่วงสัญญาณ OFF ประมาณ 0 โวลท์



รูปที่ 5.10 สัญญาณสำหรับขับมอสเฟตทั้ง 2 คู่ มีสัญญาณเหลือมกัน 450 nS  
(กลุ่มอสเฟต  $T_1$  และ  $T_2$  มีสัญญาณเหลือมกลุ่มอสเฟต  $T_3$  และ  $T_4$  อยู่ 450 nS)



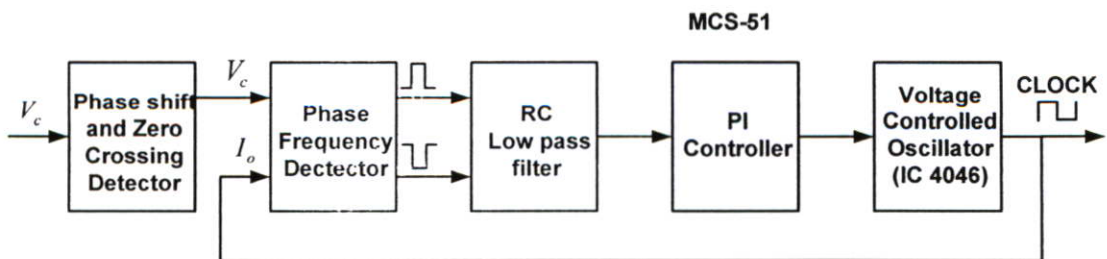
รูปที่ 5.11 สัญญาณสำหรับขับมอสเฟตทั้ง 2 คู่ มีสัญญาณเหลือมกัน 450 nS  
(กลุ่มอสเฟต  $T_1$  และ  $T_2$  มีสัญญาณเหลือมกลุ่มอสเฟต  $T_3$  และ  $T_4$  อยู่ 450 nS)



รูปที่ 5.12 สัญญาณสำหรับขับมอสเฟตทั้ง 2 คู่ มีสัญญาณเหลื่อมกัน 450 nS  
(กลุ่มมอสเฟต  $T_1$  และ  $T_2$  มีสัญญาณเหลื่อมกลุ่มมอสเฟต  $T_3$  และ  $T_4$  อยู่ 450 nS)

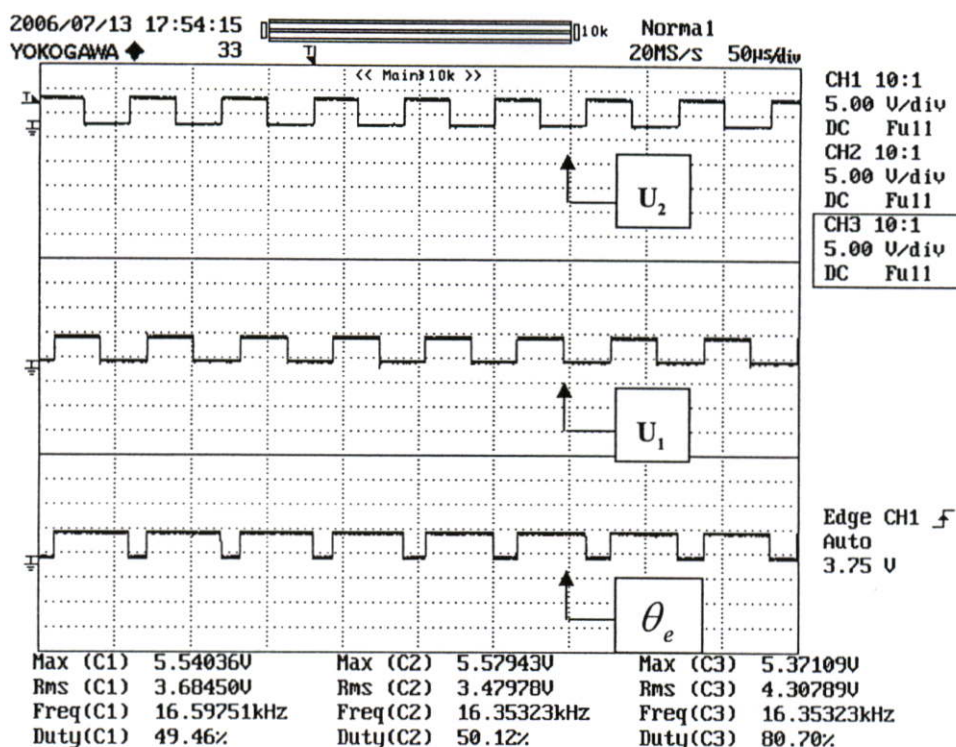
### 5.3 การทดสอบระบบเฟสล็อกกลุ่

การทดสอบตัวตรวจจับเฟสแบบแบบเฟส-ความถี่ ของระบบการควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ ที่ได้แสดงในรูปที่ 5.13) ได้ทำการทดสอบคุณสมบัติของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ที่ความถี่ประมาณ 16 kHz ทดลอง 3 สภาวะคือ ในสภาวะที่สัญญาณ SIGNAL INPUT ( $V_c$ ) มีเฟสตรงกันกับสัญญาณ VCO OUTPUT ( $I_o$ ) สภาวะที่สัญญาณ SIGNAL INPUT มีเฟสนำหน้าสัญญาณ VCO OUTPUT และสภาวะที่สัญญาณ SIGNAL INPUT มีเฟสล่าหลังสัญญาณ VCO OUTPUT (โดยสัญญาณ SIGNAL INPUT คือสัญญาณ U1 และสัญญาณ VCO OUTPUT คือสัญญาณ U2)



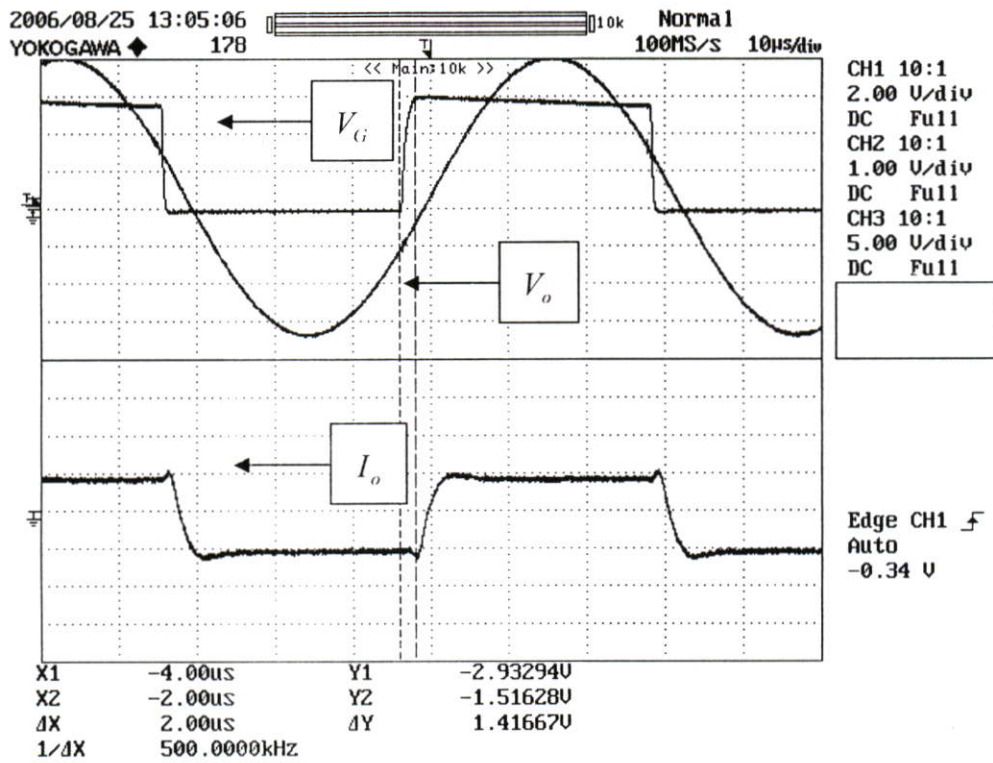
รูปที่ 5.13 ระบบการควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ



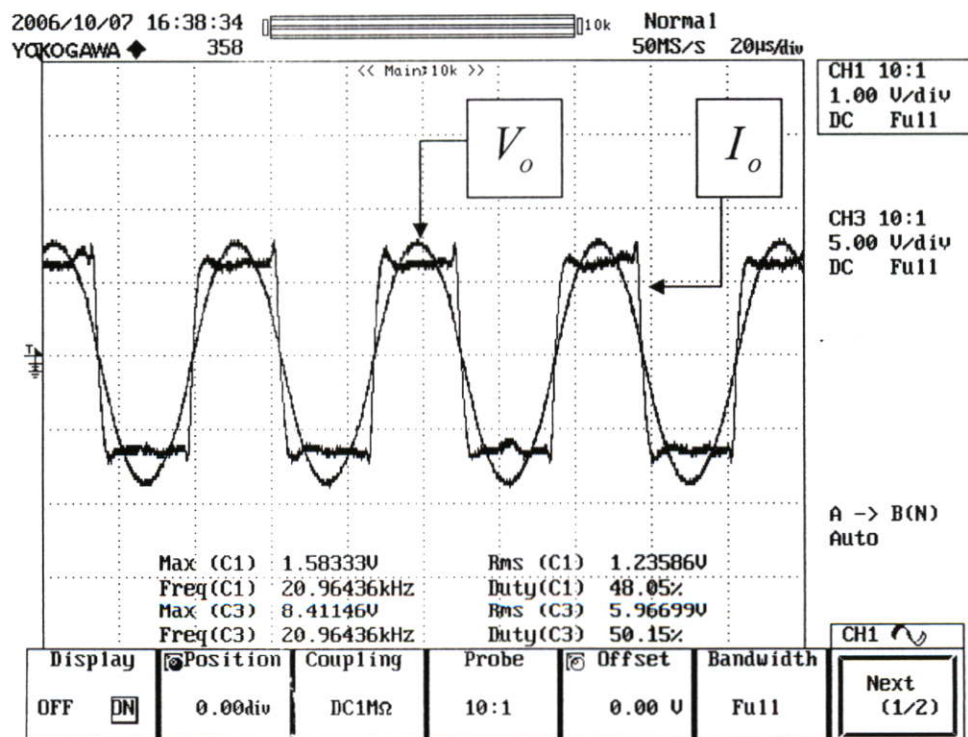


รูปที่ 5.16 แสดงผลการทดลองการทำงานในกรณี สัญญาณ  $U_1$  มีเฟสล่าหลัง สัญญาณ  $U_2$  ความคลาดเคลื่อนของเฟส ( $\theta_e$ ) เป็นลบ

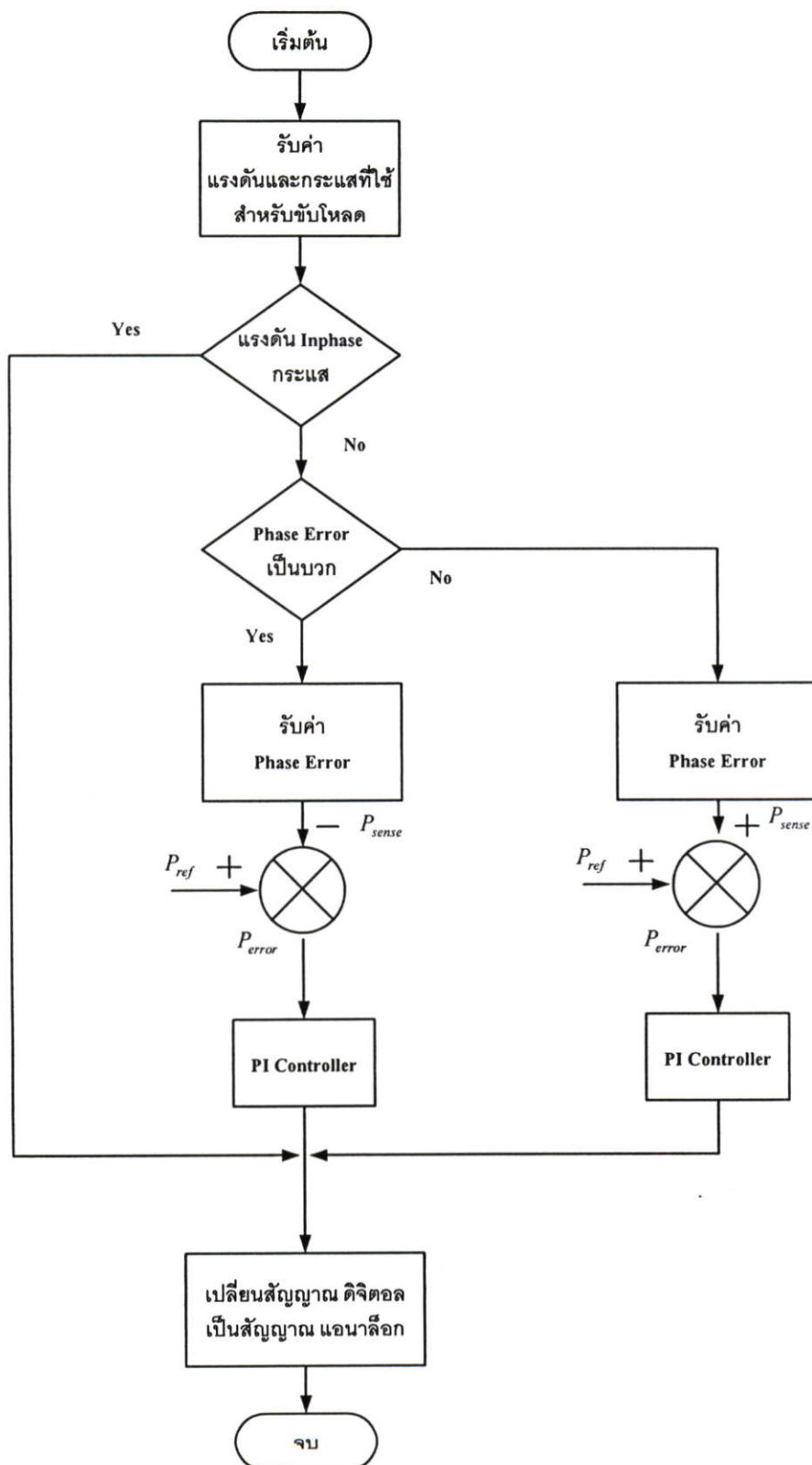
ผลการทดลองคุณสมบัติของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ดังแสดงในรูปที่ 5.14 เมื่อสัญญาณ  $U_1$  มีเฟสตรงกับสัญญาณ  $U_2$  และรูปที่ 5.15 เมื่อสัญญาณ  $U_1$  นำหน้าสัญญาณ  $U_2$  ส่วนในรูปที่ 5.16 เมื่อสัญญาณ  $U_1$  ล่าหลังสัญญาณ  $U_2$  สำหรับการทำงานของระบบควบคุมความถี่ของการสวิตช์ที่สถานะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติที่ได้แสดงในรูปที่ 5.13 จะทำการตรวจจับเฟสของแรงดันและกระแสที่ใช้สำหรับขับโหลด โดยแรงดันนั้นจะใช้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ( $V_c$ ) ส่วนกระแสจะใช้สัญญาณสำหรับขับเกทของมอสเฟต โดยเมื่อวัดสัญญาณสำหรับขับเกทเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสที่ใช้ขับโหลดพบว่ามีความล่าช้าอยู่  $2 \mu S$  ดังแสดงในรูปที่ 5.17 และเมื่อทำการเลื่อนเฟสของแรงดันไปข้างหน้า  $2 \mu S$  เมื่อวัดสัญญาณกระแสและแรงดันสำหรับขับโหลดจะอยู่ในสถานะมีเฟสตรงกันดังแสดงในรูปที่ 5.18 จากนั้นส่งผ่านไปยังวงจร Zero Crossing Detector เพื่อทำการเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณดิจิทัล โดยสัญญาณกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลดที่เป็นระบบสัญญาณดิจิทัล จะถูกตรวจจับเฟสโดยวงจรตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ ทำให้ได้ Phase Error ส่งไปยังวงจรองความถี่ค่าผ่าน จากนั้นใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ทำการประมวลผลค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสตามสถานะของ Phase Error ดังแสดงในรูปที่ 5.19 จากนั้นทำการเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณแอนาล็อก ซึ่งสัญญาณแอนาล็อกที่ได้จะเป็นแรงดันที่ใช้ควบคุมวงจรถ่ายความถี่โดยใช้ไอซี CD4046 เพื่อใช้สำหรับเป็นสัญญาณนาฬิกาสำหรับขับเกทของมอสเฟตของวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.17 แสดงสัญญาณสำหรับขับเกตมอสเฟส ( $V_G$ ) นำหน้าสัญญาณกระแสสำหรับขับโหลด ( $I_o$ ) เป็นเวลา  $2 \mu\text{s}$

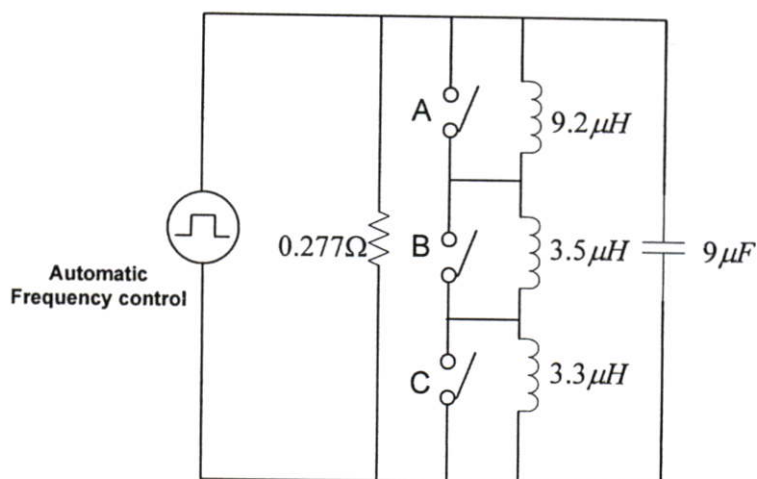


รูปที่ 5.18 สัญญาณกระแส ( $I_o$ ) และแรงดัน ( $V_o$ ) สำหรับ ทำการเลื่อนเฟสแรงดัน ( $V_o$ ) ไปข้างหน้า  $2 \mu\text{s}$  (สเกลแรงดัน  $V_o$ : 5 V/div, กระแส  $I_o$ : 1 A/div)



รูปที่ 5.19 แผนผังการตรวจจับค่าความคลาดเคลื่อนของเฟส โดยใช้ MCS-51

จากนั้นทำการทดลองระบบควบคุมความถี่ของการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ เมื่อค่าตัวเหนี่ยวนำเกิดการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 5.20 วงจรที่ใช้ในการทดลองระบบควบคุมความถี่แบบอัตโนมัติ

จากรูปที่ 5.20 ค่าความเหนี่ยวนำรวมมีค่า  $16.2\mu H$  ตัวเก็บประจุ  $9\mu F$  ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์มีค่า

$$fr_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{16 \times 10^{-6} \times 9 \times 10^{-6}}} = 13.26 \text{ kHz}$$

เมื่อทำการปิดสวิตช์ A จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่า  $6.8\mu H$  ตัวเก็บประจุ  $9\mu F$  ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์มีค่า

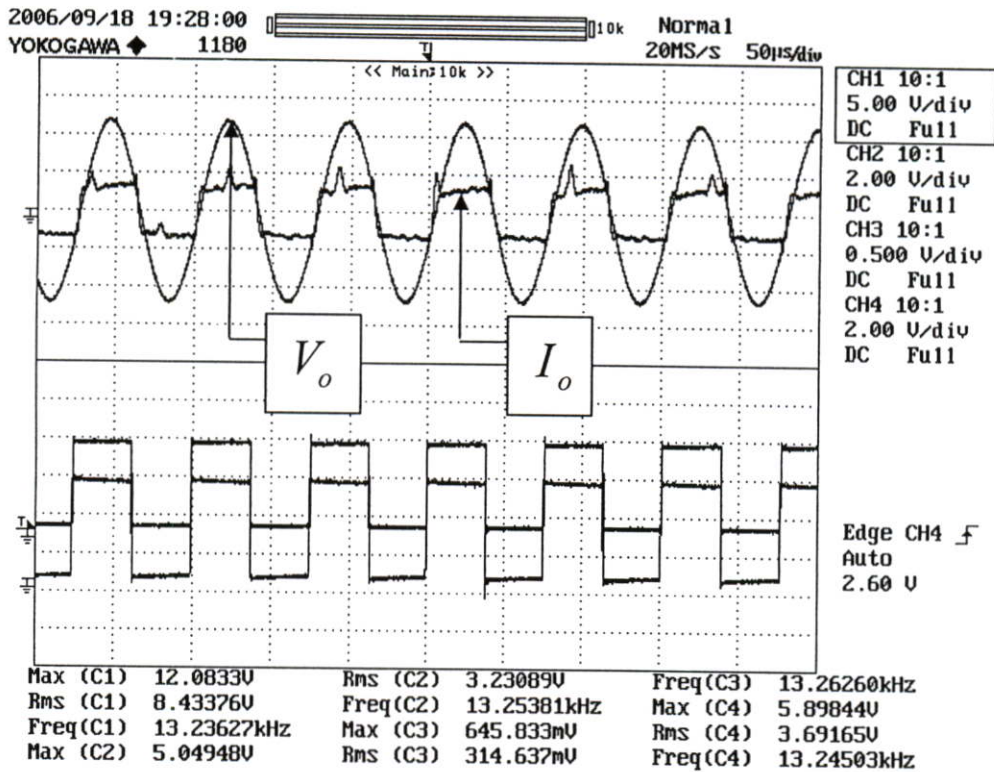
$$fr_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6.8 \times 10^{-6} \times 9 \times 10^{-6}}} = 20.34 \text{ kHz}$$

เมื่อทำการปิดสวิตช์ A และ B จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่า  $3.3\mu H$  ตัวเก็บประจุ  $9\mu F$  ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์มีค่า

$$fr_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{3.3 \times 10^{-6} \times 9 \times 10^{-6}}} = 29.2 \text{ kHz}$$

ทำการทดลองอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มีระบบควบคุมความถี่ในการสวิตช์ที่สภาวะเร

โซแนนซ์แบบอัตโนมัติ โดยทำการทดลองในสถานะที่ 1 คือเมื่อสวิตช์ A, B และ C เปิดทำให้ความถี่เรโซแนนซ์อยู่ในสถานะความถี่  $f_1$  ทำการวัดสัญญาณกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลด และสัญญาณที่ใช้ในการตรวจจับเฟส ดังแสดงในรูปที่ 5.21

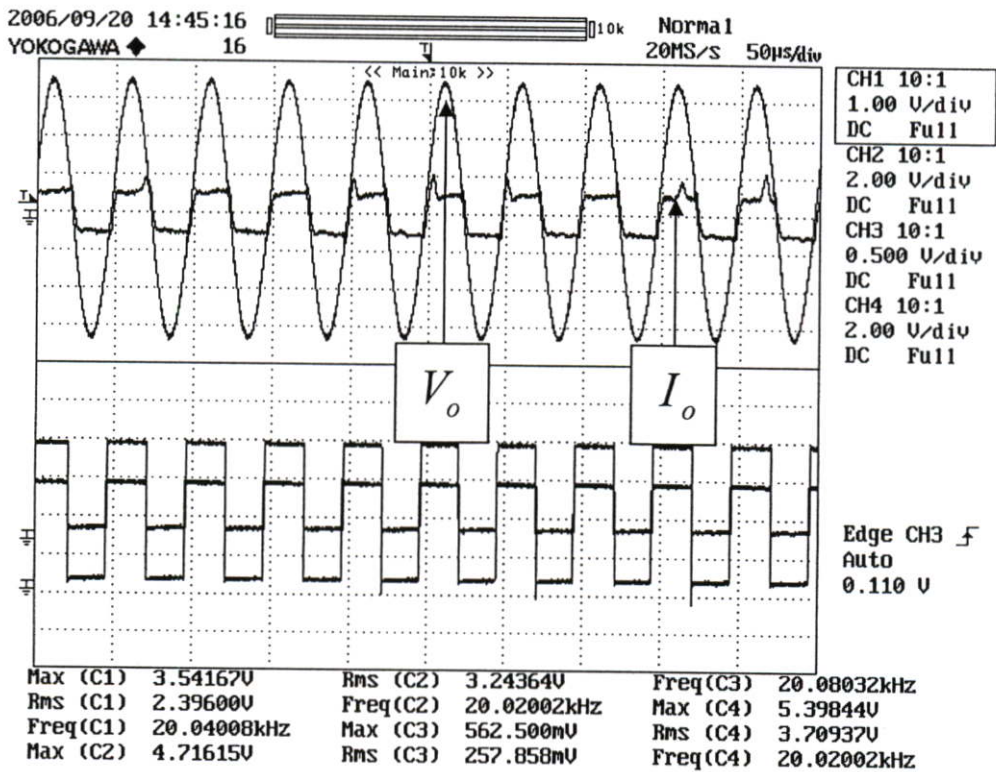


รูปที่ 5.21 สัญญาณกระแส ( $I_o$ ) และแรงดัน ( $V_o$ ) ที่ใช้สำหรับขับโหลด และสัญญาณที่ใช้ในการตรวจจับเฟส เมื่ออยู่ในสถานะความถี่เรโซแนนซ์ค่า 13.24kHz (Time:50  $\mu$ S)

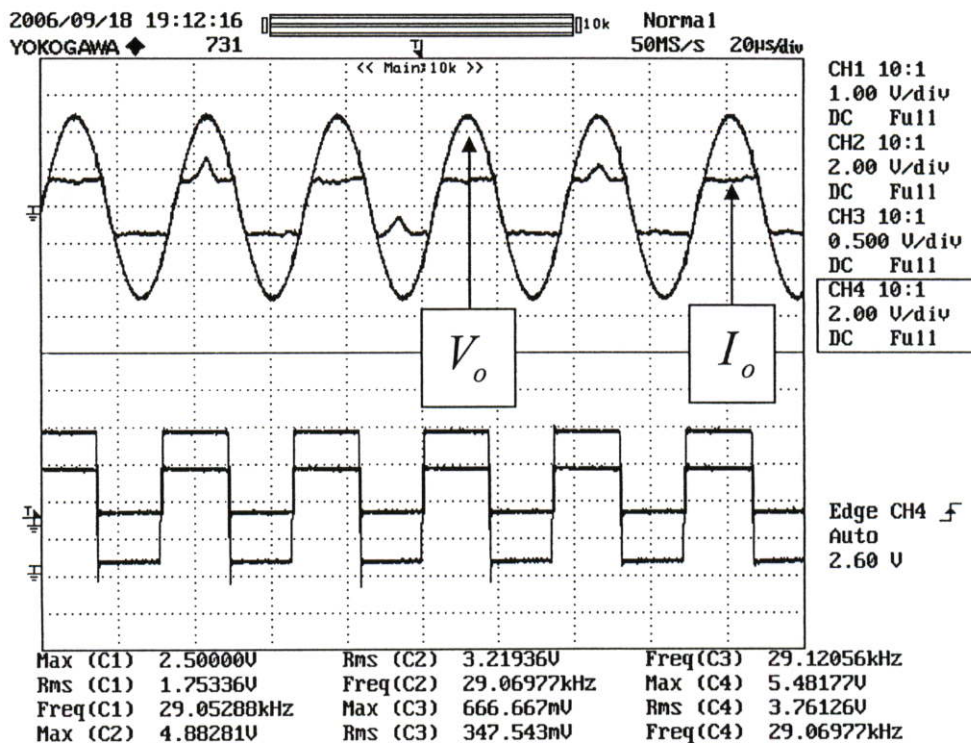
ทำการทดลองในสถานะที่ 2 เมื่อสวิตช์ A ปิดทำให้ความถี่เรโซแนนซ์อยู่ในสถานะความถี่  $f_2$  ทำการวัดสัญญาณกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลด และสัญญาณที่ใช้ในการตรวจจับเฟส ดังแสดงในรูปที่ 5.22) และทำการทดลองในสถานะที่ 3 เมื่อสวิตช์ A และ B ปิดทำให้ความถี่เรโซแนนซ์อยู่ในสถานะความถี่  $f_3$  ทำการวัดสัญญาณกระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลด และสัญญาณที่ใช้ในการตรวจจับเฟส ดังแสดงในรูปที่ 5.23) และบันทึกค่าความถี่เรโซแนนซ์ในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบค่าความถี่เรโซแนนซ์จากการคำนวณและจากการทดลอง

ค่าความเหนี่ยวนำ	ค่าตัวเก็บประจุ	ความถี่เรโซแนนซ์	
		ค่าที่ได้จากการคำนวณ	ค่าที่ได้จากการทดลอง
$16\mu H$	$9\mu F$	$13.26kHz$	$13.24kHz$
$6.8\mu H$	$9\mu F$	$20.34kHz$	$20kHz$
$3.3\mu H$	$9\mu F$	$29.2kHz$	$29kHz$



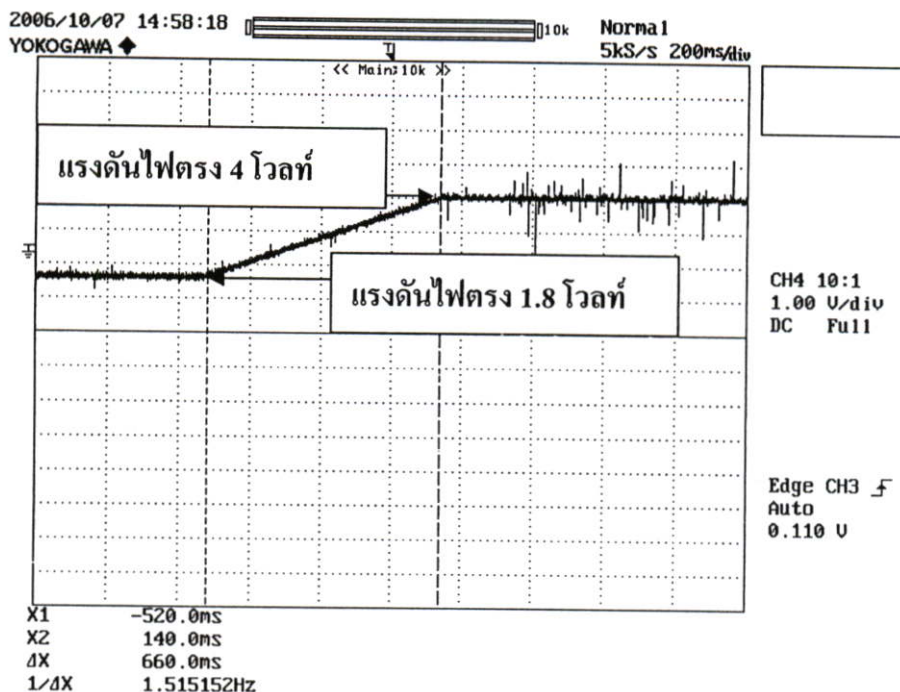
รูปที่ 5.22 สัญญาณกระแส ( $I_o$ ) และแรงดัน ( $V_o$ ) ที่ใช้สำหรับขับโหลด และสัญญาณที่ใช้ในตรวจเฟสเมื่ออยู่ในสภาวะความถี่เรโซแนนซ์ค่า 20 kHz (Time:50  $\mu S$ )



รูปที่ 5.23 สัญญาณกระแส ( $I_o$ ) และแรงดัน ( $V_o$ ) ที่ใช้สำหรับขับโหลด และสัญญาณที่ใช้ในการ

ตรวจจับเฟสเมื่ออยู่ในสถานะความถี่เรโซแนนซ์ค่า 29 kHz (Time:50  $\mu$ S)

จากรูปที่ 5.20) ทำการทดสอบหาผลตอบสนองต่อสเปคความถี่อินพุท โดยการเปลี่ยนค่าความถี่จาก  $f_{r1}$  ซึ่งมีค่าความถี่อยู่ที่ 13.26 kHz เป็นค่าความถี่  $f_{r3}$  ซึ่งมีค่าความถี่อยู่ที่ 29.2 kHz โดยทำการวัดผลตอบสนองทางด้านอินพุทของวงจรถ่ายความถี่ (VCO ของไอซี CD4046) ผลการวัดสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 5.24



รูปที่ 5.24 ผลตอบสนองต่อสเตปความถี่อินพุทของตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่  
เมื่อมีการควบคุมแบบลูปปิด (สเกลแรงดันไฟกระแสตรง : 1 V/div)

เมื่อใช้ตัวตรวจจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ โดยที่

$$K_d = \frac{V_{cc}}{4\pi} = \frac{5}{4\pi} = 0.4 \text{ V/rad}$$

$$K_o = \frac{2 \times \pi \times (29.2 \times 10^3 - 13.26 \times 10^3)}{5(4 - 1.8)} = 6.2 \times 10^3 \text{ rad/s/V}$$

$$\tau_1 = 0.001 \text{ s}$$

$$\tau_2 = 0.0015 \text{ s}$$

จากตารางที่ 3.1 ใช้วงจรกรองลูปชนิดพาสซีฟเล็กฟิลเตอร์ จะทำได้

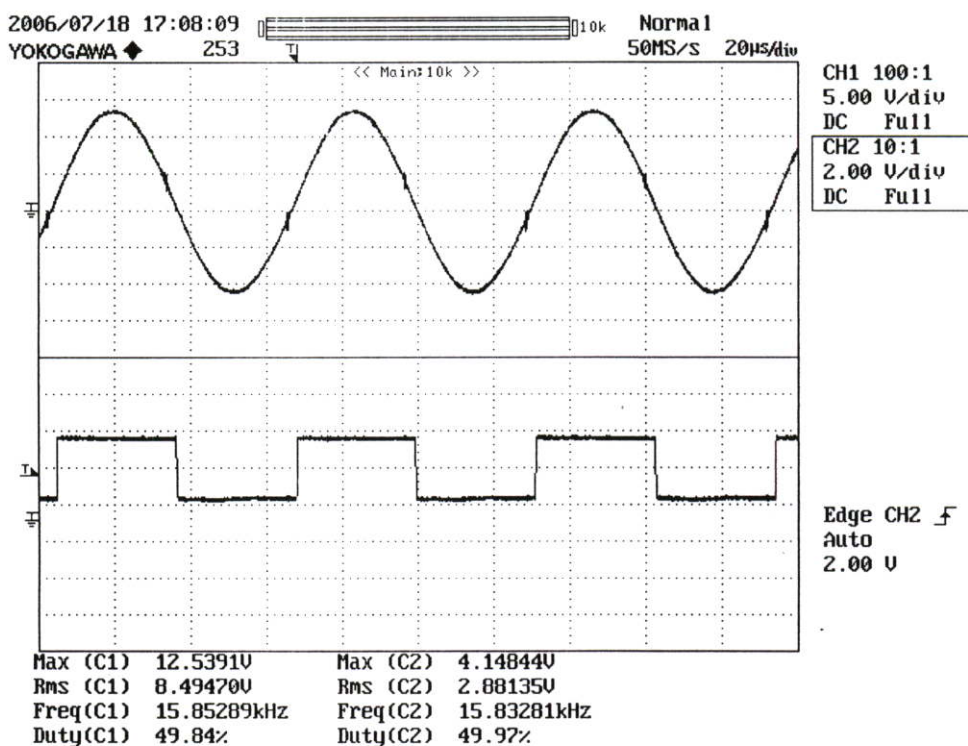
$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{N(\tau_1 + \tau_2)}}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{6.2 \times 10^3 \times 0.4}{(0.001 + 0.0015)}} = 996$$

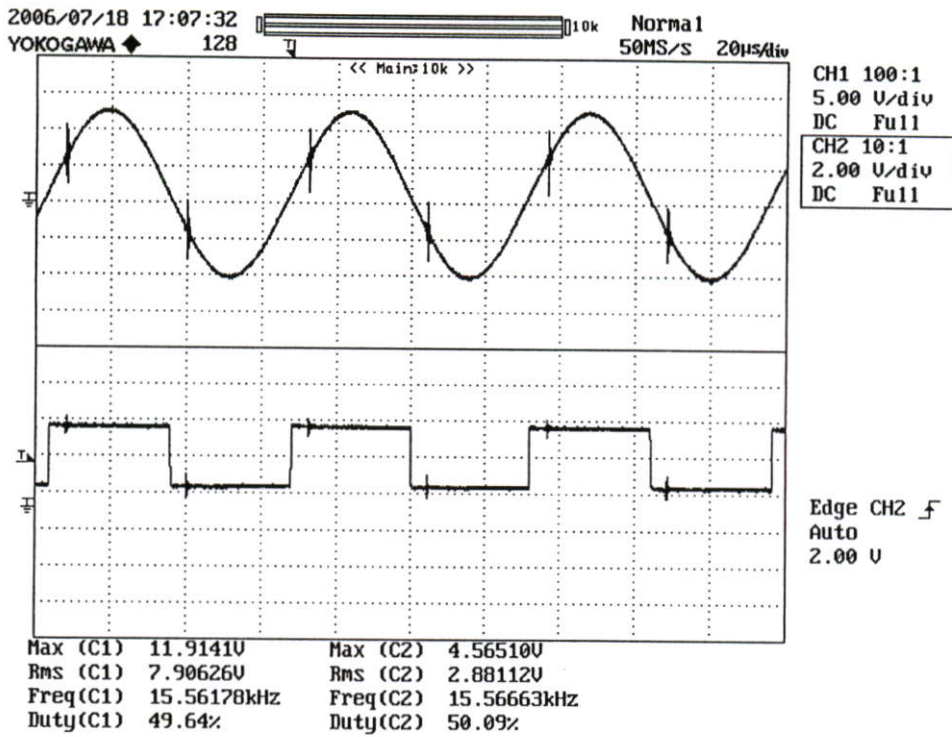
$$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2} = \frac{996 \times 0.0015}{2} = 0.75$$

## 5.4 การทดสอบวงจรวัดแรงดันที่ไหล

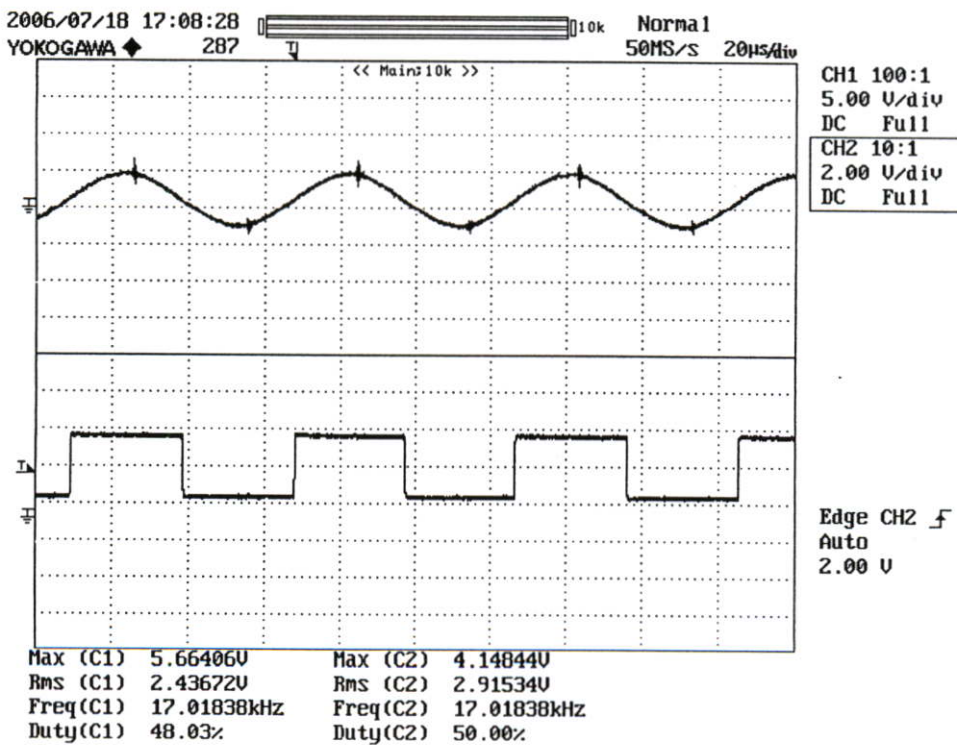
การวัดแรงดันที่ไหลนั้นจะต้องใช้ตัววัดที่ให้ผลตอบแทนที่รวดเร็ว และให้เฟสของสัญญาณที่วัดได้กับเฟสแรงดันจริงมีค่าความแตกต่างกันน้อยที่สุด เนื่องจากแรงดันดังกล่าวมีความถี่สูง โดยทำการลดระดับแรงดันที่ไหลโดยใช้ความต้านทานแบ่งแรงดัน จากนั้นวัดแรงดันที่ความต้านทานโดยใช้ Differential Amplifier สัญญาณที่วัดได้นำไปผ่านวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์ (Zero Crossing) โดยมีการแยกโคตทางแสงก่อนที่จะส่งต่อไปยังระบบควบคุมเฟสล็อกกลู๊ป และได้ทำการทดสอบการวัดแรงดันที่ไหลในสถานะต่างๆดังนี้ในรูปที่ 5.25) เมื่อแรงดันที่ไหลมีเฟสตรงกับกระแสที่ใช้ในการขับโหลด และในรูปที่ 5.26) ทำการทดสอบวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่ไหลมีเฟสหน้าหน้ากระแส แสที่ใช้ในการขับโหลด ส่วนในรูปที่ 5.27) ทำการทดสอบวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่ไหลมีเฟสล่าหลังกระแส แสที่ใช้ในการขับโหลด



รูปที่ 5.25 ผลตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่ไหลมีเฟสตรงกับกระแสที่ใช้ในการขับโหลด



รูปที่ 5.26 ผลตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟสหน้าหน้า  
กระแสที่ใช้ในการขับโหลด

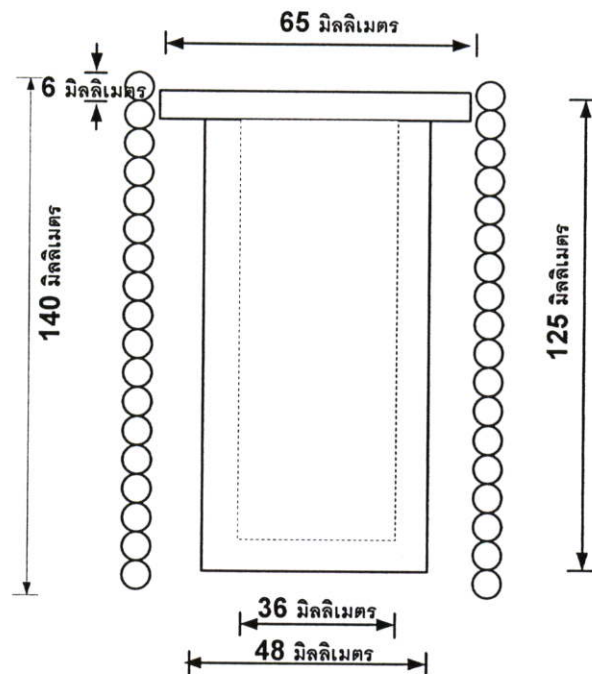


รูปที่ 5.27 ผลตรวจจับแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันที่โหลดมีเฟส้าหลัง  
กระแสที่ใช้ในการขับโหลด

จากการทดลองโดยการจำลองสภาวะการทำงานเมื่อค่าความเหนียวมีค่าที่ต่างกันความถี่เรโซแนนซ์ก็จะต่างกัน ซึ่งระบบควบคุมที่ได้นำเสนอได้แสดงให้เห็นถึงความสามารถในการควบคุมความถี่ของการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ

### 5.5 การทดสอบระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ

ในการออกแบบขดลวดสำหรับเหนียวความร้อน เลือกใช้ท่อทองแดงมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางภายนอก  $\frac{1}{4}$  นิ้ว หนา 1.5 มิลลิเมตร สำหรับพันรอบเข้าหาลอมที่ทำมาจากแกรไฟต์ ซึ่งมีขนาดความสูง 125 มิลลิเมตร เส้นผ่าศูนย์กลางภายนอก 48 มิลลิเมตร หนา 12 มิลลิเมตร สามารถพันได้ทั้งหมด 18 รอบ โดยท่อทองแดงมีจำนวนกันในแต่ละรอบ ดังแสดงในรูป 5.28) จากที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ขดลวดเหนียวมีวงจรมูลประกอบไปด้วยค่าความต้านทาน ( $R_s$ ) และค่ารีแอคแตนซ์ ( $X_s$ ) โดยค่าพารามิเตอร์ของขดลวดเหนียวที่ได้นำมาพิจารณาในการออกแบบมีอยู่ 2 ชุด คือค่าพารามิเตอร์ในขณะไม่ใส่ชิ้นงาน (ที่อุณหภูมิห้อง) และในขณะที่ยังงานมีอุณหภูมิ  $500\text{ }^{\circ}\text{C}$



รูปที่ 5.28 มิติของขดลวดเหนียวความร้อนและเข้าหาลอม

ขดลวดเหนียวขณะไม่ใส่ชิ้นงาน

$f$	=	21	kHz	ความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
$N_c$	=	18	รอบ	จำนวนรอบของขดลวดเหนียว

$l_c$	=	140	มิลลิเมตร	ความยาวของขดลวดเหนี่ยวนำ
$k_r$	=	1.1		Coil Correction Factor
$\mu_o$	=	$4\pi \times 10^{-7}$		Permeability ของอากาศ
$\mu_w$	=	2		Relative Permeability ของฉนวน
$\mu_c$	=	1		Relative Permeability ของขดลวดเหนี่ยวนำ
$d_w$	=	10	มิลลิเมตร	เส้นผ่าศูนย์กลางของฉนวน
$d_c$	=	5	มิลลิเมตร	เส้นผ่าศูนย์กลางภายในของขดลวดเหนี่ยวนำ
$\rho_w$	=	$16 \times 10^{-8}$	$\Omega \cdot m$	ค่าความต้านทานจำเพาะของฉนวนที่อุณหภูมิ 20 °C
$\rho_c$	=	$2 \times 10^{-8}$	$\Omega \cdot m$	ค่าความต้านทานจำเพาะของทองแดง

ขั้นตอนการคำนวณ

ความถี่เชิงมุม

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \times 21 \times 10^3$$

$$\omega = 131.94 \times 10^3 \quad \text{rad/sec}$$

ความลึกผิวของฉนวน

$$\delta_w = \sqrt{\frac{2\rho_w}{\mu_o \mu_w \omega}}$$

เมตร

แทนค่าที่จะทำได้

$$\delta_w = 0.694$$

มิลลิเมตร

ความลึกผิวที่ขดลวดเหนี่ยวนำ

$$\delta_c = \sqrt{\frac{2\rho_c}{\mu_o \mu_c \omega}}$$

เมตร

แทนค่าที่จะทำได้

$$\delta_c = 0.347$$

มิลลิเมตร

จากค่าความลึกที่ได้เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางจะได้อัตราส่วน

$$\frac{d_w}{\delta_w} = 14.40$$

เมื่อค่า  $\frac{d_w}{\delta_w} > 8$  [2] สามารถหาค่า p และ q ได้ดังนี้

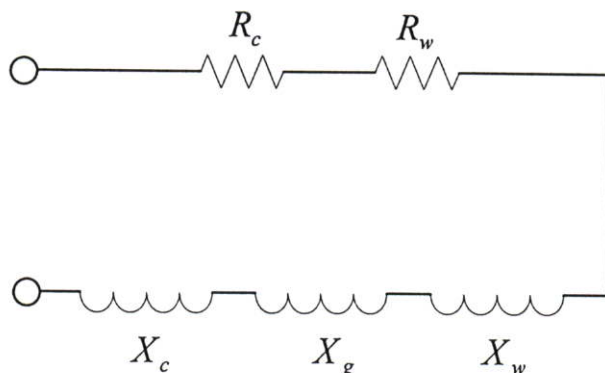
$$p = \frac{2}{\left(1.23 + \frac{d_w}{\delta_w}\right)}$$

$$q = \frac{2}{\frac{d_w}{\delta_w}}$$

แทนค่า  $\frac{d_w}{\delta_w}$  จะทำให้ได้ค่า

$$p = 0.13$$

$$q = 0.14$$



รูปที่ 5.29 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ

เมื่อ 
$$K = \frac{\omega \mu_o N_c^2}{l_c}$$

$$R_w = K(\mu_r p A_w) = 0.05 \quad \text{โอห์ม}$$

$$R_c = K\left(\frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2}\right) = 0.046 \quad \text{โอห์ม}$$

$$X_g = K(A_g) = 0.006 \quad \text{โอห์ม}$$

$$X_w = K(\mu_r q A_w) = 0.002 \quad \text{โอห์ม}$$

$$X_c = K\left(\frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2}\right) = 0.046 \quad \text{โอห์ม}$$

จากรูปที่ 5.29 ทำให้ได้ค่าความต้านทานรวม  $R_s = 0.072$  โอห์ม และค่ารีแอกแตนซ์รวม

$$X_s = 0.054 \quad \text{โอห์ม}$$

ตัวประกอบกำลังของขดลวดเหนี่ยวนำ

จาก 
$$\theta = \tan^{-1} \frac{X_s}{R_s} = 36.86^\circ$$

ดังนั้น

$$PF. = \cos \theta = 0.8$$

$$\text{ประสิทธิภาพขดลวดเหนี่ยวนำ} \quad \eta = \frac{R_w}{R_s} \times 100 = 80 \quad \%$$

ขดลวดเหนี่ยวนำขณะขึ้นงานมีอุณหภูมิ 500 °C

ขึ้นงานเป็นตะกั่วมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 10 มิลลิเมตร ยาว 80 มิลลิเมตร น้ำหนัก 0.015 กิโลกรัม

$f$	=	21	kHz	ความถี่สวิทซ์ของอินเวอร์เตอร์
$N_c$	=	18	รอบ	จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ
$l_c$	=	140	มิลลิเมตร	ความยาวของขดลวดเหนี่ยวนำ
$k_r$	=	1.5		Coil Correction Factor
$\mu_o$	=	$4\pi \times 10^{-7}$		Permeability ของอากาศ
$\mu_w$	=	1		Relative Permeability ของขึ้นงาน
$\mu_c$	=	1		Relative Permeability ของขดลวดเหนี่ยวนำ
$d_w$	=	10	มิลลิเมตร	เส้นผ่าศูนย์กลางของขึ้นงาน
$d_c$	=	5	มิลลิเมตร	เส้นผ่าศูนย์กลางภายในของขดลวดเหนี่ยวนำ
$\rho_w$	=	$120 \times 10^{-8}$	$\Omega \cdot m$	ความต้านทานจำเพาะของขึ้นงาน ที่อุณหภูมิ 500 °C
$\rho_c$	=	$4 \times 10^{-8}$	$\Omega \cdot m$	ความต้านทานจำเพาะของทองแดง

ขั้นตอนการคำนวณ

$$\begin{aligned} \text{ความถี่เชิงมุม} \quad \omega &= 2\pi f = 2\pi \times 21 \times 10^3 \\ \omega &= 131.94 \times 10^3 \quad \text{rad/sec} \end{aligned}$$

$$\text{ความลึกผิวของขึ้นงาน} \quad \delta_w = \sqrt{\frac{2\rho_w}{\mu_o \mu_w \omega}} \quad \text{เมตร}$$

$$\text{แทนค่าคงที่จะทำได้} \quad \delta_w = 3.89 \quad \text{มิลลิเมตร}$$

$$\text{ความลึกผิวที่ขดลวดเหนี่ยวนำ} \quad \delta_c = \sqrt{\frac{2\rho_c}{\mu_o \mu_c \omega}} \quad \text{เมตร}$$

$$\text{แทนค่าคงที่จะทำได้} \quad \delta_c = 0.71 \quad \text{มิลลิเมตร}$$

จากค่าความลึกที่ได้เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางจะได้อัตราส่วน

$$\frac{d_w}{\delta_w} = 2.57$$

สามารถหาค่า  $p$  และ  $q$  ได้ดังนี้

$$p = \frac{2}{\left(1.23 + \frac{d_w}{\delta_w}\right)}$$

$$q = \frac{2}{\frac{d_w}{\delta_w}}$$

แทนค่า  $\frac{d_w}{\delta_w}$  จะทำให้ได้ค่า

$$p = 0.39$$

$$q = 0.78$$

เมื่อ  $K = \frac{\omega \mu_o N_c^2}{l_c}$

$$R_w = K(\mu_r p A_w) = 0.3 \quad \text{โอห์ม}$$

$$R_c = K\left(\frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2}\right) = 0.02 \quad \text{โอห์ม}$$

$$X_g = K(A_g) = 0.4 \quad \text{โอห์ม}$$

$$X_w = K(\mu_r q A_w) = 0.01 \quad \text{โอห์ม}$$

$$X_c = K\left(\frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2}\right) = 0.02 \quad \text{โอห์ม}$$

จะทำให้ได้ค่าความต้านทานรวม  $R_s = 0.32$  โอห์ม และค่ารีแอกแตนซ์รวม  $X_s = 0.43$  โอห์ม

ตัวประกอบกำลังของขดลวดเหนี่ยวนำ

จาก  $\theta = \tan^{-1} \frac{X_s}{R_s} = 53.3^\circ$

ดังนั้น  $PF. = \cos \theta = 0.6$

ประสิทธิภาพขดลวดเหนี่ยวนำ  $\eta = \frac{R_w}{R_s} \times 100 = 60 \%$

เลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุขนาด  $6\mu F$  ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าเท่ากับ

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{9.2 \times 10^{-6} \times 6 \times 10^{-6}}}$$

$$= 21 \text{ kHz}$$

เมื่อไม่ได้ใส่ชิ้นงานจะทำให้ค่า

$$\text{Quality Factor} = \frac{\omega L}{R}$$

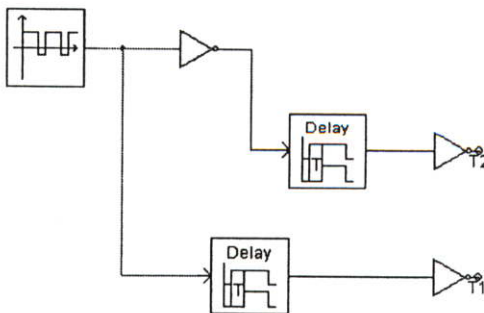
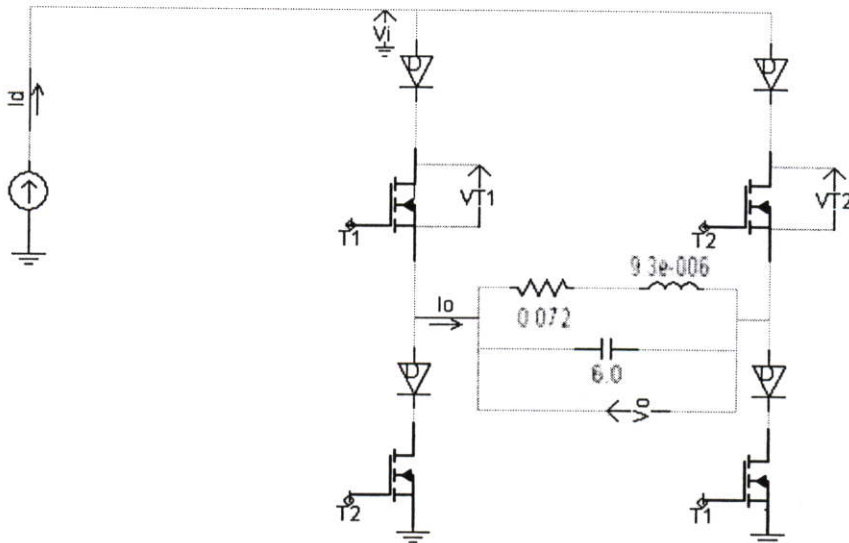
$$= \frac{2 \times \pi \times 21 \times 10^3 \times 9.2 \times 10^{-6}}{0.072}$$

$$= 16$$

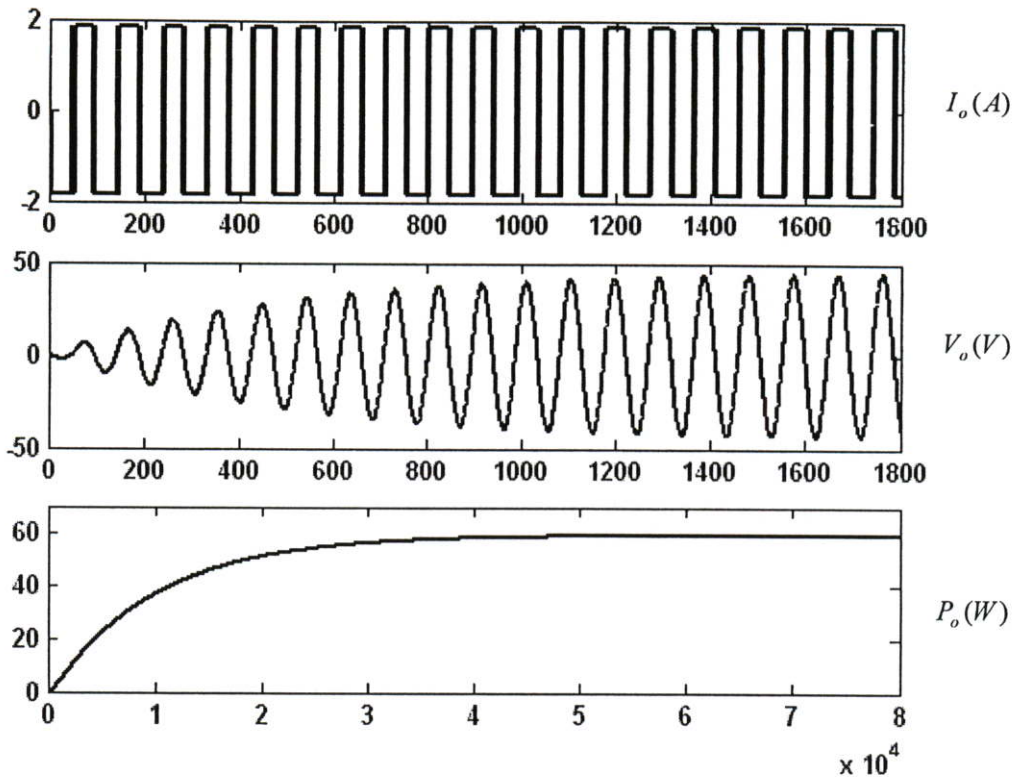
และเมื่อใส่ชิ้นงานจะทำให้ค่า (R มีค่า 0.32 โอห์ม)

$$\text{Quality Factor} = 4$$

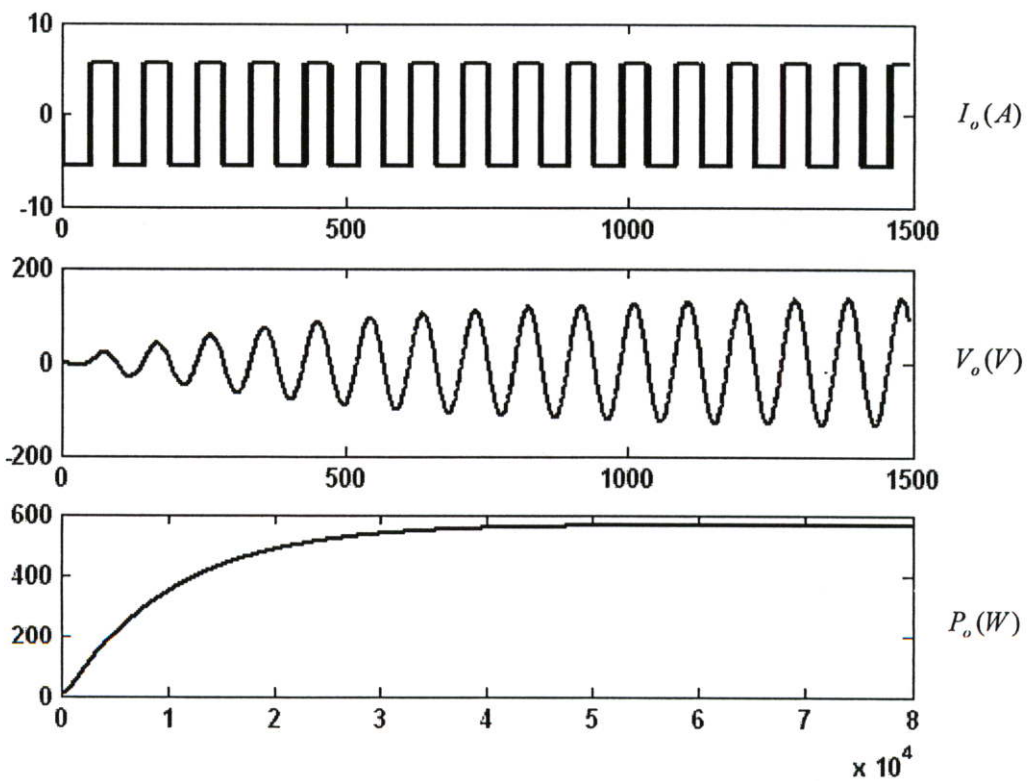
การจำลองการทำงานบน โปรแกรม PSCAD ขณะไม่ได้ใส่ชิ้นงาน



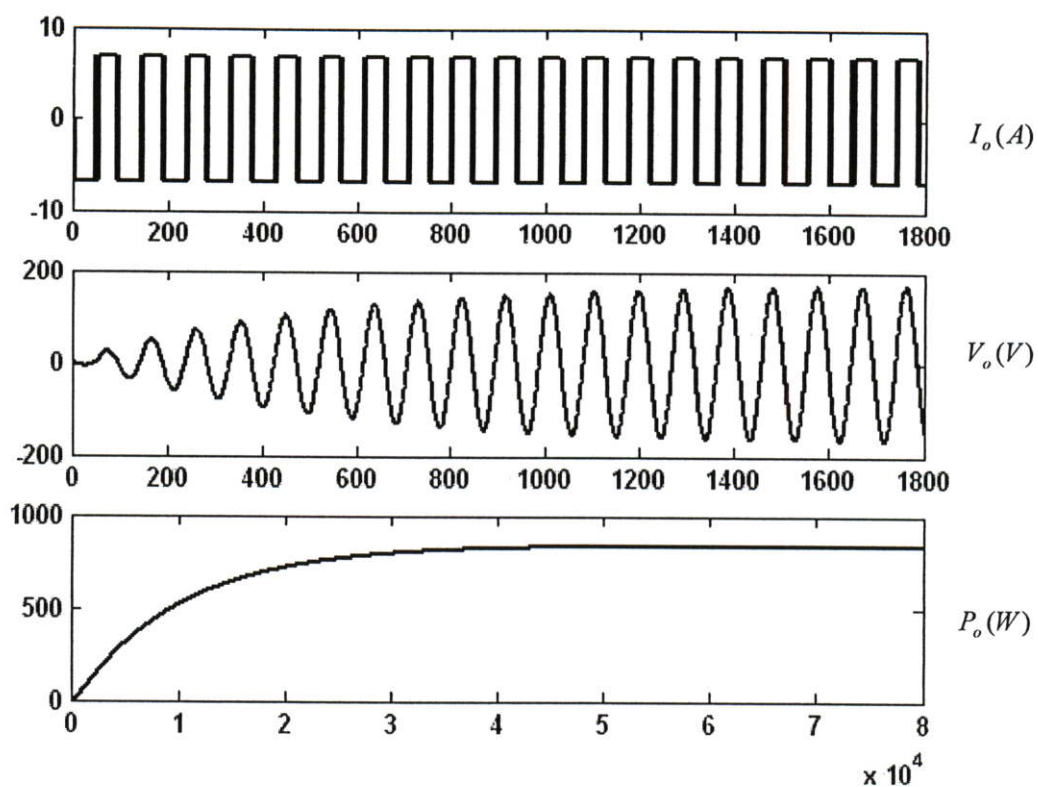
รูปที่ 5.30 โค้ดจำลองการทำงานขณะไม่ได้ใส่ชิ้นงาน บนโปรแกรม PSCAD



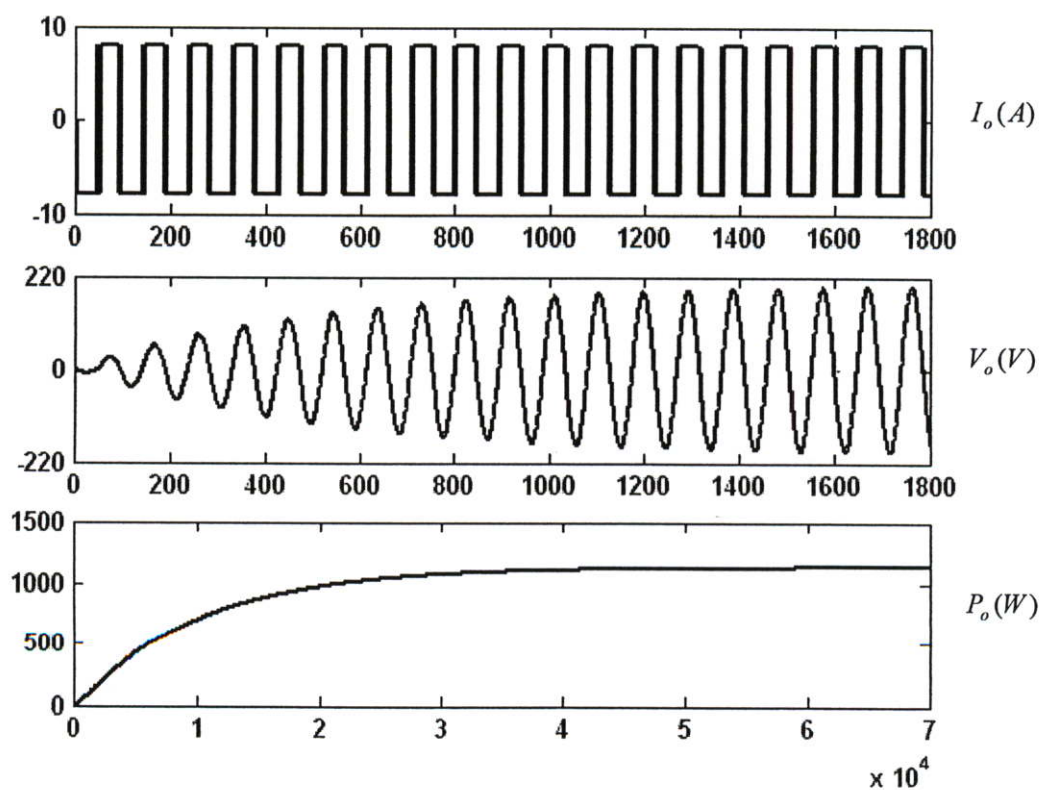
รูปที่ 5.31 รูปร่างของกระแสขาออก ( $I_o$ ) แรงดันขาออก ( $V_o$ ) และกำลังขาออก ( $P_o$ ) เมื่อควบคุมกระแสที่ดิสครีตที่ 1.8 A.



รูปที่ 5.32 รูปร่างของกระแสขาออก ( $I_o$ ) แรงดันขาออก ( $V_o$ ) และกำลังขาออก ( $P_o$ ) เมื่อควบคุมกระแสที่ดิสครีตที่ 5.5 A.



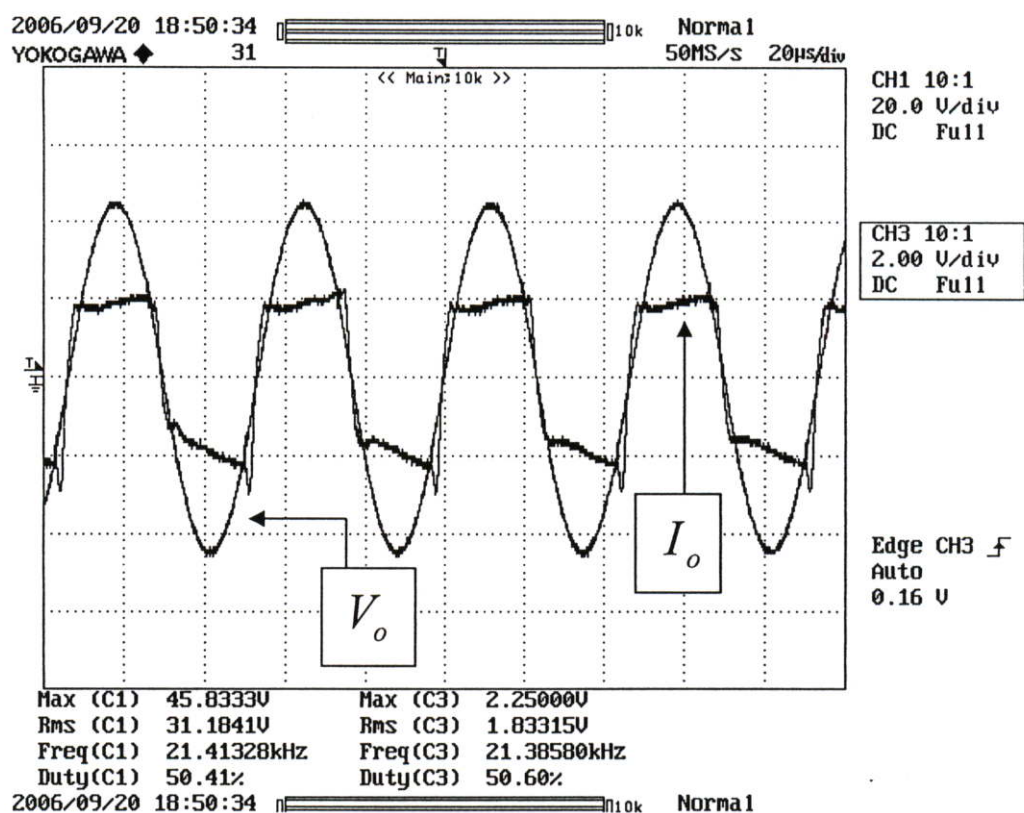
รูปที่ 5.33 รูปร่างของกระแสขาออก ( $I_o$ ) แรงดันขาออก ( $V_o$ ) และกำลังขาออก ( $P_o$ ) เมื่อควบคุมกระแสที่ดิวตีจี้จี้ที่ 6.8 A.



รูปที่ 5.34 รูปร่างของกระแสขาออก ( $I_o$ ) แรงดันขาออก ( $V_o$ ) และกำลังขาออก ( $P_o$ ) เมื่อควบคุมกระแสที่ดิวตีจี้จี้ที่ 7.9 A.

ทำการทดลองระบบเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยไม่มีระบบควบคุมความถี่ โดยทำการปรับค่ากระแสไฟตรงที่เข้าอินเวอร์เตอร์เริ่มที่ 1.8 A ให้เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องและทำการบันทึกค่าที่ 1.8 A, 5.5 A, 6.8 A และ 7.9 A โดยมีความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ 21 kHz ทำการหาค่ากำลังไฟฟ้าขาเข้าโดยใช้ตัวประกอบกำลัง มีค่าเท่ากับ 0.8 (ค่าที่ได้จากการคำนวณ) และทำการบันทึกค่าลงในตารางที่ 5.2 – 5.5 (เมื่ออุณหภูมิที่เกิดขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นทุกๆ 5 °C จากอุณหภูมิห้อง) เมื่ออุณหภูมิห้องอยู่ที่ 25 °C

ทำการทดสอบเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 1.8 A.

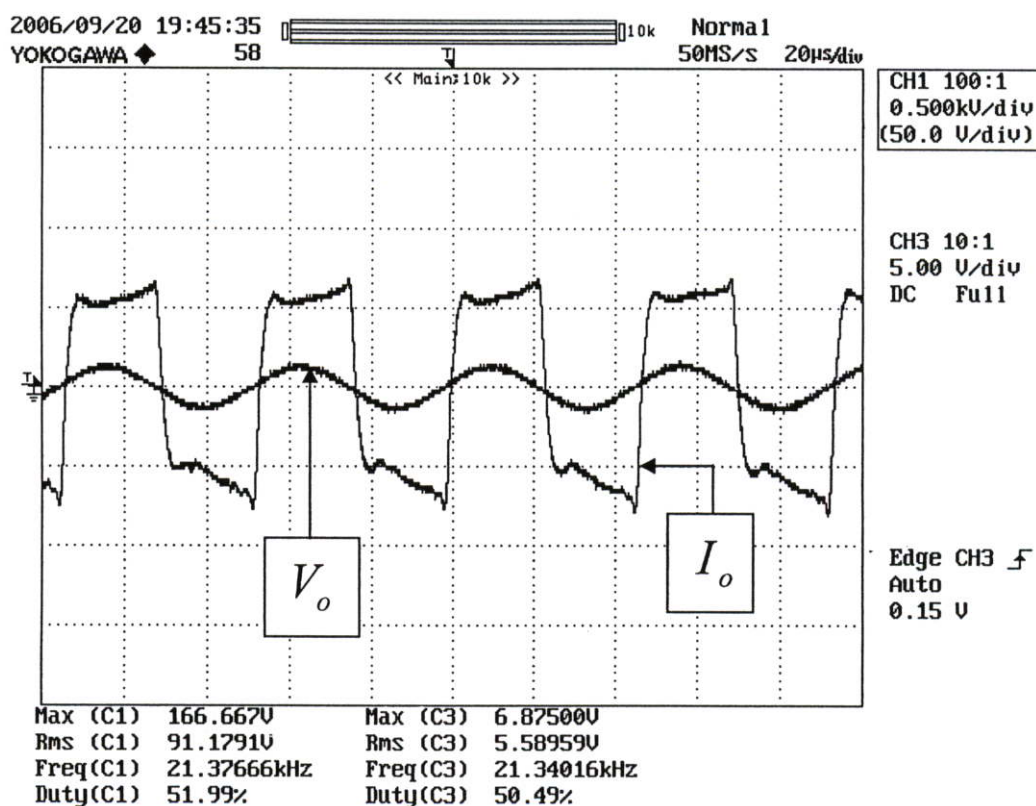


รูปที่ 5.35 รูปร่างของสัญญาณกระแส ( $I_o$ ) และแรงดันขาออก ( $V_o$ ) เมื่ออยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ (สเกลกระแส  $I_o$ : 2 A/div, แรงดัน  $V_o$ : 20 V/div, Time: 50 ms/div)

ตารางที่ 5.2 ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 1.8 A.

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

ผลการทดสอบเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 5.5 A.

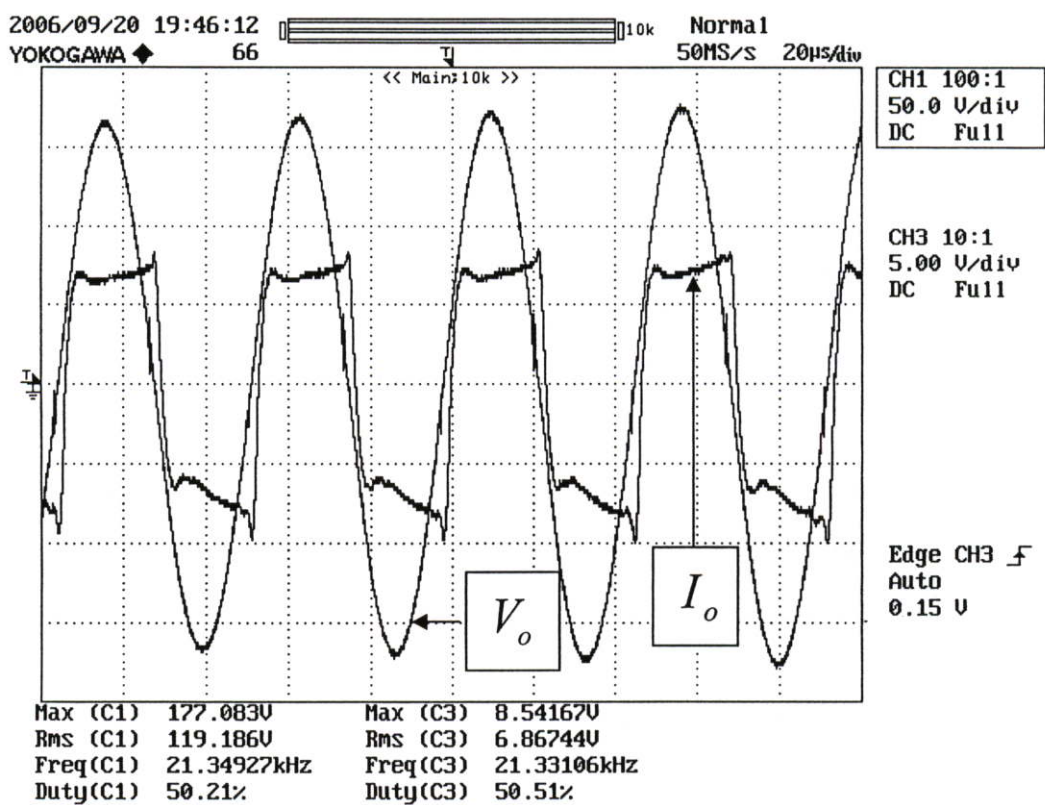


รูปที่ 5.36 รูปร่างของสัญญาณกระแส ( $I_o$ ) ถัดหลังแรงดันขาออก ( $V_o$ ) เป็นมุม 10 องศา เมื่อเกิดอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ 30 °C (สเกลกระแส  $I_o$ : 5 A/div, แรงดัน  $V_o$ : 500 V/div, Time: 50 µ S/div)

ตารางที่ 5.3 ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ถึงที่ 5.5 A.

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

ผลการทดสอบมือควบคุมกระแสดีซี ถึงที่ 6.8 A.

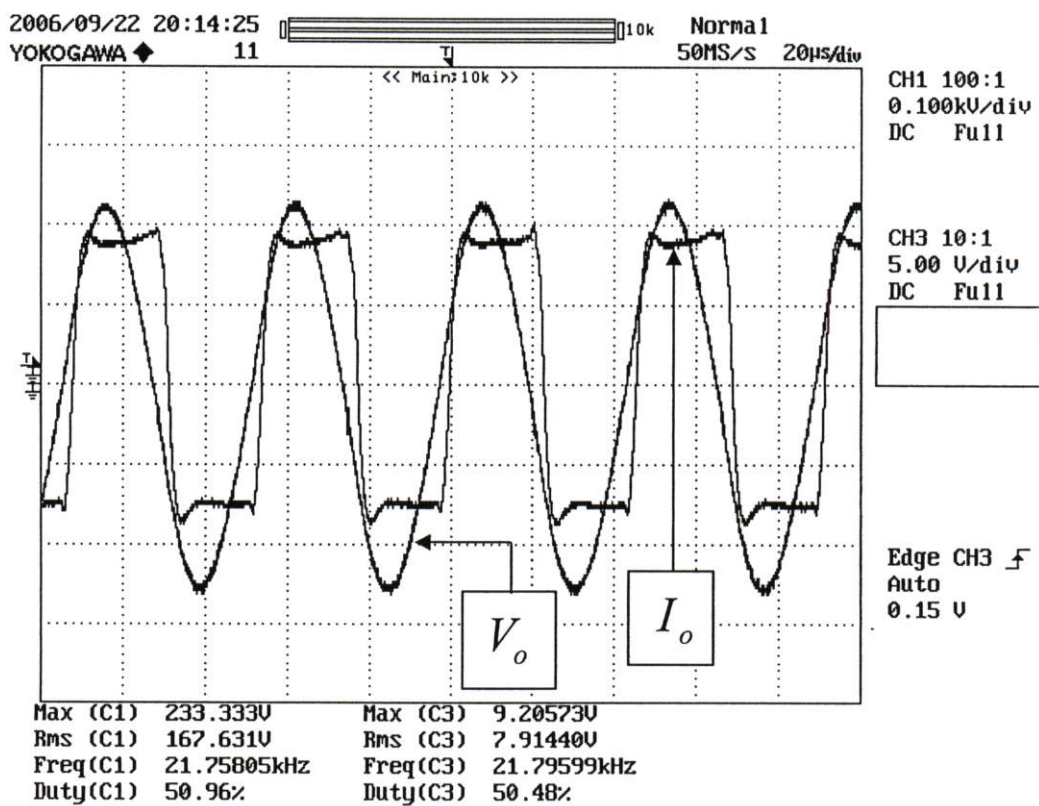


รูปที่ 5.37 รูปร่างของสัญญาณกระแส ( $I_o$ ) ถัดหลังแรงดันขาออก ( $V_o$ ) เป็นมุม 15 องศา เมื่อเกิดอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ 35 °C (สเกลกระแส  $I_o$  :5 A/div, แรงดัน  $V_o$  :50 V/div, Time:20  $\mu$  S/div)

ตารางที่ 5.4 ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 6.8 A.

กำลังไฟฟ้าขาเข้า	925 W
ตัวประกอบกำลัง	0.8
กระแสไฟตรงที่เข้าอินเวอร์เตอร์ ( $I_{dc}$ )	6.8 A
แรงดันที่โหลดของอินเวอร์เตอร์	177 V <sub>peak</sub>
ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	21 kHz
มุมที่เฟสระหว่างกระแสกับแรงดันที่โหลด	15 องศา
อุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ	35 °C

ผลการทดสอบเมื่อควบคุมกระแสดีซี ลิงค์ ที่ 7.9 A.



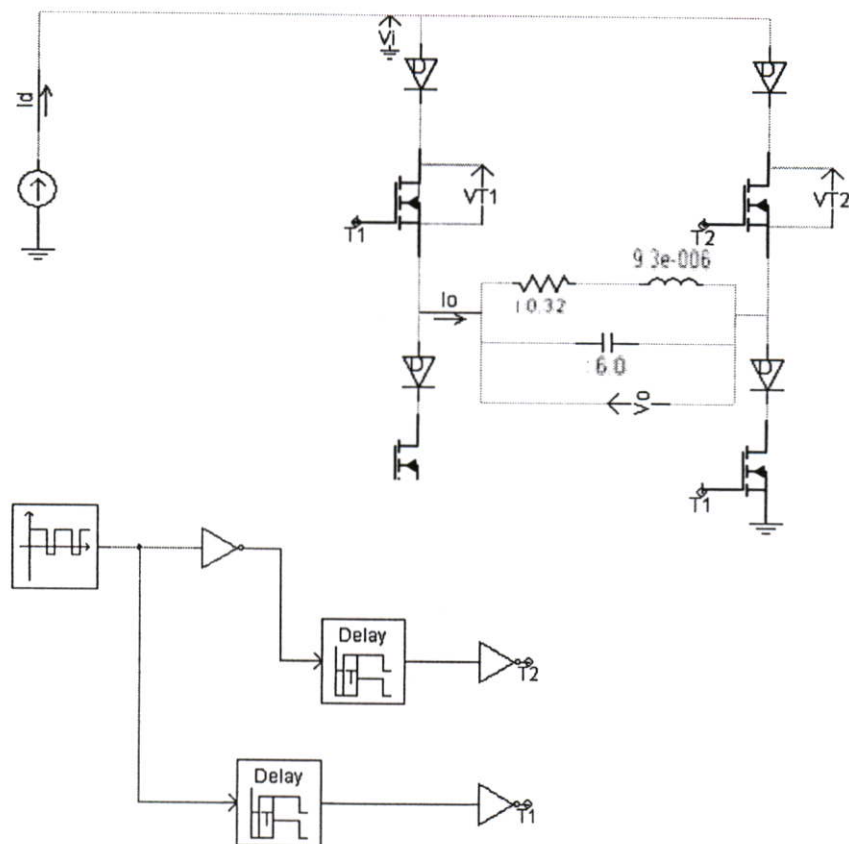
รูปที่ 5.38 รูปร่างของสัญญาณกระแส ( $I_o$ ) ล้าหลังแรงดันขาออก ( $V_o$ ) เป็นมุม 20 องศา เมื่อเกิดอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ 40 °C (สเกลกระแส  $I_o$ :5 A/div, แรงดัน  $V_o$ :100 V/div, Time:20 µ S/div)

ตารางที่ 5.5 ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะไม่มีชิ้นงานเมื่อควบคุมกระแสดีซี ถึง 7.9 A.

กำลังไฟฟ้าขาเข้า	1377 W
ตัวประกอบกำลัง	0.8
กระแสไฟตรงที่เข้าอินเวอร์เตอร์ ( $I_{dc}$ )	7.9 A
แรงดันที่โหลดของอินเวอร์เตอร์	233 V <sub>peak</sub>
ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	21 kHz
มุมที่เฟสระหว่างกระแสกับแรงดันที่โหลด	20 องศา
อุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ	40 °C

จากผลการทดลองเมื่อไม่มีระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ เมื่ออุณหภูมิที่เกิดขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าลดลง ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดจะเปลี่ยนโดยมีค่าสูงขึ้นจากเดิม จากผลการทดลองจะพบว่าเมื่อคงความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เอาไว้ที่ 21 kHz เมื่อเกิดอุณหภูมิเพิ่มขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำ รูปร่างสัญญาณของกระแสจะเริ่มล้าหลังแรงดัน ดังนั้นจะทำการทดสอบระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ โดยจะทำให้อุณหภูมิที่เกิดขึ้นที่โหลด 500 °C โดยการหลอมตะกั่วน้ำหนัก 0.015 กิโลกรัม เพื่อแสดงให้เห็นว่าเมื่อเกิดอุณหภูมิที่ 500 °C ที่โหลด ระบบมีความสามารถในการควบคุมให้กระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลดอยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ได้

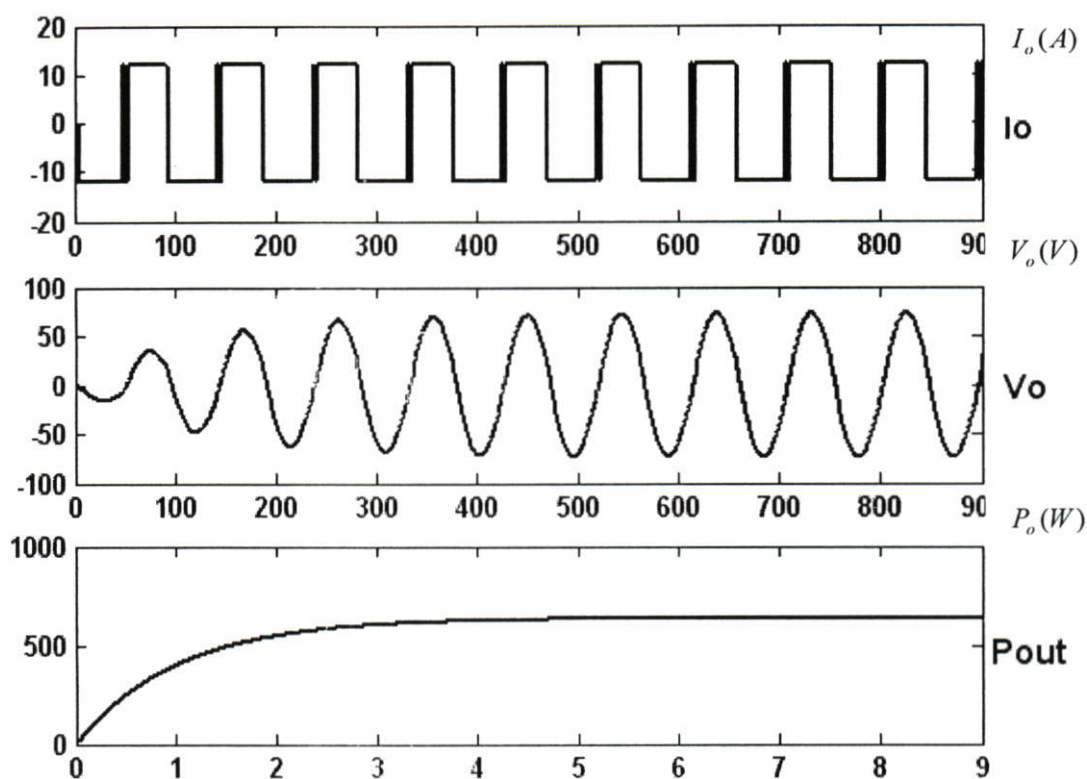
จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSCAD โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่คำนวณได้ และทำการทดลองหลอมตะกั่วน้ำหนัก 0.015 กิโลกรัม ที่อุณหภูมิ 500 °C โดยมีระบบควบคุมความถี่ของการสวิตช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ และทำการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าขาเข้า โดยใช้ตัวประกอบกำลังมีค่าเท่า 0.6 (ค่าจากการคำนวณ) ทำการบันทึกผลการทดลองลงในตารางที่ 5.6



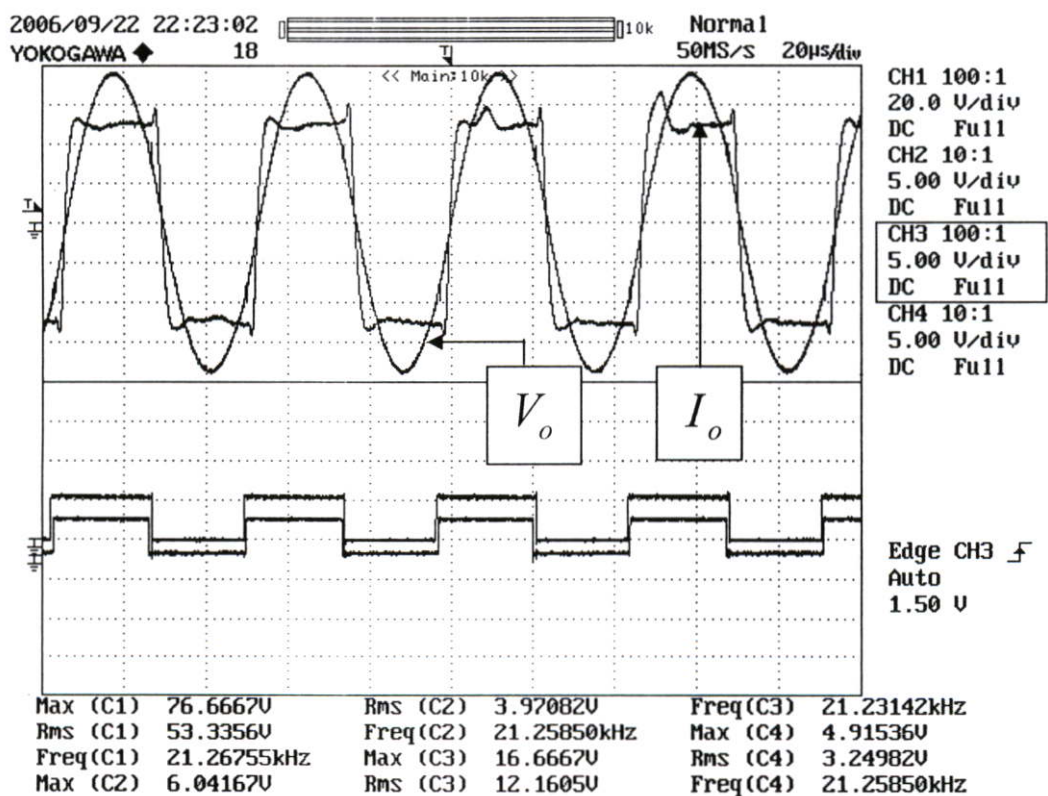
รูปที่ 5.39 โค้ดแอมแกรมจำลองการทำงานขณะไม่ได้ใส่ชิ้นงาน บนโปรแกรม PSCAD

ตารางที่ 5.6 ข้อมูลที่ได้จากการวัดขณะหลอมชิ้นงานที่อุณหภูมิ 500 °C

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

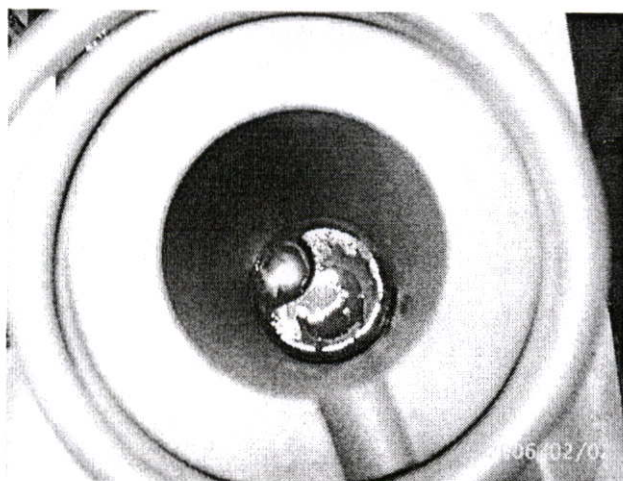


รูปที่ 5.40 รูปร่างของกระแสขาออก ( $I_o$ ) แรงดันขาออก ( $V_o$ ) และกำลังขาออก ( $P_o$ ) เมื่อควบคุมกระแสที่ดิซีซีลิงค์ที่ 12 A.



รูปที่ 5.41 รูปร่างของสัญญาณกระแส ( $I_o$ ) และแรงดันขาออก ( $V_o$ ) เมื่ออยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ที่อุณหภูมิ 500 °C (สเกลกระแส  $I_o$ : 5 A/div, แรงดัน  $V_o$ : 20 V/div, Time: 20  $\mu$  S/div)

จากการทดลอง ได้แสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ มีความสามารถในการควบคุมให้ความถี่ของการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด ถึงแม้ว่าอุณหภูมิจะมีค่าสูงถึง  $500\text{ }^{\circ}\text{C}$  ระบบควบคุมก็ยังสามารถควบคุมให้กระแสและแรงดันที่ใช้สำหรับขับโหลดอยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ได้ และในรูปที่ 5.42 แสดงรูปหลังการหลอมชิ้นงาน



รูปที่ 5.42 รูปภาพหลังจากชิ้นงานถูกหลอมที่อุณหภูมิ  $500\text{ }^{\circ}\text{C}$

## บทที่ 6

# สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

### 6.1 สรุปผลการวิจัย

ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ส่วนที่สำคัญก็คือการควบคุมกระแสดีซีลิงค์ ให้มีค่าคงที่และต่อเนื่องและการสร้างสัญญาณการเชื่อมกันระหว่างการทำงานของมอสเฟต  $T_1, T_2$  ซึ่งเป็นสภาวะที่โหลดมีสภาวะกระแสและแรงดันเป็นบวก และคู่การทำงานของมอสเฟต  $T_3, T_4$  ซึ่งเป็นสภาวะที่โหลดมีสภาวะกระแสและแรงดันเป็นลบ ซึ่งการหาค่าความเหมาะสมของช่วงเวลาของการเชื่อมกันของสัญญาณจะพิจารณาค่าของ Switching on time และ Switching off time ของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นหลัก สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ได้เพิ่มค่าของช่วงเวลาไต่ขึ้น (Rise time) ของสัญญาณพัลส์ที่ใช้สำหรับขับมอสเฟตด้วยเพื่อป้องกันความเสียหายของวงจรถ้าการเปิดออกของแหล่งจ่ายกระแส โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เป็นตัวควบคุมแบบรูปปิดเพื่อควบคุมให้กระแสดีซีลิงค์ให้มีค่าคงที่และมีความต่อเนื่อง

ชิ้นงานต่างชนิดกันก็จะมีคุณสมบัติทางแม่เหล็กและทางไฟฟ้าที่แตกต่างกัน ดังนั้นจะมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดเปลี่ยนแปลงตามคุณสมบัติของชิ้นงานด้วย ในการทดลองได้ทำการเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำขึ้นและลดค่าความเหนี่ยวนำลงซึ่งก็จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลง อินเวอร์เตอร์ที่มีระบบการควบคุมความถี่ของการสวิทช์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติที่ได้นำเสนอ ได้แสดงให้เห็นถึงความสามารถในการขับสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์ให้มีความถี่ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ ของโหลด ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการตั้งย่านการขับสวิทช์อัตโนมัติที่ 10 kHz - 30 kHz ดังนั้นถ้าความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดอยู่ในย่านที่ตั้งความถี่ในการสวิทช์แบบอัตโนมัติไว้ ก็สามารถที่จะนำมาหลอมได้โดยจะเกิดการส่งถ่ายกำลังงานสูงสุดเพราะอยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ แต่กำลังงานที่เกิดขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนจะไม่เท่ากันซึ่งจะขึ้นอยู่กับโหลด ดังนั้นถ้าเราต้องการควบคุมให้เกิดกำลังงานที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนเท่ากันก็ทำได้โดยควบคุมให้กระแสดีซีลิงค์ เปลี่ยนแปลงโดยเพิ่มค่าขึ้นหรือลดค่าลงตามโหลดแบบอัตโนมัติ ข้อจำกัดของระบบควบคุมที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวประมวลผลอยู่ที่ความเร็วในการประมวลผลของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เอง สำหรับการทดลองเมื่อให้ความร้อนแก่ชิ้นงานก็จะทำให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กและทางไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไปโดยจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าลดลงดังนั้นจะส่งผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดสูงขึ้น ซึ่งจากผลการทดลองที่เกิดขึ้นสอดคล้องกับหลักการดังกล่าว โดยในขณะที่เริ่มต้นวัดอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำ(กรณีไม่ได้ใส่ชิ้นงาน และไม่ใช้ระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์อัตโนมัติ) ณ ที่อุณหภูมิห้อง เมื่อควบคุมกระแสดีซีลิงค์ ให้คงที่ค่าที่ต่ำ เมื่อจับสัญญาณกระแสและแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะอยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ แต่เมื่อเพิ่มการควบคุมกระแสดีซีลิงค์ ให้มีค่าสูงขึ้นจะพบว่าเมื่อวัดสัญญาณ

ที่ขดลวดเหนี่ยวนำสัญญาณกระแสต่ำหลังสัญญาณแรงดันเนื่องจากอุณหภูมิมีค่าสูงขึ้นจากอุณหภูมิห้อง สภาพนี้เกิดจากความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด และเมื่อทำการเพิ่มการควบคุมกระแสดีซีลิงค์ให้มีค่าสูงขึ้นอีก เมื่อวัดสัญญาณที่ขดลวดเหนี่ยวนำสัญญาณกระแสต่ำหลังสัญญาณแรงดันเพิ่มขึ้น เนื่องจากอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าสูงเพิ่มขึ้น ดังนั้นสรุปได้ว่าเมื่อโหลดได้รับความร้อนจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำลดลงจึงมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นได้ทำการทดลองหาลมตะกั่วที่อุณหภูมิ 500 °C โดยใช้อินเวอร์เตอร์ที่ระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ ผลการทดลองพบว่าเมื่อสิ้นสุดการหลอมละลายตะกั่วใช้เวลา 60 วินาที เมื่อวัดสัญญาณกระแสและแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำพบว่าระบบมีความสามารถในการควบคุมความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ให้ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดตลอดรอบของการหลอมตะกั่ว ซึ่งในการทดลองทั้งระบบทั้งหมดไม่ใช้น้ำหล่อเย็นผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ

## 6.2 ข้อเสนอแนะ

ในด้านการพัฒนาฮาร์ดแวร์ควรที่จะใช้สวิตช์กำลังที่ทนกระแสได้สูงกว่า MOSFET IRFP 460 เพราะในช่วงที่โหลดเกิดการเปลี่ยนแปลงทางไฟฟ้าจะทำให้ค่าความต้านทานสมมูลของวงจรมีค่าลดลงและมีผลทำให้กระแสไหลไปที่โหลดมีค่าเพิ่มขึ้น จากผลการทดลองการตอบสนองของวงจรควบคุมกระแสแบบลูปิดอาจทำให้เกิดกระแสกระชากได้ดังนั้นเพื่อให้เกิดความปลอดภัยต่อสวิตช์กำลังควรที่จะเลือกใช้ MOSFET ที่ทนกระแสได้สูงกว่านี้ หรืออาจจะใช้สวิตช์กำลัง IGBT แทนได้แต่ต้องเปลี่ยนชุดขับกำลังใหม่ และควรเพิ่มชุดป้องกันแรงดันเกินที่โหลดด้วยเพื่อให้เกิดความปลอดภัยต่อสวิตช์กำลัง สำหรับการควบคุมกระแสแบบลูปิดมีข้อเสียคือจะทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุตต่ำ วิธีแก้ไขคือใช้วงจรเรียงกระแสแบบไดโอดฟูลบริดจ์จากนั้นทำการควบคุมกระแสดีซีลิงค์ที่อินเวอร์เตอร์แทนที่จะช่วยแก้เพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านขาเข้าได้ สำหรับการออกแบบโหลดควรเพิ่มค่า Quality Factor ขึ้นไปอีก เพราะจะทำให้กำลังงานที่ได้มีค่าสูงขึ้น ในส่วนของเฟสล็อกจะถูกจำกัดย่านความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติเนื่องจากความเร็วในการประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 วิธีการแก้ไขปัญหาคือควรที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC หรือใช้ DSP แทน

## 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.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

โปรแกรม(MCS-51)ที่ใช้ในการควบคุมกระแส ดีซี ดึงค์ ให้คงที่

```
$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
```

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////////////////////////////////'

Sub Int\_adc:

    Adcf = &B01100000

```
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_adc//////////////////////////////////
```

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



**ภาคผนวก ข.**

**โปรแกรมของ MCS-51(AT89LP4052)ที่ใช้ควบคุมระบบ**

```

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        ; 1 | 0 V

```

```

ORG  0000H
LJMP  MAIN

```

```

MAIN:

```

```

MOV  P3M0,#00000000B    ; P3 = Quasi-bidirectional
MOV  P3M1,#00000000B
MOV  P1M0,#00000000B    ; P1 = Quasi-bidirectional
MOV  P1M1,#00000000B

```

```

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

DOI:
JB     P3.4,$

```

```

                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

WAIT:       MOV   R2,#0FFH

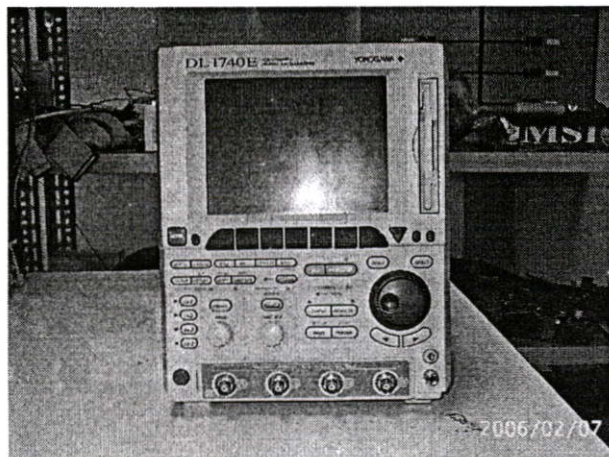
```

```
DJNZ R2,$  
RET  
END
```

ภาคผนวก ค.

รูปภาพเครื่องมือที่ใช้สำหรับทดลอง

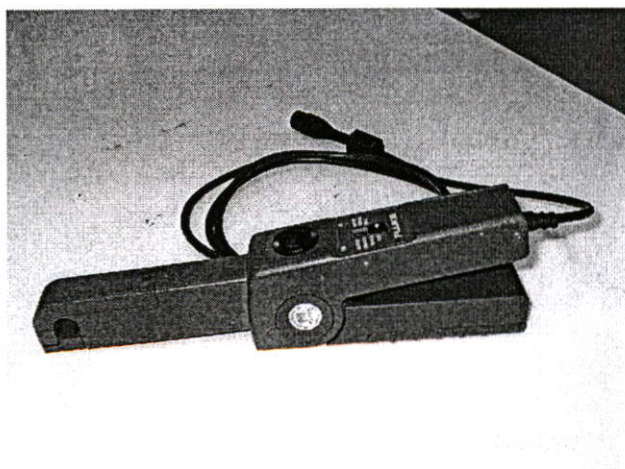
1. ออสซิลโลสโคป YOKOGAWA รุ่น DL1740E



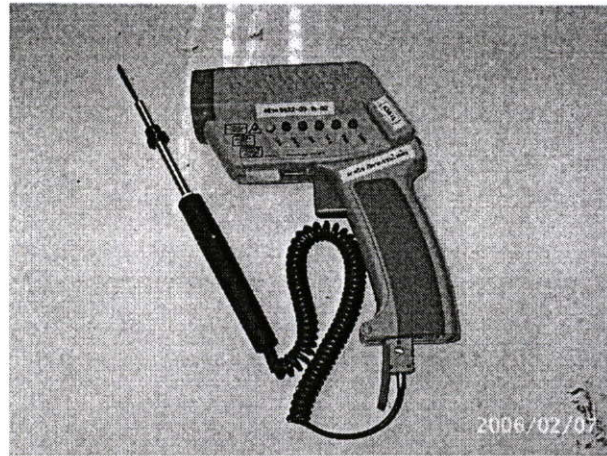
2. สายวัดสัญญาณแรงดัน (DIFFERENTIAL PROBE) YOKOGAWA รุ่น 700925



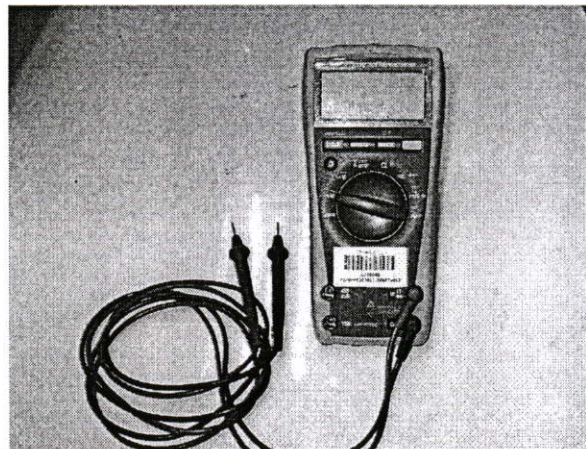
3. สายวัดสัญญาณกระแส FLUKE



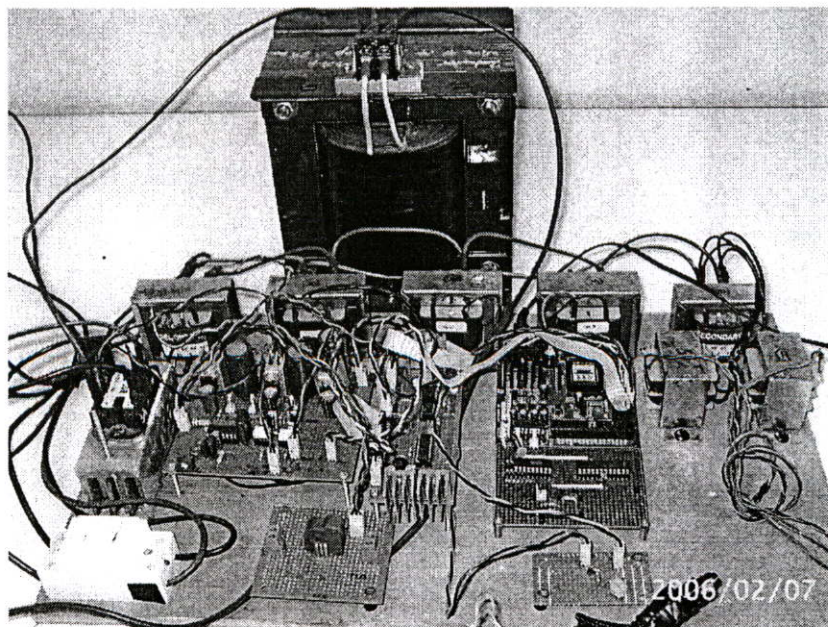
4. หัววัดอุณหภูมิ (Temperature range -30 to 900 °C)



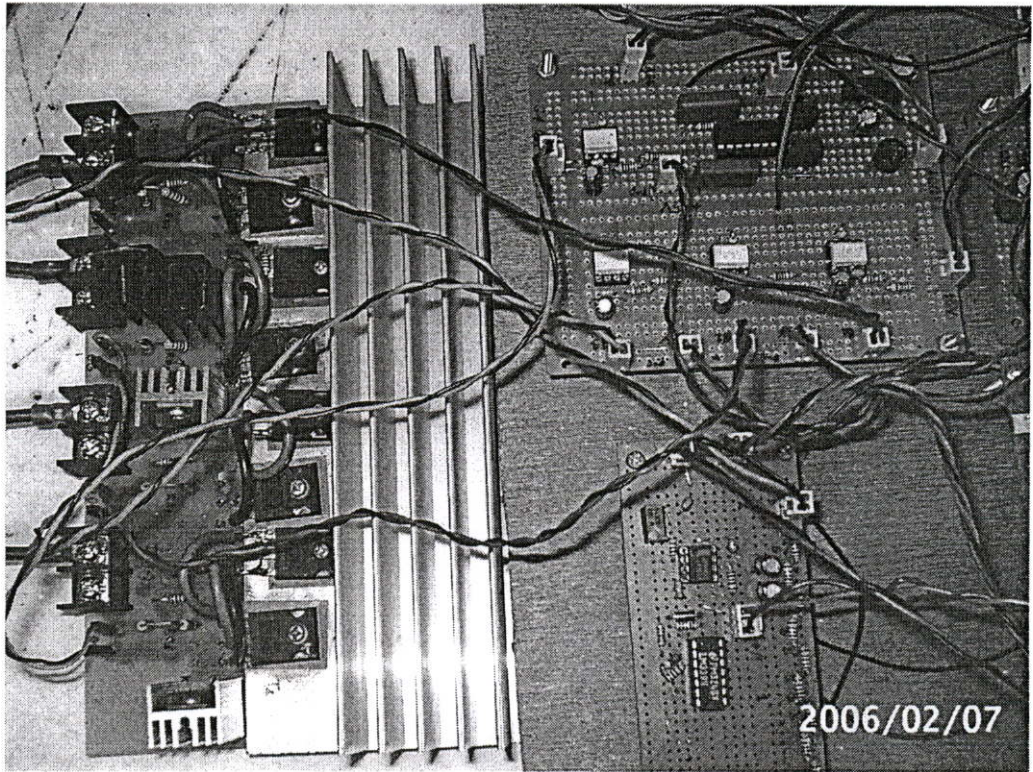
5. มัลติมิเตอร์ FLUKE รุ่น 179



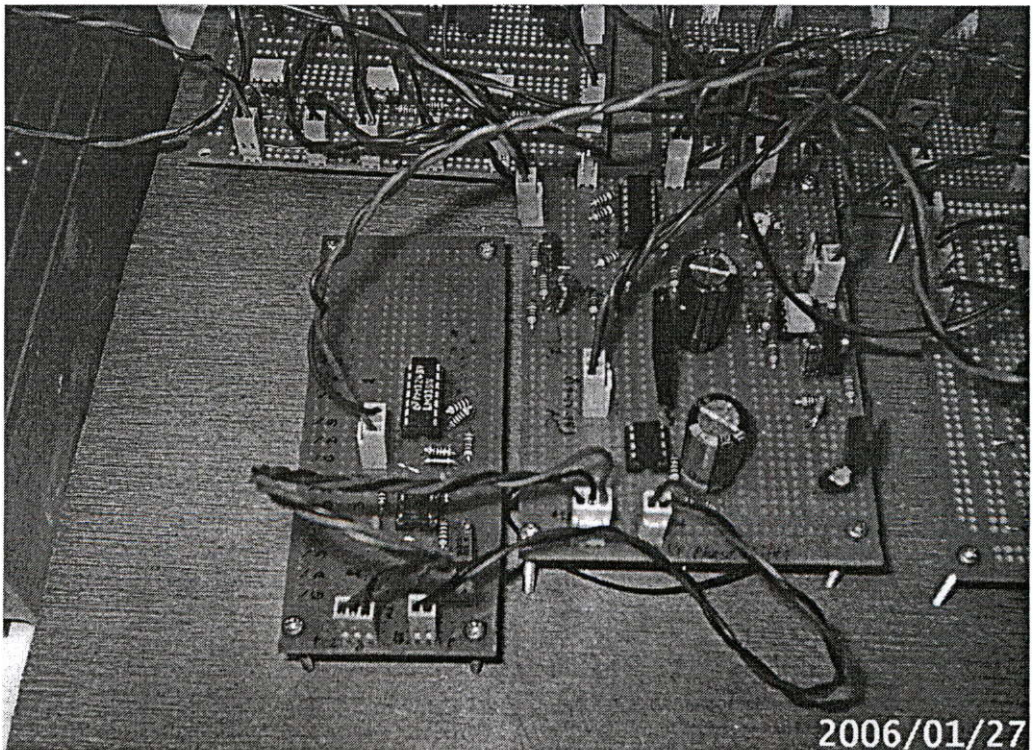
6. แหล่งจ่ายกระแสและตัวควบคุมกระแสให้คงที่



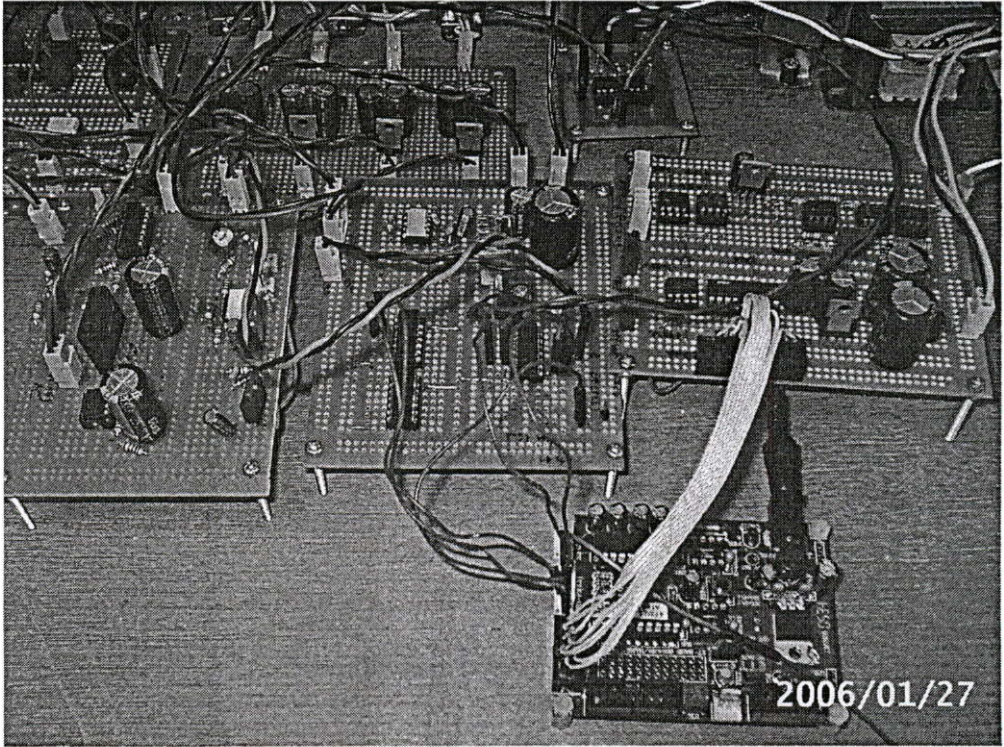
## 7. ชุดขับมอเตอร์



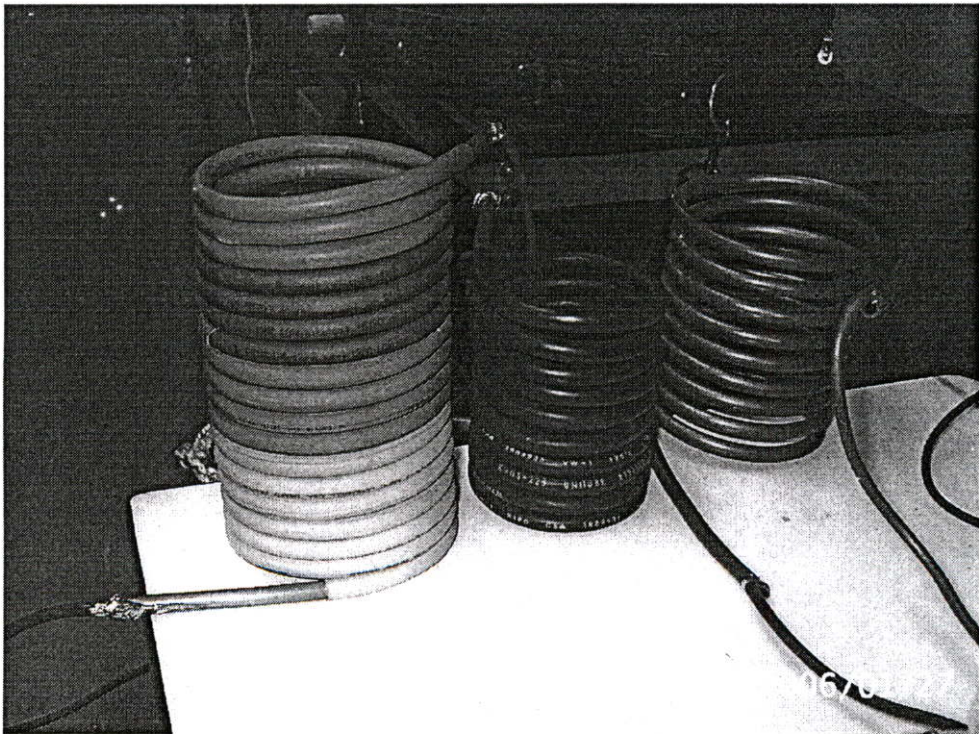
## 8. ชุดเลื่อนเฟสแรงดันและวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์



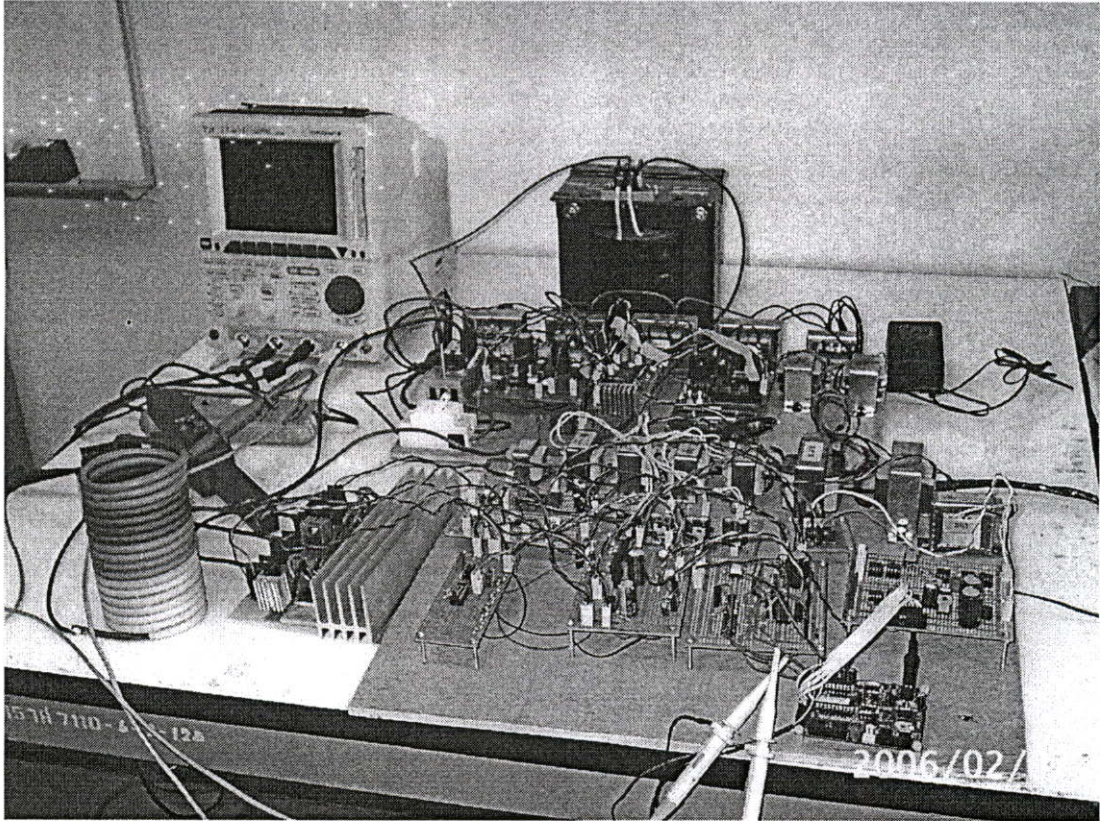
## 9. ชุดเฟสล็อกถูบ



## 10. ขดลวดเหนี่ยวนำสำหรับการทดลอง



11. ชุดเครื่องต้นแบบให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มีระบบควบคุมการสวิตซ์  
ที่สถานะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ



## ภาคผนวก ง.

### ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. P. Thongprasri, S. Kittiratsatcha, “**Automatic Resonant Frequency Control using Phase-Locked Loop for an Induction Furnace,**” The 2006 ECTI International Conference (ECTI-CON 2006), Ubonratchathani, Thailand, May 10-13, 2006.

# ECTI-CON 2006

THE 2006 ECTI INTERNATIONAL CONFERENCE



## Enter to the Proceeding

Proceedings of the 2006 Electrical Engineering, Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference

May 10-13, 2006

Ubonburi Hotel, Ubon Ratchathani, THAILAND



# Automatic Resonant Frequency Control using Phase-Locked Loop for an Induction Furnace

P. Thongprasri, S. Kittiratsatcha

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

## ABSTRACT

This paper proposes the computer simulation on PSCAD program of a current-fed parallel resonant inverter. The inverter is able to operate at resonant switching frequency throughout the heating period even the load condition is changed. This guarantees that the maximum power is transferred to the heating element all the time. The control principle uses Phase Frequency Detector to detect the phase difference of the tank circuit. The Phase Locked Loop is used to control the switching frequency. The proposed control scheme is designed to operate from 720 Hz to 870 Hz. Different kinds of loads are performed in the simulation.

**Keywords:** Parallel resonant, PLL, Induction heating.

## 1. INTRODUCTION

Both series resonant inverter and parallel resonant inverter are widely used in the induction heating and induction melting. In series resonant inverter system, the induction coil is in series with the resonant capacitor. While the parallel type the induction coil is connected in parallel with the resonant capacitor. In this paper, we choose the parallel resonant inverter because it is popular in 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 used 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. Generally the parallel resonant inverter has poor power factor ( $PF < 0.3$  lagging) [3][5]. If the power factor is controlled to unity, the maximum power will transfer to load and there is no loss during switching. At this condition we call 'resonant condition'. 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 [4]. Thus if we can control the inverter to operate in resonant mode even the load has changed, the maximum power will also transfer to the load all the time.

## 2. PARALLEL RESONANT INVERTER

A parallel resonant inverter is shown in Fig. 1. It consists of a three-phase controlled rectifier with an

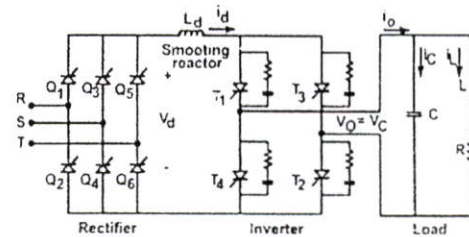


Fig.1: A Current-fed Parallel Resonant Inverter.

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. This brings the resonant frequency alters from the natural resonant frequency.

Moreover the resonant frequency has changed when the objects in the coil is heated up. This paper proposed a means how to control a current-fed inverter to operate at the resonant frequency for melting application. This method uses a phase-locked loop to keep tracking the resonant frequency. A Phase Frequency Detector (PFD) detects the frequency and phase differences of current and voltage across the load. The ability of PFD to detect this Phase Error,  $\theta_e$ , is in the range of  $-2\pi < \theta_e < 2\pi$  [6]. Also PFD can detect the phase shifting whether it is lead or lag. In general, the structure of PFD is a D flip-flop. But in this paper, we use RS flip-flop to eliminate reset delay problem. The simulation is

performed using PSCAD program. The results show the validity of the proposed controller.

**3. PHASE FREQUENCY DETECTOR**

This section describes the operation of a PLL-based controller to keep tracking the resonant frequency. A PFD is used to detect the phase shift of current and voltage of the tank circuit. It operates in three modes which are when  $U_1$  and  $U_2$  are in phase,  $\theta_e$  will be zero as shown in Fig. 2(a).  $\theta_e$  is greater than zero if  $U_1$  leads  $U_2$  as shown in Fig. 2(b). Similarly,  $\theta_e$  is less than zero if  $U_1$  lags  $U_2$  as shown in Fig. 2(c).

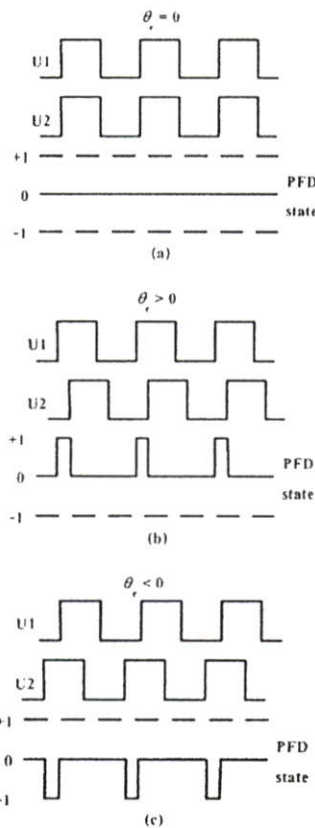


Fig.2: Ideal Waveforms of PFD when  $U_1$  and  $U_2$  are in Phase (a),  $U_1$  leads  $U_2$  (b) and  $U_1$  lags  $U_2$  (c).

Fig. 3 depicts the typical form of PFD which uses D-type flipflops. The output of PFD using D-type flipflop also has modes by determining the state of 'UP' and 'DOWN' as follows:

- UP = 1, DOWN = 1 : D-type flipflop is reset by AND gate
- UP = 0, DOWN = 0 : OUT is zero
- UP = 1, DOWN = 0 : OUT is positive
- UP = 0, DOWN = 1 : OUT is negative

There is a problem in the state UP = 1 and DOWN = 1. There will be delay in the RESET state. To eliminate this problem, the RS-type flipflop is implemented to correct this problem as shown in Fig. 4.

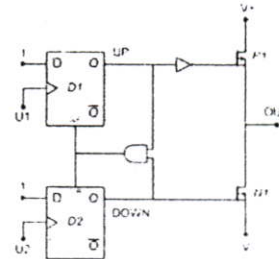


Fig.3: A Typical PFD using D-type Flipflop

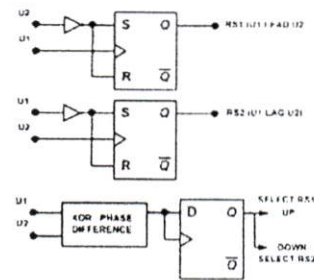


Fig.4: A Proposed RS-type Flipflop PFD

**4. PLL BASED CONTROLLER**

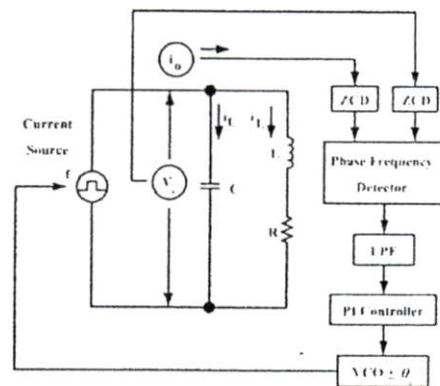


Fig.5: A Block Diagram of a PLL-Based Automatic Resonant Frequency Control System.

Fig. 5 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 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 in the resonant condition all the times. This statement is verified by the simulation results. PSCAD program is used for the computer simulation. From the simulation, we study the operation at un-load. The resonant frequency is at natural resonant frequency. If the inductance of the coil increases, the resonant frequency is decreasing. If the coil inductance decreases, the resonant frequency will shift to higher frequency. The simulations confirm that the proposed controller can track the resonant frequency even though the load conditions of induction furnaces have changed.

## 5. SIMULATION RESULTS

Appendix A depicts the schematic diagram of the current-fed inverter and the proposed controller in the PSCAD program. The quality factor  $Q$  in the simulation is approximated 15 (In general,  $Q$  must be greater than 5 [1]). The simulations are separated in two conditions which are with and without automatic controller. Each condition has three types of loads which are No-load, High inductance load and low inductance load. At no-load condition, the parameters of the tank circuits are  $L = 4.45\text{mH}$ ,  $R = 1.45\ \text{ohm}$  and  $C = 9\ \mu\text{F}$ . The resonant frequency is at  $795.278\ \text{Hz}$ . The second condition is High inductance value, the tank circuit parameters are  $L = 5.42\ \text{mH}$ ,  $R = 1.61\ \text{ohm}$  and  $C = 9\ \mu\text{F}$ . For this type of load, the resonant frequency is shifted from  $795.278\ \text{Hz}$  at no-load condition to  $720.278\ \text{Hz}$ . If the load (heating object) makes the inductance decreasing, the resonant frequency is higher compared to the no-load condition. In this case, the tank circuits parameters are  $L = 3.72\ \text{mH}$ ,  $R = 1.33\ \text{ohm}$  and  $C = 9\ \mu\text{F}$ . The resonant frequency is at  $870.278\ \text{Hz}$ . Fig. 6 – 8 depict the simulation results at different load condition and with or without automatic control.

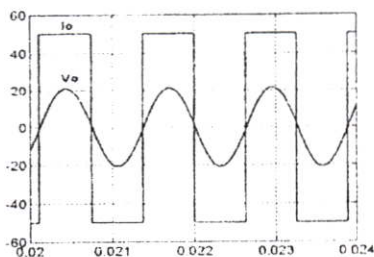


Fig.6(a): The Simulation Results of  $I_o$  and  $V_o$  at No-load Condition without Automatic Control

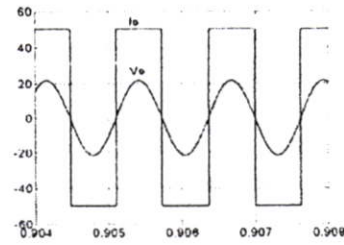


Fig.6(b): The Simulation Results of  $I_o$  and  $V_o$  at No-load Condition with Automatic Control.

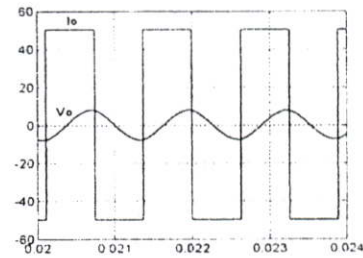


Fig.7(a): The Simulation Results of  $I_o$  and  $V_o$  at High Inductance Load Condition without Automatic Control

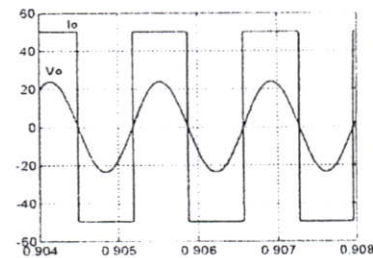


Fig.7(b): The Simulation Results of  $I_o$  and  $V_o$  at High Inductance Load Condition with Automatic Control.

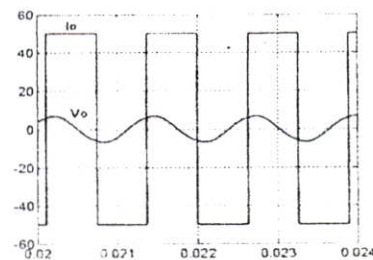


Fig. 8(a): The Simulation Results of  $I_o$  and  $V_o$  at Low Inductance Load Condition without Automatic Control.

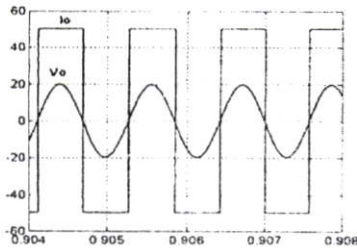


Fig.8(b): The Simulation Results of  $I_o$  and  $V_o$  at Low Inductance Load Condition with Automatic Control.

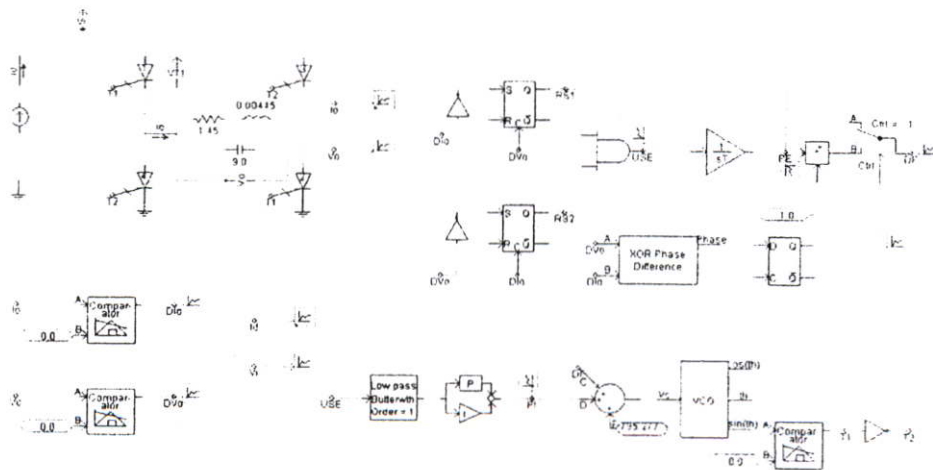
6. CONCLUSION

Phase Frequency Detector Locked Loop is showing the capability to control the switches of an inverter to operate at resonant condition even though the load condition is changed. PFD is able to detect phase of current and voltage of tank circuit whether it is leading or lagging. The switching frequency is able to shift up or shift down to match with the different load conditions. By implementing the automatic resonant frequency control, the maximum power is delivered to heated load through out the heating time. While the conventional induction furnace without automatic resonant frequency control, the inverter operates out of resonant condition when the load is heated up. The experimental results will be included in the future work.

7. REFERENCES

- [1] Arie 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, JUNE 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] D. L. Loveless, "An Overview of Solid-State Power Supplies for Induction Heating". Metal Production, vol.33, August 1995.
- [5] Irshad Khann, Jonathan Tapson, Ian de Vries, "Automatic Frequency Control of an Induction Furnace". IEEE 1999.
- [6] McGraw-Hill, "Phase-Locked Loops Design Simulation and applications", 1999.
- [7] Mozghan Mansuri, Dean Liu and Chih-Kong Ken Yang, "Fast Frequency Acquisition Phase-Frequency Detectors for GSA's Phase Locked Loops". University of California at Los Angeles, Stanford University.

8. APPENDIX A



## ประวัติผู้เขียน

นายไพโรจน์ ทองประศรี เกิดเมื่อวันที่ 19 มิถุนายน พ.ศ.2514 ที่จังหวัดสุพรรณบุรี สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2537 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2547

### ประวัติการทำงาน

2535-2536 อาจารย์พิเศษ แผนกอิเล็กทรอนิกส์ โรงเรียนกรุงเทพเทคนิคนนท์ จังหวัดกรุงเทพมหานคร

2536-2537 อาจารย์พิเศษ แผนกไฟฟ้า โรงเรียนเทคโนโลยีภาคตะวันออก(อีเทค) จังหวัดชลบุรี

2537-2539 วิศวกร แผนกR&D บริษัทไทยเคเบิลทีวี จำกัด จังหวัดกรุงเทพมหานคร

2539-2540 อาจารย์พิเศษ แผนกไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ โรงเรียนอักษรเทคโนโลยี พัทยา จังหวัดชลบุรี

2540-2545 วิศวกรอาวุโส และหัวหน้าแผนกMaterial บริษัท PT. (Pet-Toy) จำกัด จังหวัดกรุงเทพมหานคร

2544-2545 อาจารย์พิเศษ แผนกไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ โรงเรียนวิศวกรรมเทคโนโลยี บริหารธุรกิจ จังหวัดชลบุรี

2545-2547 ฝ่ายวิชาการประจำแผนกอิเล็กทรอนิกส์ และพัสดุแผนก ฝ่ายระบบสารสนเทศประกันคุณภาพการศึกษา โรงเรียนเทคโนโลยีทีพีไอ (ในเครือบริษัททีพีไอ จำกัด) จังหวัดระยอง

2545-2546 อาจารย์พิเศษแผนกไฟฟ้าอุตสาหกรรม สถาบันราชภัฏราชนครินทร์ วิทยาเขตชลบุรี จังหวัดชลบุรี

2547-ปัจจุบันรับทุนการศึกษา จาก SIG Cobibloc Ltd. (Head Office) (ลาศึกษาต่อระดับ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า)