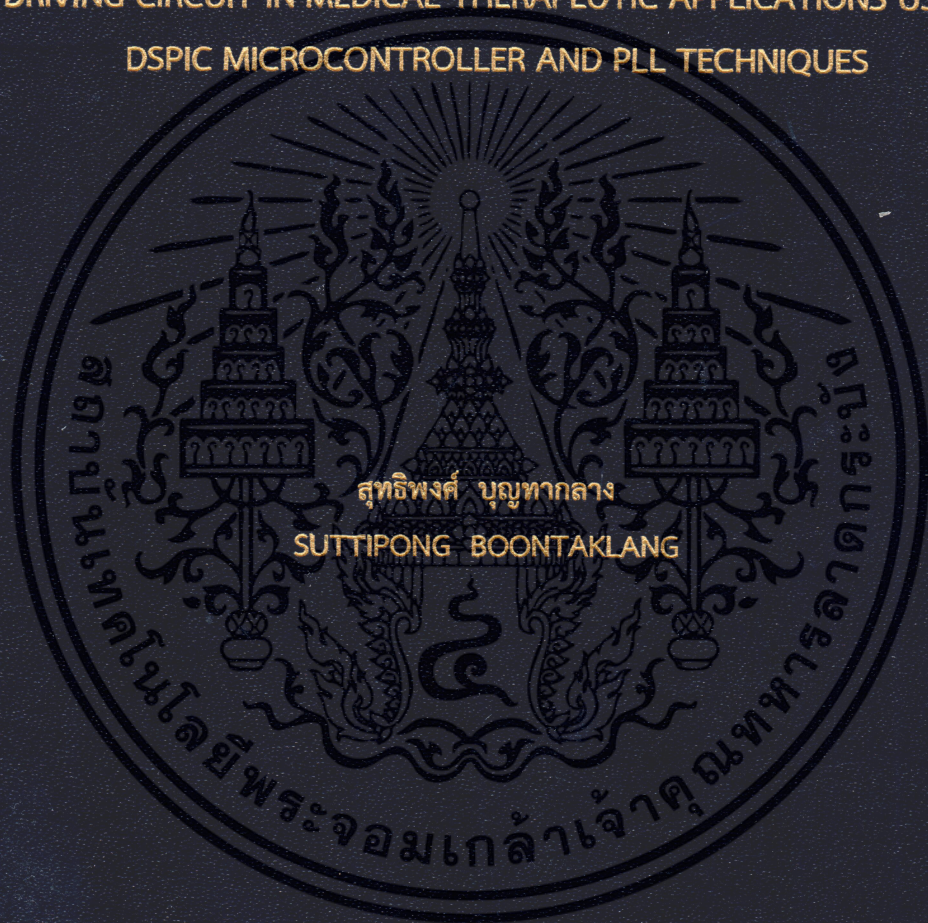


การควบคุมและติดตามความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติสำหรับวงจรขับ  
อัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ในงานทางกายภาพ  
บำบัดโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ร่วมกับเทคนิคเฟสล็อกกลูบ

AUTOMATIC RESONANCE-FREQUENCY TUNING AND TRACKING  
TECHNIQUE FOR A 1MHZ ULTRASONIC-PIEZOELECTRIC-TRANSDUCER  
DRIVING CIRCUIT IN MEDICAL THERAPEUTIC APPLICATIONS USING  
DSPIC MICROCONTROLLER AND PLL TECHNIQUES



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2562

KMITL-2019-EN-D-018-100

การควบคุมและติดตามความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติสำหรับวงจรขับ  
อัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ในงานทางกายภาพ  
บำบัดโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ร่วมกับเทคนิคเฟสล็อกลูป

AUTOMATIC RESONANCE-FREQUENCY TUNING AND TRACKING  
TECHNIQUE FOR A 1MHZ ULTRASONIC-PIEZOELECTRIC-TRANSDUCER  
DRIVING CIRCUIT IN MEDICAL THERAPEUTIC APPLICATIONS USING  
DSPIC MICROCONTROLLER AND PLL TECHNIQUES



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2562

KMITL-2019-EN-D-018-100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AUTOMATIC RESONANCE-FREQUENCY TUNING AND TRACKING  
TECHNIQUE FOR A 1MHZ ULTRASONIC-PIEZOELECTRIC-TRANSDUCER  
DRIVING CIRCUIT IN MEDICAL THERAPEUTIC APPLICATIONS USING  
DSPIC MICROCONTROLLER AND PLL TECHNIQUES



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

2019

KMITL-2019-EN-D-018-100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2019**

**FACULTY OF ENGINEERING**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมและติดตามความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติสำหรับ วงจรขับอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ ในงานทางกายภาพบำบัดโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ร่วมกับ เทคนิคเฟสล็อกกลูบ
นักศึกษา	นายสุทธิพงษ์ บุญทากลาง
รหัสประจำตัว	56601028
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2562
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.เชาว์ ชมภูอินไหว

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอเทคนิคการควบคุมวงจรขับอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ โดยใช้ ไมโครคอนโทรลเลอร์ร่วมกับเทคนิคเฟสล็อกกลูบ เทคนิคที่นำเสนอเป็นการพัฒนาวิธีการมาจาก งานวิจัยเดิม ซึ่งได้สร้างวงจรต้นแบบการขับอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ โดยใช้วงจรขยายกำลังคลาส เอพ วิธีการควบคุมที่ใช้คือ เทคนิคควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบคงที่ ซึ่งวิธีการเดิมนั้น ตรวจสอบ ข้อด้วย 2 ประการ ประการแรก คือ ปัญหาของการปรับตั้งความถี่อ้างอิงซึ่งมีหลายขั้นตอน ทำให้ใช้ เวลามากเกินไปในทางปฏิบัติ ประการที่สอง คือ เกิดความสูญเสียทางไฟฟ้าเนื่องจากปัญหาความ แปรปรวนของความถี่เรโซแนนซ์เมื่ออัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ถูกใช้งานที่สภาวะโหลดต่างกัน ใน งานวิจัยนี้จึงนำเสนอเทคนิคการออกแบบ โดยติดตั้งวงจรการปรับจูนและติดตามความถี่เรโซแนนซ์ แบบอัตโนมัติ เข้ากับวงจรต้นแบบในงานวิจัยเดิม ชุดวงจรควบคุมประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ 1) ใช้ ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010 ซึ่งมีการประมวลผลรวดเร็วกว่าเมื่อเทียบกับงานวิจัยเดิม 2) ไอซีเฟสล็อกกลูบ ทำหน้าที่ป้อนกลับความต่างเฟส พร้อมกับสร้างสัญญาณในการควบคุมความถี่ แนวคิดสำคัญของเทคนิคที่นำเสนอนี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อ ควบคุมให้อัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ ทำงานตรงกับจุดเรโซแนนซ์ ซึ่งสภาวะนี้ขนาดอิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำ และมุมเฟสเข้าใกล้ศูนย์ ภาพรวม ของเทคนิคที่นำเสนอมีลำดับการทำงานโดยเริ่มจาก ตัวเปรียบเทียบเฟสทำการตรวจจับความต่างเฟส ระหว่างกระแสและแรงดันที่ป้อนเข้าอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ ผลความต่างเฟสที่ได้จะถูกส่งเข้า ไมโครแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลของไมโครคอนโทรลเลอร์ จากนั้นจะทำการประมวลผลและ ส่งสัญญาณขับวงจรขยายกำลังคลาสเอพให้มีความถี่ที่เหมาะสม ผลการทดสอบเมื่อใช้กับอัลตราโซ นิคทรานสดิวเซอร์ช่วงความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์พบว่า เทคนิคที่นำเสนอสามารถปรับจูนความถี่เรโซแนนซ์ได้อย่างแม่นยำด้วยความเร็ว 9-12 มิลลิวินาที และสามารถติดตามความถี่เรโซแนนซ์ได้อย่าง ถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis</b>	Automatic Resonance-Frequency Tuning and Tracking Technique for a 1MHz Ultrasonic-Piezoelectric-Transducer Driving Circuit in Medical Therapeutic Applications using dsPIC Microcontroller and PLL Techniques
<b>Student</b>	Mr.Suttipong Boontaklang
<b>Student ID.</b>	56601028
<b>Degree</b>	Doctoral of Engineering
<b>Program</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2019
<b>Thesis Advisor</b>	Asst. Prof. Dr.Chow Chompoo-inwai

## ABSTRACT

This research presents a step-forward improvement on author's previous ultrasonic piezoelectric transducer (UPZT) driving circuit for therapeutic applications. Two major drawbacks are found after couple years of commercially launched. Firstly, it is troublesome and time-consumed to determine and set the optimal resonance frequency for maximizing each individual UPZT output. Secondly, the deteriorating problem of ultrasound output due to human-skin impedance fluctuations in real operations. This article proposes ideas, implementations and experimental results of how to improve the aforementioned UPZT driving circuit by applying the novel automatic resonance frequency tracking method consisting of a high-speed dsPIC microcontroller, a phase locked loop (PLL) technique and a voltage control oscillator (VCO). Different from the previous work, a so-called low-speed microcontroller is now replaced by the high-speed dsPIC microcontroller. The newly designed PLL feedback control block with VCO integrated circuit is also added to control the desired frequency and compared phase difference of the driving voltage and current by internal phase comparators. The principle idea of how the proposed method works are that at any UPZT optimal resonating frequency of interest, the impedance magnitude will be minimal and the impedance phase will be close to zero. The key idea of a proposed tracking algorithm is based on detecting the phase shift between voltage and current through the UPZT of interest via a phase comparator. The phase shift signal will then be fed into dsPIC ADC module. The optimum frequency setting will then be recomputed and sent out as the new control signal to adjust the operating frequency of the class-F power amplifier. After intensive experiments with several tests, it is clear that the proposed technique works flawlessly and reliably. The experimental results confirmed that the proposed methodology guarantees convergence for using with any of UPZTs (around 1MHz resonance frequency). The speed of convergence is between 9-12 milli-second on average.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ดำเนินการสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เชาว์ ชมภูอินทว อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งท่านเป็นผู้ได้ถ่ายทอดความรู้และประสบการณ์ที่ดี ตลอดจนคอยให้คำแนะนำทั้งในด้านวิธีดำเนินการวิจัย และให้คำปรึกษาในการจัดทำวิทยานิพนธ์ ทำให้งานวิจัยชิ้นนี้สามารถบรรลุวัตถุประสงค์ตามที่ได้ตั้งเป้าหมายไว้ จึงใคร่ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณกองทุนการศึกษา สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้มอบทุนค่าเล่าเรียน และค่าใช้จ่ายต่างๆตลอดระยะเวลาที่ผู้จัดทำได้ศึกษาในระดับปริญญาเอกนี้

ขอขอบพระคุณบริษัท ไทย ซี เมดเทค จำกัด ที่ได้สนับสนุนทุนสำหรับการวิจัย รวมไปถึงการให้คำปรึกษาซึ่งเป็นประโยชน์สำหรับการวิจัยเป็นอย่างยิ่ง ผู้ทำวิจัยจึงขอขอบพระคุณไว้ ณ โอกาสนี้

ขอขอบพระคุณบริษัท บุญ ซัพพลาย จำกัด ที่ได้เอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ ตลอดจนยังให้ข้อมูลทางด้านการรักษาทางกายภาพบำบัด ที่เป็นคุณประโยชน์ต่อการทำวิจัย

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในศูนย์วิจัยพลังงานและวิศวกรรมการส่องสว่าง ทุกคน ที่คอยให้กำลังใจ และให้การช่วยเหลืออย่างดียิ่งในทุกๆด้านเสมอมา ขอขอบพระคุณบุคคลผู้ที่มีส่วนร่วมในงานวิจัยนี้ทุกท่าน ที่ผู้วิจัยไม่สามารถกล่าวรายนามได้หมดในที่นี้

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับ บิดา มารดา และครอบครัว ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ขอกราบขอบพระคุณที่เป็นกำลังใจที่ดีตลอดมา สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ และมอบประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

สุทธิพงษ์ บัญกลาง

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
<b>บทที่ 1 บทนำ.....</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.4 ลำดับขั้นตอนการทำวิจัย.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
<b>บทที่ 2 การทบทวนวรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....</b>	<b>4</b>
2.1 คลื่นอัลตราซาวด์ และการรักษาทางกายภาพบำบัด.....	4
2.1.1 การใช้คลื่นอัลตราซาวด์ในการรักษาทางกายภาพบำบัด.....	4
2.1.2 การเกิดคลื่นอัลตราซาวด์.....	5
2.1.3 ส่วนประกอบของเครื่องอัลตราซาวด์บำบัด.....	6
2.1.4 หน่วยการวัดปริมาณคลื่นอัลตราซาวด์.....	10
2.2 งานวิจัยการออกแบบวงจรขยายกำลังคลาสเอฟสำหรับขับ UPZT.....	11
2.2.1 ภาพรวมการทำงานของวงจรขับ UPZT.....	11
2.2.2 การทำงานของวงจรเซปักคอนเวอร์เตอร์.....	12
2.2.3 การทำงานของวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ.....	14
2.3 การปรับความถี่เรโซแนนซ์แบบกำหนดค่าคงที่ (FRF-Technique).....	17
2.3.1 วงจรควบคุมความถี่ของเทคนิค FRF.....	18
2.3.2 ขั้นตอนการปรับความถี่เรโซแนนซ์แบบกำหนดค่าคงที่.....	20
2.3.3 ผลการทำงานเมื่อใช้เทคนิค FRF.....	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

2.4 การปรับจูนความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ.....	23
2.4.1 การทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง (Literature Review).....	24
2.5 การปรับจูนความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติที่นำเสนอ.....	26
<b>บทที่ 3 หลักการ และทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง .....</b>	<b>27</b>
3.1 แบบจำลองทางไฟฟ้าของอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ .....	27
3.1.1 วงจรเทียบเคียงทางไฟฟ้าของอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ .....	27
3.1.2 สภาวะเรโซแนนซ์ของอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์.....	28
3.2 หลักการเบื้องต้นของเฟสล็อกกลูป.....	31
3.3 การทำงานของไอซีเฟสล็อกกลูปเบอร์ 74HC4041.....	32
3.3.1 ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน .....	34
3.3.2 ส่วนวงจรเปรียบเทียบเฟส .....	36
3.4 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน.....	39
3.4.1 วงจรตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์.....	40
3.5 การแปลงสัญญาณที่ดับลิวเอ็มเป็นแรงดันกระแสตรง.....	41
3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟ.....	44
<b>บทที่ 4 การออกแบบระบบควบคุมที่นำเสนอ.....</b>	<b>47</b>
4.1 ภาพรวมของวงจรทั้งหมดที่ทำการออกแบบในงานวิจัยนี้ .....	47
4.2 การออกแบบส่วนตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแส.....	49
4.2.1 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดัน.....	49
4.2.2 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณกระแส.....	49
4.3 การออกแบบส่วนเปรียบเทียบเฟส .....	51
4.3.1 วงจรเปรียบเทียบผลค่าความต่างเฟส .....	51
4.3.2 วงจรเปรียบเทียบสถานะการนำหน้าหรือล่าหลังของเฟส .....	52
4.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่ลูป.....	53
4.4.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ลูปสำหรับตัวเปรียบเทียบเฟส PC1 .....	53
4.4.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ลูปสำหรับตัวเปรียบเทียบเฟส PC3 .....	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

4.5 การออกแบบการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2011 .....	56
4.5.1 การประมวลผลสัญญาณความต่างเฟส .....	57
4.5.2 การสร้างสัญญาณพีดับลิวเอ็มสำหรับควบคุมการทำงานของ VCO.....	58
4.6 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณพีดับลิวเอ็มเป็นแรงดันกระแสตรง .....	59
4.7 การออกแบบส่วนออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน .....	61
<b>บทที่ 5 การทดสอบ และวิเคราะห์ผล .....</b>	<b>63</b>
5.1 การวิเคราะห์คุณลักษณะทางไฟฟ้าของอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ .....	64
5.1.1 ผลการวัดค่าความถี่เรโซแนนซ์ และอิมพีแดนซ์ .....	64
5.1.2 ผลวิเคราะห์สภาวะเรโซแนนซ์ขณะมีโหลด และไม่มีโหลด.....	64
5.2 การทดสอบการปรับจูนความถี่ .....	66
5.2.1 ผลทดสอบความแม่นยำในการปรับจูนความถี่ .....	66
5.2.2 ผลวิเคราะห์สมรรถนะของการปรับจูนความถี่ .....	67
5.3 การวัดประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังคลาสเอฟเมื่อใช้ร่วมกับเทคนิคที่นำเสนอ .....	68
5.4 การทดสอบการติดตามความถี่เรโซแนนซ์ขณะเปลี่ยนแปลงโหลด .....	69
<b>บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ .....</b>	<b>71</b>
<b>เอกสารอ้างอิง .....</b>	<b>73</b>
<b>ภาคผนวก ก งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....</b>	<b>77</b>
<b>ประวัติผู้เขียน.....</b>	<b>103</b>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1	ค่าพิกัดของวงจรถ่ายเซปักคอนเวอร์เตอร์.....	13
ตารางที่ 2.2	ค่าพิกัดของวงจรถ่ายยกำลังคลาสเอฟ.....	15
ตารางที่ 2.3	การเปรียบเทียบระหว่างเทคนิค FRF กับเทคนิคที่นำเสนอ.....	26
ตารางที่ 3.1	คำอธิบายขาการเชื่อมต่อของไอซีเฟสล็อกลูเปอร์ 74HC4046 .....	32
ตารางที่ 4.1	พิกัดของหม้อแปลงกระแสความถี่สูง HM31-10050LF .....	50
ตารางที่ 4.2	ค่าการออกแบบวงจรถ่าย VCO .....	61
ตารางที่ 5.1	ผลทดสอบการปรับจูนความถี่เรโซแนนซ์อัตโนมัติ.....	66
ตารางที่ 5.2	ผลการทดสอบสมรรถนะการปรับจูนความถี่.....	67
ตารางที่ 5.3	ผลการวัดประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอเทียบกับการขับแบบเกิดความต่างเฟส.....	69



# สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1	การรักษาทางกายภาพบำบัดด้วยคลื่นอัลตราซาวด์.....	4
รูปที่ 2.2	คุณสมบัติของผลึกเพียโซอิเล็กทริกทางตรง (มีแรงภายนอกมากกระทำ).....	5
รูปที่ 2.3	คุณสมบัติของผลึกเพียโซอิเล็กทริกทางอ้อม (ถูกป้อนแรงดันไฟฟ้า).....	5
รูปที่ 2.4	ขั้นตอนการเกิดคลื่นอัลตราซาวด์ .....	6
รูปที่ 2.5	เครื่องอัลตราซาวด์บำบัด.....	7
รูปที่ 2.6	ไดอะแกรมทางไฟฟ้าของเครื่องอัลตราซาวด์บำบัด .....	7
รูปที่ 2.7	อัลตราโซนิกทรานส์ดีวเซอร์.....	8
รูปที่ 2.8	ผลึกเพียโซอิเล็กทริก (Piezoelectric Disk).....	8
รูปที่ 2.9	ส่วนหัวอัลตราซาวด์ที่นำไปใช้เพื่อการรักษา.....	9
รูปที่ 2.10	พื้นที่หน้าตัดของคลื่นอัลตราซาวด์.....	10
รูปที่ 2.11	ภาพรวมของงานวิจัยการออกแบบวงจรขยายกำลังคลาสเอฟสำหรับขับ UPZT .....	11
รูปที่ 2.12	ต้นแบบเครื่องอัลตราซาวด์บำบัดจากงานวิจัยเดิม.....	12
รูปที่ 2.13	การทำงานของวงจรถูกคอนเวอร์เตอร์.....	13
รูปที่ 2.14	วงจรถูกขยายกำลังคลาสเอฟ แบบมีส่วนเรโซแนนซ์ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์จนถึงลำดับอนันต์.....	14
รูปที่ 2.15	วงจรถูกขยายกำลังคลาสเอฟที่ใช้ขับ UPZT.....	14
รูปที่ 2.16	ลักษณะสัญญาณทางไฟฟ้าในอุดมคติของวงจรถูกขยายกำลังคลาสเอฟ.....	15
รูปที่ 2.17	คุณลักษณะเฉพาะของวงจรถูกขยายกำลังคลาสเอฟ.....	16
รูปที่ 2.18	แบบจำลอง UPZT ของ Butterworth-Van Dyke (BVD-model).....	17
รูปที่ 2.19	กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของ UPZT.....	18
รูปที่ 2.20	ระบบควบคุมของเทคนิค FRF.....	18
รูปที่ 2.21	การออกแบบส่วนควบคุมความถี่ของเทคนิค FRF.....	20
รูปที่ 2.22	ขั้นตอนการปรับความถี่เรโซแนนซ์แบบกำหนดค่าคงที่ของเทคนิค FRF.....	21
รูปที่ 2.23	ความคลาดเคลื่อนของความถี่เมื่อใช้เทคนิค FRF.....	22
รูปที่ 2.24	สัญญาณขับ UPZT (กำลังคลื่นอัลตราซาวด์เท่ากับ 5 วัตต์).....	22
รูปที่ 2.25	สัญญาณขับ UPZT (กำลังคลื่นอัลตราซาวด์เท่ากับ 10 วัตต์).....	22
รูปที่ 2.26	ระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ.....	23
รูปที่ 2.27	ระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติที่น่าเสนอ.....	26
รูปที่ 3.1	วงจรถูกเทียบเคียงทางไฟฟ้าของ UPZT.....	27
รูปที่ 3.2	แผนภาพแอดมิตแตนซ์ของ UPZT.....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.3	กราฟผลตอบสนองทางควาที่ของอัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์ .....	30
รูปที่ 3.4	บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกูปเบื้องต้น.....	31
รูปที่ 3.5	ขาการเชื่อมต่อใช้งานไอซีเฟสล็อกูปเบอร์ 74HC4041 .....	32
รูปที่ 3.6	ไดอะแกรมการต่อใช้งานไอซีเฟสล็อกูปเบอร์ 74HC4046 .....	33
รูปที่ 3.7	ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต ( $VCO_{IN}$ ) และเอาต์พุต ( $VCO_{OUT}$ ) ของวงจร VCO..	34
รูปที่ 3.8	กราฟคุณลักษณะระหว่างค่า $R_1$ , $C_1$ และ $2f_L$ .....	35
รูปที่ 3.9	กราฟคุณลักษณะระหว่างค่า $C_1$ และ $f_{off}$ .....	35
รูปที่ 3.10	ไดอะแกรมการเปรียบเทียบเฟสในไอซีเฟสล็อกูป 74HC4046 .....	36
รูปที่ 3.11	คุณลักษณะผลลัพธ์จากตัวเปรียบเทียบเฟส PC1.....	37
รูปที่ 3.12	คุณลักษณะผลลัพธ์จากตัวเปรียบเทียบเฟส PC2.....	37
รูปที่ 3.13	คุณลักษณะผลลัพธ์จากตัวเปรียบเทียบเฟส PC3.....	38
รูปที่ 3.14	วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบไม่กลับเฟส.....	39
รูปที่ 3.15	การทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบไม่กลับเฟส.....	39
รูปที่ 3.16	วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบกลับเฟส.....	40
รูปที่ 3.17	การทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบกลับเฟส.....	40
รูปที่ 3.18	วงจรตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์ (Zero-crossing detector).....	41
รูปที่ 3.19	การทำงานของวงจรตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์.....	41
รูปที่ 3.20	การสร้างสัญญาณแรงดันกระแสตรงจากสัญญาณที่ดับลิวเอ็ม .....	41
รูปที่ 3.21	แรงดันกระแสตรงที่ได้จากการแปลงสัญญาณที่ดับลิวเอ็ม.....	42
รูปที่ 3.22	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านการแปลงสัญญาณที่ดับลิวเอ็มเป็นแรงดันกระแสตรง .....	42
รูปที่ 3.23	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง.....	44
รูปที่ 3.24	ผลตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง.....	44
รูปที่ 3.25	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง .....	45
รูปที่ 3.26	ผลตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง .....	45
รูปที่ 3.27	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบหลายอันดับ.....	46
รูปที่ 4.1	ภาพรวมการทำงานทั้งหมดของเทคนิคที่นำเสนอ.....	47
รูปที่ 4.2	บล็อกไดอะแกรมแสดงเทคนิคการควบคุมที่นำเสนอ .....	48
รูปที่ 4.3	วงจรแบ่งแรงดันที่ทำการออกแบบ.....	49
รูปที่ 4.4	หม้อแปลงกระแสความถี่สูง HM31-10050LF ที่ใช้ในงานวิจัยนี้.....	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.5	วงจรการตรวจจับสัญญาณกระแสที่ทำการออกแบบ.....	50
รูปที่ 4.6	ลักษณะการทำงานของตัวเปรียบเทียบเฟส PC1.....	51
รูปที่ 4.7	การแปลงผลสถานะมุมเฟสของสัญญาณจากตัวเปรียบเทียบเฟส PC1 .....	51
รูปที่ 4.8	ลักษณะการทำงานของตัวเปรียบเทียบเฟส PC3.....	52
รูปที่ 4.9	การแปลงผลสถานะมุมเฟสของสัญญาณจากตัวเปรียบเทียบเฟส PC3 .....	52
รูปที่ 4.10	วงจร Loop Filter สำหรับกรองสัญญาณเอาต์พุตของ PC1 .....	53
รูปที่ 4.11	ผลแรงดันกระเพื่อมจากการกรองสัญญาณเอาต์พุตของ PC1 .....	54
รูปที่ 4.12	กราฟแสดงการลดทอนความถี่ของวงจรกรองความถี่ลูปสำหรับ PC1 .....	54
รูปที่ 4.13	วงจร Loop Filter สำหรับกรองสัญญาณเอาต์พุตของ PC3.....	55
รูปที่ 4.14	ผลแรงดันกระเพื่อมจากการกรองสัญญาณเอาต์พุตของ PC3 .....	55
รูปที่ 4.15	กราฟแสดงการลดทอนความถี่ของวงจรกรองความถี่ลูปสำหรับ PC3.....	56
รูปที่ 4.16	หน้าที่การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010.....	56
รูปที่ 4.17	การประมวลค่ามุมต่างเฟสจากสัญญาณของ PC1 .....	57
รูปที่ 4.18	การประมวลค่ามุมต่างเฟสจากสัญญาณของ PC3 .....	58
รูปที่ 4.19	สัญญาณพีดับลิวิตีเอ็มที่ได้สร้างจากไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010 .....	58
รูปที่ 4.20	วงจร PWM to Analog DC Converter ที่นำเสนอ.....	59
รูปที่ 4.21	กราฟการลดทอนความถี่ของวงจร PWM to Analog DC Converter .....	60
รูปที่ 4.22	แรงดันเอาต์พุตของวงจร PWM to Analog DC Converter .....	60
รูปที่ 4.23	แรงดันกระเพื่อมของวงจร PWM to Analog DC Converter.....	61
รูปที่ 4.24	วงจรแรงดันควบคุมความถี่ที่นำเสนอ.....	62
รูปที่ 4.25	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน ( $V_{COIN}$ ) และความถี่เอาต์พุต ( $V_{COOUT}$ ) .....	62
รูปที่ 5.1	การติดตั้งเครื่องมือการทดลองวงจรต้นแบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ .....	63
รูปที่ 5.2	ผลการวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ของ UPZT ขณะไม่มีโหลด (No-load) .....	65
รูปที่ 5.3	ผลการวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ของ UPZT ขณะมีโหลด (With-load).....	65
รูปที่ 5.4	ผลการปรับจูนความถี่ของเทคนิคที่นำเสนอ .....	67
รูปที่ 5.5	การเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันและกระแสที่จ่ายให้กับ UPZT .....	68
รูปที่ 5.6	ผลการติดตามความถี่เรโซแนนซ์ของเทคนิค FRF .....	70
รูปที่ 5.7	ผลการติดตามความถี่เรโซแนนซ์ของเทคนิคที่นำเสนอ.....	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาของปัญหา

ปัจจุบันการรักษาทางกายภาพบำบัด (Physiotherapy) ด้วยการใช้คลื่นอัลตราซาวด์ หรือ อัลตราซาวด์บำบัด (Therapeutic Ultrasound) เป็นวิธีการรักษาที่มีการใช้อย่างแพร่หลายในประเทศไทย เครื่องอัลตราซาวด์บำบัดเป็นเครื่องที่นักกายภาพบำบัดนิยมใช้มากที่สุด และทางกระทรวงสาธารณสุขจึงได้ประกาศให้เป็นเครื่องมือทางกายภาพบำบัดตั้งแต่ ปี พ.ศ. 2547 [1] และในต่างประเทศก็เช่นเดียวกัน ได้มีตัวอย่างมาจากผลการสำรวจเครื่องมือที่ใช้ในทางกายภาพบำบัดของหลายประเทศ เช่น สหรัฐอเมริกา แคนาดา อังกฤษ ออสเตรเลีย และเนเธอร์แลนด์ ได้ผลสรุปว่าเครื่องมือที่ใช้มากที่สุดทางคลินิกคือ เครื่องอัลตราซาวด์บำบัด โดยจำนวนนักกายภาพบำบัดในประเทศอังกฤษถึงร้อยละ 88 และประเทศแคนาดาร้อยละ 93 ที่ใช้เครื่องอัลตราซาวด์บำบัดทุกวัน [2] อย่างไรก็ตามเครื่องอัลตราซาวด์บำบัดที่ใช้อยู่ในประเทศไทย ส่วนใหญ่เป็นเครื่องมือที่นำเข้ามาจากต่างประเทศเกือบทั้งหมด ดังนั้นต้นทุนการนำเข้าจึงมีมูลค่าค่อนข้างสูง ส่งผลให้ราคาขายต่อเครื่องมีค่าที่สูงตามไปด้วย หากเราสามารถพัฒนาเทคโนโลยีขึ้นมาเองเพื่อทดแทน จะสามารถลดต้นทุนการนำเข้าเครื่องอัลตราซาวด์บำบัดได้อย่างมาก

จากเหตุผลดังกล่าวทางผู้วิจัยจึงมีความคิดริเริ่ม ในการคิดค้นและสร้างเทคโนโลยี สำหรับใช้เป็นพื้นฐานของการสร้างเครื่องอัลตราซาวด์บำบัด โดยงานวิจัยชิ้นแรกได้ทำการศึกษา และสร้างวงจรขับอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ (Ultrasonic Piezoelectric Transducer; UPZT) ด้วยวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ (Class-F Power Amplifier) ซึ่งผลการทำงานมีประสิทธิภาพถึง 90% [3, 4] จากนั้นทางผู้วิจัยได้ทำการศึกษาเพิ่มเติมในส่วนวงจรอื่นๆ เพื่อสร้างเป็นเครื่องต้นแบบ ซึ่งประกอบด้วยฟังก์ชันการทำงานที่รองรับการรักษาทางกายภาพบำบัด เช่น สามารถควบคุมโหมดการปล่อยคลื่นอัลตราซาวด์ได้ และสามารถควบคุมกำลังคลื่นอัลตราซาวด์ หรือปริมาณความเข้มของคลื่นอัลตราซาวด์ได้ ซึ่งเป็นไปตามคุณสมบัติพื้นฐานของเครื่องอัลตราซาวด์บำบัด

แต่อย่างไรก็ตามหลังจากทดสอบการใช้งานพบว่า วงจรต้นแบบเดิมที่สร้างขึ้นมายังมีข้อด้อยอยู่ 2 ประการ ประการแรกคือ เวลาในการปรับจูน (Tuning) ความถี่เรโซแนนซ์มีขั้นตอนที่ยุ่งยาก ทำให้ใช้เวลานาน และประการที่สองคือ ด้านคุณสมบัติของ UPZT มักมีความแปรปรวนเมื่อโหลดที่หน้าสัมผัสมีการเปลี่ยนแปลง ทำให้ประสิทธิภาพการทำงานลดลง ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้เสนอเทคนิคในการปรับปรุงแก้ไขโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ร่วมกับเทคนิคเฟสล็อกกลูบซึ่งจะส่งผลให้วงจรต้นแบบเดิมมีความสมบูรณ์ขึ้น และเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานให้ดีกว่าเดิม

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

- 1) เพื่อพัฒนาขีดความสามารถของวงจรขับอัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์ ที่ออกแบบด้วยวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ ให้สามารถปรับจูนความถี่ และติดตามความถี่ได้แบบอัตโนมัติ
- 2) เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานให้กับวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ
- 3) เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานระหว่างการปรับจูนความถี่เรโซแนนซ์แบบกำหนดค่าคงที่ และเทคนิคที่นำเสนอ

## 1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

- 1) ใช้องค์ความรู้พื้นฐานจากงานวิจัย “การออกแบบวงจรขับอัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์ ความถี่ 1 MHz โดยใช้วงจรขยายกำลังคลาสเอฟที่ควบคุมโดยไมโครโปรเซสเซอร์” และนำมาพัฒนาต่อยอด โดยยกเอาวงจรภาคกำลัง (Power Circuits) มาใช้ ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ และเซปักคอนเวอร์เตอร์
- 2) ออกแบบชุดวงจรควบคุม (Control Circuits) ให้เป็นระบบควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback control system) โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC และไอซีเฟสล็อกกลูป 74HC4046 สัญญาณป้อนกลับที่ใช้ประกอบด้วย 2 สัญญาณคือ แรงดัน และกระแสที่ป้อนเข้าสู่อัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์ ผลการทำงานคือ ความต่างเฟสของแรงดันและกระแสมีค่าเข้าใกล้มุม  $0^\circ$  มากที่สุด และเกิดความคลาดเคลื่อนที่ยอมรับได้ไม่เกิน  $\pm 10^\circ$
- 3) ชุดวงจรควบคุมที่นำเสนอ ทำให้วงจรขยายกำลังคลาสเอฟมีความสามารถเพิ่มขึ้น 2 ข้อ คือ 1. การปรับจูนความถี่เรโซแนนซ์ได้แบบอัตโนมัติ 2. การติดตามความถี่เรโซแนนซ์ได้แบบอัตโนมัติเมื่อความถี่เรโซแนนซ์มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

### 3.1) การปรับจูนความถี่ (Tuning)

- สามารถปรับจูนความถี่ให้เกิดการเรโซแนนซ์ได้อัตโนมัติ มีความแม่นยำเมื่อใช้กับอัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์ที่มีความถี่เรโซแนนซ์ช่วง 1 เมกะเฮิรตซ์ ยกตัวอย่างเช่น 1.00 MHz  $\pm 1\%$ , 1.00 MHz  $\pm 5\%$ , 1.00 MHz  $\pm 10\%$  เป็นต้น

### 3.2) การติดตามความถี่ (Tracking)

- สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงสถานะโหลดที่หน้าผิวสัมผัสของอัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์ได้ทั้งสองสถานะคือ มีโหลด-ไม่มีโหลด (With-load to No-load) และไม่มีโหลด-มีโหลด (No-load to With-load)

## 1.4 ลำดับขั้นตอนการทำวิจัย

- 1) ศึกษาองค์ความรู้พื้นฐานและการทำงาน ของวงจรถับอัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์จาก งานวิจัยเดิม ทำการวิเคราะห์และสรุปผลการทำงาน เพื่อหาแนวทางในการพัฒนาต่อยอด
- 2) ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับคุณสมบัติพื้นฐาน และมาตรฐานต่างๆที่เกี่ยวข้องกับเครื่องอัลตรา ซาวด์บำบัด ทั้งจากรายงานการวิจัยต่างๆ และเข้าไปศึกษาดูงานจากสถานประกอบการ โดยตรง เพื่อเป็นแนวทางในการกำหนดขอบเขตของการวิจัย
- 3) สืบค้นงานวิจัย และทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง
- 4) ศึกษาคุณสมบัติทางไฟฟ้าของอัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์
- 5) กำหนดขอบเขตการวิจัย
- 6) ออกแบบวงจรถรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแส รวมถึงวงจรถรวจจับแรงดันผ่านศูนย์
- 7) ออกแบบการทำงานให้กับตัวเปรียบเทียบในไอซีเฟสล็อกกลูป เบอร์ 74HC4046
- 8) ออกแบบวงจรถองความถี่รูป
- 9) ออกแบบโปรแกรมควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010
- 10) ออกแบบวงจรถองสัญญาณพีคดับลิแวมเป็นแรงดันกระแสตรง
- 11) ออกแบบการทำงานของวงจรถองสัญญาณด้วยแรงดัน (VCO) ภายใน ไอซีเฟสล็อกกลูป เบอร์ 74HC4046
- 12) ประกอบสร้างชุดวงจรถองตามเทคนิคที่นำเสนอ และประกอบใช้งานร่วมกับวงจรถอง ก้าวลังจากงานวิจัยเดิม
- 13) ทดลอง วิเคราะห์ผล และสรุปผลการวิจัย

## 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1) เทคนิคที่นำเสนอเมื่อใช้ร่วมกับชุดวงจรถองอัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์ที่ออกแบบด้วย วงจรถองกำลังคลาสเอฟ จะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานสูงขึ้น ระบบการทำงานมี เสถียรภาพ และสามารถนำองค์ความรู้ที่พัฒนาและสร้างเป็นเครื่องอัลตราซาวด์บำบัดเพื่อ ใช้งานจริงได้ ทำให้ประเทศไทยได้เป็นเจ้าของเทคโนโลยีเอง และสามารถส่งออกจำหน่าย ไปยังต่างประเทศได้
- 2) สามารถนำองค์ความรู้ไปประยุกต์ใช้สำหรับการออกแบบในงานที่เกี่ยวข้องกับระบบอัลตรา โซนิกอื่นๆ เช่น เครื่องทำความสะอาดด้วยคลื่นอัลตราโซนิก (สำหรับทำความสะอาด อุปกรณ์ทางการแพทย์ ในงานอุตสาหกรรม และ อัญมณี), เครื่องเชื่อมพลาสติก, เครื่อง สร้างคลื่นโซนาร์ (Sonar) , เครื่อง Wire bonding , งานตรวจจับการแตกหักของรางรถไฟ หรือโครงสร้างอื่นๆ เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# การทบทวนวรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 คลื่นอัลตราซาวด์ และการรักษาทางกายภาพบำบัด

#### 2.1.1 การใช้คลื่นอัลตราซาวด์ในการรักษาทางกายภาพบำบัด

การรักษาทางกายภาพบำบัดด้วยคลื่นอัลตราซาวด์ หรือ อัลตราซาวด์บำบัด เป็นการใช้คลื่นอัลตราซาวด์มาเป็นตัวช่วยสำหรับรักษาอาการบาดเจ็บต่างๆ สามารถรักษาได้ในระดับที่ลึกถึงชั้นกล้ามเนื้อและกระดูก นิยมใช้มากในวงการกีฬา การรักษาโรคที่เกี่ยวกับระบบกระดูก และโรคที่เกี่ยวข้องกับระบบกล้ามเนื้อ ซึ่งผลของการรักษาจะช่วยลดอาการปวด การอักเสบของเนื้อเยื่อ อาการบวม เร่งการซ่อมแซมของเนื้อเยื่อ ช่วยคลายกล้ามเนื้อที่เกร็ง เพิ่มความยืดหยุ่นให้กับข้อต่อในชั้นลึก และ ช่วยในการซึมผ่านของตัวยาบางชนิดเข้าสู่ผิวหนัง เป็นต้น

โดยทั่วไปเครื่องมือที่ใช้ในการรักษาด้วยคลื่นอัลตราซาวด์จะมีชื่อเรียกที่แตกต่างกันออกไป เช่น เครื่องอัลตราซาวด์บำบัด เครื่องนวดอัลตราซาวด์ และเครื่องนวดกายภาพบำบัด เป็นต้น ช่วงความถี่ของคลื่นอัลตราซาวด์ที่ใช้จะอยู่ในระหว่าง 0.75-3 MHz [1-3] ซึ่งผลการรักษาจะทำให้เกิดความร้อน (Thermal effect) และการสั่นสะเทือน (Non-thermal effect) ต่อเนื้อเยื่อที่อยู่ใต้ผิวหนังในระดับลึก 2-5 เซนติเมตร สำหรับการเลือกความถี่ที่ใช้จะขึ้นอยู่กับความลึกของเนื้อเยื่อที่ต้องการรักษา กล่าวคือถ้าเป็นเนื้อเยื่อบริเวณที่อยู่ตื้น เช่น ข้อมือ หรือ ข้อต่อต่างๆ จะใช้ความถี่สูง คือ 3 MHz ซึ่งให้พลังงานลงได้ผิวหนังได้ 1-2 เซนติเมตร ส่วนการเลือกใช้ความถี่ที่ต่ำกว่าจะส่งผ่านพลังงานลงไปในเนื้อเยื่อได้ลึกกว่า เหมาะแก่การรักษาบริเวณที่มีกล้ามเนื้อ เช่น ต้นแขน บริเวณหลัง บริเวณต้นขา และบริเวณน่อง เป็นต้น



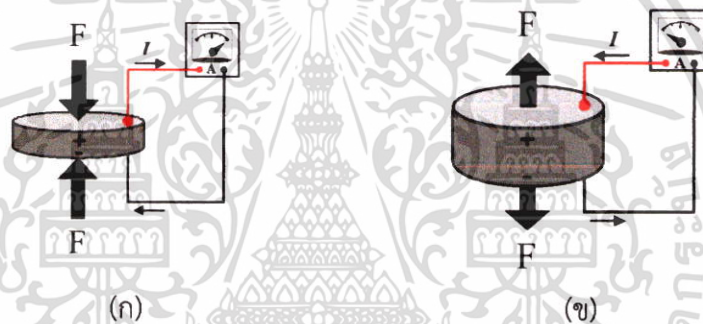
ที่มา: <http://therapyz.com>, <https://frienddoctor1.wordpress.com>, <http://corksic.ie/treatments/ultrasound>

#### รูปที่ 2.1 การรักษาทางกายภาพบำบัดด้วยคลื่นอัลตราซาวด์

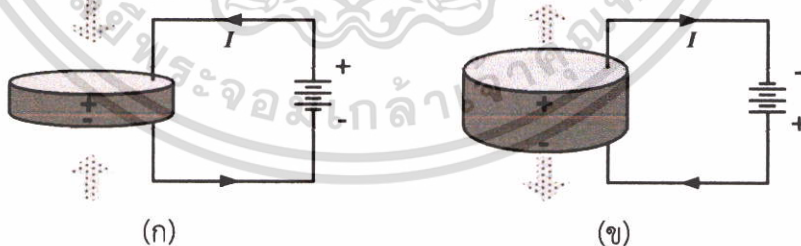
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2 การเกิดคลื่นอัลตราซาวด์

ต้นกำเนิดของคลื่นอัลตราซาวด์เกิดขึ้นจากการสั่นสะเทือนของวัตถุที่มีความถี่สูง จนเกิดเป็นพลังงานกลในย่านความถี่สูง ซึ่งอยู่เหนือการได้ยินของมนุษย์ ตัวสารที่นิยมนำมาใช้ในการสร้างคลื่นอัลตราซาวด์ จะเป็นวัสดุประเภทผลึกเพียโซอิเล็กทริก (Piezoelectric material) ซึ่งจัดเป็นอุปกรณ์ที่เรียกว่าทรานสดิวเซอร์ (Transducer) ส่วนใหญ่ทำมาจากผลึกควอตซ์ หรือเซรามิก คุณสมบัติเฉพาะที่โดดเด่นของผลึกเพียโซอิเล็กทริกจะถูกเรียกว่า Piezoelectricity [5, 6] กล่าวคือ สารที่สามารถเปลี่ยนรูปพลังงานกลไปเป็นพลังงานไฟฟ้า และในทางกลับกันยังสามารถเปลี่ยนรูปจากพลังงานไฟฟ้าไปเป็นพลังงานกลได้ [7, 8] แสดงดังรูปที่ 2.2 อธิบายถึงลักษณะคุณสมบัติของผลึกเพียโซอิเล็กทริกทางตรง คือ เมื่อถูกแรงจากภายนอกมากดทับหรือยืดออก ก็จะทำให้เกิดพลังงานไฟฟ้า ส่วนคุณสมบัติทางอ้อมแสดงดังรูปที่ 2.3 เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าให้กับตัวผลึกก็จะทำให้ตัวผลึกเกิดการยืดและขยายตัว จนเกิดเป็นแรงทางกลขึ้นมา



รูปที่ 2.2 คุณสมบัติของผลึกเพียโซอิเล็กทริกทางตรง (มีแรงภายนอกมากกระทำ)  
(ก) เมื่อถูกแรงกดทับ (ข) เมื่อถูกแรงดึงให้ยืดออก

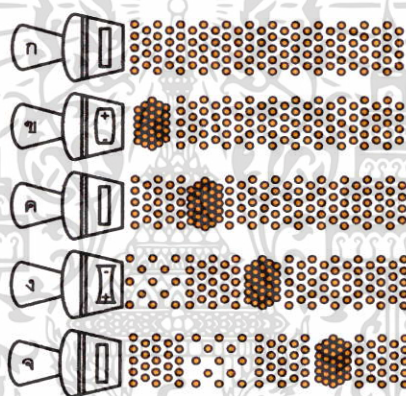


รูปที่ 2.3 คุณสมบัติของผลึกเพียโซอิเล็กทริกทางอ้อม (ถูกป้อนแรงดันไฟฟ้า)  
(ก) ป้อนแรงดันไฟฟ้าแบบขั้วหักล้างกัน (ข) ป้อนแรงดันไฟฟ้าแบบขั้วเสริมกัน

สำหรับกลไกการสร้างคลื่นอัลตราซาวด์นั้น เกิดจากคุณสมบัติทางอ้อมของเพียโซอิเล็กทริก คือ ทำการป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงให้กับผลึกเพียโซอิเล็กทริก จะทำให้ตัวผลึกมีการเปลี่ยนแปลงรูปร่างโดยการหดตัวและขยายตัวสลับกันไปมา โดยมีความสัมพันธ์กับทิศทางของขั้วแรงดันไฟฟ้า ความเร็วหรือจังหวะในการหดและขยายตัวของผลึกเพียโซอิเล็กทริก จะขึ้นอยู่กับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้รับ เมื่อผลึกเพียโซอิเล็กทริกเกิดการหดและขยายตัวตามความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่ได้รับมา จะทำให้โมเลกุลอากาศที่อยู่ด้านหน้าผลึก มีการอัดและการปล่อยเบาบางสลับกันเกิดเป็นคลื่นอัลตราซาวด์ ซึ่งมีความถี่เท่ากับความถี่ของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแสดงดังรูปที่ 2.4 โดยลำดับขั้นตอนการเกิดคลื่นอัลตราซาวด์สามารถอธิบายได้ดังนี้ [2]

- ก) ผลึกเพียโซอิเล็กทริกปกติ และโมเลกุลอากาศที่อยู่ด้านหน้าหัวอัลตราซาวด์กระจายตัวปกติ
- ข) เมื่อถูกป้อนแรงดันไฟฟ้า ผลึกเพียโซอิเล็กทริกขยายตัว ทำให้โมเลกุลอากาศเกิดการอัดตัว
- ค) ผลึกเพียโซอิเล็กทริกกลับรูปเดิม โมเลกุลอากาศด้านหน้าหัวอัลตราซาวด์กลับมาสู่ตำแหน่งเดิมหลังจากมีการส่งพลังงานไปยังโมเลกุลที่อยู่ถัดออกไป
- ง) เมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าออกมา ทำให้ผลึกเพียโซอิเล็กทริกหดตัว โมเลกุลอากาศจะกระจายตัวเบาบาง
- จ) ผลึกเพียโซอิเล็กทริก กลับมารูปเดิม



รูปที่ 2.4 ขั้นตอนการเกิดคลื่นอัลตราซาวด์

### 2.1.3 ส่วนประกอบของเครื่องอัลตราซาวด์บำบัด

เครื่องอัลตราซาวด์บำบัด เป็นเครื่องมือที่ใช้สำหรับการรักษาทางกายภาพบำบัดด้วยคลื่นอัลตราซาวด์ ลักษณะของเครื่องมือจะมีความแตกต่างกันออกไป ซึ่งขึ้นอยู่กับการออกแบบของบริษัทผู้ผลิตแสดงดังรูปที่ 2.5 แต่ลักษณะเด่นของเครื่องอัลตราซาวด์บำบัดที่สามารถสังเกตได้ง่ายก็คือ จะประกอบด้วย 2 ส่วน คือตัวเครื่อง และ หัวอัลตราซาวด์ (Ultrasound Treatment Head; UTH) [2] ภายในของตัวเครื่องจะประกอบไปด้วยวงจรทางไฟฟ้า และวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งคอยทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของเครื่อง ส่วนหัวอัลตราซาวด์จะถูกเชื่อมต่อกับสายไฟเข้าไปยังตัวเครื่อง มีลักษณะเป็นแบบด้ามจับที่ออกแบบให้จับถนัดมือ มีส่วนประกอบสำคัญที่เป็นตัวส่งคลื่นอัลตราซาวด์ออกมา เรียกว่า อัลตราโซนิคทรานส์ดิวเซอร์ (Ultrasonic Transducer) มีลักษณะเป็นพื้นผิวเรียบทำจากโลหะ ซึ่งเป็นส่วนที่ใช้ในการรักษากับตัวผู้ป่วยโดยตรง และในส่วนของค่าความถี่ของเครื่องอัลตราซาวด์บำบัด ในปัจจุบันจะนิยมใช้ 2 ค่าความถี่ คือ 1 MHz และ 3 MHz

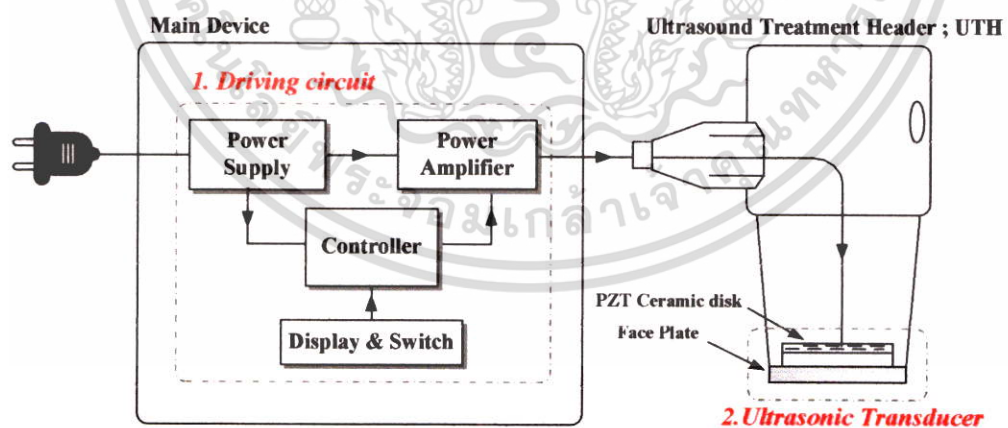
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ที่มา: <https://www.emsphysio.co.uk>, <http://www.isokineticsinc.com>, <http://bostonsportsmed.com/services>,  
<http://clinicsuppliescanada.com>, <http://www.medicalsearch.com.au>, <http://www.btl.ro/p/physiotherapy/ultrasound-therapy>

### รูปที่ 2.5 เครื่องอัลตราซาวด์บำบัด

เมื่อวิเคราะห์เฉพาะส่วนวงจรทางไฟฟ้า ที่ประกอบสร้างขึ้นมาเป็นเครื่องอัลตราซาวด์บำบัด ส่วนใหญ่จะถูกออกแบบโดยมีส่วนประกอบหลัก 2 ส่วน คือ วงจรขับเคลื่อนความถี่สูง (Driving Circuit) และ UPZT จากไดอะแกรมทางไฟฟ้าในรูปที่ 2.6 สามารถอธิบายหลักการทำงานได้ดังนี้ คือ วงจรขับเคลื่อนความถี่สูงจะเป็นตัวต้นกำเนิดพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง เพื่อป้อนให้กับ UPZT จากนั้น UPZT จะเปลี่ยนรูปพลังงานไฟฟ้าที่ได้รับไปเป็นคลื่นอัลตราซาวด์ โดยจะได้ออกถึงในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 2.6 ไดอะแกรมทางไฟฟ้าของเครื่องอัลตราซาวด์บำบัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 1) วงจรขับเคลื่อนกำลัง (Driving Circuit)

เป็นชิ้นส่วนอุปกรณ์หลักของเครื่อง ถูกออกแบบด้วยวงจรทางไฟฟ้า และบรรจุอยู่ภายในตัวเครื่อง หัวใจสำคัญของวงจรขับเคลื่อนกำลังดังรูปที่ 2.6 คือ วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) ซึ่งทำหน้าที่ในการสร้างแรงดันไฟฟ้าความถี่สูง [10-13] และเชื่อมต่อเข้าโดยตรงกับ UPZT เพื่อเปลี่ยนรูปเป็นคลื่นอัลตราซาวด์ นอกจากนี้วงจรขับเคลื่อนกำลังจะประกอบด้วยตัวควบคุม (Controller) และสวิตช์สั่งการ (Display & Switch) ทำให้มีความสามารถในการปรับโหมดการทำงานต่างๆ ให้สอดคล้องกับวิธีการรักษา เช่น การตั้งเวลาในการรักษา การปรับระดับความเข้มของคลื่นอัลตราซาวด์ การเลือกรูปแบบคลื่น เป็นต้น

### 2) อัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์ (UPZT)

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ส่งผ่านคลื่นอัลตราซาวด์ไปยังบริเวณที่ต้องการรักษา ซึ่ง UPZT จะมีลักษณะเป็นผลึกเพียโซอิเล็กทริก และถูกเคลือบด้วยโลหะผิวเรียบ (Face Plate) [7, 8] แสดงดังรูปที่ 2.7 วัสดุที่นิยมนำมาเคลือบผิวหน้าของเพียโซอิเล็กทริก มีหลายชนิด เช่น อลูมิเนียม เซรามิก และสแตนเลส เป็นต้น หัวอัลตราซาวด์เป็นส่วนหนึ่งของตัวชี้วัดคุณภาพของเครื่องอัลตราซาวด์ ดังนั้น หัวอัลตราซาวด์ที่ดี ควรมีผิวสัมผัสที่มีความคงทน และไม่เกิดสนิม



รูปที่ 2.7 อัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์



รูปที่ 2.8 ผลึกเพียโซอิเล็กทริก (Piezoelectric Disk)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลึกเพียโซอิเล็กทริก จะมีความหนาประมาณ 2 ถึง 3 มิลลิเมตร เส้นผ่านศูนย์กลางยาวประมาณ 1-3 เซนติเมตร ขึ้นอยู่กับการใช้งาน ส่วนใหญ่เป็นวัสดุเซรามิกสังเคราะห์ที่ทำจาก Lead Zirconate Titanate, Plumbium Zirconium Titanate (PZT) หรือ Barium Titanate ( $\text{BaTiO}_3$ ) เป็นวัสดุที่มีความทนทานมากกว่าวัสดุที่ทำจากแร่ควอตซ์ (Quartz;  $\text{SiO}_2$ ) ในช่วงยุคแรกๆ ผลึกเพียโซอิเล็กทริก ส่วนใหญ่ทำมาจากแร่ควอตซ์ ซึ่งมีคุณสมบัติยืดหยุ่นได้โดยธรรมชาติ แต่มีราคาแพง ให้คลื่นออกมาไม่แน่นอนและไม่เป็นระเบียบ อีกทั้งจำเป็นต้องใช้ระดับแรงดันไฟฟ้าไฟฟ้าที่มีความต่างศักย์สูงถึง 2,000-3,000 โวลต์ เพื่อให้เกิดคลื่นอัลตราซาวด์ออกมา ทั้งนี้เป็นเพราะแร่ควอตซ์มีความต้านทาน (Impedance) สูง และต้องใช้คู่สาย (Coaxial cable) ที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางใหญ่ ส่วนผลึกเพียโซอิเล็กทริกสังเคราะห์จะใช้แรงดันไฟฟ้าไฟฟ้าที่มีความต่างศักย์ต่ำกว่า ดังนั้นผลึกเพียโซอิเล็กทริกที่ใช้ในปัจจุบันจึงเป็นวัสดุที่ทำจากเซรามิก [2, 7] และเนื่องจากผลึกเพียโซอิเล็กทริกมีขนาดเล็ก บาง และแตกได้ง่ายดังนั้น จึงถูกเคลือบไว้ด้วยวัสดุผิวเรียบอีกชั้นหนึ่ง เพื่อความทนทาน และนำมาประกอบเข้ากับด้ามจับเพื่อให้เหมาะสมและสะดวกต่อการใช้งานดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ส่วนหัวอัลตราซาวด์ที่นำไปใช้เพื่อการรักษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

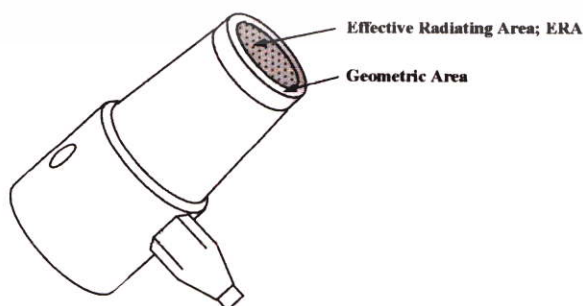
### 2.1.4 หน่วยการวัดปริมาณคลื่นอัลตราซาวด์

หน่วยการวัดปริมาณของคลื่นที่ออกมาจากหัวอัลตราซาวด์ มีอยู่ 2 หน่วยการวัด [2] คือ ค่ากำลังของคลื่นอัลตราซาวด์ มีหน่วยวัดเป็น วัตต์ (watt; W) และ ค่าความเข้มของคลื่นอัลตราซาวด์ มีหน่วยวัดเป็น วัตต์ต่อตารางเซนติเมตร ( $W/cm^2$ )

**กำลัง (Power; P)** คือ ปริมาณพลังงานทั้งหมดของคลื่นอัลตราซาวด์ที่ส่งผ่านออกมาจากหัวอัลตราซาวด์ในหนึ่งหน่วยเวลา มีหน่วยเป็นจูลต่อวินาที (J/s.) หรือ วัตต์ (watt; W)

**ความเข้ม (Intensity; I)** คือ กำลังเฉลี่ยของคลื่นอัลตราซาวด์ ที่ออกมาจากพื้นที่หน้าตัดของหัวอัลตราซาวด์ หน่วยเป็นวัตต์ต่อตารางเซนติเมตร ( $W/cm^2$ ) พื้นที่หน้าตัดที่นำมาคิดค่าความเข้มของจะนำมาเฉพาะส่วน Effective Radiating Area (ERA) ของหัวอัลตราซาวด์เท่านั้น ซึ่งเป็นพื้นที่ที่สร้างคลื่นอัลตราซาวด์ออกมา แสดงดังรูปที่ 2.10 พื้นที่ ERA จะไม่ใช่พื้นที่โดยรวมของส่วนโลหะที่เคลือบ UPZT ทั้งหมด โดยจะมีค่าเท่ากับพื้นที่หน้าตัดของผลึกเพียโซอิเล็กทริก ซึ่งส่วนใหญ่แล้วจะนิยมเลือกใช้หัวอัลตราซาวด์ที่มีพื้นที่ ERA เท่ากับ 5 ตารางเซนติเมตร ( $cm^2$ ) ดังนั้น เมื่อเราเลือกใช้หัวอัลตราซาวด์ที่มีพื้นที่ ERA เท่ากับ 5 ตารางเซนติเมตร ถ้าหัวอัลตราซาวด์สร้างคลื่นอัลตราซาวด์ออกมาทั้งหมดเท่ากับ 6 วัตต์ ค่าความเข้มของคลื่นอัลตราซาวด์ จะมีค่าเท่ากับ 1.2 วัตต์ต่อตารางเซนติเมตร ( $W/cm^2$ )

ส่วนใหญ่ในการปรับตั้งการแสดงผลวัดคลื่นอัลตราซาวด์ มักจะเลือกแสดงเป็นหน่วยของความเข้ม คือ วัตต์ต่อตารางเซนติเมตร มากกว่าการแสดงผลเป็นหน่วยวัตต์ ทั้งนี้เป็นเพราะหน่วยของความเข้มจะมีความเกี่ยวข้องโดยตรงกับการนำไปคำนวณ และปรับค่าต่างๆของเครื่องอัลตราซาวด์ บำบัดตามอาการที่ต้องการรักษา ซึ่งแต่ละอาการจะมีเทคนิคการรักษาและการปรับตั้งค่าเครื่องอัลตราซาวด์บำบัดที่แตกต่างกันออกไป ค่าความเข้มของคลื่นอัลตราซาวด์ที่ใช้ในการรักษาทางกายภาพบำบัด ส่วนใหญ่อยู่ระหว่าง 0.25 - 2 วัตต์ต่อตารางเซนติเมตร และองค์การอนามัยโลก (WHO) ได้กำหนดให้ความเข้มสูงสุดที่ใช้ในการรักษาต้องไม่เกิน 3 วัตต์ต่อตารางเซนติเมตร ซึ่งจัดว่าเป็นระดับความเข้มที่ปลอดภัยในการรักษา เพราะหากมีการใช้ความเข้มที่สูงเกินไป จะส่งผลให้เนื้อเยื่อถูกทำลายได้



รูปที่ 2.10 พื้นที่หน้าตัดของคลื่นอัลตราซาวด์

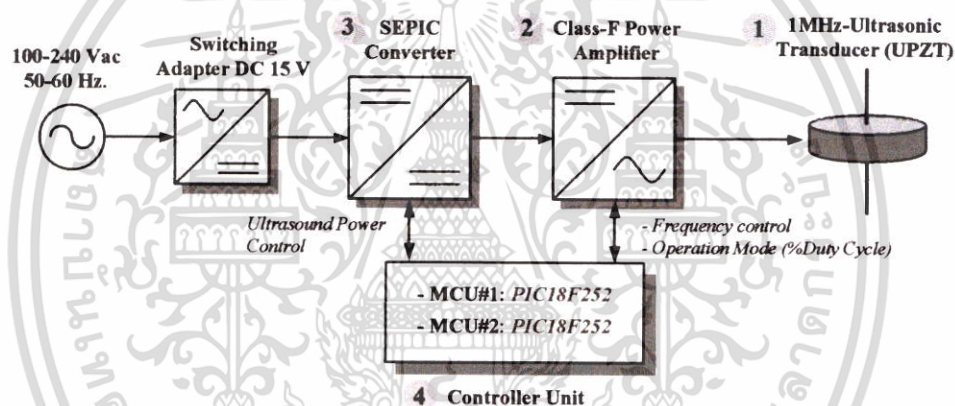
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 งานวิจัยการออกแบบวงจรขยายกำลังคลาสเอฟสำหรับขับ UPZT

### 2.2.1 ภาพรวมการทำงานของวงจรขับ UPZT

วงจรขับ UPZT แสดงดังรูปที่ 2.11 คือ งานวิจัยเดิม [3] ที่สร้างขึ้นจากการศึกษาเรื่อง การออกแบบวงจรขับ UPZT ด้วยวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ วัตถุประสงค์ของงานวิจัยคือ เพื่อสร้างเป็น เครื่องมือต้นแบบที่ให้คลื่นอัลตราซาวด์ความถี่ 1 MHz ส่วนประกอบพื้นฐานสำคัญของการออกแบบ ประกอบด้วย 4 ส่วน คือ

- 1) อัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์ (UPZT) ความถี่ 1 MHz
- 2) วงจรขยายกำลังคลาสเอฟ (Class-F Power Amplifier)
- 3) วงจรเซปิคคอนเวอร์เตอร์ (SEPIC Converter)
- 4) ส่วนควบคุมการทำงาน (Controller Unit)



รูปที่ 2.11 ภาพรวมของงานวิจัยการออกแบบวงจรขยายกำลังคลาสเอฟสำหรับขับ UPZT

ลำดับขั้นตอนการออกแบบ มีการเริ่มต้นจากการวิเคราะห์วงจรเทียบเคียงทางไฟฟ้า (Equivalent Circuit) ของ UPZT เพื่อนำมาใช้วิเคราะห์หาค่าความถี่เรโซแนนซ์และค่าอิมพีแดนซ์ จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้ มาใช้ในการออกแบบวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ, วงจรเซปิคคอนเวอร์เตอร์, และส่วนควบคุมการทำงาน ตามลำดับ และในขั้นตอนสุดท้ายผลผลิตที่ได้จากการวิจัยคือ ต้นแบบเครื่องอัลตราซาวด์บำบัดแสดงดังรูปที่ 2.12

วงจรขยายกำลังคลาสเอฟที่ออกแบบ เป็นส่วนที่สร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ทำหน้าที่ในการขับ (Driving) UPZT โดยตรง ทำให้ UPZT ปลดปล่อยคลื่นอัลตราซาวด์ออกมา ส่วนอีกหนึ่ง วงจรคือเซปิคคอนเวอร์เตอร์ ถูกออกแบบมาเพื่อเป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ แรงดันเอาต์พุต (Output) ของวงจรสามารถปรับค่าได้ ดังนั้นระดับความเข้มของคลื่นอัลตราซาวด์จะสามารถปรับเพิ่มหรือลดระดับได้ นอกจากนี้ในวงจรต้นแบบยังได้ออกแบบส่วนหน้าจอแสดงผล และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตช์ควบคุม เพื่อใช้สำหรับการปรับตั้งค่าการทำงานต่างๆ รวมไปถึงแสดงผลค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการรักษาทางกายภาพบำบัด และหากเปรียบเทียบกับไดอะแกรมทางไฟฟ้าของเครื่องอัลตราซาวด์บำบัด ดังรูปที่ 2.6 วงจรขยายกำลังคลาสเอฟและวงจรเซปิคคอนเวอร์เตอร์ จะเปรียบเสมือนเป็นวงจรขับเคลื่อนกำลัง ซึ่งเป็นตัวต้นกำเนิดพลังงานไฟฟ้าป้อนให้กับ UPZT ส่วนควบคุมการทำงานทั้งหมดออกแบบโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ของบริษัทไมโครชิพ เบอร์ PIC18F252 จำนวน 2 ตัว มีหน้าที่เป็นตัวควบคุมหลักทำให้วงจรที่ออกแบบนั้นประกอบด้วยความสามารถดังนี้

1. ควบคุมความถี่ของวงจรขยายกำลังคลาสเอฟให้ทำงานคงที่
2. ควบคุมโหมดการปล่อยคลื่นอัลตราซาวด์ได้
3. สามารถปรับลดหรือเพิ่มระดับกำลังของคลื่นอัลตราซาวด์ได้



รูปที่ 2.12 ต้นแบบเครื่องอัลตราซาวด์บำบัดจากงานวิจัยเดิม

### 2.2.2 การทำงานของวงจรเซปิคคอนเวอร์เตอร์

วงจรเซปิคคอนเวอร์เตอร์ (Single-Ended primary-inductor converter; SEPIC) เป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง (DC/DC-converter) ที่สามารถลดหรือเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต ให้ต่ำกว่าหรือสูงกว่าแรงดันทางด้านอินพุต (Input) โดยที่ทิศทางขั้วของแรงดันเอาต์พุตตรงกับแรงดันทางฝั่งอินพุต ซึ่งคล้ายกับคุณสมบัติของวงจรบูคัสคอนเวอร์เตอร์ (Buck-Boost Converter) ที่สามารถปรับระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุตให้มีค่าต่ำหรือสูงกว่าแรงดันอินพุตได้ แต่สิ่งที่แตกต่างกันคือ วงจรบูคัสคอนเวอร์เตอร์แรงดันเอาต์พุตจะมีทิศกลับขั้วกับแรงดันอินพุต [14, 15]

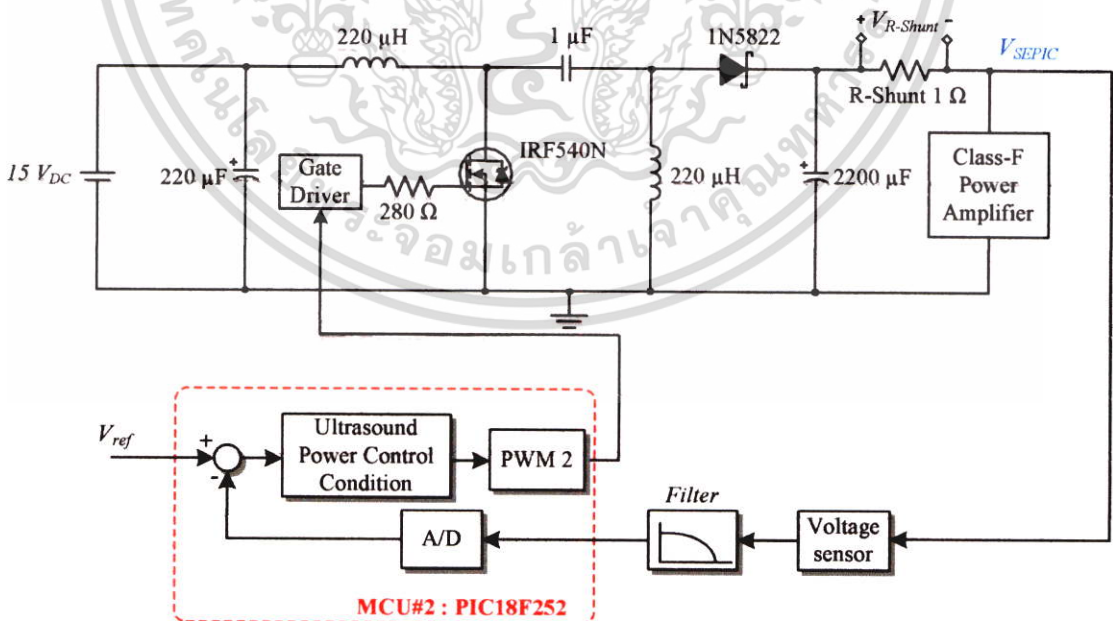
วงจรเซปิคคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันหลัก ป้อนให้กับวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ ระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถปรับได้ตั้งแต่ 0-21 โวลต์ แสดงคุณลักษณะดังตารางที่ 2.1 ใช้เทคนิคการปรับความกว้างของสัญญาณพัลส์ (Pulse Width Modulation; PWM) ในการขับสวิตช์ ความถี่ในการสวิตช์ (Switching) มีค่าเท่ากับ 50 kHz พิกัดกระแสเอาต์พุตสูงสุดมีค่าเท่ากับ 2 แอมป์ และแรงดันอินพุตของวงจรถูกออกแบบให้มีค่าคงที่เท่ากับ 15 โวลต์ เทคนิคการควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมาย  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันของวงจรเซปิกคอนเวอร์เตอร์แสดงดังรูปที่ 2.13 การควบคุมเป็นแบบป้อนกลับ ทำหน้าที่โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F252 ส่วนตรวจจับแรงดันด้านเอาต์พุต (Voltage Sensor) ออกแบบโดยใช้วงจรแบ่งแรงดันแบบตัวต้านทาน สัญญาณแรงดันที่ถูกลดระดับลงแล้วจะถูกส่งไปยังโมดูลแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to digital converter; ACD) จากนั้นจะทำการประมวลผล และเปรียบเทียบค่าแรงดันเอาต์พุตให้เท่ากับค่าแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) กำหนดค่าความคลาดเคลื่อนของการควบคุมไม่เกิน  $\pm 50$  มิลลิโวลต์ สามารถปรับค่าการควบคุมกำลังคลื่นอัลตราซาวด์ได้ตั้งแต่ 0-15 วัตต์ และความละเอียดในการปรับตั้งคือ 0.5 วัตต์

ตารางที่ 2.1 ค่าพิกัดของวงจรเซปิกคอนเวอร์เตอร์

พารามิเตอร์	ค่าพิกัด
1. Input Voltage	15 V.
2. Switching Frequency	50 kHz.
3. Duty Cycle Range	19 - 59%
3. Maximum Output-Power	30 W.
4. Voltage-Output Range	3-21 V.
5. Maximum Output-Current	2 A.

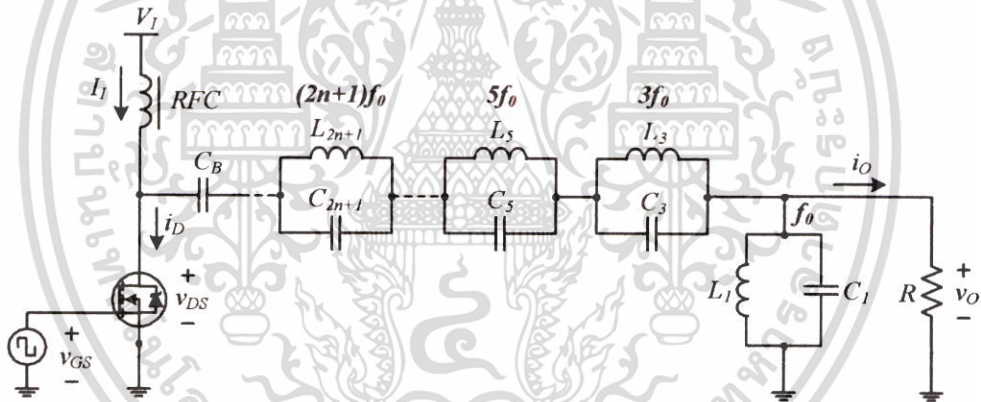


รูปที่ 2.13 การทำงานของวงจรเซปิกคอนเวอร์เตอร์

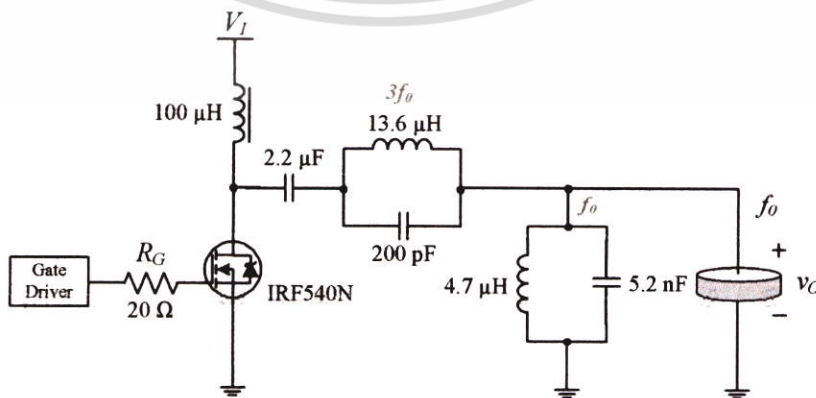
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 การทำงานของวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟ

วงจรรขยายกำลังคลาสเอฟ (Class-F power amplifier; Class-F PA) เป็นวงจรรขยายกำลังแบบสวิตชิง (Switched Mode Power) มีคุณลักษณะเด่นคือ สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรรให้สูงขึ้นโดยวิธีที่ไม่ซับซ้อน วิธีการคือใช้ประโยชน์จากวงจรรเรโซแนนซ์ที่มีความถี่ฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Resonator) กล่าวคือ ส่วนเรโซแนนซ์ที่มีความถี่ฮาร์โมนิกส์จะช่วยปรับปรุงลักษณะสัญญาณของแรงดันและกระแสที่ขาคอลเลคเตอร์ (Collector) หรือขาเดรน (Drain) ของอุปกรณ์สวิตชิง ทำให้ค่ากระแสมีลักษณะเป็นรูปครึ่งคลื่นไซน์ (Half-sinusoidal wave) และ ค่าแรงดันมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave) แสดงดังรูปที่ 2.16 [16-19] ซึ่งลักษณะดังกล่าวทำให้สัญญาณทั้งสองไม่มีการเหลื่อมกันขณะสวิตชิง หากลักษณะของสัญญาณกระแสและแรงดันเข้าใกล้ในเชิงอุดมคติมากเท่าใด ค่าประสิทธิภาพก็จะสูงขึ้นตาม [16, 20-22] วงจรรขยายกำลังคลาสเอฟที่มีการทำงานแบบอุดมคติ จะต้องประกอบไปด้วยส่วนเรโซแนนซ์ที่มีความถี่ฮาร์โมนิกจนถึงลำดับอนันต์จึงจะมีประสิทธิภาพการทำงานสูงสุดที่ 100% [16, 18] แสดงดังรูปที่ 2.14 โดยข้อจำกัดในทางปฏิบัติรวมไปถึงต้นทุนในการสร้าง วงจรรขยายกำลังคลาสเอฟในลักษณะนี้จึงไม่ถูกนิยมนำมาใช้งานจริง



รูปที่ 2.14 วงจรรขยายกำลังคลาสเอฟ แบบมีส่วนเรโซแนนซ์ที่มีความถี่ฮาร์โมนิกส์จนถึงลำดับอนันต์

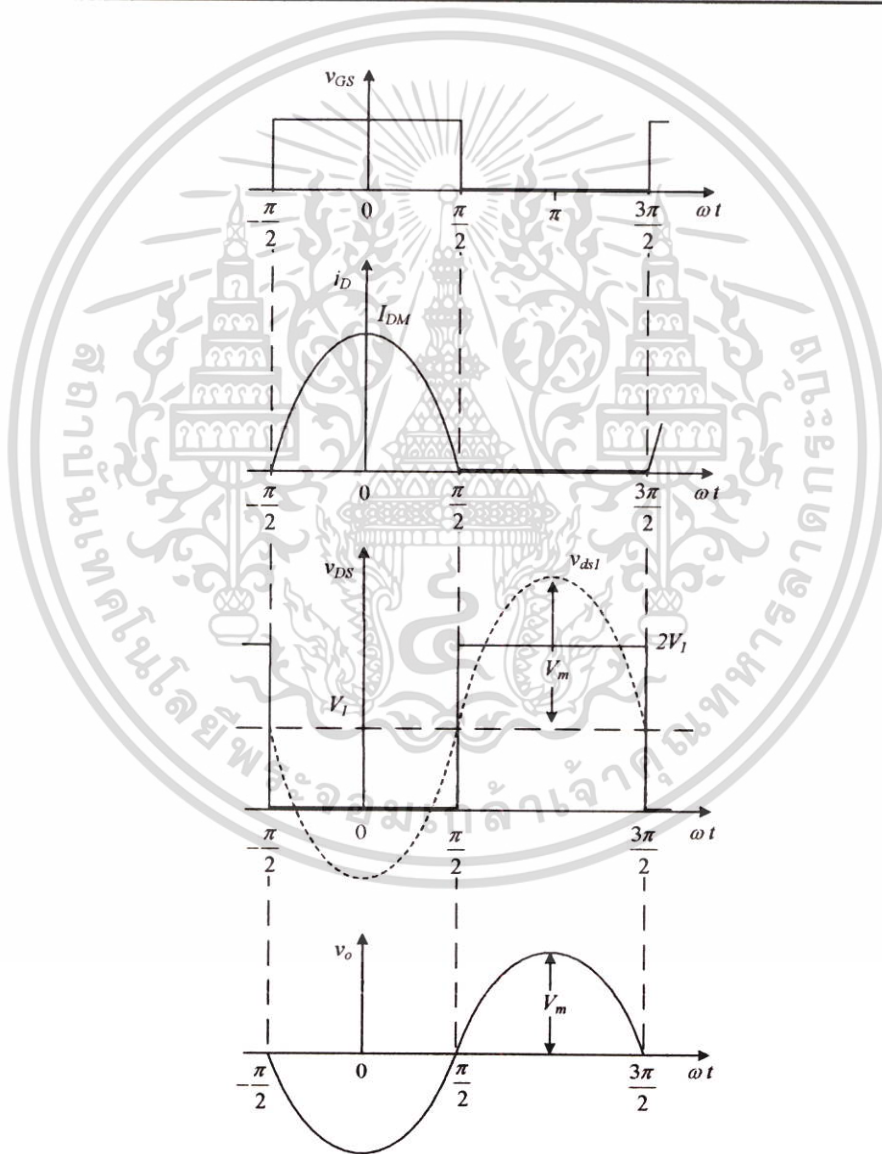


รูปที่ 2.15 วงจรรขยายกำลังคลาสเอฟที่ใช้ซับ UPZT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 ค่าพิกัดของวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟ

พารามิเตอร์	ค่าพิกัด
1. Input DC voltage range	0 – 32.5 V.
2. Fundamental frequency	1 MHz.
3. Frequency range	0.9 – 1.1 MHz.
4. Output AC voltage (rms)	0 – 45 V.
5. Output Power	0 - 20 W.



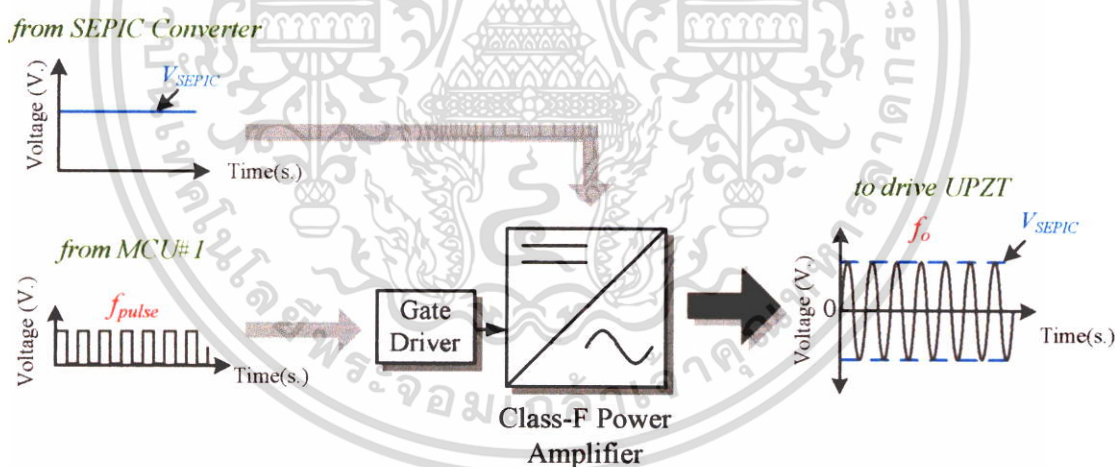
รูปที่ 2.16 ลักษณะสัญญาณทางไฟฟ้าในอุดมคติของวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ในงานวิจัยเดิมจึงได้ออกแบบโดยใช้วงจรขยายกำลังคลาสเอฟแบบฮาร์มอนิกส์ลำดับที่สามแสดงดังรูปที่ 2.15 ซึ่งมีประสิทธิภาพการทำงานสูงถึง 90.67% [16] โดยขนาดของวงจรเล็กกว่ามาก และมีต้นทุนของวัสดุอุปกรณ์ที่ใช้ออกแบบน้อยกว่า พิกัดการทำงานของวงจรแสดงดังตารางที่ 2.2 คุณสมบัติพื้นฐานของวงจรขยายกำลังคลาสเอฟเมื่อนำมาใช้ขับ UPZT แสดงดังรูปที่ 2.17 ประกอบด้วยค่าพารามิเตอร์สำคัญสำหรับการออกแบบ 2 ค่า คือ ความถี่ และขนาดแรงดันเอาต์พุต ซึ่งคุณสมบัติเฉพาะของทั้งสองตัวแปรทั้งสองแสดงดังต่อไปนี้

1) **ความถี่ ( $f_w$ )** – ค่าความถี่แรงดันด้านเอาต์พุตของวงจร จะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณพัลส์ขับสวิตช์ ( $f_{pulse}$ ) ดังนั้นการควบคุมความถี่ด้านเอาต์พุตของวงจร จึงสามารถใช้วิธีการควบคุมที่สัญญาณพัลส์ขับสวิตช์ (Pulse signal) แทนได้ เพราะวิธีนี้จะสามารถออกแบบวงจรการตรวจจับความถี่ (Frequency Counter) ได้ง่ายกว่าการตรวจจับทางด้านเอาต์พุต

2) **ขนาด (Amplitude)** – ขนาดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร จะแปรผันตามระดับแรงดันกระแสตรงอินพุต ( $V_{SEPIC}$ ) เมื่อแรงดันอินพุตถูกปรับให้สูงขึ้น ขนาดของแรงดันเอาต์พุตก็จะเพิ่มสูงขึ้นตาม ดังนั้นค่ากำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับก็จะมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย และคุณสมบัติในข้อนี้ถูกใช้ในการออกแบบส่วนควบคุมเพื่อปรับระดับกำลัง (Power; W) ที่ใช้ขับ UPZT

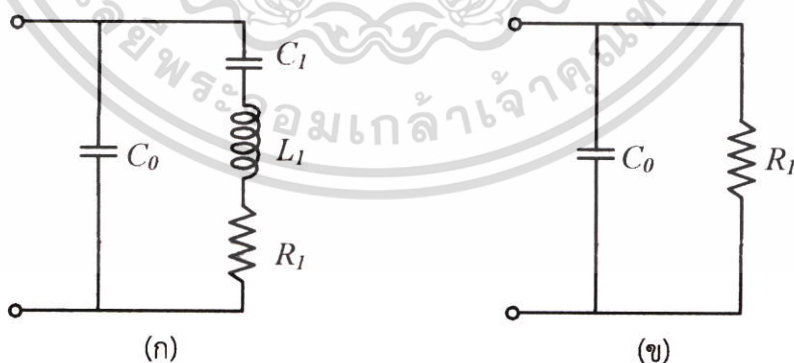


รูปที่ 2.17 คุณสมบัติเฉพาะของวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ

## 2.3 การปรับความถี่เรโซแนนซ์แบบกำหนดค่าคงที่ (FRF-Technique)

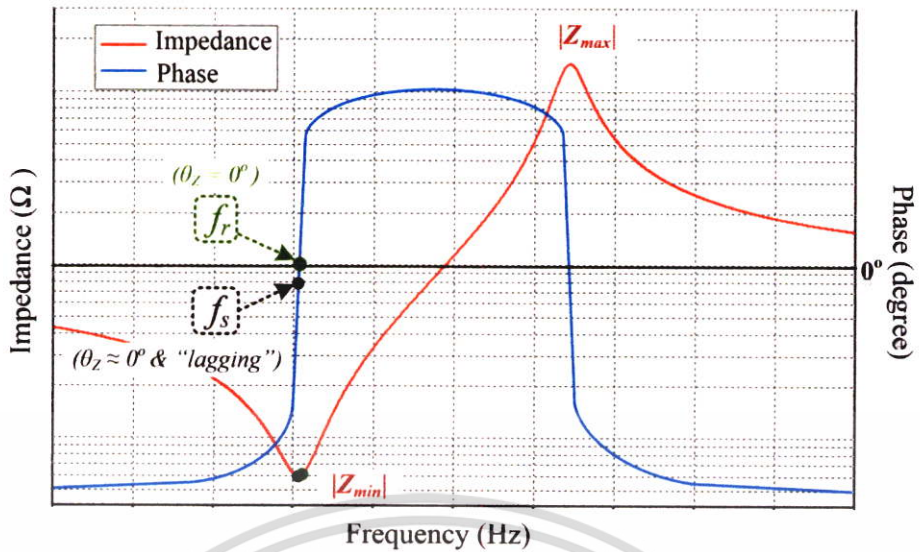
เทคนิคปรับความถี่เรโซแนนซ์แบบกำหนดค่าคงที่ (Fixed-Resonance-Frequency; FRF) เป็นวิธีการที่ถูกใช้ในงานวิจัยการออกแบบวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟสำหรับขับ UPZT เทคนิคนี้ถูกออกแบบขึ้นเพื่อควบคุมความถี่ของ UPZT ให้เข้าใกล้จุดเรโซแนนซ์ที่ต้องการ โดยวิธีการดังกล่าวช่วยแก้ปัญหาที่เกิดจากกระบวนการผลิต UPZT ซึ่งไม่สามารถกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์ให้คงที่ได้ (1.000 MHz) โดยผู้ผลิตมักบอกเป็นช่วงขอบเขตความคลาดเคลื่อนมาให้ [3] ยกตัวอย่างเช่น 1.0 MHz  $\pm$ 1% และ 1.0 MHz  $\pm$ 5% เป็นต้น

เทคนิค FRF มีหลักการที่สำคัญ คือ ควบคุมความถี่การทำงานของวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟ ให้มีค่าเท่าเดิมตลอดเวลา โดยกำหนดค่าความถี่อ้างอิงเท่ากับ ความถี่เรโซแนนซ์อนุกรม (Series resonance frequency;  $f_s$ ) ซึ่งที่สภาวะนี้จะทำให้ UPZT เกิดประสิทธิภาพสูงสุด จากแบบจำลองของ Butterworth-Van Dyke (BVD-model) [3] ดังรูปที่ 2.18 แสดงให้เห็นว่า ในจุดดังกล่าวคือจุดที่ค่ารีแอกแตนซ์ (Reactance;  $X$ ) ของค่าความจุ  $C_1$  และค่าความเหนี่ยวนำ  $L_1$  หักล้างกัน ในวงจรรวมจะเหลือเพียงค่าความต้านทาน  $R_1$  และค่าความจุ  $C_0$  ต่อแบบขนานกัน แสดงดังรูปที่ 2.18(ข) [9, 23] ซึ่งเมื่อวิเคราะห์จากผลตอบสนองทางความถี่ (Frequency response) ของ UPZT ดังรูปที่ 2.19 มีจุดสังเกตที่สำคัญอยู่ 2 จุด คือ 1) ขนาดของอิมพีแดนซ์ (Impedance;  $|Z|$ ) มีค่าต่ำ และมุมเฟสของอิมพีแดนซ์ (Impedance phase;  $\theta$ ) มีค่าใกล้เคียง  $0^\circ$  และมีมุมติดลบเนื่องจากอิทธิพลของค่ารีแอกแตนซ์จาก  $C_1$  จากกราฟการตอบสนองทางความถี่ดังรูปที่ 2.19 ในตำแหน่งที่ UPZT มีอิมพีแดนซ์ต่ำ ใกล้เคียงกันกับความถี่เรโซแนนซ์  $f_s$  แต่มุมเฟสเท่ากับ  $0^\circ$  คือค่าความถี่เรโซแนนซ์  $f_s$  (Resonance frequency;  $f_s$ ) [24] ของ UPZT ซึ่งในทางปฏิบัติ UPZT จะมีประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกันกับความถี่เรโซแนนซ์  $f_s$  [25-26]



รูปที่ 2.18 แบบจำลอง UPZT ของ Butterworth-Van Dyke (BVD-model)

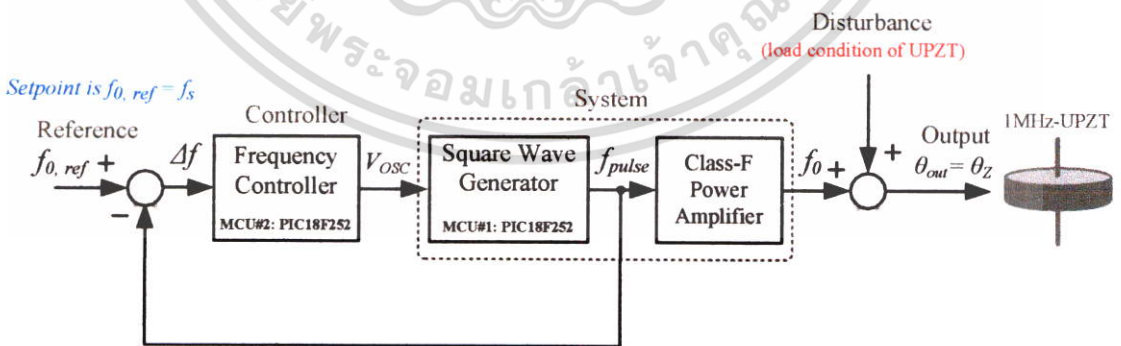
(ก) แบบจำลองอย่างง่าย (ข) แบบจำลอง ณ ความถี่เรโซแนนซ์อนุกรม ( $f_s$ )



รูปที่ 2.19 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของ UPZT

2.3.1 วงจรควบคุมความถี่ของเทคนิค FRF

การทำงานของเทคนิคนี้เป็นระบบควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback control) แสดงดังรูปที่ 2.20 เลือกใช้สัญญาณป้อนกลับจาก MCU#1 เพียงจุดเดียว เพราะวงจรการตรวจจับมีความซับซ้อนน้อยกว่าเมื่อเทียบกับจุดแฮตที่สุดท้าย ซึ่งเทคนิคนี้ได้ทำการอนุมานว่าความถี่ที่ใช้ขับ UPZT ( $f_0$ ) จะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่สร้างจาก MCU#1 ( $f_{pulse}$ ) โดยยึดคุณสมบัติการทำงานที่ว่า “ความถี่ของวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟจะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณพัลส์ในการขับสวิตช์ ( $f_0 = f_{pulse} = f_{pulse}$ )” หากสามารถควบคุมสัญญาณจาก MCU#1 ให้เท่ากับความถี่อ้างอิงได้ ดังนั้นความถี่ของวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟก็จะมีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิงเช่นกัน



รูปที่ 2.20 ระบบควบคุมของเทคนิค FRF

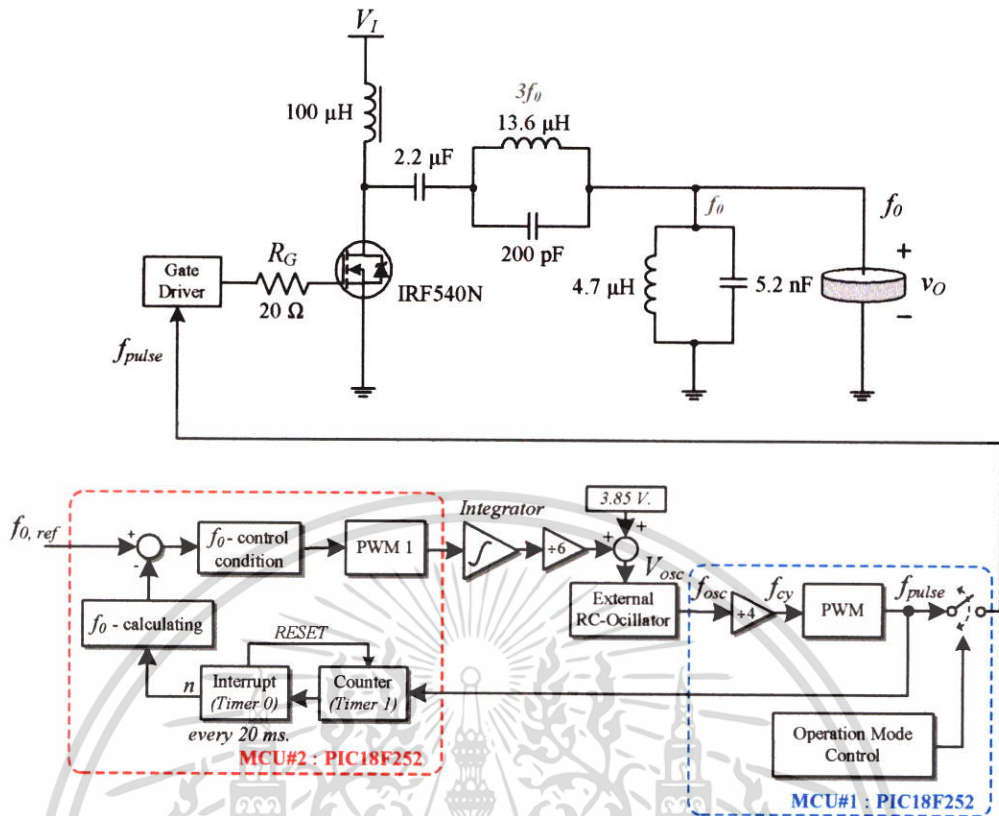
ระบบควบคุมที่ใช้ในเทคนิค FRF แสดงดังรูปที่ 2.20 องค์ประกอบที่เกี่ยวข้องกับการทำงานในระบบ แบ่งออกเป็น 5 ส่วน ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1) สัญญาณอ้างอิง (Reference) คือ ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของ UPZT ได้จากการวัดค่าด้วยเครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ (Impedance Analyzer)
- 2) ตัวควบคุม (Controller) ทำงานในลักษณะควบคุมความถี่ (Frequency controller) ออกแบบโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F252 ตัวที่ 2 (MCU#2)
- 3) สิ่งที่ต้องการควบคุม (System) ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนแรกออกแบบโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F252 ตัวที่ 1 (MCU#1) ทำหน้าที่เป็นตัวสร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave generator) และส่วนที่สองคือ วงจรขยายกำลังคลาสเอพที่ทำหน้าที่ขับ UPZT
- 4) สัญญาณรบกวน (Disturbance) คือ การรบกวนเนื่องจากสภาวะโหลดหรือแรงกดที่หน้าสัมผัสของ UPZT
- 5) สัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ (Output) คือ ทำให้วงจรรขยายกำลังคลาสเอพขับ UPZT ด้วยความถี่เท่ากับค่าอ้างอิง ( $f_o = f_{o, ref}$ ) และความต่างเฟสของเอาต์พุตเท่ากับมุมเฟสอิมพีแดนซ์ของ UPZT ( $\theta_{out} = \theta_z$ )

การออกแบบการควบคุมแสดงดังรูปที่ 2.21 ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F252 จำนวน 2 ตัว โดย MCU#1 ทำหน้าที่หลักในการสร้างสัญญาณพัลส์ขับสวิทช์ ความกว้างพัลส์คงที่ 50% และป้อนกลับสัญญาณไปยัง MCU#2 ส่วนหน้าที่ของ MCU#2 คือ ประมวลผลความถี่ และควบคุมความถี่ของ MCU#1 ให้มีค่าเข้าใกล้ความถี่ที่ปรับตั้งมากที่สุด เทคนิคการออกแบบนี้ออกแบบโดย MCU#1 ใช้แหล่งจ่ายสัญญาณนาฬิกาจากภายนอกชนิดอาร์ซี (External-RC Oscillator) ความถี่ของแหล่งจ่ายดังกล่าวสามารถปรับเปลี่ยนได้ตามระดับแรงดันที่ตกคร่อม ( $V_{osc}$ ) , ค่าความต้านทาน และตัวเก็บประจุที่เลือกใช้ [3] ปรทำงานดังรูปที่ 2.20 มีขั้นตอนคือ MCU#2 จะรับสัญญาณความถี่ ( $f_o$ ) ที่ใช้ขับ UPZT และนำมาประมวลผลโดยใช้วงจรรนับ (Timer counter) จำนวน 2 ตัว คือ Time 0 และ Timer 2 เมื่อได้ผลค่าความถี่จะนำมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิง จากนั้นจะทำการสร้างสัญญาณพัลส์ความถี่ 50 kHz ขนาด 5 โวลต์ และส่งผ่านวงจรรอาร์ซีอินทิเกรเตอร์ (RC Integrator) สัญญาณพัลส์ดังกล่าวจะถูกแปลงมาเป็นสัญญาณแรงดันกระแสตรง ดังนั้นเมื่อทำการปรับความกว้างพัลส์ตั้งแต่ 0-100% จะได้ค่าแรงดันกระแสตรงอยู่ในช่วง 0-5 โวลต์ จากนั้นสัญญาณแรงดันกระแสตรงที่ได้จะถูกหารให้มีค่าลดลง 6 เท่า ด้วยวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) ค่าแรงดันที่ได้จะลดลงและปรับระดับได้ในช่วง 0-0.833 โวลต์ และสุดท้ายจะถูกนำไปรวมกับสัญญาณแรงดันกระแสตรง 3.85 โวลต์ ด้วยวงจรรวมสัญญาณ (Summing Amplifier) ทำให้ระดับแรงดันสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ในช่วงประมาณ 3.85-4.68 โวลต์ ซึ่งจะทำให้ความถี่สัญญาณนาฬิกา ( $f_{osc}$ ) ของ MCU#1 ปรับเปลี่ยนได้ในช่วง 3.2 - 4.8 MHz เมื่อรอบการทำงานของ MCU#1 (Device Cycle ;  $f_{cy}$ ) มีค่าน้อยกว่าความถี่สัญญาณนาฬิกา 4 เท่า ( $f_o = f_{cy} = f_{osc}/4$ ) ดังนั้นสัญญาณพัลส์ขับสวิทช์ของวงจรรขยายกำลังคลาสเอพก็จะสามารถปรับเปลี่ยนได้ในช่วงระหว่าง 0.80-1.20 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



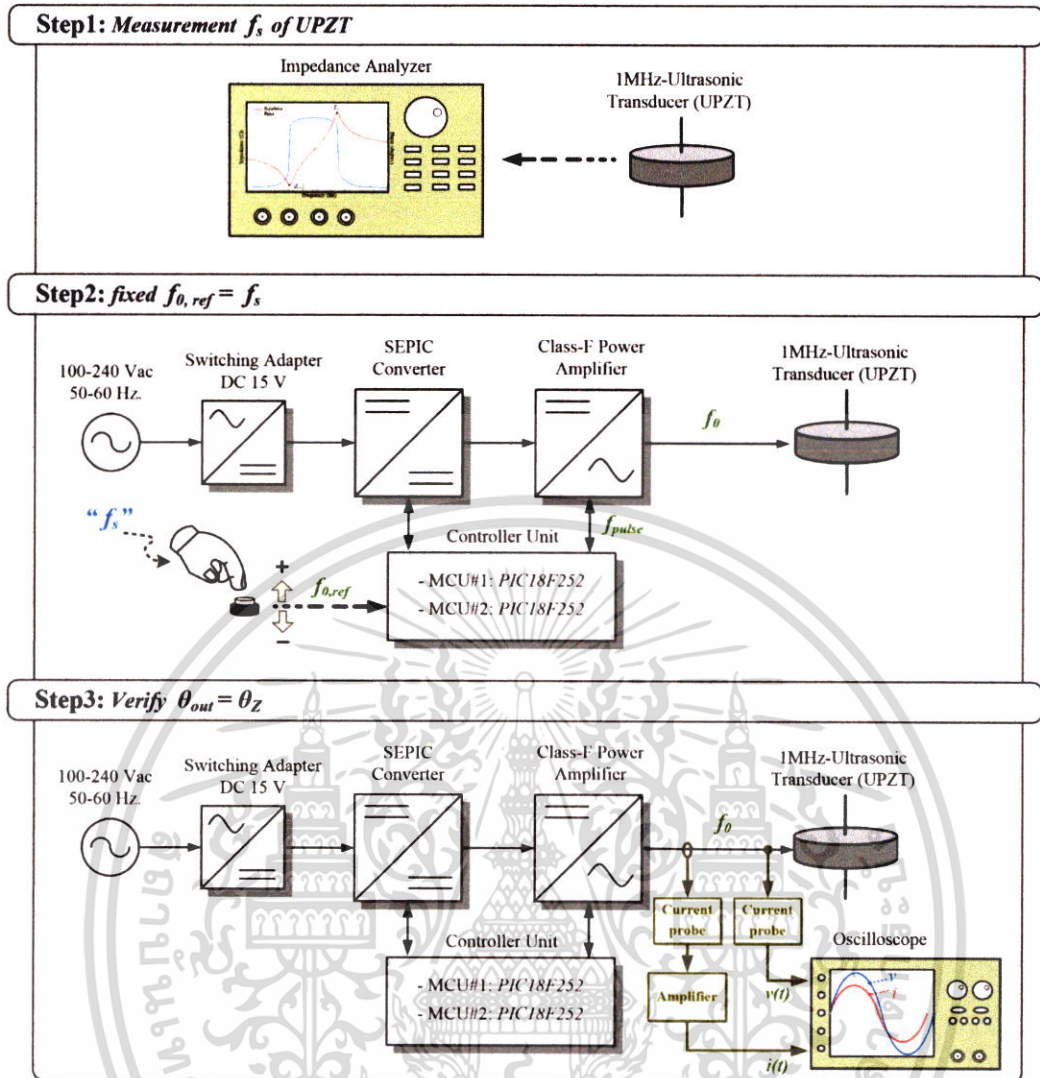
รูปที่ 2.21 การออกแบบส่วนควบคุมความถี่ของเทคนิค FRF

### 2.3.2 ขั้นตอนการปรับความถี่เรโซแนนซ์แบบกำหนดค่าคงที่

การปรับความถี่เรโซแนนซ์ของเทคนิค FRF ประกอบด้วย 3 ขั้นตอน ดังรูปที่ 2.22 ขั้นตอนแรกคือ นำหัว UPZT มาตรวจวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ เพื่อหาค่าความถี่เรโซแนนซ์อนุกรม ( $f_s$ ) จากนั้นในขั้นตอนที่สอง นำความถี่ที่ได้ใช้เป็นความถี่อ้างอิงของวงจร ( $f_{0, ref}$ ) โดยวิธีป้อนค่าผ่านทางสวิตช์ควบคุม ซึ่งถือว่าสิ้นสุดการกำหนดค่า จากนั้นวงจรก็จะทำการขับ UPZT ด้วยความถี่อ้างอิงที่ถูกกำหนดไว้ โดยไม่มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งลักษณะดังกล่าวคล้ายคลึงกับการทำงานของตัวกำเนิดสัญญาณแบบดิจิทัล (Digital function generator) กล่าวคือเมื่อเรารอกค่าหรือเลือกค่าความถี่ผ่านทางสวิตช์ เราก็จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่เท่ากับค่าที่เราเลือกไว้

ขั้นตอนที่สาม เป็นขั้นตอนของการตรวจสอบความถูกต้องโดยใช้เครื่องมือวัด แสดงดังรูปที่ 2.22 สัญญาณที่ทำการตรวจวัดคือสัญญาณแรงดันและกระแสที่ไหลเข้าสู่ UPZT หากการทำงานของวงจรถูกต้อง ความต่างเฟสของสัญญาณกระแสจะนำหน้าแรงดัน ซึ่งเป็นไปตามคุณลักษณะของ UPZT ที่ความถี่เรโซแนนซ์อนุกรม อิมพีแดนซ์จะมีอิทธิพลของค่าความจุติดมาด้วย นอกจากนี้เมื่อตรวจวัดค่าความถี่ ( $f_o$ ) ผลที่ได้ต้องมีค่าเท่ากับความถี่  $f_{0, ref}$  สำหรับเครื่องมือที่ใช้จะประกอบด้วย อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดันและกระแส, โพรบวัดแรงดัน (Voltage probe), โพรบวัดกระแส (Current probe), ตัวขยายสัญญาณ (Current probe amplifier) และออสซิลโลสโคป (Oscilloscope)

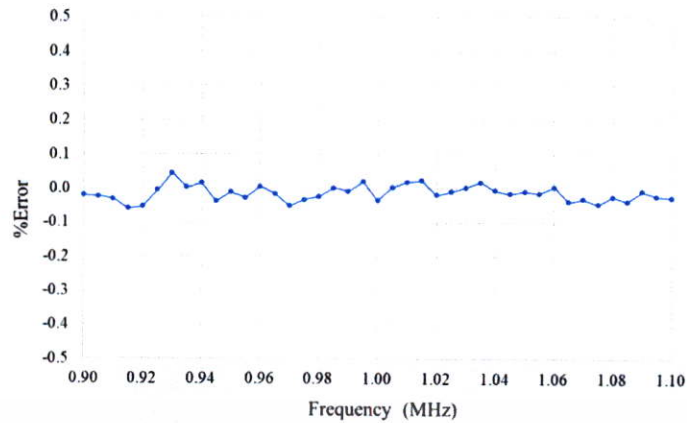
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 ขั้นตอนการปรับความถี่เรโซแนนซ์แบบกำหนดค่าคงที่ของเทคนิค FRF

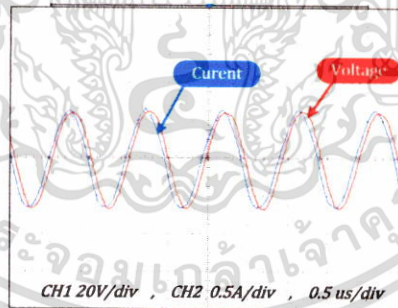
### 2.3.3 ผลการทำงานเมื่อใช้เทคนิค FRF

การออกแบบโดยใช้เทคนิค FRF นั้น ถูกออกแบบสำหรับใช้กับ UPZT ความถี่ 1 MHz โดยเฉพาะ การทดสอบในช่วงขอบเขต 0.9 – 1.1 MHz ได้ผลการทดสอบดังรูปที่ 2.23 เป็นผลความคลาดเคลื่อนระหว่างความถี่อ้างอิง ( $f_{0,ref}$ ) กับความถี่ที่วัดได้จริงของวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ ( $f_0$ ) จากการวิเคราะห์เส้นกราฟพบว่า การควบคุมความถี่ด้วยเทคนิคนี้ให้ผลลัพธ์ความคลาดเคลื่อนอยู่ในช่วง  $\pm 100$  เฮิรตซ์ หรือคิดเป็น  $\pm 0.1\%$  สื่อให้เห็นว่าเทคนิคนี้มีการควบคุมความถี่ได้อย่างแม่นยำตามการปรับตั้งผ่านสวิตช์ [3] แต่ผลทดสอบดังกล่าวไม่ได้หมายความว่าเทคนิคนี้สามารถขับ UPZT ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด ทั้งนี้จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่อ้างอิงเป็นสำคัญว่า ความถี่อ้างอิงนั้นเป็นค่าที่ทำให้ UPZT ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากน้อยเพียงใด

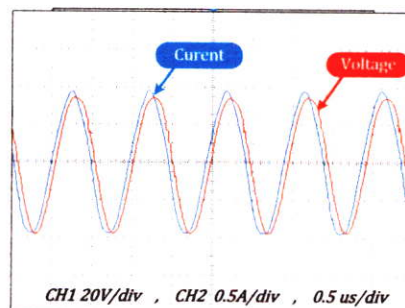


รูปที่ 2.23 ความคลาดเคลื่อนของค่า Q เมื่อใช้เทคนิค FRF

ผลการทดสอบดังรูปที่ 2.24 แสดงสัญญาณกระแสและแรงดันที่เข้าสู่ UPZT ซึ่งใช้เทคนิค FRF โดยผลการทดสอบที่ได้เป็นผลการขับ UPZT ให้เกิดกำลังคลื่นอัลตราซาวด์ 5 วัตต์ และ 10 วัตต์ แสดงดังรูปที่ 2.24 และ 2.25 ตามลำดับ ค่าความถี่การขับที่ได้จากการตรวจวัดทั้งสองกรณีมีค่าเท่ากับ 1.03528 MHz ซึ่งใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ของ UPZT ที่ใช้ทดสอบ (1.03525 MHz) [4] หลังวิเคราะห์ผลการทดสอบพบว่า เทคนิค FRF สามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ สังเกตได้จากเฟสของกระแสหน้าแรงดัน ซึ่งแสดงถึงการทำงานในสภาวะเรโซแนนซ์อนุกรมของ UPZT ในสภาวะนี้จะเกิดกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟ (Reactive Power;  $Q$ ) ในปริมาณที่เหมาะสม ทำให้ UPZT ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 2.24 สัญญาณขับ UPZT (กำลังคลื่นอัลตราซาวด์เท่ากับ 5 วัตต์)



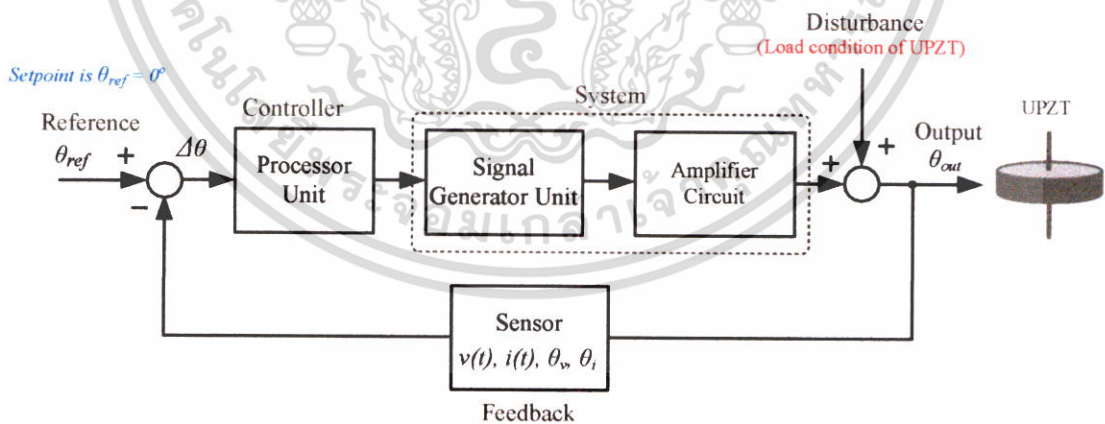
รูปที่ 2.25 สัญญาณขับ UPZT (กำลังคลื่นอัลตราซาวด์เท่ากับ 10 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 การปรับจูนความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ

ระบบควบคุมสำหรับวงจรขับ UPZT ที่ใช้ในปัจจุบัน ส่วนใหญ่จะมีลักษณะแสดงดังรูปที่ 2.26 เทคนิคนี้ประกอบด้วยความสามารถทั้งการปรับจูน และการติดตามความถี่เรโซแนนซ์ได้แบบอัตโนมัติ ระบบควบคุมจะใช้สัญญาณอ้างอิง ( $\theta_{ref}$ ) คือมุมเฟสเท่ากับ  $0^\circ$  ซึ่งเป็นมุมเฟสของความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  [24-26, 27] ในระบบประกอบด้วย ส่วนควบคุม (Processor unit), ส่วนสร้างสัญญาณ (Signal generator unit), ส่วนขยายสัญญาณ (Amplifier circuit) และ ส่วนป้อนกลับสัญญาณ (Sensor) ข้อดีของระบบนี้คือ มีการป้อนกลับสัญญาณกระแสและแรงดันที่ป้อนเข้า UPZT โดยตรง ทำให้เอาต์พุตของระบบจะไม่เปลี่ยนแปลง ถึงแม้จะถูกรบกวนจากสภาวะการมีโหลด หรือไม่มีโหลดของ UPZT [30] ส่วนข้อเสียของระบบคือ ส่วนป้อนกลับสัญญาณ และส่วนประมวลผล จะมีความซับซ้อนในการออกแบบเป็นอย่างมาก กล่าวคือส่วนตรวจจับสัญญาณ ต้องเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานในย่านความถี่สูงได้ สามารถตรวจจับได้ทั้งขนาดและมุมเฟสของสัญญาณ ในส่วนประมวลผลก็เช่นกัน อุปกรณ์ที่ใช้ต้องประกอบด้วยส่วนรับค่าสัญญาณป้อนกลับ, ส่วนสร้างสัญญาณเพื่อควบคุม รวมไปถึงมีความสามารถในการคิดคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อนได้

ระบบควบคุมสำหรับวงจรขับ UPZT ได้ถูกศึกษาวิจัยกันอย่างแพร่หลาย ซึ่งใช้ในงานหลายๆ ด้าน ทั้งในงานอุตสาหกรรมขนาดใหญ่ อุตสาหกรรมขนาดเล็ก รวมไปถึงงานด้านการแพทย์ โดยวัตถุประสงค์หลักของทุกงานวิจัยเป็นไปในลักษณะเดียวกันคือ การทำให้ UPZT เกิดประสิทธิภาพทางกล (Mechanical) สูงสุด สำหรับตัวอย่างของงานวิจัยจะได้แสดงรายละเอียดในการทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง ในหัวข้อที่ 2.41



รูปที่ 2.26 ระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ

### 2.4.1 การทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง (Literature Review)

งานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์หลักเพื่อสร้างส่วนควบคุมสำหรับวงจรขับ UPZT ดังนั้น เนื้อหาของงานวิจัยที่ได้ทำการศึกษา ส่วนใหญ่จึงเกี่ยวข้องกับการปรับจูน และติดตามความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติสำหรับวงจรขับ UPZT จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องพบว่า มีกระบวนการวิจัยที่คล้ายคลึงกัน ซึ่งประกอบด้วย 2 ขั้นตอนที่สำคัญ ขั้นตอนแรกคือ การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ UPZT เพื่อดูความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆที่เกี่ยวข้องกับสภาวะเรโซแนนซ์ จากนั้นในขั้นตอนที่สอง จะทำการออกแบบวงจรขับ UPZT โดยใช้พารามิเตอร์ที่ได้ในขั้นตอนแรก และใช้เป็นตัวกำหนดการทำงานของวงจร

การศึกษาคุณสมบัติทางไฟฟ้าของ UPZT ร่วมกับการออกแบบวงจรขับความถี่สูง ได้เริ่มมีผลงานทางวิชาการปรากฏออกมาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1994 [9, 10] วัตถุประสงค์ของการวิจัยคือเพื่อพัฒนาในด้านการสร้างคลื่นอัลตราซาวด์ เช่น งานวิจัย [9,10] ใช้วิธีวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของ UPZT เพื่อหาแบบจำลองทางไฟฟ้า (Equivalent Circuit) เป็นต้น โดยงานวิจัยในอดีตจนถึงปัจจุบัน ส่วนใหญ่วงจรเทียบเคียงที่ถูกนำมาใช้มากที่สุดคือ วงจรเทียบเคียงของ Butterworth-Van Dyke (BVD-model) [11-13] และจากการศึกษาถึงพฤติกรรมของ UPZT ด้วยวงจรเทียบเคียงดังกล่าวพบว่า UPZT มีความถี่เรโซแนนซ์ 2 ค่า คือ  $f_s$  และ  $f_p$  ส่วนความถี่ที่เหมาะสมสำหรับขับ UPZT คือ ค่าความถี่  $f_r$  [3, 9, 11] เพราะอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำกว่า

ในระยะ 5 ปีที่ผ่านมา ได้มีผลการวิจัยสภาวะเรโซแนนซ์ของ UPZT โดยใช้สมการในโดเมนของความถี่ ผลการวิเคราะห์จะอยู่ในลักษณะของแผนภาพวงกลม (Locus diagram) [24, 25] ซึ่งผลการวิจัยดังกล่าวสามารถวิเคราะห์สภาวะเรโซแนนซ์ได้ถึง 6 ค่าความถี่ [26, 27] คือ  $f_m, f_s, f_r, f_o, f_p$  และ  $f_n$  ผลการวิเคราะห์พบว่า ในทางปฏิบัติความถี่  $f_m, f_s$  และ  $f_r$  ทำให้ UPZT เกิดประสิทธิภาพการทำงานใกล้เคียงกัน สามารถใช้แทนกันได้ โดยที่ค่าความถี่  $f_m$  คือ ตำแหน่งที่ UPZT มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำสุด, ความถี่  $f_s$  คือ ตำแหน่งที่ UPZT มีค่าความต้านทานต่ำสุด และ ความถี่  $f_r$  คือ ตำแหน่งที่ UPZT มีค่าความต้านทานต่ำสุด ณ ตำแหน่งที่มุมเฟสเป็นศูนย์ นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยที่ศึกษาเกี่ยวกับผลกระทบของโหลดหรือแรงกดที่ผิวสัมผัสของ UPZT ยกตัวอย่างเช่น ในงานวิจัย [28] และ [29] พบว่าแรงกดที่เพิ่มขึ้น มีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวมีผลต่อประสิทธิภาพของ UPZT และส่งผลกระทบไปถึงความแม่นยำของระบบตรวจวัด มีผลการศึกษาที่พบว่าแรงกดที่ผิวเพียงเล็กน้อยสามารถทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงได้ เช่นการให้หน้าสัมผัสของ UPZT จุ่มน้ำ หรือสารละลาย [30] ซึ่งการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวมีผลทั้งต่อความถี่เรโซแนนซ์ขนาดของอิมพีแดนซ์ และมุมเฟส [28-30]

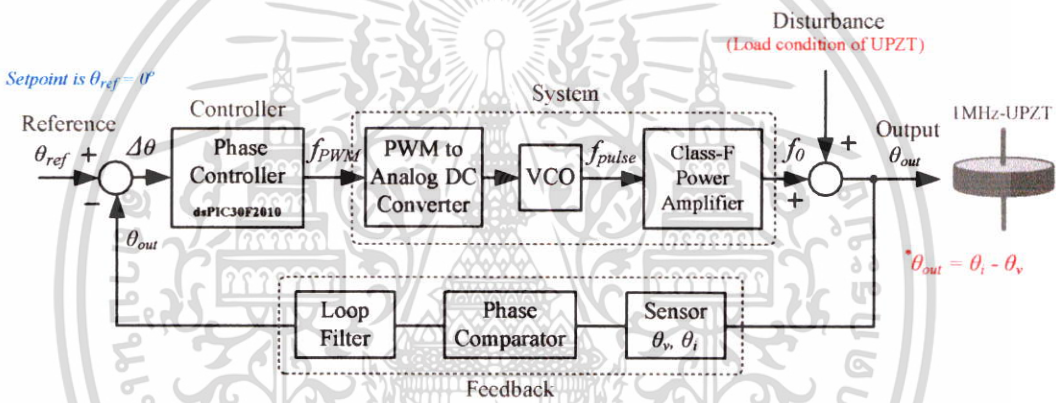
สำหรับการศึกษาเทคนิคการขับ UPZT มีผลงานวิจัยเผยแพร่ออกมาอย่างต่อเนื่อง โดยวัตถุประสงค์ของการวิจัย ล้วนไปในทิศทางเดียวกัน คือ การติดตามความถี่เรโซแนนซ์ของ UPZT แบบอัตโนมัติ ซึ่งในงานวิจัยที่เกี่ยวข้องมีเทคนิคที่ใช้มากที่สุด 2 วิธีการ วิธีการแรกที่ถูกนำเสนอคือ เทคนิคการขับแบบปรับปรุงตัวประกอบกำลัง (PFC correction) [3-4, 31-32] การทำงานของวิธีการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้ คือ พยายามควบคุมผลของค่ารีแอกแตนซ์ (Reactance) ให้มีความเหมาะสม และทำให้เกิดความต้านทานต่ำสุด ซึ่งก็คือสภาวะความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  แต่เนื่องด้วยเทคนิคนี้ ต้องทำการตรวจจับหาความต่างเฟสที่เหมาะสม เมื่อตรวจจับสัญญาณที่มีความถี่สูงจะมีความซับซ้อนในการออกแบบมาก ดังนั้นจึงไม่เป็นที่นิยมใช้งาน [9] วิธีการถัดมาเป็นเทคนิคที่ถูกใช้มากที่สุด เป็นการขับ UPZT ในสภาวะอิมพีแดนซ์ต่ำ และมุมเฟสเท่ากับ  $0^\circ$  [25, 27, 33] จากทั้งสองสภาวะดังกล่าว การตรวจจับมุมเฟสเท่ากับศูนย์ เป็นวิธีการที่สามารถออกแบบได้ง่ายที่สุด [24-26, 30] โดยเทคนิคการใช้ไอซี (Integrated circuit; IC) เฟสล็อกลูป (Phase locked loop; PLL) ได้ถูกเริ่มต้นนำมาใช้งานเป็นวิธีการแรก [9-10] วิธีการคือตรวจหามุมเฟสเท่ากับศูนย์ แต่ด้วยขอบเขตการทำงานของไอซี (Frequency range) ที่กว้าง ทำให้การหาจุดเรโซแนนซ์มีความละเอียดต่ำ และมีโอกาสเกิดความสับสนระหว่างความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  และ  $f_d$  ซึ่งเป็นจุดที่มุมเฟสเท่ากับ  $0^\circ$  เหมือนกัน จากนั้นได้มีวิธีการที่พัฒนาขึ้นโดยใช้เทคนิคการตรวจจับเฟส (Phase detector) ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของเทคนิคเฟสล็อกลูป ให้ทำงานร่วมกับส่วนประมวลผลต่างๆ ทำให้สามารถกำหนดการควบคุมได้อิสระและมีการทำงานที่แม่นยำขึ้น เช่น บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP board) [33], บอร์ดไมโครคอมพิวเตอร์ (Microcomputer board) [25-26] และบอร์ดเอฟพีจีเอ (FPGA board) [30] ซึ่งย่านความถี่เรโซแนนซ์ที่ตรวจจับได้จะต่ำกว่า 1 MHz โดยอยู่ในช่วงระหว่าง 30-60 kHz. และมีงานวิจัยที่สามารถควบคุมการขับ UPZT ในความถี่ที่สูงขึ้นจนถึง 5MHz.[27] เทคนิคที่ใช้คือการตรวจจับมุมเฟสของอิมพีแดนซ์เช่นเดียวกัน แต่มีข้อเสียคือต้องใช้อุปกรณ์รับสัญญาณ (Data acquisition; DAQ) ความเร็วสูง และต้องใช้โปรแกรมบนคอมพิวเตอร์ช่วยในการประมวลผล

จากพื้นฐานงานวิจัยเดิมของผู้วิจัย [3-4] เป็นการออกแบบวงจรขับ UPZT ความถี่ 1 MHz ด้วยวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ ซึ่งเทคนิคการควบคุมเป็นแบบ FRF ไม่มีการปรับจูนและติดตามความถี่แบบอัตโนมัติ เมื่อโหลดของ UPZT มีการเปลี่ยนแปลง ค่าอิมพีแดนซ์จะเกิดมุมเฟสขึ้น [29, 34] ส่งผลให้เกิดความสูญเสีย (Loss) [27, 30] และประสิทธิภาพการทำงานลดลง ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอเทคนิคการปรับจูนและติดตามความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ เพื่อใช้กับงานวิจัยเดิมซึ่งอยู่ในย่านความถี่ในหลักเมกะเฮิรตซ์ (MHz) เทคนิคการควบคุมที่เลือกใช้คือ ตรวจจับจุดเรโซแนนซ์  $f_r$  ซึ่งเป็นจุดที่มุมเฟสเท่ากับ  $0^\circ$  เนื่องจากตรวจจับง่ายกว่าความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  แต่ให้ประสิทธิภาพการทำงานใกล้เคียงกัน เครื่องมือที่ใช้ประกอบด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC30F2010 และไอซีเฟสล็อกลูปเบอร์ 74HC4046 ขนาดของวงจรมีขนาดเล็กและต้นทุนต่ำ ผลลัพธ์ที่คาดหวังจากเทคนิคที่นำเสนอแบ่งออกเป็น 2 ข้อ คือ 1) ปรับจูนความถี่เรโซแนนซ์ให้มุมเฟสเข้าใกล้ศูนย์มากที่สุด ซึ่งจะทำให้เพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของ UPZT และวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ 2) สามารถติดตามความถี่เรโซแนนซ์ได้ เมื่อ UPZT ถูกเปลี่ยนแปลงสถานะโหลด ทำให้ลดความสูญเสียที่เกิดขึ้น และนอกจากนี้เทคนิคที่นำเสนอ ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบอัลตราโซนิกอื่นๆได้เช่นกัน

## 2.5 การปรับจูนความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติที่นำเสนอ

ระบบควบคุมที่นำเสนอในงานวิจัยนี้เป็นระบบควบคุมแบบป้อนกลับ โดยสัญญาณป้อนกลับมาจาก กระแสและแรงดันในส่วนเอาต์พุตของวงจร ( ก่อนเข้า UPZT ) เทคนิคที่นำเสนอใช้หลักการในลักษณะเดียวกันกับหัวข้อที่ 2.4 โดยสัญญาณอ้างอิงที่ใช้คือค่ามุมเฟส  $0^\circ$  ซึ่งทำให้ UPZT ทำงาน ณ ความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  ในระบบจะถูกเปลี่ยนแปลงไปจากเทคนิค FRF ทั้งหมด คงไว้เหลือเพียงวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ แสดงดังรูปที่ 2.27 ผลที่คาดหวังจากการใช้ระบบที่นำเสนอ คือทำให้วงจรขยายกำลังคลาสเอฟสามารถปรับจูนเข้าหาความถี่เรโซแนนซ์ได้แบบอัตโนมัติ สามารถติดตามความถี่เรโซแนนซ์ได้ เมื่อสภาวะโหลดที่ผิวสัมผัสของ UPZT เปลี่ยนแปลง และใช้เวลาในการปฏิบัติงานน้อยลงเมื่อเทียบกับเทคนิค FRF การเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างเทคนิค FRF กับเทคนิคที่นำเสนอได้แสดงไว้ดังตารางที่ 2.3 ส่วนรายละเอียดการออกของหลักการ ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง และการออกแบบ จะกล่าวถึงในบทที่ 3 และบทที่ 4 ตามลำดับ



รูปที่ 2.27 ระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติที่นำเสนอ

ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบระหว่างเทคนิค FRF กับเทคนิคที่นำเสนอ

รายการ	เทคนิค FRF	เทคนิคที่นำเสนอ
1. Reference signal	$f_{0, ref}$ (fixed $f_s$ )	$\theta_{ref}$ (fixed = $0^\circ$ )
2. Feedback signal	$f_{pulse}$	$\theta_v$ and $\theta_i$
3. Desired output signal	$f_s$	$\theta_{out} = 0^\circ$ (at $f_r$ )
4. Feedback loop	From <i>input</i> of Class-F PA	From <i>output</i> of Class-F PA
5. Controller	PIC18F252 (2 units)	dsPIC30F2010 (1 unit)
6. Tuning capability	Manual	Auto
7. Tracking capability	-	Auto
8. Instrument	1) Impedance analyzer 2) Voltage probe 3) Current probe 4) Amplifier 5) Oscilloscope	-
9. Tuning Time	> 10 min.	< 1 sec.
10. Uncertainty	Human error	Range limited with controller

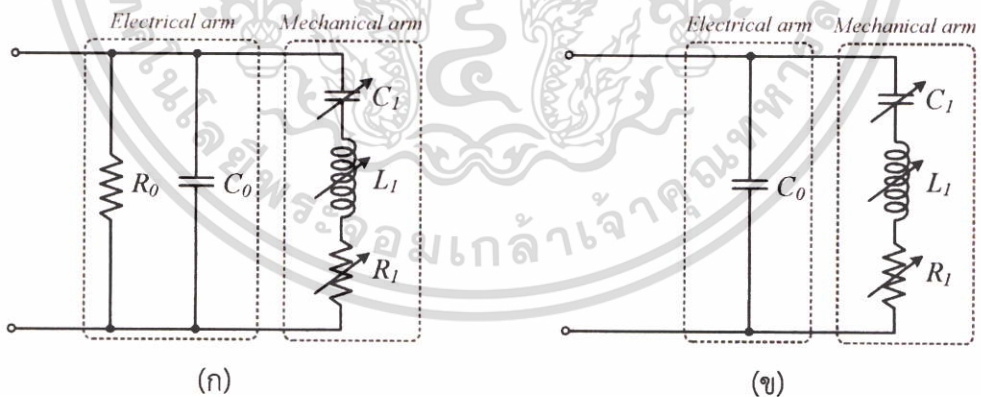
### บทที่ 3

## หลักการ และทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

### 3.1 แบบจำลองทางไฟฟ้าของอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์

#### 3.1.1 วงจรเทียบเคียงทางไฟฟ้าของอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์

วงจรเทียบเคียงทางไฟฟ้าของ UPZT แสดงดังรูปที่ 3.1 ประกอบด้วย 2 ส่วนซึ่งต่อขนานกัน คือ องค์กรประกอบทางไฟฟ้า (Electrical Arm) และองค์กรประกอบทางกล (Mechanical Arm) [24, 26, 27] ในส่วนแรกองค์กรประกอบทางไฟฟ้าประกอบด้วย ค่าความจุประจุแฝง (Static capacitance;  $C_0$ ) และค่าความต้านทานจากความสูญเสียไดอิเล็กตริก (Dielectric loss resistance;  $R_0$ ) องค์กรประกอบในส่วนที่สอง คือ องค์กรประกอบทางกลประกอบด้วย ค่าความจุทางกล (Dynamic Capacitance;  $C_1$ ) ,ความเหนี่ยวนำทางกล (Dynamic inductance;  $L_1$ ) และ ความต้านทานทางกล (Dynamic inductance;  $R_1$ ) โดยองค์กรประกอบทางกลจะสามารถมีค่าที่เปลี่ยนแปลงได้ตามโหลดหรือแรงกดทับที่กระทำบนหน้าสัมผัสของ UPZT ตามหลักทั่วไปแล้วค่าความต้านทาน  $R_0$  จะมีค่าสูงกว่าองค์กรประกอบอื่นๆมาก จากการที่วงจรเชื่อมต่อกันแบบขนาน ดังนั้น ค่าความต้านทาน  $R_0$  จึงมีผลต่อองค์กรประกอบโดยรวมน้อยมากและสามารถละทิ้งได้ ดังนั้นวงจรเทียบเคียงจึงสามารถสรุปได้แสดงดังรูปที่ 3.1(ข)



รูปที่ 3.1 วงจรเทียบเคียงทางไฟฟ้าของ UPZT

(ก) วงจรเทียบเคียงแบบไม่ได้ลดรูปค่า  $R_0$  (ข) วงจรที่ทำการลดรูปค่า  $R_0$

### 3.1.2 สภาวะเรโซแนนซ์ของอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์

จากวงจรเทียบเคียงของ UPZT ดังรูปที่ 3.1(ก) ประกอบด้วยองค์ประกอบทางไฟฟ้า ( $R_0, C_0$ ) และองค์ประกอบทางกล ( $C_1, L_1, R_1$ ) เนื่องจากค่าค่าความต้านทาน  $R_0$  สามารถละทิ้งได้ ดังนั้นในวงจรจะมีค่าทางไฟฟ้าที่เชื่อมต่อกันโดย  $C_1, L_1$  และ  $R_1$  ต่อกันแบบขนาน และทั้งสามตัวจะเชื่อมต่อไปเข้ากับ  $C_0$  เป็นแบบขนานแสดงดังรูปที่ 3.1(ข) เมื่อใช้พื้นฐานการเชื่อมต่องจรดังกล่าว นำมาวิเคราะห์หาค่าแอดมิตแตนซ์ (Admittance;  $Y$ ) ในโดเมนของความถี่ จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ 3.1 และ 3.2 [4, 24]

$$Y = G + Bj \quad (3.1)$$

$$Y = \left[ \frac{R_1 \omega^2 C_1^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + R_1^2 \omega^2 C_1^2} \right] + \left[ C_0 \omega + \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1) \omega C_1}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + R_1^2 \omega^2 C_1^2} \right] j \quad (3.2)$$

เมื่อ  $\omega$  คือความถี่เชิงมุม (Angular frequency) หน่วยเรเดียนต่อวินาที ( $rad/s$ ) นำสมการที่ 3.2 มาถอดค่าจำนวนจริงออกมา จะได้ค่าความนำไฟฟ้า (Conductance;  $G$ ) ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ 3.3 และส่วนของจำนวนเชิงซ้อน จะได้ความสัมพันธ์เป็นค่าซัสเซปแตนซ์ (Susceptance,  $B$ ) แสดงดังสมการที่ 3.4 ส่วนการหามุมเฟสของแอดมิตแตนซ์มีความสัมพันธ์แสดงดังสมการที่ 3.5

$$G = \frac{R_1 \omega^2 C_1^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + R_1^2 \omega^2 C_1^2} \quad (3.3)$$

$$B = C_0 \omega + \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1) \omega C_1}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + R_1^2 \omega^2 C_1^2} \quad (3.4)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left[ \frac{(2L_1 C_0 + L_1 C_1 - C_1 C_0 R_1^2) \omega}{C_1 R_1} - \frac{L_1^2 C_0 \omega^3}{R_1} - \frac{C_0 + C_1}{C_1^2 R_1 \omega} \right] \quad (3.5)$$

จากสมการที่ 3.3 และ 3.4 สามารถนำมาจัดรูปแบบสมการใหม่ ซึ่งได้เป็นความสัมพันธ์ในลักษณะรูปวงกลมดังสมการที่ 3.6 ความสัมพันธ์ดังกล่าวเมื่อนำมาพล็อตเป็นเส้นกราฟความสัมพันธ์ โดยให้ค่าความนำ ( $G$ ) อยู่ในแกนนอน และค่าซัสเซปแตนซ์ ( $B$ ) อยู่ในแกนตั้งจะได้ออกมาเป็นแผนภาพวงกลม (Locus diagram) แสดงดังรูปที่ 3.2

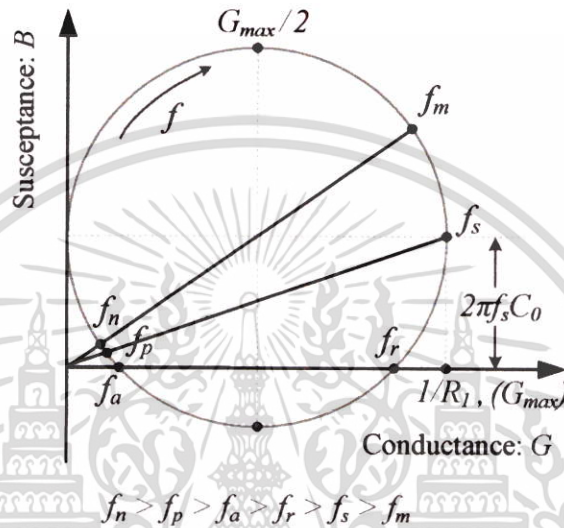
$$\left( G - \frac{1}{2R_1} \right)^2 + (B - \omega C_0)^2 = \left( \frac{1}{2R_1} \right)^2 \quad (3.6)$$

แผนภาพแอดมิตแตนซ์ของ UPZT แสดงดังรูปที่ 3.2 สามารถอธิบายถึงสภาวะเรโซแนนซ์ได้

ทั้งหมด 6 ความถี่ ดังนี้คือ [24, 27]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1)  $f_n$  คือ ค่าความถี่ที่ทำให้ค่าแอดมิตแตนซ์ต่ำสุด
- 2)  $f_p$  คือ ค่าความถี่เรโซแนนซ์ขนาน (Parallel resonance)
- 3)  $f_a$  คือ ค่าความถี่ที่ทำให้ค่าความนำไฟฟ้าต่ำสุด (เมื่อค่าซัสเซปแตนซ์เป็นศูนย์;  $\theta = 0^\circ$ )
- 4)  $f_m$  คือ ค่าความถี่ที่ทำให้ค่าแอดมิตแตนซ์สูงสุด
- 5)  $f_s$  คือ ค่าความถี่ที่ทำให้ค่าความนำไฟฟ้าสูงสุด
- 6)  $f_r$  คือ ค่าความถี่ที่ทำให้ค่าความนำไฟฟ้าสูงสุด (เมื่อค่าซัสเซปแตนซ์เป็นศูนย์;  $\theta = 0^\circ$ )



รูปที่ 3.2 แผนภาพแอดมิตแตนซ์ของ UPZT

จากแผนภาพแอดมิตแตนซ์ดังรูปที่ 3.2 ค่าความถี่เรโซแนนซ์  $f_n$ ,  $f_p$  และ  $f_a$  คือสภาวะเรโซแนนซ์ที่มีอิมพีแดนซ์สูงมาก เมื่อเทียบกับอีก 3 สภาวะเรโซแนนซ์คือ  $f_m$ ,  $f_s$  และ  $f_r$  สำหรับหลักการในทางปฏิบัติจะต้องกระตุ้นให้ UPZT ทำงานในสภาวะที่อิมพีแดนซ์ต่ำจึงจะทำให้เกิดประสิทธิภาพทางกลสูง [25, 33] โดยจุดที่เหมาะสมที่สุดก็คือ ความถี่เรโซแนนซ์  $f_s$  เนื่องจากมีค่าความนำไฟฟ้าสูงที่สุด ( ความต้านทานต่ำสุด ) ซึ่งมีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งคือ ความถี่เรโซแนนซ์อนุกรม (Series resonance frequency) แสดงการหาค่าดังสมการที่ 3.8 แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ การกระตุ้น UPZT ด้วยความถี่  $f_m$ ,  $f_s$  หรือ  $f_r$  จะให้ผลลัพธ์ที่ใกล้เคียงกันมาก ดังนั้นทั้ง 3 ความถี่เรโซแนนซ์นี้จึงเป็นตัวแทนที่สามารถใช้เทียบเท่ากันได้

อย่างไรก็ตามการใช้งาน UPZT ความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  เป็นความถี่ที่นิยมนำมาใช้ออกแบบวงจรมากที่สุด [24-26, 30] เพราะ สามารถวิเคราะห์และออกแบบเทคนิคการตรวจจับได้อย่างไม่ซับซ้อน เป็นสภาวะเรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นเมื่ออิมพีแดนซ์เหลือเพียงแต่ความต้านทาน และมีมุมเฟสเป็น  $0^\circ$  ซึ่งการวิเคราะห์สภาวะดังกล่าวสามารถแทนค่ามุมเฟสเท่ากับ  $0^\circ$  ลงในสมการที่ 3.5 ซึ่งก็คือสมการมุมของแอดมิตแตนซ์ และจะได้ความสัมพันธ์มาอยู่ในรูปสมการที่ 3.7

$$L_1^2 C_1^2 C_0 \omega^4 - \omega^2 C_1 (2L_1 C_0 + L_1 C_1 - C_0 C_1 R_1^2) + C_0 + C_1 = 0 \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

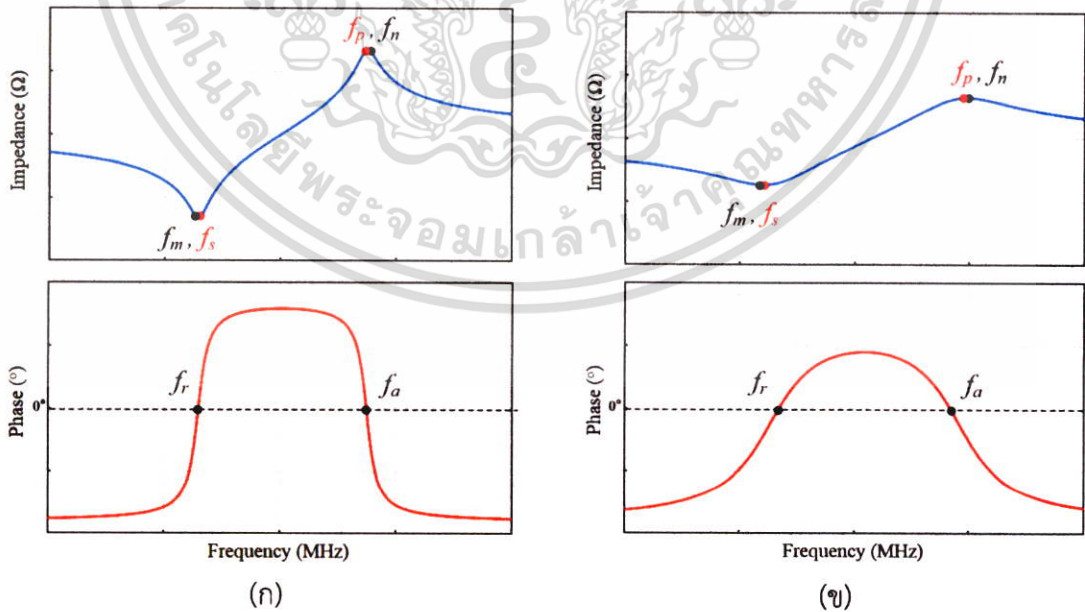
เมื่อได้สมการของมุมเฟสเท่ากับ  $0^\circ$  แล้วจะสามารถแปลงรูปเพื่อหาค่าความถี่  $f_r$  และ  $f_a$  ได้ดังสมการที่ 3.9 และ 3.10 ตามลำดับ

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (3.8)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(2L_1C_0 + L_1C_1 - C_0C_1R_1^2) - \sqrt{C_1^2(L_1 - C_0R_1^2)^2 - 4L_1C_1C_0^2R_1^2}}{2L_1^2C_0C_1}} \quad (3.9)$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(2L_1C_0 + L_1C_1 - C_0C_1R_1^2) + \sqrt{C_1^2(L_1 - C_0R_1^2)^2 - 4L_1C_1C_0^2R_1^2}}{2L_1^2C_0C_1}} \quad (3.10)$$

แสดงดังรูปที่ 3.3 คือกราฟผลตอบสนองทางความถี่ (Frequency response) ของ UPZT [24,25] โดยรูปที่ 3.3(ก) เป็นสภาวะปกติที่อยู่ในอากาศ ส่วนรูปที่ 3.3(ข) เป็นสภาวะที่มีโหลด จากรูปกราฟค่าอิมพีแดนซ์เส้นสีน้ำเงินจะเห็นได้ว่า ความถี่เรโซแนนซ์  $f_m$  และ  $f_s$  อยู่ในจุดที่ใกล้กันมาก และอีกคู่หนึ่งในจุดที่อิมพีแดนซ์สูงกว่าคือ ความถี่เรโซแนนซ์  $f_n$  และ  $f_p$  ก็อยู่ในจุดที่ใกล้กันมาก เช่นเดียวกัน และเมื่อวิเคราะห์เส้นกราฟค่ามุมเฟสเส้นสีแดงจะเห็นได้ว่าจุดที่มุมเฟสของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็น  $0^\circ$  จะมีทั้งหมด 2 จุดคือ จุดที่มีความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ  $f_r$  และอีกจุดหนึ่งก็คือจุดที่มีความถี่  $f_a$  เรียกว่าความถี่ Anti-Resonance ซึ่งเป็นจุดที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูงกว่า [25]



รูปที่ 3.3 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์

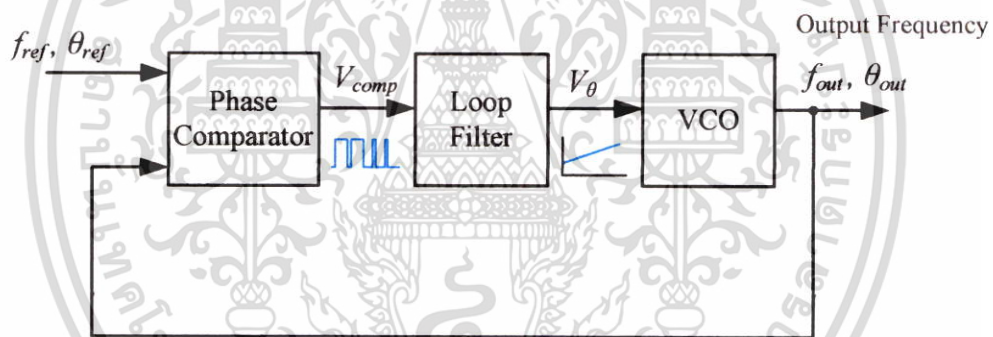
(ก) ขณะอยู่ในอากาศ (ข) สภาวะมีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 หลักการเบื้องต้นของเฟสล็อกกลุ่

วงจรเฟสล็อกกลุ่เป็นระบบควบคุมความถี่ ที่ใช้หลักการเปรียบเทียบเฟสของ 2 สัญญาณคือ สัญญาณความถี่เอาต์พุต (Output frequency;  $f_{out}$ ) และสัญญาณความถี่ที่ใช้อ้างอิง (Reference frequency;  $f_{ref}$ ) องค์ประกอบหลักของวงจร แสดงดังรูปที่ 3.4 ประกอบด้วย 3 ส่วน คือ ตัวเปรียบเทียบเฟส (Phase comparator), วงจรกรองความถี่ลู่ (Loop filter) และ วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage controlled oscillator; VCO) องค์ประกอบในแต่ละส่วนมีหน้าที่ดังนี้ คือ

- 1) **ตัวเปรียบเทียบเฟส** – มีหน้าที่ในการเปรียบเทียบความต่างเฟสของสัญญาณ  $f_{out}$  และ  $f_{ref}$  ผลลัพธ์ความต่างเฟส ( $\theta_{ref} - \theta_{out}$ ) ที่ได้ทางเอาต์พุต จะอยู่ในรูปของแรงดัน ( $V_{comp}$ )
- 2) **วงจรกรองความถี่ลู่** – เป็นตัวทำหน้าที่กรองความถี่ที่ปะปนมากับสัญญาณ  $V_{comp}$  ให้ออกไป เหลือเพียงแรงดันกระแสตรง ( $V_\theta$ ) ที่ราบเรียบผ่านออกมาทางเอาต์พุต
- 3) **วงจร VCO** – มีหน้าที่สร้างความถี่ขาออก ( $f_{out}$ ) ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงไปตามแรงดันที่รับเข้ามา ( $V_\theta$ ) โดยทั่วไปของวงจรเฟสล็อกกลุ่ ขนาดของแรงดัน  $V_\theta$  จะแปรผันตรงกับความถี่  $f_{out}$

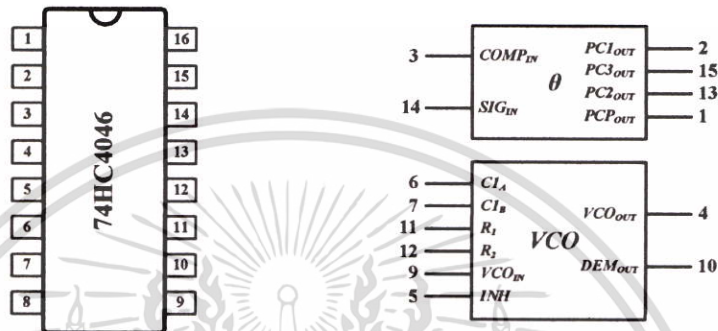


รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกกลุ่เบื้องต้น

การทำงานของวงจรเฟสล็อกกลุ่จะแบ่งออกเป็น 3 สถานะ คือ 1) สถานะทำงานเป็นอิสระ (Free-running): ความถี่ของ VCO ( $f_{out}$ ) จะถูกกำหนดด้วยค่าพารามิเตอร์การออกแบบ 2) สถานะแคปเตอร์ (Capture): ความถี่  $f_{out}$  กำลังปรับตัววิ่งเข้าใกล้ค่าความถี่อ้างอิง  $f_{ref}$  3) สถานะเฟสล็อก (Phase locked): ความถี่  $f_{out}$  และ  $f_{ref}$  ซึ่งในจุดนี้ทั้งสองสัญญาณจะมีความต่างเฟสเป็นศูนย์ สำหรับการออกแบบย่านความถี่ของวงจรเฟสล็อกกลุ่ “ย่านล็อก (Lock range)” คือย่านที่ระบบสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่สัญญาณอ้างอิงได้ และ “ย่านแคปเตอร์ (Capture range)” คือย่านที่วงจรสามารถเข้าถึงสถานะเฟสล็อกได้ ซึ่งจะแคบกว่าย่านล็อก

### 3.3 การทำงานของไอซีเฟสล็อกกลุ่มเบอร์ 74HC4041

ไอซี (Integrated Circuit; IC) เบอร์ 74HC4046 ของบริษัท Philips Semiconductors [36] เป็นไอซีเฟสล็อกที่มีจุดเด่นในด้านการใช้พลังงานน้อย สามารถสร้างความถี่ได้สูงสุดถึง 17 MHz และความถี่ของวงจร VCO มีความเป็นเชิงเส้นสูง ภายในไอซีประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญคือ VCO และตัวเปรียบเทียบมุมเฟส (Phase Comparator) จำนวน 3 ตัวแสดงดังรูปที่ 3.5 และตารางที่ 3.1 แสดงถึงขบวนการเชื่อมต่อทั้งหมดของตัวไอซี



รูปที่ 3.5 ขบวนการเชื่อมต่อใช้งานไอซีเฟสล็อกกลุ่มเบอร์ 74HC4041

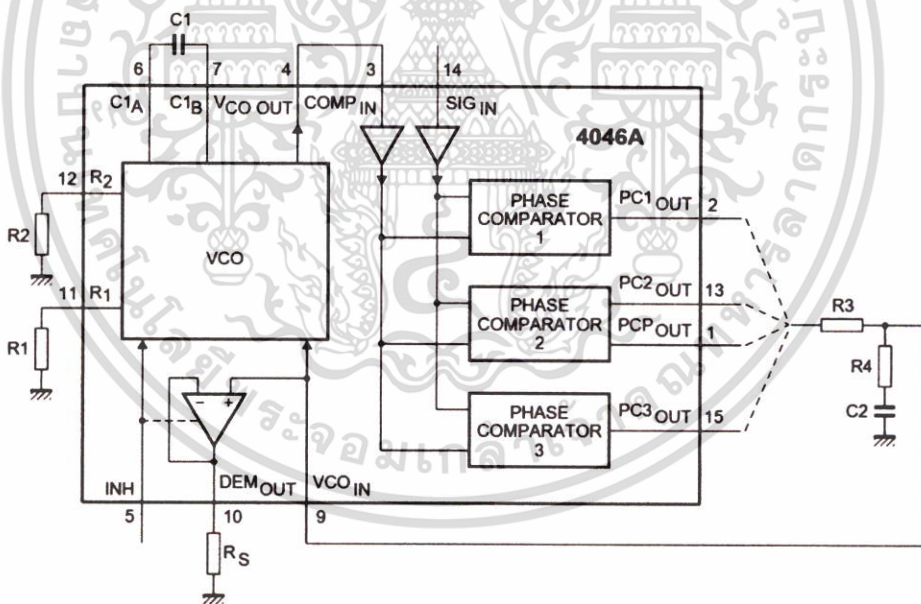
ตารางที่ 3.1 คำอธิบายขบวนการเชื่อมต่อของไอซีเฟสล็อกกลุ่มเบอร์ 74HC4046

ลำดับขา	สัญลักษณ์	คำอธิบาย
1	$PCP_{OUT}$	พัลส์เอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบเฟส $PC2$
2	$PC1_{OUT}$	สัญญาณเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบเฟส $PC1$
3	$COMP_{IN}$	ขาเชื่อมต่อสัญญาณตัวเปรียบเทียบ
4	$VCO_{OUT}$	สัญญาณออสซิลเลเตอร์เอาต์พุตของ $VCO$
5	$INH$	ขาควบคุมการรับสัญญาณ
6	$CI_A$	ขาเชื่อมต่อตัวเก็บประจุ $C1$ ขา $A$
7	$CI_B$	ขาเชื่อมต่อตัวเก็บประจุ $C2$ ขา $B$
8	$GND$	ขาเชื่อมต่อแรงดัน 0 โวลต์ (Ground; $GND$ )
9	$VCO_{IN}$	ขารับแรงดันของวงจร $VCO$
10	$DEM_{OUT}$	แรงดันเฉลี่ยจากวงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator)
11	$R_1$	ขาเชื่อมต่อตัวต้านทาน $R1$
12	$R_2$	ขาเชื่อมต่อตัวต้านทาน $R1$
13	$PC2_{OUT}$	สัญญาณเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบเฟส $PC2$
14	$SIG_{IN}$	ขาเชื่อมต่อสัญญาณ
15	$PC3_{OUT}$	สัญญาณเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบเฟส $PC3$
16	$V_{CC}$	ขาเชื่อมต่อแรงดันไฟเลี้ยง (Supply voltage)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.6 แสดงไดอะแกรมการเชื่อมต่อขาต่างๆของไอซี 74HC4046 ในส่วนแรกคือ VCO กำหนดให้ต้องมีการเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกจำนวน 3 ตัว คือ 1) ตัวเก็บประจุ ( $C1$ ) เชื่อมต่อระหว่างขา  $C1_A$  และ  $C1_B$  2) ตัวต้านทานตัวที่หนึ่ง ( $R1$ ) เชื่อมต่อระหว่างขา  $R_1$  และกราวนด์ (Ground;  $GND$ ) 3) ตัวต้านทานตัวที่สอง ( $R2$ ) เชื่อมต่อระหว่างขา  $R_2$  และกราวนด์ โดยความถี่ของ VCO จะถูกควบคุมโดยค่าของตัวเก็บประจุ  $C1$  และความต้านทาน  $R1$  ส่วนค่าความต้านทาน  $R2$  จะเป็นตัวที่ทำหน้าที่ในการปรับความถี่ออฟเซต (Offset) สัญญาณเอาต์พุตของวงจร ( $VCO_{OUT}$ ) สามารถเชื่อมต่อกับขาอินพุตตัวเปรียบเทียบเฟส ( $COMP_{IN}$ ) ได้ 2 วิธีคือ ต่อเข้าโดยตรง หรือลดแรงดันด้วยวงจรแบ่งแรงดันก่อน ส่วนความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นสัญญาณที่มีความกว้างพัลส์ (Duty factor) เท่ากับ 50%

ในส่วนที่สองของรูปที่ 3.6 คือส่วนของตัวเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator;  $PC$ ) ประกอบด้วย 3 ส่วนย่อย คือ  $PC1$ ,  $PC2$  และ  $PC3$  ซึ่งแต่ละตัวมีลักษณะการทำงานที่แตกต่างกัน ตัวเปรียบเทียบเฟสทั้ง 3 ตัวรับสัญญาณอินพุตมาจากขาเชื่อมต่อเดียวกัน คือ ขา  $COMP_{IN}$  และ  $SIG_{IN}$  ผลลัพธ์ของความต่างเฟสเมื่อผ่านวงจรกรองเรียบเรียบร้อยแล้ว จะถูกป้อนกลับโดยเชื่อมต่อเข้ากับขา รับสัญญาณของวงจร หรือขา  $VCO_{IN}$



รูปที่ 3.6 ไดอะแกรมการต่อใช้งานไอซีเฟสล็อกกลูเปอร์ 74HC4046

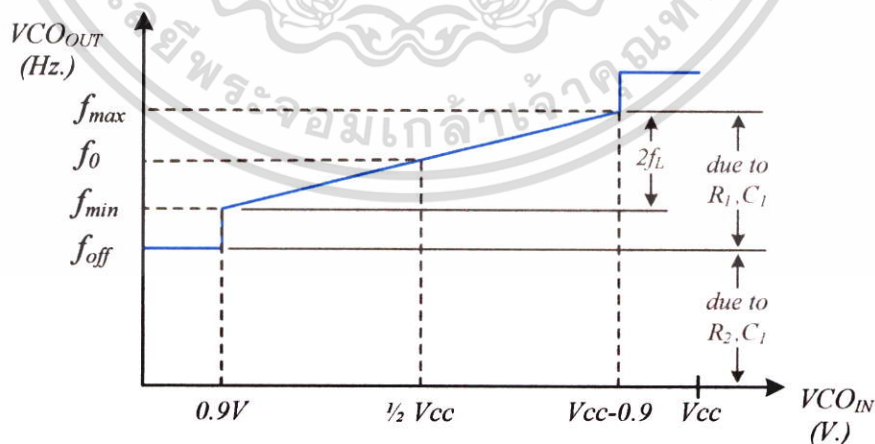
### 3.3.1 ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน

วงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน หรือ VCO ในไอซี 74HC4046 จะสร้างสัญญาณความถี่ผ่านทางขา  $VCO_{OUT}$  โดยมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามแรงดันอินพุตทางขา  $VCO_{IN}$  ซึ่งความสัมพันธ์ดังกล่าวจะเป็นไปตามกราฟดังรูปที่ 3.7 ความถี่ที่ได้จะแปรผันไปตามค่าตัวแปรต่างๆ คือ ค่าแรงดันไฟเลี้ยง (Supply Voltage;  $V_{CC}$ ), ค่าความต้านทาน  $R_1$ , ความต้านทาน  $R_2$  และค่าความจุ  $C_1$  วงจรจะสามารถอยู่ในสถานะควบคุมความถี่เมื่อได้รับแรงดัน  $VCO_{IN}$  ในช่วง 0.9 โวลต์ ถึง  $V_{CC} - 0.9$  โวลต์ การกำหนดความถี่ออฟเซตขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน  $R_2$  และค่าความจุ  $C_1$  ส่วนการกำหนดขอบเขตของความถี่จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน  $R_1$  และค่าความจุ  $C_1$

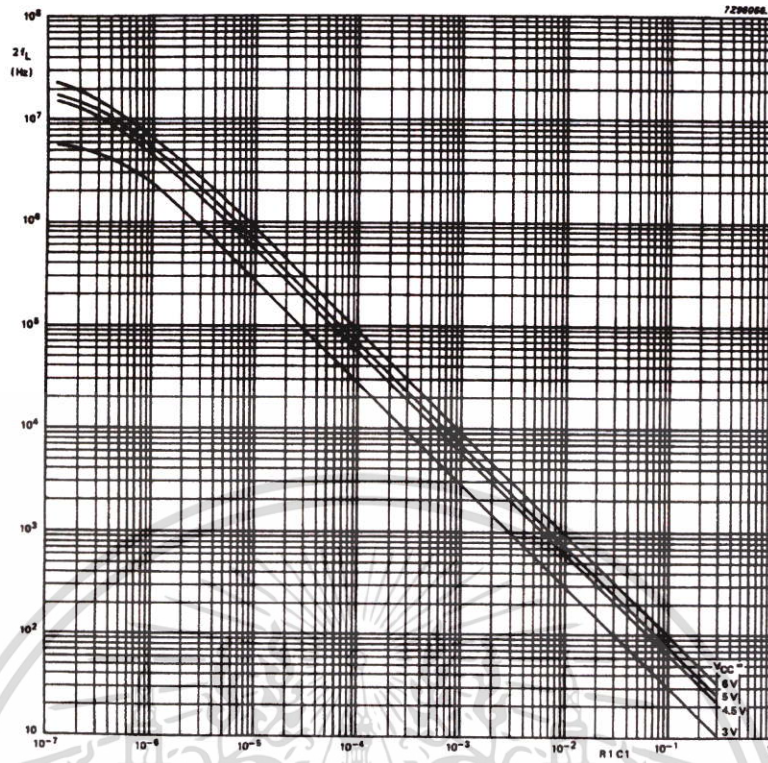
เพื่อรักษาเสถียรภาพในการทำงาน ผู้ผลิตไอซีเฟสล็อกลูป 74HC4046 ได้กำหนดคำแนะนำ 4 ข้อสำหรับการออกแบบ คือ 1) ความต้านทาน  $R_1$  ควรค่าอยู่ระหว่าง 3-300 กิโลโอห์ม 2) ความต้านทาน  $R_2$  ควรค่าอยู่ระหว่าง 3-300 กิโลโอห์ม 3) ผลรวมความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  ควรมีค่ามากกว่า 2.7 กิโลโอห์ม 4) ตัวเก็บประจุ  $C_1$  ควรมีค่าสูงกว่า 40 พิโกฟารัด (pF)

สำหรับการกำหนดค่าความถี่ต่างๆของวงจรประกอบด้วยขั้นตอนดังต่อไปนี้

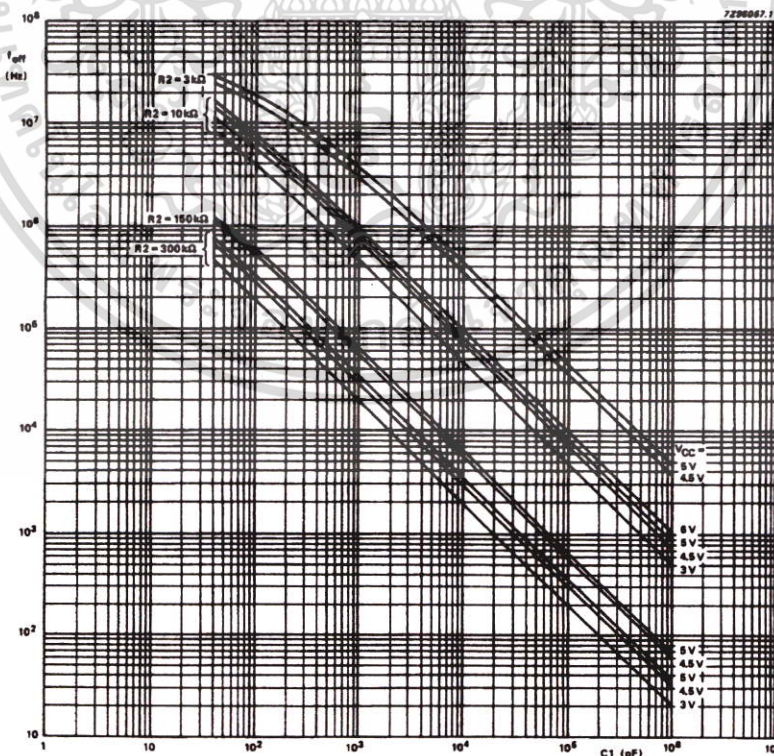
1. เลือกค่าความถี่กลาง (Centre frequency;  $f_0$ )
2. กำหนดขอบเขตของความถี่ (Frequency lock range;  $2f_L$ )
3. เปิดกราฟคุณลักษณะดังรูปที่ 3.8 [36] เพื่อหาผลคูณของ  $R_1 \times C_1$
4. คำนวณหาค่าความถี่ออฟเซต (Frequency offset;  $f_{off}$ ) จากสมการ  $f_{off} = f_0 - 1.6f_L$
5. กำหนดค่า  $C_1$  และเปิดกราฟคุณลักษณะดังรูปที่ 3.9 [36] เพื่อหาค่า  $R_2$
6. แทนค่า  $C_1$  ลงในค่าผลคูณของ  $R_1 \times C_1$  จากขั้นตอนที่ 3 เพื่อคำนวณหาค่า  $R_1$



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต ( $VCO_{IN}$ ) และเอาต์พุต ( $VCO_{OUT}$ ) ของวงจรรอ VCO



รูปที่ 3.8 กราฟคุณลักษณะระหว่างค่า  $R_1$ ,  $C_1$  และ  $2f_L$

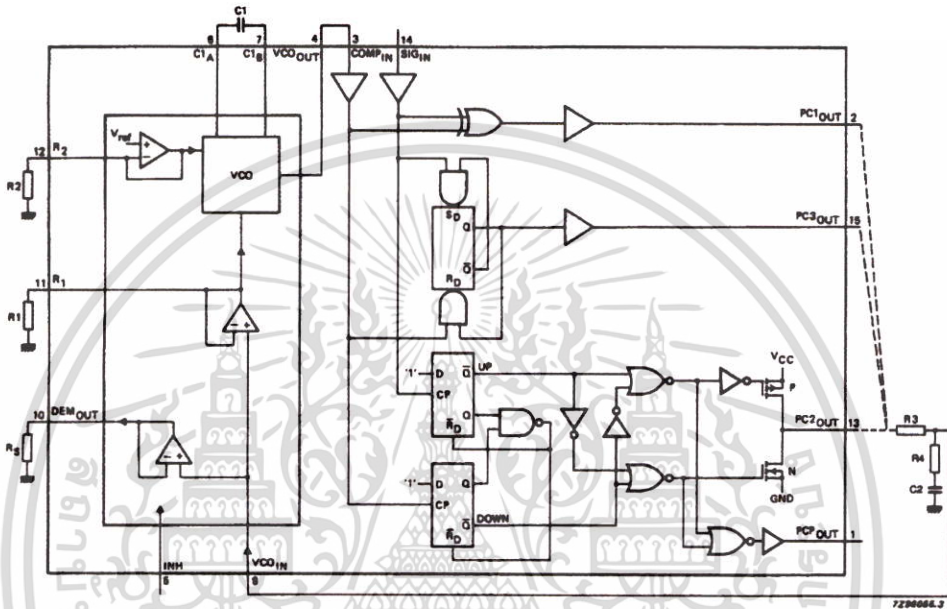


รูปที่ 3.9 กราฟคุณลักษณะระหว่างค่า  $C_1$  และ  $f_{off}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.2 ส่วนวงจรเปรียบเทียบเฟส

วงจรเปรียบเทียบเฟสที่อยู่ภายในไอซีเฟสล็อกกรุป 74HC4046 มีให้เลือกใช้ทั้งหมด 3 รูปแบบ คือ ตัวเปรียบเทียบเฟส PC1 ,ตัวเปรียบเทียบเฟส PC2 และ ตัวเปรียบเทียบเฟส PC3 โดยตัวเปรียบเทียบเฟสทั้งสามรับสัญญาณมาจากขาเชื่อมต่อเดียวกัน คือ ขา  $COMP_{IN}$  และ  $SIG_{IN}$  ลักษณะการทำงานของตัวเปรียบเทียบเฟสทั้งสามมีความแตกต่างกันซึ่งขึ้นอยู่กับการออกแบบวงจรภายใน (ดังรูปที่ 3.10) ซึ่งมีรายละเอียดต่างๆดังนี้



รูปที่ 3.10 โครงสร้างการเปรียบเทียบเฟสในไอซีเฟสล็อกกรุป 74HC4046

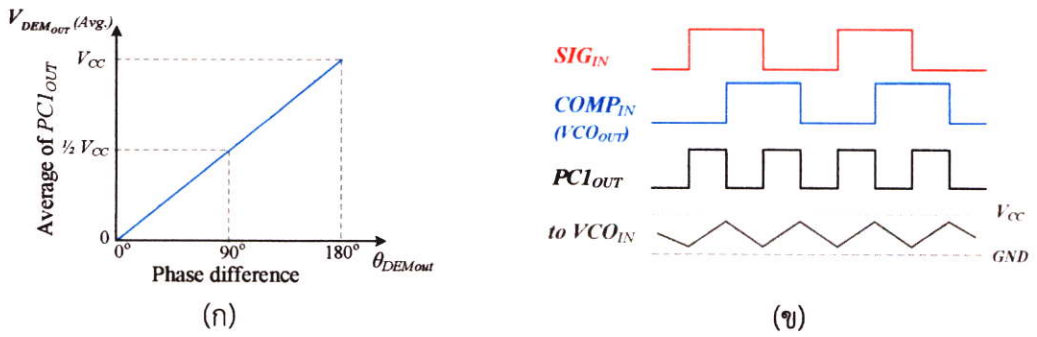
- ตัวเปรียบเทียบเฟส PC1

ภายในเป็นวงจรแบบเอ็กคลูซีฟออร์ (EXCLUSIVE-OR) สัญญาณความถี่ที่เข้าขา  $SIG_{IN}$  และ ความถี่สัญญาณเปรียบเทียบ ( $f_{COMP_{in}}$ ) ที่ขา  $COMP_{IN}$  ต้องมีความกว้างพัลส์ 50% แสดงดังรูปที่ 3.11(ข) จึงจะทำให้ช่วงที่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุตได้ (Locking range) มีช่วงที่กว้างที่สุด ผลการเปรียบเทียบสัญญาณของ PC1 ( $f_{PC1}$ ) แสดงดังรูปที่ 3.11(ก) จะได้ผลลัพธ์สัญญาณที่มีความถี่เป็นสองเท่าจากสัญญาณอินพุต ( $f_{PC1} = 2f_{SIG_{in}}$ ) ส่วนผลลัพธ์ของแรงดัน ( $V_{DEM_{OUT}}$ ) จะเป็นไปตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ 3.11

$$V_{DEM_{OUT}} = \frac{V_{cc}}{\pi} (\theta_{SIG_{IN}} - \theta_{COMP_{IN}}) \tag{3.11}$$

$$V_{DEM_{OUT}} = V_{PC1_{OUT}} \quad (*via\ low\ pass\ filter) \tag{3.12}$$

เมื่อ  $V_{DEM_{OUT}}$  คือ แรงดันจากการดีมอดดูเลชัน (Demodulator) และส่งออกมาทางขา 10 ซึ่งค่าเท่ากับผลลัพธ์ของการเปรียบเทียบเฟส ( $PC1_{OUT}$ ) ที่ถูกกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



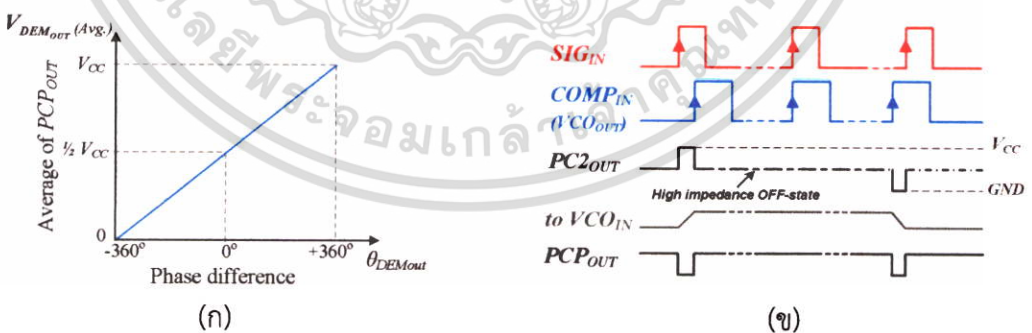
รูปที่ 3.11 คุณลักษณะผลลัพธ์จากตัวเปรียบเทียบเฟส PC1  
(ก) แรงดันและความต่างเฟส (ข) ลักษณะสัญญาณขณะทำงาน

● ตัวเปรียบเทียบเฟส PC2

การทำงานของตัวเปรียบเทียบนี้ มีลักษณะการตรวจจับเฟสโดยเช็คสถานะขอบขาขึ้น (Positive edge-triggered) ของสัญญาณ ภายในออกแบบด้วยวงจรดิจิทัลแบ่งแยกตามหน้าที่ ออกเป็น 3 ส่วน (ดังรูปที่ 3.10) คือ วงจรฟลิปฟล็อปชนิดดี (D-type Flip-flops), ตัวควบคุมเกต (Control-gating) และวงจรเอาต์พุตแบบสามระดับ (3-state output stage) โดยการทำงานของวงจรจะเป็นลักษณะ ตรวจจับการขึ้น-ลงของสัญญาณ (Up-down counter) แสดงดังรูปที่ 3.12(ข) และผลลัพธ์ของแรงดันแสดงดังรูปที่ 3.12(ก) จะเป็นไปตามสมการที่ 3.13

$$V_{DEM_{OUT}} = \frac{V_{CC}}{4\pi} (\theta_{SIG_{IN}} - \theta_{COM_{IN}}) \tag{3.13}$$

$$V_{DEM_{OUT}} = V_{PC2_{OUT}} \text{ (*via low pass filter)} \tag{3.14}$$



รูปที่ 3.12 คุณลักษณะผลลัพธ์จากตัวเปรียบเทียบเฟส PC2  
(ก) แรงดันและความต่างเฟส (ข) ลักษณะสัญญาณขณะทำงาน

ดังรูปที่ 3.12(ข) ผลลัพธ์ที่ได้จากขา  $PC2_{OUT}$  จะมีความถี่เท่ากับสัญญาณ  $SIG_{IN}$  ( $f_{PC2} = f_{SIG_{IN}}$ ) ความกว้างพัลส์ของสัญญาณ  $SIG_{IN}$  ไม่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของตัวเปรียบเทียบเฟสนี้ และจากรูปคลื่นลักษณะการทำงาน สามารถอธิบายเงื่อนไขต่างๆได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- กรณีแรกความถี่ของสัญญาณ  $SIG_{IN}$  และ  $COMP_{IN}$  เท่ากัน แต่เฟสของ  $SIG_{IN}$  นำหน้า  $COMP_{IN}$  ส่วนของวงจรถูกเอาต์พุตชนิดพี (P-type) ที่ขา  $PC2_{OUT}$  จะอยู่ในสถานะ “ON” ตลอดระยะเวลาที่เกิดความต่างเฟส ( $\theta_{DEM_{OUT}} = \theta_{SIG_{IN}} - \theta_{COM_{IN}}$ ) และในลักษณะตรงกันข้ามหากมุมเฟสของ  $SIG_{IN}$  ตามหลัง  $COMP_{IN}$  ส่วนวงจรถูกเอาต์พุตชนิดเอ็น (N-type) จะอยู่ในสถานะ “ON”

- กรณีที่ความถี่ของสัญญาณ  $SIG_{IN}$  สูงกว่า  $COMP_{IN}$  วงจรถูกเอาต์พุตชนิดพี จะอยู่ในสถานะ “ON” ตลอดคาบเวลาของสัญญาณ  $SIG_{IN}$  และเวลาในส่วนนอกเหนือจากนี้ ทั้งวงจรถูกเอาต์พุตชนิดพี และชนิดเอ็น จะอยู่ในสถานะ “OFF” (3-state) และหากกรณีที่ความถี่ของสัญญาณ  $SIG_{IN}$  ต่ำกว่า  $COMP_{IN}$  วงจรถูกเอาต์พุตชนิดเอ็นจะอยู่ในสถานะ “ON” ตลอดคาบเวลาของสัญญาณ  $SIG_{IN}$

- กรณีสุดท้ายเมื่อทั้งความถี่และเฟสของสัญญาณ  $SIG_{IN}$  และ  $COMP_{IN}$  เท่ากันวงจรถูกเอาต์พุตทั้งสองจะอยู่ในสถานะ “OFF” หรือ 3-state ระดับสัญญาณที่ขา  $PC2_{OUT}$  จะมีค่าคงที่ (Stable) และสัญญาณที่ขา  $PCP_{OUT}$  จะมีค่าเป็นลอจิก 1 (High - level) ซึ่งในสถานะนี้บ่งบอกได้ว่าอยู่ในสถานะเฟสล็อก “Phase Locked”

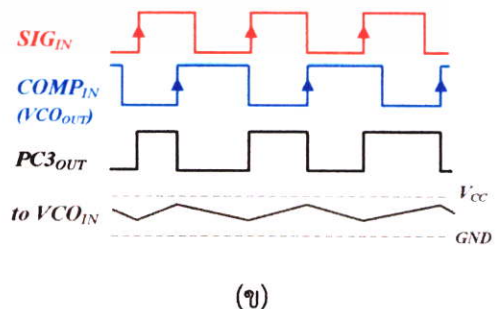
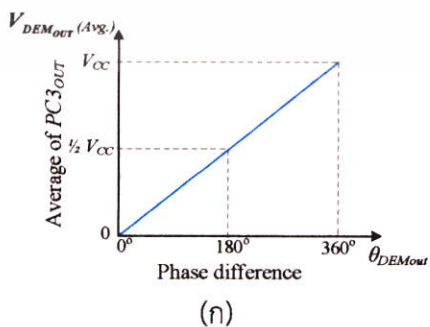
● **ตัวเปรียบเทียบเฟส PC3**

การทำงานของตัวเปรียบเทียบเฟส PC3 มีลักษณะการตรวจจับเฟสโดยเช็คสถานะขอบขาขึ้นแบบเช็คลำดับ (Sequential) วงจรภายในออกแบบขึ้นมาจากอาร์เอสฟลิปฟล็อป (RS Flip-flop) ซึ่งความกว้างพัลส์ของสัญญาณ  $SIG_{IN}$  ไม่ส่งผลกระทบต่อการทำงานเช่นเดียวกับตัวเปรียบเทียบเฟส PC2 ผลลัพธ์ที่ได้จากขา  $PC3_{OUT}$  จะมีความถี่เท่ากับสัญญาณ  $SIG_{IN}$  ( $f_{PC3} = f_{SIG_{IN}}$ ) ค่าของแรงดันเฉลี่ยที่ได้แสดงดังสมการที่ 3.15

$$V_{DEM_{OUT}} = \frac{V_{cc}}{2\pi} (\theta_{SIG_{IN}} - \theta_{COM_{IN}}) \tag{3.15}$$

$$V_{DEM_{OUT}} = V_{PC3_{OUT}} \text{ (*via low pass filter)} \tag{3.16}$$

ผลลัพธ์ของตัวเปรียบเทียบเฟส PC3 แสดงดังรูปที่ 3.13(ก) สามารถเปรียบเทียบความต่างเฟสของสัญญาณ  $SIG_{IN}$  และ  $COMP_{IN}$  ได้ตั้งแต่  $0^\circ$  ถึง  $360^\circ$



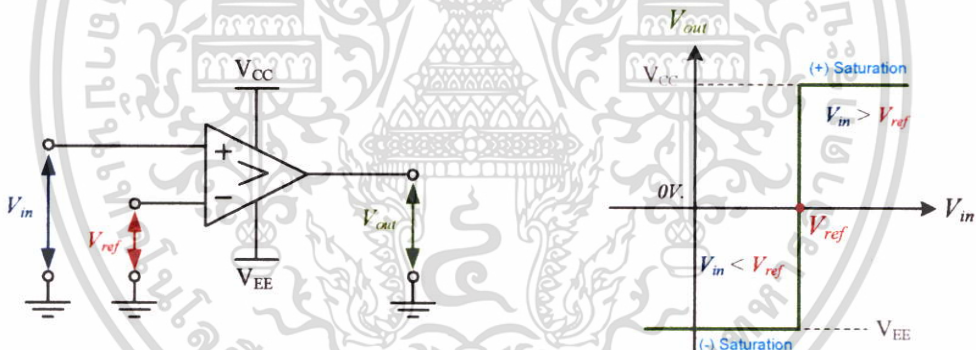
**รูปที่ 3.13** คุณลักษณะผลลัพธ์จากตัวเปรียบเทียบเฟส PC3

(ก) แรงดันและความต่างเฟส (ข) ลักษณะสัญญาณขณะทำงาน

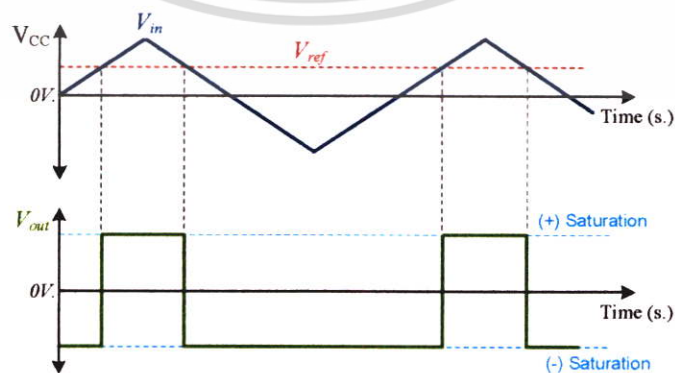
### 3.4 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน

วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Voltage comparator) ส่วนใหญ่ถูกออกแบบโดยใช้วงจรออปแอมป์ (Operational amplifier; Op-Amp) หน้าที่ของวงจรคือ เปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอินพุต ( $V_{in}$ ) กับสัญญาณอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) และให้ผลลัพธ์ ( $V_{out}$ ) ออกมาว่าสัญญาณไหนมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่ากัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรจึงมีลักษณะเป็นสัญญาณดิจิทัล การต่อใช้งานพื้นฐานจะถูกออกแบบให้ทำหน้าที่ 2 ลักษณะคือ วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting voltage comparator) และวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบกลับเฟส (Inverting voltage comparator)

แสดงดังรูปที่ 3.14 แสดงวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบไม่กลับเฟส สัญญาณอินพุตจะถูกต่อเข้ากับขาอินพุตบวก (Non-inverting input) และสัญญาณอ้างอิงต่อเข้ากับขาอินพุตลบ (Inverting input) การต่อออปแอมป์ในลักษณะนี้จะมีอัตราขยายเท่ากับ อัตราขยายแรงดันวงเปิด (Open loop gain;  $A$ ) เมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าสูงกว่าสัญญาณอ้างอิง สัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับแรงดันอิ่มตัวทางด้านบวก เมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าต่ำกว่าสัญญาณอ้างอิง สัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับแรงดันอิ่มตัวทางด้านลบ แสดงดังรูปที่ 3.15 ซึ่งแรงดันอิ่มตัวทั้งสองจะถูกจำกัดไว้ด้วยแรงดันของแหล่งจ่ายด้านฝั่งบวก ( $V_{CC}$ ) และด้านฝั่งลบ ( $V_{EE}$ ) ตามลำดับ



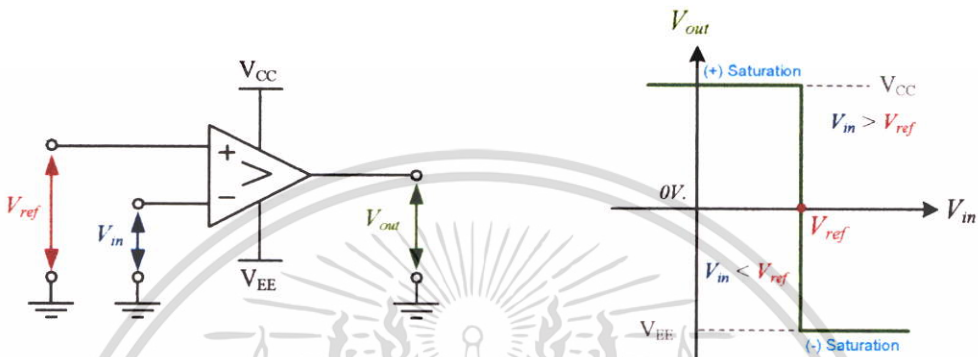
รูปที่ 3.14 วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบไม่กลับเฟส



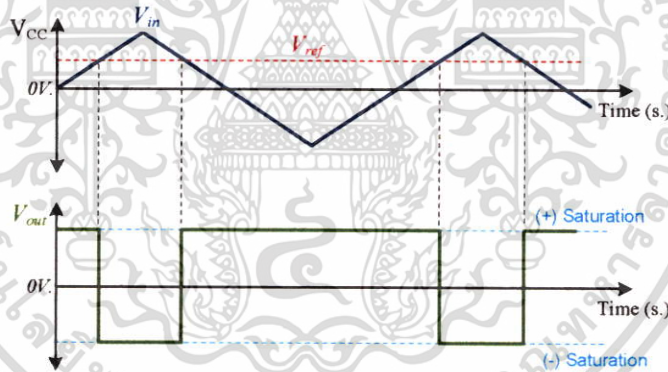
รูปที่ 3.15 การทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบไม่กลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบกลับเฟส แสดงดังรูปที่ 3.16 สัญญาณอินพุตจะถูกป้อนเข้าทางขาอินพุตลบ และสัญญาณอ้างอิงจะถูกป้อนเข้าทางขาอินพุตบวก สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ประกอบด้วยสองสถานะเช่นเดียวกับวงจรแบบไม่กลับเฟส แต่ทิศทางการทำงานจะตรงกันข้ามกัน (รูปที่ 3.17) กล่าวคือ เมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าสูงกว่าสัญญาณอ้างอิง สัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับแรงดันอิมิต์วทางด้านลบ และ เมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าต่ำกว่าสัญญาณอ้างอิง สัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับแรงดันอิมิต์วทางด้านบวก



รูปที่ 3.16 วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบกลับเฟส

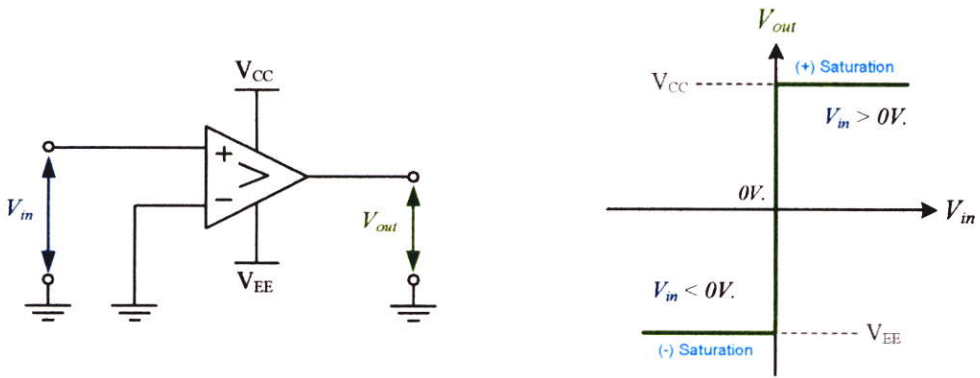


รูปที่ 3.17 การทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบกลับเฟส

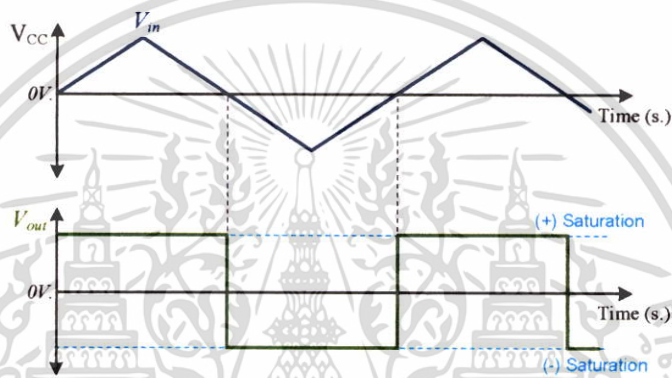
### 3.4.1 วงจรตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์

วงจรเปรียบเทียบแรงดัน เมื่อต่อแรงดันอินพุตอ้างอิงเท่ากับ 0 โวลต์ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรจะให้ผลลัพธ์ออกมาว่าสัญญาณอินพุตมีค่ามากกว่า หรือน้อยกว่าศูนย์ ซึ่งวงจรที่ทำงานในลักษณะเช่นนี้จะถูกเรียกว่า วงจรตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์ (Zero-crossing detector) การต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 3.18 เป็นการต่อแบบไม่กลับเฟส โดยสัญญาณอินพุตจะถูกต่อเข้ากับขาอินพุตบวก และสัญญาณอ้างอิง 0 โวลต์ หรือกราวด์ จะถูกต่อเข้ากับขาอินพุตลบของออปแอมป์ การทำงานดังรูปที่ 3.19 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเท่ากับแรงดันอิมิต์วทางด้านบวกเมื่อสัญญาณอินพุตมากกว่าศูนย์ และสัญญาณอินพุตจะเท่ากับแรงดันอิมิต์วทางด้านลบเมื่อสัญญาณอินพุตน้อยกว่าศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



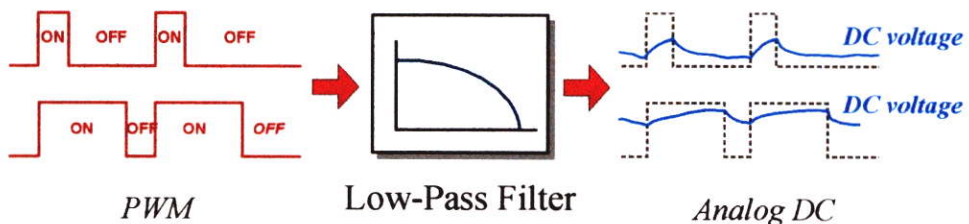
รูปที่ 3.18 วงจรตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์ (Zero-crossing detector)



รูปที่ 3.19 การทำงานของวงจรตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์

### 3.5 การแปลงสัญญาณพีดับลิวเอ็มเป็นแรงดันกระแสตรง

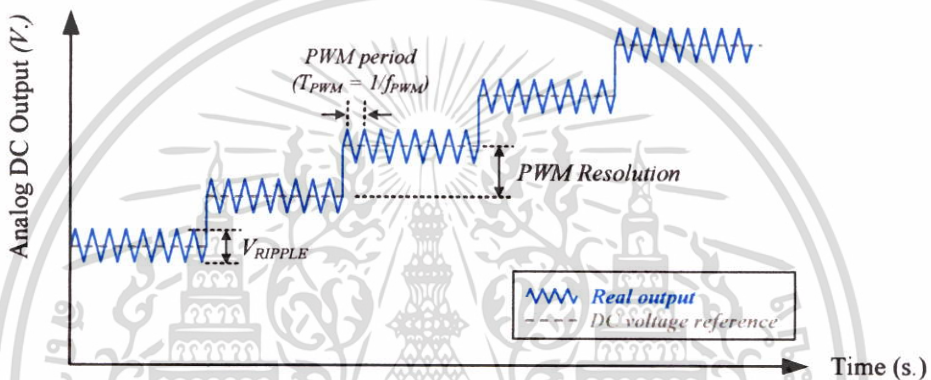
เมื่อสัญญาณพีดับลิวเอ็ม (Pulse width modulation; PWM) ถูกกรองด้วยวงจรความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter; LPF) ผลของสัญญาณที่ได้จะมีลักษณะเป็นสัญญาณแรงดันกระแสตรงที่มีการกระเพื่อม (Ripple) แสดงดังรูปที่ 3.20 [37] ซึ่งลักษณะดังกล่าวเกิดขึ้นจากการเปลี่ยนสถานะของสัญญาณพีดับลิวเอ็มในช่วง “ON time” และ “OFF time” ระดับของแรงดันกระแสตรงเอาต์พุตจะแปรผันตามการเพิ่มและลดความกว้างพัลส์ (Duty cycle) กล่าวคือ เมื่อเพิ่มความกว้างพัลส์ระดับแรงดันจะเพิ่มสูงขึ้น และเมื่อลดความกว้างพัลส์ระดับที่ได้ก็จะลดลง



รูปที่ 3.20 การสร้างสัญญาณแรงดันกระแสตรงจากสัญญาณพีดับลิวเอ็ม

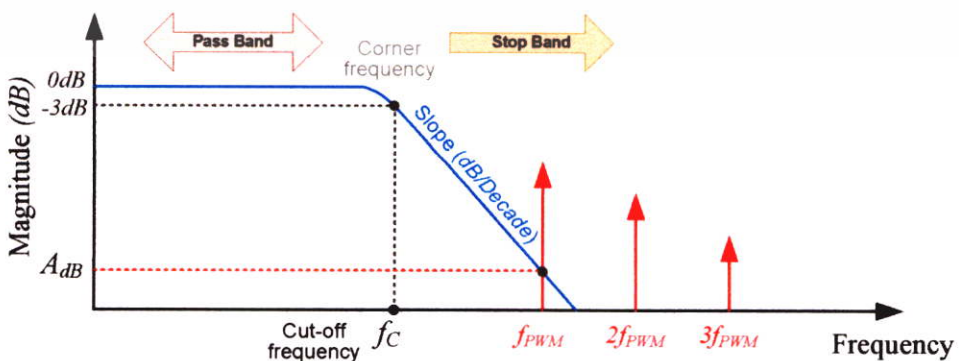
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณภาพของแรงดันกระแสตรงที่สร้างจากสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม จะต้องคำนึงถึง 2 ส่วนสำคัญ คือ ความละเอียด (Resolution) และขนาดแรงดันกระเพื่อม ( $V_{RIPPLE}$ ) ข้อควรคำนึงประการแรก ความละเอียดของแรงดันเอาต์พุต จะขึ้นอยู่กับความละเอียดของการปรับความกว้างพัลส์ (PWM resolution) ซึ่งหมายความว่า หากสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่เป็นต้นกำเนิดในการสร้าง มีความละเอียดมากเท่าไร สัญญาณแรงดันกระแสตรงที่ได้ก็จะสามารถปรับขนาดได้ละเอียดตาม แสดงดังรูปที่ 3.21 ข้อควรคำนึงประการที่สอง การกระเพื่อมของสัญญาณ ในข้อนี้ถือว่ามีความสำคัญอย่างยิ่ง เพราะแรงดันกระแสตรงที่ได้นั้น ควรมีความราบเรียบใกล้เคียงในทางอุดมคติมากที่สุด ซึ่งวิธีการกำจัดแรงดันกระเพื่อมให้ลดลงหรือหายไป สามารถทำได้โดยการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เพื่อกรองความถี่การกระเพื่อมที่ไม่ต้องการให้หมดไป



รูปที่ 3.21 แรงดันกระแสตรงที่ได้จากการแปลงสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

จากรูปที่ 3.21 การกระเพื่อมของสัญญาณที่เกิดขึ้นนั้น เป็นสาเหตุมาจากการ ON และ OFF ของสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ดังนั้นความถี่ของแรงดันกระเพื่อม จะมีค่าเท่ากับความถี่ฮาร์มอนิกส์ (Harmonics) ของสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม วิธีการจัดการกระเพื่อมดังกล่าวสามารถออกแบบโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งความถี่คัตออฟ (Cut-off frequency;  $f_c$ ) ของวงจรต้องต่ำกว่าความถี่ของสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ( $f_{PWM}$ ) แสดงดังรูปที่ 3.22 จากวิธีการออกแบบดังกล่าวจะส่งผลให้แรงดันกระเพื่อมไม่สามารถผ่านวงจรกรองไปได้ เหลือแต่เพียงสัญญาณแรงดันกระแสตรงที่เรียบเท่านั้น



รูปที่ 3.22 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านสำหรับการแปลงสัญญาณพีดับบลิวเอ็มเป็นแรงดันกระแสตรง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านสำหรับการแปลงสัญญาณพัลส์วลิเอ็มเป็นแรงดัน กระแสตรง ในขั้นตอนแรกควรกำหนดขอบเขตของแรงดันกระเพื่อม ( $V_{RIPPLE}$ ) ก่อน ว่ายอมรับให้ เกิดขึ้นสูงสุดได้เท่าไร และขั้นตอนถัดมาเลือกขนาด (Amplitude;  $V_{PWM}$ ) ของสัญญาณที่ พัลส์วลิเอ็มที่ใช้ จากข้อมูลข้างต้นสามารถหาอัตราการลดทอนสัญญาณ (Attenuation factor,  $A_{dB}$ ) ของวงจรได้ดังสมการที่ 3.17 [38]

$$A_{dB} = 20 \times \log \left( \frac{V_{RIPPLE}}{V_{PWM}} \right) \quad (3.17)$$

จากกราฟผลตอบแทนทางความถี่ดังรูปที่ 3.15 เมื่อพิจารณาในส่วนที่เป็นความชันของเส้นกราฟ (Slope;  $dB/decade$ ) สามารถประมาณค่าหาความสัมพันธ์ระหว่าง อัตราการลดทอนสัญญาณ ( $A_{dB}$ ), ความถี่สัญญาณพัลส์วลิเอ็ม ( $f_{PWM}$ ) และความถี่คัตออฟ ( $f_C$ ) ได้ดังสมการที่ 3.18 และหาก กำหนดให้ความถี่สัญญาณพัลส์วลิเอ็มเป็นตัวแปรต้น จะสามารถเปลี่ยนรูปสมการเพื่อใช้หา ความถี่คัตออฟได้ดังสมการที่ 3.19

$$A_{dB} = Slope \times \log \left( \frac{f_{PWM}}{f_C} \right) \quad (3.18)$$

เมื่อ  $Slope$  คือ ค่าความชันในหน่วย  $dB/decade$  ของกราฟผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรกรอง ซึ่งจะแตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรกรอง เช่น วงจรกรองอันดับหนึ่ง เท่ากับ  $-20dB/Decade$  , วงจรกรองอันดับสอง เท่ากับ  $-40dB/Decade$  เป็นต้น

$$f_C = f_{PWM} \times 10^{-\frac{A_{dB}}{Slope}} \quad (3.19)$$

เมื่อสมการที่ 3.17 และ 3.18 มีค่าเท่ากัน ดังนั้นจะสามารถหาค่าแรงดันกระเพื่อมได้ด้วยสมการที่ 3.20

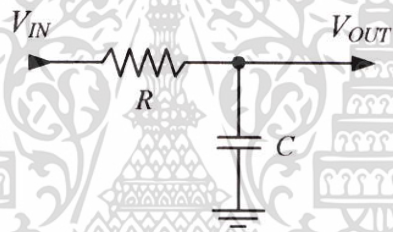
$$V_{RIPPLE} = V_{PWM} \times 10^{\frac{Slope \times \log \left( \frac{f_{PWM}}{f_C} \right)}{20}} \quad (3.20)$$

หากการออกแบบได้กำหนด ขนาดและความถี่ของสัญญาณพัลส์วลิเอ็ม รวมไปถึงชนิดของวงจร กรองที่เลือกใช้ จะสามารถแทนค่าตัวแปร  $V_{PWM}$  ,  $f_{PWM}$  และ  $Slope$  ที่ทราบค่า ลงไปในสมการที่ 3.20 ก็จะทำให้คำนวณหาค่าแรงดันกระเพื่อมของการออกแบบได้

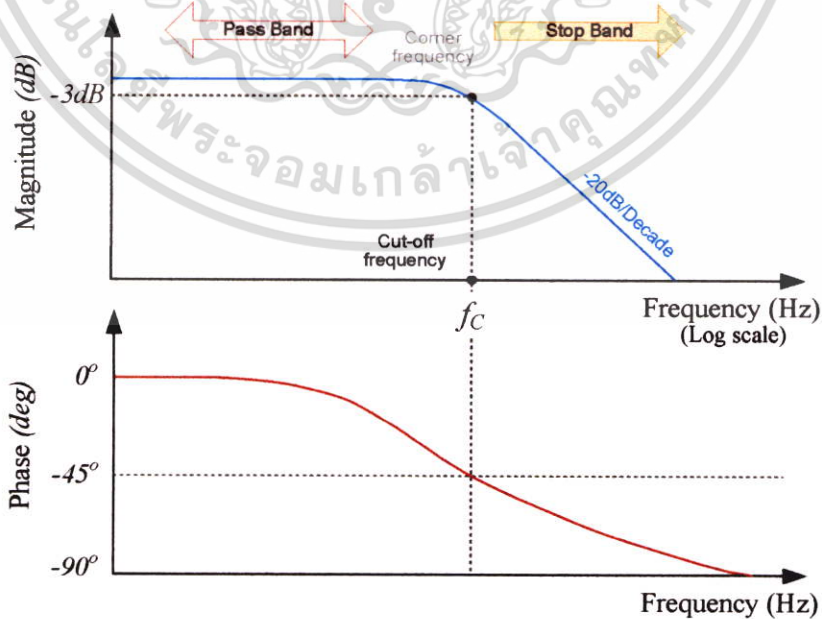
### 3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟ

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน คือ วงจรที่ยอมให้สัญญาณความถี่ต่ำกว่าค่าที่กำหนดผ่านไปได้ และ ความถี่ที่สูงกว่าจะถูกลดทอนออกไป ซึ่งค่าความถี่ที่สามารถผ่านไปได้ จะนับตั้งแต่ความถี่ 0 Hz. ไปจนถึงค่าความถี่ที่กำหนด ซึ่งความถี่ดังกล่าวเรียกว่า ความถี่คัตออฟ แสดงดังรูปที่ 3.23 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง (1<sup>st</sup>-order low pass filter) ในวงจรประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุอย่างละ 1 ตัว โดยตัวต้านทานจะต่ออนุกรมอยู่กับสัญญาณอินพุต ( $V_{IN}$ ) ส่วนตัวเก็บประจุจะต่อขนานอยู่กับสัญญาณเอาต์พุต ( $V_{OUT}$ ) ลักษณะการเชื่อมต่อง่ายๆ เมื่อมีสัญญาณความถี่สูงเข้ามาทางอินพุต ค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุ ( $X_C$ ) จะลดต่ำลง ทำให้แรงดันเอาต์พุตลดลง และหากความถี่ของสัญญาณยิ่งสูงเพิ่มขึ้นอีก ค่ารีแอคแตนซ์ก็จะมีค่าลดต่ำลงเรื่อยๆจนทำให้แรงดันเอาต์พุตลดหายไป ความถี่คัตออฟของวงจรสามารถกำหนดค่าได้โดยสมการที่ 3.21

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.21)$$



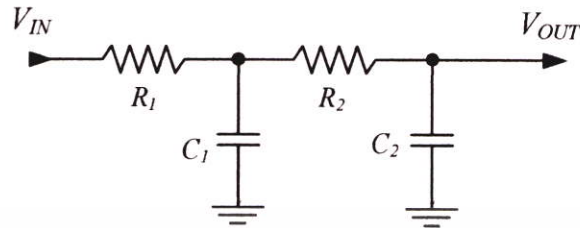
รูปที่ 3.23 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง



รูปที่ 3.24 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองอันดับหนึ่งแสดงดังรูปที่ 3.24 ค่าความถี่คัตออฟจะอยู่ในตำแหน่งที่อัตราการลดทอนเท่ากับ  $-3\text{dB}$  และสัญญาณเอาต์พุตจะมีมุมเฟส (Phase)  $-45^\circ$  ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต

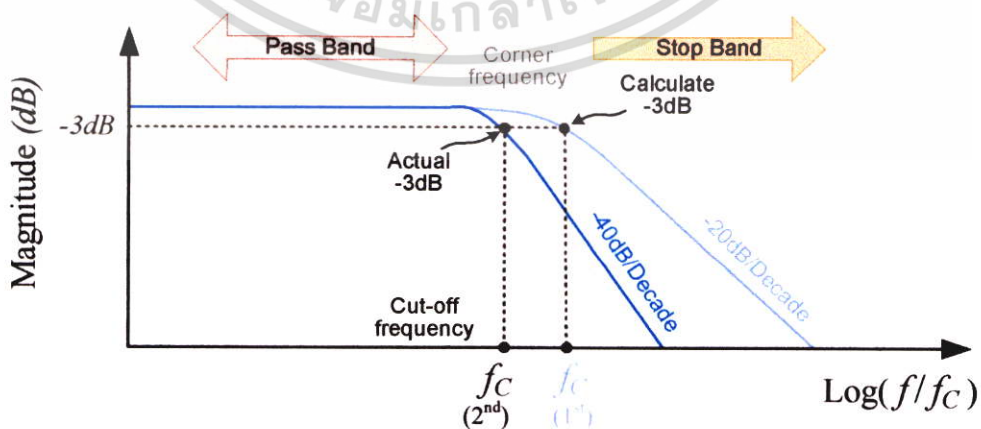


รูปที่ 3.25 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง

แสดงดังรูปที่ 3.25 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง แบบพาสซีฟ ( $2^{\text{nd}}$ -order low pass filter) ลักษณะการเชื่อมต่อจะเป็นการนำเอาวงจรอันดับหนึ่งมาทำการต่อซ้อนกันแบบลำดับชั้น ในวงจรประกอบด้วยตัวต้านทาน 2 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุจะต่อจับคู่กันในลักษณะ  $R_1-C_1$  และ  $R_2-C_2$  ค่าความถี่คัตออฟของวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.22 และหากเลือกใช้ค่าความต้านทานเท่ากัน ( $R = R_1 = R_2$ ) และค่าความจุเท่ากัน ( $C = C_1 = C_2$ ) ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์เช่นเดียวกับวงจรกรองอันดับหนึ่ง (สมการที่ 3.21)

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.22)$$

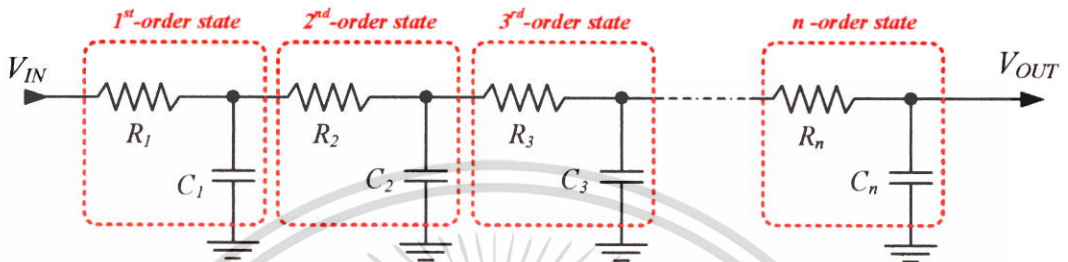
จากผลตอบสนองดังรูปที่ 3.26 แสดงให้เห็นว่าความชันของเส้นกราฟจะมีค่าเท่ากับ  $-40\text{dB/Decade}$  ซึ่งเป็นสองเท่าของวงจรกรองอันดับหนึ่ง ทำให้ ณ ตำแหน่งที่สัญญาณถูกลดทอนเท่ากับ  $-3\text{dB}$  ความถี่คัตออฟจริงของวงจรอันดับสอง ( $f_c (2^{\text{nd}})$ ) จะมีค่าต่ำกว่าการคำนวณด้วยสมการที่ 3.22



รูปที่ 3.26 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติการต่อวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบหลายอันดับ โดยต่อเป็นลำดับขึ้นไปเรื่อยๆ ดังรูปที่ 3.27 ลักษณะการต่อวงจรดังกล่าว สามารถออกแบบให้แม่นยำได้ยากมาก เนื่องจากระบบพลวัตอิมพีแดนซ์ (The dynamic impedance) ในวงจรแต่ละอันดับ จะส่งผลกระทบต่อถึงกัน แต่อย่างไรก็ตามหากต้องการต่อใช้งานวงจรกรองแบบหลายอันดับ สามารถลดผลกระทบได้โดยเลือกใช้ค่าอิมพีแดนซ์ที่มากกว่า 10 เท่าของวงจรลำดับที่ต่ำกว่า เช่น  $R_2 = 10 \times R_1$  และ  $C_2 = C_1 / 10$



รูปที่ 3.27 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบหลายอันดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

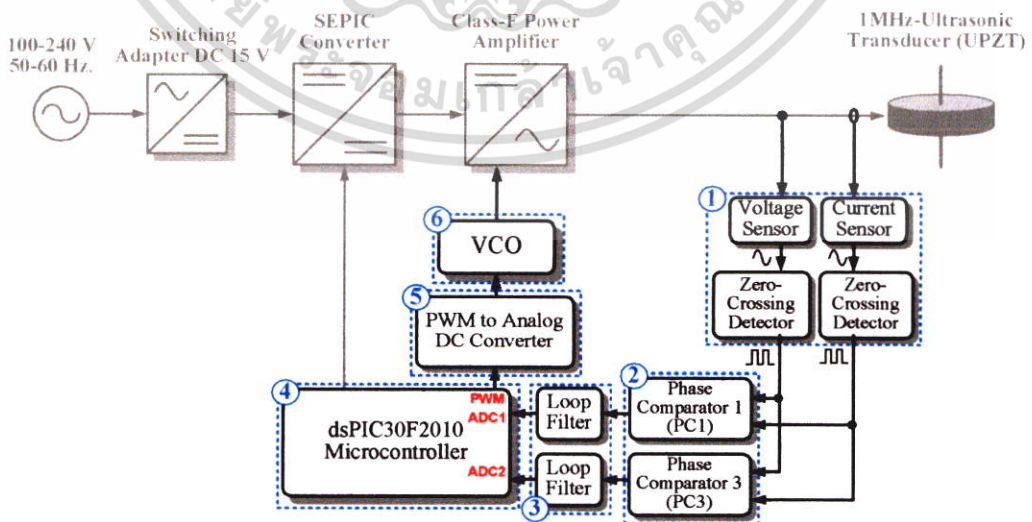
### การออกแบบระบบควบคุมที่นำเสนอ

เนื้อหาในบทนี้เป็นกรอธิบายถึงการออกแบบวงจรส่วนต่างๆที่ใช้ทั้งหมดในงานวิจัยนี้ โดยเริ่มจากหัวข้อที่ 4.1 ได้กล่าวถึงภาพรวมของวงจรทั้งหมดว่าประกอบด้วยกี่ส่วน แต่ละส่วนทำหน้าที่ใดบ้าง และในส่วนหัวข้อ 4.2 – 4.7 จะเป็นการอธิบายถึงการออกแบบวงจร ซึ่งรวมไปถึงการคำนวณค่าพิกัดต่างๆที่เกี่ยวข้อง

#### 4.1 ภาพรวมของวงจรทั้งหมดที่ทำการออกแบบในงานวิจัยนี้

ชุดวงจรทั้งหมดที่ได้นำเสนอแสดงดังรูปที่ 4.1 ประกอบด้วยส่วนแรก คือ วงจรขับ UPZT เดิม (บริเวณกรอบสี่เหลี่ยม) ทำหน้าที่เป็นวงจรกำลัง ออกแบบด้วยวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ และวงจรเซบิคคอนเวอร์เตอร์ และในส่วนที่สองที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ คือ วงจรควบคุมที่ออกแบบขึ้นมาใหม่ ประกอบด้วย 6 ส่วน ดังนี้

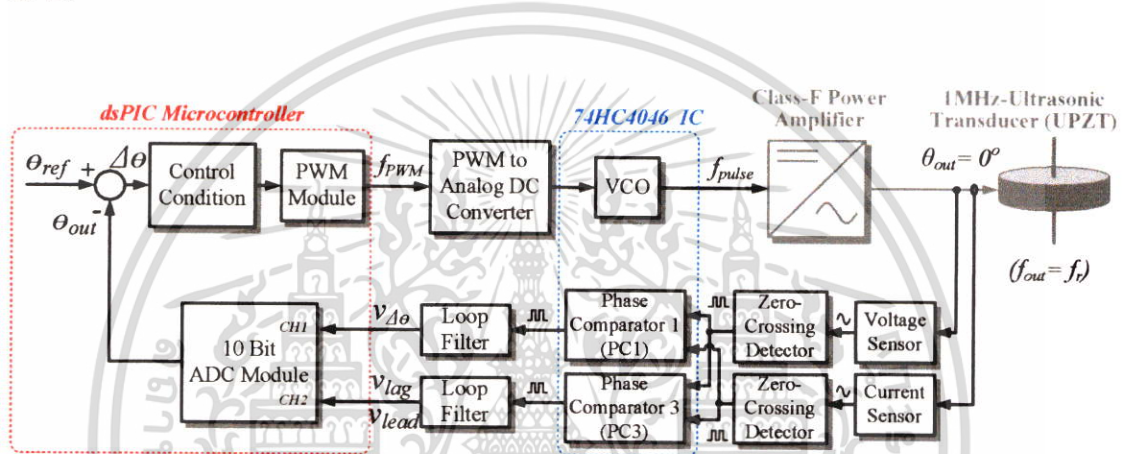
1. ส่วนตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแส
2. ส่วนเปรียบเทียบเฟส
3. ส่วนวงจรกรองความถี่สูง
4. ส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์
5. ส่วนวงจรแปลงสัญญาณพีดีบีลิวเอ็มเป็นแรงดันกระแสตรง
6. ส่วนออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน



รูปที่ 4.1 ภาพรวมการทำงานทั้งหมดของเทคนิคที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรถวลที่ออกแบบขึ้นมาใหม่ เป็นตัวช่วยที่เพิ่มฟังก์ชันการทำงาน และเพิ่มความสามารถให้กับตัววงจรขยายกำลังคลาสเอฟ กล่าวคือ ช่วยให้สามารถปรับจูนความถี่ในการขับ UPZT ได้แบบอัตโนมัติ หลักการทำงานจะเริ่มจากส่วนวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแส ส่งต่อสัญญาณไปยังวงจรตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์ เพื่อแปลงสัญญาณมาเป็นรูปแบบพัลส์ จากนั้นจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับความต่างเฟสโดยวงจรเปรียบเทียบเฟส และส่งต่อค่าความต่างเฟสที่ได้ไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อทำการประมวลผล เมื่อรู้ผลค่าความต่างเฟสแล้วไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการสร้างสัญญาณพีดีบีลิวเอ็ม ส่งผ่านไปยังวงจรถวลแปลงสัญญาณพีดีบีลิวเอ็มเป็นแรงดันกระแสตรง เพื่อควบคุมความถี่ของ VCO ซึ่งใช้เป็นความถี่สวิตซ์ชิ่งของวงจรถวลขยายกำลังคลาสเอฟและใช้ขับ UPZT



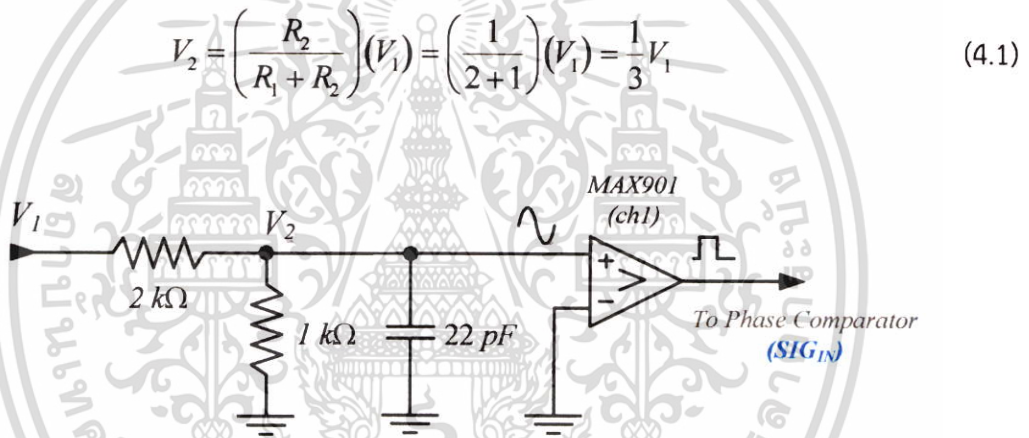
รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงเทคนิคการควบคุมที่นำเสนอ

เทคนิคการควบคุมที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ แสดงดังรูปที่ 4.2 เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010 เป็นตัวประมวลผลหลัก หน้าที่แรกของไมโครคอนโทรลเลอร์ คือ รอรับสัญญาณความต่างเฟสที่กรองโดยวงจรกรองความถี่รูปรีบร็อยแล้ว จากวงจรเปรียบเทียบเฟส PC1 สำหรับประมวลค่ามุมต่างเฟส และวงจรเปรียบเทียบเฟส PC3 สำหรับประมวลผลสถานะมุมเฟสนำหน้า (leading) หรือล่าหลัง (lagging) เงื่อนไขการควบคุมที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ถูกกำหนดไว้คือ ทำให้แรงดันและกระแสมีความต่างเฟสเข้าใกล้  $0^\circ$  มากที่สุด ซึ่ง ณ สถานะดังกล่าว เป็นจุดที่ทำให้ UPZT เกิดสถานะเรโซแนนซ์ ( $f_r$ ) ดังนั้นหน้าที่ในลำดับถัดมาของไมโครคอนโทรลเลอร์ก็คือ การพยายามควบคุมความถี่โดยการปรับความกว้างพัลส์ของโมดูลพีดีบีลิวเอ็ม (PWM module) เพื่อควบคุมความถี่ของวงจรถวลไม่ให้เกิดความต่างเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันและกระแส สำหรับในการกำหนดขอบเขตเพื่อสร้างต้นแบบนั้น ด้วยเงื่อนไขและข้อจำกัดของอุปกรณ์ และวงจรต่างๆที่จะนำมาใช้งานจริง งานวิจัยนี้จึงได้กำหนดขอบเขตของการควบคุมไว้คือ มีความต่างเฟสได้ไม่เกิน  $\pm 10^\circ$

## 4.2 การออกแบบส่วนตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแส

### 4.2.1 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดัน

การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันในงานวิจัยนี้ แสดงดังรูปที่ 4.3 ทำหน้าที่ในการตรวจจับแรงดันเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ และแปลงให้เป็นสัญญาณแรงดันพัลส์ เลือกใช้วงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider Circuit) แบบตัวต้านทานเพื่อลดระดับแรงดันให้เหมาะสม ก่อนป้อนให้กับไอซีเปรียบเทียบแรงดัน ใช้ค่าความต้านทานตัวแรกเท่ากับ 2 กิโลโอห์ม (k $\Omega$ ) และความต้านทานตัวที่สองค่าเท่ากับ 1 กิโลโอห์ม ดังนั้นจึงสามารถลดแรงดันเอาต์พุต ( $V_1$ ) ลงได้ 3 เท่าแสดงดังสมการที่ 4.1 และส่วนที่ทำการแปลงสัญญาณไปเป็นสัญญาณพัลส์ ออกแบบโดยใช้ไอซีเปรียบเทียบแรงดัน MAX901 โดยต่อวงจรเป็นแบบตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์ สัญญาณพัลส์ซึ่งเป็นตัวแทนของแรงดันที่ได้ จะถูกส่งไปยังส่วนเปรียบเทียบเฟสทางขา  $SIG_{IN}$



รูปที่ 4.3 วงจรแบ่งแรงดันที่ทำการออกแบบ

### 4.2.2 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณกระแส

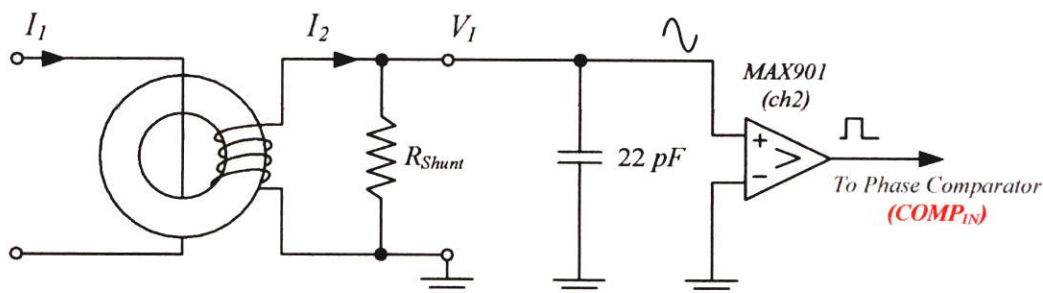
วงจรตรวจจับกระแสที่ได้ทำการออกแบบ แสดงดังรูปที่ 4.5 ในส่วนนี้มีหน้าที่แรก คือ ตรวจจับสัญญาณกระแสที่ไหลเข้าสู่ UPZT อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณกระแสได้เลือกใช้หม้อแปลงวัดกระแส (Current Transformer; CT) รุ่น HM31-10050LF ของบริษัท TT Electronics แสดงดังรูปที่ 4.4 เป็นหม้อแปลงความถี่สูงที่เหมาะสมสำหรับการใช้งานในอุปกรณ์การแพทย์ สามารถวัดกระแสได้สูงสุด 5 แอมป์ และมีอัตราส่วนเท่ากับ 1:50 และมีพิกัดอื่นๆ แสดงดังตารางที่ 4.1

#### ตารางที่ 4.1 พิกัดของหม้อแปลงกระแสความถี่สูง HM31-10050LF

Parameter	Value
1. Turn Ratio	1:50
2. Primary Current Rated	5 A.
3. Frequency Range	20kHz and above
4. Secondary Inductance @10kHz (min)	5 mH.
5. Secondary DC Resistance (max)	0.7 $\Omega$ .
6. Secondary V- $\mu$ S max	300
7. Dimensions W x L x H	15 x 20 x 20 mm.

รูปที่ 4.4 หม้อแปลงกระแสความถี่สูง HM31-10050LF ที่ใช้ในงานวิจัยนี้

หน้าที่ในส่วนที่สองของวงจรตรวจจับกระแสคือ การแปลงสัญญาณไปเป็นแรงดันพัลส์ ดังนั้นจึงได้ทำการออกแบบโดยใช้ตัวต้านทาน ( $R_{Shunt}$ ) ค่าเท่ากับ 50 โอห์ม ต่อเข้ากับฝั่งทุติยภูมิของหม้อแปลงวัดกระแส เพื่อให้ได้สัญญาณกระแสที่อยู่ในรูปแรงดันรูปคลื่นไซน์ (Sinusoidal) และสัญญาณดังกล่าวจะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณแรงดันพัลส์ โดยใช้วงจรตรวจจับแรงดันผ่านศูนย์เช่นเดียวกับหัวข้อ 4.2.1 และสัญญาณที่ได้จะถูกส่งไปยังส่วนเปรียบเทียบเฟสทางขา  $COMP_{IN}$



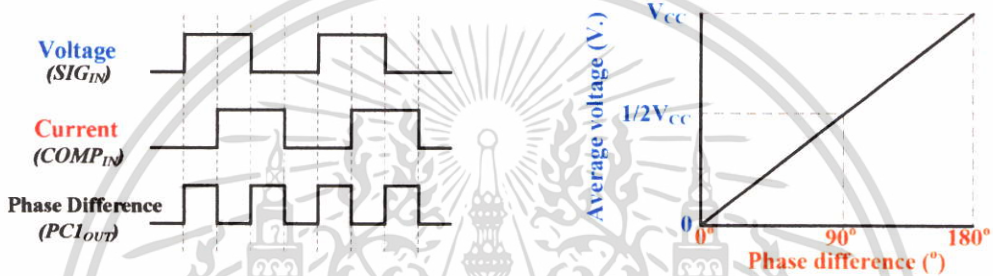
รูปที่ 4.5 วงจรการตรวจจับสัญญาณกระแสที่ทำการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการแข่งขันเพื่อชิงทุนการศึกษานี้ เมื่อผู้ผู้ใดเห็น ขัดแย้งประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 การออกแบบส่วนเปรียบเทียบเฟส

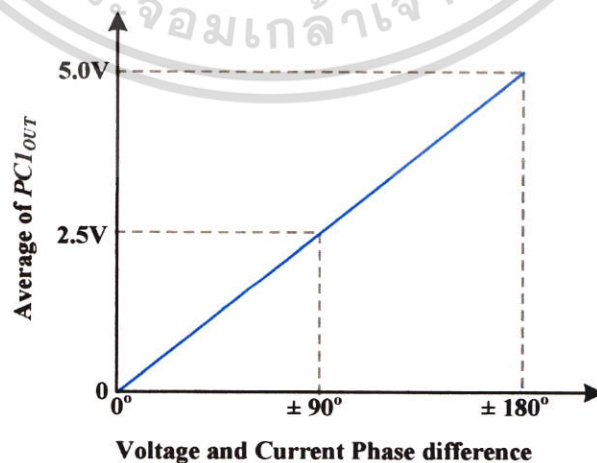
#### 4.3.1 วงจรเปรียบเทียบผลค่าความต่างเฟส

วงจรเปรียบเทียบมุมเฟสตัวที่ 1 เลือกใช้ตัวเปรียบเทียบเฟส PC1 ที่อยู่ภายในไอซีเฟสล็อกกรุปเบอร์ 74HC4046 แสดงลักษณะการทำงานดังรูปที่ 4.6 ใช้เพื่อหาค่ามุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสของวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ สัญญาณแรงดันพัลส์ซึ่งเป็นตัวแทนของแรงดัน จะถูกป้อนเข้าทางขาชื่อ  $SIG_{IN}$  และสัญญาณแรงดันพัลส์ที่เป็นตัวแทนของกระแส จะถูกป้อนเข้าที่ขาชื่อ  $COMP_{IN}$  ตามลำดับ ส่วนผลลัพธ์ค่าความต่างเฟส ( $PCI_{OUT}$ ) จะให้ผลลัพธ์ของค่าความต่างเฟสได้ในช่วงระหว่าง  $0-180^{\circ}$  ซึ่งไม่สามารถระบุมุมเฟสนำหน้า หรือล่าหลังได้



รูปที่ 4.6 ลักษณะการทำงานของตัวเปรียบเทียบเฟส PC1

ในงานวิจัยนี้ออกแบบโดยใช้แรงดันไฟเลี้ยง ( $V_{CC}$ ) เท่ากับ 5 โวลต์ และกำหนดลักษณะโดยใช้เฟสของแรงดันเป็นจุดอ้างอิงที่  $0^{\circ}$  ดังนั้นในการแปลงผลลัพธ์ที่ได้จากตัวเปรียบเทียบเฟส PC1 จะมีความสัมพันธ์ดังกราฟรูปที่ 4.7 โดยค่าเฉลี่ยของผลเปรียบเทียบเฟส ( $PCI_{OUT}$ ) ที่ 0 ถึง 5 โวลต์ จะเทียบได้กับว่า มุมเฟสของกระแสแตกต่างกับมุมเฟสของแรงดันเท่ากับ  $0^{\circ}$  ถึง  $\pm 180^{\circ}$  ดังนั้นอัตราส่วนระหว่างความต่างเฟสและค่าแรงดันเฉลี่ยจะมีค่าเท่ากับ  $0.036^{\circ}/1\text{ mV}$

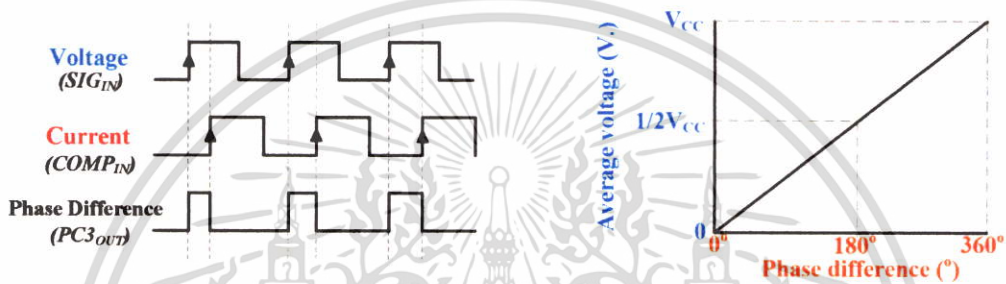


รูปที่ 4.7 การแปลงผลสถานะมุมเฟสของสัญญาณจากตัวเปรียบเทียบเฟส PC1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้เนาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

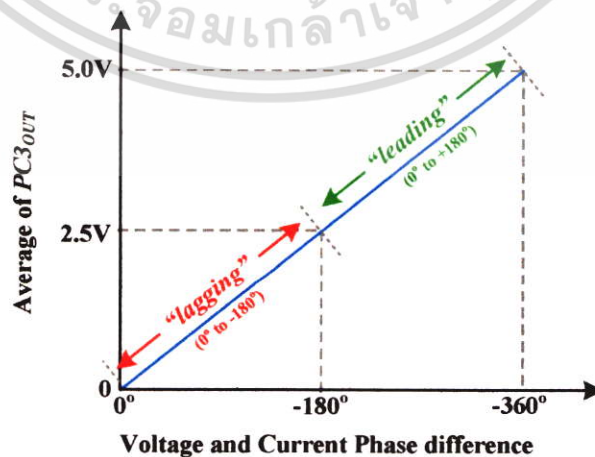
### 4.3.2 วงจรเปรียบเทียบสถานะการนำหน้าหรือล่าหลังของเฟส

วงจรเปรียบเทียบมุมเฟสตัวที่ 2 เลือกใช้ตัวเปรียบเทียบเฟส PC3 ที่อยู่ภายในไอซีเฟสล็อกกลุ่มเบอร์ 74HC4046 มีลักษณะการทำงานแสดงดังรูปที่ 4.8 โดยสิ่งที่ต่างจากตัวเปรียบเทียบเฟส PC1 คือ จะเปรียบเทียบเฉพาะขอบขาขึ้นของสัญญาณทั้งสองเท่านั้น ผลลัพธ์ค่าความต่างเฟส ( $PC3_{OUT}$ ) จะให้ผลลัพธ์ของค่าความต่างเฟสได้ในช่วงระหว่าง  $0-360^\circ$  ซึ่งจะทำให้สามารถระบุมุมเฟสนำหน้าหรือล่าหลังได้ ส่วนอัตราส่วนระหว่างความต่างเฟสและค่าแรงดันเฉลี่ยจะมีค่าเท่ากับ  $0.072^\circ/1\text{ mV}$  ซึ่งให้ความละเอียดที่ต่ำกว่าตัวเปรียบเทียบเฟส PC1 ดังนั้น ผลลัพธ์ค่าความต่างเฟส ( $PC3_{OUT}$ ) จึงถูกนำมาใช้ในการหาเฉพาะสถานะการนำหน้า หรือล่าหลังของมุมเฟสกระแสเพียงอย่างเดียว



รูปที่ 4.8 ลักษณะการทำงานของตัวเปรียบเทียบเฟส PC3

ในการแปลงผลลัพธ์ของตัวเปรียบเทียบเฟส PC3 ( $PC3_{OUT}$ ) งานวิจัยนี้กำหนดความสัมพันธ์ไว้ดังกราฟรูปที่ 4.9 กล่าวคือ ค่าเฉลี่ยของแรงดันที่ได้จาก  $PC3_{OUT}$  ในช่วง  $0 - 2.5$  โวลต์ บ่งบอกถึงสถานะว่ามุมเฟสกระแสล่าหลังแรงดัน (*lagging*) เท่ากับมุม  $0^\circ$  ถึง  $-180^\circ$  และค่าเฉลี่ยของแรงดันที่อยู่ในช่วง  $2.5 - 5.0$  โวลต์ บ่งบอกถึงสถานะมุมเฟสกระแสนำหน้าแรงดัน (*leading*) เท่ากับมุม  $0^\circ$  ถึง  $+180^\circ$



รูปที่ 4.9 การแปลงผลสถานะมุมเฟสของสัญญาณจากตัวเปรียบเทียบเฟส PC3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่ลู่

วงจกรองความถี่ลู่ในงานวิจัยนี้มีถูกออกแบบโดยใช้วงจกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2 หน้าที่ของวงจร คือ 1) กรองสัญญาณ  $PCI_{OUT}$  จากตัวเปรียบเทียบเฟส PC1 2) กรองสัญญาณ  $PC3_{OUT}$  จากตัวเปรียบเทียบเฟส PC3 ให้เรียบและเกิดแรงดันกระเพื่อม ( $V_{RIPPLE}$ ) ต่ำกว่า 2.4 มิลลิโวลต์ ( $mV$ ) ซึ่งเป็นค่าจาก  $LSB / 2$  ของการรับค่าผ่านโมดูลแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (ADC) ความละเอียด 10 บิต การทำงานของวงจกรองความถี่ลู่จะทำการกรองเอาต์พุตจากตัวเปรียบเทียบเฟส PC1 และ PC3 ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้แบ่งการออกแบบเป็น 2 ส่วน ซึ่งจะได้กล่าวต่อไปในหัวข้อ 4.4.1 และ 4.4.2 ตามลำดับ

##### 4.4.1 การออกแบบวงจกรองความถี่ลู่สำหรับตัวเปรียบเทียบเฟส PC1

สัญญาณผลลัพธ์ความต่างเฟส  $PCI_{OUT}$  เกิดจากการเปรียบเทียบทั้งขอบขาขึ้น และขาลงของสัญญาณความถี่ 1 MHz ดังนั้นค่าความถี่ของสัญญาณที่ได้จะเป็น 2 เท่าของสัญญาณ คือ 2 MHz และมีขนาดเท่ากับ 5 โวลต์ จากข้อมูลดังกล่าว สามารถออกแบบวงจกรองความถี่ลู่ได้ดังต่อไปนี้

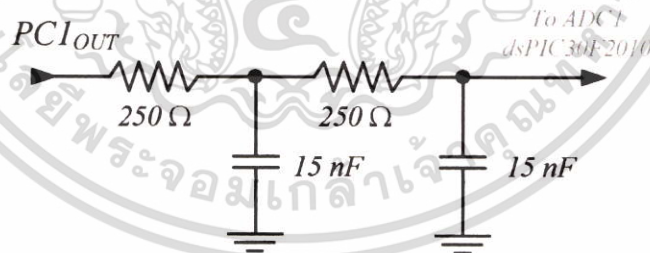
ขั้นตอนที่ 1 - กำหนดค่า  $f_{PWM} = 2 \text{ MHz}$ ,  $V_{PWM} = 5 \text{ V}$  และ  $V_{RIPPLE} = 2.4 \text{ mV}$

ขั้นตอนที่ 2 - แทนค่า  $V_{PWM}$  และ  $V_{RIPPLE}$  ลงในสมการที่ 3.17 จะได้  $A_{dB} = -66.375 \text{ dB}$

ขั้นตอนที่ 3 - แทนค่า  $A_{dB}$  และ  $f_{PWM}$  ลงในสมการที่ 3.19 จะได้ค่า  $f_c = 43.818 \text{ kHz}$

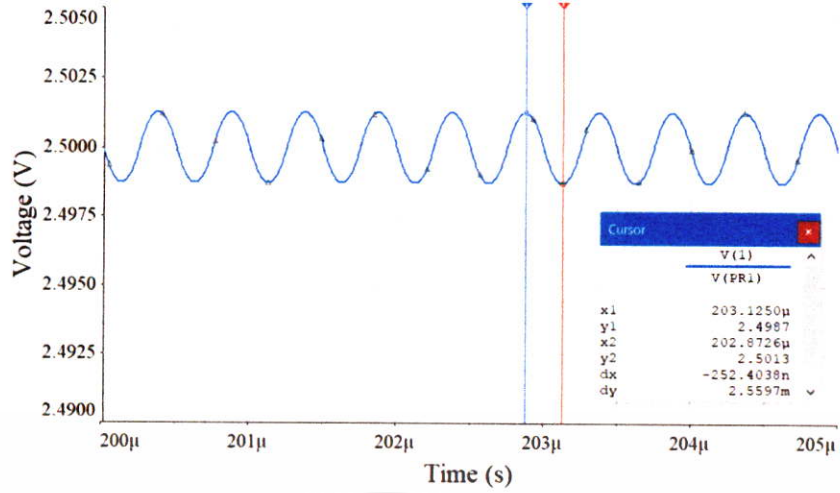
ขั้นตอนที่ 4 - เลือกออกแบบค่าตัวเก็บประจุโดยใช้  $C = 15 \text{ nF}$

ขั้นตอนที่ 5 - แทนค่า  $f_c$  และ  $C$  ลงในสมการ 3.22 จะได้ค่า  $R = 242.15 \Omega$

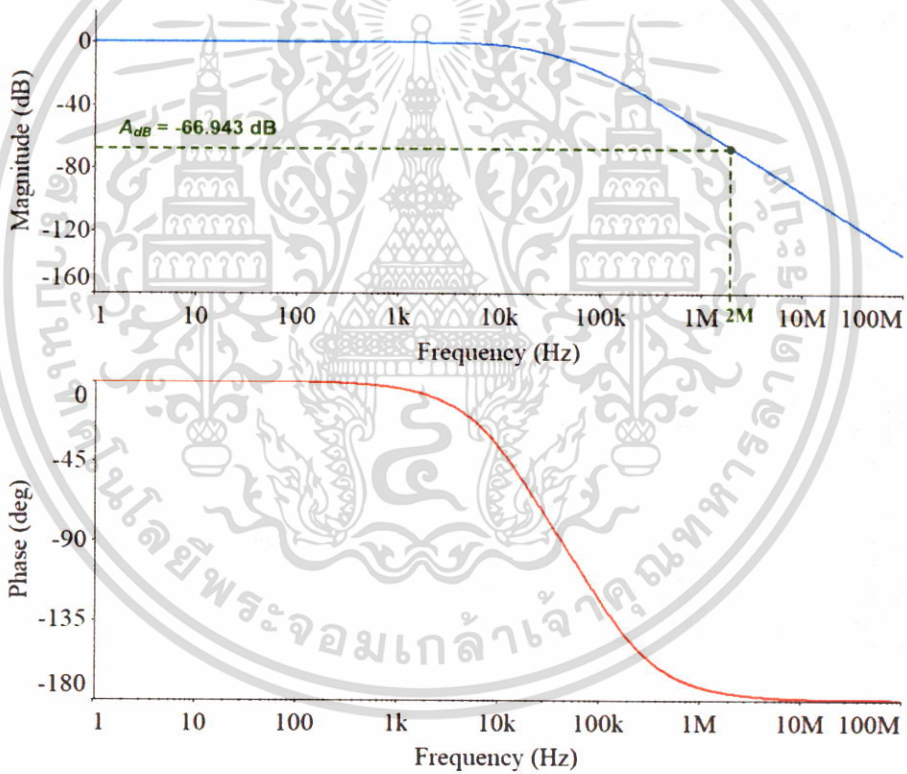


รูปที่ 4.10 วงจร Loop Filter สำหรับกรองสัญญาณเอาต์พุตของ PC1

ดังนั้น วงจกรองความถี่ลู่สำหรับตัวกรองความถี่ PC1 จึงออกแบบได้ดังรูป 4.10 ประกอบด้วยตัวต้านทานขนาด 250 โอห์ม จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุขนาด 15 นาโนฟารัด จำนวน 2 ตัว และผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม NI Multisim 14.0 พบว่าแรงดันกระเพื่อมมีค่าประมาณ 2.5 มิลลิโวลต์แสดงดังรูปที่ 4.11 และผลการลดทอนความถี่แสดงดังกราฟรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.11 ผลแรงดันกระเพื่อมจากการรบกวนสัญญาณเอาต์พุตของ PC1



รูปที่ 4.12 กราฟแสดงการลดทอนความถี่ของวงจรความถี่สูงสำหรับ PC1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่สำหรับตัวเปรียบเทียบเฟส PC3

จากลักษณะการทำงานของตัวเปรียบเทียบเฟส PC3 เป็นการเปรียบเทียบเฟสจากขอบขาขึ้นของสัญญาณกระแสและแรงดัน ทำให้ได้ผลลัพธ์ความต่างเฟส  $PC3_{OUT}$  เป็นสัญญาณที่มีความถี่เท่ากับ 1 MHz และมีขนาดเท่ากับ 5 โวลต์ จากข้อมูลดังกล่าวจึงสามารถนำมาออกแบบวงจรกรองความถี่ได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

**ขั้นตอนที่ 1** - กำหนดค่า  $f_{PWM} = 1 \text{ MHz}$ ,  $V_{PWM} = 5 \text{ V}$  และ  $V_{RIPPLE} = 2.4 \text{ mV}$

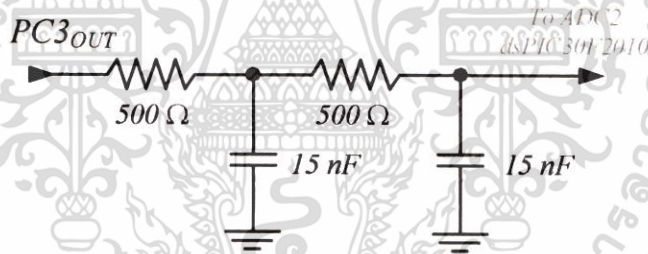
**ขั้นตอนที่ 2** - แทนค่า  $V_{PWM}$  และ  $V_{RIPPLE}$  ลงในสมการที่ 3.17 จะได้  $A_{dB} = -66.375 \text{ dB}$

**ขั้นตอนที่ 3** - แทนค่า  $A_{dB}$  และ  $f_{PWM}$  ลงในสมการที่ 3.19 จะได้ค่า  $f_C = 21.909 \text{ kHz}$

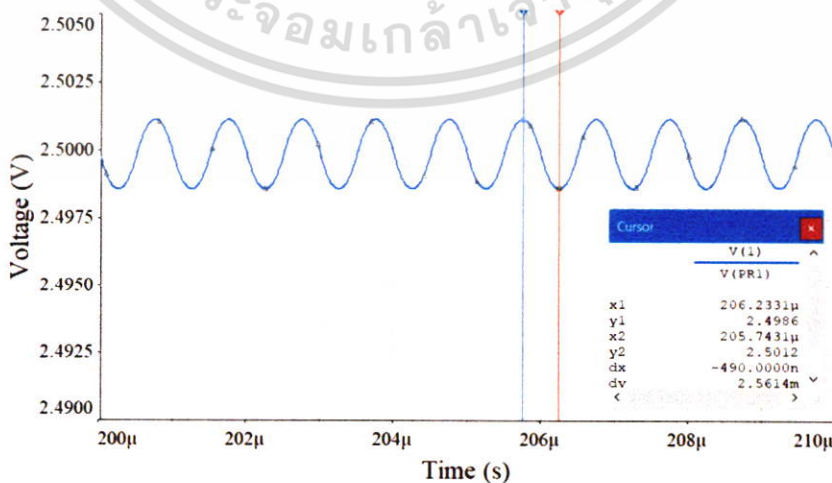
**ขั้นตอนที่ 4** - เลือกออกแบบค่าตัวเก็บประจุโดยใช้  $C = 15 \text{ nF}$

**ขั้นตอนที่ 5** - แทนค่า  $f_C$  และ  $C$  ลงในสมการ 3.22 จะได้ค่า  $R = 484.29 \Omega$

ในทางปฏิบัติได้เลือกใช้ค่าความต้านทานขนาด 500 โอห์ม และตัวเก็บประจุขนาด 15 นาโนฟารัดมาใช้ในการออกแบบแสดงดังรูปที่ 4.13 และผลจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 4.14 พบว่าแรงดันกระแสเพื่่อมมีค่าประมาณ 2.5 มิลลิโวลต์ และได้ผลการลดทอนความถี่แสดงดังกราฟรูปที่ 4.15

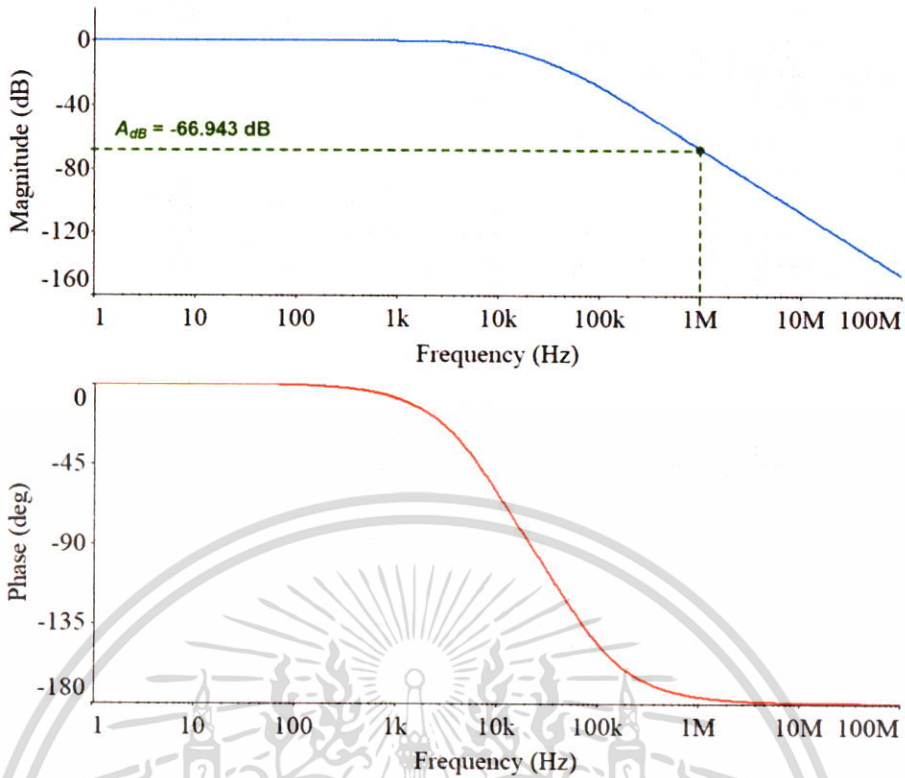


รูปที่ 4.13 วงจร Loop Filter สำหรับกรองสัญญาณเอาต์พุตของ PC3



รูปที่ 4.14 ผลแรงดันกระแสเพื่่อมจากการกรองสัญญาณเอาต์พุตของ PC3

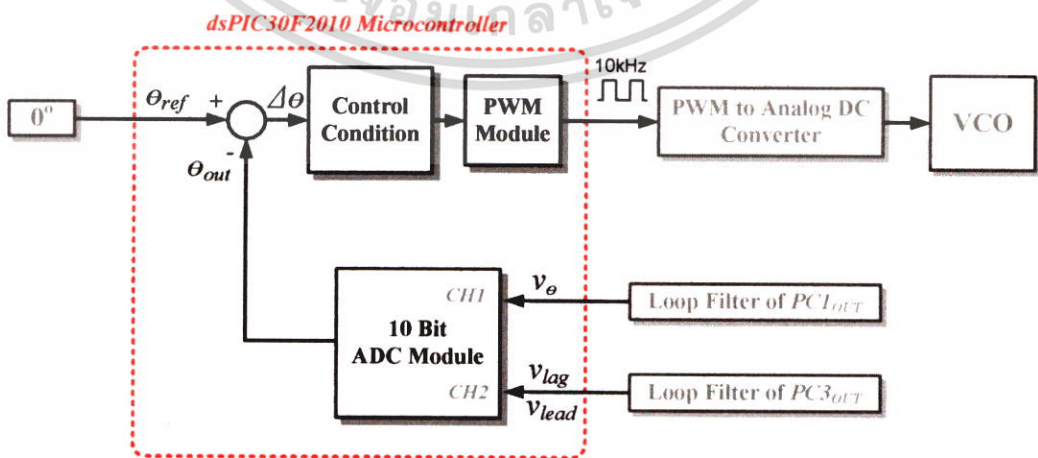
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 กราฟแสดงการลดทอนความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงสำหรับ PC3

#### 4.5 การออกแบบการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2011

ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2011 เป็นตัวประมวลผลหลักที่ใช้ในงานวิจัยนี้ มีหน้าที่หลัก 2 ส่วน อย่างแรกคือการประมวลผลความต่างเฟส จากสัญญาณที่รับมาจากวงจรกรองความถี่สูง และ ส่วนที่สองคือ สร้างสัญญาณพีดีบีลิวเอ็ม 10 กิโลเฮิร์ตซ์ (kHz) เพื่อควบคุมความถี่ของ VCO ในการออกแบบได้ทำการแยกอธิบายออกเป็นหัวข้อย่อย 2 หัวข้อ คือ 4.5.1 และหัวข้อ 4.5.2 ตามลำดับ

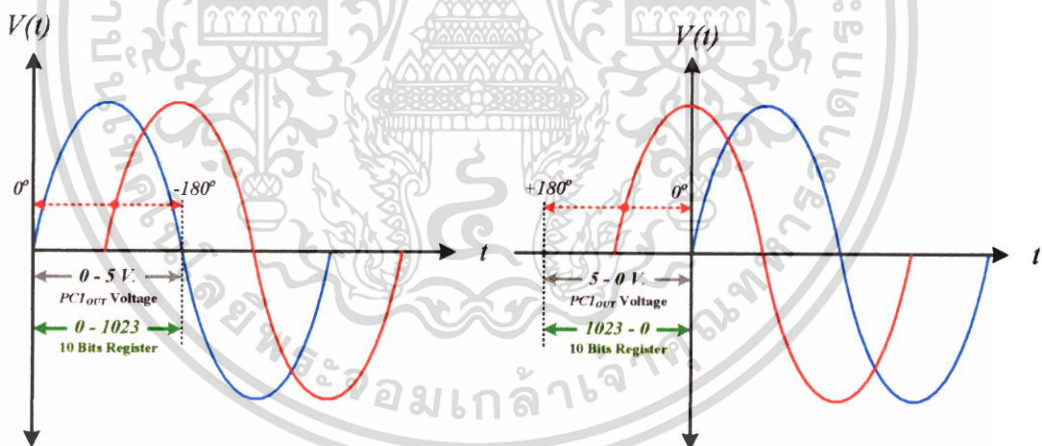


รูปที่ 4.16 หน้าที่การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010

#### 4.5.1 การประมวลผลสัญญาณความต่างเฟส

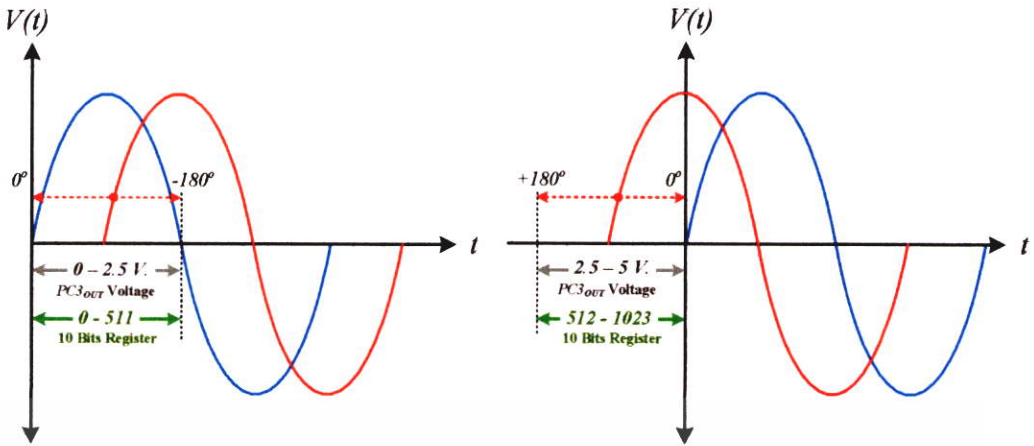
จากที่ได้กล่าวข้างต้นในหัวข้อที่ 4.3 ไว้แล้วนั้น ตัวเปรียบเทียบเฟสทั้ง 2 ตัวที่ใช้ในงานวิจัยนี้ กำหนดให้ทำหน้าที่ต่างกัน 2 ลักษณะ คือ ตัวเปรียบเทียบเฟส PC1 ใช้ผลลัพธ์เพื่อประมวลผลมุมต่างเฟส และตัวเปรียบเทียบเฟส PC3 จะถูกใช้ผลลัพธ์เพื่อประมวลสถานะมุมเฟสนำหน้าหรือล่าหลัง สัญญาณทั้งสองจะถูกกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำ จนมีลักษณะเป็นสัญญาณแรงดันกระแสตรง ดังนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์จึงถูกออกแบบให้รับค่าทั้งสองผ่านโมดูลแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลช่องที่ 1 (CHI) และช่องที่ 2 (CH2) ตามลำดับ ทั้งนี้สัญญาณความต่างเฟสที่ไมโครคอนโทรลเลอร์รับรู้ นั้น จะถูกจัดเก็บไว้ในรูปแบบตัวเลขฐานสอง (Binary Code) ขนาด 10 บิต ซึ่งจะใช้สำหรับการประมวลผลออกมาเป็นมุมเฟสได้ในภายหลัง

แสดงดังรูปที่ 4.17 (ซ้าย) คือการแปลงผลลัพธ์ความต่างเฟส  $PCI_{OUT}$  ในขณะที่มุมเฟสกระแสล่าหลังแรงดัน ค่ามุมต่างเฟสช่วง 0 ถึง  $-180^\circ$  จะแปรผันตรงกับแรงดันเฉลี่ยจาก  $PCI_{OUT}$  ช่วง 0-5 โวลต์ และตัวเลข 10 บิตในรีจิสเตอร์ช่วง 0-1023 และในลักษณะเดียวกันแสดงดังรูปที่ 4.17 (ขวา) คือขณะที่มุมเฟสกระแสนำหน้าแรงดัน ค่ามุมต่างเฟสช่วง 0 ถึง  $+180^\circ$  จะแปรผันตรงกับแรงดันเฉลี่ยจาก  $PCI_{OUT}$  ช่วง 0-5 โวลต์ และตัวเลข 10 บิตในรีจิสเตอร์ช่วง 0-1023 ซึ่งมีค่าเท่ากันทั้งสองกรณี ดังนั้น ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการประมวลผลจากความอัตราส่วน  $5.6833_{(10\text{ bits})} / 1^\circ$



รูปที่ 4.17 การประมวลค่ามุมต่างเฟสจากสัญญาณของ PC1

ส่วนการประมวลผลสถานะมุมเฟสกระแสนำหน้าหรือล่าหลังแรงดัน แสดงไว้ดังรูปที่ 4.18 ในด้านซ้ายมือคือกรณีเมื่อค่าในรีจิสเตอร์ 10 บิต อ่านได้เท่ากับ 0 ถึง 511 ไมโครคอนโทรลเลอร์จะประมวลผลว่าขณะนี้มุมเฟสของกระแสล่าหลังแรงดัน และรูปที่ 4.18 ทางด้านขวา แสดงถึงสถานะที่ไมโครคอนโทรลเลอร์อ่านค่าในรีจิสเตอร์ 10 บิต ได้เท่ากับ 512 ถึง 1023 การประมวลผลในขณะนั้น จะบ่งบอกสถานะว่ามุมเฟสของกระแสนำหน้าแรงดันอยู่



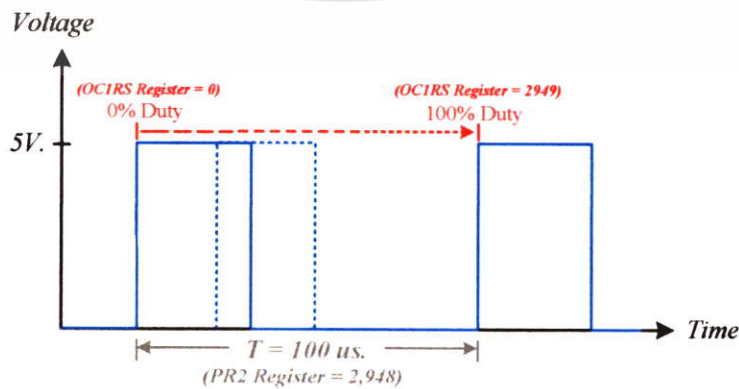
รูปที่ 4.18 การประมวลค่ามุมต่างเฟสจากสัญญาณของ PC3

4.5.2 การสร้างสัญญาณพัลส์ลิวเอ็มสำหรับควบคุมการทำงานของ VCO

ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010 ถูกออกแบบให้ทำงานที่ความเร็ว 29.4912 MHz และสัญญาณพัลส์ลิวเอ็มที่สร้างมีความถี่เท่ากับ 10 kHz ดังนั้น จากสมการที่ 4.2 จะคำนวณได้ว่ามีความละเอียดในการปรับตั้งความถี่เท่ากับ 11.526 บิต ทำให้สามารถปรับความกว้างพัลส์ได้รวมทั้งหมด 2,949 ระดับ

$$PWM \text{ Bits Resolution} = \frac{\log\left(\frac{f_{cy}}{f_{PWM}}\right)}{\log(2)} \text{ bits} \tag{4.2}$$

การกำหนดพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องในการสร้างสัญญาณพัลส์ลิวเอ็ม งานวิจัยนี้ได้เปิดใช้รีจิสเตอร์ 2 ตัว คือ รีจิสเตอร์ PR2 และ OCIRS โดยรีจิสเตอร์ PR2 เป็นตัวนับที่กำหนดคาบเวลาของสัญญาณ เลือกให้มีค่าคงที่เท่ากับ 2,948 และรีจิสเตอร์ OCIRS เป็นตัวที่ทำหน้าที่กำหนดความกว้างของพัลส์ ซึ่งสามารถกำหนดได้สูงสุดเท่ากับ PR2+1 ซึ่งก็คือ 0-2,949 สามารถกำหนดให้ความกว้างพัลส์มีค่าต่ำสุดได้เท่ากับ 0 จนถึง 100 เปอร์เซ็นต์ แสดงดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 สัญญาณพัลส์ลิวเอ็มที่ได้สร้างจากไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010

#### 4.6 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณพัลส์วิดท์เป็นแรงดันกระแสตรง

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ในการแปลงสัญญาณพัลส์วิดท์ที่สร้างจากไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010 ให้เรียบจนเป็นแรงดันกระแสตรง สำหรับการออกแบบเลือกใช้อุปกรณ์กรองความถี่ต่ำผ่านแบบลำดับที่ 2 แสดงดังรูปที่ 4.20 สำหรับขั้นตอนพิจารณาการออกแบบ ได้อ้างอิงถึงข้อมูลในหัวข้อ 4.5.2 ที่ผ่านมา แสดงดังรูปที่ 4.19 ขนาด (Amplitude) ของสัญญาณพัลส์วิดท์มีค่าเท่ากับ 5 โวลต์ ดังนั้นในการปรับระดับความกว้างพัลส์ทั้งหมด 2,949 ระดับ จะทำให้เกิดแรงดันกระแสตรงจาก 0 ถึง 5 โวลต์ และคิดเป็นความละเอียดในการปรับคือ  $1.6954 \text{ mV/step}$  ดังนั้นการกำหนดค่าแรงดันกระแสเพิ่ม ( $V_{RIPPLE}$ ) จึงไม่ควรสูงเกินความละเอียดในการปรับ และจากข้อมูลดังกล่าวจึงสามารถนำมาออกแบบวงจรได้ตามขั้นตอนต่อไปนี้

**ขั้นตอนที่ 1** - กำหนดค่า  $f_{PWM} = 10 \text{ kHz}$ ,  $V_{PWM} = 5 \text{ V}$  และ  $V_{RIPPLE} = 1.6954 \text{ mV}$

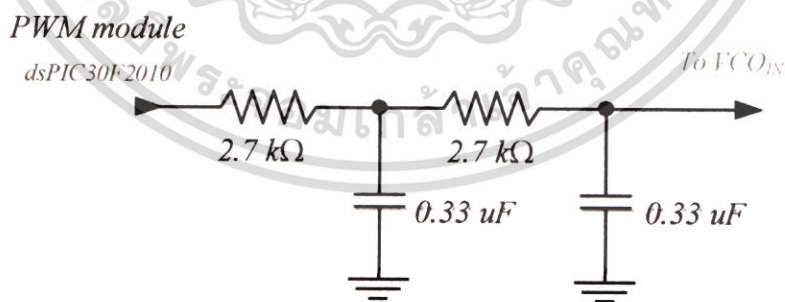
**ขั้นตอนที่ 2** - แทนค่า  $V_{PWM}$  และ  $V_{RIPPLE}$  ลงในสมการที่ 3.17 จะได้  $A_{dB} = -69.394 \text{ dB}$

**ขั้นตอนที่ 3** - แทนค่า  $A_{dB}$  และ  $f_{PWM}$  ลงในสมการที่ 3.19 จะได้ค่า  $f_C = 184.14 \text{ Hz}$

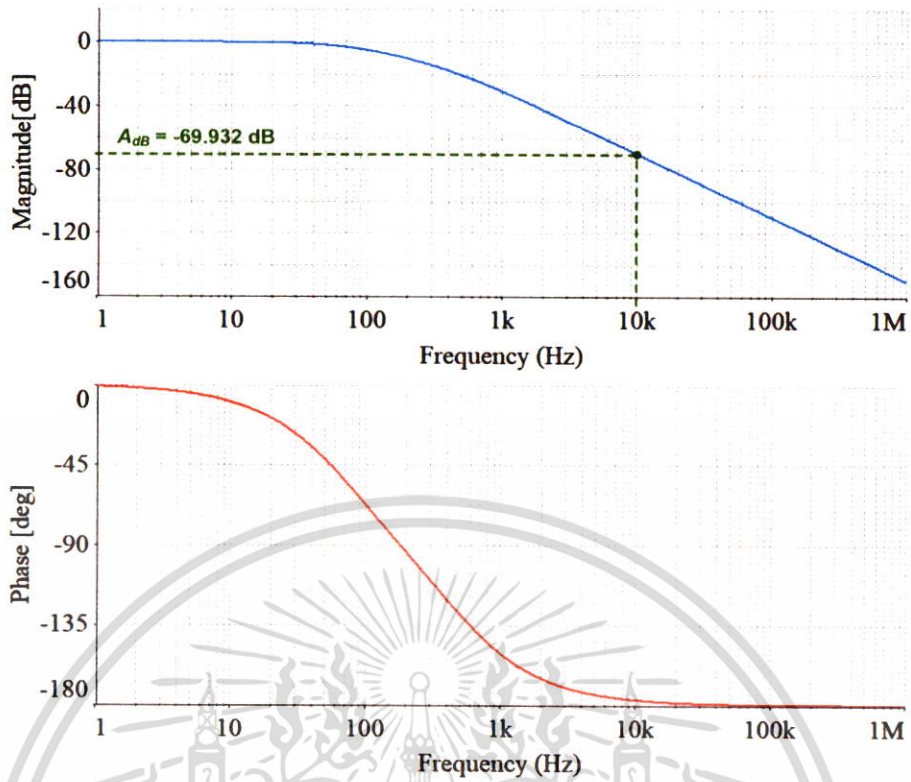
**ขั้นตอนที่ 4** - เลือกออกแบบค่าตัวเก็บประจุโดยใช้  $C = 0.33 \mu\text{F}$

**ขั้นตอนที่ 5** - แทนค่า  $f_C$  และ  $C$  ลงในสมการ 3.22 จะได้ค่า  $R = 2.62 \text{ k}\Omega$

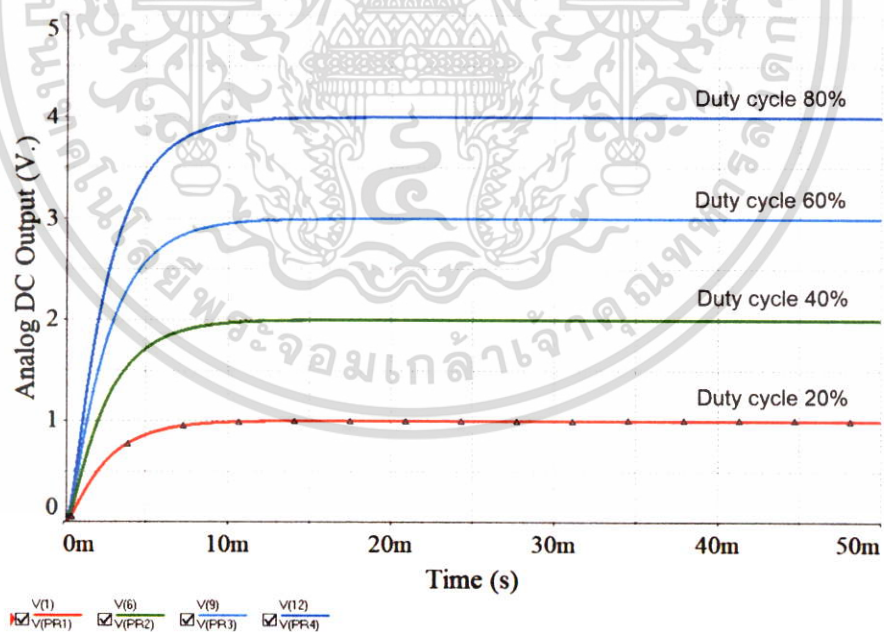
ในทางปฏิบัติได้เลือกใช้ค่าความต้านทานขนาด 2.7 กิโลโอห์ม และตัวเก็บประจุขนาด 0.33 ไมโครฟารัด แสดงดังรูปที่ 4.20 และผลจำลองการทำงานโดยโปรแกรม NI Multisim 14.0 แสดงดังกราฟรูปที่ 4.21 ได้อัตราการลดทอนความถี่เท่ากับ  $-69.932 \text{ dB}$  และผลทดลองแสดงดังรูปที่ 4.22 และ 4.23 พบว่าแรงดันกระแสเพิ่มเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ 1.585 มิลลิโวลต์



รูปที่ 4.20 วงจร PWM to Analog DC Converter ที่นำเสนอ

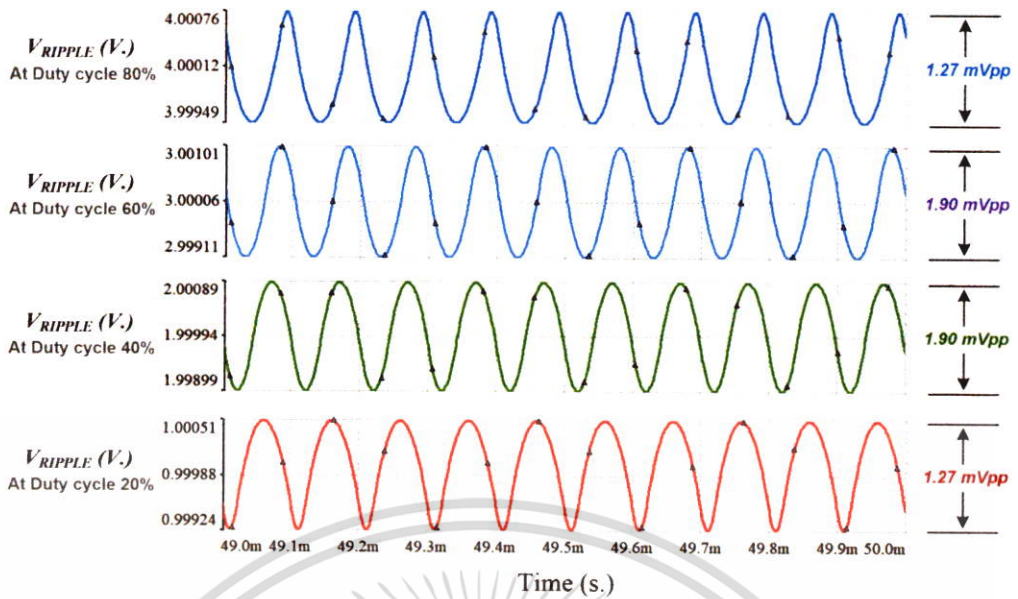


รูปที่ 4.21 กราฟการสตอนความถี่ของวงจร PWM to Analog DC Converter



รูปที่ 4.22 แรงดันเอาต์พุตของวงจร PWM to Analog DC Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 แรงดันกระเพื่อมของวงจร PWM to Analog DC Converter

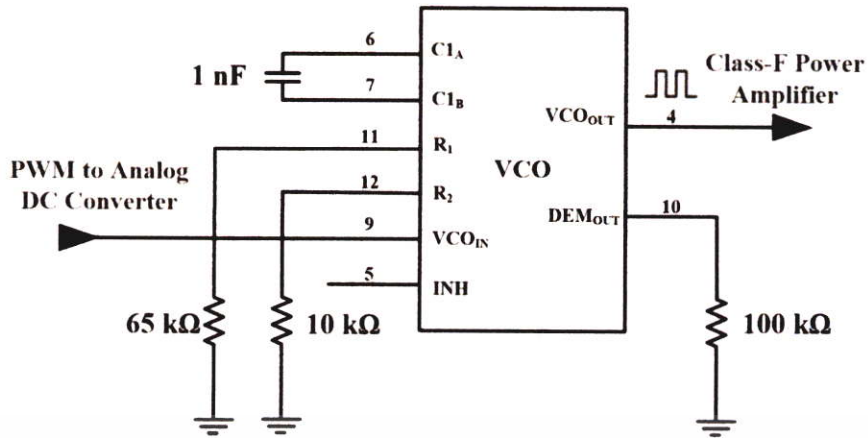
#### 4.7 การออกแบบส่วนออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน

VCO ที่เลือกใช้ เป็นวงจรที่บรรจุอยู่ในไอซีเฟลลิกูลูปเบอร์ 74HC4046 ถูกออกแบบให้มี 2 หน้า ที่ โดยหน้าที่แรกคือรับสัญญาณแรงดันจากวงจรแปลงสัญญาณพีคดับลิวเอ็มเป็นแรงดัน กระแสตรง และหน้าที่ที่สองคือสร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave) สำหรับใช้ขับขาเกต (Gate) ของวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ ซึ่งพื้นฐานการทำงานของวงจรคือ ความถี่ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม จะแปรผันตามระดับแรงดันกระแสตรงที่รับเข้ามา ค่าพารามิเตอร์การออกแบบทั้งหมดแสดงไว้ดัง ตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าการออกแบบวงจร VCO

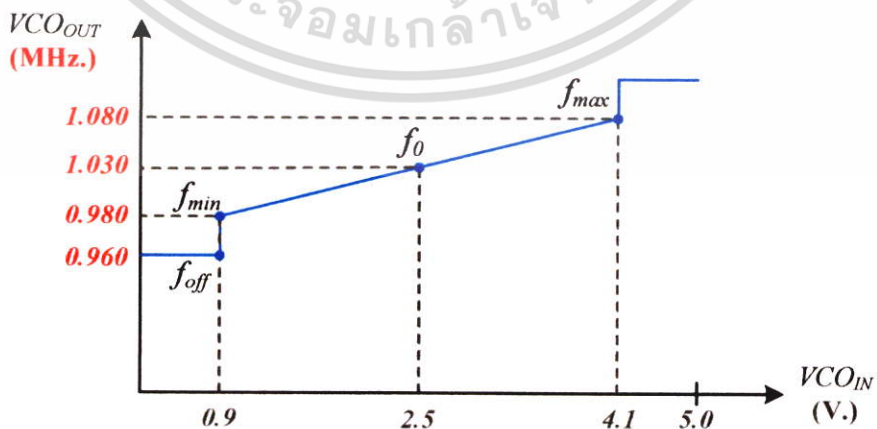
Descriptions	Setting values
1. Supply voltage: $V_{CC}$	5.0 V
2. Voltage range of $V_{CO_{IN}}$	0.9 - 4.1 V
3. $V_{CO_{OUT}}$ center frequency: $f_0$	1.03 MHz
4. $V_{CO_{OUT}}$ maximum frequency: $f_{max}$	1.08 MHz
5. $V_{CO_{OUT}}$ minimum frequency: $f_{min}$	0.98 MHz
6. $V_{CO_{IN}} / V_{CO_{OUT}}$ Ratio	32 mV/kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.24 วงจรแรงดันควบคุมความถี่ที่นำเสนอ

การกำหนดช่วงขอบเขตความถี่สามารถออกแบบได้จากค่า  $R_1$ ,  $R_2$  และ  $C_1$  (ตามวิธีการที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.2.1) [36] ดังรูปที่ 4.23 แสดงค่าการออกแบบเท่ากับ  $65\text{ k}\Omega$ ,  $10\text{ k}\Omega$  และ  $1\text{ nF}$  ตามลำดับ งานวิจัยนี้ใช้แรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ 5 โวลต์ ( $V_{CC} = 5\text{ V}$ ) ดังนั้นขอบเขตค่าความถี่ที่ได้มีค่ากลางคือ  $1.03\text{ MHz}$  ( $f_0 = 1.030\text{ MHz}$ ) และจะทำงานได้ที่ช่วงความถี่ต่ำสุดเท่ากับ  $0.980\text{ MHz}$  ( $f_{min} = 0.980\text{ MHz}$ ) และความถี่สูงสุดเท่ากับ  $1.080\text{ MHz}$  ( $f_{max} = 1.080\text{ MHz}$ ) ดังนั้นค่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกระแสตรง ( $V_{CO_{IN}}$ ) และค่าความถี่เอาต์พุต ( $V_{CO_{OUT}}$ ) จะเป็นไปตามกราฟรูปที่ 4.24 ซึ่งแสดงถึงการปรับเปลี่ยนแรงดันในช่วง  $0.9 - 4.1$  โวลต์ที่ได้รับมา จะทำให้ได้ค่าความถี่เอาต์พุตที่ปรับเปลี่ยนได้ในช่วงระหว่าง  $0.980 - 1.080\text{ MHz}$  และคิดเป็นอัตราส่วนระหว่างแรงดันที่ได้รับและค่าความถี่เอาต์พุต ( $V_{CO_{IN}}/V_{CO_{OUT}}$ ) เท่ากับ 32 มิลลิโวลต์ต่อเฮิรตซ์ และจากความละเอียดสูงสุดในการปรับจากรังจร PWM to Analog DC Converter คือ  $1.6954\text{ mV/step}$  ดังนั้นความละเอียดในการปรับความถี่ของงานวิจัยนี้จะมีความละเอียดเท่ากับ  $52.98\text{ Hz/step}$



รูปที่ 4.25 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน ( $V_{CO_{IN}}$ ) และความถี่เอาต์พุต ( $V_{CO_{OUT}}$ )

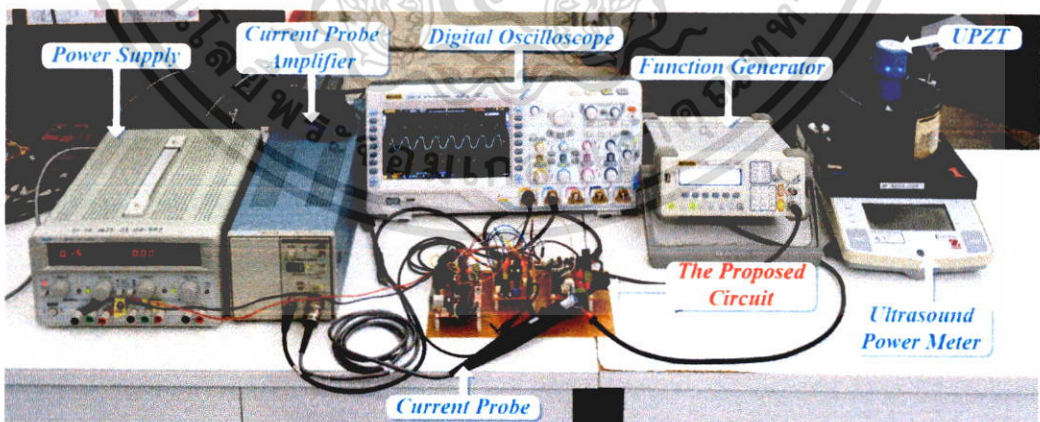
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การทดสอบ และวิเคราะห์ผล

การทดสอบเทคนิคที่นำเสนอ ถูกแบ่งออกเป็น 4 การทดสอบย่อย เพื่อแยกวิเคราะห์สมรรถนะด้านต่างๆของวงจร โดยอันดับแรกในหัวข้อที่ 5.1 ได้ทำการวัดคุณลักษณะทางไฟฟ้าของ UPZT ที่ใช้สำหรับการทดสอบจำนวน 5 ชิ้น ต่อมาในหัวข้อที่ 5.2 เป็นการทดสอบความถูกต้องของการปรับจูนความถี่ ลำดับถัดมาหัวข้อที่ 5.3 เป็นการทดสอบหาประสิทธิภาพที่เพิ่มขึ้นเมื่อใช้เทคนิคที่นำเสนอร่วมกับวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ และลำดับสุดท้ายในหัวข้อที่ 5.4 เป็นการทดสอบความสามารถของวงจรควบคุมในสถานะที่โหลดหรือแรงกดที่ UPZT ถูกเปลี่ยนแปลง การติดตั้งเครื่องมือการทดสอบทั้งหมดแสดงดังรูปที่ 5.1 ประกอบด้วยเครื่องมือต่างๆดังนี้

- 1) แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง รุ่น M10-TP3005H
- 2) ตัวขยายสัญญาณโพรบกระแส (Current Probe Amplifiers) รุ่น Tektronix AM503B
- 3) โพรบวัดกระแส (Current Probe) รุ่น Tektronix A6302
- 4) ออสซิลโลสโคป (oscilloscope) รุ่น RIGAL DS4014
- 5) โพรบวัดแรงดันแบบพาสซีฟ (Passive Probe) รุ่น Rigol RP2200
- 6) เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Function Generator) รุ่น Rigol DG1022
- 7) เครื่องวัดกำลังคลื่นอัลตราซาวด์ (Ultrasound Power Meter) รุ่น UPM-DT-1



รูปที่ 5.1 การติดตั้งเครื่องมือการทดลองวงจรต้นแบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.1 การวิเคราะห์คุณลักษณะทางไฟฟ้าของอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์

การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ UPZT เป็นการทดสอบแรกเพื่อหาจุดเรโซแนนซ์ของตัวอย่าง UPZT 5 ชิ้น ซึ่งใช้ในงานวิจัยนี้ การทดสอบเลือกใช้ Data Acquisition (DAQ) รุ่น SF880 เป็นตัวเก็บข้อมูล โดยคุณลักษณะของตัวอุปกรณ์ในด้านการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response Analyzer) มีดังนี้

- สามารถวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ได้ในช่วง 1 Hz ถึง 150 MHz
- ความละเอียดสูงสุดในการวิเคราะห์ผลความถี่เท่ากับ 1 Hz
- ค่า Dynamic performance เท่ากับ 95 dB
- ความแม่นยำของผลการวัดค่า Gain เท่ากับ  $\pm 0.20$  dB, ค่ามุมเฟส เท่ากับ  $\pm 0.05^\circ$

### 5.1.1 ผลการวัดค่าความถี่เรโซแนนซ์ และอิมพีแดนซ์

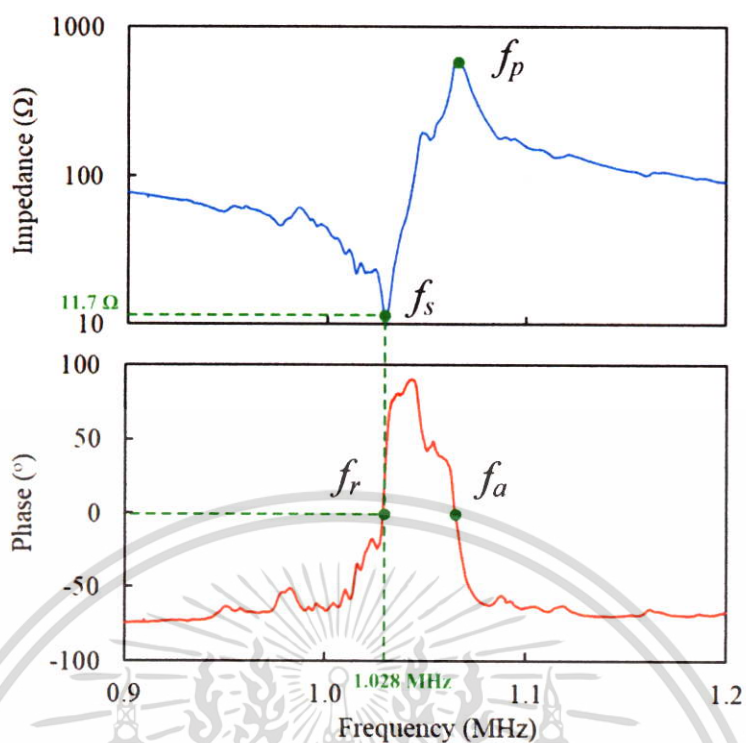
ผลการวัดความถี่เรโซแนนซ์ และอิมพีแดนซ์ของ UPZT ขณะมีโหลด (หน้าสัมผัสจุ่มอยู่ในน้ำ) แสดงดังตารางที่ 5.1 จะเห็นได้ว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_r$ ) ของตัวอย่างแต่ละชิ้นจะมีค่าที่แตกต่างกัน โดยผลการวัดอยู่ในช่วง 1.015 - 1.034 MHz ส่วนขนาดของอิมพีแดนซ์ ( $|Z_r|$ ) ก็พบว่าแตกต่างกันทุกชิ้น และได้ผลการวัดอยู่ในช่วงระหว่าง 24.6-32.3 โอห์ม

UPZT Samples	Resonance frequency: $f_r$ (MHz)	Anti-resonance frequency: $f_a$ (MHz)	With Load Impedances: $ Z_r $ ( $\Omega$ )
# 1	1.0300	1.0750	30.5
# 2	1.0290	1.0770	32.3
# 3	1.0340	1.0710	27.4
# 4	1.0220	1.0670	24.6
# 5	1.0150	1.0660	29.5

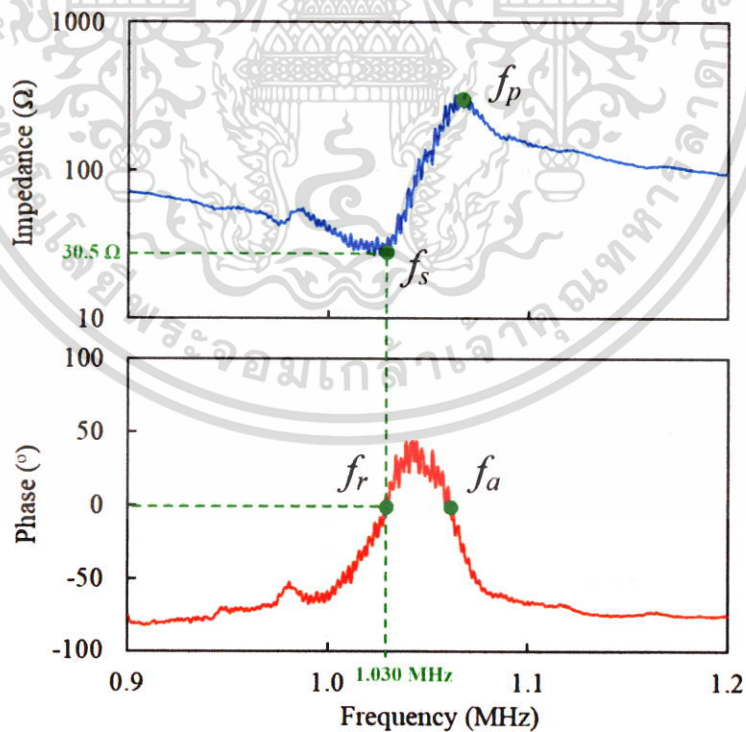
### 5.1.2 ผลวิเคราะห์สภาวะเรโซแนนซ์ขณะมีโหลด และไม่มีโหลด

ผลการทดสอบดังรูปที่ 5.2 และ 5.3 คือ ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวอย่างชิ้นที่ 1 (UPZT #1) ขณะอยู่ในสภาวะไม่มีโหลด (No load) และสภาวะมีโหลด (With load) ในการทดสอบได้ทำการวิเคราะห์ความถี่ในช่วงตั้งแต่ 0.9 - 1.2 MHz ใช้ความละเอียดในการเพิ่มความถี่เท่ากับ 0.05% หรือคิดเป็นตลอดการวิเคราะห์ผลเท่ากับ 2000 จุด จากผลการทดสอบในสภาวะไม่มีโหลดดังรูปที่ 5.2 พบว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์มีค่าเท่ากับ 1.028 MHz และขนาดอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ 11.7 โอห์ม และผลการทดสอบในขณะมีโหลดดังรูปที่ 5.3 จะพบว่าทั้งค่าความถี่เรโซแนนซ์และขนาดอิมพีแดนซ์มีค่าที่สูงขึ้นเล็กน้อย โดยความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 1.030 MHz และขนาดอิมพีแดนซ์เท่ากับ 30.5 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 ผลการวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ของ UPZT ขณะไม่มีโหลด (No-load)



รูปที่ 5.3 ผลการวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ของ UPZT ขณะมีโหลด (With-load)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.2 การทดสอบการปรับจูนความถี่

วัตถุประสงค์ของการทดสอบในส่วนนี้ เพื่อเป็นการวัดผลสมรรถนะใน 2 ด้านของเทคนิคที่นำเสนอ ประเด็นแรกเป็นการวัดผลค่าความคลาดเคลื่อนว่า เกิดขึ้นมากน้อยเพียงใด และในประเด็นที่สองเป็นการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางเวลาว่าเป็นเช่นไร สำหรับขั้นตอนการทดสอบจะนำหัวอัลตราโซนิคตัวอย่างทั้ง 5 ชิ้นมาทำการเก็บข้อมูลที่สำคัญ 2 ค่า คือ ค่าความคลาดเคลื่อนสุดท้าย (Final phase difference) เมื่อเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว (Steady-state) และ ช่วงเวลาการตอบสนอง (Tuning time;  $t_{\text{Tuning}}$ ) ดังนั้น ผลการทดสอบที่ได้จะแยกทำการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ส่วน โดยแสดงดังหัวข้อที่ 5.2.1 และ 5.2.3 ตามต่อไป

### 5.2.1 ผลทดสอบความแม่นยำในการปรับจูนความถี่

ผลการทดสอบในส่วนนี้ เป็นการวิเคราะห์ค่าความคลาดเคลื่อนสุดท้ายที่เกิดขึ้นเมื่อเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวเรียบร้อยแล้ว ขั้นตอนการทดสอบได้ใช้ตัวอย่าง UPZT ทั้งหมด 5 ชิ้น โดยทดสอบชิ้นละ 3 ครั้ง ได้ผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ 5.1 พบว่าเทคนิคที่นำเสนอสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องแม่นยำ โดยค่าความคลาดเคลื่อนของความถี่ทั้งหมดตลอดการทดสอบมีค่าไม่เกิน  $\pm 0.2\%$

ตารางที่ 5.1 ผลทดสอบการปรับจูนความถี่เรโซแนนซ์อัตโนมัติ

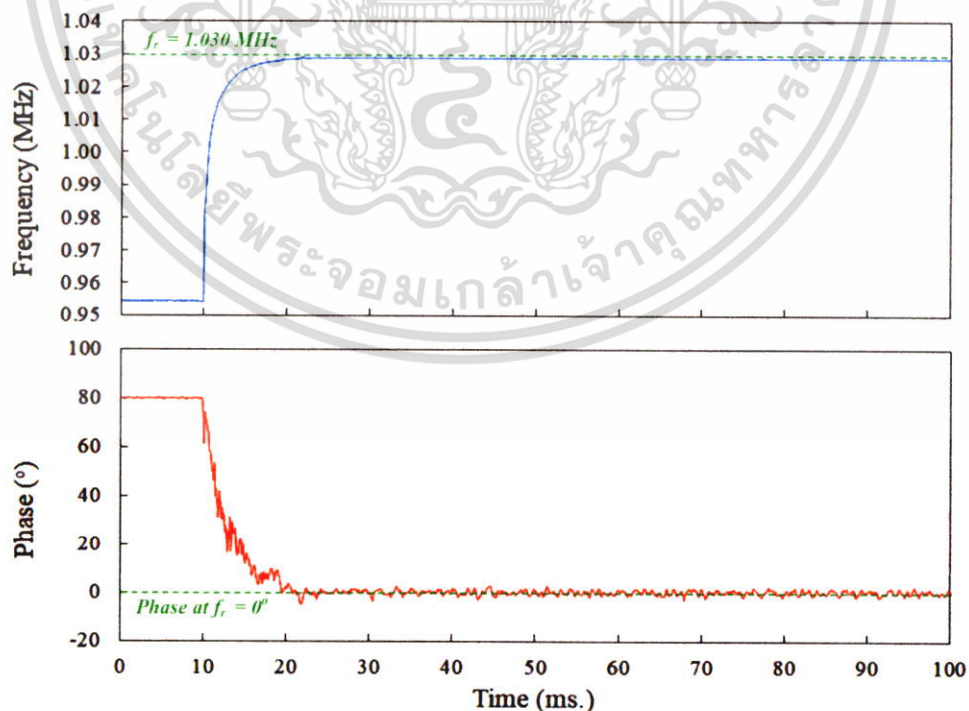
UPZT samples	Desired resonance frequency: $f_r$ (MHz)	Proposed auto-tuning method		
		Test No.	Auto-tuning frequency (MHz)	Steady-state error (%)
# 1	1.0300	1	1.0295	-0.05
		2	1.0279	-0.20
		3	1.0301	0.01
# 2	1.0290	1	1.0281	-0.09
		2	1.0311	0.20
		3	1.0296	0.06
# 3	1.0340	1	1.0336	-0.04
		2	1.0341	0.01
		3	1.0348	0.07
# 4	1.0220	1	1.0217	-0.03
		2	1.0225	0.05
		3	1.0199	-0.20
# 5	1.0150	1	1.0162	0.12
		2	1.0153	0.03
		3	1.0148	-0.02

### 5.2.2 ผลวิเคราะห์สมรรถนะของการปรับจูนความถี่

จากผลการทดสอบดังตารางที่ 5.2 จะเห็นได้ว่าช่วงเวลาการตอบสนองของเทคนิคที่นำเสนอให้ผลอยู่ในช่วง 9-12 มิลลิวินาที (ms). และค่าความคลาดเคลื่อนของมุมต่างเฟสที่สภาวะอยู่ตัว มีค่าไม่เกิน  $\pm 10^\circ$  ถัดมาในรูปที่ 5.4 คือตัวอย่างกราฟผลการทดสอบของ UPZT#1 แสดงให้เห็นลักษณะการควบคุมของเทคนิคที่นำเสนอว่าทำงานได้อย่างถูกต้อง โดยเส้นกราฟความต่างเฟส (*phase*; °) จะลู่เข้าหามุม  $0^\circ$  และในขณะเดียวกันเส้นกราฟความถี่ (*Frequency*; MHz) ก็ลู่เข้าสู่จุดเรโซแนนซ์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.0300 MHz

ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบสมรรถนะการปรับจูนความถี่

UPZT samples	Desired resonance frequency: $f_r$ (MHz)	The proposed tuning method		
		Tuned frequency (MHz)	Final phase difference (Degree °)	Tuning time $t_{Tuning}$ (ms)
# 1	1.0300	1.0295	-1.04	10.8
# 2	1.0290	1.0281	-1.93	11.1
# 3	1.0340	1.0336	-2.46	11.9
# 4	1.0220	1.0217	-3.87	10.5
# 5	1.0150	1.0162	-1.22	9.2



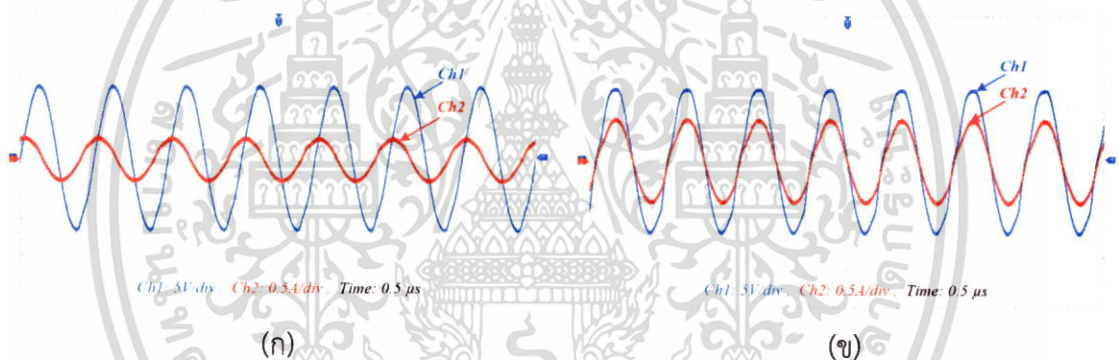
รูปที่ 5.4 ผลการปรับจูนความถี่ของเทคนิคที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 การวัดประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังคลาสเอฟเมื่อใช้ร่วมกับเทคนิคที่นำเสนอ

การทดสอบในหัวข้อนี้ถูกกำหนดขึ้นมาโดยมีวัตถุประสงค์เพื่อต้องการทราบว่า “ค่าความต่างเฟสของแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้น มีผลต่อประสิทธิภาพของวงจรเป็นอย่างไรบ้าง” ดังนั้นในการทดสอบนี้จึงได้ยกเอาวิธีการขับ UPZT “แบบเกิดความต่างเฟส” โดยกำหนดความถี่การขับคงที่เท่ากับ 1.000 MHz และนำผลมาเปรียบเทียบกับ “เทคนิคที่นำเสนอ” ซึ่งความต่างเฟสจะเข้าใกล้  $0^{\circ}$  ในการทดสอบนี้ได้ควบคุมสภาวะให้เหมือนกันทุกประการ ใช้วงจรขยายกำลังคลาสเอฟ, ตัวอย่างหัว UPZT และเครื่องมือวัด เลือกใช้ชุดเดียวกันทั้งหมด

แสดงดังรูปที่ 5.5 คือผลการทดสอบของ UPZT#1 เมื่อวิเคราะห์ผลการขับที่ความถี่คงที่ 1.000 MHz ดังรูปที่ 5.5(ก) พบว่าสัญญาณกระแสมีมุมเฟสนำหน้าแรงดันประมาณ  $70^{\circ}$  ซึ่งไม่เกิดสภาวะเรโซแนนซ์ ส่วนผลทดสอบถัดมาในด้านล่างดังรูปที่ 5.5(ข) เป็นผลทดสอบโดยใช้เทคนิคที่นำเสนอ จะเห็นได้ว่าความต่างเฟสของกระแสและแรงดันมีค่าเข้าใกล้  $0^{\circ}$  และขนาดของกระแสมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นผลให้เกิดกำลังไฟฟ้าเพิ่มสูงขึ้นเมื่อเทียบกับการขับแบบใช้ความถี่คงที่ 1.000 MHz



รูปที่ 5.5 การเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันและกระแสที่จ่ายให้กับ UPZT

(ก) การขับแบบเกิดความต่างเฟส (ข) การขับด้วยเทคนิคที่นำเสนอ

สำหรับการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพ ได้ทำการโดยควบคุมกำลังไฟฟ้าอินพุต (Input Power) ให้มีค่าเท่ากัน และทำการวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ และ UPZT จากผลการทดสอบดังตารางที่ 5.3 จะเห็นได้ว่า การขับโดยใช้เทคนิคที่นำเสนอจะส่งผลให้ทั้งวงจรขยายกำลังคลาสเอฟ และ UPZT มีประสิทธิภาพที่สูงกว่าการขับด้วยความถี่คงที่ 1.000 MHz กล่าวคือ วงจรขยายกำลังคลาสเอฟมีประสิทธิภาพเท่ากับ 86.4% และ UPZT มีประสิทธิภาพเท่ากับ 41.3% และเมื่อใช้เทคนิคที่นำเสนอจะส่งผลให้วงจรขยายคลาสเอฟมีประสิทธิภาพการทำงานสูงถึง 92.8% และประสิทธิภาพในการสร้างคลื่นของ UPZT สูงขึ้นกว่าเดิมมาเป็น 63.1% ดังนั้นจึงสามารถวิเคราะห์ผลออกมาได้ว่า “การขับ UPZT แบบเกิดความต่างเฟสจะส่งผลให้วงจรขยายกำลังคลาสเอฟและ UPZT มีประสิทธิภาพการทำงานที่ลดลง”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

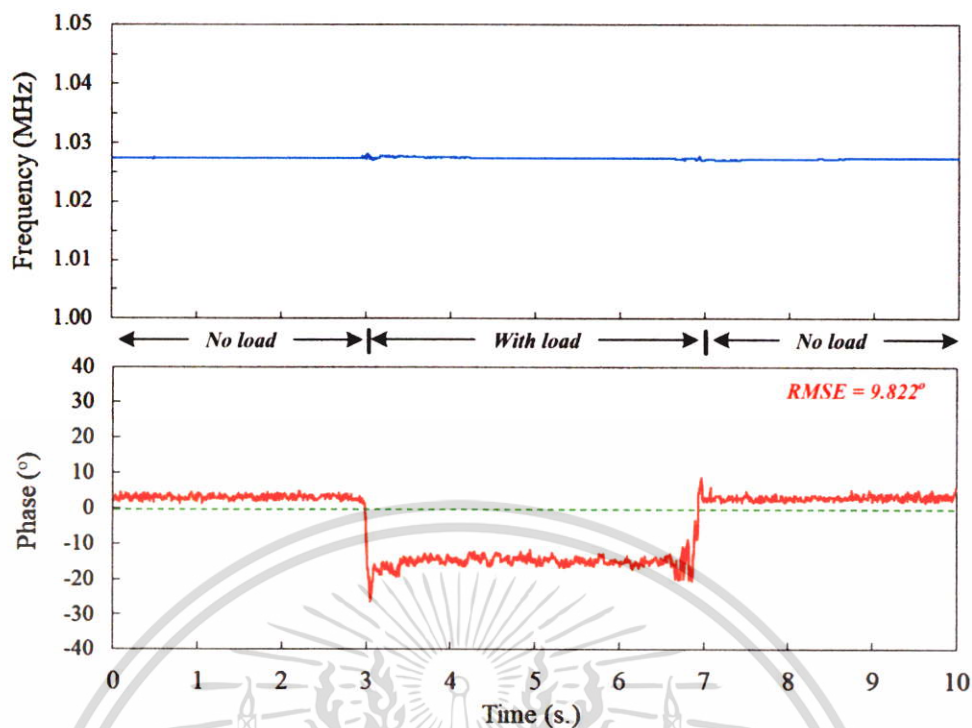
ตารางที่ 5.3 ผลการวัดประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอเทียบกับการขับแบบเกิดความต่างเฟส

Input Power (W)	การขับแบบเกิดความต่างเฟส (driving UPZT at fixed frequency around 1.000 MHz)				เทคนิคที่นำเสนอ (driving UPZT with Auto-tuning frequency capability)			
	Class-F PA Output (W)	Ultrasound output (W)	Efficiency		Class-F PA output (W)	Ultrasound output (W)	Efficiency	
			Class-F (%)	UPZT (%)			Class-F (%)	UPZT (%)
1.0	0.830	0.372	83.0	44.8	0.930	0.590	93.0	63.4
2.0	1.839	0.746	92.0	40.6	1.876	1.186	93.8	63.2
3.0	2.773	1.106	92.4	39.9	2.821	1.784	94.0	63.2
4.0	3.364	1.354	84.1	40.2	3.714	2.328	92.9	62.7
5.0	4.023	1.642	80.5	40.8	4.516	2.840	90.3	62.9
	Avg.		86.4	41.3	Avg.		92.8	63.1

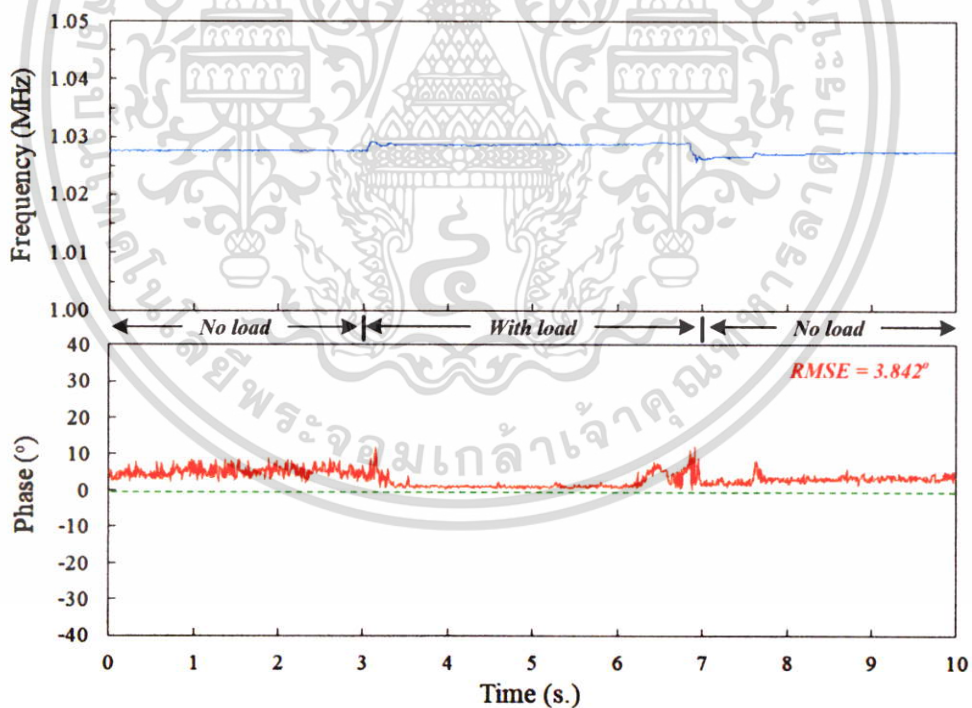
#### 5.4 การทดสอบการติดตามความถี่เรโซแนนซ์ขณะเปลี่ยนแปลงโหลด

ในการทดสอบขั้นตอนนี้ เป็นการวิเคราะห์ผลการติดตามความถี่เรโซแนนซ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด เงื่อนไขการทดสอบมีการกำหนดสถานะเมื่อนำหน้าสัมผัสของ UPZT จุ่มน้ำเทียบเท่าสถานะมีโหลด (With-load) และเมื่ออยู่ในอากาศจะเทียบเท่าสถานะไม่มีโหลด (No-load) ซึ่งทั้ง 2 สถานะดังกล่าวได้ทำการวิเคราะห์มาเบื้องต้นแล้วว่า คุณสมบัติของ UPZT มีความแตกต่างกันดังหัวข้อ 5.1.2 การทดสอบนี้ได้ทำการวิเคราะห์ผลหลังจากที่การปรับจูนความถี่สมบูรณ์แล้ว โดย UPZT ทำงานอยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ ผลการทดลองได้เปรียบเทียบระหว่างเทคนิคที่นำเสนอ และเทคนิค FRF (ดังหัวข้อที่ 2.3) และได้เลือกใช้ UPZT#1 สำหรับวิเคราะห์ผลในหัวข้อนี้

ผลการทดสอบดังรูปที่ 5.6 เป็นการใช้เทคนิค FRF กับวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟ โดยความถี่อ้างอิงที่ใช้มีค่าเท่ากับ 1.0300 MHz หลังจากทำการเปลี่ยนสถานะจาก ไม่มีโหลด-มีโหลด-ไม่มีโหลด พบว่าเส้นกราฟความถี่มีค่าคงที่เท่ากับการปรับตั้งตลอดช่วงการทดสอบ และเมื่อวิเคราะห์จากเส้นกราฟมูมเฟสพบว่าในสถานะมีโหลด ทำให้เกิดความต่างเฟสหลุดหนีออกจากค่า  $0^\circ$  โดยมีค่าสูงสุดประมาณ  $30^\circ$  ซึ่งสถานการณ์ดังกล่าวมีผลต่อการทำงานของวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟ และ UPZT โดยตลอดช่วงการทดสอบในเวลา 10 วินาที พบว่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ย (RMSE) มีค่าเท่ากับ  $9.822^\circ$  สำหรับผลการทดลองถัดมาดังรูปที่ 5.7 เป็นการใช้เทคนิคที่นำเสนอพบว่าสามารถปรับเปลี่ยนความถี่ตามการเปลี่ยนแปลงโหลดได้อย่างถูกต้อง สามารถควบคุมความต่างเฟสได้ตามขอบเขตของการออกแบบคือ  $\pm 10^\circ$  และมีค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยเท่ากับ  $3.842^\circ$



รูปที่ 5.6 ผลการติดตามความถี่โรแนซของเทคนิค FRE



รูปที่ 5.7 ผลการติดตามความถี่โรแนซของเทคนิคที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้นำเสนอเทคนิคเพื่อพัฒนาความสามารถของวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟ ที่ใช้ขับ UPZT ความถี่ 1 MHz ซึ่งเป็นองค์ความรู้จากงานวิจัยเดิมของผู้จัดทำเอง เทคนิคเดิมใช้การควบคุมเป็นแบบ ปรับตั้งความถี่เรโซแนนซ์แบบกำหนดค่าคงที่ (เทคนิค FRF) ให้เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  ซึ่งวิธีการนี้เมื่อโหลดของ UPZT เกิดการเปลี่ยนแปลง จะไม่สามารถติดตามความถี่เรโซแนนซ์ที่เปลี่ยนไปได้ และขั้นตอนของเทคนิค FRF ใช้เวลาในการปฏิบัติงานนาน และต้องใช้เครื่องมือวัดหลายชิ้น ดังนั้น ผู้จัดทำจึงได้วางแนวทางในการพัฒนาว่า วงจรรขยายกำลังคลาสเอฟต้องประกอบด้วยระบบควบคุมความถี่เรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติ

จากการศึกษาค้นคว้างานวิจัยที่เกี่ยวข้องได้ข้อสรุปว่า การออกแบบระบบติดตามความถี่เรโซแนนซ์ให้ทำงาน ณ ความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  สามารถตรวจจับได้ยากเพราะที่สภาวะดังกล่าวต้องควบคุมให้เกิดมุมต่างเฟสของกระแสและแรงดันที่เหมาะสมเท่านั้น ดังนั้นจึงได้มีอีกวิธีการหนึ่งที่ถูกนำมาใช้ คือ ใช้วิธีควบคุมการขับ UPZT ที่ความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  ซึ่งมุมเฟสอิมพีแดนซ์ของ UPZT เท่ากับ  $0^\circ$  ณ จุดนี้ประสิทธิภาพการทำงานจะใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  แต่สามารถออกแบบการตรวจจับได้ง่ายกว่า

เทคนิคที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ เลือกควบคุมการทำงานโดยใช้ความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  เป็นตัวอ้างอิงการออกแบบ ในระบบควบคุมเลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010 ทำงานร่วมกับไอซีเฟสล็อกคัลคูลิป 74HC4046 เทคนิคที่นำเสนอจะถูกออกแบบให้ทำหน้าที่ควบคุมวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟให้ขับ UPZT โดยเกิดความต่างเฟสของแรงดันและกระแสใกล้เคียง  $0^\circ$  มากที่สุด และการทำงานของเทคนิคนี้จะช่วยพัฒนาความสามารถของวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟให้สามารถปรับจูนและติดตามความถี่เรโซแนนซ์ของ UPZT ได้แบบอัตโนมัติ ผลการทดสอบชี้ความสามารถของเทคนิคที่นำเสนอ เมื่อถูกใช้ร่วมกับวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟพบว่า

1) **ด้านการปรับจูนความถี่ (Tuning)** – เทคนิคที่นำเสนอสามารถปรับจูนความถี่ของวงจรรขยายกำลังคลาสเอฟได้อย่างแม่นยำ เมื่อใช้ขับ UPZT ในย่านความถี่ 1 MHz จากผลทดสอบกับตัวอย่าง UPZT จำนวน 5 ชิ้น พบว่าเกิดความคลาดเคลื่อนในการควบคุมความถี่เรโซแนนซ์เพียง  $\pm 0.2\%$  และมีความเร็วในการปรับจูนประมาณ 9-12 ms เทคนิคที่นำเสนอนี้สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องใช้เครื่องมือวัด ดังนั้นจึงสามารถช่วยลดระยะเวลาให้น้อยลง เมื่อเทียบกับการใช้เทคนิค FRF ซึ่งต้องใช้เวลาปฏิบัติงานที่มากกว่า 10 นาที และต้องใช้เครื่องมือวัดรวมทั้งหมดถึง 5 ชิ้น

2) **ด้านการติดตามความถี่ (Tracking)** – เทคนิคที่นำเสนอสามารถติดตามความถี่เรโซแนนซ์ได้อย่างถูกต้อง แม้สภาวะโหลดของ UPZT จะถูกเปลี่ยนแปลง สามารถควบคุมมุมเฟสให้เข้าใกล้  $0^\circ$  ได้โดยอัตโนมัติ ส่งผลให้วงจรมอดูเลชันกำลังคลาสเอฟซี UPZT ตรงกับจุดเรโซแนนซ์อยู่ตลอดเวลา ซึ่งได้ผลลัพธ์ที่ดีกว่าเทคนิค FRF ซึ่งเมื่อโหลดเกิดการเปลี่ยนแปลงจะทำให้ความต่างเฟสเพิ่มสูงขึ้น ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟสูงขึ้น เพราะเป็นการขับในความถี่ที่ไม่ตรงกับจุดเรโซแนนซ์ โดยจะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพการทำงานของวงจรมอดูเลชันกำลังคลาสเอฟ และ UPZT ให้ลดต่ำลง

จากผลการทดสอบเทคนิคที่นำเสนอ สามารถทำงานร่วมกับวงจรมอดูเลชันกำลังคลาสเอฟได้อย่างถูกต้อง และตรงตามวัตถุประสงค์ของการวิจัย ช่วยให้วงจรมอดูเลชันกำลังคลาสเอฟ UPZT ได้สมบูรณ์ขึ้น และสามารถนำไปสร้างเป็นต้นแบบ เพื่อทดสอบใช้งานจริงในเชิงพาณิชย์ได้ นอกจากนี้เทคนิคที่นำเสนอยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับการขับ UPZT ในงานประเภทอื่นๆได้อีกด้วย เช่น เช่น เครื่องทำความสะอาดด้วยคลื่นอัลตราโซนิก, เครื่องเชื่อมพลาสติก, เครื่องสร้างคลื่นโซนาร์ (Sonar) , เครื่อง Wire bonding , งานตรวจจัดการแตกหักของรางรถไฟหรือโครงสร้างอื่นๆ และ อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณด้านการแพทย์ เป็นต้น



## เอกสารอ้างอิง

- [1] ชมพูนุท สุวรรณศรี และคณะ, “การเปลี่ยนแปลงของคลื่นกำลังของเครื่องอัลตราซาวด์ระหว่างก่อนใช้งาน หลังใช้งาน 1 เดือน และ 2 เดือน ของการใช้งานทางกายภาพบำบัด”, วารสารเทคนิคการแพทย์และกายภาพบำบัด, 24 (1) , หน้า 110-116, 2012
- [2] ยิ่งลักษณ์ วิรุณรัตน์กิจ, *การรักษาทางกายภาพบำบัดด้วยอัลตราซาวด์บำบัด*, พิมพ์ครั้งที่ 2, โครงการสำนักพิมพ์มหาวิทยาลัยหัวเฉียวเฉลิมพระเกียรติ, หน้า 1-74, 2555
- [3] สุทธิพงษ์ บุญทากลาง, 2556, “การออกแบบวงจรขับอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์โดยใช้วงจรขยายกำลังคลาสเอฟที่ควบคุมโดยไมโครโปรเซสเซอร์”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [4] S. Boontaklang, C. Chompoo-inwai, J. Mungkorn, and M. Leelajindakraierk, “Novel Design of Class-F Power Amplifier for a Therapeutic-Ultrasonic-Piezoelectric-Transducer (UPZT) Driving Circuit Using the Multi-Microprocessor-Controlled Techniques”, In: *Proc. of International Conf. On Electrical Engineering (ICEE 2014)*, Jeju Island, Korea, pp.1450-1455, 2014.
- [5] "IEEE Standard Definitions and Methods of Measurement for Piezoelectric Vibrators," *IEEE Std No.177*, 1966.
- [6] "IEEE Standard on Piezoelectricity," *ANSI/IEEE Std 176-1987*, 1988.
- [7] M. Prokic, "Piezoelectric Transducers Modeling and Characterization," August 2004 ed: MP Interconsulting (MPI), 2004.
- [8] *Piezoelectric Ceramics: Morgan Advance Materiels*, 2013.
- [9] T. Suzuki, T. Nakabori, H. Ikeda, H. Yoshida, K. Honda, T. Miyamoto, et al., "Compact
- [10] 600 W DC-to-RF MOSFET inverter for ultrasonic transducer at 1 MHz," in *Industrial Electronics, 1994. Symposium Proceedings, ISIE '94., 1994 IEEE International Symposium on*, 1994, pp. 104-107.
- [11] C. Hung Liang, C. Chun An, F. Chun Chieh, and Y. Hau Chen, "Single-switch high power factor inverter for driving piezoelectric ceramic transducer," in *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on*, 2009, pp. 1571-1576.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [12] C. Hung-Liang, C. Chun-An, F. Chun-Chieh, and Y. Hau-Chen, "Single-Switch High-Power-Factor Inverter Driving Piezoelectric Ceramic Transducer for Ultrasonic Cleaner," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 2898-2905, 2011.
- [13] L. S. a. G. Motiejūnas, "Power amplifier for ultrasonic transducer excitation," *Ultrasound Journal*, vol. 1(58), pp. 30-36, 2006.
- [14] *Designing A SEPIC Converter (Application Note 1484)*. National Semiconductor Corporation: Texas Instruments, 2008.
- [15] J. Falin, "Designing DC/DC Converters Based on SEPIC Topology," *Analog application journal*, pp. 18-23, 2008.
- [16] A. Grebennikov and N. O. Sokal, *Switchmode RF Power Amplifiers*. USA: Elsevier Inc, 2007.
- [17] P. Harden. (2003) Part1 Introduction to class C, D, E and F The Handiman's Guide to MOSFET "Switched Mode" Amplifiers.
- [18] M. K. KAZIMIERCZUK, *RF Power Amplifiers*. Wright State University, Dayton, Ohio, USA: John Wiley & Sons Ltd, 2008.
- [19] M. Albulet, *RF Power Amplifiers*. USA: Noble Publishing Corporation, 2001.
- [20] F. H. Raab, "Class-E, Class-C, and Class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp.1462-1468, 2001.
- [21] W. Young Yun, Y. Youngoo, and B. Kim, "Analysis and experiments for high-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 1969-1974, 2006.
- [22] F. H. Raab, "Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1162-1166, 2001.
- [23] Y. Wang, M. J. Draper, S. M. Denley, F. V. P. Robinson, and P. R. Shepherd, "Control scheme evaluation for Class-D amplifiers in a power-ultrasonic system," in *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), 6th IET International Conference on*, 2012, pp. 1-6.
- [24] Y. C. Chen, S. Wu, and P. C. Chen, "The impedance-matching design and simulation on high power electro-acoustical transducer", *International Journal of Sensors and Actuators*, Vol.115, pp.38-45, 2004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [25] H. Zhang, F. Wang, D. Zhang, L. wang, Y. Hou, and T. Xi, "A new automatic resonance frequency tracking method for piezoelectric ultrasonic transducers used in thermosonic wire bonding", *International Journal of Sensors and Actuators A: Physical*, Vol.235, pp.140-150, 2015.
- [26] H. Zhang, F. Wang, Y. Tian, X. Zhao, D. Zhang, and L. Han, "Electrical matching of low power piezoelectric ultrasonic transducers for microelectronic bonding", *International Journal of Sensors and Actuators*, Vol.199, pp.241-249, 2013.
- [27] Y. Kuang, Y. Jin, S. Cochran, and Z. Huang, "Resonance tracking and vibration stablilization for high power ultrasonic transducers", *International Journal of Ultrasonics*, Vol.54, pp.187-194, 2014.
- [28] X. Wei, Y. Yang, W. Yao, and L. Zhang, "An automatic optimal excitation frequency tracking method based on digital tracking filters for sandwiched piezoelectric transducers used in broken rail detection", *International Journal of Measurement*, Vol. 135, pp. 294-305, 2019.
- [29] M. Takasaki, D. Yamaguchi, M. Hara, Y. Ishino, and T. Mizuno, "Resonance Frequency Tracking Control of Ultrasonic Transducer for Diminished Haptics", *In: Proc. of International Conf. On Asian Control Conference (ASCC)*, pp.1240-1245, 2017.
- [30] X. Liu, A. I. Colli-Menchi, J. Gilbert, D. A. Friedrichs, K. Malang, and E. Sánchez-Sinencio, "Automatic Resonance Tracking Scheme with Maximum Power Transfer for Piezoelectric Transducers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.62, pp.7136-7145, 2015.
- [31] H. Cheng, C. Cheng, C. Fang and H. Yen, "Single-Switch High-Power-Factor Inverter Driving Piezoelectric Ceramic Transducer for Ultrasonic Cleaner," *in IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2898-2905, July 2011.
- [32] L. Cheng, Y. Kang and C. Chen, "A Resonance-Frequency-Tracing Method for a Current-Fed Piezoelectric Transducer," *in IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 11, pp. 6031-6040, Nov. 2014.
- [33] Q. Li, L. Zhu, and F. Wang, "Design of Ultrasonic Generator Based on DDS and PLL Technology", *In: Proc. of International Symposium on High Density packaging and Microsystem Integration (HDP '07)*, Shanghai, China, pp.1-4, 2007.
- [34] E. Moreno, G. Gonzalez, L. Leija, O. Rodriguez, M. Castillo, and M. Fuentes, "The Performance analysis of ultrasono-therapy transducer with contact detection",

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control, Vol.50, pp.743-747, 2003.
- [35] T. Yuan, X. Dong, H. Shekhani, C. Li, Y. Maida, T. Tou, and K. Uchino, "Driving an inductive piezoelectric transducer with class E inverter", *International Journal of Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 261, pp. 219-227, 2017.
- [36] 1997, **74HC/HCT4046A Phase-locked-loop with VCO**, Philips Semiconductors.
- [37] R. Metivier, *Method for Converting a PWM Output to an Analog Output When Using Hall Effect Sensor ICs (Application information AN296094)*, Allegro Micro Systems LLC, Massachusetts, 2013.
- [38] B. Nisarga, *PWM DAC using MSP430 high-resolution timer (Application report SLAA497)*, Texas instrument, Dallas Texas, 2011.
- [39] IEC60601-1 standard, *Medical electrical equipment - Part 1: General requirements for basic safety and essential performance*, 1988
- [40] IEC60601-2-5, *Medical electrical equipment - Part 2-5: Particular requirements for the basic safety and essential performance of ultrasonic physiotherapy equipment*, 2000
- [41] IEC60601-2-10, *Medical electrical equipment - Part 2-10: Particular requirements for the basic safety and essential performance of nerve and muscle stimulators*, 1987

## ภาคผนวก ก

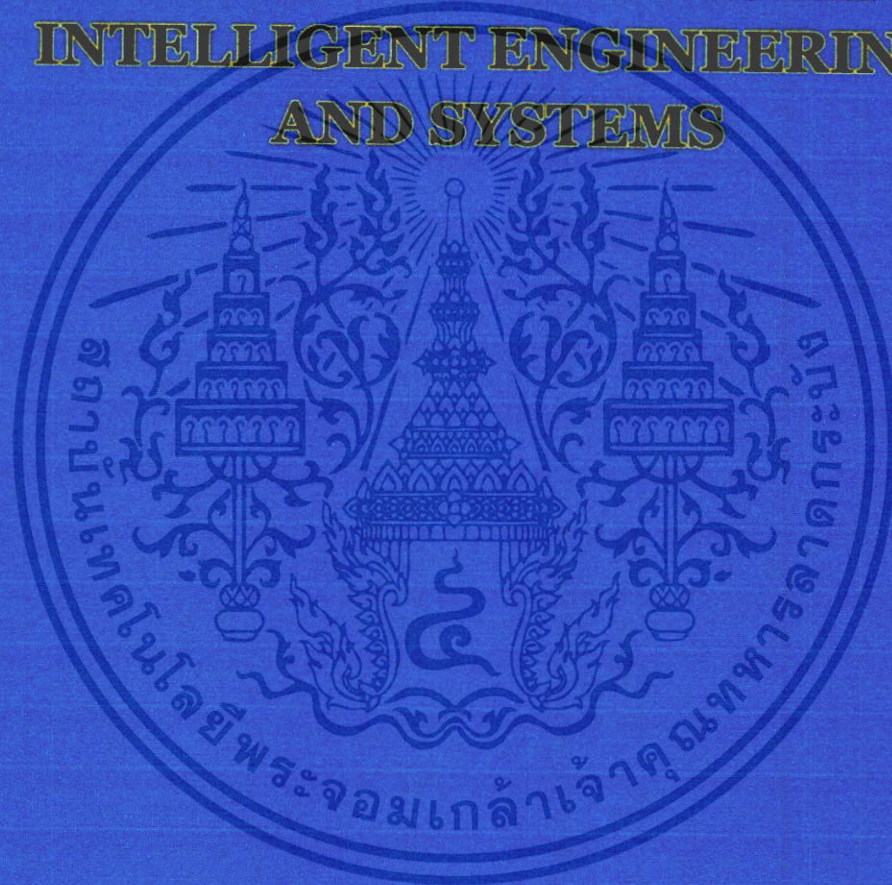
### งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. **วารสารวิชาการ**  
**ชื่อผลงาน** International Journal of Intelligent Engineering and Systems (IJES)  
Automatic Resonance-Frequency Tuning and Tracking Technique for a 1MHz Ultrasonic-Piezoelectric-Transducer Driving Circuit in Medical Therapeutic Applications using dsPIC Microcontroller and PLL Techniques
2. **การประชุมวิชาการ**  
**ชื่อผลงาน** International Conference on Electrical Engineering (ICEE 2016)  
Novel Automatic Resonance Frequency Tracking Method for 1 MHz Ultrasonic Piezoelectric Transducers Using dsPIC-Microcontroller and PLL Technique
3. **การประชุมวิชาการ**  
**ชื่อผลงาน** International Conference on Electrical Engineering (ICEE 2014)  
Novel Design of Class-F Power Amplifier for a 1MHz-Therapeutic-Ultrasonic-Piezoelectric-Transducer (UPZT) Driving Circuit Using Multi-Microprocessor-Controlled Techniques

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISSN 2185-3118

# INTERNATIONAL JOURNAL OF INTELLIGENT ENGINEERING AND SYSTEMS



**Intelligent Networks and Systems Society**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## Automatic Resonance-Frequency Tuning and Tracking Technique for a 1MHz Ultrasonic-Piezoelectric-Transducer Driving Circuit in Medical Therapeutic Applications using dsPIC Microcontroller and PLL Techniques

Suttipong Boontaklang<sup>1</sup> Chow Chompoo-Inwai<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup> *Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering,  
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, 10520*

\* Corresponding author's Email: [chow.ch@kmitl.ac.th](mailto:chow.ch@kmitl.ac.th)

---

**Abstract:** Driving ultrasonic piezoelectric transducer (UPZT) at maximum performance all the time in real operations is a very challenging task due to the deterioration problem of ultrasound output causing by human-skin impedance fluctuations. This article proposes ideas, implementations and experimental results of how to maximize efficiency of a conventional UPZT driving circuit by applying a novel automatic resonance-frequency tuning and tracking methodologies consisting of a high-speed dsPIC microcontroller, a phase locked loop (PLL) technique and a voltage control oscillator (VCO) all combined. A newly-designed feedback control block has been added to the conventional UPZT driving circuit to ensure the tuning and tracking capabilities. After extensive experiments, it is clear that the proposed technique works flawlessly and much more efficient compared to the conventional technique. The experimental results also confirm that the percentage of tuning-frequency error is less than  $\pm 0.2\%$  and the speed of convergence is between 9-12 milliseconds on average.

**Keywords:** Ultrasonic piezoelectric transducer, Resonance frequency, Automatic-tuning resonance frequency, Class-F power amplifier, Phase-locked-loop technique, PLL, Tracking capability

---

### 1. Introduction

Ultrasound or ultrasonic wave has long been used in many industrial businesses [1-7] including the medical applications [8-9]. The key device to generate the ultrasound wave is called ultrasonic piezoelectric transducer (UPZT). Hypothetically, the UPZT converts electrical real power into mechanical motion or ultrasound wave/power; however, some energy could easily be dissipated or deteriorated due to the reactive elements of the UPZT itself. Therefore, for a high-efficiency system, the UPZT must be driven in the correct resonant mode to minimized its reactive power and realize maximum power transfer (MPT) [1, 2]. In practice, it is often found that the resonance frequency of each UPZT will be different. It is common to see from a manufacturing specifications that the recommended resonance frequency for each UPZT would come

with tolerances e.g.,  $1\text{ MHz} \pm 5.0\%$  or  $1\text{ MHz} \pm 10\%$ . A little deviation in driving frequencies from recommended specifications definitely results in some deterioration of ultrasound power outputs.

The first and main challenge is to generate the ultrasound power from any UPZT in the desired resonant mode with high electrical efficiency. There currently are various methods to drive the UPZT in resonant mode. As of today, the most popular UPZT driving circuits/techniques could be categorized into either power factor correction (PFC) based [8,10-11,15] or the phase-locked loop (PLL) based solutions [1-2,4]. It is PFC-based driving circuits that usually require additional reactive components with some kinds of complicated compensation to minimize the reactive part of the UPZT impedance and thus put the UPZT into resonance. On the other hand, the PLL-based driving circuit usually feed current into UPZT of interest through a closed-loop

system. However, most of the PLL-based driving circuits shared the similar drawback i.e. a limited locked-in range and also this type of circuits still requires a complex compensation to ensure the stability and reliability of the UPZT driving systems under variations on large loading conditions [3].

The second challenge is that any UPZT has multiple resonant modes, which could be shifted anytime when the connected load varies. For this challenge, a good driving circuit should be able to always tune-in or track the desired UPZT resonant mode and not fall into other undesired resonant frequencies. Therefore, having any kind of complex frequency or phase discriminator for driving circuits is crucial [10].

The third challenge is to precisely control the amplitude of the UPZT displacement and ensure proper mechanical or ultrasound output functions. The electrical power directly delivered to the UPZT must be precisely regulated and controlled. Various solutions for this challenge have been proposed with different ideas e.g., a burst-mode control [12], a zero-voltage-switching operation [8], a dual current-mode control [20] and also a sepic-based converter with pulse width modulation (PWM) technique [8\*].

This research proposes a novel technique to cover up all of the three aforementioned challenges. This work utilizes a PLL-based solution with a newly-designed feedback control system in order that the limited locked-in range problem could easily be expanded on any changing load conditions for the first challenge. The phase comparators, a high-speed microcontroller and other components of this proposed feedback control system have been integrated and implemented to ensure the reliability and stability in enhancing the second challenge performance. For the third challenge, an already-proven sepic-based PWM converter with class-F amplifier driving circuit from authors' previous work mentioned in [8] has been utilized here. Both sepic-converter and class-F amplifier control signals will be precisely gathered and recomputed by the newly-proposed feedback control technique. The experimental results and discussions from this paper clearly confirm the improvements in overall UPZT driving system performances and efficiencies.

The organizations of this paper are as follows: the first section is an introduction explaining the background problems and significance of this work, the second section presents the related theories i.e., UPZT equivalent circuits, equations and a brief of UPZT frequency response in different situations, the third section illustrates the ideas, conceptual design and a system overview of the proposed UPZT driving circuit with automatic-tuning resonance

frequency technique, the fourth section thoroughly explains the in-depth details on how to design and implement each of the key components in the proposed feedback control system and also how each of them works, the fifth section presents the experimental results to validate many aspects of the newly-designed technique and discussions, and in the last section, the conclusion will be made.

## 2. Related theories

The equivalent circuit of any UPZT at resonance frequencies is illustrated in Fig. 1. It consists of an electrical arm and a mechanical arm [1, 5-10]. The electrical arm has only two components: a static capacitance  $C_0$  and a static dielectric loss  $R_0$ . The mechanical arm is a series of RLC circuit that composes by a dynamic capacitance  $C_1$ , a dynamic inductance  $L_1$  and a dynamic resistance  $R_1$ . In general, both arms are connected in parallel and  $R_0$  has bigger value than other parallel components so it is assumed to be neglected [5-6, 10].

From the equivalent circuit shown in Fig. 1, the admittance  $Y$  of any UPZT can be written as in Eq. (1) and Eq. (2), [5-7, 10], where  $\omega$  is the angular frequency (rad/sec)

$$Y = G + Bj \quad (1)$$

$$Y = \left[ \frac{R_0 \omega^2 C_1^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + R_1^2 \omega^2 C_1^2} \right] + \left[ C_0 \omega + \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1) \omega C_1}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + R_1^2 \omega^2 C_1^2} \right] j \quad (2)$$

The conductance  $G$  and the susceptance  $B$  can be written as in Eq. (3) and Eq. (4), respectively.

$$G = \frac{R_0 \omega^2 C_1^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + R_1^2 \omega^2 C_1^2} \quad (3)$$

$$B = C_0 \omega + \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1) \omega C_1}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + R_1^2 \omega^2 C_1^2} \quad (4)$$

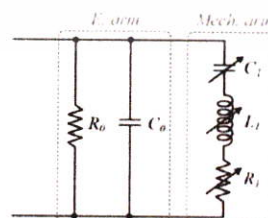


Figure.1 UPZT equivalent circuit

Received: May 31, 2019

3

$$\left(G - \frac{1}{2R_1}\right)^2 + (B - \omega C_0)^2 = \left(\frac{1}{2R_1}\right)^2 \quad (5)$$

The result computed from Eq. (3) and Eq. (4) is given by Eq. (5). From Eq. (5), the locus of the UPZT admittance near resonance frequency can be plotted as shown in Fig. 2. Where  $f_s$  is the series resonance frequency, which corresponds to the maximum conductance,  $f_p$  is the parallel resonance frequency,  $f_r$  is the resonance frequency corresponding to the larger conductance when the susceptance is zero,  $f_a$  is the anti-resonance frequency corresponding to the smaller conductance when the susceptance is zero,  $f_m$  is the frequency of maximum admittance (minimum impedance) and  $f_n$  is the minimum admittance frequency.

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (6)$$

From the UPZT equivalent circuit in Fig. 1, the impedance phase ( $\theta$ ) can be calculated as in Eq. (7).

$$\theta = \tan^{-1} \left[ \frac{(2L_1C_0 + L_1C_1 - C_0C_1R_1^2)\omega - L_1^2C_0\omega^3 - C_0 + C_1}{C_1R_1} \right] \quad (7)$$

When the impedance phase of UPZT is zero, the following Eq. (8) is computed.

$$L_1^2C_1^2C_0\omega^4 - \omega^2C_1(2L_1C_0 + L_1C_1 - C_0C_1R_1^2) + C_0 + C_1 = 0 \quad (8)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{(2L_1C_0 + L_1C_1 - C_0C_1R_1^2) - \sqrt{C_1^2(L_1 - C_0R_1^2)^2 - 4L_1C_1C_0R_1^2}}{2L_1^2C_0C_1}}} \quad (9)$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{(2L_1C_0 + L_1C_1 - C_0C_1R_1^2) + \sqrt{C_1^2(L_1 - C_0R_1^2)^2 - 4L_1C_1C_0R_1^2}}{2L_1^2C_0C_1}}} \quad (10)$$

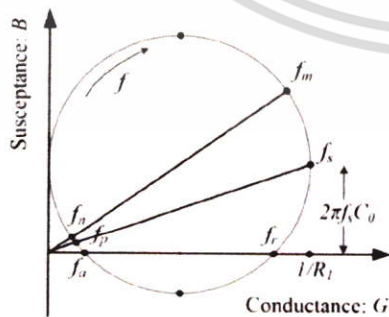


Figure.2 The UPZT admittance circle

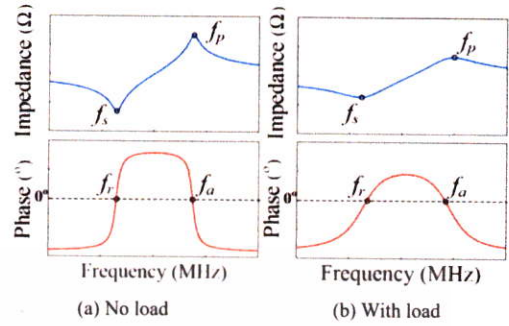


Figure.3 The frequency response of UPZT

By solving Eq. (8) the resonance frequency  $f_r$  and the anti-resonance frequency  $f_a$  can be written as in Eq. (9) and Eq. (10), respectively.

The comparison of the frequency responses of UPZT between (a) no load and (b) with load are shown in Fig. 3 [8-10]. There are two characteristic frequencies that are classified by a zero impedance phase  $f_r$  and  $f_a$ . The anti-resonance frequency  $f_a$  has higher impedance than the resonance frequency  $f_r$  and it is not at the optimum operating point of the UPZT [5, 10].

When the UPZT is excited by the resonance frequencies  $f_s, f_m$  or  $f_r$ , the electrical power fed to the UPZT is maximized. In this research, the  $f_r$  of the UPZT is used for designing instead of the  $f_s$  for the proposed automatic-tuning technique because of measuring the phase is relatively easier.

### 3. Proposed UPZT driving circuit design

The proposed automatic-tuning frequency UPZT driving circuit diagram is shown here in Fig. 4. It is similar to the conventional driving circuit without tuning capability from [8]. The proposed driving circuits utilize the same class-F power amplifier (PA) to supply the electrical power to the UPZT. This class-F PA is a switched-mode type with high efficiency of up to 95% according to [8]. The output power of this PA is controlled by a SEPIC converter in order that the ultrasound output power ( $W_{UT}$  or  $W_U$ ) from the UPZT can be adjusted. The conventional driving circuit has a drawback that the driving frequency must be manually set from datasheet and cannot be changed during operating period. In real operations, the phase differences between voltage and current of the driving signal could be fluctuated all the time due to impedance changing of UPZT caused by the different pressure and touching surface with human skin. It is, of course, reflecting in deterioration in system efficiency and performance.

Received: May 31, 2019

4

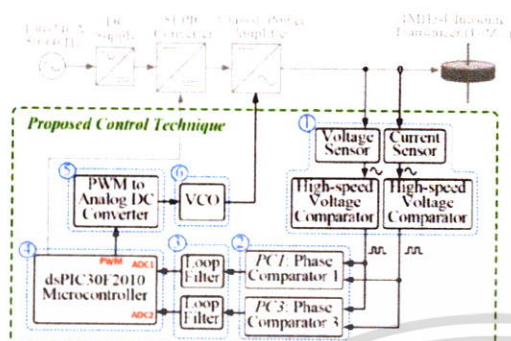


Figure.4 System diagram of the proposed UPZT driving circuit with automatic-tuning frequency capability

The main idea to resolve the aforementioned problem of the conventional driving technique is trying to real-time track the UPZT impedance and phase during operation, then recomputed the PA controlling signals using a newly-proposed high-speed dsPIC microcontroller. The main goal is to instantaneously tune the UPZT driving frequency to be as close to the changing resonance frequency ( $f_r$ ) as possible and also keep the phase difference to be near zero.

In order to do that, a newly-designed feedback control circuit consisting of six sub blocks as shown in Fig. 4 has been added to the conventional driving circuit to make it capable of tuning to any desire frequency and also tracking the UPZT changing impedance and phase all the time during operations.

Fig. 4 mainly indicates the key components and system overview of the newly-proposed automatic-tuning frequency driving circuit. Six sub feedback-control units have been added from the conventional driving circuit as follows: (1) *voltage and current sensing unit*, (2) *phase comparator*, (3) *loop filter*, (4) *dsPIC microcontroller*, (5) *PWM to analog DC converter* and (6) *voltage control oscillator (VCO)*. Fig. 5 mainly presents how each of six units works in sequences.

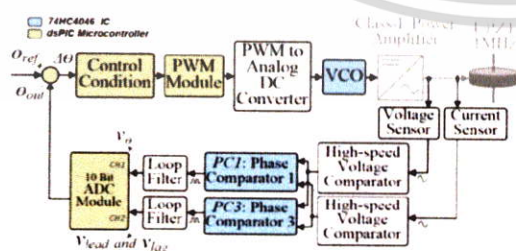


Figure.5 Another view of the newly-design feedback-control block of the proposed UPZT driving circuit

#### 4. Proposed feedback control design

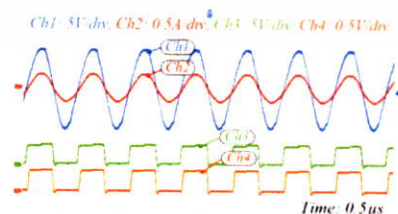
The operational flow of the newly proposed feedback control starts from sensing the voltage and current signals and passes them through the high-speed voltage comparator to transform into voltage and current pulse trains. Those pulse trains will then be fed through phase comparator units. Comparing results will be passed through the internal ADC module of the dsPIC30F2010 via loop filters. The computational process will then be done by dsPIC microcontroller before sending the desirable control signals to VCO units via the PWM to analog DC converters. The VCO units will then send out the controlling signals to tune the final frequency of the class-F power amplifier. The target when applying this technique with any UPZT in real-time operation is that the steady-state error from ideal resonance frequency  $f_r$  must be lower than  $\pm 1.0\%$  at any time and the phase difference between UPZT driving voltage and current must be lower than  $\pm 10^\circ$ .

##### 4.1 Getting voltage and current pulse trains

This first step of the newly-proposed feedback control unit is shown by block number 1 in Fig. 4. This unit generates voltage and current pulse trains to be inputs of each phase comparator unit using a data-discrimination high-speed voltage comparators. An in-house-design voltage divider and a high-precision current sensor were used to gather voltage and current signals in real time. Fig. 6 illustrates the example of measuring input and pulse-train output signals for this procedure. Fig. 6 also confirms that this unit is working properly and accurately.

##### 4.2 Phase comparator design

This research applies the phase comparator 1 (PC1) and the phase comparator 3 (PC3) from the 74HC4046 integrated circuit to be functioned as main phase comparator units. In this design, the higher resolution PC1 will be used as a phase-difference detector (0-180 degree) and the lower resolution PC3 will be used as a lead-lag detector (plus/minus sign).



Ch1: UPZT voltage, Ch3: Voltage pulse trains to phase comparator, Ch2: UPZT current, Ch4: Current pulse trains to phase comparator

Figure.6 Examples of voltage and current pulse trains

Received: May 31, 2019

5

Fig. 7 and Fig. 8 represent typical waveforms and how both PC1 and PC3 work. Two identical sets of voltage and current pulse-train signals from 4.1 will be fed into both PC1 and PC3 as  $SIG_{IN}$  and  $COMP_{IN}$ . The phase differences between the two can now be compared in terms of new pulse-train signals, namely  $PC1_{OUT}$  and  $PC3_{OUT}$ , respectively.

At PC1, the rising edge and falling edge of both input signals  $SIG_{IN}$  and  $COMP_{IN}$  will be compared. The comparison results will then be computed and translated into a phase difference value in the range of 0-180 degree with 2 MHz resolutions,  $PC1_{OUT}$ . In this design, the relationship between the average phase difference output voltage and phase difference in degrees is set as a linear relationship shown in the right-hand side of Fig. 7. The proposed design sets the operating supply voltage  $V_{CC}$  at 5V; therefore, the average output voltage between 0V to 5V is corresponding to phase difference between 0 to 180 degrees. In other words, the linear ratio of average output voltage to phase difference in this case equals 28 mV/1°.

At PC3, only rising edges of both input signals  $SIG_{IN}$  and  $COMP_{IN}$  will be compared with the same strategies as in PC1, but, the average output voltage between 0V to 5V in this PC3 is corresponding to phase difference between 0 to 360 degrees instead. The translation here is a bit different from PC1. The current signal status will be read in the forms of either lagging (- sign) or leading (+ sign) with the voltage signal. The current status is *lagging* when the average comparison output is in the range of 0-2.5V and the current status is *leading* when the average comparison output is in the range of 2.5-5.0 V. This procedure is illustrated in Fig. 8.

The phase difference results from  $PC1_{OUT}$  and  $PC3_{OUT}$  will be fed into a 10-bit ADC module of the dsPIC30F2010 microcontroller via loop filters. The uncertainty and tolerances for processing the phase difference in this procedure is set to be at  $\pm 1^\circ$ .

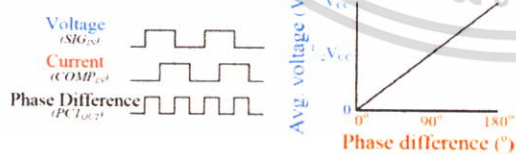


Figure.7 Phase comparator 1 (PC1) design

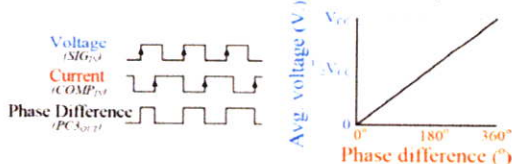


Figure.8 Phase comparator 3 (PC3) design

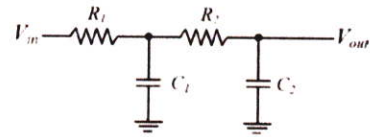


Figure.9 A simple equivalent circuit for a loop filter

#### 4.3 Loop filter configurations

In this work, a passive-type second-order RC low-pass filter [13] will be used as a loop filter due to its simplicity. The main task for loop-filter units in this work is to receive the PWM-like pulse trains from the phase comparator units which carry the voltage and current phase-differences information. The loop filters then convert such signals into analog direct current (DC) signal and send to the ADC module of the dsPIC microcontroller for further processing. A simple equivalent circuit with two resistors and two capacitors for a loop-filter design in this research is shown in Fig. 9.

A loop-filter design starts from knowing the maximum  $V_{RIPPLE}$  and  $V_{PWM}$  allowed from the phase comparator in 4.2. The attenuation factor in dB ( $A_{dB}$ ) can now be computed using Eq. (11).

$$A_{dB} = 20 \times \log \left( \frac{V_{RIPPLE}}{V_{PWM}} \right) \quad (11)$$

Once the attenuation factor is known, we can apply the knowledge that the slope of a second order low-pass filter equals -40 dB/decade to determine a required 3-dB cut-off frequency ( $f_{3dB}$ ) for a loop filter using either Eq. (12) or Eq. (13).

$$A_{dB} = Slope \times \log \left( \frac{f_{PWM}}{f_{3dB}} \right) \quad (12)$$

$$f_{3dB} = f_{PWM} \times 10^{\frac{A_{dB}}{Slope}} \quad (13)$$

Another interesting view is to set Eq. (11) equals to Eq. (12) and solve for  $V_{RIPPLE}$ . This will result in Eq. (14) that expresses voltage ripple as a function of  $f_{3dB}$ . While this equation looks more complicated than Eq. (11), Eq. (12) and Eq. (13), it has very simple mathematics, especially, if we want to graphically plot ripple voltage versus  $f_{3dB}$  for determining slope,  $V_{PWM}$  and  $f_{PWM}$ .

$$V_{RIPPLE} = V_{PWM} \times 10^{\frac{Slope \times \log \left( \frac{f_{PWM}}{f_{3dB}} \right)}{20}} \quad (14)$$

Based on the circuit previously shown in Fig. 9, the components in the circuit can be calculated by

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (15)$$

Received: May 31, 2019

6

Given  $R = R_1 = R_2$  and  $C = C_1 = C_2$ , Eq. (15) then becomes Eq. (16)

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC} \tag{16}$$

From Eq. (16), by choosing the proper capacitor  $C$  values, the resistor  $R$  values for this loop filter can be computed. Therefore, from Eq. (11), the computed  $A_{dB}$  equals -66.375 dB and the  $f_{3dB}$  equals 43.818 kHz. We then get the desire values of capacitors  $C_1 = C_2 = 15$  nF and the resistors  $R_1 = R_2 = 242 \Omega$  for this design.

**4.4 dsPIC Microcontroller**

For the proposed control technique shown in Fig. 4, the output frequency of VCO is controlled by the pulse width modulation (PWM) module of the dsPIC30F2010 microcontroller. The frequency of a PWM signal here will be constant and the duty cycle can be adjusted depending on the signals from the phase comparators via loop filters. In this work, the dsPIC30F2010 is running at 29.4912 MHz ( $f_{CV}$ ) to compute the PWM signal frequency for VCO unit at 10 kHz. The PWM bits resolution can be determined using Eq. (17) and equals to 11.526 bits which results in 2,949 steps of PWM pulse adjustability.

$$\text{PWM Bits Resolution} = \frac{\log\left(\frac{f_{CV}}{f_{PWM}}\right)}{\log(2)} \text{ bits} \tag{17}$$

Since we know that PWM amplitude is ranging from 0-5V, the PWM voltage resolution can now be computed and equals to 1.6954 mV/step. This PWM voltage resolution will then be used by dsPIC microcontroller to calculate the final desirable PWM duty cycle.

**4.5 PWM to analog DC converter**

The PWM signal from the dsPIC30F2010 will be converted into direct current (DC) signal by another second-order RC low-pass filter. This technique is similar to the converter mentioned in [13-14]. It is called *PWM to analog DC converter* in this paper and is shown in Fig. 10. The DC signals getting from this process will be fed as inputs of the VCO unit in the next step.

In order to maximize the performance of this *PWM to analog DC converter*, the allowed ripple voltage must be set to less than the PWM voltage resolution computed from 4.4. In this research, the ripple voltage of DC signal from this converter must be less than 1.6954 mV. We then again apply Eq.

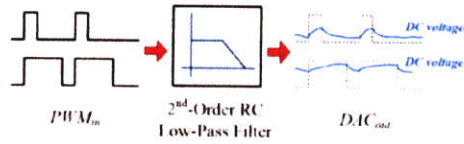


Figure.10 The PWM to analog DC converter in this work

(11) and Eq. (13) to determine  $A_{dB}$  and  $f_{3dB}$ , respectively. The final value in computing  $f_{3dB}$  for this converter equals to 184.14 Hz. Again, by using Eq. (15) and Eq. (16), the design values for capacitors will then be  $C_1 = C_2 = 0.33$  nF and the design values for resistors will then be  $R_1 = R_2 = 2.7$  k $\Omega$  in this certain step.

**4.6 VCO configurations**

We choose to use the voltage control oscillator (VCO) module from the PLL IC (74HC4046) in this research. This 74HC4046 IC has an internal and high-linearity VCO module. The center frequency of this module can be set upto 17 MHz at the operating supply voltage ( $V_{CC} = 5V$ ).

The frequency range of VCO is set by the selecting value of  $R_1$ ,  $R_2$  and  $C_1$  shown in Fig. 11. The value of  $R_1$ ,  $R_2$  and  $C_1$  are selected to be 65 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$  and 1 nF, respectively. In this research, the 74HC4046 IC is operated at 5.0 Volt. Therefore, the center frequency of VCO ( $f_0$ ) equals 1.03 MHz and the  $VCO_{IN}$  range becomes 0.9-4.1V that yields the  $VCO_{OUT}$  frequency [ $f_{min}$  to  $f_{max}$ ] of 0.98-1.08 MHz. The  $VCO_{IN} / VCO_{OUT}$  ratio (between input voltage and output frequency) is now equal to 32 mV/kHz. All VCO configurations are set as shown in Table 1.

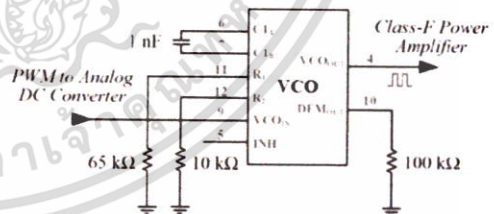


Figure.11 The VCO module used in this work

Table 1. VCO configurations

Descriptions	Setting values
Supply voltage: $V_{CC}$	5.0 V
Voltage range of $VCO_{IN}$	0.9 - 4.1 V
$VCO_{OUT}$ center frequency: $f_0$	1.03 MHz
$VCO_{OUT}$ maximum frequency: $f_{max}$	1.08 MHz
$VCO_{OUT}$ minimum frequency: $f_{min}$	0.98 MHz
$VCO_{IN} / VCO_{OUT}$ Ratio	32 mV/kHz

Received: May 31, 2019

7



Figure.12 The experimental setup in this work

## 5. Experimental results and discussions

### 5.1 Test setup and experimental configurations

The experimental system configuration has been identically setup to the block diagram previously shown in Fig. 4 to verify accuracies and overall performances of the proposed auto-tuning technique. By using pure water as a UPZT load simulating the actual human skin to make it possible to measure and analyze the driving circuit manners and UPZTs characteristics. The calibrated ultrasound power meter model: UPM-DT-1 ( $\pm 2\text{mW}$  resolution) is also connected at the end of UPZT under the test to record the ultrasound power output ( $W_{ul}$  or  $W_{t}$ ) from each test. The actual experimental setup can be seen in Fig. 12. We then separated the test into five main parts from 5.2 to 5.6. Each section has its own purposes or targets as will be described here.

### 5.2 UPZTs frequency and impedance analysis

#### 5.2.1. UPZTs frequency and impedance analysis

The main purpose of this test is to determine impedances and resonance frequencies ( $f_r$  and  $f_a$ ) of five UPZT samples to be references. The experiment was done using a high-speed data acquisition device. The frequency response can be analyzed in the range of 1 Hz to 150 MHz, the swept-frequency resolution is at 1 Hz, the dynamic performance is 95 dB, the accuracy of a measuring gain is  $\pm 0.20$  dB and the accuracy of a measuring phase is  $\pm 0.05^\circ$ .

Table 2. The resonance frequencies and impedances analysis of five UPZT samples

UPZT Samples	Measuring resonance frequency: $f_r$ (MHz)	Measuring anti-resonance frequency: $f_a$ (MHz)	Measuring impedances: $ Z_r $ ( $\Omega$ )
# 1	1.0300	1.0750	30.5
# 2	1.0290	1.0770	32.3
# 3	1.0340	1.0710	27.4
# 4	1.0220	1.0670	24.6
# 5	1.0150	1.0660	29.5

International Journal of Intelligent Engineering and Systems, 2019

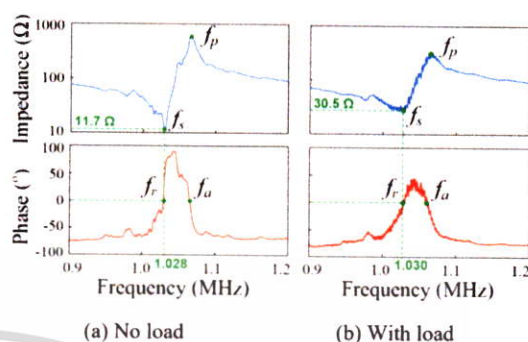


Figure.13 Impedance analysis with and without load

Table 2 presents the impedance test results of five samples. The experimental results show that the resonance frequencies of all UPZTs are in between 1.015-1.034 MHz, while the UPZT impedances at resonance frequencies are in between 24.6-32.3  $\Omega$ .

#### 5.2.2. Impedance analysis with and without load

Fig. 13 plots the impedance analysis results of a UPZT sample in two cases: no load and with load. The test results in both cases were analyzed in the frequency range of 0.9-1.2 MHz. The increment of frequency-swept step is 0.05% or 2,000 steps along the test range.

From the experimental results in case of no load shown in Fig. 13(a), the resonance frequency ( $f_r$ ) is measured at 1.028 MHz and the impedance at resonance frequency equals 11.7  $\Omega$ . From the results in case of having load shown in Fig. 13(b), both of the resonance frequency ( $f_r$ ) and the impedance at resonance frequency are a bit larger than the no-load case. The resonance frequency ( $f_r$ ) is then measured at 1.030 MHz and the impedance at resonance equals 30.5  $\Omega$ .

### 5.3 Automatic frequency ( $f_r$ ) tuning capability

The purpose of this test is to verify the tuning capability of the proposed technique to see how accurate it is and to compute the percentage of steady-state errors.

The same five UPZT samples from 5.2 were selected to be used in this experiment. Each of them was tested three times to settle around the desirable resonance frequency ( $f_r$ ) mentioned in Table 2. The steady-state errors and final tuning frequencies from every single test were recorded. The test results are presented in Table 3. It is clear from this experiment that the newly-proposed and auto-tuning technique works efficiently. The steady-state errors comparing to the desired frequencies are less than  $\pm 1.0\%$ .

DOI: 10.22266/ijies2019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 3. Automatic-tuning capability test results

UPZT samples	Desired resonance frequency: $f_r$ (MHz)	Proposed auto-tuning method		
		Test No.	Auto-tuning frequency (MHz)	Steady-state error (%)
# 1	1.0300	1	1.0295	-0.05
		2	1.0279	-0.20
		3	1.0301	0.01
# 2	1.0290	1	1.0281	-0.09
		2	1.0311	0.20
		3	1.0296	0.06
# 3	1.0340	1	1.0336	-0.04
		2	1.0341	0.01
		3	1.0348	0.07
# 4	1.0220	1	1.0217	-0.03
		2	1.0225	0.05
		3	1.0199	-0.20
# 5	1.0150	1	1.0162	0.12
		2	1.0153	0.03
		3	1.0148	-0.02

5.4 Automatic frequency ( $f_r$ ) tuning performance

The main goal for this test is to see how good the proposed technique in automatically tuning UPZT driving circuit to the desirable resonance frequencies around 1 MHz by two indicators: (1) final phase differences (should be minimal and less than  $\pm 10$  degree) and (2) the tuning time (the shorter the better). Table 4 presents in-depth details for the tuning performance tests.

Fig. 14 illustrates the performance test result for the UPZT sample #1 in Table 2 using the proposed automatic-tuning technique by setting the initial frequency of the driving circuit at 0.95 MHz, regardless of the initial phase differences. It can be clearly seen from the plot that it took around 10 ms (10.8 ms to be exact in this case) for the proposed technique in order to tune to the desirable resonance frequency ( $f_r$ ) at 1.030 MHz and also to the minimal phase difference at -1.04 degree. The roots mean squared error (RMSE) of a phase difference from zero in this case is equal to 1.046°.

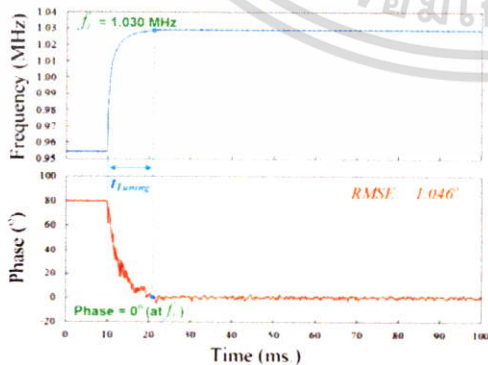


Figure.14 Example of performance test results

Table 4. Automatic tuning performance test results

UPZT samples	Desired resonance frequency: $f_r$ (MHz)	The proposed tuning method		
		Tuned frequency (MHz)	Final phase difference (Degree °)	Tuning time $t_{tuning}$ (ms)
# 1	1.0300	1.0295	-1.04	10.8
# 2	1.0290	1.0281	-1.93	11.1
# 3	1.0340	1.0336	-2.46	11.9
# 4	1.0220	1.0217	-3.87	10.5
# 5	1.0150	1.0162	-1.22	9.2

5.5 Efficiency comparisons (conventional vs proposed techniques)

The efficiency comparisons have been done between two different methods: (1) the conventional fixed-frequency-and-non-tuned technique versus (2) the proposed auto-tuning technique.

The main input power is equally fed into each driving circuit and the measurements were done at the PA driving-circuit outputs and at the UPZT ultrasound output. The efficiencies were computed and analyzed. It is confirmed from the experimental results in Table 5 that the proposed technique results in higher efficiencies in every ways.

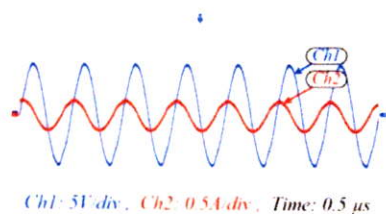
Fig. 15 illustrates the examples of measuring voltage and current signals from UPZT driving circuits. Fig. 15(a) illustrates driving voltage and current signals from the conventional technique (set fixed resonance frequency ( $f_r$ ) at 1.000 MHz). The phase differences between voltage and current signals could be varied from 10°-80° depending on the UPZT itself or the load characteristics resulting in deterioration of power transfer and inefficiency.

Table 5. Efficiency comparisons test results (conventional non-tuned vs proposed techniques)

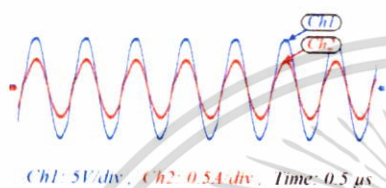
Input Power (W)	Conventional technique (driving UPZT at fixed frequency around 1 MHz)				The proposed technique (driving UPZT with Auto-tuning frequency capability)			
	PA Output (W)	PA Eff. (%)	UPZT Output ( $W_U$ )	UPZT Eff. (%)	PA Output (W)	PA Eff. (%)	UPZT Output ( $W_U$ )	UPZT Eff. (%)
	1.0	0.830	83.0	0.372	44.8	0.930	93.0	0.590
2.0	1.839	92.0	0.746	40.6	1.876	93.8	1.186	63.2
3.0	2.773	92.4	1.106	39.9	2.821	94.0	1.784	63.2
4.0	3.364	84.1	1.354	40.2	3.714	92.9	2.328	62.7
5.0	4.023	80.5	1.642	40.8	4.516	90.3	2.840	62.9
Avg.	86.4%		41.3%		92.8%		63.1%	

Received: May 31, 2019

9



(a) Conventional non-tuned voltage and current signals



(b) Proposed automatic tuning voltage and current signals

Figure.15 Voltage and current signals at UPZTs

Fig. 15(b), on the other hand, illustrates the UPZT driving signals from the proposed driving circuit with automatic-tuning technique. The phase differences between the voltage and current signals has significantly drop-down close to zero which results in more efficient power transfer.

### 5.6 Tracking capability when load is changing

Not only we want to see the proposed technique has efficient tuning capability but also the properly tracking capability when the load is changing. The need for tracking capability is mandatory when the physiotherapist uses the ultrasound device with real patients in the actual operations. The impedance of any UPZT will be changed all the time due to the human-skin touching area. The last experiment is setup to simulated such circumstance and to verify the tracking capability of the proposed technique when the load is changing from "No load - Load - No load" conditions.

Fig. 16 presents the plots of operating frequency (fixed at  $f_r$ ) and the phase difference between voltage and current when using the conventional driving circuit mentioned in [8]. It is clear that the driving circuit frequency is solid as constant all the time. Unfortunately, during the loaded condition (the 3<sup>rd</sup> to 7<sup>th</sup> second), the phase difference will be changing so much resulting in deterioration of ultrasound power output. The phase difference here could be varied from 10° to 80° depending on load characteristics which could lead to 5 to 40 percents of ultrasound power dropped.

*International Journal of Intelligent Engineering and Systems, 2019*

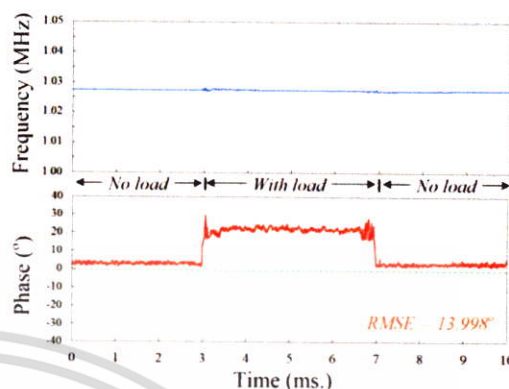


Figure.16 Conventional fixed-frequency tracking capability when load is changing

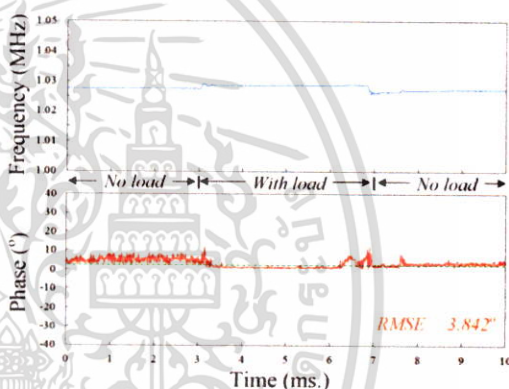


Figure.17 The proposed automatic tracking capability when load is changing

Fig. 17 shows the plots of operating frequency and phase difference when using the proposed automatic tuning technique. It is confirmed that the proposed technique is able to properly track the frequency when the load is changing and also maintain the phase difference to be minimal (less than  $\pm 10^\circ$ ) over the test period.

### 6. Conclusions

This research proposed the novel methodology of using the PLL technique incorporates with dsPIC microcontroller (dsPIC30F2010) for enhancing and maximizing the performance of a 1 MHz UPZT driving circuit class-F type from the conventional research. This research applied the newly-proposed phase angle comparator circuit to track the phase differences between the voltage and current in the feedback control part of the UPZT driving circuit. The acquired phase differences will then be passed to analyze in a dsPIC microprocessor and then

DOI: 10.22266/ijies2019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Received: May 31, 2019

10

recalculate the optimum parameters in main control circuit to assure the minimal phase angle differences (closest to zero and must be less than  $\pm 10^\circ$ ).

It is clear to be seen from the experimental results that all UPZTs under the test have different impedances and resonance frequencies. The results also confirm that the newly proposed technique is capable of automatically tuning to the optimum resonance frequency regardless of any preset value for maximizing the overall ultrasonic performance, accurately and reliably. The average percentage of automatic tuning frequency errors is less than  $\pm 0.2\%$ . The speed of convergence is around 9-12 millisecond. The stability and reliability of the proposed method has been insured. In addition to that, the proposed methodology also shows the promising results of tracking the desired resonance frequency even in the case of a real-time load changing.

### Acknowledgments

This research was partially sponsored by the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL) Foundation, under the Graduate School Scholarship, 2016. The authors would also like to thank my colleagues from the Energy System and Illumination Research Center (ESIRC, KMUTL) who provided great helps in this research and for comments that greatly improved this valuable manuscript.

### References

- [1] Y. Mizutani, T. Suzuki, H. Ikeda, and H. Yoshida, "Power maximizing of ultrasonic transducer driven by MOSFET inverter operating at 1 MHz", In: *Proc. of International Conf. On Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Taipei, Taiwan, pp. 983-986, 1996.
- [2] T. Yuan, X. Dong, H. Shekhani, C. Li, Y. Maida, T. Tou, and K. Uchino, "Driving an inductive piezoelectric transducer with class E inverter", *International Journal of Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 261, pp. 219-227, 2017.
- [3] Y. Mizutani, T. Suzuki, J. Ishikawa, H. Ikeda, and H. Yoshida, "Operating frequency control for maximizing output power of MOS-FET power inverter to drive megasonic transducer at 3 MHz", In: *Proc. of International Conf. On Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, New Orleans, LA, USA, pp. 877-881, 1997.
- [4] Q. Li, L. Zhu, and F. Wang, "Design of Ultrasonic Generator Based on DDS and PLL Technology", In: *Proc. of International Symposium on High Density packaging and Microsystem Integration (HDP '07)*, Shanghai, China, pp.1-4, 2007.
- [5] H. Zhang, F. Wang, D. Zhang, L. wang, Y. Hou, and T. Xi, "A new automatic resonance frequency tracking method for piezoelectric ultrasonic transducers used in thermosonic wire bonding", *International Journal of Sensors and Actuators A: Physical*, Vol.235, pp.140-150, 2015.
- [6] H. Zhang, F. Wang, Y. Tian, X. Zhao, D. Zhang, and L. Han, "Electrical matching of low power piezoelectric ultrasonic transducers for microelectronic bonding", *International Journal of Sensors and Actuators*, Vol.199, pp.241-249, 2013.
- [7] X. Wei, Y. Yang, W. Yao, and L. Zhang, "An automatic optimal excitation frequency tracking method based on digital tracking filters for sandwiched piezoelectric transducers used in broken rail detection", *International Journal of Measurement*, Vol. 135, pp. 294-305, 2019.
- [8] S. Boontaklang, C. Chompoo-inwai, J. Mungkorn, and M. Leelajindakraierk, "Novel Design of Class-F Power Amplifier for a Therapeutic-Ultrasonic-Piezoelectric-Transducer (UPZT) Driving Circuit Using the Multi-Microprocessor-Controlled Techniques", In: *Proc. of International Conf. On Electrical Engineering (ICEE 2014)*, Jeju Island, Korea, pp.1450-1455, 2014.
- [9] X. Liu, A. I. Colli-Menchi, J. Gilbert, D. A. Friedrichs, K. Malang, and E. Sánchez-Sinencio, "Automatic Resonance Tracking Scheme with Maximum Power Transfer for Piezoelectric Transducers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.62, pp.7136-7145, 2015.
- [10] Y. Kuang, Y. Jin, S. Cochran, and Z. Huang, "Resonance tracking and vibration stabilization for high power ultrasonic transducers", *International Journal of Ultrasonics*, Vol.54, pp.187-194, 2014.
- [11] E. Moreno, G. Gonzalez, L. Leija, O. Rodriguez, M. Castillo, and M. Fuentes, "The Performance analysis of ultrasonic-therapy transducer with contact detection", *IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control*, Vol.50, pp.743-747, 2003.
- [12] M. Takasaki, D. Yamaguchi, M. Hara, Y. Ishino, and T. Mizuno, "Resonance Frequency Tracking Control of Ultrasonic Transducer for Diminished Haptics", In: *Proc. of International Conf. On Asian Control Conference (ASCC)*, pp.1240-1245, 2017.
- [13] R. Metivier, *Method for Converting a PWM Output to an Analog Output When Using Hall Effect Sensor ICs (Application information AN29609-1)*, Allegro Micro Systems LLC, Massachusetts, 2013.
- [14] B. Nisarga, *PWM DAC using MSP430 high-resolution timer (Application report SLAA497)*, Texas instrument, Dallas Texas, 2011.
- [15] M. A. Ahmad, A. M. Elshurafa, K. N. Salama and H. N. Alshareef, "Determination of maximum power transfer conditions of bimorph piezoelectric energy harvesters", *Journal of Applied Physics*, Vol.111, Issue,10, 2012.
- [16] X. Liu, A. I. Colli-Menchi, J. Gilbert, D. A. Friedrichs, K. Malang and E. Sánchez-Sinencio, "An Automatic Resonance Tracking Scheme With Maximum Power Transfer for Piezoelectric Transducers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.62, No.11, pp.7136-7145, 2015.
- [17] C. Lin, Y. Lu, H. Chiu and C. Ou, "Eliminating the Temperature Effect of Piezoelectric Transformer in Backlight Electronic Ballast by Applying the Digital Phase-Locked-Loop Technique", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.54, No.2, pp. 1024-1031, April 2007.
- [18] L. Cheng, Y. Kang and C. Chen, "A Resonance-Frequency-Tracing Method for a Current-Fed Piezoelectric Transducer", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.61, No.11, pp.6031-6040, 2014.
- [19] J. M. Alonso, C. Ordiz and M. A. Dalla Costa, "A Novel Control Method for Piezoelectric-Transformer Based Power Supplies Assuring Zero-Voltage-Switching Operation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.55, No.3, pp.1085-1089, 2008.
- [20] D. Vasic, Y. Liu, F. Costa and D. Schwander, "Piezoelectric transformer-based DC/DC converter with improved burst-mode control", In: *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, USA, pp.140-146, 2013.
- [21] D. A. Friedrichs, R. W. Erickson and J. Gilbert, "A New Dual Current-Mode Controller Improves Power Regulation in Electrosurgical Generators", *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, Vol.6, No.1, pp.39-44, 2012.
- [22] L. Wang, Q. Wang, M. Khanna, R. P. Burgos, K. D. T Ngo and A. VazquezCarazo, "Design and Control of Tunable Piezoelectric Transformer Based DC/DC Converter", In: *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Portland, USA, pp.5987-5993, 2018.



The poster features a vibrant floral pattern at the top. Below it, the ICEE 2016 logo is displayed on the left, consisting of three overlapping circles in red, green, and blue. To the right of the logo, the text "ICEE 2016 Okinawa" is written in large, bold, yellow letters. Underneath this, the full name of the conference, "The International Conference on Electrical Engineering 2016", and the dates and location, "3-7 July 2016, Okinawa Jichikaikan, Okinawa, Japan", are provided in a smaller font. Below the main text, there are logos for the organizing institutions: the Institute of Electrical Engineers of Japan (IEEJ), the Society of Electrical Engineers (SEE), and the Hong Kong Institution of Engineers (HKIE). The background of the lower half of the poster shows a scenic view of a traditional Japanese building with a thatched roof, likely the Okinawa Jichikaikan, set against a backdrop of a sunset or sunrise over the ocean. A large, faint watermark of a university seal is visible in the center. At the bottom, a red banner with white text reads "CALL FOR PAPERS". Below the banner, the ICEE 2016 website URL is provided: "ICEE 2016 Website ☺ <http://www.okinawa-congre.co.jp/icee2016>". The bottom edge of the poster is decorated with a row of small, colorful images, including a sunset, a traditional building, a white flower, and a stone lion.

**ICEE 2016 Okinawa**  
The International Conference on Electrical Engineering 2016  
3-7 July 2016, Okinawa Jichikaikan, Okinawa, Japan

一般社団法人電気学会  
The Institute of Electrical Engineers of Japan

SEE

HKIE

The theme of ICEE 2016 is  
“Future Technology for  
Bridging Nations”

**CALL FOR PAPERS**

ICEE 2016 Website ☺ <http://www.okinawa-congre.co.jp/icee2016>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ID 90512

## Novel Automatic Resonance Frequency Tracking Method for 1 MHz Ultrasonic Piezoelectric Transducers Using dsPIC-Microcontroller and PLL Technique

Suttipong Boontaklang, Chai Chompoo-inwai, Rujira Lakatem,  
Siriwat Potivejakul and Chow Chompoo-inwai  
Electrical Engineering Dept., Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of  
Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand

### Abstract

This research article presents a step-forward improvement on a previous year model of the ultrasonic piezoelectric transducer (UPZT) driving circuit which comprised of a SEPIC converter, a Class-F power amplifier and controlled by a low-speed microcontroller. All of the above mention will be called as a traditional model in this paper. Two major problems had been found with the traditional model i.e., (1) it is troublesome in order to preset the optimal resonance frequency for maximizing the ultrasonic output power; it now has to be done manually by measuring the UPZT impedance and phase via the impedance analyzer, then set the optimal value for driving circuit one by one for each of the UPZT and (2) in the real operation, when the UPZT make the contact with human skins, the UPZT impedance will be subtle changed which affects the resonating frequency of such UPZT causing that the maximum ultrasonic output power deteriorate due to the fixed optimal value of resonance frequency setting as mentioned above. This article proposes the idea and concept of how to resolve those drawbacks called a novel automatic resonance frequency tracking method using a combination of a high-speed dsPIC microcontroller, Phase Locked Loop (PLL) technique and a voltage control oscillator (VCO) circuit. The same SEPIC converter and class-F amplifier as in the traditional model will still be applied here. One block of the new PLL technique will be added to the feedback route from the output of a traditional model. By adding a new PLL technique, a low-speed microcontroller is now be replaced by the high-speed dsPIC microcontroller in a control circuit of the traditional model. The VCO circuit will also be added to play an important role to control the tracked frequency of the class-F power amplifier through the dsPIC microcontroller. The principle idea of how the automatic resonance frequency tracking works is that at the UPZT resonating frequency, the UPZT impedance magnitude will be minimal and the UPZT impedance phase is close to zero. This proposed tracking algorithm is based on detecting the phase shift between voltage and current over the UPZT via the phase comparator. The acquiring phase shift signal will then be fed into analog-to-digital (ADC) module of the dsPIC microcontroller. The same microcontroller will then recalculate the optimum resonance frequency setting and send out the new control signal to readjust operating frequency of the class-F power amplifier, respectively. By using this new proposed method of tracking resonance frequency, the UPZT protection algorithm not to let it runs in no-load mode could easily be done using the same concept. Consequently, this protection algorithm helps prolonging the UPZT life cycle. After intensive experiments with many of the different UPZTs, the proposed method works flawlessly and reliably. The conclusion can be made from satisfactorily-experimental results that the proposed automatic resonance frequency tracking range is somewhere between 0.98-1.08 MHz. The further research will try to apply the proposed method for more beneficial functions/features in other UPZT applications.

*Keywords: Ultrasonic Piezoelectric Transducer, UPZT, Class-F Power Amplifier,  
Automatic resonance frequency tracking, Phase-Locked-Loop, VCO*

### 1 INTRODUCTION

Ultrasound or ultrasonic wave has long been used in many industrial businesses including the medical purposes [1-5]. The key device to generate the ultrasound wave is called ultrasonic piezoelectric transducer, UPZT. The principle of how UPZT works is that when supplying some electricity energy from any high frequency driving circuit to UPZT, the ultrasound wave will be generated from the UPZT. In general, the maximum power transfer when transforming the electricity energy into

ultrasound wave energy occurs at the UPZT resonance frequency [1-7]. In practice, it is often found that the resonance frequency of each UPZT will be different even when they manufactured from the same lot and same factory [5]. It is normal to see that the UPZT's nameplate would suggest the optimal operating frequency with some tolerances e.g., the operating frequency is at  $1 \text{ MHz} \pm 5\%$ . This results in deteriorating the UPZT performance. Many researchers have tried to resolve this type of problems based on the same concept to be able to fine tune the driving

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

frequency of the certain UPZT. In [1-4], phase lock loop (PLL) integrating circuit was designed to work with high frequency driving circuit to automatically determine the optimal resonance frequency. Some research proposed the use of digital signal processing technique to solve the aforementioned problem.

This research proposed the use of a combination between PLL technique and a microcontroller. The key advantage of using PLL technique with microcontroller is that there will be much higher flexibility in controlling the desired variables. The proposed technique will be mainly applied to enhance the overall system performance of the conventional Class-F power amplifier mentioned in [5] which did not have the frequency tracking feature.

## 2 ELECTRICAL MODELING OF UPZT

The simple equivalent circuit model characterizing a UPZT near the resonance frequency as illustrated in Fig. 1. It consists of electric arm and mechanical arm [7-10]. The electric arm is composed of two components. They are the static capacitance  $C_0$  and dielectric loss resistance  $R_0$ . The mechanical consist of a dynamic capacitance  $C_1$ , a dynamic inductance  $L_1$  and dynamic inductance  $R_1$ . The mechanical arm is a series RLC circuit. The electric arm and mechanical arm are connected in parallel. As  $R_0$  generally has much bigger value than the other parallel components, it is neglected in this research.

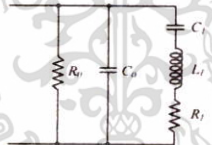


Figure 1. UPZT equivalent circuit

From the equivalent circuit in Fig. 1, the admittance  $Y$  of the UPZT can be written as Eqs. (1) and (2) [7-8]

$$Y = G + Bj \quad (1)$$

$$Y = \left[ \frac{R_0 \omega^2 C_1^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + R_1^2 \omega^2 C_1^2} \right] + \left[ C_0 \omega + \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1) \omega C_1}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + R_1^2 \omega^2 C_1^2} \right] j \quad (2)$$

where  $\omega$  is the angular frequency (rad/s.). The conductance  $G$  and susceptance  $B$  respectively are

$$G = \frac{R_0 \omega^2 C_1^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + R_1^2 \omega^2 C_1^2} \quad (3)$$

$$Y = C_0 \omega + \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1) \omega C_1}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + R_1^2 \omega^2 C_1^2} \quad (4)$$

From Equations. (3) and (4) can be obtain:

$$\left( G - \frac{1}{2R_1} \right)^2 + (B - \omega C_0)^2 = \left( \frac{1}{2R_1} \right)^2 \quad (5)$$

Based on Eq. (5), the locus of the UPZT admittance near resonance can be represented as a circle as shown in Fig. 2, where  $f_s$  is the series resonance frequency, it corresponds to the maximum conductance,  $f_p$  is the parallel resonance frequency,  $f_r$  is the resonance frequency corresponding to the larger conductance when susceptance is zero,  $f_a$  is the anti-resonance frequency corresponding to the smaller conductance when susceptance is zero,  $f_m$  is the frequency of maximum admittance (minimum impedance),  $f_n$  is the minimum admittance frequency.

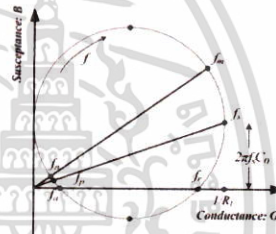


Figure 2. The UPZT admittance circle

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad (6)$$

From the equivalent circuit of UPZT in Fig. 1, the impedance phase  $\theta$  can be calculate as

$$\theta = \tan^{-1} \left[ \frac{(2L_1 C_0 + L_1 C_1 - C_1 C_0 R_1^2) \omega}{C_1 R_1} - \frac{L_1^2 C_0 \omega^3}{R_1} - \frac{C_0 + C_1}{C_1^2 R_1 \omega} \right] \quad (7)$$

When the impedance phase of UPZT is zero, the following equation can be obtained

$$L_1^2 C_1^2 C_0 \omega^3 - \omega^2 C_1 (2L_1 C_0 + L_1 C_1 - C_0 C_1 R_1^2) + C_0 + C_1 = 0 \quad (8)$$

By solving Eq. (8) the resonance frequency  $f_r$  and the anti-resonance frequency  $f_a$  can be achieved as

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(2L_1 C_0 + L_1 C_1 - C_0 C_1 R_1^2) - \sqrt{C_1^2 (L_1 - C_0 R_1^2)^2 - 4L_1 C_1 C_0^2 R_1^2}}{2L_1^2 C_0 C_1}} \quad (9)$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(2L_1 C_0 + L_1 C_1 - C_0 C_1 R_1^2) + \sqrt{C_1^2 (L_1 - C_0 R_1^2)^2 - 4L_1 C_1 C_0^2 R_1^2}}{2L_1^2 C_0 C_1}} \quad (10)$$

The general of the UPZT frequency response are shown in Fig. 3 [5-7]. There are two features frequencies characterized by zero impedance phase, and they are the resonance frequency  $f_r$  and the anti-resonance frequency  $f_a$ . The anti-resonance frequency  $f_a$  has bigger impedance than the resonance frequency  $f_r$ , it not optimum operating point of UPZT [5].

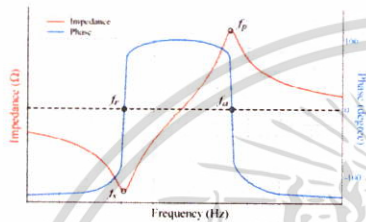


Figure 3. The frequency response of UPZT

When the UPZT excited by the resonance frequency  $f_r$ ,  $f_m$  or  $f_a$ , the electrical power can be fed to UPZT maximizing identically. In this research,  $f_r$  of UPZT is designed instead of  $f_a$  for tracking point of the proposed technique because measuring the impedance phase is relatively easy to implement.

3 THE PROPOSED UPZT DRIVING CIRCUIT

The circuit diagram in this work as shown in Fig. 4. The driving circuit is the class-F PA, it connected UPZT and fed the electrical power to UPZT directly. The class-F PA is switching-mode power amplifier type, which is high efficiency up to 90% [5]. The output power of class-F PA is controlled by SEPIC converter such that the ultrasound output from UPZT can be adjusted. The circuit in this work can apply to use in medical and other applications.

The overall control techniques are proposed as shown in Fig. 5. At the input of UPZT has installed the high-speed current sensor and voltage sensor. The voltage and current signal has send through high-speed voltage comparator and converted to pulse signal. After that, the voltage and current in pulse wave was compared phase difference by phase comparator, the result is feedback to dsPIC30F2010 microcontroller via internal ADC module. The dsPIC30F2010 will process and control the frequency output of voltage controlled oscillator (VCO), which the signal from VCO is controlling the frequency of class-F PA. The optimal setting point for control strategy, the phase difference of current and voltage that fed to UPZT is current not lagging voltage over than 10°.

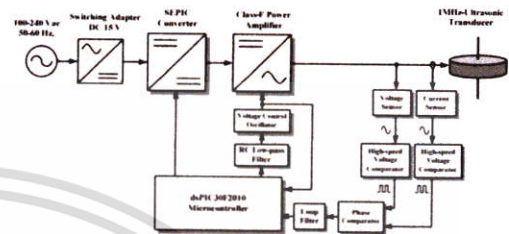


Figure 4. The proposed UPZT driving circuit

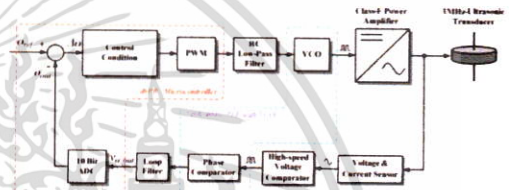


Figure 5. The Control scheme of resonance frequency tracking

4 PHASE COMPARATOR CALCULATION

The Phase-locked-loop with VCO 74HC4046 is employed to comparing phase difference and generate pulse by VCO section. The 74HC4046 is PLL circuits that comprise a linear VCO and three difference phase comparator, the centre frequency of up to 17 MHz at  $V_{CC} = 4.5 V$ .

In this research, the phase comparator was chosen is phase comparator 1 (PC1) in 74HC4046, the typical waveform of PC1 as shown in Fig. 6. The voltage and current signal was connected to SIG<sub>IN</sub> and COMP<sub>IN</sub> respectively. The PC1 will compare both falling edge and rising edge of input signal such that the output of PC1 can be represent as the 2 MHz pulse signal as shown in Fig. 6. The average output voltage of phase difference from PC<sub>1OUT</sub> as shown in Fig. 7, it is a linear relationship with phase difference value in degree. In the proposed circuit set  $V_{CC} = 5 V$ , such that the average output voltage between 0 V to 5 V is corresponding to phase difference between 0° to 180°. Therefore, the ratio of average output voltage and phase difference is 28mV/1°

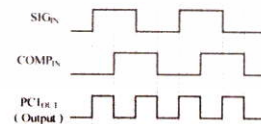


Figure 6. Waveform of Phase comparator

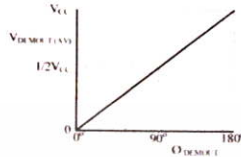


Figure 7. Average output voltage of phase difference

The result of phase difference from  $PC1_{OUT}$  is fed in to the 2<sup>nd</sup> order passive RC low-pass filter as shown in Fig. 8. This consists of two resistors and two capacitors, the phase difference signal will change into dc signal for feedback to dsPIC30F2010. The uncertainty for processing the frequency is setting at  $\pm 1^\circ$ , such that the ripple voltage of the phase difference in dc signal when through RC low-pass filter must not exceed 28 mV.

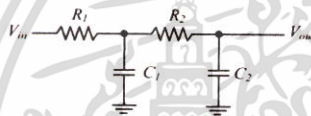


Figure 8. Passive RC Low-Pass Filter (2<sup>nd</sup> order)

Voltage ripple ( $V_{RIPPLE}$ ) of 2<sup>nd</sup> order passive RC low-pass filter [11] can be compute from attenuation factor ( $A_{dB}$ ) as shown in Eqs. (14) and (15).

$$A_{dB} = 20 \times \log \left( \frac{V_{RIPPLE}}{V_{PWM}} \right) \quad (14)$$

$$A_{dB} = Slope \times \log \left( \frac{f_{PWM}}{f_{3dB}} \right) \quad (15)$$

Where  $V_{RIPPLE}$  is the voltage ripple,  $f_{PWM}$  is the frequency of PWM signal and  $f_{3dB}$  is the cutoff frequency of low-pass filter as shown in Eq. (16).

$$f_{3dB} = f_{PWM} \times 10^{\frac{A_{dB}}{Slope}} \quad (16)$$

Slope for calculate is -40 dB/decade because in this work use second order low-pass filter. From Eqs. (14) and (15)  $V_{RIPPLE}$  can be obtained as

$$V_{RIPPLE} = V_{PWM} \times 10^{\frac{Slope \times \log \left( \frac{f_{PWM}}{f_{3dB}} \right)}{20}} \quad (17)$$

In order to processing phase difference, this work have  $V_{PWM} = 5$  V and  $f_{PWM} = 2$  MHz, the targeting LSB/2 of voltage ripple for 10-bit ADC converter. For this case, LSB/2 corresponds to about 2.4 mV of voltage ripple. From Eq. (14) can be obtained

attenuation factor ( $A_{dB}$ ) is -66.375 dB. From Eq. (16) and  $A_{dB} = -66.375$  dB, can be computed the cutoff frequency ( $f_{3dB}$ ) is 43.818 kHz.

Based on the 2<sup>nd</sup> order passive RC low-pass filter circuit in Fig. 8, the components in circuit can be calculate by

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (18)$$

When we selected  $R = R_1 = R_2$  and  $C = C_1 = C_2$ , the  $f_{3dB}$  can be calculated by

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (19)$$

The capacitance of  $C_1$  and  $C_2$  are 15 nF, so that the resistance of  $R_1$  and  $R_2$  are 242  $\Omega$ .

## 5 VCO CONFIGURATIONS

The internal VCO of 74HC4046 used in this work, the featured is high linearity. Based on the proposed control technique in Fig.5, the output frequency of VCO was controlled by dsPIC30F2010 using internal pulse width modulation (PWM) module. The 10 kHz PWM signal from dsPIC30F2010 will then be passed to the 2<sup>nd</sup> order passive RC low-pass filter for converting to dc signal (same the phase comparator) and fed to VCO. This technique is also called PWM to DAC converter [11] as shown in Fig. 9.



Figure 9. The PWM to DAC used in this work

The dsPIC30F2010 microcontroller is run at 29.4912 MHz and the PWM signal frequency for controlled VCO is 10 kHz. From Eq. (20), can be calculate the PWM resolution is 11.526 bits. In table 1, the operating frequency of VCO was designed in range between 0.98-1.08 MHz, such that the maximum resolution for adjust the VCO frequency is about 50 Hz. The VCO input voltage ( $VCO_{IN}$ ) range is 0.9-4.1 V, therefore the ratio of voltage input and frequency output is 32 mV/kHz.

$$PWM \text{ Resolution} = \frac{\log \left( \frac{f_{VCO}}{f_{PWM}} \right)}{\log(2)} \quad (20)$$

When the maximum resolution for adjust the VCO frequency is about 50 Hz, can be calculate in term of input voltage ( $VCO_{IN}$ ) is 1.6 mV. Therefore, ripple voltage of dc signal from

the RC low-pass filter must not over than 1.6 mV. From Eqs. (14) and (16) can be obtained the cutoff frequency ( $f_{3dB}$ ) is 178.9 kHz. The components of RC low-pass filter can be calculated from Eqs. (18) and (19), when selected  $C_1$  and  $C_2$  are 0.33 nF, the resistance of  $R_1$  and  $R_2$  are 2.7 k $\Omega$ .

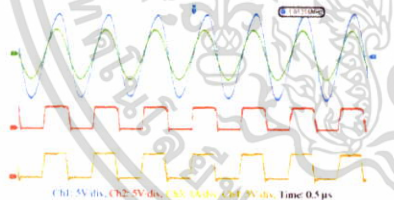
**Table 1** VCO configurations

Centre frequency: $f_0$	1.03 MHz
Maximum output frequency: $f_{max}$	1.08 MHz
Minimum output frequency: $f_{min}$	0.98 MHz
Output frequency resolution	50 Hz
Supply voltage: $V_{CC}$	5 V
VCO input range: $VCO_{IN}$	0.9-4.1 V
Resistor connection: $R_1$	65 k $\Omega$
Resistor connection: $R_2$	10 k $\Omega$
Capacitor connection: $C_1$	1000 pF

## 6 EXPERIMENTAL RESULTS

### 6.1 Verification of voltage, current sensors and high-speed voltage comparators

This test objective is to verify that those devices in Figure 4 work properly. This test was done by measuring the phase angle of the voltage and current from UPZT driving circuit and comparing to the phase angle of the voltage and current output pulses from the high-speed voltage comparator units before feeding these two signals into phase comparator and dsPIC microcontroller for further analysis. Figure 10 illustrates the results from this certain procedure. It can be concluded here that the voltage sensor, current sensor and the high-speed voltage comparators are working properly and accurately.



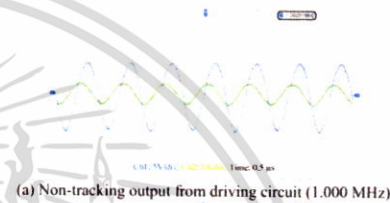
Ch1: voltage across the UPZT, Ch2: voltage signal to phase comparator, Ch3: current across the UPZT, Ch4: current signal to phase comparator

**Figure 10.** Voltage and current signal to phase comparator

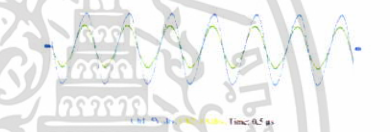
### 6.2 Comparing to conventional non-tracking driving circuit and accuracy verification

Figure 11 below shows the example of voltage and current signals of the UPZT driving circuits. Figure 11a illustrates the UPZT driving signal from the conventional last year driving circuit without the resonance frequency tracking feature. It is easy to see that there are some phase differences of around 70 degree between current and voltage signals. It can be implied

that the impedance of this particular UPZT has some capacitance components resulting in deteriorating overall power transfer performance. Figure 11b, on the other hand, illustrates the UPZT driving signal from the same driving circuit with the proposed technique. The phase difference between the voltage and current signals has significantly decreased down to around less than 10 degree which results in higher power transfer to UPZT by the maximum of 400 % compared to the use of the conventional one.



(a) Non-tracking output from driving circuit (1.000 MHz)



(b) Resonance tracking technique driving signal (1.014 MHz)

**Figure 11.** Driving signal of UPZT no.1 ( $f_r = 1.014$  MHz)

In this research paper, five samples of UPZTs from the same manufactory were chosen. Each sample has different manners and characteristics as can be seen from Table 2.

**Table 2** The resonance tracking test results

UPZT	Resonance Frequency: $f_r$ (MHz)	Resonance Frequency: $f_s$ (MHz)	Impedance: $ Z_r $ ( $\Omega$ )	The Proposed Method	
				No.	Frequency (MHz)
No.1	1.014	1.044	14.02	1	1.0129
				2	1.0135
				3	1.0141
No.2	1.002	1.037	11.3	1	1.0018
				2	1.0023
				3	1.0029
No.3	1.023	1.067	8.72	1	1.0225
				2	1.0231
				3	1.0223
No.4	1.012	1.067	6.71	1	1.0117
				2	1.0125
				3	1.0127
No.5	1.010	1.066	7.59	1	1.0106
				2	1.0095
				3	1.0098

The experimental results from resonance frequency tracking of five UPZTs are illustrates in Table 2. Each sample was taken under the experiment for three times. It is clear to be seen that the proposed technique is able to track the desirable resonance frequency accurately with the percentage of error on average less than 0.2%.

### 6.3 Tracking capability when changing load

The main goal of this experiment is to see whether or not the proposed technique is working when the load change which also resulting in changing UPZT impedance. This test was done by changing the load of the UPZT under normal operation into two cases: no load (operate in open air) and with load (operate in water). Figure 12 illustrates the experimental results in both cases. Figure 12a is the case of no load with resonance frequency of 1.014 MHz and Figure 12b is the case of having load with resonance frequency of 1.016 MHz (a bit higher than the case of no load). The results clearly show that the UPZT driving circuit with the proposed technique is able to track the resonance frequency for maximum performance accurately. This experimental result will be beneficial in the near future to apply this scenario to develop the UPZT protection scheme when having no load to protect the UPZT from working in a high current environment.



Figure 12. Test results in unloaded and loaded condition

## 7 CONCLUSIONS

This research paper proposed the novel methodology of using the PLL technique incorporates with dsPIC microcontroller (dsPIC30F2010) for enhancing and maximizing the overall performance of the conventional 1 MHz piezoelectric driving circuit class-F type from the previous year research paper. The key idea is that at the resonance frequency, UPZT impedance phase angle shall be zero. This research applied the phase angle comparator circuit to track the phase angle differences between the voltage and current in the control part of the UPZT driving circuit. The acquired phase angle differences will then be passed to analyze in such a microprocessor and then recalculate the optimum parameters in control circuit to assure the minimal phase angle differences (closest to zero). It is clear to be seen from the experimental results in section 6

that all five UPZTs under the test, even manufactured from the same factory, have different impedances and also different resonance frequencies. The experimental results also present that the proposed technique is capable of tracking the preset resonance frequency for maximizing the overall driving circuit performance, accurately and reliably. The average percentage of errors is less than 0.2%. In addition, from the last experimental results, the proposed methodology also shows the promising results of tracking the desired resonance frequency even in the case of changing load impedance.

## ACKNOWLEDGEMENT

This research was partially supported by King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL) Foundation, under the Graduate School Scholarship, 2015. The authors would also like to thank my supervisor and colleagues from the Energy System and Illumination Research Center (ESIRC, KMUTL) who provided insight and expertise that greatly assisted the research and for comments that greatly improved the manuscript.

## REFERENCES

- [1] Y. Mizutani, T. Suzuki, J. Ishikawa, H. Ikeda, and H. Yoshida, "Operating frequency control for maximizing output power of MOS-FET power inverter to drive megasonic transducer at 3 MHz," in *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on*, 1997, pp. 877-881 vol.2.
- [2] Y. Mizutani, T. Suzuki, H. Ikeda, and H. Yoshida, "Power maximizing of ultrasonic transducer driven by MOSFET inverter operating at 1 MHz," in *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996. Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on*, 1996, pp. 983-986 vol.2.
- [3] Y. Mizutani, T. Suzuki, H. Ikeda, and H. Yoshida, "Automatic frequency control for maximizing RF power fed to ultrasonic transducer operating at 1 MHz," in *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting. IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*, 1996, pp. 1585-1588 vol.3.
- [4] Q. Li, L. Zhu, and F. Wang, "Design of Ultrasonic Generator Based on DDS and PLL Technology," in *High Density Packaging and Microsystem Integration, 2007. HDP '07. International Symposium on*, 2007, pp. 1-4.
- [5] S. Boontaklang, C. Chompoo-inwai, J. Mungkornassawakul, and M. Leclajindakraierk, "Novel Design of Class-F Power Amplifier for a 1MHz-Therapeutic-Ultrasonic-Piezoelectric-Transducer (UPZT) Driving Circuit Using Multi-Microprocessor-Controlled Techniques," in *The 20th International Conference on Electrical Engineering (ICEE 2014)*, ed. Jeju, Korea, 2014, pp. 1450-1455.
- [6] X. Liu, A. I. Colli-Menchì, J. Gilbert, D. A. Friedrichs, K. Malang, S. E. et al., "An Automatic Resonance Tracking Scheme With Maximum Power Transfer for Piezoelectric Transducers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 7136-7145, 2015.
- [7] H. Zhang, F. Wang, D. Zhang, L. Wang, Y. Hou, and T. Xi, "A new automatic resonance frequency tracking method for piezoelectric ultrasonic transducers used in thermosonic wire bonding," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 235, pp. 140-150, 11/1/2015.
- [8] Y. Kuang, Y. Jin, S. Cochran, and Z. Huang, "Resonance tracking and vibration stabilization for high power ultrasonic transducers," *Ultrasonics*, vol. 54, pp. 187-194, 1/1/2014.
- [9] H. Zhang, F. Wang, Y. Tian, X. Zhao, D. Zhang, and L. Han, "Electrical matching of low power piezoelectric ultrasonic transducers for microelectronic bonding," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 199, pp. 241-249, 9/1/2013.
- [10] Y.-C. Chen, S. Wu, and P.-C. Chen, "The impedance-matching design and simulation on high power electro-acoustic transducer," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 115, pp. 38-45, 9/1/2004.
- [11] R. Metivier, (2013), Method for Converting a PWM Output to an Analog Output When Using Hall Effect Sensor ICs. AN296094, Allegro MicroSystems, LLC.
- [12] E. Moreno, G. Gonzalez, L. Leija, O. Rodriguez, M. Castillo, and M. Fuentes, "Performance analysis of ultrasonic-therapy transducer with contact detection," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 50, pp. 743-747, 2003.

Contact E-mail: [suttipong\\_ee@hotmail.com](mailto:suttipong_ee@hotmail.com), [chompoo@gmail.com](mailto:chompoo@gmail.com)

www.icee2014.org


# ICEE 2014


## The International Conference on Electrical Engineering 2014




June 15-19, 2014 Ramada Plaza Jeju Hotel, Jeju, Korea

*Sharing Solutions for Secure and Sustainable Energy*

Abstract Submission	December 31, 2013
Notification of Abstract Acceptance	January 15, 2014
Full Paper Submission	February 28, 2014
Notification of Full Paper Acceptance	March 15, 2014
Author/Pre-Registration	April 15, 2014



Organized by  KIEE

Co-organized by  CSEE  HKIE  IEEJ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Novel Design of Class-F Power Amplifier for a 1MHz-Therapeutic -Ultrasonic-Piezoelectric-Transducer (UPZT) Driving Circuit Using Multi-Microprocessor-Controlled Techniques

Suttipong Boontaklang\*, Jet Mungkornassawakul\*,  
Monthon Leelajindakrairerk\*\*, Chow Chompoo-inwai\*\*

**Abstract** – This research proposes a combination of two-novel techniques and designs in implementing a 1MHz driving circuit for a therapeutic ultrasonic piezoelectric transducer (UPZT). The first design is a class-F power amplifier of UPZT driving circuit. The latter is a parallel microprocessor-based control scheme. This paper intensively illustrates the conceptual design, the detailed schematic, the simulation results and the implementation results of the proposed amplifier. The proposed class-F power amplifier design applies a single-switch technique composing of a single power MOSFET: IRF540N. The key advantage of such a design is that it is a simple and cost-effective circuit and yet it yields a very high efficiency. The output power of the proposed amplifier is controlled by a well-known Single-Ended-Primary-Inductor-Converter (SEPIC) circuit. It exploits a general harmonics resonance frequency to help increasing the performance. In addition, two microprocessors (PIC18F252) have been utilized here in the newly-designed control scheme. The first one is used for (1) controlling the multi-level-and-adjustable output power of the proposed Class-F amplifier and (2) generating the clock signal for the second microprocessor. The key function of the second microprocessor is to control the output frequency of the proposed UPZT driving circuit. It is also used in the closed-loop feedback control in order to increase the reliability of the UPZT driving frequency output. The experimental results from this design after implementation are highly satisfied. The output waveforms captured by a high-speed-digital-recording oscilloscope are very similar to those captured from the virtual oscilloscope in the simulation processes. The operating output frequency has such a tiny error, says less than 0.1% on average from the setting value at 1 MHz. The output power of the proposed design has been verified using the standard ultrasound calibration power meter: UPM-DT1 across the range of 0-30 Watt. The realized system tested in the laboratory presents very highly-satisfactory results. The proposed Class-F amplifier circuit is capable of driving the UPZT load at most around 40W. The efficiency of a system performance for the proposed Class-F amplifier is about 93.68% on average and can go as high as 97.43% in some circumstances. It is very highly possible that, from the experimental results, the proposed design should also be good to use with the UPZT load in various applications.

**Keywords:** Class-F power amplifier, Piezoelectric transducer, Therapeutic ultrasound  
Resonance frequency, PIC Microcontroller

### I. INTRODUCTION

Ultrasonic generators are widely employed for industrial applications including the medical applications. A general ultrasonic generator consists of the power amplifier circuit usually called *driving circuit* because it is used to directly drive ultrasonic transducer. Conventionally, many types of power amplifiers have been used to drive such a transducer i.e., Class D, Class E power amplifier. Most of the two power amplifiers used to drive the ultrasonic transducer are made for the ultrasonic cleaning applications. The typical operating frequency of which is in the range of kilo Hertz.

This research is focusing on higher operating frequency which most of them are applied in medical applications e.g., the therapeutic ultrasound. This paper presents a novel design of Class-F power amplifier to be used with a 1 MHz therapeutic ultrasonic piezoelectric transducer (UPZT). The idea of this novel design is to combine a single switching device (MOSFET) to simplify a driver circuit with a dual-microprocessor-controlled technique to increase such a circuit capability. This idea results in making such a driving circuit cost effective, highly efficient and reliable.

This paper thoroughly elaborates with related theories following by gives more details of each device used in this work. An intensive conceptual and detailed design is also presented later in this paper. The implementation and calibration process are shown. And finally, a variety of the experimental results are meticulously explained.

\*\* EE. Dept., Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand  
([chompoo@gmail.com](mailto:chompoo@gmail.com))

\* Ph.D. candidate, EE. Dept., Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand ([suttipong\\_ec@hotmail.com](mailto:suttipong_ec@hotmail.com))

II. RELATED THEORIES

2.1 Ultrasonic Generator for Physiotherapy

Typically, therapeutic ultrasound equipments was designed base on conceptual in Fig.1 [1-2]. The main circuit consists of driving circuit and UPZT. The driver circuit's goal is to generate a high-frequency sinusoidal current to drive UPZT. When UPZT activated by a current source of which the frequency equal to resonance frequency, it creates an ultrasonic waves. The resonance frequencies of UPZT employed in therapeutic ultrasound usually are 0.75, 1 and 3 MHz. In addition, for used in physiotherapy the therapeutic ultrasound equipment should be amplitude adjustable type for ultrasound wave output.

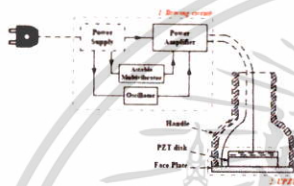


Fig. 1. A general ultrasonic generator for physiotherapy

2.2 UPZT Equivalent Circuit

The most popular equivalent circuit model characterizing a UPZT near the resonant frequency is the Butterworth-Van Dyke (BVD model) [3-6] as shown in Fig.2, which often adapted to electromechanical resonance characteristics model of a crystal oscillator. The BVD model is a parallel connection of basic mechanical parts ( $R_m, L_m, C_m$ ) and the electrical part  $C_0$  of the UPZT, where  $R_m$  is an acoustic resistance,  $L_m$  is a mechanical inductance,  $C_m$  is a mechanical capacity and  $C_0$  is a static capacity.

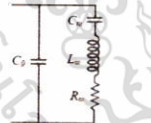


Fig. 2. Butterworth-Van Dyke (BVD) equivalent circuit

The BVD model describes the resonance frequency of any UPZT in 2 states [7-8]. They are the series resonance frequency and the parallel resonance frequency. The series resonance frequency  $f_s$  is given by equation (1), the imaginary part of  $L_m$  and  $C_m$  is zero and such equivalent circuit is simplified to parallel connection of  $R_m$  and  $C_0$ . Therefore,  $f_s$  is where the minimum impedance  $Z_{min}$  located on the frequency response curve in Fig.3.

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}} \tag{1}$$

At parallel resonance, the parallel resonance frequency  $f_p$  is given by equation (2). Therefore,  $f_p$  is where the maximum impedance  $Z_{max}$  located shown in Fig.3.

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m \frac{C_m C_0}{C_m + C_0}}} \tag{2}$$

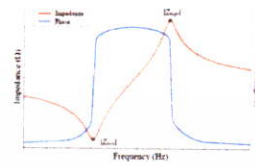


Fig. 3. The frequency response of UPZT

2.3 Class-F Power Amplifier [9-12]

Class-F Power Amplifier (Class-F PA) defines as highly efficient switching power amplifier. The high efficiency can be obtained by applying multiple-harmonic resonators in the output network to shape the drain-to-source voltage such that the switching loss is reduced and efficiency is increased. In Class-F PA with odd-harmonics, the drain-to-source voltage contains only odd harmonics and the drain current contains only even harmonics [9-11]. Therefore, the drain-to-source voltage waveform is a square wave and the drain current is a half-sine wave shown in Fig.5. The drain current flows when the drain-to-source voltage is flat and low, and the drain-to-source is high when the drain current equals to zero. Therefore, the drain current and the drain-to-source voltage will be very low, reducing the power dissipation in the active switch.

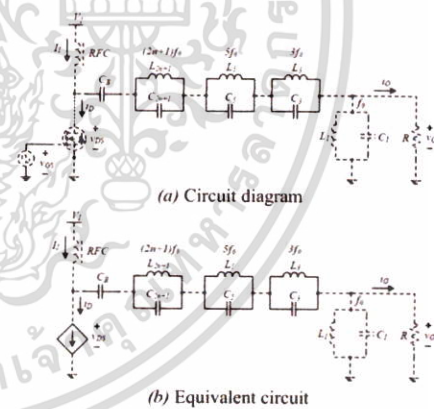


Fig. 4. Fundamental circuit of class-F PA

The drain-to-source voltage  $v_{DS}$  of Class-F PA with odd harmonics is given by

$$v_{DS} = V_t - V_m \cos \omega_0 t + \sum_{n=3,5,7,\dots} V_{nm} \cos n\omega_0 t \tag{3}$$

and the drain current  $i_D$  is

$$i_D = I_t + I_m \cos \omega_0 t + \sum_{n=2,4,6,\dots} I_{nm} \cos n\omega_0 t \tag{4}$$

Figure 5 illustrates the voltage and current waveforms of

the Class-F PA with odd harmonics. The drain-to-source voltage waveform is a square wave given by

$$v_{DS} = \begin{cases} 0 & \text{for } -\frac{\pi}{2} < \omega_o t \leq \frac{\pi}{2} \\ V_{DSM} & \text{for } \frac{\pi}{2} < \omega_o t \leq \frac{3\pi}{2} \end{cases} \quad (5)$$

and the drain current is a half-sine wave given by

$$i_D = \begin{cases} I_{DM} \cos \omega_o t & \text{for } -\frac{\pi}{2} < \omega_o t \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{for } \frac{\pi}{2} < \omega_o t \leq \frac{3\pi}{2} \end{cases} \quad (6)$$

where  $V_{DSM}$  is the maximum drain-to-source voltage and  $I_{DM}$  is the peak value of drain current, which occurs at  $\omega t = 0$ . The output resonant circuit tuned to fundamental frequency  $f_o$  acts like a band-pass filter and filters out all the harmonics of the drain current. Therefore, the output voltage waveform will be sinusoidal of a function

$$v_o = -I'_m \cos \omega_o t. \quad (7)$$

The fundamental component of the drain-to-source voltage is

$$v_{d1} = v_o = -I'_m \cos \omega_o t. \quad (8)$$

The dc input voltage is

$$V_I = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_{DS}(\omega_o t) d(\omega_o t) = \frac{V_{DSM}}{2}. \quad (9)$$

The amplitude of load voltage is

$$\begin{aligned} I'_m &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_{d1}(\omega_o t) d(\omega_o t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 2I'_m \cos(\omega_o t + \pi) d(\omega_o t) = \frac{4I'_m}{\pi} \end{aligned} \quad (10)$$

The fundamental component of the load current is equal to the drain current.

$$i_o = i_{d1} = I_m \cos \omega_o t \quad (11)$$

where

$$\begin{aligned} I_m &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_D \cos \omega_o t d(\omega_o t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I_{DM} \cos^2 \omega_o t d(\omega_o t) = \frac{I_{DM}}{2} = \frac{2}{\pi} I_m \end{aligned} \quad (12)$$

or

$$I_m = \frac{I'_m}{R} \quad (13)$$

The dc input current is equal to the component of the drain current

$$\begin{aligned} I_I &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_D d(\omega_o t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I_{DM} \cos \omega_o t d(\omega_o t) = \frac{I_{DM}}{\pi} = \frac{2}{\pi} I_m \end{aligned} \quad (14)$$

The dc input power is giving by

$$P_I = V_I I_I \quad (15)$$

The output power ( $P_o$ ) contains only the fundamental component

$$P_o = \frac{1}{2} I'_m I_m = \frac{1}{2} \times \frac{4I'_m}{\pi} \times \frac{\pi I_m}{2} = I'_m I_I \quad (16)$$

The drain efficiency of class-F PA is then be

$$\eta_D = \frac{P_o}{P_I} = 100\% \quad (17)$$

The dc resistance presented by the amplifier to the dc source is

$$R_{DC} = \frac{V_I}{I_I} = \left( \frac{V'_m}{2.122} \right) \left( \frac{1.117}{I_m} \right) = 0.527 \left( \frac{V'_m}{I_m} \right) \quad (18)$$

where  $R = V'_m / I_m$ , the dc resistance will then be

$$R_{DC} \approx 0.527R \quad (19)$$

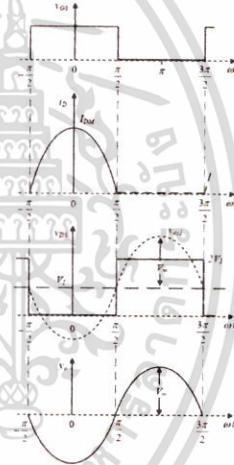


Fig. 5. Ideal waveform of class-F PA output

### III. SCOPE OF WORK

An overall scope of the proposed Class-F PA UPZT driving circuit in this work consists of three main parts which are: (1) UPZT equivalent circuit, (2) Class-F PA and (3) the dual-microprocessor control circuit. All these are illustrated in Fig. 6.

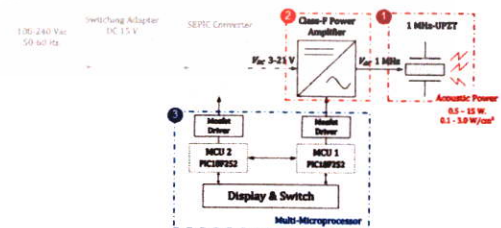


Fig. 6. Proposed UPZT driving circuit

#### IV. UPZT USED IN THIS WORK

In this research, ceramic-dish type UPZT was chosen as shown in Fig.7. The resonance frequency of which is 1 MHz. The cross-sectional area of the chosen UPZT is 5 cm<sup>2</sup>, while the overall area of the housing is 6.2 cm<sup>2</sup>. The rated power of the chosen UPZT is 20 watt.



Fig. 7. The proposed 1MHz-UPZT used in this work

##### 4.1 Impedance and Resonance Frequency Measurement

In order to get the maximum performance from the chosen UPZT, the actual resonance frequency of the UPZT needs to be measured to use as the initial condition to set the operating frequency of the proposed Class-F PA. The measuring UPZT impedance with the impedance analyzer: HP-4194 is shown in Fig.8 below. The initial conditions to set in proposed Class-F PA of the  $f_s$  and  $f_p$  are 1.03575 MHz and 1.08 MHz, respectively. From these parameters, we could also construct the BVD model as in Table 1. It should be noted here that this research choose to design the Class-F PA to drive UPZT at the series resonance frequency  $f_s$  throughout this work [5]-[6]. The impedance at that point is equal to 25.65 $\angle$ -24.26  $\Omega$ , see also Fig.9.

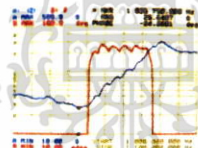


Fig. 8. A proposed 1MHz-UPZT Frequency respond

Table 1. Measuring Parameters of the selected UPZT to be used in BVD model.

Parameter	Value	
Acoustic Resistance ( $R_m$ )	29.9004	$\Omega$
Mechanical capacity ( $C_m$ )	137.088	pF
Mechanical Inductance ( $L_m$ )	171.772	$\mu$ H
Static capacitor ( $C_0$ )	1.74022	nF

##### 4.2 Frequency Bandwidth Calculation

The UPZT Bandwidth (BW) is vital for setting the proper resonance frequency in UPZT driving circuit. This research applies the BVD model from Table 1 and analyzes with NI Multisim version 13.0. The analyzing results shows in Fig.9. The BW of the chosen UPZT is 0.027 MHz with the upper boundary ( $f_H$ ) at 1.051 MHz and lower boundary ( $f_L$ ) at 1.024 MHz.

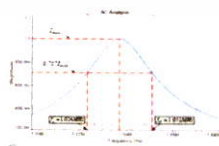


Fig. 9. Frequency bandwidth of the proposed 1MHz-UPZT

#### V. PROPOSED CLASS-F POWER AMPLIFIER

##### 5.1 Class-F Power Amplifier Configurations

Class-F PA as previously shown in Fig.4a is the ideal Class-F circuit which cannot be implemented in reality. If such a circuit is designed as in ideal case, there would be too many devices in the harmonic resonator and the PCB size will be too large. This research, on the alternative way, chooses to use only 3<sup>rd</sup> order of the harmonic resonator circuit. By doing this, the total circuit efficiency still be very acceptably high (90.67%) [9], [11].

This work designs the Class-F PA based on the idea of using the fundamental frequency  $f_0 = 1$  MHz. Therefore, the parallel resonator circuit tuned to fundamental part which are  $L_1$  and  $C_1$  will be calculated from equation (10), and yields the design values as  $L_1 = 4.7 \mu$ H and  $C_1 = 5.2$  nF. With the same methodology, the design values of  $L_3$  and  $C_3$  of the Parallel resonator circuit tuned to 3<sup>rd</sup> harmonic part will be 13.6  $\mu$ H and 200 pF, respectively. The active switch in this work chooses to use MOSFET IRF540N. The main reason to choose such MOSFET is that it has very low drain-source impedance ( $R_{DS(on)} = 44$  m $\Omega$ ) which results in very low operating temperature. Figure 10 below shows the design parameters of the proposed Class-F PA.

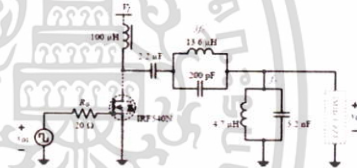


Fig. 10. The proposed class-F PA

##### 5.2 The relationship between the dc supply voltage and the ac output voltage of proposed class-F PA

Switching time period of the IRF540N is a key factor that affects the relationship between the dc supply input voltage and the output voltage of the proposed Class-F PA. In this design, the  $R_G = 20 \Omega$  is used which is different from the datasheet. The computer simulation is needed here using the NI Multisim version 13.0 to do the simulation on the testing circuit shown in Fig.11a. The simulation results clearly state that the switching time period of the MOSFET IRF540N will not be working at 50% duty cycle as mentioned in the datasheet due to the gate charge [11]. Instead, it is working at 70% duty cycle. Therefore, the parameters and characteristics of the proposed Class-F PA need to be modified as follows:

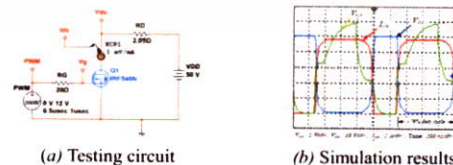


Fig. 11. IRF540N Switching-time simulation

1) From equation (9) and (10) the new relationship for  $V_{DSM}$  and  $V_i$  will then be

$$V_i = 0.3V_{DSM} \text{ or } V_{DSM} = 3.333V_i \quad (18)$$

2) When rated drain to source breakdown voltage ( $V_{(BR)DSS}$ ) of the chosen IRF540N = 100 V., the maximum values of  $V_i$  shall be less than 30 V.

3) From equation (10), we get  $V_m \approx 2.122V_i$  and the output voltage of the class-F PA can be computed as

$$V_{rms} \approx 1.5V_i \quad (19)$$

4) When  $R_m = 29.9 \Omega$ , the output power of the Class-F PA can be calculated as

$$P_o = \frac{V_{rms}^2}{R_m} \quad (20)$$

$$P_o \approx 0.0334I_i^2 \quad (21)$$

$$P_o \approx 0.0753I_i^2 \quad (22)$$

For other parameters of the proposed Class-F PA from the design point of view can be seen in Table 2.

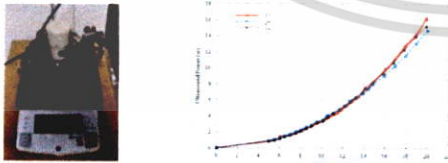
**Table 2.** Class-F PA specifications

1. Fundamental Frequency	1 MHz
2. DC Supply range	0-30 V.
3. Max. Output Power*	40 W.
4. $V_{rms}/V_{dc supply}$	1.50
5. $I_{rms}/I_{dc supply}$	0.79
6. DC resistant ( $R_{DC}$ )	13.52 $\Omega$ .

\* base on  $R_m$  of UPZT maximum about 50  $\Omega$

**5.3 Acoustic Power calibration**

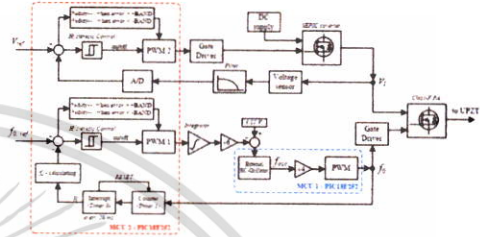
This calibration was strictly done to determine the range of  $V_i$  such that the ultrasound power output from the proposed Class-F PA and UPZT will be in the range of 0-15 watt as per requested in the therapeutic ultrasound industry [2]. The test was done by equally adjusting  $V_i$  step by step in the same time as measuring the ultrasound power using the standard UPM-DT1 as shown in Fig.12a. The calibration results are shown in Fig.12b. The range of desired  $V_i$  is between 3-21 volts. This range will then be used for designing the multi-processing control system in the next section.



**Fig. 12.** Acoustic power calibration results by UPM-DT1

**VI. MULTI-MICROPROCESSOR-CONTROLLED TECHNIQUE**

The multi-microprocessor controller in this work is designed for 2 main purposes which are (1) controlling the UPZT driving frequency and (2) controlling the output power of the proposed Class-F PA. In the design phase, two PIC18F2520 microcontrollers will be used. The system overview for this design is illustrates in Fig.13.



**Fig. 13.** The overall schematic for proposed control technique

**6.1 The Adjustable Output Power Control**

The output power of the proposed Class-F PA is controlled by varying the output voltage of SEPIC converter shown in Fig.6 using reference voltage  $V_{ref}$  from the calibration process in section 5.3. This control circuit is designed such that it has a feedback control block to compare the SEPIC converter output voltage with  $V_{ref}$ . The comparison results shall then be passed to process with the 2<sup>nd</sup> microcontroller (MCU2) in Fig.13 in order to control the variation of  $V_i$  using pulse width modulation (PWM) technique. Finally,  $V_{ref} \pm 50mV$ . is the optimal setting point for this control strategy.

**6.2 The Operating Frequency Control**

The frequency control of this research exploits the use of dual microcontroller in the control circuit shown in Fig.13. The MCU1 is the one who creates PWM signal at equal frequency as the resonance frequency of UPZT by fixing the pulse width at 50%. The PWM signal from MCU1 will then be passed to MCU2 via counter circuit to compute the PWM frequency. When there is a frequency variation from the reference setting frequency  $f_{0,ref}$ , MCU2 will process with another integrated PWM control signal to feed into the external RC-Oscillator circuit of MCU1. In this research, we set  $f_0 \pm 0.05\%$  MHz.

**VII. EXPERIMENTAL RESULTS**

**7.1 Class-F PA Efficiency Experiment**

After putting together with all the design concepts and parameters in the previous sections, the prototype of the proposed Class-F PA UPZT driving circuit is implemented as can be seen in Fig.14. The performance test configurations were set up as illustrated in Fig.15. The main goal for this test is to ensure the reliability of the proposed

driving circuit and also to measure the system performance in the same time. Figure 16a presents the output voltage and current waveforms of the proposed Class-F PA. Figure 16b presents the voltage and current waveforms while driving the UPZT load. The frequencies of both voltage and current waveforms of the Class-F PA outputs are equally at 1.03528 MHz (while setting frequency is at 1.03525 MHz). The real-time measuring current waveform is 25 degree leading the voltage waveform which is the normal effect from clamping capacitor of the resonance UPZT. The experimental results shown here are very similar to those from the simulation.



Fig. 14. The prototype of 1 MHz-UPZT driving circuit



Fig. 15. The class-F PA efficiency measuring setup

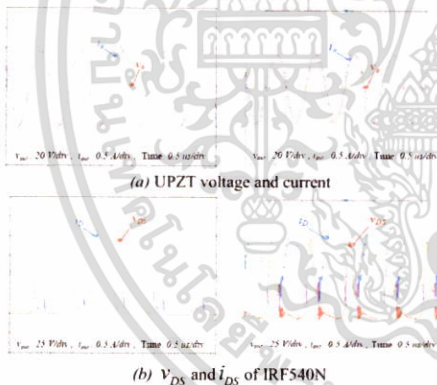


Fig. 16. Waveforms of proposed class-F PA at  $V_L \approx 17$  V.

Figure 17 shows the experimental results of the relationship between the ultrasound output power and the SEPIC converter output voltage. Figure 17 also shows the overall efficiency of the proposed Class-F PA related to the SEPIC output voltage.

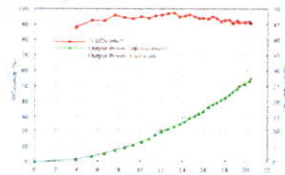


Fig. 17. The efficiency of the proposed class-F PA

7.2 Ultrasound Output Power Verification

The last experiment is to verify the ultrasound output power from the UPZT driven by the proposed Class-F PA using the standard ultrasound power meter, model UPM-DT1. The maximum percentage of error when setting the ultrasound output power from 0-15 watt equals to 14.9% which satisfied the maximum allowed for ultrasound therapeutic industrial standard. It should also be noted here that the ultrasound output power driven from the proposed Class-F PA is very linear as set.

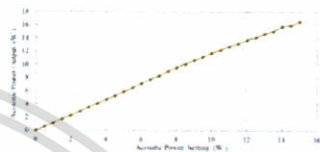


Fig. 18. The ultrasound output verification results

VIII. CONCLUSION

This work proposes the 1 MHz UPZT driving circuits using the multi-microprocessor-controlled technique. The conceptual design, the detail design, the implementation and the experimental results have been intensively presented in this paper. The big advantage of this design is that to use only one switching device which results in small in size of driving circuit. The multi-microcontroller technique also helps in adjusting and controlling the frequency and output power accurately.

The experimental results clearly state that the efficiency of a system performance for the proposed Class-F PA is about 93.68% on average and can go as high as 97.43% in some circumstances. The proposed driving circuit is able to reliably operate. The range of operation from the calibration process also shows that the proposed Class-F PA has a capability of adjusting the output power from 0-15W as set.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work was financially supported by KMUTL's Research Funding Department for the last three years. The progress report has so far been highly satisfied. The authors also would like to thank all the ESIRC members for their tireless contributions and supports in this work.

REFERENCES

- [1] B. Suttipong, "Novel design of a 1MHz-Ultrasonic-Piezoelectric-Transducer Driving Circuit using a microprocessor based controlled Class-F Power Amplifier." Master thesis, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand, 2013
- [2] Low J, Reed A, "Some energy, sound and ultrasound," in *Physical principles explained*. Low J, Reed A, editors. London: Butterworth-Heinemann, 1994, pp.132-147.
- [3] Jua, et al., "Electrical Modeling of Piezoelectric Ceramics for Analysis and Evaluation of Sensory Systems", IEEE Sensors Applications Symposium Atlanta, GA, February 12-14, 2008
- [4] Miodrag Proke, Piezoelectric transducers modeling and characterization, Le Locle : MP Interconsulting, 2004
- [5] L. Svitlains, V. Dumbrava and G. Motejunas, "Optimization of the Ultrasound Excitation Stage", ITI 30th International Conference on Information Technology Interfaces, Cavtat, Croatia, June 2008
- [6] Suzuki, T., Mizutani, Y., Ikeda, H. and Yoshida, H., "Impedance Characteristic of Ultrasonic Transducer Operated as Load of MOS-FET DC-To-RF Power Inverter", Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on (Volume: 2), P. 987-990, Aug 1996.
- [7] IEEE177-1966 standard, IEEE Standard Definitions and Methods of Measurement for Piezoelectric Vibrators, 1966
- [8] IEEE176-1987 standard - IEEE Standard on Piezoelectricity, 1987
- [9] Grebennikov A., Nathan O and Sokal, Switchmode RF Power Amplifiers, Newnes, UK, P.95-178, 2007
- [10] Albulet M., RF Power Amplifiers, Noble Publishing Corporation, US, P.303-318, 2001
- [11] Marjan K Kazimierzczak, RF Power Amplifier, A John Wiley and Sons Ltd, UK, P.267-320, 2008
- [12] Raab and FH., "Class-E, Class-C, and Class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on (Volume: 49, Issue: 8), P. 1462 - 1468, Aug 2001

## ประวัติผู้เขียน

- ชื่อ-นามสกุล** นายสุทธิพงษ์ บุญதாகกลาง
- วัน เดือน ปีเกิด** 4 มีนาคม 2531
- ภูมิลำเนา** 123/4 หมู่ 19 ตำบลมะเขือแจ้ อำเภอเมือง จังหวัดลำพูน 51000
- ประวัติการศึกษา** 2553 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (เกียรตินิยมอันดับ 2) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนา วิทยาเขตภาคพายัพ เชียงใหม่  
2556 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- ความถนัดและความเชี่ยวชาญ**
- 1) การออกแบบวงจรไฟฟ้า
  - 2) การวิเคราะห์ปัญหาทางด้านไฟฟ้า
  - 3) การประยุกต์ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในงานไฟฟ้า
  - 4) งานด้านไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้