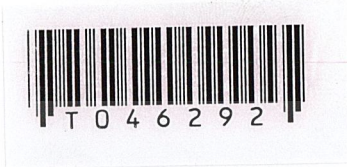


เครื่องวัดเสียงหัวใจควบคุมด้วยไมโครคอมพิวเตอร์  
MICROCOMPUTER BASED PHONOCARDIOGRAPHY



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 46292  
วัน, เดือน, ปี 21 ส.ค. 2546

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

ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวัดเสียงหัวใจควบคุมด้วยไมโครคอมพิวเตอร์  
MICROCOMPUTER BASED PHONOCARDIOGRAPHY

โดย

นาย ชัยณรงค์ สารเจริญ รหัส 42015215  
นาย วิฑูรย์ สัทธาธิกรณ์ รหัส 42015235

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.กิติพล ชิตสกุล

ปริญญาโท สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง เครื่องวัดเสียงหัวใจควบคุมด้วยไมโครโปรเซสเซอร์

ผู้จัดทำ

1. นาย ชัยณรงค์ สารเจริญ รหัส 42015215

2. นาย วิฑูรย์ สัทธาธิกรณ์ รหัส 42015235



.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(...ดร.กิติพล ชิตสกุล...)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวัดเสียงหัวใจควบคุมด้วยไมโครคอมพิวเตอร์  
MICROCOMPUTER BASED PHONOCARDIOGRAPHY

นาย ชัยณรงค์ สารเจริญ รหัส 42015215

นาย วิฑูรย์ สัทธาธิกรณ์ รหัส 42015235

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เครื่องวัดเสียงหัวใจควบคุมด้วยไมโครคอมพิวเตอร์

นาย ชัยณรงค์ สารเจริญ รหัส 42015215  
นาย วิฑูรย์ สัทธาธิกรณ์ รหัส 42015235  
ดร.กิตติพล ชิตสกุล อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา 2544

### บทคัดย่อ

เครื่องบันทึกคลื่นเสียงหัวใจเครื่องนี้จะรับสัญญาณคลื่นเสียงหัวใจ(PHONOCARDIOGRAMS) ผ่านทางคอนเดนเซอร์ไมโครโฟนจากนั้นส่งไปปรับแต่งขนาดโดยวงจรภาคขยายสัญญาณ และทำการปรับขนาดของสัญญาณในช่วงความถี่สูงให้มีขนาดใหญ่ขึ้นเพื่อต่อการพิจารณาด้วยวงจร Differentiator แล้วส่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ไปยังวงจรภาค Power Amp ก่อนออกสู่ลำโพงต่อไป และสัญญาณเอาต์พุตของวงจร Differentiator จะถูกส่งไปยังวงจร Multiplexer ด้วยซึ่งทำหน้าที่เลือกรูปแบบของสัญญาณที่จะพิจารณาก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร Filter เพื่อเลือกช่วงความถี่ที่จะพิจารณาแล้วส่งต่อไปยังภาคประมวลผลเพื่อแสดงรูปของสัญญาณที่วัดได้ออกทางหน้าจอ มอนิเตอร์โดยใช้โปรแกรม Delphi 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PHONOCARDIOGRAPHY

Chainarong Sarncharoen

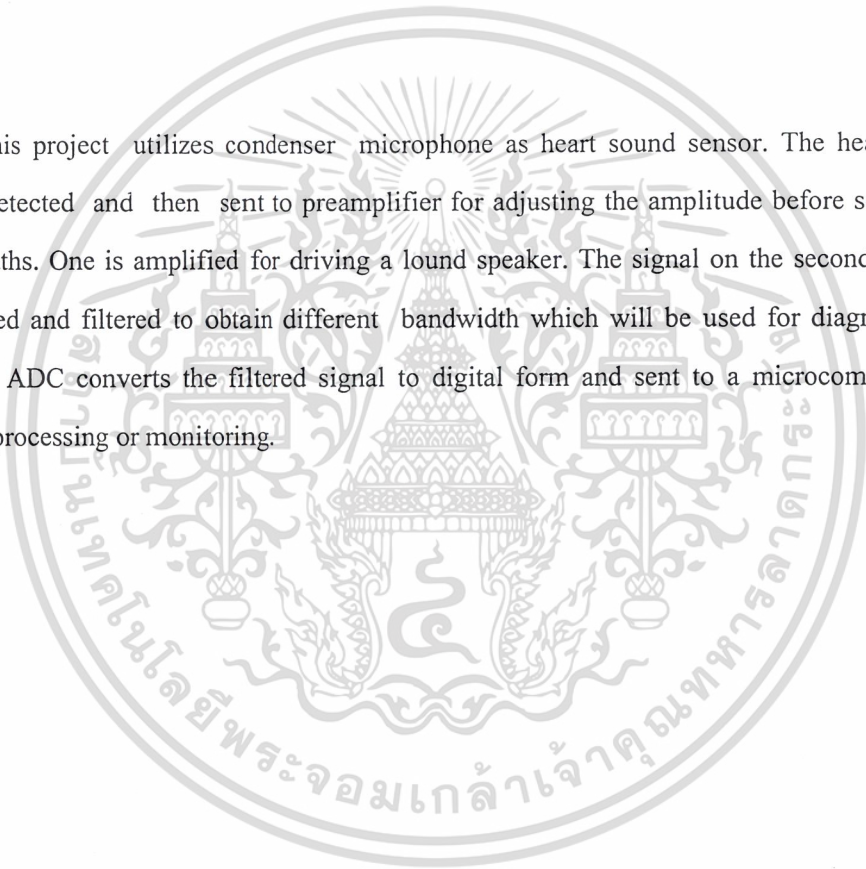
Witoon Satthathikorn

Dr. Kitiphol Chitsakul (Advisor)

Year 2001

### Abstract

This project utilizes condenser microphone as heart sound sensor. The heart-sound signal is detected and then sent to preamplifier for adjusting the amplitude before separating into two paths. One is amplified for driving a loud speaker. The signal on the second path is differentiated and filtered to obtain different bandwidth which will be used for diagnosis and record. An ADC converts the filtered signal to digital form and sent to a microcomputer for recording, processing or monitoring.



### กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้จะไม่สามารถสำเร็จลุล่วงลงได้ถ้าไม่ได้รับคำแนะนำและความช่วยเหลือจากบุคคลดังต่อไปนี้ ดร.กิตติพล ชิตสกุล ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำมาโดยตลอด คุณพ่อและคุณแม่ที่ได้ส่งเสริมและคอยเป็นกำลังใจทำให้สามารถทำโครงการนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี อีกทั้งเพื่อนๆรวมไปถึงพี่ต่อที่ได้ให้คำแนะนำด้วยดีมาโดยตลอด เราทั้งสองคนจึงขอขอบคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

ชัยณรงค์ สารเจริญ

(ชัยณรงค์ สารเจริญ)

วิฑูรย์ สัทธาธิกรณ์

(วิฑูรย์ สัทธาธิกรณ์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VI
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 แนวคิดของโครงการ	1
1.3 เนื้อหาของรายงาน	2
บทที่ 2 ทฤษฎีของเสียงหัวใจ	3
2.1 คลื่นเสียงหัวใจ	3
2.2 เครื่องมือและวิธีการบันทึกเสียงและคลื่นชีพจร	4
2.3 รูปคลื่นเสียงหัวใจที่ปกติและคลื่นชีพจร	5
บทที่ 3 การออกแบบและการทำงานของวงจร	8
3.1 การออกแบบวงจรภาคปริโมค	8
3.2 การออกแบบวงจรดีเฟอเรนเชียล	9
3.3 การออกแบบวงจรมัลติเพลกซ์	10
3.4 การออกแบบวงจรภาคฟิลเตอร์	10
3.5 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา	12
3.6 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ	12
3.7 การออกแบบวงจรภาคขยายลำโพง	13
3.8 การออกแบบวงจรควบคุมอัตราขยายของภาคขยายลำโพง	14
3.9 การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟ	14
บทที่ 4 หลักการและการออกแบบโปรแกรมบนเครื่องพีซี(PC)	15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

4.1	ทฤษฎีของพอร์ตขนาน	15
4.1.1	โหมคการทำงานของพอร์ตขนาน	15
4.1.2	รายละเอียดการทำงานในโหมค SPP	16
4.2	การอินเตอร์เฟสอาร์คแวร์กับพอร์ตขนาน	17
4.3	หลักการและการออกแบบ โปรแกรม	17
4.4	หลักการการทำงานของโปรแกรม	17
บทที่ 5	ผลการทดลอง	19
บทที่ 6	บทสรุป	35
	บรรณานุกรม	
	ภาคผนวก	



## สารบัญรูป

		หน้า
รูปที่ 2.1	แสดงถึงความสัมพันธ์ของคลื่นไฟฟ้าหัวใจกับ phonocardiogram และ pulse waves ต่างๆ ที่บันทึกพร้อมๆกันในเวลาเดียวกัน	6
รูปที่ 2.2	ตัวอย่างคลื่นหัวใจในคนปกติ	7
รูปที่ 3.1	บล็อกไดอะแกรมทั้งหมดในโครงการ	8
รูปที่ 3.2	วงจรภาค Pre Microphone	9
รูปที่ 3.3	วงจร Differentiator	9
รูปที่ 3.4	วงจร Multiplexer	10
รูปที่ 3.5	วงจรภาคฟิลเตอร์	11
รูปที่ 3.6	วงจร Generate Clock	12
รูปที่ 3.7	วงจร ADC	12
รูปที่ 3.8	วงจรภาค Power Amplifier	13
รูปที่ 3.9	วงจรควบคุมอัตราขยายของ Power Amp	14
รูปที่ 3.10	วงจรแหล่งจ่ายไฟ	14
รูปที่ 4.1	ผังงานแสดงการทำงานของโปรแกรม	17
รูปที่ 5.1	รูปแสดงความถี่ของ Clock Pulse ต่ำสุดที่ทำได้	19
รูปที่ 5.2	รูปแสดงความถี่ Clock Pulse สูงสุดที่	19
รูปที่ 5.3	ผลตอบสนองของวงจรภาคปริโมค	23
รูปที่ 5.4	ผลตอบสนองของวงจรภาคคิฟเฟอเรนชิเอเตอร์	24
รูปที่ 5.5	ผลตอบสนองของวงจรภาคฟิลเตอร์	24
รูปที่ 5.6	ผลตอบสนองของวงจรเพาเวอร์แอมป์	25
รูปที่ 5.7	คลื่นเสียงหัวใจในช่วง ความถี่ 20-40Hz	25
รูปที่ 5.8	คลื่นเสียงหัวใจในช่วงความถี่ 30-40Hz	26
รูปที่ 5.9	คลื่นเสียงหัวใจทุกๆความถี่	26
รูปที่ 5.10	คลื่นเสียงหัวใจที่วัดได้จาก ไมโครโฟนก่อนทำการขยาย	27

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ 5.11	คลื่นเสียงหัวใจ PCG D	27
รูปที่ 5.12	คลื่นเสียงหัวใจ PCG V	28
รูปที่ 5.13	คลื่นเสียงหัวใจ PCG A	28
รูปที่ 5.14	คลื่นเสียงหัวใจ PCG A เอาท์พุทของภาค Power Amp ขณะยังไม่ต่อลำโพง	29
รูปที่ 5.15	คลื่นเสียงหัวใจ PCG A เอาท์พุทของภาค Power Amp ขณะต่อลำโพง	29
รูปที่ 5.16	สัญญาณ SINE ที่ความถี่ 50Hz ที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์	30
รูปที่ 5.17	สัญญาณ SINE ที่ความถี่ 200Hz ที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์	30
รูปที่ 5.18	สัญญาณ SINE ที่ความถี่ 400Hz ที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์	31
รูปที่ 5.19	สัญญาณ SINE ที่ความถี่ 500Hz ที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์	31
รูปที่ 5.20	สัญญาณ SINE ที่ความถี่ 800Hz ที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์	32
รูปที่ 5.21	สัญญาณ SINE ที่ความถี่ 1000Hz ที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์	32
รูปที่ 5.22	คลื่นเสียงหัวใจ PCG ที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์	33

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 4.1. ลักษณะของสัญญาณของพอร์ตขนานในโหมด SPP	16
ตารางที่ 5.1 ตารางแสดงความถี่ clock ที่ความถี่ cut off ต่างๆ ของวงจร low pass filter	19
ตารางที่ 5.2 ตารางแสดงความถี่ clock ที่ความถี่ cut off ต่างๆ ของวงจร high pass filter	19
ตารางที่ 5.3 ตารางแสดงผลตอบสนองของวงจรภาค Power Amp เมื่อป้อนอินพุตเป็น sine wave ขนาด $1V_{p-p}$	21
ตารางที่ 5.4 ตารางแสดงผลตอบสนองของวงจรภาค Pre Amp เมื่อป้อนอินพุตเป็น sine wave ขนาด $1V_{p-p}$	21
ตารางที่ 5.5 ตารางแสดงผลตอบสนองของวงจรภาค Filter เมื่อป้อนอินพุตเป็น sine wave ขนาด $1V_{p-p}$	22
ตารางที่ 5.6 ตารางแสดงผลตอบสนองของวงจรภาค Differentiator เมื่อป้อนอินพุตเป็น sine wave ขนาด $1V_{p-p}$	23

## บทที่ 1

## บทนำ

## 1.1 ความเป็นมาของโครงการ

ตั้งแต่กลางคริสต์ศตวรรษที่ 19 ที่มีการค้นพบว่าเสียงหัวใจที่บริเวณทรวงอกสามารถนำมาวินิจฉัยหาสมมติฐานของโรคในทรวงอกได้และได้มีการประดิษฐ์สเตโตสโคปโดย Dr. Laennec (1781-1826) แพทย์ชาวฝรั่งเศส การฟังเสียงหัวใจยังคงเป็นวิธีการวินิจฉัยที่สำคัญในปัจจุบัน ได้มีการพัฒนาระบบการฟังเสียงหัวใจอย่างต่อเนื่อง เช่น มีการพัฒนารูปแบบของสเตโตสโคปเพื่อให้อุณหภูมิของเสียงที่ดีขึ้น ตลอดจนได้เพิ่มระบบอิเล็กทรอนิกส์เข้าไปเพื่อขยายและประมวลผลสัญญาณ โครงการนี้ได้พัฒนาระบบการฟังเสียงหัวใจในอีกระดับหนึ่ง โดยสามารถทำการปรับแต่งเลือกช่วงความถี่ของสัญญาณที่จะนำมาวิเคราะห์ผ่านทางคอมพิวเตอร์ โครงการนี้ได้จำกัดช่องสัญญาณไว้เพียง 1 แชนแนลเท่านั้นเพื่อเป็นต้นแบบไว้ในการพัฒนาให้มีประสิทธิภาพต่อไป

เนื่องจากผู้ป่วยที่ป่วยเป็น โรคเกี่ยวกับความผิดปกติของหัวใจจะมีคลื่นเสียงหัวใจที่ต่างจากคนปกติ ระบบวัดเสียงหัวใจจะทำการวัดคลื่นเสียงของหัวใจบริเวณทรวงอกโดยใช้ไมโครโฟน ซึ่งคลื่นเสียงหัวใจของคนปกติมีความถี่อยู่ในช่วง 20-1500 Hz และคลื่นหัวใจที่ต่างตำแหน่งกัน บริเวณทรวงอกก็จะมีรูปคลื่นต่างกัน การวัดเสียงหัวใจหลายๆ จุด บริเวณทรวงอกจะใช้เป็นข้อมูลในการวินิจฉัยอาการผิดปกติได้ทั้งการทำงานของหัวใจและปอด

ในการใช้ข้อมูลของเสียงหัวใจแบบเดิม จะใช้เฉพาะความชำนาญของแพทย์ที่ได้รับการฝึกฝนเป็นอย่างดีในการแยกแยะเสียงที่ผิดไปจากปกติ อย่างไรก็ตามหากสามารถแสดงรูปสัญญาณคลื่นเสียงหัวใจที่วัดได้พร้อมกับบันทึกและประมวลผลอย่างเหมาะสม จะเพิ่มศักยภาพในการวินิจฉัยได้ เช่น การแยกแยะความผิดปกติที่หูไม่สามารถแยกแยะได้

ลักษณะสมบัติของเครื่องฟังเสียงหัวใจที่ได้พัฒนาขึ้นมาใหม่นี้ใช้แนวคิดข้างต้น ที่ทำให้สามารถฟังเสียงหัวใจพร้อมกับสามารถแสดงรูปคลื่นที่อาจจะผ่านการประมวลด้วยเครื่องมือพิเศษหรือไม่ก็ได้ ตัวอย่างเช่น สามารถเลือกช่วงความถี่ของสัญญาณที่สนใจได้โดยการกรอง ก่อนการจับออกที่หูฟังหรือลำโพง จากนั้นเปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิทัลเพื่อบันทึกสำหรับเป็นประวัติและข้อมูลในการรักษาหรือวินิจฉัยโดยละเอียดต่อไป

## 1.2 แนวคิดของโครงการ

ในโครงการเครื่องวัดเสียงหัวใจนี้ สัญญาณคลื่นเสียงหัวใจที่วัดได้จากไมโครโฟนเรียกว่า Phonocardiograms of Displacement (PCG D) เป็นสัญญาณแบบ Complex Wave โดยที่ความถี่ที่มีฮาร์มอนิกสูงจะมีขนาดของสัญญาณต่ำ และเนื่องจากช่วงความถี่ของคลื่นเสียงหัวใจที่สนใจเป็นพิเศษอยู่ในช่วงความถี่ 120-500Hz ซึ่งเป็นเสียงหัวใจ เสียงที่หนึ่ง (first sound) และเสียงที่สอง การคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(second sound) จึงต้องนำสัญญาณ PCG D ที่ได้ไปผ่านวงจรคิฟเฟอเรนเชียล เมื่อผ่านวงจรคิฟเฟอเรนเชียลภาคแรกจะเรียกสัญญาณที่ได้ว่า Phonocardiograms of Velocity (PCG V) และเมื่อผ่านวงจรคิฟเฟอเรนเชียลภาคที่สองจะเรียกสัญญาณที่ได้ว่า Phonocardiograms of Acceleration (PCG A) ซึ่งหลังจากผ่านวงจรคิฟเฟอเรนเชียลแล้วสัญญาณ PCG ในช่วงความถี่สูงจะมีขนาดใหญ่ขึ้นทำให้ง่ายต่อการพิจารณาในช่วงความถี่นั้นๆ

สำหรับช่วงความถี่ที่ใช้ใน โครงงานนี้แบ่งออกเป็น 4 ช่วงดังนี้

1. ช่วงความถี่ 20-1500Hz ซึ่งเป็นขอบเขตของความถี่ที่พิจารณา
2. ช่วงความถี่ 20-120Hz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ของเสียงหัวใจ เสียงที่สามและสี่
3. ช่วงความถี่ 120-500Hz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ของเสียงหัวใจ เสียงที่หนึ่งและสอง และ
4. ช่วงความถี่ 500-1500Hz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ของเสียงหัวใจในที่สามารถพบได้ในผู้ป่วย

### 1.3 เนื้อหาของรายงาน

รายงานฉบับนี้เป็นผลจากการศึกษาตามเป้าหมายที่วางไว้ตลอดสองภาคการศึกษา ในการจัดทำรายงานนี้ได้เริ่มจากการรวบรวมรายละเอียดเกี่ยวกับทฤษฎีที่เกี่ยวข้องของพอสังเขป เพื่อที่จะเป็นแนวทางในการทำความเข้าใจ ซึ่งเนื้อหาภายในรายงานฉบับนี้จะแบ่งเป็นบทดังนี้

- บทที่ 1 บทนำ
- บทที่ 2 ทฤษฎีของเสียงหัวใจ
- บทที่ 3 การออกแบบและการทำงานของวงจร
- บทที่ 4 หลักการและการออกแบบ โปรแกรมบนเครื่อง พีซี(PC)
- บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง
- บทที่ 6 บทสรุป

## บทที่ 2

### ทฤษฎีเสียงหัวใจ

#### 2.1 คลื่นเสียงหัวใจ

การบันทึกเสียงหัวใจหมายถึงการบันทึกเสียงต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในบริเวณทรวงอกนอกร่างกายหรือในบางโอกาสอาจบันทึกโดยตรง โดยวางเครื่องบันทึกบนหัวใจหรือหลอดเลือดโดยตรง โดยวางเครื่องบันทึกบนหัวใจหรือหลอดเลือดโดยตรง แต่โดยทั่วไปแล้วการบันทึกเสียงมักทำจากผิวนอกของร่างกายในทำนองเดียวกับการฟังด้วยสเตโตสโคป ในเวลาเดียวกันเราก็สามารถจะบันทึกการเต้นของหัวใจหรือหลอดเลือดซึ่งสัมพันธ์กับเสียงต่าง ๆ ที่บันทึกได้ โดยปกติแล้วหูของมนุษย์มีความไวและสามารถแยกเสียงต่าง ๆ ได้ดีกว่าเครื่องมือ แม้ว่า murmur และเสียงหัวใจหลายประเภทจะสามารถบอกและแยกได้อย่างละเอียดโดยเครื่องมือนี้ แต่ในบางครั้งเครื่องมือเหล่านี้อาจไม่สามารถบันทึกเสียงบางอย่างซึ่งสามารถฟังได้ด้วยหู เช่น เสียงฟู่ที่เบาและมีความถี่สูงของลิ้นเอออร์ติครว เป็นต้น ในทางตรงข้าม รูปคลื่นเสียงหัวใจทำให้เราสามารถบอกเวลาการเกิดของเสียงและปรากฏการณ์ของมันโดยอาศัยคลื่นชีพจรที่บันทึกพร้อมกันไป ซึ่งบางขณะมนุษย์ไม่สามารถบอกได้เนื่องจากหัวใจเต้นเร็วหรือเสียงเบาเกินไป โดยสรุปแล้ว ความมุ่งหมายของการบันทึกเสียงหัวใจและคลื่นชีพจรมีอยู่ 3 ประการ คือ

1. เป็นเครื่องมือสำหรับสอนและฝึกหัดแพทย์และนักศึกษาให้มีความรู้สึกลักษณะทางภาพ, การคลำ และการฟัง ของระบบหัวใจและหลอดเลือดให้ดียิ่งขึ้น
2. ให้ข้อมูลเกี่ยวกับการเปลี่ยนแปลงทางการไหลเวียนซึ่งไม่สามารถทราบได้จากการตรวจทางกายภาพ
3. เป็นบันทึกที่ถาวรของเสียงหัวใจและปรากฏการณ์ของหัวใจและหลอดเลือดเพื่อเปรียบเทียบกับการบันทึกในครั้งต่อไป

โดยปกติแล้ว เสียงหมายถึงการสั่นสะเทือน (vibration) ของคลื่นเสียงที่มนุษย์สามารถฟังได้ ซึ่งอยู่ในระหว่าง 20-20,000 ช่วงคลื่นต่อวินาที (Hertz) การสั่นสะเทือนที่มีความถี่ต่ำกว่านี้ จะไม่ได้ยินและเรียกว่า infrasonic vibration การสั่นสะเทือนชนิดนี้มักสัมผัสได้แต่ไม่ได้ยิน ตัวอย่างเช่น apical impulse ส่วนคลื่นเสียงที่มีความถี่สูงเกิน 20,000 ช่วงคลื่นต่อวินาที เรียกว่า ultrasonic vibration ซึ่งมนุษย์จะไม่ได้ยินเช่นเดียวกัน โดยทั่วไปมนุษย์ได้ยินเสียงที่มีความถี่สูงดีกว่าความถี่ต่ำ การที่มนุษย์ขาดความไวต่อเสียงที่มีความถี่ต่ำถือได้ว่าเป็นความโชคร้าย เนื่องจากเสียงหัวใจและเสียงฟู่หัวใจมักอยู่ในช่วงความถี่ต่ำ กล่าวคือระหว่าง 20-500 ช่วงคลื่นต่อวินาที ดังนั้นการบันทึกเสียงหัวใจจึงมีประโยชน์มากสำหรับบันทึกเสียงที่มีความถี่ต่ำมาก ๆ ที่มนุษย์อาจฟังไม่ได้ การบันทึกเสียงหัวใจโดยทั่วไปแล้วต้องอาศัยเครื่องมือกรองเสียง เพื่อบันทึกเสียงหัวใจ

และเสียงฟู่ที่มีความถี่แตกต่างกัน เช่น ความถี่ต่ำ (20-120 ช่วงคลื่นต่อวินาที), ปานกลาง (120-500 ช่วงคลื่นต่อวินาที) และความถี่สูง (500-20,000 ช่วงคลื่นต่อวินาที) อย่างไรก็ตามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงคลื่นต่อวินาที) หรือสูง (400-1,200 ช่วงคลื่นต่อวินาที) เสียงควบต่าง ๆ และ diastolic rumble ของลิ้นไมตรัลตีบ เหล่านี้อยู่ในกลุ่มความถี่ต่ำ ส่วนเสียงฟู่ไดแอสโตลิกของลิ้นส่วนใหญ่และเสียงหนึ่งและเสียงสองของหัวใจจัดอยู่ในช่วงความถี่ปานกลาง การบันทึกเสียงหัวใจจะทำให้ได้คดีย่อยอาศัยองค์ประกอบที่สำคัญ คือ เครื่องมือบันทึกที่ไว การรู้จักใช้เครื่องมือ การวางเครื่องบันทึกในบริเวณต่าง ๆ ได้เหมาะสม (ไม่แน่นเกินไปหรือเบาเกินไป) และข้อมูลที่ได้จากการตรวจร่างกาย โดยเฉพาะการคลำ และการฟังด้วยหูฟัง

## 2.2 เครื่องมือและวิธีการบันทึกเสียงและคลื่นชีพจร

### 1. เครื่องบันทึกภาพเสียงหัวใจ

การบันทึกภาพเสียงหัวใจต้องอาศัยองค์ประกอบดังนี้

1.1 ห้องบันทึก ห้องที่บันทึกจะต้องเงียบควรเป็นห้องเก็บเสียง อุณหภูมิต้องไม่เย็นหรือร้อนเกินไป อุณหภูมิเย็นเกินไปทำให้ผู้ป่วยหนาวสั่น ทำให้รบกวนต่อเสียงและ pulse wave ที่บันทึก ในเด็กเล็กอาจต้องให้ยานอนหลับอย่างอ่อน

1.2 การใช้ช่องบันทึกหลายช่อง เครื่องมือที่ใช้บันทึกควรประกอบด้วยอย่างน้อย 2 ช่อง เหมาะที่สุดควรเป็น 4 ช่อง คือ ช่องสำหรับการบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจ 2 ช่องต่อมาสำหรับบันทึกเสียงหัวใจที่มีเครื่องกรองเสียงที่แตกต่างกัน และช่องที่ดีสำหรับบันทึกคลื่นชีพจรซึ่งอาจใช้ช่องแบบบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจหรือแบบเสียงหัวใจก็ได้ ที่โรงพยาบาลศิริราชใช้เครื่องมือชนิด 3 ช่อง ซึ่งราคาค่อนข้างถูกและให้ผลการบันทึกอยู่ในเกณฑ์ที่น่าพอใจ ภาพที่บันทึกได้ประกอบด้วยคลื่นไฟฟ้าหัวใจ เสียงหัวใจ เสียงฟู่และคลื่นชีพจร

1.3 จอภาพ oscilloscope ช่วยให้ผู้ตรวจสามารถเห็นภาพชัดเจนก่อนทำการบันทึก ทำให้ไม่ต้องเปลืองเวลาและกระดาษมาก แต่เครื่องมือนี้มีเฉพาะชนิดมีหลายช่อง ที่ขนาดใหญ่และราคาแพง ชนิดธรรมดาและราคาถูกอย่างที่ใช้ในหน่วยโรคหัวใจ โรงพยาบาลศิริราชไม่มีจอภาพ

1.4 กระดาษ วิธีล้างและความเร็ว การบันทึกสามารถทำได้โดย 2 วิธีคือ (1) แบบเขียนโดยตรงคือ เขียนออกมาบนกระดาษกราฟ แบบเดียวกับที่บันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ซึ่งวิธีนี้สะดวก แต่ภาพที่ได้ไม่ชัดเท่ากับวิธีที่ (2) แบบกระดาษอัดรูปซึ่งล้างได้รวดเร็ว

ความเร็วที่ใช้บันทึกมักใช้ความเร็วของกระดาษ 50,75 และ 100 มม./วินาที (แล้วแต่เครื่องมือ)

1.5 Pick-up devices และเทคนิคการใช้ ไมโครโฟน มีหลายแบบ ชนิดที่นิยมใช้มักเป็น piezoelectric (crystal), หรือ electromagnetic (dynamic) ชนิดแรกเป็นชนิดที่นิยมมากกว่า เพราะสามารถบันทึกเสียงที่มีความถี่ต่ำและคลื่นชีพจรได้ดีกว่า การวางไมโครโฟน ควรวางให้ติดกับผนังอกอย่างเหมาะสม ไม่แน่นเกินไปหรือหลวมเกินไป ควรใช้สายยางรัดรอบหน้าอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3 รูปคลื่นเสียงหัวใจที่ปกติและคลื่นชีพจร

การบันทึกรูปคลื่นเสียง, คลื่นไฟฟ้าหัวใจและคลื่นชีพจรต่าง ๆ ในเวลาเดียวกันจะสามารถแสดงความสัมพันธ์ของสิ่งที่บันทึกเหล่านี้ได้

#### 1. เสียงหนึ่ง (S1)

ในคนปกติเสียงหนึ่งประกอบด้วย 4 ส่วน ส่วนแรกเป็นคลื่นความถี่ต่ำที่เข้าใจว่าเกิดจากกล้ามเนื้อบีบตัวในระยะแรกสุดของการบีบตัวของเวนตริเคิล ส่วนที่ 2 เป็นคลื่นความถี่สูง เกิดจากลิ้นไมตรัลปิด ส่วนที่ 3 เป็นความถี่สูง เกิดห่างจากลิ้นไมตรัลปิดประมาณ 0.03 วินาที มีผู้เข้าใจว่าเกิดจากลิ้นไมตรัลปิด แต่บางคนเชื่อว่าเกิดจากส่วนแรกของเลือดที่ถูกฉีดออกไปยังหลอดเลือดใหญ่ ส่วนที่ 4 เป็นคลื่นความถี่ต่ำเล็กน้อยซึ่งเกิดขึ้นในขณะที่เลือดถูกแรงเข้าไปยังหลอดเลือดใหญ่ ในทางคลินิกเราให้ความสนใจเฉพาะส่วนที่ 2 และที่ 3 ซึ่งเป็นคลื่นความถี่สูงเท่านั้น โดยปกติแล้วเสียงหนึ่งของหัวใจเกิดขึ้นตามหลัง Q wave ใน ECG และบันทึกได้ดีที่ apex และบริเวณขอบล่างซ้ายของกระดูกอก โดยที่ส่วนไมตรัลมักมีความแรงกว่าส่วนไตรคัสปิด

#### 2. เสียงสอง (S2)

เกิดจากการปิดของลิ้น semilunar ทั้งสอง มี 2 ส่วนคือส่วนของเอออร์ติก (A2) เกิดก่อนส่วนพัลโมนิก (P2) ในระยะหายใจออก A2 และ P2 มักรวมกัน ส่วนในช่วงหายใจเข้าทั้ง 2 เสียงอาจแยกออกจากกันถึง 0.08 วินาที แต่โดยปกติมักมีระยะเวลาแยกตัวประมาณ 0.03-0.04 วินาที การที่มีเสียงแยกขณะหายใจเข้า เกิดจากเหตุผล 2 ประการ ประการแรก P2 เกิดขึ้นช้าจากการที่มีเวนตริเคิลขวาบีบตัวนานกว่าปกติเนื่องจากมีปริมาณเลือดมากขึ้นในเวนตริเคิลขวาในช่วงหายใจเข้า ประการที่ 2 ในระหว่างหายใจเข้าเลือดจะไปค้างอยู่ในปอด ทำให้เลือดไหลเข้าหัวใจด้านซ้ายน้อยจึงทำให้เวนตริเคิลซ้ายบีบตัวสั้นลง A2 จึงปิดเร็วขึ้น โดยปกติ A2 มีความสูงมากกว่า P2 ในทุกตำแหน่งรวมทั้งที่บริเวณลิ้นพัลโมนิก และเสียง A2 จะกระจายไปทั่วทรวงอก ส่วน P2 มักบันทึกได้เฉพาะที่บริเวณลิ้นพัลโมนิกและส่วนที่กลาง ๆ ของขอบซ้ายกระดูกอก ในการบันทึกภาพเสียงหัวใจจะเห็น A2 เกิดก่อน dicrotic notch ของ carotid pulse ประมาณ 0.01-0.05 วินาที ทั้งนี้แล้วแต่ pulse-wave velocity ความสัมพันธ์ของเสียงสองต่อคลื่นไฟฟ้าหัวใจ คือจะเกิดตามหลัง T wave

#### 3. เสียงสาม (S3)

เป็นคลื่นเสียงที่มีความถี่ต่ำ (20-70 ช่วงคลื่นต่อวินาที) มักประกอบด้วย 1-2 vibration ที่เกิดขึ้นตอนสิ้นสุด rapid ventricular filling ในช่วงแรกของไดแอสโตล ในปัจจุบันเข้าใจว่าเกิดในขณะที่เลือดจากเอเทรียมซ้ายไหลเข้าเวนตริเคิลซ้ายและทำให้เวนตริเคิลซ้ายยืดตัวออก โดยปกติ S3 เกิดขึ้นตามหลัง A2 ประมาณ 0.15 วินาที (ระหว่าง 0.10-0.24 วินาที) มักบันทึกได้ในเด็กและคนหนุ่มสาว เสียงนี้บันทึกได้ดีที่ apex ในท่านอนหงายและท่านอนตะแคงซ้าย เสียง S3 จะดังกว่าปกติในภาวะที่มีเลือดไหลเข้าหัวใจเร็วกว่าธรรมดา เช่น ขณะออกกำลังกาย, มีไข้สูง ฯลฯ บางครั้ง S3 อาจประกอบด้วย vibration หลายส่วนทำให้มีลักษณะเป็นเสียงฟูไต์แอสโตลที่มีความถี่ต่ำสั้น ๆ

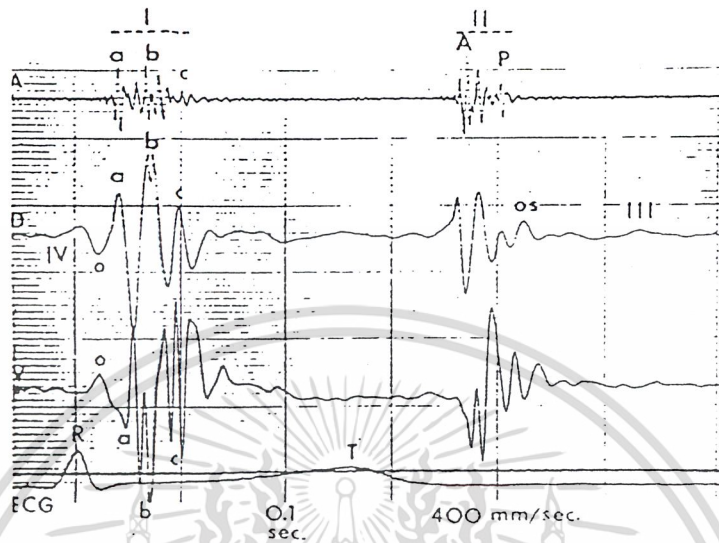
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่วางไว้ก่อนพิมพ์ให้ดูเป็นตัวอย่างเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4. เสียงสี่ (S4)

เป็นเสียงความถี่ต่ำที่เกิดจากการบีบตัวของเอเทรียม มักฟังได้ยาก แต่สามารถบันทึกได้ด้วยเครื่องบันทึกเสียงหัวใจ เกิดหลังจากจุดเริ่มของ P wave ของคลื่นไฟฟ้าหัวใจประมาณ 0.14 วินาที (พักระหว่าง 0.12-0.17 วินาที) โดยทั่วไปแล้ว S4 เกิดก่อน Q wave เสียงนี้บันทึกได้ดีที่บริเวณ apex ในเด็กปกติ S3 และ S4 มักบันทึกได้ดีที่บริเวณขอบล่างซ้ายของกระดูกอก



รูปที่ 2.1 แสดงถึงความสัมพันธ์ของคลื่นไฟฟ้าหัวใจกับ phonocardiogram และ pulse waves ต่างๆ ที่บันทึกพร้อมๆ กันในเวลาเดียวกัน



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างคลื่นเสียงหัวใจในคนปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

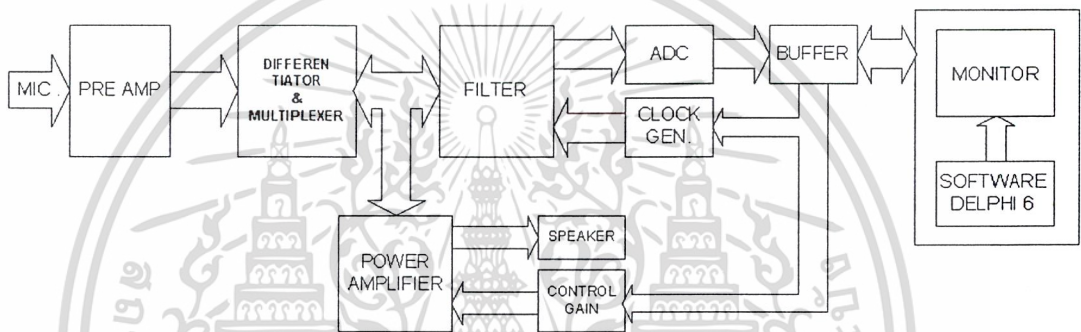
#### การออกแบบและการทำงานของวงจร

ข้อกำหนดในการออกแบบในขั้นต้น ได้กำหนดไว้ดังนี้

- 1.แบนด์วิดท์ของวงจรทุกๆภาคจะต้องครอบคลุมแบนด์วิดท์ของสัญญาณเสียงหัวใจ
- 2.สามารถควบคุมการทำงานของวงจรได้โดยสั่งงานผ่านคอมพิวเตอร์
- 3.ใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในการสร้างให้น้อยที่สุดเพื่อประหยัดต้นทุน

จากข้อกำหนดในการออกแบบสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมทั้งหมดในโครงงานนี้ได้ดัง

รูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมส่วนของฮาร์ดแวร์

#### 3.1 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณไมโครโฟน(ปริไมค์: Pre Mic.)

ภาคปริไมค์นี้จะประกอบด้วยส่วนแรกคือวงจรไบอัสคอนเดนเซอร์ไมค์อันประกอบไปด้วยความต้านทาน 10 กิโลโอมห์ซึ่งทำหน้าที่ไบอัสคอนเดนเซอร์ไมค์อยู่ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ส่วนที่สองคือ วงจรขยายซึ่งใช้ออปแอมป์ ต่อในเป็นวงจร non inverting amplifier ซึ่งมีเกณฑ์การขยาย 2 เท่า คำนวณจากสูตรดังนี้

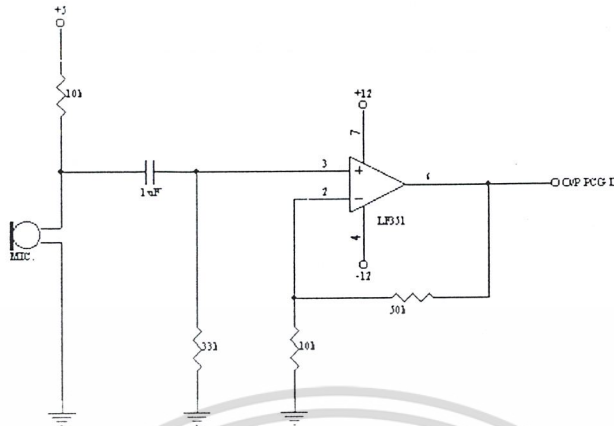
$$GAIN=1+(R_F/R_I)$$

เมื่อกำหนดให้ค่า  $R_F=10k$   $R_I=10k$  จะได้

$$GAIN=1+(10k/10k) = 2 \text{ เท่า}$$

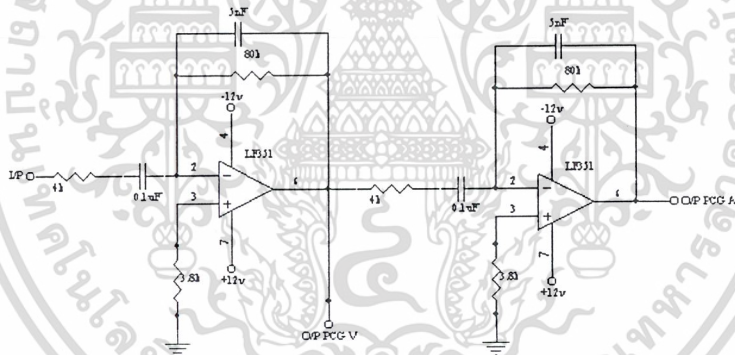
ซึ่งจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตประมาณ 0.4 Volt เนื่องจากแรงดันที่ได้จากส่วนไบอัสไมค์มีค่าประมาณ 200 mV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรภาคขยายสัญญาณไมโครโฟน

3.2 การออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนเชียล (Differentiator)



รูปที่ 3.3 วงจรดิฟเฟอเรนเชียล

วงจรดิฟเฟอเรนเชียลดังในรูปที่ 3.3 นี้ทำหน้าที่ช่วยขยายขนาดของสัญญาณอินพุต complex wave (สัญญาณ PCG) ที่ฮาร์มอนิกที่กำลังพิจารณา ซึ่งในรายงานนี้ฮาร์มอนิกที่สนใจเป็นพิเศษอยู่ในช่วงความถี่ 120-500 Hz ซึ่งเป็นเสียงหนึ่งและเสียงสองของสัญญาณ PCG และเราสามารถออกแบบวงจร Differentiator ได้ดังนี้

เมื่อ  $f_g$  : frequency at which the gain is 0 dB

$$f_g = 1/(2*3.1415*R_f*C_1)$$

และเมื่อ  $f_g$  : The gain-limiting frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกแบบให้  $f_a=20\text{Hz}$  และ  $f_b=400\text{Hz}$  และกำหนดให้  $C_f=0.1\mu\text{F}$  จะได้ว่าค่าของ  $R_f, R_1$  ดังนี้

$$R_f=1/(20*3.1415*20*0.1E-6)=79.57\text{k}$$

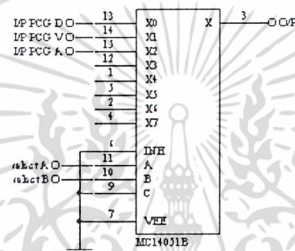
$$R_1=1/(2*3.1415*400*0.1E-6)=3.97\text{k}$$

และเมื่อ  $R_1C_f=R_fC_f$  จะได้ว่าค่าของ  $C_f=(4E3*0.1E-6)/(80E3)=0.005\mu\text{F}=5\text{nF}$

และเมื่อ  $R_{om}=R_1//R_f=(4E3*80E3)/(4E3+80E3)=3.8\text{k}$

สุดท้ายจะได้วงจร ดิฟเฟอเรนเชียลเออเพอร์ นำมาต่อกันสองสเตจดังแสดงในรูปที่ 3.3

### 3.3 การออกแบบวงจรมัลติเพลกซ์ (Multiplexer)



รูปที่ 3.4 วงจรมัลติเพลกซ์

วงจร Multiplexer ดังในรูปที่ 3.4 ทำหน้าที่เลือกสัญญาณอินพุต PCG D ที่ได้จากเอาต์พุตของภาคปริไมค์, PCG V ที่ได้จากเอาต์พุตของวงจร Differentiator ภาคแรก หรือ PCG A ที่ได้จากเอาต์พุตของวงจร Differentiator ภาคที่สอง และหลังจากผ่านวงจร Differentiator เพื่อส่งต่อไปยังวงจรภาคฟิลเตอร์ต่อไป

### 3.4 การออกแบบวงจรภาคฟิลเตอร์

วงจรภาคฟิลเตอร์นี้ใช้ไอซีสำเร็จรูปที่มีฟังก์ชันเป็น Switched Capacitor Filter หลักการทำงานของไอซีนี้ก็เพียงแค่ป้อนสัญญาณ Clock เข้าเพื่อเปลี่ยนค่าความถี่คัทออฟของสัญญาณอินพุตซึ่งความสัมพันธ์ของค่าความถี่ Clock และค่าความถี่คัทออฟนี้จะเป็นไปตามสูตรใน Datasheet รวมทั้งค่าพารามิเตอร์อื่นก็จะจะเป็นไปตามสูตรดังนี้คือ

$$f_o=(f_{clk}/100)*(R_2/R_4)^{1/2}$$

$$Q=\text{quality factor of the complex pole pair}=(R_2/R_4)^{1/2}*(R_3/R_2)$$

$$H_{ohp}=\text{Highpass Gain}=(R_2/R_1)$$

$$H_{olp}=\text{Lowpass Gain}=(R_4/R_1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{bp} = \text{Bandpass Gain} = -(R_3/R_1)$$

การคำนวณหาค่าความต้านทานในวงจรฟิลเตอร์

เมื่อค่า  $H_{olp}$  และค่า  $H_{ohp}$  มีค่าเท่ากับ 1, กำหนดให้ค่า  $f_o = 1 \text{ kHz}$  และให้  $R_2 = R_4 = 10 \text{ k}$  จะได้  $f_{clk} = 100 \text{ kHz}$  ส่งผลให้ค่า

$$Q = R_3/R_2$$

และ  $R_1 = R_2 = R_3$ , จาก data sheet วงจรจะเป็นวงจรฟิลเตอร์แบบ

4 th order Butterworth เมื่อค่า  $Q$  ที่ state แรกเท่ากับ 0.504 ( $Q_a = 0.504$ )

และค่าของ  $Q$  ที่ state สองเท่ากับ 1.306 ( $Q_b = 1.306$ )

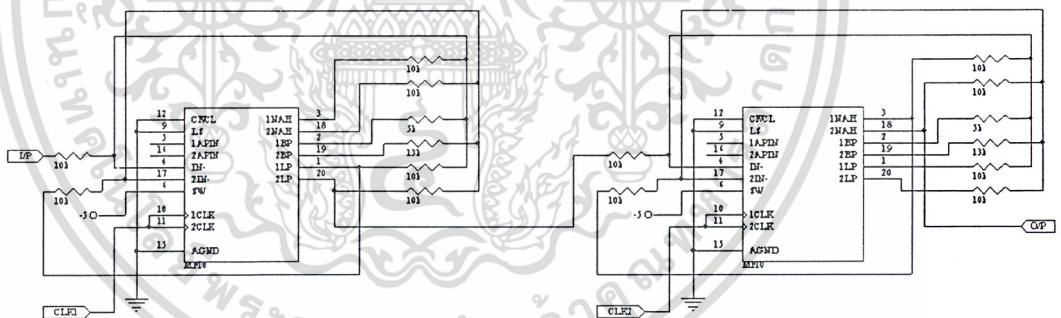
เมื่อให้  $R_{1a} = R_{2a} = R_{3a} = 10 \text{ k}$ , จะได้  $R_{3a} = 0.504 * 10 \text{ k} = 5.04 \text{ k}$

และให้  $R_{1b} = R_{2b} = R_{3b} = 10 \text{ k}$ , จะได้  $R_{3b} = 1.306 * 10 \text{ k} = 13.06 \text{ k}$

ฉะนั้นที่ state แรกจะได้  $R_{1a} = 10 \text{ k}$ ,  $R_{2a} = 10 \text{ k}$ ,  $R_{3a} = 5.04 \text{ k}$  และ  $R_{4a} = 10 \text{ k}$

และที่ state สองจะได้  $R_{1b} = 10 \text{ k}$ ,  $R_{2b} = 10 \text{ k}$ ,  $R_{3b} = 13.06 \text{ k}$  และ  $R_{4b} = 10 \text{ k}$

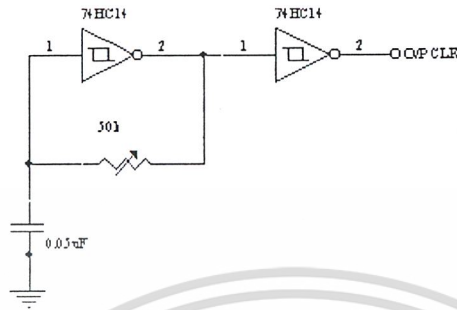
ซึ่งจะได้วงจรฟิลเตอร์เป็นดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรภาคฟิลเตอร์

ซึ่งวงจร Bandpass Filter 8 order เป็นไปดังรูปที่ 3.5 ซึ่งได้จากการนำวงจร Lowpass Filter 4 order มาต่อ cascade กับวงจร Highpass Filter 4 order ซึ่งค่าของความต้านทานในวงจร ได้จากการคำนวณที่ค่า  $f_o = 1 \text{ kHz}$  และค่าเกณฑ์ของวงจรมีค่าเท่ากับ 1

### 3.5 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา (Clock Generator)

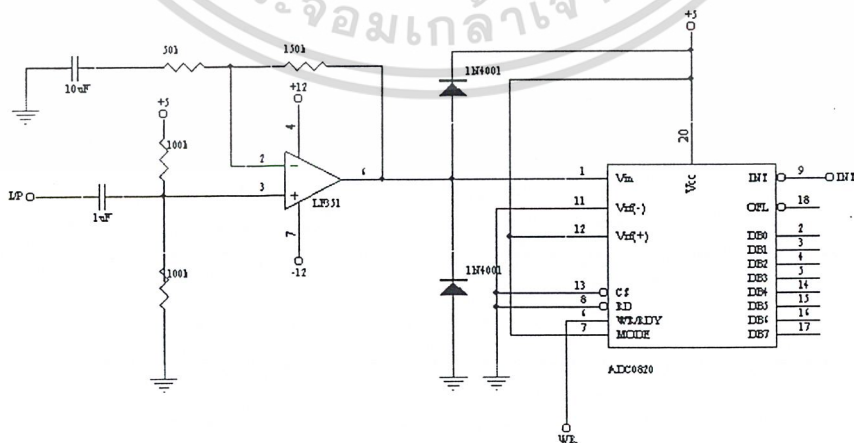


รูปที่ 3.6 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา

วงจรในรูปที่ 3.6 ทำหน้าที่สร้าง Pulse Clock เพื่อส่งไปให้วงจรภาคฟิลเตอร์เพื่อเลือกช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตที่จะนำมาวิเคราะห์ต่อไปซึ่งช่วงความถี่ที่จะนำมาพิจารณาในโครงการประกอบด้วย 1. ช่วง 20-1500Hz 2. ช่วง 20-120Hz 3. ช่วง 120-500H และ 4. ช่วง 500-1500Hz วงจร Clock Gen. นี้สามารถผลิตความถี่ออกทางเอาต์พุตโดยมีสูตรคำนวณดังนี้

$$f_{\text{clock}} = 1.1(R * C) \text{ Hz}$$

### 3.6 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (ADC)



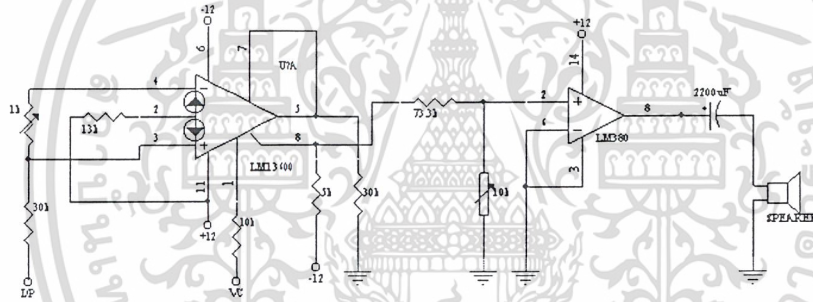
รูปที่ 3.7 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรในรูปที่ 3.7 ประกอบด้วยวงจรถ่ายที่ปรับออฟเซตไว้ เพื่อยกระดับของสัญญาณขึ้นอีก 2.5V ก่อนเข้าวงจร ADC เพื่อแปลงสัญญาณอนาล็อกไปเป็นสัญญาณดิจิทัลโดยไอซี ADC ที่ใช้คือเบอร์ ADC0820 ซึ่งมี Conversion Time = 1.5  $\mu$ s ซึ่งจะได้อัตราแซมปลิงสูงสุดประมาณไม่เกิน 600 KHz

### 3.7 การออกแบบวงจรถ่ายกำลัง (Power Amplifier)

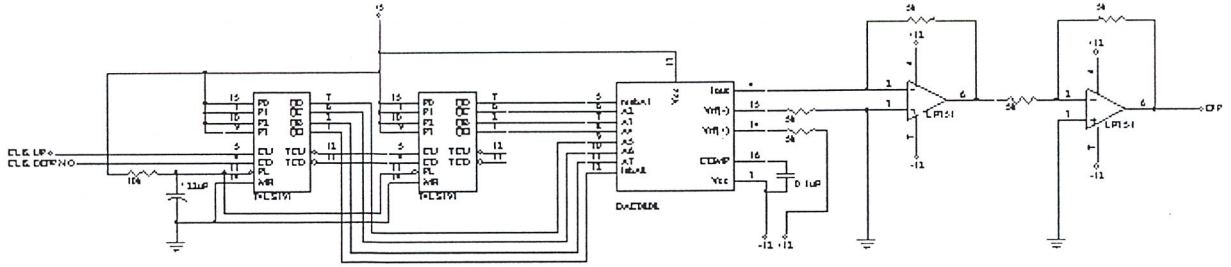
สำหรับวงจรในภาคนี้ประกอบด้วยวงจรสองส่วนได้แก่ส่วนแรก คือ ส่วนของวงจรถ่ายแรงดันซึ่งในที่นี้จะใช้ OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER (OTA) เบอร์ LM3600 โดยที่สามารถปรับอัตราขยายแรงดันของวงจรโดยการเปลี่ยนค่าของกระแสที่ไบอัสตัว OTA มีผลทำให้ค่า  $G_m$  ของ OTA เปลี่ยนจึงทำให้ค่าของอัตราขยายแรงดันเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย



รูปที่ 3.8 วงจรถ่ายกำลัง Power Amplifier

และส่วนที่สองเป็นส่วนของวงจรถ่ายกำลังซึ่งในที่นี้จะใช้ไอซีเบอร์ LM 3800 ซึ่งเป็นไอซี Power Amplifier ซึ่งมีกำลังขยายสูงสุด 2 watt และโดยการต่อวงจรดังรูปจะทำให้ไอซี LM 3800 นี้มีอัตราขยายแรงดันคงที่เท่ากับ 50 เท่าและสุดท้ายจะมีคาปาซิเตอร์ต่อคัปปลิงแรงดันคิซีก่อนออกไปยังลำโพงดังแสดงในรูปที่ 3.8

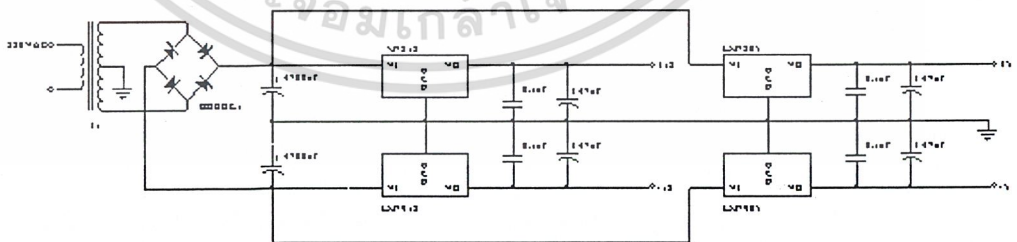
### 3.8 การออกแบบวงจรควบคุมอัตราขยายของภาคขยายกำลัง



รูปที่3.9 วงจรควบคุมอัตราขยายของ ภาคขยายกำลัง

วงจรในรูปที่3.9เป็นวงจรที่สามารถเปลี่ยนค่าของแรงดันเอาต์พุต โดยการเปลี่ยน PulseClock ที่วงจรCounterซึ่งในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์74LS193จากนั้นระดับแรงดันเอาต์พุตแบบดิจิทัลที่ได้จากวงจรCounterนี้จะถูกส่งต่อไปยังส่วนของวงจร DAC เพื่อทำการเปลี่ยนระดับแรงดันแบบดิจิทัลให้เป็นระดับแรงดันแบบอะนาล็อกซึ่งในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ DAC0808 และในภาคสุดท้ายจะใช้OP-Ampต่อทำหน้าที่เป็นวงจรInverting Ampก่อนส่งแรงดันที่ได้นี้ไปควบคุมอัตราขยายของภาคPower Ampต่อไป

### 3.9 การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟ



รูปที่3.10 วงจรแหล่งจ่ายไฟ

สำหรับวงจรแหล่งจ่ายไฟที่ใช้ในรายงานนี้แบ่งออกเป็นสองชุดคือ +12V,-12V และ +5V, เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า -5V โดยแสดงดังรูปที่3.10  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การอินเตอร์เฟสและโปรแกรมบนเครื่อง พีซี(PC)

วัตถุประสงค์หนึ่งของการออกแบบเครื่องฟังเสียงหัวใจนี้คือนำไมโครคอมพิวเตอร์มาเชื่อมต่อ กับฮาร์ดแวร์และสามารถปรับแต่งฟังก์ชันการใช้งานบนหน้าจอคอมพิวเตอร์โดยใช้เมาส์หรือ แป้นพิมพ์ ในเบื้องต้นได้ใช้การเชื่อมต่อผ่านพอร์ตขนาน เพื่อตัดปัญหาการยุ่งเกี่ยวกับฮาร์ดแวร์ของ ไมโครคอมพิวเตอร์ ดังนั้นเพื่อให้สามารถทำความเข้าใจระบบได้เป็นอย่างดี จึงจะกล่าวถึงทฤษฎี ของพอร์ตขนานไว้พอสังเขป

#### 4.1 ทฤษฎีของพอร์ตขนาน

##### 4.1.1 โหมดการทำงานของพอร์ตขนาน

ปัจจุบันพอร์ตขนานอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 1284 พอร์ตขนานประกอบด้วยสัญญาณ ควบคุม 4 เส้น,สายสัญญาณสถานะ 5 เส้น และ สายข้อมูล 8 เส้นมีโหมดการทำงานต่าง ๆ กันดังนี้

##### 1.) Printer Mode(Centronic Mode)

เป็นโหมดการทำงานของพริ้นเตอร์รุ่นเก่าที่บัสข้อมูลสามารถส่งข้อมูลออกได้ทางเดียว

##### 2.) Standard & Bi-direction Parallel Port (SPP)

เป็นโหมดการทำงานมาตรฐานที่บัสข้อมูลสามารถรับและส่งข้อมูลได้ในคนละช่วงเวลากันการรับและส่งข้อมูลในโหมดนี้จะใช้ซอฟต์แวร์ในการตรวจสอบสัญญาณแฮนเช็คกิ้ง (Handshaking)กับอุปกรณ์ภายนอก ทำให้ความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงสุดได้เพียง 150 kbytes/sec

##### 3.) Enhanced Parallel Port (EPP)

เป็นโหมดการทำงานที่ออกแบบโดยบริษัท Intel, Xircon & Zenith Data Systems EPP มี 2 มาตรฐาน คือ EPP1.7 และ EPP1.9 โดยที่บัสข้อมูลเป็นแบบสองทิศทางเหมือน SPP โหมด แต่ที่ตัว ควบคุมของพอร์ตแบบนี้จะมีฮาร์ดแวร์เพิ่มเข้ามาใช้ในการส่งและตรวจสอบสัญญาณแฮนเช็คกิ้งกับ อุปกรณ์ภายนอก ทำให้ความเร็วในการรับส่งข้อมูลได้สูงถึง 2 Mbytes/sec

##### 4.) Extended Capabilities Parallel Port (ECP)

เป็นโหมดการทำงานที่ออกแบบโดยบริษัท Hewlett Packard and Microsoft โหมดนี้มี ฮาร์ดแวร์เพิ่มเข้ามาใช้ในการส่งและตรวจสอบสัญญาณแฮนเช็คกิ้งกับอุปกรณ์ภายนอกเหมือนกับ EPPโหมดแต่จะสามารถใช้ DMA Channels ซึ่งเป็นวิธีการที่อุปกรณ์ภายนอกสามารถที่จะเคลื่อน ย้ายข้อมูลจากหน่วยความจำได้โดยตรง ไม่ต้องผ่านหน่วยประมวลผลกลางก่อน และยังสามารถใช้ FIFO Buffer ในการรับส่งข้อมูลกับอุปกรณ์ภายนอกได้ และยังสามารถทำการบีบอัดข้อมูลแบบ เวลาจริง(Real Time Data Compression)ได้ซึ่งสามารถบีบอัดข้อมูลได้สูงถึง 64:1 โหมดECP นี้ เหมาะกับอุปกรณ์ภายนอกที่ต้องการรับส่งข้อมูลปริมาณมากและความเร็วสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับโครงการนี้จะใช้พอร์ตขนานในโหมด SPP เนื่องจากสัญญาณที่พิจารณานั้นมีความถี่ของสัญญาณไม่มาก จึงทำให้ความเร็วในการรับส่งข้อมูลในโหมด SPP นั้นเพียงพอสำหรับสัญญาณที่พิจารณาในโครงการนี้

#### 4.1.2 รายละเอียดการทำงานในโหมด SPP

SPP Signal	SPP Signal	Direction	Register	Hardware Inverted
1	NStrob	Out	Control.0	Yes
2-9	Data 0-7	In-Out	Data	No
10	nAck	In	Status.6	No
11	Busy	In	Status.7	Yes
12	Paper-Out	In	Status.5	No
13	Select	In	Status.4	No
14	nAuto-Linefeed	In-Out	Control.1	Yes
15	nError	In	Status.3	No
16	nInitialize	In-Out	Control.2	No
17	nSelect- printer	In-Out	Control.3	Yes
18-25	Ground	Gnd	Gnd	No

ตารางที่ 4.1 ลักษณะของขาสัญญาณของพอร์ตขนานในโหมด SPP

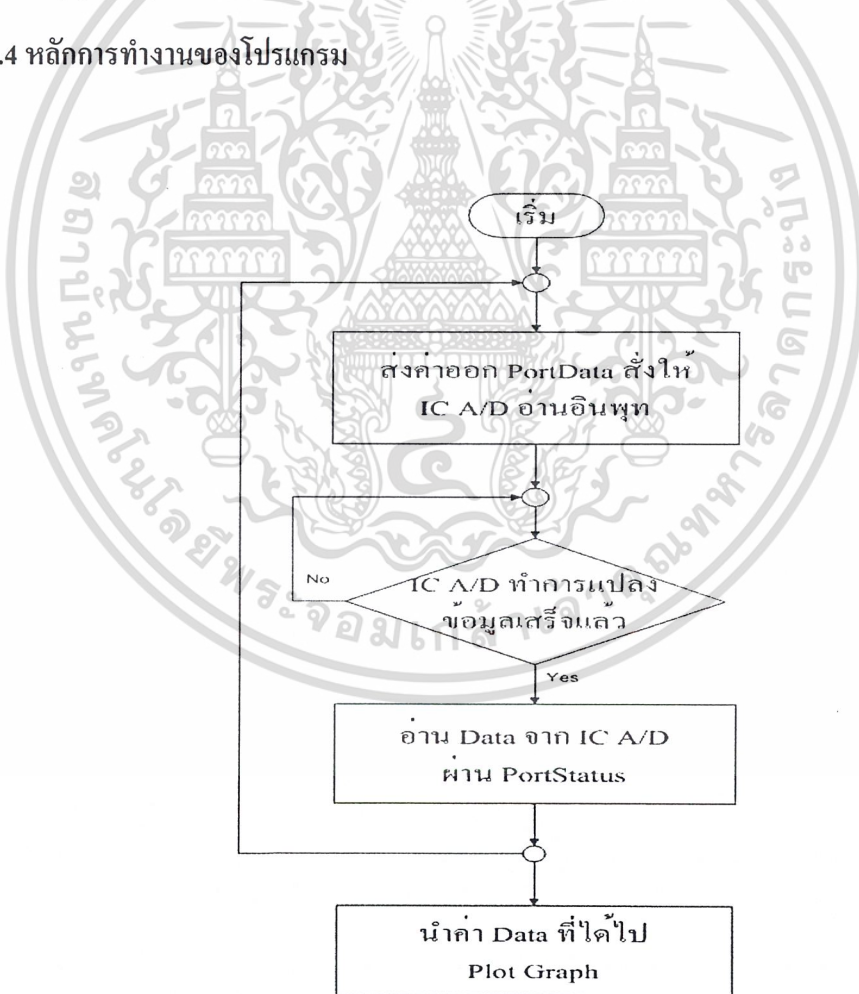
#### 4.2 การอินเตอร์เฟสฮาร์ดแวร์กับพอร์ตขนาน

ในการอินเตอร์เฟสฮาร์ดแวร์กับคอมพิวเตอร์นั้นหลังจากที่ได้สัญญาณดิจิทัลจากวงจร ADC แล้วสัญญาณนั้นจะถูกส่งผ่านไอซีบัฟเฟอร์ก่อนส่งต่อไปยังคอมพิวเตอร์โดยผ่านสายปรีนเตอร์ทางพอร์ตขนานเพื่อประมวลผลสัญญาณออกหน้าจอคอมพิวเตอร์

#### 4.3 หลักการและการออกแบบโปรแกรม

ซอฟต์แวร์ในโครงการนี้จะใช้ภาษา Delphi® V.6 เขียนโปรแกรมเพื่อแสดงผลและควบคุมอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์ภายนอกฟังก์ชันที่สำคัญคือ ควบคุมการรับค่าที่ได้จากวงจร ADC ที่เข้ามาผ่านทาง พอร์ตขนาน (Parallel Port) จากนั้นนำมาเก็บไว้ในหน่วยความจำก่อนที่จะทำการแสดงผลภาพของสัญญาณเสียงหัวใจ (PCG) ออกทางจอคอมพิวเตอร์เมื่อต้องการจะดู และยังสามารถควบคุมระดับความดังของสัญญาณเสียงหัวใจที่ต้องการจะฟังผ่านทาง โปรแกรมนี้ด้วย

#### 4.4 หลักการทำงานของโปรแกรม



รูปที่ 4.1 ผังงานแสดงการทำงานของโปรแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผังงานที่แสดงในรูปที่4.1สามารถอธิบายการทำงานของโปรแกรมได้โดยเริ่มจากส่งสัญญาณพัลส์ออกทางคาตาพอร์ต(Port Data)ของพอร์ตขนานเพื่อทำหน้าที่เป็นสัญญาณสตาร์ทให้ไอซีADCทำการแปลงสัญญาณจากอะนาล็อกเป็นดิจิตอลและโปรแกรมจะทำการเช็คค่าไอซีADC ได้ทำการแปลงเสร็จหรือยัง ถ้าไอซีADCได้ทำการแปลงเสร็จแล้วโปรแกรมจะทำการอ่านข้อมูลดิจิตอลที่ได้ผ่านเข้ามาทางสเตตัสพอร์ต(Port Status)ของพอร์ตขนาน จากนั้นโปรแกรมส่วนพล็อตกราฟจะนำข้อมูลที่ได้อ่านมาทำการพล็อตรูปคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ได้ออกทางหน้าจอคอมพิวเตอร์ และในขณะเดียวกันก็จะทำการส่งสัญญาณพัลส์ออกทางคาตาพอร์ต(Port Data)ของพอร์ตขนานเพื่อให้ไอซีADCทำการแปลงข้อมูลใหม่เข้ามา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

## การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองที่ 1. ทดสอบความถี่คัตออฟของวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้เทคนิคของ switched capacitor filter โดยการปรับความถี่ของสัญญาณ clock ได้ผลตามตารางที่ 5.1 และ 5.2 ผลที่ได้จากการทดลองนี้นำไปใช้ในการสร้างวงจรฟิลเตอร์ย่านต่าง ๆ โดยสัญญาณ clock กำเนิดจากไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมโดยซอฟต์แวร์ ในรูปที่ 5.1 และ 5.2 แสดงตัวอย่างสัญญาณ clock ที่ใช้ในการควบคุมวงจรฟิลเตอร์

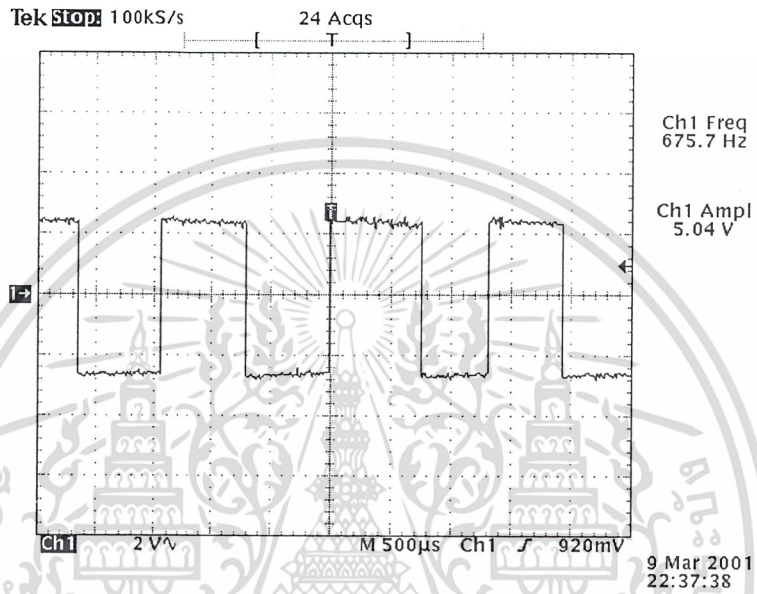
ตารางที่ 5.1 ตารางแสดงความถี่ clock ที่ความถี่ cut off ต่างๆของวงจร low pass filter

LOW PASS FILTER	
Frequency Cutoff (Hz)	Frequency Clock (Hz)
10	1.3k
20	2.3k
30	3.33k
40	4.27k
100	13k
300	32.8k
1k	103k
1.5k	152.7k
1.8k	183.3k
2k	203.4k

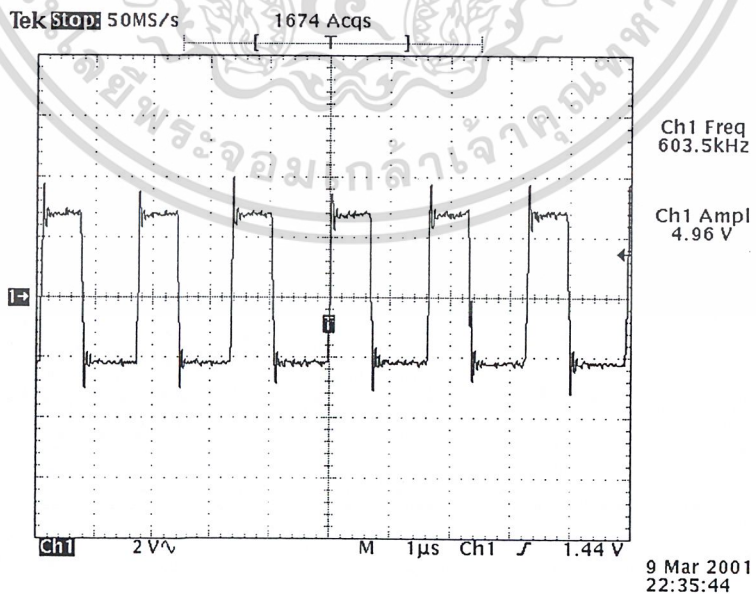
ตารางที่ 5.2 แสดงความถี่ clock ที่ความถี่ cut off ต่างๆของวงจร high pass filter

HIGH PASS FILTER	
Frequency Cutoff (Hz)	Frequency Clock (Hz)
10	970
20	1.72k
30	2.73k
40	3.68k
100	9.74k

1k	97.33k
1.5k	147.26k
1.8k	177.4k
2k	197.1k



รูปที่ 5.1 รูปแสดงความถี่ของ clock pulse ต่ำสุดที่ทำได้



รูปที่ 5.2 รูปแสดงความถี่ clock pulse สูงสุดที่ทำได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองที่ 2 ทดสอบการตอบสนองความถี่ของระบบกับสัญญาณรูปซายน์ โดยกำหนดสัญญาณทดสอบให้อยู่ในช่วง 20-500 Hz เพื่อทดสอบว่าวงจรขยายสามารถตอบสนองสัญญาณ PCG ในช่วงที่สนใจได้ครบ การทดลองนี้จะไม่ใช้การฟิลเตอร์ใด ๆ ได้ผลการตอบสนองในตาราง และกราฟ

ตารางที่ 5.3 ตารางแสดงผลตอบสนองของวงจรภาค Power Amp เมื่อป้อนอินพุตเป็น sine wave ขนาด  $1V_{p-p}$

Frequency (Hz)	Voltage Output ( $V_{p-p}$ )	dB
5	3.76	11.50
10	5.22	14.35
20	5.84	15.32
40	6.12	15.73
60	6.20	15.84
80	6.20	15.84
100	6.20	15.84
500	6.20	15.84
1k	6.20	15.84
10k	6.20	15.84
20k	6.20	15.84
100k	6.44	16.17
300k	6.96	16.85
500k	7	16.90
3M	0.7	-3.09

ตารางที่ 5.4 ตารางแสดงผลตอบสนองของวงจรภาค Pre Amp เมื่อป้อนอินพุตเป็น sine wave ขนาด  $1V_{p-p}$

Frequency (Hz)	Voltage Output ( $V_{p-p}$ )	dB
3.4	0.7	-3.09
10	1.89	5.52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

20	2.32	7.30
40	2.48	7.88
60	2.51	7.99
80	2.52	8.02
100	2.53	8.06
200	2.55	8.13
400	2.56	8.16
600	2.56	8.16
800	2.56	8.16
1k	2.56	8.16
1.2k	2.56	8.16
1.4k	2.56	8.16
1.6k	2.56	8.16
1.8k	2.56	8.16
2k	2.56	8.16
4k	2.59	8.26
10k	2.6	8.29
3M	1.51	3.57

ตารางที่ 5.5 ตารางแสดงผลตอบสนองของวงจรภาค Filter เมื่อป้อนอินพุตเป็น sine wave ขนาด  $1V_{p-p}$

Frequency (Hz)	Voltage Output ( $V_{p-p}$ )	dB
10	0.46	-6.74
13	0.7	-3.09
20	0.84	-1.51
40	0.94	-0.53
60	0.96	-0.35
80	0.97	-0.26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

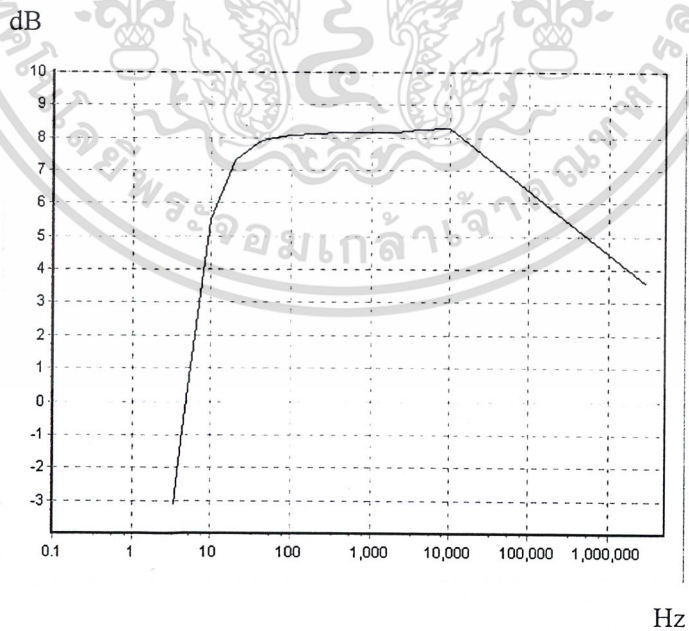
100	0.97	-0.26
500	0.97	-0.26
1k	0.92	-0.72
1.5k	0.89	-1.01
2k	0.88	-1.11
2.5k	0.87	-1.20
3k	0.84	-1.51
3.5k	0.82	-1.72
4k	0.81	-1.83
4.5k	0.8	-1.93
5k	0.78	-2.15
5.5k	0.74	-2.61
6k	0.7	-3.09

ตารางที่ 5.6 ตารางแสดงผลตอบสนองของวงจรภาค Differentiator เมื่อป้อนอินพุตเป็น sine wave ขนาด  $1V_{p-p}$

Frequency (Hz)	Voltage Output ( $V_{p-p}$ )	dB
20	1	0
40	1.4	2.92
60	2.6	8.29
80	4	12.04
100	4.8	13.62
120	5.6	14.96
140	6.4	16.12
160	7	16.90
180	7.6	17.61
200	8	18.06

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

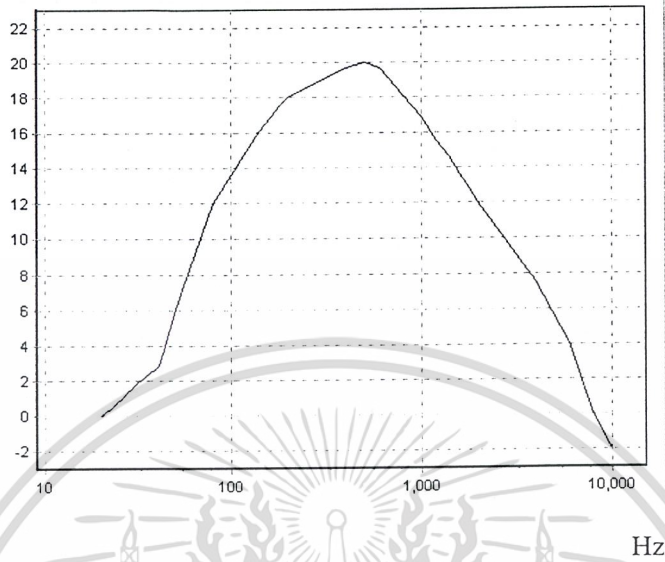
400	9.6	19.64
500	10	20
600	9.6	19.64
800	8	18.06
1k	7	16.90
1.2k	6	15.56
1.4k	5.4	14.64
1.6k	4.8	13.62
1.8k	4.4	12.86
2k	4	12.04
4k	2.4	7.60
6k	1.6	4.08
8k	1	0
10k	0.8	-1.93



รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองของวงจรภาคปริไมค์

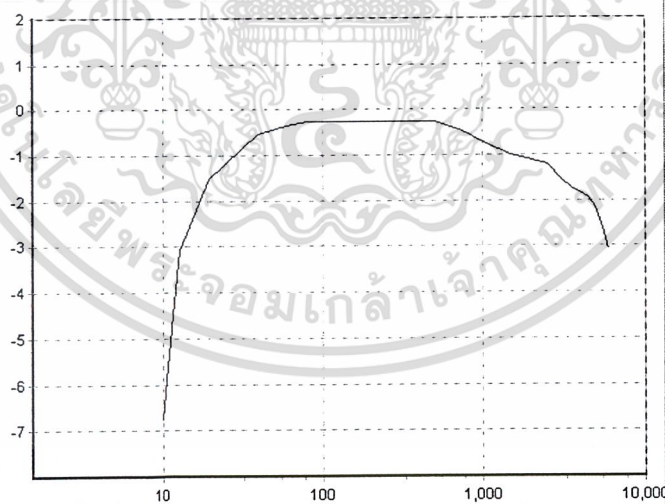
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

dB



รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองของวงจรภาคีเฟอเรนซีเอเตอร์

dB

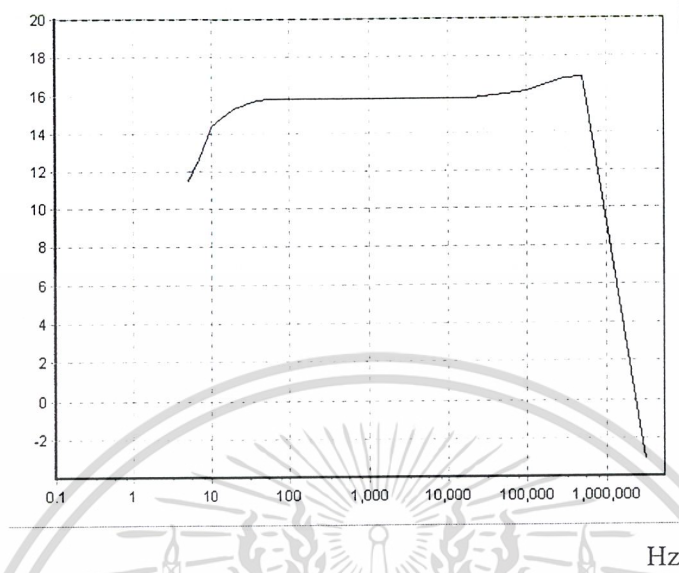


Hz

รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองของวงจรภาคฟิลเตอร์

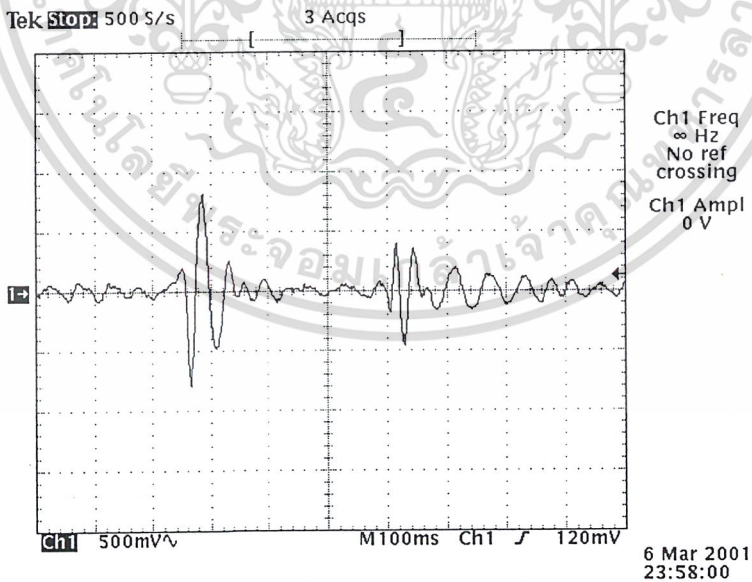
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

dB



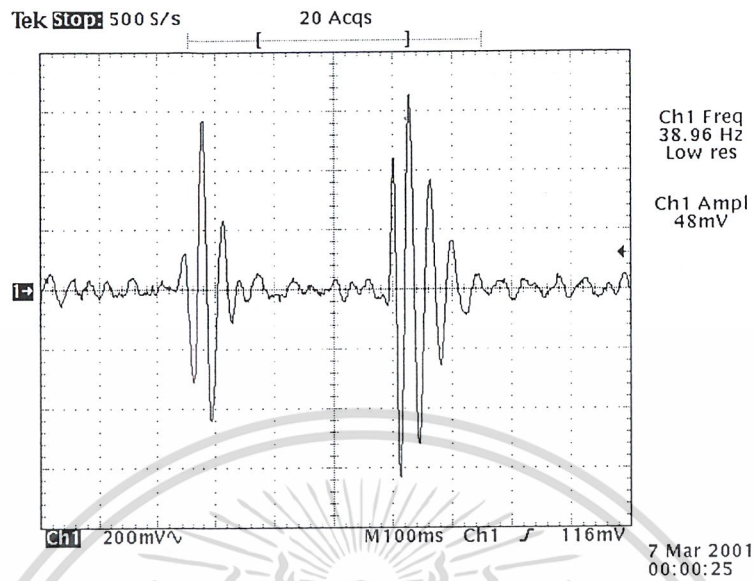
รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองของวงจรเพาเวอร์แอมป์

การทดลองที่ 3 ทดลองวัดสัญญาณในคอนปคิตแสดงรูปคลื่นเสียงหัวใจที่วัดได้จากวงจรในส่วนของภาคอะนาล็อกในรูป 5.7 – 5.15

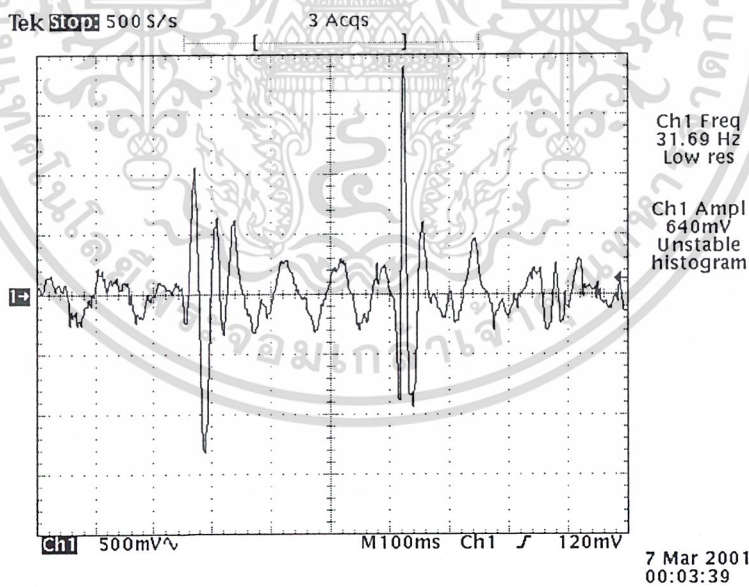


รูปที่ 5.7 คลื่นเสียงหัวใจในช่วง ความถี่ 20-40Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

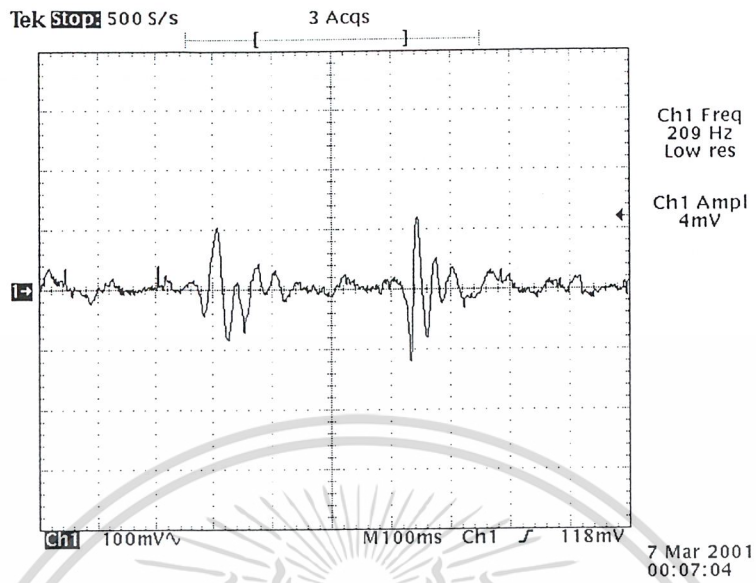


รูปที่ 5.8 คลื่นเสียงหัวใจในช่วงความถี่ 30-40Hz

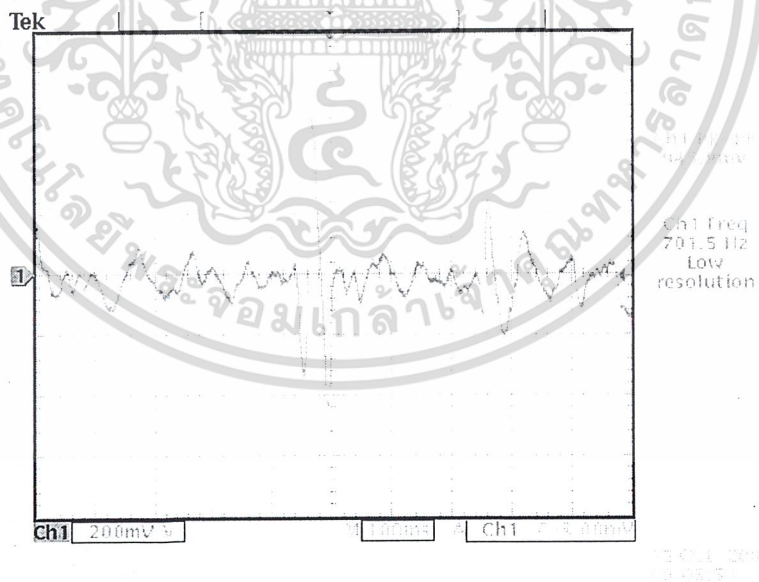


รูปที่ 5.9 คลื่นเสียงหัวใจทุกๆความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

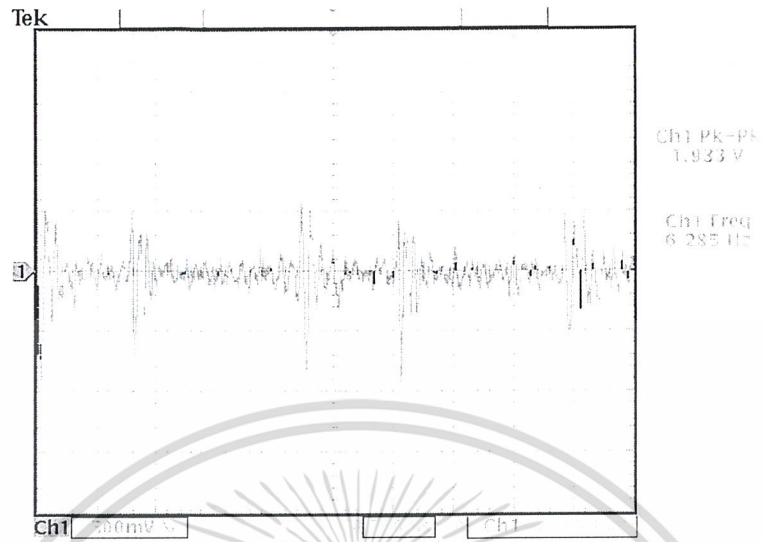


รูปที่ 5.10 คลื่นเสียงหัวใจที่วัดได้จากไมโครโฟนก่อนทำการขยาย

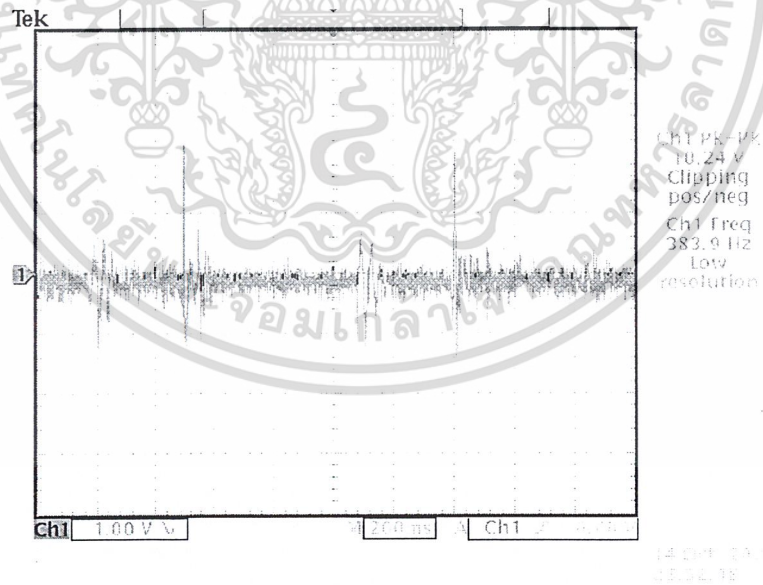


รูปที่ 5.11 คลื่นเสียงหัวใจ PCG D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

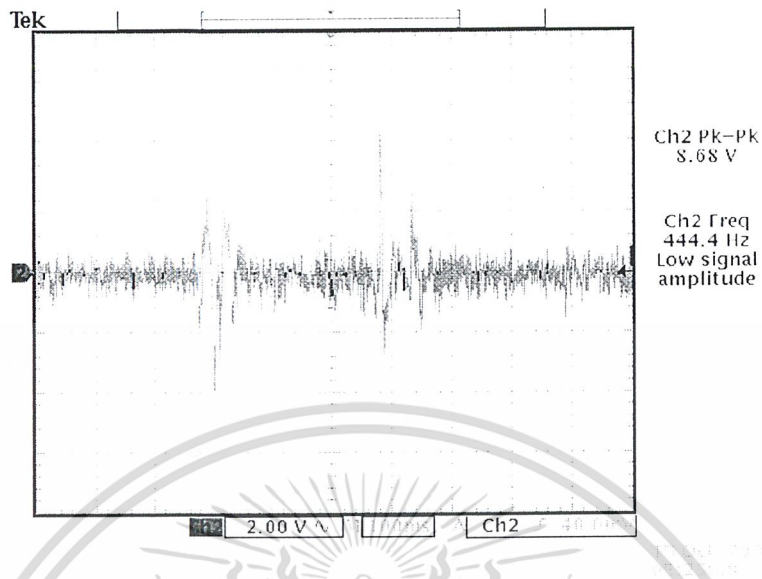


รูปที่ 5.12 คลื่นเสียงหัวใจ PCG V

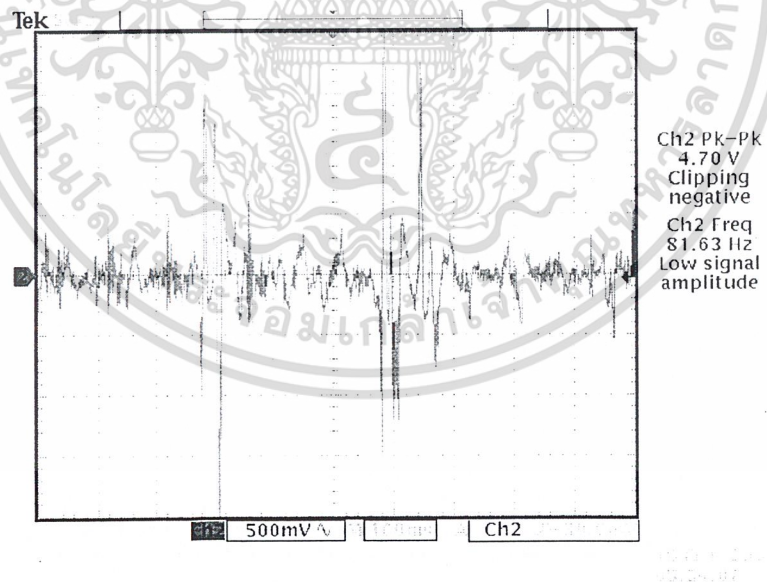


รูปที่ 5.13 คลื่นเสียงหัวใจ PCG A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



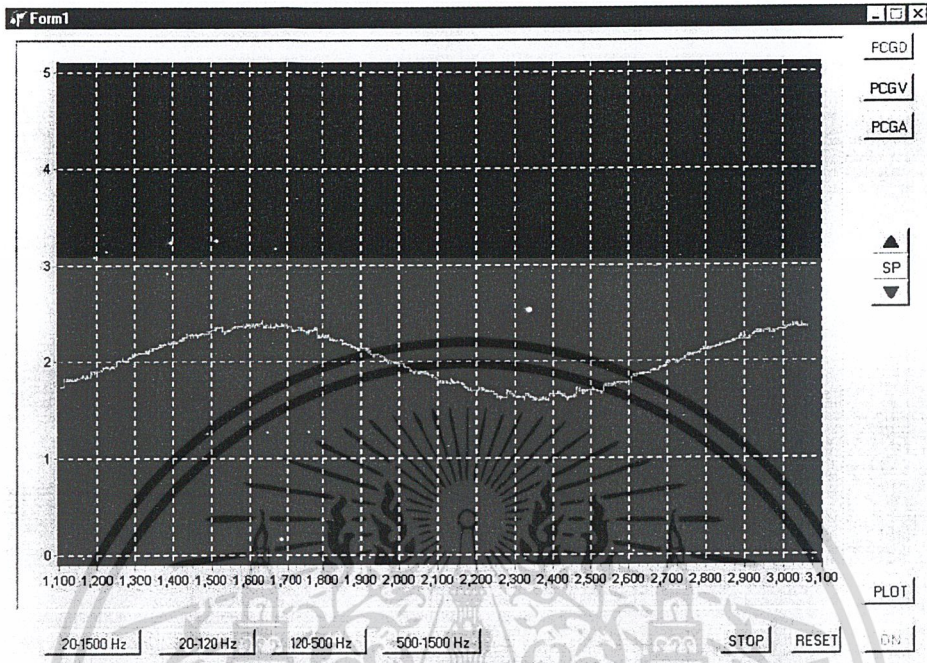
รูปที่ 5.14 คลื่นเสียงหัวใจ PCG A เอาท์พุทของภาค Power Amp ขณะยังไม่ต่อลำโพง



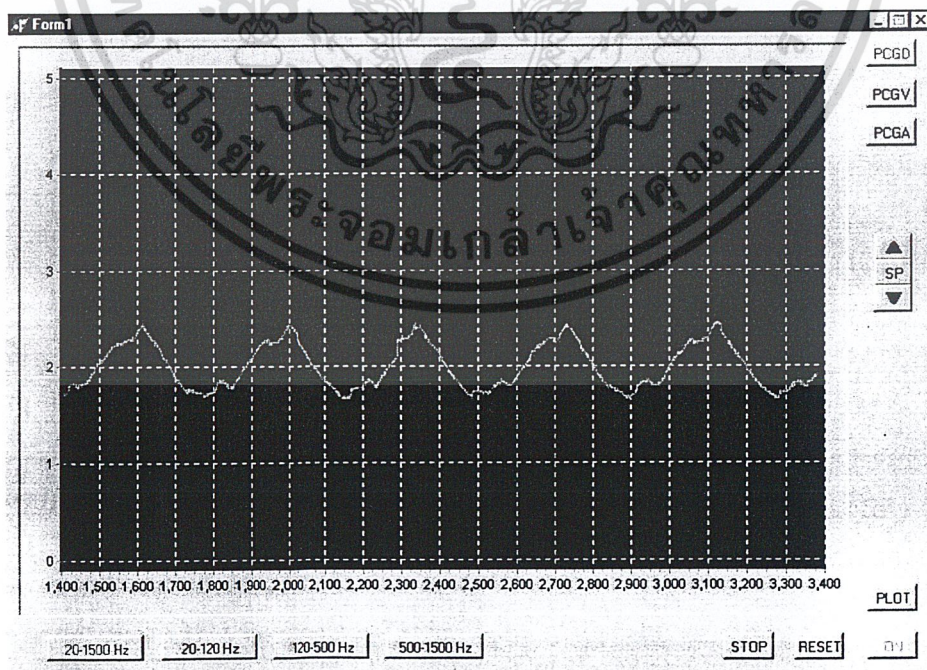
รูปที่ 5.15 คลื่นเสียงหัวใจ PCG A เอาท์พุทของภาค Power Amp ขณะต่อลำโพง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองที่ 4 ทดลองพล็อตรูปสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ต่างๆด้วยโปรแกรม

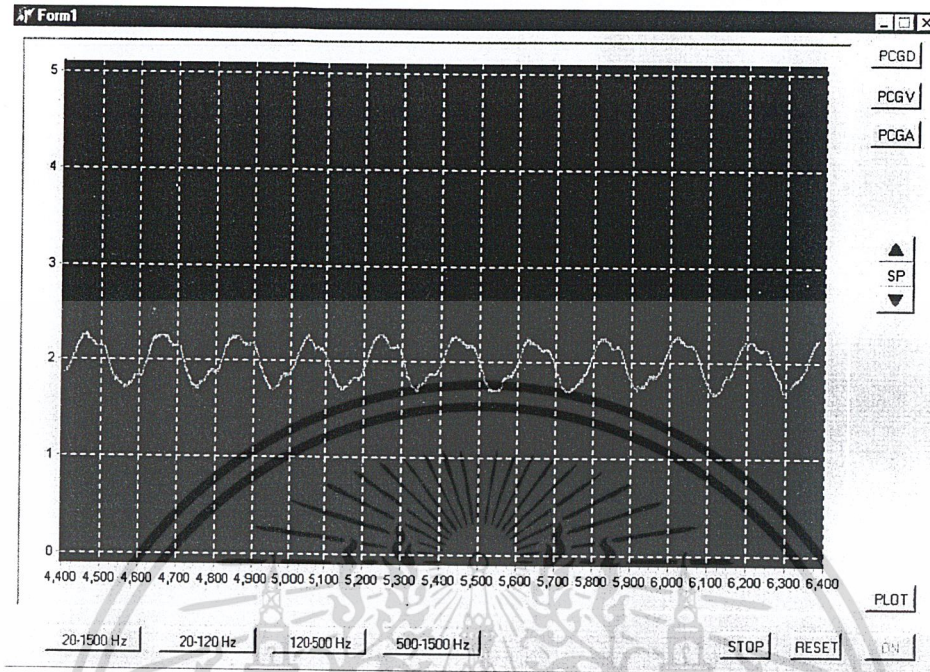


รูปที่ 5.16 สัญญาณSINEที่ความถี่50Hzที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์

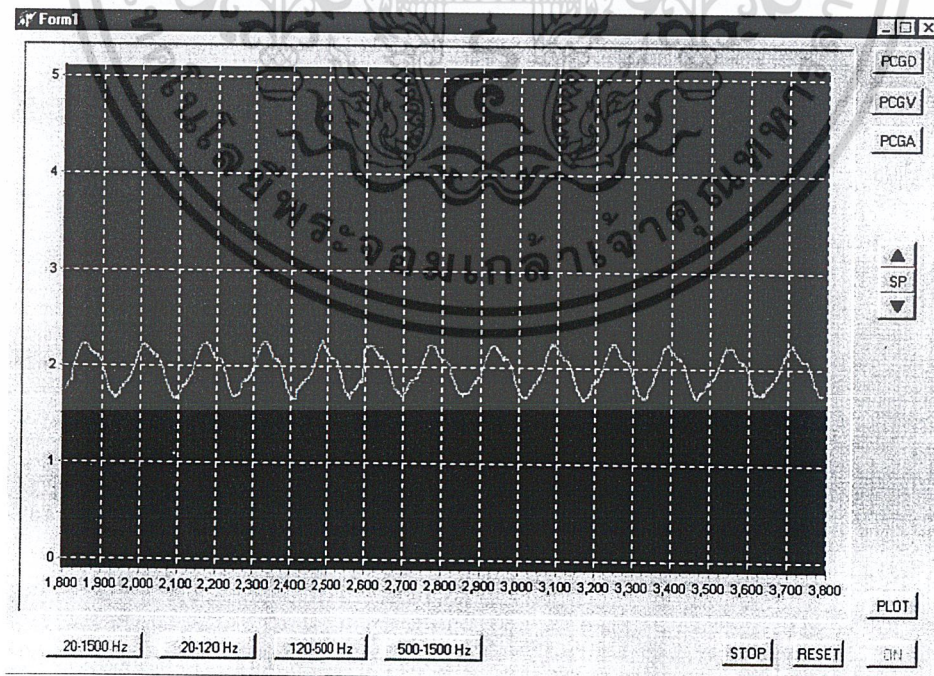


รูปที่ 5.17 สัญญาณSINEที่ความถี่200Hzที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

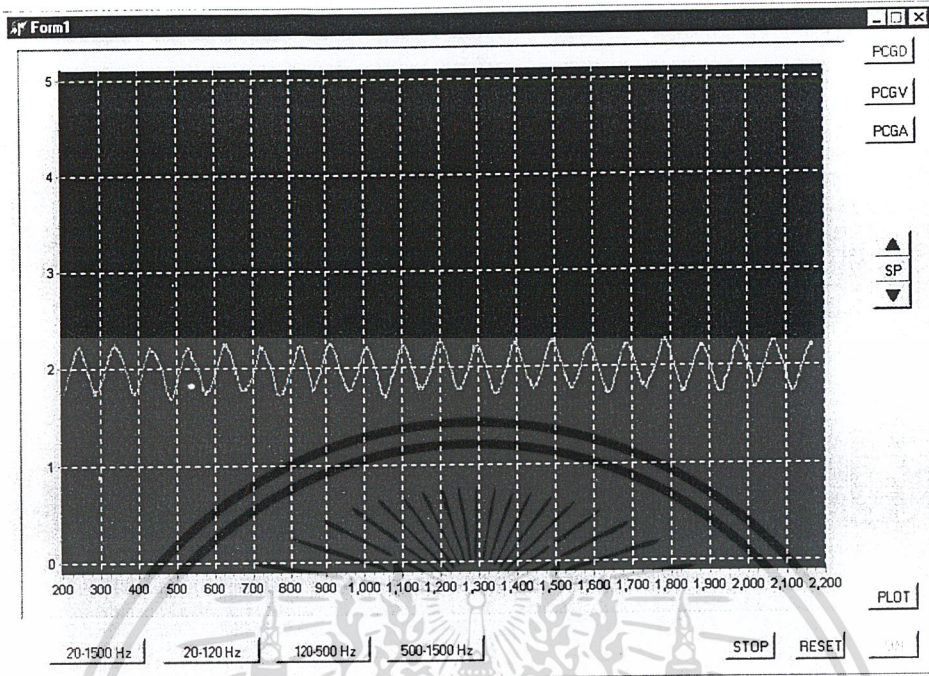


รูปที่ 5.18 สัญญาณSINE ที่ความถี่ 400Hz ที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์

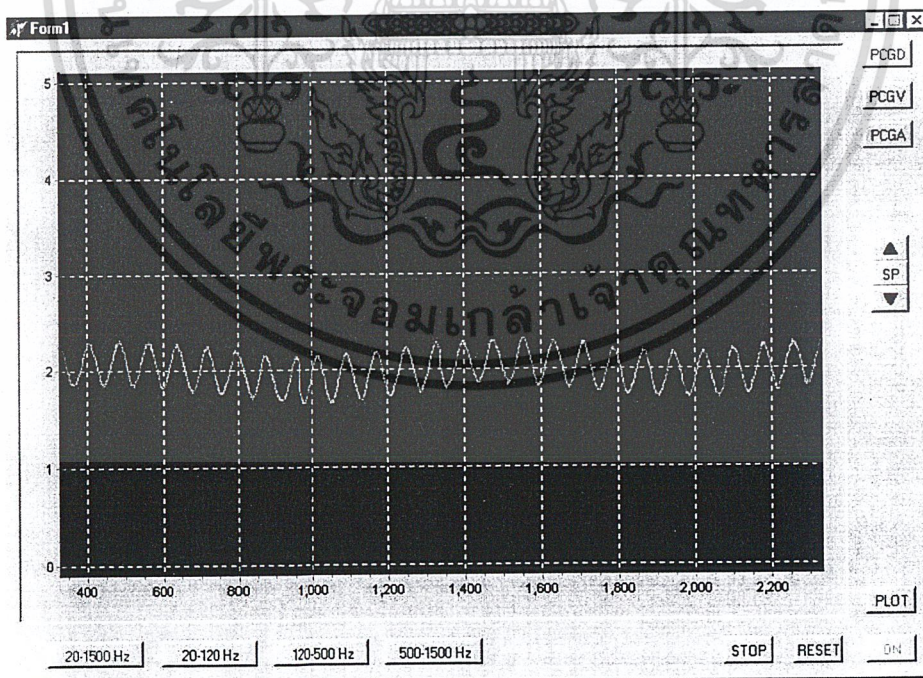


รูปที่ 5.19 สัญญาณSINE ที่ความถี่ 500Hz ที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

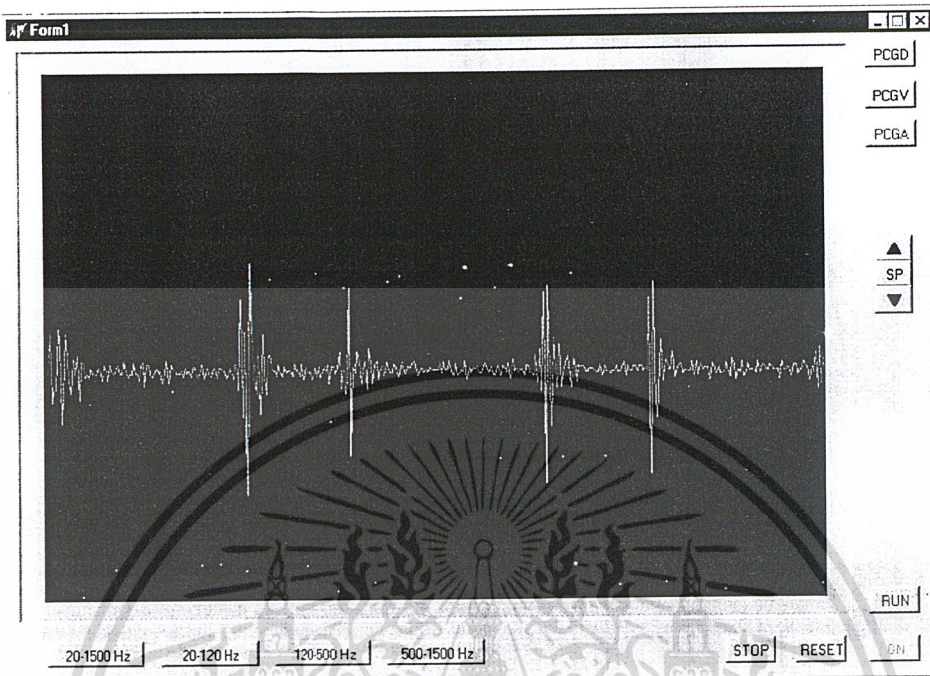


รูปที่ 5.20 สัญญาณ SINE ที่ความถี่ 800 Hz ที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์



รูปที่ 5.21 สัญญาณ SINE ที่ความถี่ 1000 Hz ที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.22 คลื่นเสียงหัวใจ PCG ที่วัดได้บนจอมอนิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### บทสรุป

ได้กล่าวถึงความเป็นมาของโครงการ ทฤษฎีของเสียงหัวใจตลอดจนรายละเอียดของการออกแบบสร้างเครื่องวัดเสียงหัวใจและผลการทดลอง ในการสร้างโครงการเครื่องวัดเสียงหัวใจนี้เริ่มจากได้ทำการกำหนดโครงสร้างของระบบก่อน จากนั้นออกแบบวงจรในภาคต่างๆ แล้วจึงนำมาทดลองในโปรโตบอร์ด เมื่อวงจรทำงานได้ตามที่ออกแบบไว้จึงนำมาลงแผ่นวงจรเอนกประสงค์ โดยขั้นตอนการออกแบบได้แบ่งวงจรเป็นภาคหลักๆ อันได้แก่ วงจรภาคขยายสัญญาณจากไมโครโฟนซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้ได้มีขนาดใหญ่พอที่จะเข้าวงจรภาคถัดไป ซึ่งจากการทดลองพบว่าทั้งไมโครโฟนและวงจรที่ออกแบบขึ้นมานั้นสามารถที่จะตอบสนองความถี่เสียงหัวใจได้โดยสังเกตจากรูปสัญญาณที่วัดได้ ซึ่งเป็นไปตามเอกสารอ้างอิงที่[1] อย่างไรก็ตามการทดสอบการตอบสนองของไมโครโฟนตามหลักที่ถูกต้องนั้นไม่สามารถทำได้เนื่องจากติดขัดเรื่องเครื่องมือ

เมื่อวงจรภาคปริโมคทำงานและตอบสนองความถี่ได้ตามต้องการแล้ว จึงทำการทดลองวงจรในส่วนต่อมา และสำหรับวงจรฟิลเตอร์นั้นเริ่มแรกผู้ทดลองได้ใช้วงจรฟิลเตอร์ที่ใช้ไอซี OTA แต่เมื่อทำการทดลองไปแล้วพบว่า การใช้ OTA นี้ Bandwidth ของวงจรแคบกว่าที่ต้องการใช้งาน จึงได้มีการออกแบบและเปลี่ยนอุปกรณ์ใช้งานเสียใหม่ โดยผู้ทดลองได้เปลี่ยนมาใช้ไอซีสวิทช์แคปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ ซึ่งจากการทดลองพบว่าการใช้ไอซีสวิทช์แคปาซิเตอร์นี้ วงจรสามารถตอบสนองความถี่ในช่วง Bandwidth ที่กว้าง ซึ่งเป็นไปตามที่ต้องการนำมาใช้ในโครงการนี้ จึงใช้ไอซีนี้ในการทำวงจรฟิลเตอร์

สำหรับส่วนสุดท้ายคือ วงจรภาคขยายเสียง สำหรับวงจรนี้จะต่อในลักษณะวงจร OTL และจากการทดลองพบว่าวงจรวงจรที่ได้ออกแบบไว้นี้ สามารถตอบสนองความถี่เสียงหัวใจในช่วงที่ต้องการได้ แต่ปัญหาที่พบอยู่ที่ลำโพงขนาดเล็กที่สามารถตอบสนองความถี่ต่ำๆ ได้นั้นหาได้ยากและมีราคาแพง

สำหรับทางด้านซอฟต์แวร์นั้นเดิมทีผู้จัดทำต้องการทำเป็นในลักษณะเวลาจริง(real time)แต่ไม่สามารถทำได้เนื่องจาก โปรแกรมที่เขียนขึ้นใช้เวลาในส่วนแสดงผลมากจึงทำให้ไม่สามารถรับค่าที่ได้จากวงจรADCได้ครบทุกค่า ซึ่งจากผลการทดลองความถี่อินพุตสูงสุดที่สามารถแสดงผลได้โดยไม่ผิดเพี้ยนมีค่าไม่เกิน 10 Hz เท่านั้น ปัญหานี้แก้โดยสร้างหน่วยความจำด้วยซอฟต์แวร์เป็นที่เก็บข้อมูลก่อนนำออกมาแสดงผลที่หน้าจอคอมพิวเตอร์

## บรรณานุกรม

1. A. Luisada, "The sound of the normal heart", Wright, Bristol, 1973.
2. สมชาติ โลจายะ "ตำราโรคหัวใจและหลอดเลือด" สมาคมแพทย์โรคหัวใจแห่งประเทศไทย  
กรุงเทพ พ.ศ.2520



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## คู่มือการใช้งาน

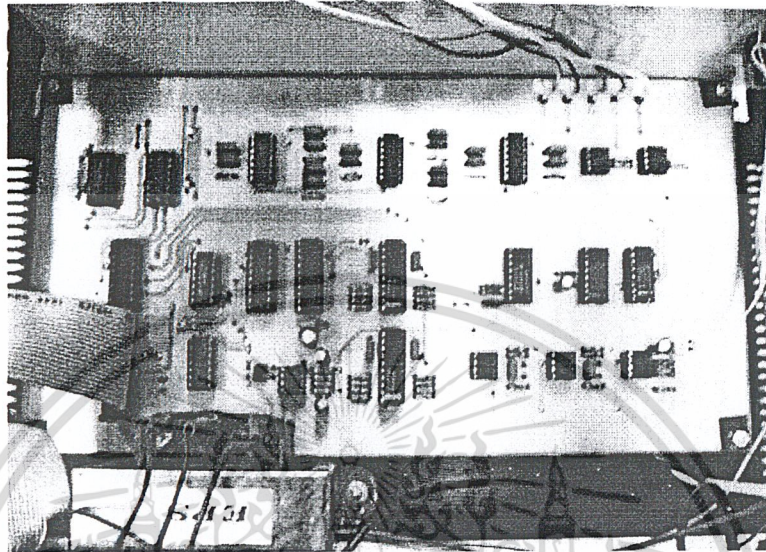
ส่วนประกอบต่างๆของโครงการจะประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักๆคือ

1. ส่วนของฮาร์ดแวร์ ซึ่งประกอบด้วย
  - 1.1 กล่องใส่ชิ้นงาน
  - 1.2 แผ่นวงจร(PCB)
  - 1.3 หม้อแปลงไฟฟ้า
  - 1.4 คอนเดนเซอร์ไมค์(สำหรับวัดสัญญาณอินพุท)
  - 1.5 สายปรีแอมป์(สำหรับส่งสัญญาณดิจิทัลเข้าสู่PC)

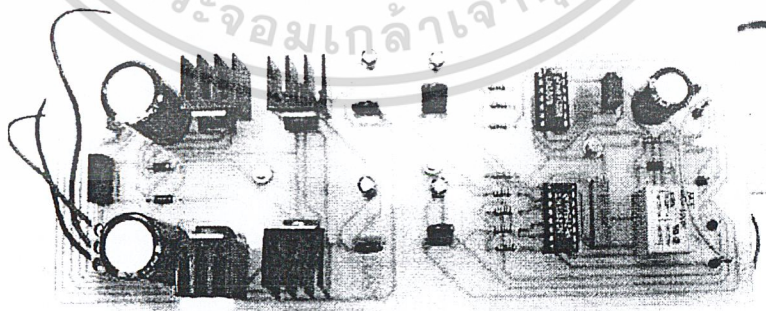


รูปที่1. กล่องใส่ชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

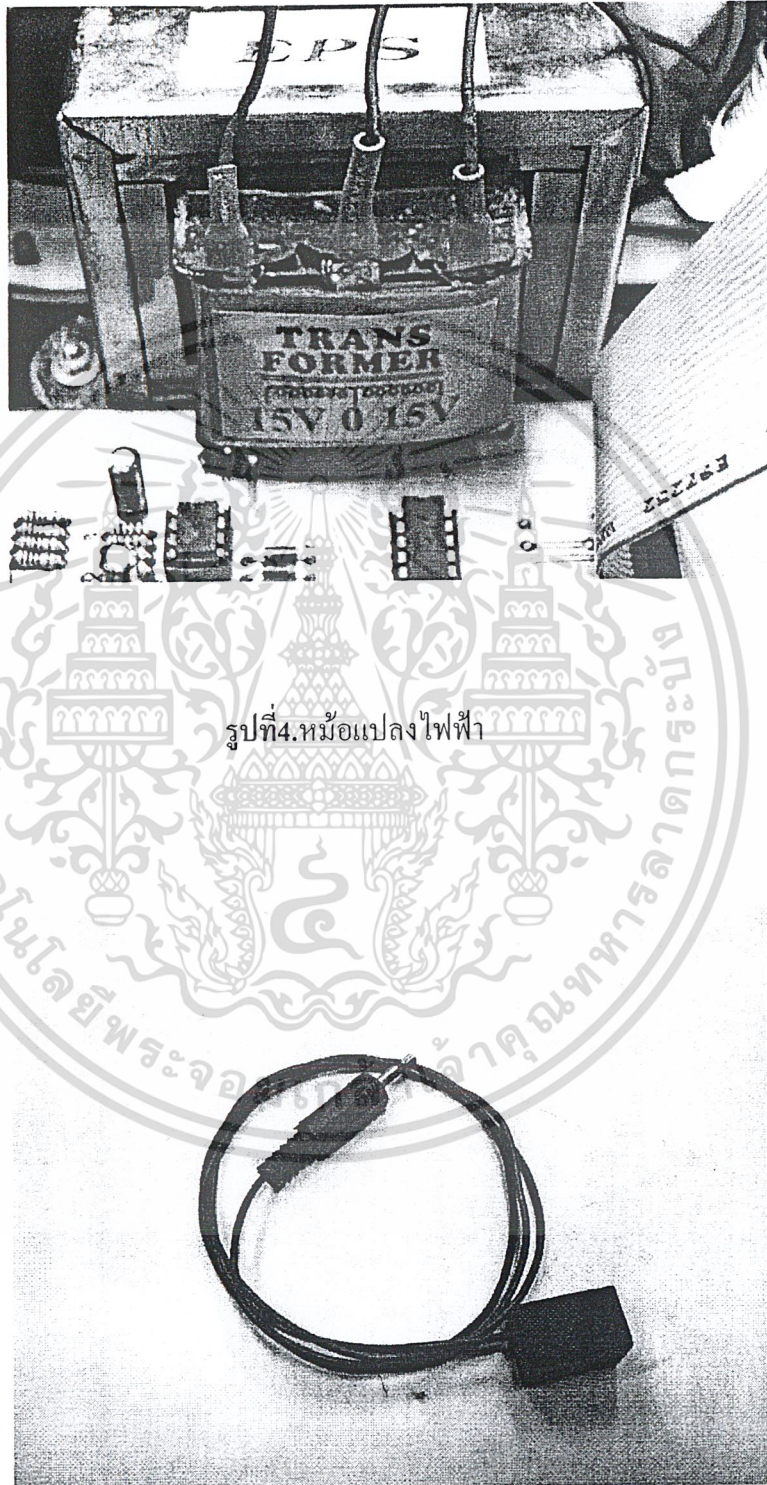


รูปที่2. แผ่นวงจรPCBแผ่นที่1



รูปที่3. แผ่นวงจรPCBแผ่นที่2

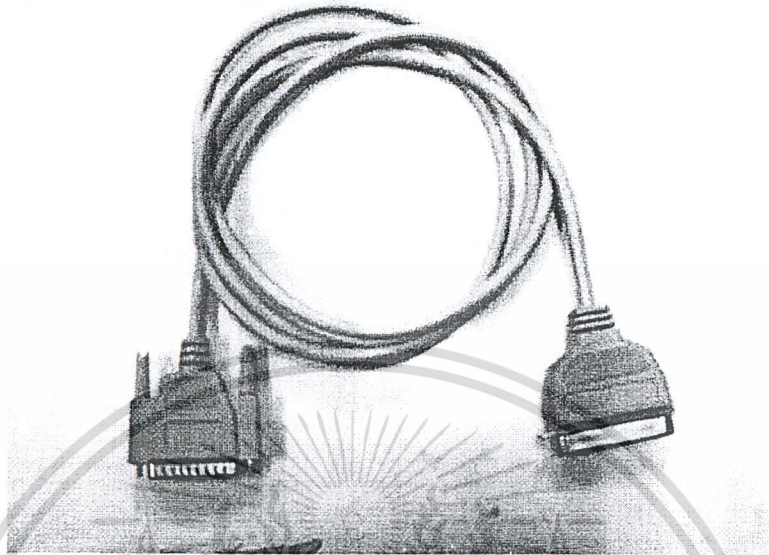
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.หม้อแปลงไฟฟ้า

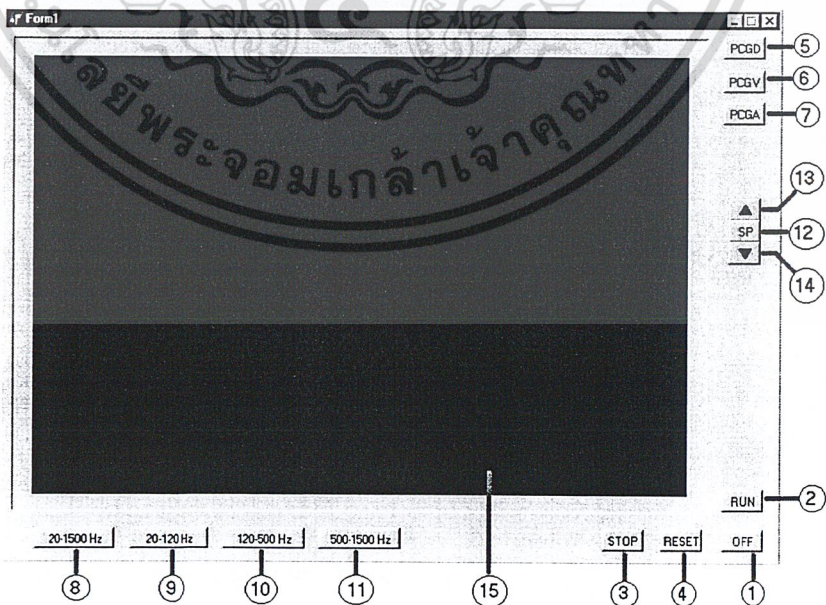
รูปที่5.คอนเดนเซอร์ไมค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6. สายพริ้นเตอร์

2. ส่วนของโปรแกรมใช้งาน



รูปที่ 7. โปรแกรมใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## จากรูปที่7.ส่วนต่างๆมีหน้าที่ใช้งานดังนี้

ปุ่มที่1. (ON/OFF) :เปิด/ปิดการทำงานของโปรแกรม(ไม่ได้เอาไว้ Close โปรแกรม )

ปุ่มที่2. (RUN) : เริ่มอ่านค่าและพล็อตกราฟ

ปุ่มที่3. (STOP) : หยุดการทำงานชั่วคราว(เมื่อต้องการให้ทำงานต่อให้กดปุ่มRUN)

ปุ่มที่4. (RESET) : เคลียร์รูปภาพ

ปุ่มที่5-ปุ่มที่7 : เลือกลักษณะของสัญญาณเสียงหัวใจที่ต้องการ

ปุ่มที่8- ปุ่มที่11 : เลือกช่วงความถี่ที่ต้องการ

ปุ่มที่12 : เปิด/ปิดลำโพง

ปุ่มที่13. : เพิ่มความดังของลำโพง

ปุ่มที่14. : ลดความดังของลำโพง

หมายเลข 15 : หน้าจอ 모니터แสดงผล

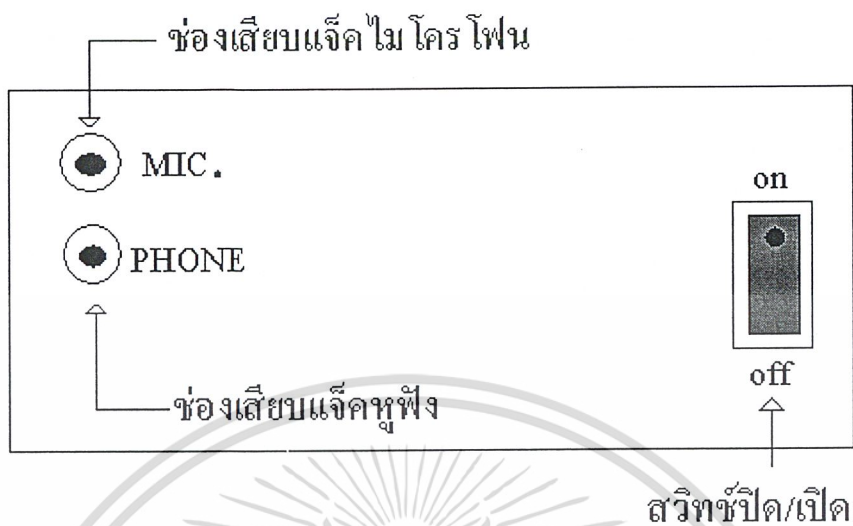
หมายเหตุ : สามารถเลือกรูปกราฟไปทางซ้ายหรือขวาได้โดยกดปุ่มSTOPแล้วคลิกเมาท์ขวาค้างไว้แล้วเลือกรูปกราฟได้ตามต้องการ

## ขั้นตอนการใช้งานเพื่อปลดรูปสัญญาณเสียงหัวใจ

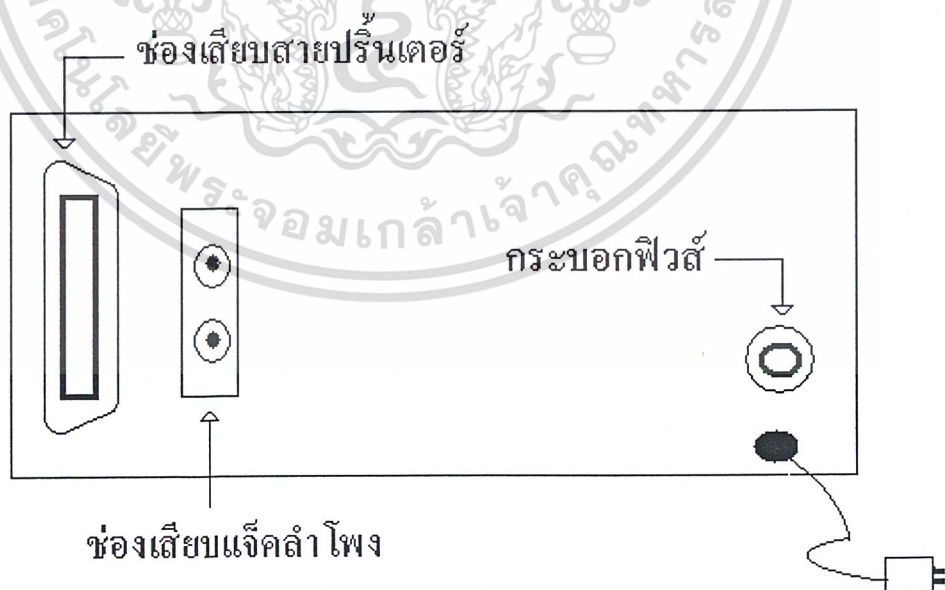
1. ต่อสายปรีนเตอร์ทางด้านหลังตัวกล่องโรงงานเข้ากับตัวเครื่องPC
2. ต่อสายแจ็คคอนเดนเซอร์ไมค์ทางด้านหน้าตัวกล่องโรงงาน
3. เปิดสวิตช์ POWERตำแหน่งOnที่ตัวกล่อง โรงงาน
4. เปิดโปรแกรมใช้งานขึ้นมาแล้วกดปุ่มONที่หน้าจอ โปรแกรมใช้งาน(ปุ่มหมายเลข 1 จากรูปที่7)
5. นำคอนเดนเซอร์ไมค์ไปวัด ณ ตำแหน่งที่ต้องการ
6. กดปุ่มRUNปุ่มหมายเลข 2 จากรูปที่7เพื่อเริ่มทำการปลดรูปกราฟสัญญาณ
7. กดปุ่มSTOPปุ่มหมายเลข 3 จากรูปที่7เมื่อต้องการหยุดการปลดรูปกราฟสัญญาณชั่วคราว
8. กดปุ่มRESETปุ่มหมายเลข 4 จากรูปที่7เมื่อต้องการเคลียร์รูปกราฟสัญญาณ
9. กดปุ่มOFFปุ่มหมายเลข 1 จากรูปที่7เมื่อต้องการเลิกการปลดรูปกราฟสัญญาณ
10. ปิดสวิตช์ POWER ที่ตำแหน่งOffที่ตัวกล่อง โรงงานเมื่อต้องการเลิกใช้งาน

## ขั้นตอนการใช้งานเพื่อฟังเสียงหัวใจ

1. เสียบแจ็คหูฟังทางช่องเสียบด้านหน้าตัวกล่อง โรงงานเมื่อต้องการใช้หูฟังหรือเสียบแจ็คลำโพงทางช่องเสียบด้านหลังตัวกล่อง โรงงานเมื่อต้องการฟังเสียงออกทางลำโพง
2. กดปุ่มSP(ปุ่มหมายเลข 12 จากรูปที่7)เพื่อเป็นการONลำโพง
3. ปุ่มหมายเลข 13 จากรูปที่7 เมื่อต้องการดิ่งเสียง
4. ปุ่มหมายเลข 14 จากรูปที่7 เมื่อต้องการเบาเสียง



รูปที่ 8. ภาพแสดงด้านหน้าของกล่องใช้งาน



รูปที่ 9. ภาพแสดงด้านหลังของกล่องใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
unit Unit1;
```

```
interface
```

```
uses
```

```
Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,  
Unit2, Unit3, Unit4, zAnimate, zPanel, ExtCtrls, Unit5, StdCtrls, Unit6;
```

```
type
```

```
TForm1 = class(TForm)
```

```
Frame21: TFrame2;
```

```
Frame31: TFrame3;
```

```
Frame41: TFrame4;
```

```
Scope: TzScope;
```

```
Frame: TzFrame;
```

```
Timer1: TTimer;
```

```
Frame51: TFrame5;
```

```
Frame61: TFrame6;
```

```
Edit1: TEdit;
```

```
procedure Timer1Timer(Sender: TObject);
```

```
procedure FormCreate(Sender: TObject);
```

```
private
```

```
{ Private declarations }
```

```
public
```

```
{ Public declarations }
```

```
end;
```

```
var
```

```
Form1: TForm1;
```

```
var
```

```
m: Integer;
```

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

implementation

```
{SR *.DFM}
```

```
procedure TForm1.Timer1Timer(Sender: TObject);
```

```
begin
```

```
  while onoff = 1 do
```

```
  begin
```

```
    Edit1.Text := IntToStr(n);
```

```
    {if ((m < n) or (m = 8192)) then
```

```
    begin
```

```
      Scope.Channels1 := Plot[m];
```

```
      if m = 8192 then m := 1
```

```
      else m := m + 1;
```

```
    end;}
```

```
    Application.ProcessMessages;
```

```
  end;
```

```
end;
```

```
procedure TForm1.FormCreate(Sender: TObject);
```

```
begin
```

```
  m := 1;
```

```
  n := 1;
```

```
  WR := 0;
```

```
  vol := 1;
```

```
  Fr := 5;
```

```
end;
```

```
end.
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ .

```
unit Unit2;
```

```
interface
```

```
uses
```

```
Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,  
Unit4, NpsPort, ExtCtrls;
```

```
type
```

```
TFrame2 = class(TFrame)
```

```
Timer1: TTimer;
```

```
PortData: TNpsPortB;
```

```
procedure Timer1Timer(Sender: TObject);
```

```
private
```

```
{ Private declarations }
```

```
public
```

```
{ Public declarations }
```

```
end;
```

```
var
```

```
WR: Integer;
```

```
Data: Integer;
```

```
implementation
```

```
{ $R *.DFM }
```

```
procedure TFrame2.Timer1Timer(Sender: TObject);
```

```
begin
```

```
while onoff = 1 do
```

```
begin
```

```
if WR = 1 then
```

**begin**นี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Data := Data and $FE;
PortData.Value := Data;
Data := Data or $01;
PortData.Value := Data;
WR := 0;
end;
Application.ProcessMessages;
end;
end;
end.

```

```
unit Unit3;
```

```
interface
```

```
uses
```

```
Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,
Unit4, Unit2, ExtCtrls, NpsPort;
```

```
type
```

```
TFrame3 = class(TFrame)
```

```
PortStatus: TNpsPortB;
```

```
Timer1: TTimer;
```

```
PortData: TNpsPortB;
```

```
procedure Timer1Timer(Sender: TObject);
```

```
private
```

```
{ Private declarations }
```

```
public
```

```
{ Public declarations }
```

```
end;
```

การนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

var
n: Integer;
SLOW: Integer;
SHigh: Integer;
Status: Integer;
Plot: Array[1..8192] of Integer;

```

implementation

```
{SR *.DFM}
```

```
procedure TForm3.Timer1Timer(Sender: TObject);
```

```
begin
```

```
while onoff = 1 do
```

```
begin
```

```
if WR = 0 then
```

```
begin
```

```
//Data := Data and $EF;
```

```
//PortData.Value := Data;
```

```
//SHigh := PortStatus.Value;
```

```
Data := Data or $10;
```

```
//PortData.Value := Data;
```

```
//SLOW := PortStatus.Value;
```

```
//WR := 1;
```

```
//SLOW := SLOW Shr 4;
```

```
//SHigh := SHigh and $F0;
```

```
//SLOW := SLOW and $0F;
```

```
//Status := SHigh or SLOW;
```

```
//Plot[n] := Status;
```

```
if n = 8192 then n := 1
```

```
else n := n + 1;
```

```
end;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Application.ProcessMessages;  
end;  
end;  
  
end.
```

```
unit Unit4;
```

```
interface
```

```
uses
```

```
Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,  
zLed, StdCtrls;
```

```
type
```

```
TFrame4 = class(TFrame)
```

```
  GroupBox1: TGroupBox;
```

```
  Led1: TzLed;
```

```
  Led2: TzLed;
```

```
  procedure Led1Click(Sender: TObject);
```

```
  procedure Led2Click(Sender: TObject);
```

```
private
```

```
  { Private declarations }
```

```
public
```

```
  { Public declarations }
```

```
end;
```

```
var
```

```
  onoff: Integer;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



```

Volup: TzShapeBtn;
Voldown: TzShapeBtn;
PortData: TNpsPortB;
Timer1: TTimer;
Timer2: TTimer;
Led1: TzLed;
procedure VolupClick(Sender: TObject);
procedure VoldownClick(Sender: TObject);
procedure Timer1Timer(Sender: TObject);
procedure Timer2Timer(Sender: TObject);
procedure Led1Click(Sender: TObject);
private
  { Private declarations }
public
  { Public declarations }
end;

var
  vol: Integer;
implementation

{$R *.DFM}

procedure TFrame5.VolupClick(Sender: TObject);
begin
  if onoff = 1 then
  begin
    Data := Data and $FD;
    PortData.Value := Data;
    Timer1.Enabled := True;
  end;
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
procedure TFrame5.VoldownClick(Sender: TObject);
```

```
begin
```

```
  if onoff = 1 then
```

```
  begin
```

```
    Data := Data and $FB;
```

```
    PortData.Value := Data;
```

```
    Timer2.Enabled := True;
```

```
  end;
```

```
end;
```

```
procedure TFrame5.Timer1Timer(Sender: TObject);
```

```
begin
```

```
  Data := Data or $02;
```

```
  PortData.Value := Data;
```

```
  Timer1.Enabled := False;
```

```
end;
```

```
procedure TFrame5.Timer2Timer(Sender: TObject);
```

```
begin
```

```
  Data := Data or $04;
```

```
  PortData.Value := Data;
```

```
  Timer2.Enabled := False;
```

```
end;
```

```
procedure TFrame5.Led1Click(Sender: TObject);
```

```
begin
```

```
  if onoff = 1 then
```

```
  begin
```

```
    if vol = 1 then
```

```
    begin
```

```
      Led1.LEDColor := lctGreen;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่เพื่อให้บริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Data := Data and $F7;
Data := Data or $08;
PortData.Value := Data;
vol := 0;
end
else
begin
Led1.LEDColor := lctRed;
Data := Data and $F7;
PortData.Value := Data;
vol := 1;
end;
end;
end;
end.

unit Unit6;

interface

uses
Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,
Unit2, Unit4, StdCtrls, ExtCtrls, NpsPort;

type
TFrame6 = class(TFrame)
Panel1: TPanel;
Fr1: TRadioButton;
Fr2: TRadioButton;

```



เอ **Fr3: TRadioButton;** ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Fr4: TRadioButton;

Timer1: TTimer;

PortData: TNpsPortB;

procedure Timer1Timer(Sender: TObject);

private

  { Private declarations }

public

  { Public declarations }

end;

var

  Fr: Integer;

implementation

  {$R *.DFM}

procedure TFrame6.Timer1Timer(Sender: TObject);
begin
  if onoff = 1 then
  begin
    if ((Fr1.Checked = True) and (Fr <> 1)) then
    begin
      Data := Data and $1F;
      PortData.Value := Data;
      Fr := 1;
    end;
    if ((Fr2.Checked = True) and (Fr <> 2)) then
    begin
      Data := Data and $1F;
      Data := Data or $20;
      PortData.Value := Data;

```

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
end;  
if ((Fr3.Checked = True) and (Fr <> 3)) then  
begin  
    Data := Data and $1F;  
    Data := Data or $40;  
    PortData.Value := Data;  
    Fr := 3;  
end;  
if ((Fr4.Checked = True) and (Fr <> 4)) then  
begin  
    Data := Data and $1F;  
    Data := Data or $60;  
    PortData.Value := Data;  
    Fr := 4;  
end;  
end;  
end;  
end;  
end.
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MF10 Universal Monolithic Dual Switched Capacitor Filter

### General Description

The MF10 consists of 2 independent and extremely easy to use, general purpose CMOS active filter building blocks. Each block, together with an external clock and 3 to 4 resistors, can produce various 2nd order functions. Each building block has 3 output pins. One of the outputs can be configured to perform either an allpass, highpass or a notch function; the remaining 2 output pins perform lowpass and bandpass functions. The center frequency of the lowpass and bandpass 2nd order functions can be either directly dependent on the clock frequency, or they can depend on both clock frequency and external resistor ratios. The center frequency of the notch and allpass functions is directly dependent on the clock frequency, while the highpass center frequency depends on both resistor ratio and clock. Up to 4th order functions can be performed by cascading the two 2nd order building blocks of the MF10; higher than 4th order functions can be obtained by cascading MF10 packages.

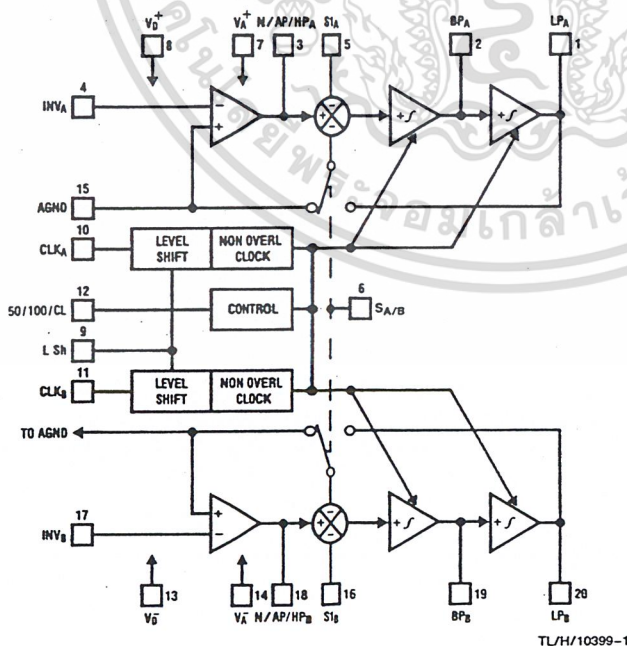
Any of the classical filter configurations (such as Butterworth, Bessel, Cauer and Chebyshev) can be formed.

For pin-compatible device with improved performance refer to LMF100 datasheet.

### Features

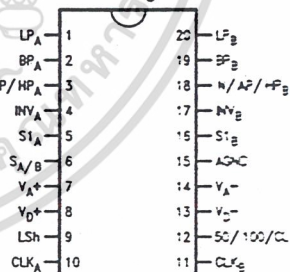
- Easy to use
- Clock to center frequency ratio accuracy  $\approx 0.6\%$
- Filter cutoff frequency stability directly dependent on external clock quality
- Low sensitivity to external component variation
- Separate highpass (or notch or allpass), bandpass, lowpass outputs
- $f_0 \times Q$  range up to 200 kHz
- Operation up to 30 kHz
- 20-pin 0.3" wide Dual-In-Line package
- 20-pin Surface Mount (SO) wide-body package

### System Block Diagram



### Connection Diagram

Surface Mount and Dual-In-Line Package



Top View

Order Number MF10AJ or MF10CCJ  
See NS Package Number J20A  
Order Number MF10ACWM or MF10CCWM  
See NS Package Number M20B  
Order Number MF10ACN or MF10CCN  
See NS Package Number N20A

TL/H/10399-1

**Absolute Maximum Ratings** (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage ( $V^+ - V^-$ )	14V
Voltage at Any Pin	$V^+ + 0.3V$ $V^- - 0.3V$
Input Current at Any Pin (Note 2)	5 mA
Package Input Current (Note 2)	20 mA
Power Dissipation (Note 3)	500 mW
Storage Temperature	150°C
ESD Susceptibility (Note 11)	2000V

**Soldering Information**

N Package: 10 sec.	260°C
J Package: 10 sec.	300°C
SO Package: Vapor Phase (60 Sec.)	215°C
Infrared (15 Sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (Appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.

**Operating Ratings** (Note 1)

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
MF10ACN, MF10CCN	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$
MF10CCWM, MF10ACWM	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$
MF10CCJ	$-40^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$
MF10AJ	$-55^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$

**Electrical Characteristics**  $V^+ = +5.00V$  and  $V^- = -5.00V$  unless otherwise specified. Boldface limits apply for  $T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ; all other limits  $T_A = T_J = 25^\circ C$ .

Symbol	Parameter	Conditions	MF10ACN, MF10CCN, MF10ACWM, MF10CCWM			MF10CCJ, MF10AJ			Units	
			Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)		
$V^+ - V^-$	Supply Voltage	Min			<b>9</b>			<b>9</b>	V	
		Max			<b>14</b>			<b>14</b>	V	
$I_S$	Maximum Supply Current	Clock Applied to Pins 10 & 11 No Input Signal	8	12	<b>12</b>	8	<b>12</b>		mA	
$f_O$	Center Frequency Range	Min	$f_O \times Q < 200$ kHz		0.1		<b>0.2</b>	0.1	<b>0.2</b>	Hz
		Max			30		<b>20</b>	30	<b>20</b>	kHz
$f_{CLK}$	Clock Frequency Range	Min			5.0		<b>10</b>	5.0	<b>10</b>	Hz
		Max			1.5		<b>1.0</b>	1.5	<b>1.0</b>	MHz
$f_{CLK}/f_O$	50:1 Clock to Center Frequency Ratio Deviation	MF10A	$Q = 10$	$V_{pin12} = 5V$ $f_{CLK} = 250$ kHz	$\pm 0.2$	$\pm 0.6$	<b><math>\pm 0.6</math></b>	$\pm 0.2$	<b><math>\pm 1.0</math></b>	%
		MF10C	Mode 1		$\pm 0.2$	$\pm 1.5$	<b><math>\pm 1.5</math></b>	$\pm 0.2$	<b><math>\pm 1.5</math></b>	%
$f_{CLK}/f_O$	100:1 Clock to Center Frequency Ratio Deviation	MF10A	$Q = 10$	$V_{pin12} = 0V$ $f_{CLK} = 500$ kHz	$\pm 0.2$	$\pm 0.6$	<b><math>\pm 0.6</math></b>	$\pm 0.2$	<b><math>\pm 1.0</math></b>	%
		MF10C	Mode 1		$\pm 0.2$	$\pm 1.5$	<b><math>\pm 1.5</math></b>	$\pm 0.2$	<b><math>\pm 1.5</math></b>	%
	Clock Feedthrough	$Q = 10$ Mode 1			10		10		mV	
	Q Error (MAX) (Note 4)	$Q = 10$ Mode 1	$V_{pin12} = 5V$ $f_{CLK} = 250$ kHz	$\pm 2$	$\pm 6$	<b><math>\pm 6</math></b>	$\pm 2$	<b><math>\pm 10</math></b>	%	
$\pm 2$				$\pm 6$	<b><math>\pm 6</math></b>	$\pm 2$	<b><math>\pm 10</math></b>	%		
$H_{OLP}$	DC Lowpass Gain	Mode 1 $R_1 = R_2 = 10k$	0	$\pm 0.2$	<b><math>\pm 0.2</math></b>	0	$\pm 0.2$		dB	
$V_{OS1}$	DC Offset Voltage (Note 5)		$\pm 5.0$	$\pm 20$	<b><math>\pm 20</math></b>	$\pm 5.0$	$\pm 20$		mV	
$V_{OS2}$	DC Offset Voltage (Note 5)	Min	$V_{pin12} = +5V$ ( $f_{CLK}/f_O = 50$ )	$S_{A/B} = V^+$	-150	-185	<b>-185</b>	-150	<b>-185</b>	mV
		Max					-85	<b>-85</b>		<b>-85</b>
$V_{OS3}$	DC Offset Voltage (Note 5)	Min	$V_{pin12} = +5V$ ( $f_{CLK}/f_O = 50$ )	All Modes	-70	-100	<b>-100</b>	-70	<b>-100</b>	mV
		Max					-20	<b>-20</b>		<b>-20</b>
$V_{OS2}$	DC Offset Voltage (Note 5)	$V_{pin12} = 0V$ ( $f_{CLK}/f_O = 100$ )	$S_{A/B} = V^+$	-300			-300			mV
				$V_{pin12} = 0V$ ( $f_{CLK}/f_O = 100$ )	$S_{A/B} = V^-$	-140			-140	
$V_{OS3}$	DC Offset Voltage (Note 5)	$V_{pin12} = 0V$ ( $f_{CLK}/f_O = 100$ )	All Modes			-140			-140	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Electrical Characteristics** (Continued)  $V^+ = +5.00V$  and  $V^- = -5.00V$  unless otherwise specified.Boldface limits apply for  $T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ; all other limits  $T_A = T_J = 25^\circ C$ .

Symbol	Parameter		Conditions	MF10ACN, MF10CCN, MF10ACWM, MF10CCWM			MF10CCJ, MF10AJ			Units
				Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	
V <sub>OUT</sub>	Minimum Output Voltage Swing	BP, LP Pins	$R_L = 5k$	$\pm 4.25$	$\pm 3.8$	$\pm 3.8$	$\pm 4.25$	$\pm 3.8$		V
		N/AP/HP Pin	$R_L = 3.5k$	$\pm 4.25$	$\pm 3.8$	$\pm 3.8$	$\pm 4.25$	$\pm 3.6$		V
GBW	Op Amp Gain BW Product			2.5			2.5			MHz
SR	Op Amp Slew Rate			7			7			V/ $\mu s$
	Dynamic Range (Note 6)	$V_{pin12} = +5V$ ( $f_{CLK}/f_O = 50$ )		83			83			dB
		$V_{pin12} = 0V$ ( $f_{CLK}/f_O = 100$ )		80			80			dB
I <sub>SC</sub>	Maximum Output Short Circuit Current (Note 7)	Source		20			20			mA
		Sink		3.0			3.0			mA

**Logic Input Characteristics** Boldface limits apply for  $T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ; all other limits  $T_A = T_J = 25^\circ C$ 

Parameter		Conditions	MF10ACN, MF10CCN, MF10ACWM, MF10CCWM			MF10CCJ, MF10AJ			Units
			Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	
CMOS Clock Input Voltage	Min Logical "1"	$V^+ = +5V, V^- = -5V,$ $V_{LSh} = 0V$		+3.0	<b>+3.0</b>		-3.0		V
	Max Logical "0"			-3.0	<b>-3.0</b>		-3.0		V
	Min Logical "1"	$V^+ = +10V, V^- = 0V,$ $V_{LSh} = +5V$		+8.0	<b>+8.0</b>		-8.0		V
	Max Logical "0"			+2.0	<b>+2.0</b>		+2.0		V
TTL Clock Input Voltage	Min Logical "1"	$V^+ = +5V, V^- = -5V,$ $V_{LSh} = 0V$		+2.0	<b>+2.0</b>		+2.0		V
	Max Logical "0"			+0.8	<b>+0.8</b>		+0.8		V
	Min Logical "1"	$V^+ = +10V, V^- = 0V,$ $V_{LSh}$		+2.0	<b>+2.0</b>		+2.0		V
	Max Logical "0"			+0.8	<b>+0.8</b>		+0.8		V

**Note 1:** Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

**Note 2:** When the input voltage ( $V_{IN}$ ) at any pin exceeds the power supply rails ( $V_{IN} < V^-$  or  $V_{IN} > V^+$ ) the absolute value of current at that pin should be limited to 5 mA or less. The 20 mA package input current limits the number of pins that can exceed the power supply boundaries with a 5 mA current limit to four.

**Note 3:** The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by  $T_{JMAX}$ ,  $\theta_{JA}$ , and the ambient temperature,  $T_A$ . The maximum allowable power dissipation at any temperature is  $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$  or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For this device,  $T_{JMAX} = 125^\circ C$ , and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the MF10ACN/CCN when board mounted is  $55^\circ C/W$ . For the MF10AJ/CCJ, this number increases to  $95^\circ C/W$  and for the MF10ACWM/CCWM this number is  $66^\circ C/W$ .

**Note 4:** The accuracy of the Q value is a function of the center frequency ( $f_O$ ). This is illustrated in the curves under the heading "Typical Performance Characteristics".

**Note 5:**  $V_{OS1}$ ,  $V_{OS2}$ , and  $V_{OS3}$  refer to the internal offsets as discussed in the Applications Information Section 3.4.

**Note 6:** For  $\pm 5V$  supplies the dynamic range is referenced to 2.82V rms (4V peak) where the wideband noise over a 20 kHz bandwidth is typically 200  $\mu V$  rms for the MF10 with a 50:1 CLK ratio and 280  $\mu V$  rms for the MF10 with a 100:1 CLK ratio.

**Note 7:** The short circuit source current is measured by forcing the output that is being tested to its maximum positive voltage swing and then shorting that output to the negative supply. The short circuit sink current is measured by forcing the output that is being tested to its maximum negative voltage swing and then shorting that output to the positive supply. These are the worst case conditions.

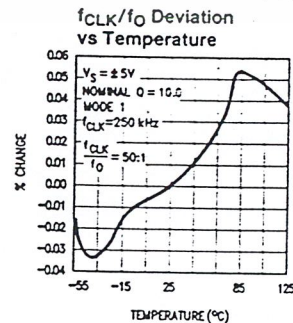
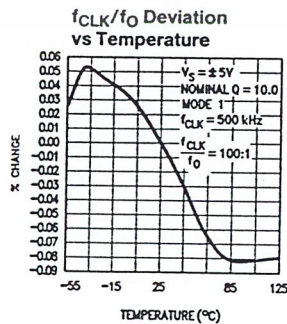
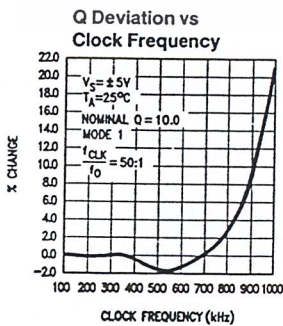
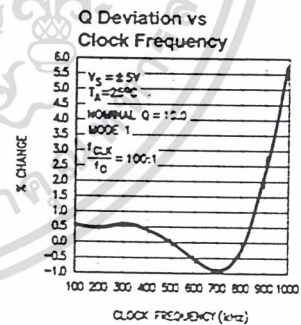
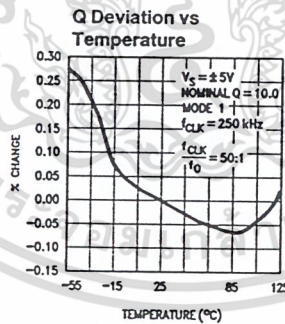
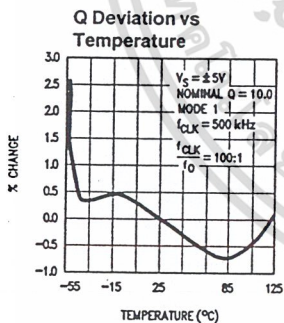
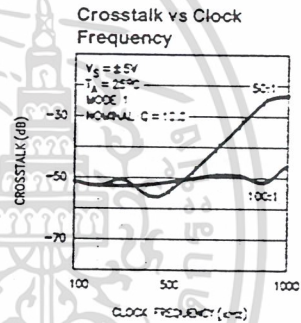
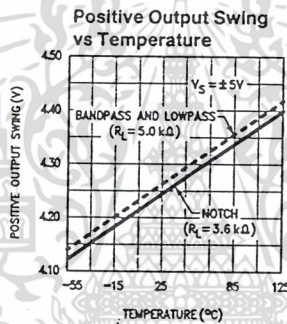
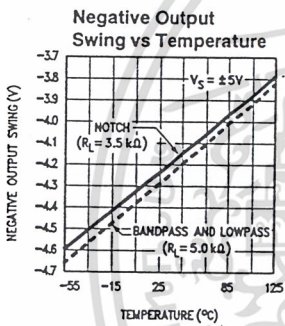
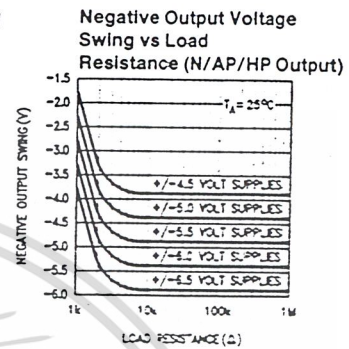
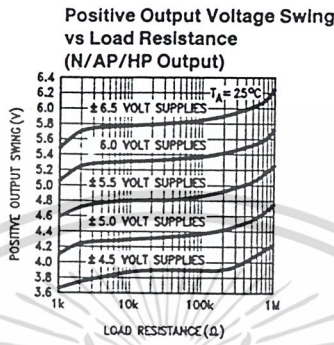
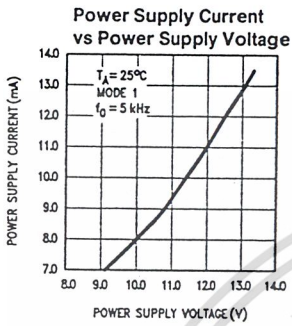
**Note 8:** Typical values are at  $25^\circ C$  and represent most likely parametric norm.

**Note 9:** Tested limits are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

**Note 10:** Design limits are guaranteed but not 100% tested. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

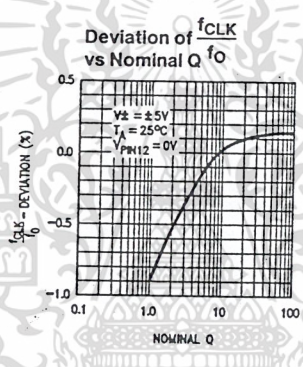
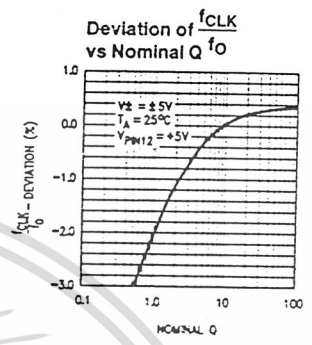
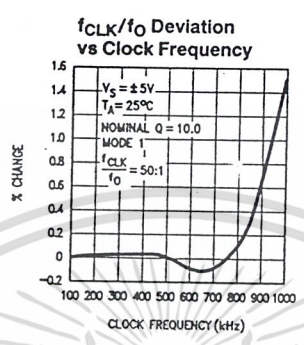
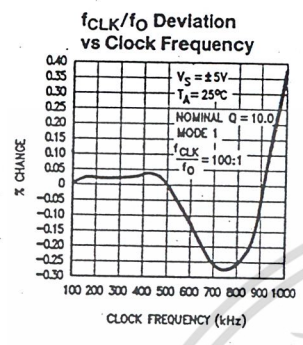
**Note 11:** Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k $\Omega$  resistor.

## Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/H/10399-3

### Pin Descriptions

- LP(1,20), BP(2,19), N/AP/HP(3,18) The second order lowpass, bandpass and notch/allpass/highpass outputs. These outputs can typically sink 1.5 mA and source 3 mA. Each output typically swings to within 1V of each supply.
- INV(4,17) The inverting input of the summing op-amp of each filter. These are high impedance inputs, but the non-inverting input is internally tied to AGND, making INV<sub>A</sub> and INV<sub>B</sub> behave like summing junctions (low impedance, current inputs).
- S1(5,16) S1 is a signal input pin used in the all-pass filter configurations (see modes 4 and 5). The pin should be driven with a source impedance of less than 1 kΩ. If S1 is not driven with a signal it should be tied to AGND (mid-supply).

SA/B(6)

This pin activates a switch that connects one of the inputs of each filter's second summer to either AGND (SA/B tied to V<sup>-</sup>) or to the lowpass (LP) output (SA/B tied to V<sup>+</sup>). This offers the flexibility needed for configuring the filter in its various modes of operation.

V<sub>A</sub><sup>+</sup>(7), V<sub>D</sub><sup>+</sup>(8)

Analog positive supply and digital positive supply. These pins are internally connected through the IC substrate and therefore V<sub>A</sub><sup>+</sup> and V<sub>D</sub><sup>+</sup> should be derived from the same power supply source. They have been brought out separately so they can be bypassed by separate capacitors, if desired. They can be externally tied together and bypassed by a single capacitor.

V<sub>A</sub><sup>-</sup>(14), V<sub>D</sub><sup>-</sup>(13)

Analog and digital negative supplies. The same comments as for V<sub>A</sub><sup>+</sup> and V<sub>D</sub><sup>+</sup> apply here.

## Pin Descriptions (Continued)

LSh(9)	Level shift pin; it accommodates various clock levels with dual or single supply operation. With dual $\pm 5V$ supplies, the MF10 can be driven with CMOS clock levels ( $\pm 5V$ ) and the LSh pin should be tied to the system ground. If the same supplies as above are used but only TTL clock levels, derived from 0V to +5V supply, are available, the LSh pin should be tied to the system ground. For single supply operation (0V and +10V) the $V_A^-$ , $V_D^-$ pins should be connected to the system ground, the AGND pin should be biased at +5V and the LSh pin should also be tied to the system ground for TTL clock levels. LSh should be biased at +5V for CMOS clock levels in 10V single-supply applications.
CLKA(10), CLKB(11)	Clock inputs for each switched capacitor filter building block. They should both be of the same level (TTL or CMOS). The level shift (LSh) pin description discusses how to accommodate their levels. The duty cycle of the clock should be close to 50% especially when clock frequencies above 200 kHz are used. This allows the maximum time for the internal op-amps to settle, which yields optimum filter operation.
50/100/CL(12)	By tying this pin high a 50:1 clock-to-filter-center-frequency ratio is obtained. Tying this pin at mid-supplies (i.e., analog ground with dual supplies) allows the filter to operate at a 100:1 clock-to-center-frequency ratio. When the pin is tied low (i.e., negative supply with dual supplies), a simple current limiting circuit is triggered to limit the overall supply current down to about 2.5 mA. The filtering action is then aborted.
AGND(15)	This is the analog ground pin. This pin should be connected to the system ground for dual supply operation or biased to mid-supply for single supply operation. For a further discussion of mid-supply biasing techniques see the Applications Information (Section 3.2). For optimum filter performance a "clean" ground must be provided.

## 1.0 Definition of Terms

$f_{CLK}$ : the frequency of the external clock signal applied to pin 10 or 11.

$f_O$ : center frequency of the second order function complex pole pair.  $f_O$  is measured at the bandpass outputs of the MF10, and is the frequency of maximum bandpass gain. (Figure 1)

$f_{notch}$ : the frequency of minimum (ideally zero) gain at the notch outputs.

$f_z$ : the center frequency of the second order complex zero pair, if any. If  $f_z$  is different from  $f_O$  and if  $Q_z$  is high, it can be observed as the frequency of a notch at the allpass output. (Figure 10)

Q: "quality factor" of the 2nd order filter. Q is measured at the bandpass outputs of the MF10 and is equal to  $f_O$  divided by the -3 dB bandwidth of the 2nd order bandpass filter (Figure 1). The value of Q determines the shape of the 2nd order filter responses as shown in Figure 6.

$Q_z$ : the quality factor of the second order complex zero pair, if any.  $Q_z$  is related to the allpass characteristic, which is written:

$$H_{AP}(s) = \frac{H_{OAP} \left( s^2 - \frac{s\omega_0}{Q_z} + \omega_0^2 \right)}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

where  $Q_z = Q$  for an all-pass response.

$H_{OBP}$ : the gain (in V/V) of the bandpass output at  $f = f_O$ .

$H_{OLP}$ : the gain (in V/V) of the lowpass output as  $f \rightarrow 0$  Hz (Figure 2).

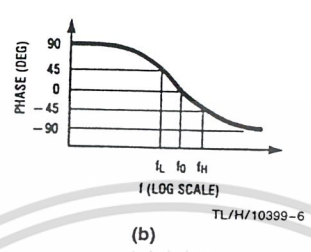
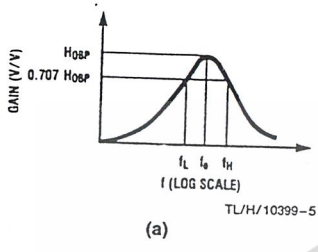
$H_{OHP}$ : the gain (in V/V) of the highpass output as  $f \rightarrow f_{CLK}/2$  (Figure 3).

$H_{ON}$ : the gain (in V/V) of the notch output as  $f \rightarrow 0$  Hz and as  $f \rightarrow f_{CLK}/2$ , when the notch filter has equal gain above and below the center frequency (Figure 4). When the low-frequency gain differs from the high-frequency gain, as in modes 2 and 3a (Figures 11 and 8), the two quantities below are used in place of  $H_{ON}$ .

$H_{ON1}$ : the gain (in V/V) of the notch output as  $f \rightarrow 0$  Hz.

$H_{ON2}$ : the gain (in V/V) of the notch output as  $f \rightarrow f_{CLK}/2$ .

1.0 Definition of Terms (Continued)



$$H_{BP}(s) = \frac{H_{OBP} \omega_0 s}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

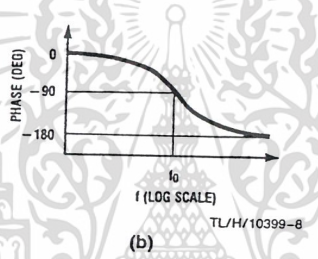
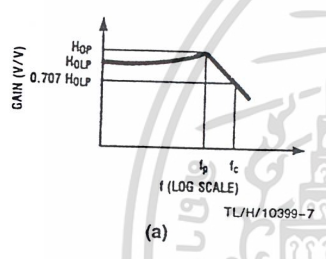
$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L}; f_0 = \sqrt{f_L f_H}$$

$$f_L = f_0 \left( \frac{-1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 - 1} \right)$$

$$f_H = f_0 \left( \frac{1}{2Q} - \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 - 1} \right)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

FIGURE 1. 2nd-Order Bandpass Response



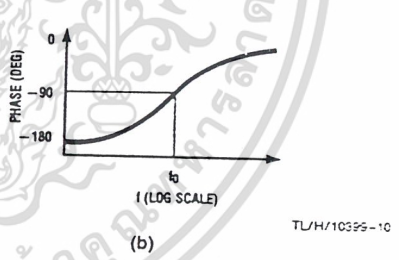
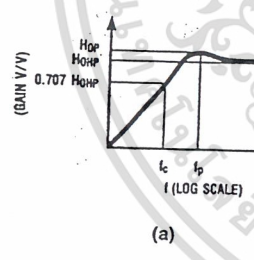
$$H_{LP}(s) = \frac{H_{OLP} \omega_0^2}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

$$f_c = f_0 \times \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) - \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 - 1}}$$

$$f_p = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$$

$$H_{OP} = H_{OLP} \times \frac{1}{Q \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}}$$

FIGURE 2. 2nd-Order Low-Pass Response



$$H_{HP}(s) = \frac{H_{OHP} s^2}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

$$f_c = f_0 \times \left[ \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} \right]^{-1}$$

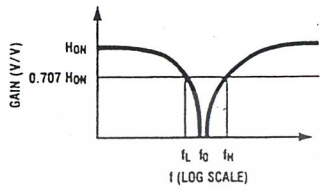
$$f_p = f_0 \times \left[ \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \right]^{-1}$$

$$H_{OP} = H_{OHP} \times \frac{1}{Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

FIGURE 3. 2nd-Order High-Pass Response

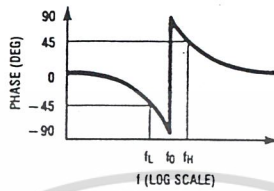
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.0 Definitions of Terms (Continued)



(a)

TL/H/10399-11



(b)

TL/H/10399-12

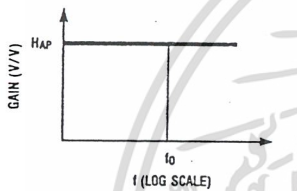
$$H_N(s) = \frac{H_{0N}(s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L}; f_0 = \sqrt{f_L f_H}$$

$$f_L = f_0 \left( \frac{-1}{2Q} - \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

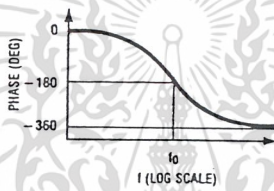
$$f_H = f_0 \left( \frac{1}{2Q} - \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

FIGURE 4. 2nd-Order Notch Response



(a)

TL/H/10399-13

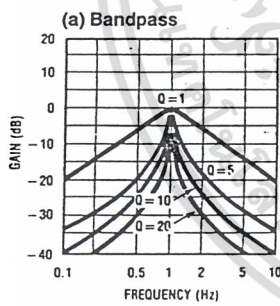


(b)

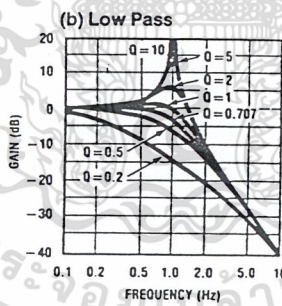
TL/H/10399-14

$$H_{AP}(s) = \frac{H_{0AP} \left( s^2 - \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2 \right)}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

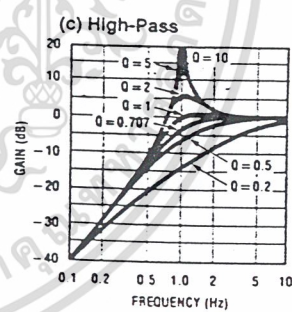
FIGURE 5. 2nd-Order All-Pass Response



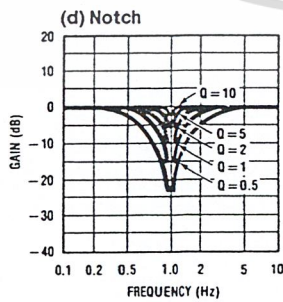
(a) Bandpass



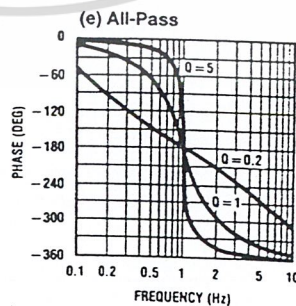
(b) Low Pass



(c) High-Pass



(d) Notch



(e) All-Pass

FIGURE 6. Response of various 2nd-order filters as a function of Q. Gains and center frequencies are normalized to unity.

TL/H/10399-15

## 2.0 Modes of Operation

The MF10 is a switched capacitor (sampled data) filter. To fully describe its transfer functions, a time domain approach is appropriate. Since this is cumbersome, and since the MF10 closely approximates continuous filters, the following discussion is based on the well know frequency domain. Each MF10 can produce a full 2nd order function. See Table I for a summary of the characteristics of the various modes.

### MODE 1: Notch 1, Bandpass, Lowpass Outputs:

- $f_{notch} = f_0$  (See Figure 7)
- $f_0$  = center frequency of the complex pole pair  
 $= \frac{f_{CLK}}{100}$  or  $\frac{f_{CLK}}{50}$
- $f_{notch}$  = center frequency of the imaginary zero pair =  $f_0$ .
- $H_{OLP}$  = Lowpass gain (as  $f \rightarrow 0$ ) =  $-\frac{R2}{R1}$
- $H_{OBP}$  = Bandpass gain (at  $f = f_0$ ) =  $-\frac{R3}{R1}$
- $H_{ON}$  = Notch output gain as  $\left. \begin{matrix} f \rightarrow 0 \\ f \rightarrow f_{CLK}/2 \end{matrix} \right\} = -\frac{R2}{R1}$

- $Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{R3}{R2}$
- = quality factor of the complex pole pair
- BW = the -3 dB bandwidth of the bandpass output.
- Circuit dynamics:

$$H_{OLP} = \frac{H_{OBP}}{Q} \text{ or } H_{OBP} = H_{OLP} \times Q$$

$$= H_{ON} \times Q.$$

$$H_{OLP(peak)} \approx Q \times H_{OLP} \text{ (for high Q's)}$$

### MODE 1a: Non-Inverting BP, LP (See Figure 8)

- $f_0 = \frac{f_{CLK}}{100}$  or  $\frac{f_{CLK}}{50}$
- $Q = \frac{R3}{R2}$
- $H_{OLP} = -1$ ;  $H_{OLP(peak)} \approx Q \times H_{OLP}$  (for high Q's)
- $H_{OBP1} = -\frac{R3}{R2}$
- $H_{OBP2} = 1$  (Non-Inverting)
- Circuit Dynamics:  $H_{OBP1} = Q$

Note:  $V_{IN}$  should be driven from a low impedance (<1 k $\Omega$ ) source.

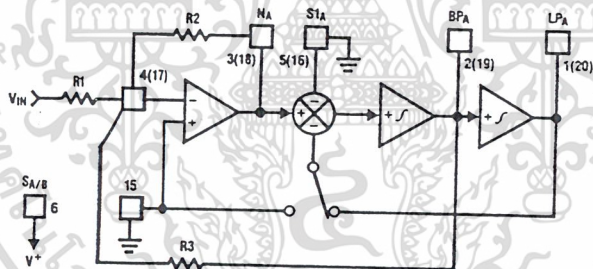


FIGURE 7. MODE 1

TL/H/10399-16

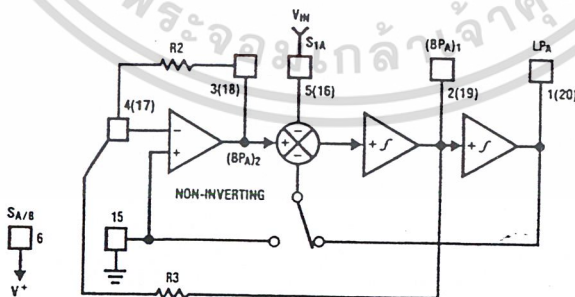


FIGURE 8. MODE 1a

TL/H/10399-17

## 2.0 Modes of Operation (Continued)

**MODE 3a: HP, BP, LP and Notch with External Op Amp**  
(See Figure 11)

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \times \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50} \times \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \times \frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{OHP} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$H_{OLP} = -\frac{R_4}{R_1}$$

$$f_n = \text{notch frequency} = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_h}{R_l}} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50} \sqrt{\frac{R_h}{R_l}}$$

$H_{ON}$  = gain of notch at

$$f = f_o = \left| Q \left( \frac{R_g}{R_l} H_{OLP} - \frac{R_g}{R_h} H_{OHP} \right) \right|$$

$H_{n1}$  = gain of notch (as  $f \rightarrow 0$ ) =  $\frac{R_g}{R_l} \times H_{OLP}$

$H_{n2}$  = gain of notch (as  $f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2}$ )

$$= -\frac{R_g}{R_h} \times H_{OHP}$$

**MODE 4: Allpass, Bandpass, Lowpass Outputs**  
(See Figure 12)

$f_o$  = center frequency

$$= \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50}$$

$f_z^*$  = center frequency of the complex zero  $\approx f_o$

$$Q = \frac{f_o}{BW} = \frac{R_3}{R_2}$$

$Q_z$  = quality factor of complex zero pair =  $\frac{R_3}{R_1}$

For AP output make  $R_1 = R_2$

$$H_{OAP}^* = \text{Allpass gain (at } 0 < f < \frac{f_{CLK}}{2}) = -\frac{R_2}{R_1} = -1$$

$H_{OLP}$  = Lowpass gain (as  $f \rightarrow 0$ )

$$= -\left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right) = -2$$

$H_{OBP}$  = Bandpass gain (at  $f = f_o$ )

$$= -\frac{R_3}{R_2} \left(1 - \frac{R_2}{R_1}\right) = -2 \left(\frac{R_3}{R_2}\right)$$

Circuit Dynamics:  $H_{OBP} = (H_{OLP}) \times Q = (H_{OAP} - 1)Q$

\*Due to the sampled data nature of the filter, a slight mismatch of  $f_z$  and  $f_o$  occurs causing a 0.4 dB peaking around  $f_o$  of the allpass filter amplitude response (which theoretically should be a straight line). If this is unacceptable, Mode 5 is recommended.

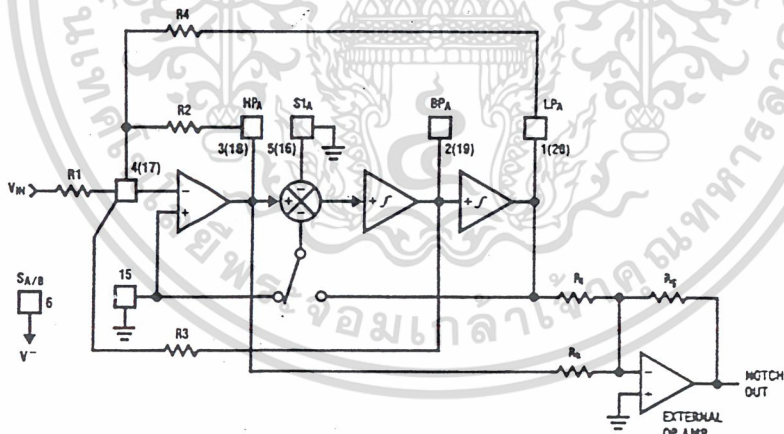


FIGURE 11. MODE 3a

TL/H/10399-20

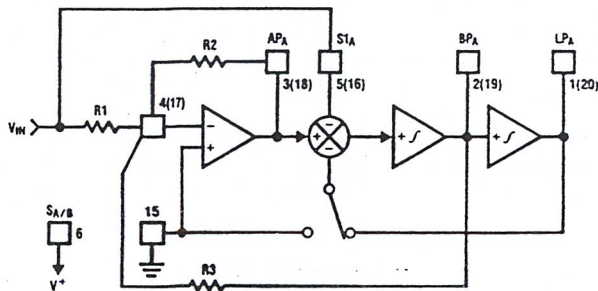


FIGURE 12. MODE 4

TL/H/10399-21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.0 Modes of Operation (Continued)

**MODE 5: Numerator Complex Zeros, BP, LP**  
(See Figure 13)

$$f_o = \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4}} \times \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4}} \times \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$f_z = \sqrt{1 - \frac{R_2}{R_4}} \times \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \sqrt{1 - \frac{R_2}{R_4}} \times \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$Q = \sqrt{1 + R_2/R_4} \times \frac{R_3}{R_2}$$

$$Q_z = \sqrt{1 - R_2/R_4} \times \frac{R_3}{R_1}$$

$$H_{0z1} = \text{gain at C.Z. output (as } f \rightarrow 0 \text{ Hz)}$$

$$\frac{-R_2(R_4 - R_1)}{R_1(R_2 + R_4)}$$

$$H_{0z2} = \text{gain at C.Z. output (as } f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2}) = \frac{-R_2}{R_1}$$

$$H_{OBP} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) \times \frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{OLP} = -\left(\frac{R_2 + R_1}{R_2 + R_4}\right) \times \frac{R_4}{R_1}$$

**MODE 6a: Single Pole, HP, LP Filter** (See Figure 14)

$f_c$  = cutoff frequency of LP or HP output

$$= \frac{R_2}{R_3} \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \frac{R_2}{R_3} \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$H_{OLP} = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$H_{OHP} = -\frac{R_2}{R_1}$$

**MODE 6b: Single Pole LP Filter (Inverting and Non-Inverting)** (See Figure 15)

$f_c$  = cutoff frequency of LP outputs

$$= \frac{R_2}{R_3} \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \frac{R_2}{R_3} \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$H_{OLP1} = 1 \text{ (non-inverting)}$$

$$H_{OLP2} = -\frac{R_3}{R_2}$$

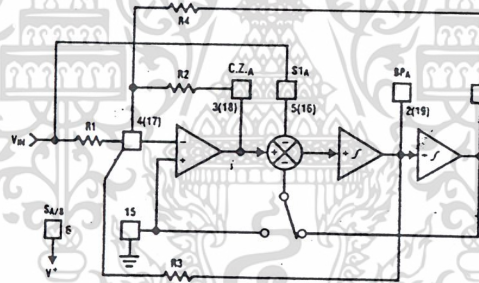


FIGURE 13. MODE 5

TL/H/10399-22

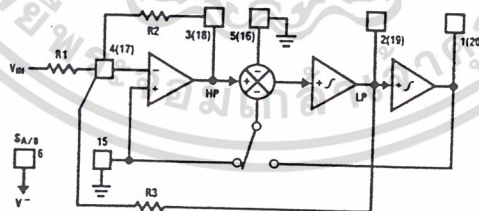


FIGURE 14. MODE 6a

TL/H/10399-23

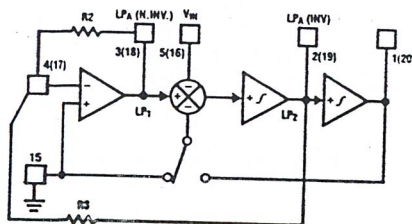


FIGURE 15. MODE 6b

TL/H/10399-24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.0 Modes of Operation (Continued)

TABLE I. Summary of Modes. Realizable filter types (e.g. low-pass) denoted by asterisks. Unless otherwise noted, gains of various filter outputs are inverting and adjustable by resistor ratios.

Mode	BP	LP	HP	N	AP	Number of Resistors	Adjustable $f_{CLK}/f_0$	Notes
1	*	*	*	*	*	3	No	
1a	(2) $H_{OBP1} = -Q$ $H_{OBP2} = +1$	$H_{OLP} + 1$				2	No	May need input buffer. Poor dynamics for high Q.
2	*	*	*	*	*	3	Yes (above $f_{CLK}/50$ or $f_{CLK}/100$ )	
3	*	*	*	*	*	4	Yes	Universal State-Variable Filter. Best general-purpose mode.
3a	*	*	*	*	*	7	Yes	As above, but also includes resistor-tuneable notch.
4	*	*	*	*	*	3	No	Gives Allpass response with $H_{OAP} = -1$ and $H_{OLP} = -2$ .
5	*	*	*	*	*	4		Gives flatter allpass response than above if $R_1 = R_2 = 0.02R_L$ .
6a	*	*	*	*	*	3		Single pole.
6b		(2) $H_{OLP1} = +1$ $H_{OLP2} = \frac{-R3}{R2}$				2		Single Pole.

## 3.0 Applications Information

The MF10 is a general-purpose dual second-order state variable filter whose center frequency is proportional to the frequency of the square wave applied to the clock input ( $f_{CLK}$ ). By connecting pin 12 to the appropriate DC voltage, the filter center frequency  $f_0$  can be made equal to either  $f_{CLK}/100$  or  $f_{CLK}/50$ .  $f_0$  can be very accurately set (within  $\pm 6\%$ ) by using a crystal clock oscillator, or can be easily varied over a wide frequency range by adjusting the clock frequency. If desired, the  $f_{CLK}/f_0$  ratio can be altered by external resistors as in Figures 9, 10, 11, 13, 14 and 15. The filter Q and gain are determined by external resistors.

All of the five second-order filter types can be built using either section of the MF10. These are illustrated in Figures 1 through 5 along with their transfer functions and some related equations. Figure 6 shows the effect of Q on the shapes of these curves. When filter orders greater than two are desired, two or more MF10 sections can be cascaded.

### 3.1 DESIGN EXAMPLE

In order to design a second-order filter section using the MF10, we must define the necessary values of three parameters:  $f_0$ , the filter section's center frequency;  $H_0$ , the passband gain; and the filter's Q. These are determined by the characteristics required of the filter being designed.

As an example, let's assume that a system requires a fourth-order Chebyshev low-pass filter with 1 dB ripple, unity gain at DC, and 1000 Hz cutoff frequency. As the system order is four, it is realizable using both second-order sections of an MF10. Many filter design texts include tables that list the characteristics ( $f_0$  and Q) of each of the second-order filter sections needed to synthesize a given higher-order

filter. For the Chebyshev filter defined above, such a table yields the following characteristics:

$$f_{0A} = 529 \text{ Hz} \quad Q_A = 0.785$$

$$f_{0B} = 993 \text{ Hz} \quad Q_B = 3.559$$

For unity gain at DC, we also specify:

$$H_{0A} = 1$$

$$H_{0B} = 1$$

The desired clock-to-cutoff-frequency ratio for the overall filter of this example is 100 and a 100 kHz clock signal is available. Note that the required center frequencies for the two second-order sections will not be obtainable with clock-to-center-frequency ratios of 50 or 100. It will be necessary

to adjust  $\frac{f_{CLK}}{f_0}$  externally. From Table I, we see that Mode 3 can be used to produce a low-pass filter with resistor-adjustable center frequency.

In most filter designs involving multiple second-order stages, it is best to place the stages with lower Q values ahead of stages with higher Q, especially when the higher Q is greater than 0.707. This is due to the higher relative gain at the center frequency of a higher-Q stage. Placing a stage with lower Q ahead of a higher-Q stage will provide some attenuation at the center frequency and thus help avoid clipping of signals near this frequency. For this example, stage A has the lower Q (0.785) so it will be placed ahead of the other stage.

For the first section, we begin the design by choosing a convenient value for the input resistance:  $R_{1A} = 20k$ . The absolute value of the passband gain  $H_{OLPA}$  is made equal

### 3.0 Applications Information (Continued)

to 1 by choosing  $R_{4A}$  such that:  $R_{4A} = -H_{OLPA} R_{1A} = R_{1A} = 20k$ . If the 50/100/CL pin is connected to mid-supply for nominal 100:1 clock-to-center-frequency ratio, we find  $R_{2A}$  by:

$$R_{2A} = R_{4A} \frac{f_{0A}^2}{(f_{CLK}/100)^2} = 2 \times 10^4 \times \frac{(529)^2}{(1000)^2} = 5.6k \text{ and}$$

$$R_{3A} = Q_A \sqrt{R_{2A} R_{4A}} = 0.785 \sqrt{5.6 \times 10^3 \times 2 \times 10^4} = 8.3k$$

The resistors for the second section are found in a similar fashion:

$$R_{1B} = 20k$$

$$R_{4B} = R_{1B} = 20k$$

$$R_{2B} = R_{4B} \frac{f_{0B}^2}{(f_{CLK}/100)^2} = 20k \frac{(993)^2}{(1000)^2} = 19.7k$$

$$R_{3B} = Q_B \sqrt{R_{2B} R_{4B}} = 3.559 \sqrt{19.7 \times 10^3 \times 2 \times 10^4} = 70.6k$$

The complete circuit is shown in Figure 16 for split  $\pm 5V$  power supplies. Supply bypass capacitors are highly recommended.

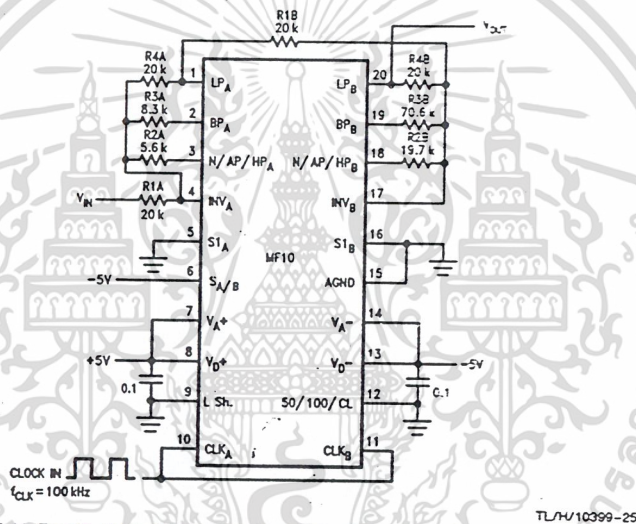


FIGURE 16. Fourth-Order Chebyshev Low-Pass Filter from Example in 3.1.  $\pm 5V$  Power Supply. 0V-5V TTL or -5V  $\pm 5V$  CMOS Logic Levels.

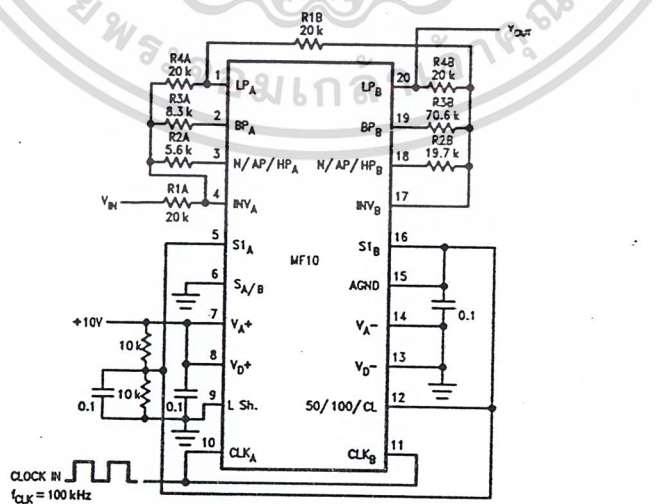


FIGURE 17. Fourth-Order Chebyshev Low-Pass Filter from Example in 3.1. Single +10V Power Supply. 0V-5V TTL Logic Levels. Input Signals Should be Referred to Half-Supply or Applied through a Coupling Capacitor.



### 3.0 Applications Information (Continued)

**Mode 1 and Mode 4**

$$V_{OS(N)} = V_{OS1} \left( \frac{1}{Q} + 1 \parallel H_{OLP} \right) - \frac{V_{OS3}}{Q}$$

$$V_{OS(BP)} = V_{OS3}$$

$$V_{OS(LP)} = V_{OS(N)} - V_{OS2}$$

**Mode 1a**

$$V_{OS(N.INV.BP)} = \left( 1 + \frac{1}{Q} \right) V_{OS1} - \frac{V_{OS3}}{Q}$$

$$V_{OS(INV.BP)} = V_{OS3}$$

$$V_{OS(LP)} = V_{OS(N.INV.BP)} - V_{OS2}$$

**Mode 2 and Mode 5**

$$V_{OS(N)} = \left( \frac{R2}{R_p} + 1 \right) V_{OS1} \times \frac{1}{1 + R2/R4}$$

$$+ V_{OS2} \frac{1}{1 + R4/R2} - \frac{V_{OS3}}{Q \sqrt{1 + R2/R4}}$$

$$R_p = R1 // R3 // R4$$

$$V_{OS(BP)} = V_{OS3}$$

$$V_{OS(LP)} = V_{OS(N)} - V_{OS2}$$

**Mode 3**

$$V_{OS(HP)} = V_{OS2}$$

$$V_{OS(BP)} = V_{OS3}$$

$$V_{OS(LP)} = V_{OS1} \left[ 1 - \frac{R4}{R_p} \right] - V_{OS2} \left( \frac{R4}{R2} \right)$$

$$- V_{OS3} \left( \frac{R4}{R3} \right)$$

$$R_p = R1 // R2 // R3$$

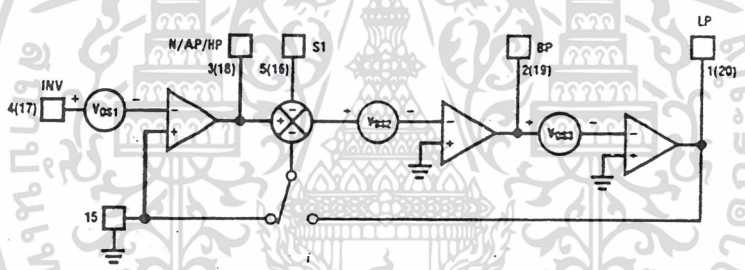


FIGURE 19. MF10 Offset Voltage Sources

TL/H/10399-30

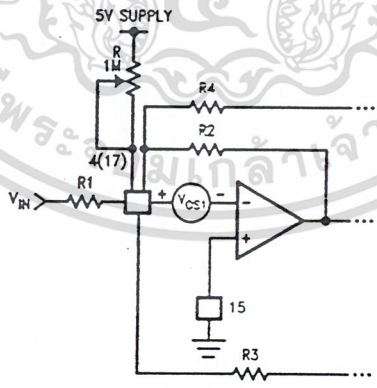


FIGURE 20. Method for Trimming \$V\_{OS}\$

TL/H/10399-31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.0 Applications Information (Continued)

For most applications, the outputs are AC coupled and DC offsets are not bothersome unless large signals are applied to the filter input. However, larger offset voltages will cause clipping to occur at lower AC signal levels, and clipping at any of the outputs will cause gain nonlinearities and will change  $f_O$  and  $Q$ . When operating in Mode 3, offsets can become excessively large if R2 and R4 are used to make  $f_{CLK}/f_O$  significantly higher than the nominal value, especially if  $Q$  is also high. An extreme example is a bandpass filter having unity gain, a  $Q$  of 20, and  $f_{CLK}/f_O = 250$  with pin 12 tied to ground (100:1 nominal). R4/R2 will therefore be equal to 6.25 and the offset voltage at the lowpass output will be about +1V. Where necessary, the offset voltage can be adjusted by using the circuit of Figure 20. This allows adjustment of  $V_{OS1}$ , which will have varying effects on the different outputs as described in the above equations. Some outputs cannot be adjusted this way in some modes, however ( $V_{OS(BP)}$  in modes 1a and 3, for example).

#### 3.5 SAMPLED DATA SYSTEM CONSIDERATIONS

The MF10 is a sampled data filter, and as such, differs in many ways from conventional continuous-time filters. An important characteristic of sampled-data systems is their effect on signals at frequencies greater than one-half the sampling frequency. (The MF10's sampling frequency is the same as its clock frequency.) If a signal with a frequency greater than one-half the sampling frequency is applied to the input of a sampled data system, it will be "reflected" to a frequency less than one-half the sampling frequency. Thus, an input signal whose frequency is  $f_s/2 + 100$  Hz will cause the system to respond as though the input frequency

was  $f_s/2 - 100$  Hz. This phenomenon is known as "aliasing", and can be reduced or eliminated by limiting the input signal spectrum to less than  $f_s/2$ . This may in some cases require the use of a bandwidth-limiting filter ahead of the MF10 to limit the input spectrum. However, since the clock frequency is much higher than the center frequency, this will often not be necessary.

Another characteristic of sampled-data circuits is that the output signal changes amplitude once every sampling period, resulting in "steps" in the output voltage which occur at the clock rate (Figure 21). If necessary, these can be "smoothed" with a simple R-C low-pass filter at the MF10 output.

The ratio of  $f_{CLK}$  to  $f_C$  (normally either 50:1 or 100:1) will also affect performance. A ratio of 100:1 will reduce any aliasing problems and is usually recommended for wide-band input signals. In noise sensitive applications, however, a ratio of 50:1 may be better as it will result in 3 dB lower output noise. The 50:1 ratio also results in lower DC offset voltages, as discussed in Section 3.4.

The accuracy of the  $f_{CLK}/f_C$  ratio is dependent on the value of  $Q$ . This is illustrated in the curves under the heading "Typical Performance Characteristics". As  $Q$  is changed, the true value of the ratio changes as well. Unless the  $Q$  is low, the error in  $f_{CLK}/f_C$  will be small. If the error is too large for a specific application, use a mode that allows adjustment of the ratio with external resistors.

It should also be noted that the product of  $Q$  and  $f_C$  should be limited to 300 kHz when  $f_C < 5$  kHz, and to 200 kHz for  $f_C > 5$  kHz.

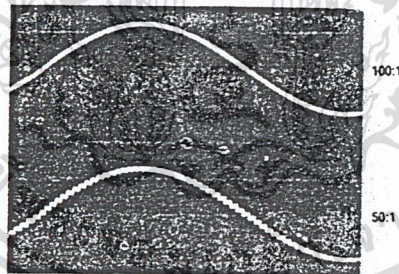


FIGURE 21. The Sampled-Data Output Waveform