

เครื่องแสดงคลื่นไฟฟ้าหัวใจ
ECG MONITOR

นิภากรณ์ ตาตเงิน
Nipaporn Tarngern
นงรี ปานดวง
Nutjaree Panduang
วรวัฒน์ อภัยบุรี
Waraluk Apiaburee

ปริญญาโทพิเศษชั้นโท สาขาวิชาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

คณะวิศวกรรมศาสตร์

ถนนรัตนโกสินทร์ เขตบางกอก กรุงเทพมหานคร

พ.ศ. 2556

เครื่องแสดงคลื่นไฟฟ้าหัวใจ
ECG MONITOR

โดย

นางสาว นิภาภรณ์ ตาลเงิน

นางสาว นุจรี ปานดวง

นางสาว วราลักษณ์ อภัยบุรี

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. ยุทธนา คิดใจเดียว

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2556

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2556

สาขาวิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องแสดงคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

ECG MONITOR

ผู้จัดทำ นางสาว นิภาภรณ์ ตาลเงิน 53010854

นางสาว นุจรี ปานดวง 53010869

นางสาว วราลักษณ์ อภัยบุรี 53011423

ปริญญานิพนธ์นี้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว



(ผศ.ดร. ยุทธนา คิติใจเดียว)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|-------------------------------|---|
| หัวข้อปริญญาานิพนธ์ | เครื่องแสดงคลื่นไฟฟ้าหัวใจ |
| นักศึกษา | นางสาว นิภาภรณ์ ตาลเงิน รหัสประจำตัว 53010854 นางสาว นุจรี ปานดวง รหัสประจำตัว 53010869 นางสาว วราลักษณ์ อภัยบุรี รหัสประจำตัว 53011423 |
| ปริญญา | วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต |
| สาขาวิชา | วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ |
| ปีการศึกษา | 2556 |
| อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาานิพนธ์ | ผศ.ดร. ยุทธนา คิดใจเดียว |

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอเครื่องแสดงผลคลื่นหัวใจ เพื่อแสดงผลกราฟคลื่นหัวใจบนจอกราฟิกแอลซีดี ระบบประกอบด้วย วงจรขยายโดยใช้ Instrumentation amplifier เพื่อใช้ขยายสัญญาณคลื่นหัวใจ วงจรขับที่ขาขวาเพื่อใช้เป็นจุดอ้างอิงของผู้วัด วงจรกรองความถี่ต่ำใช้เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวน วงจรมอดดูเลชันเพื่อ รวมสัญญาณคลื่นหัวใจกับสัญญาณความถี่สูง วงจรป้องกันไฟรั่วโดยใช้ฮอปโต-ไอโซเลเตอร์เพื่อป้องกันกระแสไฟฟ้าไหลเข้าสู่ร่างกาย วงจรตีมอดดูเลชันเพื่อแยกสัญญาณคลื่นหัวใจ วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ pic18f4520 และส่วนแสดงผลโดยใช้จอกราฟิกแอลซีดีแสดงผลคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title ECG Monitor
Student Miss Nipaporn Tanngern Student ID 53010854
 Miss Nutjaree Panduang Student ID 53010869
 Miss Wararak Apaiburi Student ID 53011423
Degree Bachelor of Engineering
Program Electronics Engineering
Year 2013
Thesis Advisor Assist. Prof. Dr. Yuttana Kitjaidure

Abstract

This project presents an ECG monitor for displaying ECG signal on the LCD screen. The system includes circuits using an instrumentation amplifier to amplify the heart signal. The driven right leg circuit used as the reference point of the measurement. The low pass filter circuit is used to eliminating noise. The modulation circuit to overall heart signal with high frequency. The leakage protection circuit uses opto isolator to prevent current flowing into the body. The demodulation circuit to extract the heart signal. The ADC circuit uses pic18f4520 microcontroller. The graphic LCD is used to display the ECG signal.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ยุทธนา คิดใจเดียว ที่คอยให้คำปรึกษาเกี่ยวกับวงจรและช่วยแก้ปัญหาต่างๆ

ขอขอบคุณคุณพ่อคุณแม่ที่ช่วยเหลือเรื่องค่าใช้จ่ายและให้กำลังใจในการทำงาน ขอขอบคุณพี่ๆ เพื่อนๆ ในห้องโปรเจค

ขอบคุณภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่เอื้อเฟื้ออุปกรณ์และสถานที่สำหรับการทดลองโครงงานนี้



นิภาภรณ์ ตาลเงิน
นุจรี ปานดวง
วรลักษณ์ อภัยบุรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

| | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย..... | I |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... | II |
| กิตติกรรมประกาศ | III |
| สารบัญ | IV |
| สารบัญตาราง..... | VI |
| สารบัญรูป | VII |
| บทที่ 1 บทนำ..... | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์ | 1 |
| 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของโครงการ..... | 1 |
| 1.3 ขอบเขตของโครงการ..... | 1 |
| 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ..... | 1 |
| 1.5 รายละเอียดและเนื้อหาโครงการ..... | 2 |
| บทที่ 2 หลักการและทฤษฎี..... | 3 |
| 2.1 ทฤษฎีคลื่นไฟฟ้าหัวใจ | 3 |
| 2.1.1 การเกิดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ และ ระบบเหนี่ยวนำไฟฟ้าหัวใจ..... | 3 |
| 2.1.2 กระบวนการโพลาไรซ์ ดีโพลาไรซ์ และ รีโพลาไรซ์..... | 3 |
| 2.1.3 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ..... | 4 |
| 2.1.4 รูปแบบการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ..... | 5 |
| 2.1.5 การวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ 12 ลีด..... | 6 |
| 2.1.6 การวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจรูปแบบต่างๆ..... | 7 |
| 2.2 ทฤษฎีจอภาพผลึกเหลว (LCD) | 8 |
| 2.2.1 ชนิดของจอภาพ..... | 9 |
| บทที่ 3 การออกแบบ..... | 11 |
| 3.1 ส่วนของอุปกรณ์ (Hardware) | 11 |
| 3.1.1 วงจรวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiogram Amplifier)..... | 11 |
| 3.1.2 วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ (Auto Zero Circuit) | 14 |
| 3.1.3 วงจรกรองความถี่ (Filter Circuit) | 15 |
| 3.1.4 วงจรพัลส์-วิดท์ มอดดูเลเตอร์ (Pules-Width Modulator)..... | 17 |
| 3.1.5 อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง (Optocouplers)..... | 18 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้งานด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเด็ดขาดลอกเลียนแบบและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

| | หน้า |
|---|------|
| 3.1.6 วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator)..... | 20 |
| 3.1.7 วงจรแคลมเปอร์ (Clamper Circuit)..... | 21 |
| 3.2 ส่วนของการเขียนโปรแกรม(Software)..... | 22 |
| 3.2.1 การแสดงผลรูปสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจบนจอกกราฟิกแอลซีดี..... | 22 |
| 3.2.2 การหาอัตราการเต้นของหัวใจ..... | 23 |
| บทที่ 4 ผลการทดลอง..... | 26 |
| 4.1 ผลการทดลองจากเครื่องจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ..... | 26 |
| 4.1.1 วงจรขยายสัญญาณอินสตรูเมนเทชัน(Instrumentation Amplifier)..... | 26 |
| 4.1.2 วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ (Auto Zero Circuit)..... | 26 |
| 4.1.3 วงจรขยายแบบกลับเฟส(Inverting Amplifier)..... | 27 |
| 4.1.4 วงจรกรองความถี่ (Filter Circuit)..... | 27 |
| 4.1.5 วงจรพัลส์-วิดท์ มอดูเลเตอร์ (PWM)..... | 28 |
| 4.1.6 วงจรป้องกันไฟรั่ว (Floating Circuit)..... | 29 |
| 4.1.7 วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator)..... | 29 |
| 4.2 ผลการทดลองจากผู้ทดลอง..... | 30 |
| 4.2.1 วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) ขณะผู้ทดลองยืน..... | 30 |
| 4.2.1 วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) ขณะผู้ทดลองนั่ง..... | 30 |
| 4.3 การแสดงผลรูปสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจบนจอกกราฟิกแอลซีดี..... | 31 |
| บทที่ 5 สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง..... | 32 |
| 5.1 บทสรุป..... | 32 |
| 5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข..... | 32 |
| 5.3 ประโยชน์ที่ได้รับ..... | 32 |
| เอกสารอ้างอิง..... | 33 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

3.1 ตารางแสดงการแปลงข้อมูลไปเป็นจุดภาพ.....23



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

| รูปที่ | หน้า |
|---|------|
| 2.1 ระบบเหนี่ยวนำไฟฟ้าหัวใจ..... | 4 |
| 2.2 กระบวนการดีโพลาไรซ์ และ รีโพลาไรซ์..... | 4 |
| 2.3 การรวมกันของสัญญาณทางไฟฟ้าของหัวใจในแต่ละส่วน..... | 5 |
| 2.4 คลื่นไฟฟ้าหัวใจปกติ | 5 |
| 2.5 Bipolar limb lead..... | 6 |
| 2.6 Unipolar limb lead..... | 7 |
| 2.7 Chest lead..... | 7 |
| 2.8 Goldberger Augmented Lead..... | 7 |
| 2.9 Wilson's Central Terminal..... | 8 |
| 2.10 แสดงส่วนประกอบของจอตึงเหล็กเหลว..... | 9 |
| 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงาน..... | 11 |
| 3.2 โครงสร้างพื้นฐานของ Instrumentation Amplifier..... | 12 |
| 3.3 โครงสร้างของออปแอมป์เบอร์ AD620 | 12 |
| 3.4 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) | 13 |
| 3.5 วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ(Auto Zero Circuit)..... | 14 |
| 3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่สอง..... | 15 |
| 3.7 วงจรกรองความถี่ต่ำที่ความถี่คutoff 200Hz | 16 |
| 3.8 วงจรกรองความถี่สูงลำดับที่สอง..... | 16 |
| 3.9 วงจรกรองความถี่ที่ความถี่สูงคutoff 0.03Hz | 17 |
| 3.10 วงจรพัลส์-วิดท์ มอดดูเลเตอร์..... | 17 |
| 3.11 การเปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์โดยการมอดดูเลเตอร์แบบ PWM | 18 |
| 3.12 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของอุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง..... | 19 |
| 3.13 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและตัวถังของ 4N35 แบบ 6 ขา..... | 20 |
| 3.14 วงจรป้องกันไฟรั่ว (Floating Circuit)..... | 20 |
| 3.15 วงจรติมอดดูเลเตอร์..... | 20 |
| 3.16 หลักการของวงจรแคลมเปอร์..... | 21 |
| 3.17 วงจรแคลมเปอร์แบบแรงดันบวก..... | 21 |
| 3.18 ตำแหน่งขาเรจิสเตอร์ของ PIC18F4520..... | 22 |
| 3.19 แผนผังโปรแกรม..... | 25 |

สารบัญรูป(ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|--|------|
| 4.1 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรขยายอินสตรูเมนเทชั่น..... | 26 |
| 4.2 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเอาต์พุตวงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ..... | 26 |
| 4.3 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรขยายแบบกลับเฟส..... | 27 |
| 4.4 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรกรองความถี่ต่ำ | 27 |
| 4.5 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรกรองความถี่สูง..... | 28 |
| 4.6 แสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรพัลส์-วิทท์ มอดดูเลเตอร์..... | 28 |
| 4.7 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรป้องกันไฟรั่ว..... | 29 |
| 4.8 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรดีมอดดูเลเตอร์..... | 29 |
| 4.9 กราฟแสดงผลสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรดีมอดดูเลเตอร์ขณะผู้ทดลองยืน..... | 30 |
| 4.10 กราฟแสดงผลสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรดีมอดดูเลเตอร์ขณะผู้ทดลองนั่ง..... | 30 |
| 4.11 การแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจบนจอแอลซีดี..... | 31 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์

การวินิจฉัยอาการผิดปกติของโรคต่างๆในทางการแพทย์นั้น สามารถตรวจสอบความผิดปกติได้จากผลของการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ซึ่งในการใช้งานปกติแล้วเครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจจะมีขนาดใหญ่และไม่สามารถเคลื่อนที่ได้ ทำให้เกิดความไม่สะดวกแก่ผู้ป่วย

ในปัจจุบันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีทำให้ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น อีกทั้งวงจรอิเล็กทรอนิกส์นั้นมีขนาดเล็กสามารถเคลื่อนย้ายได้สะดวก

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของโครงการ

1. ศึกษาลักษณะสัญญาณของคลื่นไฟฟ้าหัวใจ
2. ศึกษาการเขียนโปรแกรมการแสดงผลผ่านจอแสดงผลแบบกราฟิก และการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล
3. ศึกษาวงจรขยายสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ
4. เพื่อนำมาประยุกต์พัฒนากับเครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจสำหรับใช้ทางการแพทย์

1.3 ขอบเขตของโครงการ

ในการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจนั้นมีการขยายสัญญาณและการแสดงผล ซึ่งในส่วนของการแสดงผลนั้นจะมีการแปลงสัญญาณจากวงจรขยายซึ่งเป็นสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลเพื่อที่จะทำไปแสดงผ่านทางหน้าจอเป็นกราฟของคลื่นหัวใจพร้อมกับอัตราการเต้นของหัวใจแสดงเป็นตัวเลข

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ในการทำโครงการครั้งนี้ผลที่คาดหวังที่จะได้รับคือ

1. การนำไปใช้กับผู้ป่วยได้ในสถานการณ์จริง
2. สามารถนำไปพัฒนาเพื่อให้ชิ้นงานมีประสิทธิภาพที่ดีเหมาะกับการใช้งานในลักษณะต่างๆ
3. สามารถเขียนโปรแกรมการแสดงผลผ่านหน้าจอแบบกราฟิกได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ 4. นำความรู้ที่ได้รับไปประยุกต์ใช้กับงานอื่นๆในอนาคต

1.5 รายละเอียดและเนื้อหาของโครงการ

เนื้อหาในโครงการนี้ได้แบ่งออกเป็นบทต่างๆ 5 บท โดยมีรายละเอียดดังนี้

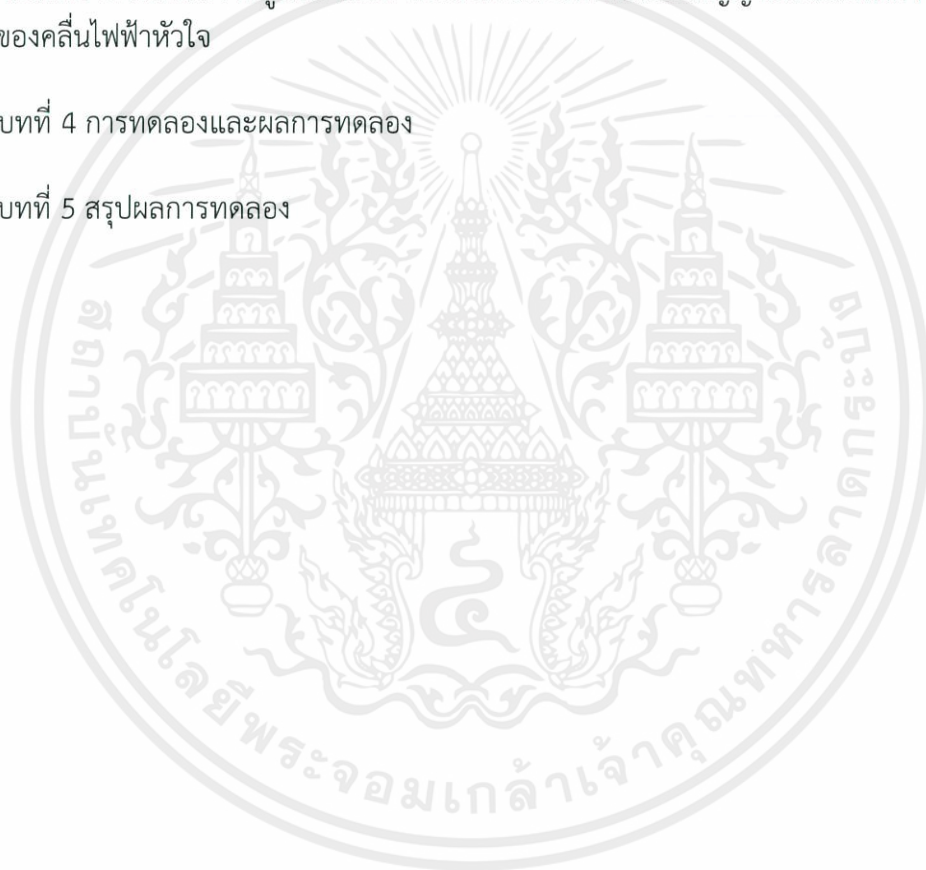
บทที่ 1 บทนำ เป็นการกล่าวถึงความเป็นมาของโครงการ รวมไปถึงความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของโครงการ เพื่อแสดงให้เห็นถึงภาพรวมของโครงการ

บทที่ 2 หลักการและทฤษฎี เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวกับคลื่นไฟฟ้าหัวใจ การวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ และลักษณะการเกิดคลื่นไฟฟ้าหัวใจภายในตัวมนุษย์

บทที่ 3 การออกแบบและการแสดงผล เป็นการกล่าวถึงการออกแบบวงจรที่ใช้ในการขยายสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่วัดจากผู้ป่วย และการออกแบบวงจรการแปลงสัญญาณรวมไปถึงการแสดงผลของคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการและทฤษฎี

2.1. ทฤษฎีคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

หัวใจของมนุษย์เป็นอวัยวะที่ทำหน้าที่สูบฉีดโลหิตไปเลี้ยงอวัยวะทั่วร่างกาย โดยหัวใจจะแบ่งเป็น 4 ห้อง ได้แก่ ห้องบนขวา (Right Atrium) ทำหน้าที่รับเลือดเสียจากร่างกายก่อนส่งไปยังห้องล่างขวา (Right Ventricle) ที่ทำหน้าที่ส่งเลือดไปฟอกที่ปอด เลือดที่ผ่านการฟอกจะถูกส่งกลับมายังห้องบนซ้าย (Left Atrium) ก่อนจะถูกส่งไปยังห้องล่างซ้าย (Left Ventricle) จากนั้นเลือดที่ผ่านการฟอกจึงถูกสูบฉีดไปเลี้ยงทั่วร่างกาย ซึ่งจะทำเป็นรอบเช่นนี้วนไปตลอดชั่วชีวิต

2.1.1 การเกิดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ และ ระบบเหนี่ยวนำไฟฟ้าหัวใจ

คลื่นไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiogram) เกิดจากการที่ผนังของเซลล์กล้ามเนื้อหัวใจที่มีคุณสมบัติพิเศษทางไฟฟ้าที่สามารถทำให้ศักย์ไฟฟ้าภายนอกและภายในเซลล์แตกต่างกัน โดยศักย์ไฟฟ้านี้เกิดจากการแลกเปลี่ยนเกลือแร่ (Na^+ และ K^+) ระหว่างภายในและภายนอกเซลล์ ซึ่งจะกระตุ้นกล้ามเนื้อหัวใจให้เกิดการหดตัวและคลายตัวตามจังหวะ ทำให้หัวใจสามารถขยายตัวรับเลือดและหดตัวสูบฉีดเลือดไปตามส่วนต่างๆของร่างกายได้ การเกิดศักย์ไฟฟ้าจะเริ่มจากตำแหน่งที่เรียกว่า SA node อยู่บริเวณห้องบนขวา แล้วกระจายไปทั่วทุกทิศของห้องหัวใจบน และมาสิ้นสุดที่ AV node โดยมีลำดับดังนี้ SN (Sinoatrial Node) ไปยัง AVN (Atrial Ventricular Node) ไปยัง HB (His Bundle) ไปยัง BB (Bundle Branch) ทั้งสอง (RBB และ LBB) และสิ้นสุดที่ PF (Purkinje Fiber)

2.1.2 กระบวนการโพลาไรซ์ ดีโพลาไรซ์ และ รีโพลาไรซ์

การเกิดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ เกิดจากกระบวนการ 3 อย่าง คือ โพลาไรซ์ ดีโพลาไรซ์ และ รีโพลาไรซ์ ซึ่งเกี่ยวข้องกับการแลกเปลี่ยน Na^+ และ K^+ ดังนี้

กระบวนการโพลาไรซ์ (Polarization)

กระบวนการโพลาไรซ์ เกิดขณะเซลล์อยู่ในระยะพักตัว โดยศักย์ไฟฟ้าภายในเซลล์จะอยู่ที่ประมาณ -60 ถึง -100 mV ศักย์ไฟฟ้าภายนอกจะสูงกว่าและมีค่าเป็นบวกแต่ยังไม่มี การแลกเปลี่ยนไอออนระหว่างภายในและภายนอกเซลล์

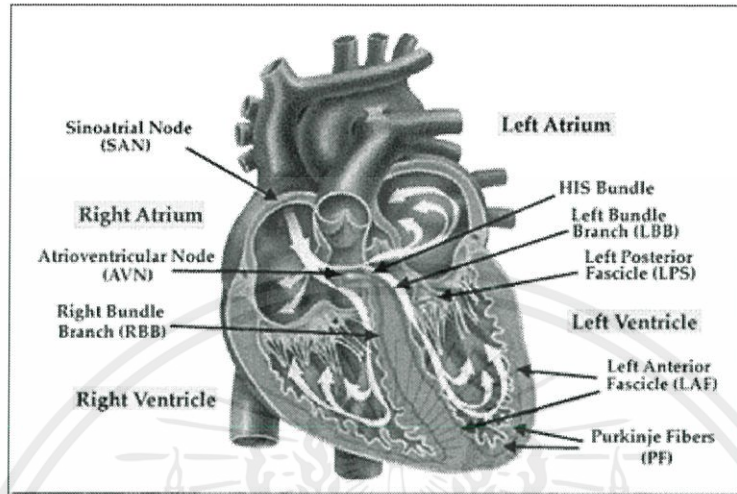
กระบวนการดีโพลาไรซ์ (Depolarization)

กระบวนการดีโพลาไรซ์เกิดขึ้นเมื่อเซลล์ที่อยู่ในสภาวะโพลาไรซ์ถูกกระตุ้นเนื่องจากธรรมชาติหรือการกระตุ้นเทียมทำให้ Na^+ ภายนอกเซลล์เกิดการถ่ายเทมาภายในเซลล์ดังรูป

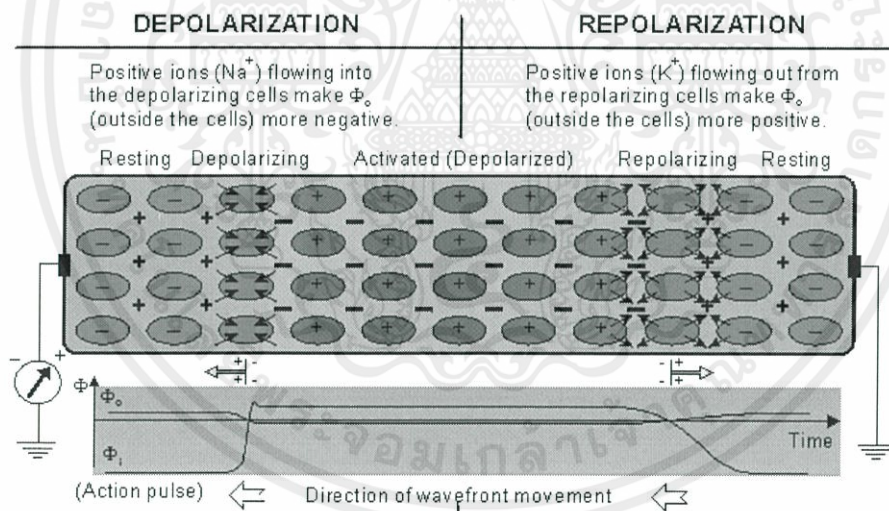
ที่ 2.2 ทำให้ศักย์ไฟฟ้าภายในสูงขึ้นประมาณ $+20$ mV และศักย์ไฟฟ้าภายนอกเซลล์ลดลง

กระบวนการรีโพลาริซ (Repolarization)

กระบวนการรีโพลาริซ เกิดขึ้นเมื่อเซลล์ที่อยู่ในสภาวะดีโพลาริซ แล้ว K^+ ภายในเซลล์ซึมผ่านออกนอกเซลล์ ดังรูปที่ 2.2 ศักย์ไฟฟ้าภายในเซลล์จะค่อยๆ ลดลง จนเข้าสู่สภาวะโพลาริซ



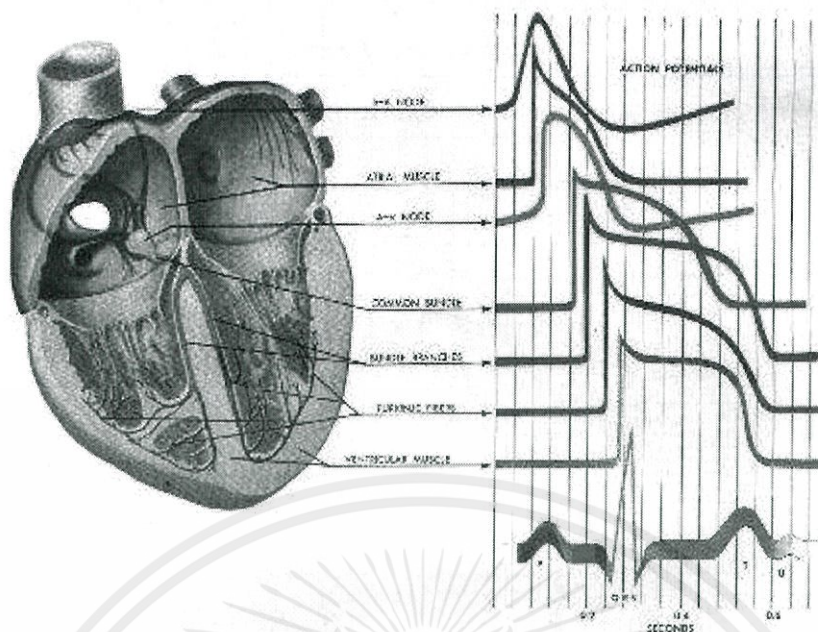
รูปที่ 2.1 ระบบเหนี่ยวนำไฟฟ้าหัวใจ



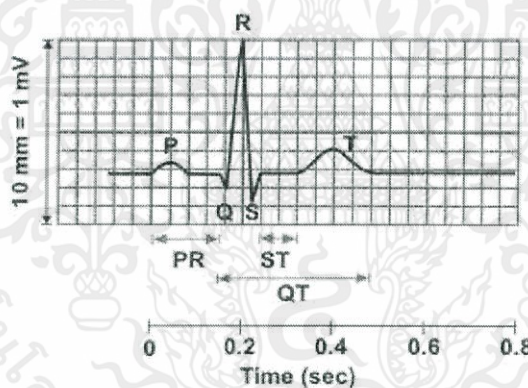
รูปที่ 2.2 กระบวนการดีโพลาริซ และ รีโพลาริซ

2.1.3 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

สัญญาณไฟฟ้าหัวใจเกิดจากการรวมกันของสัญญาณไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในแต่ละส่วนของหัวใจดังรูปที่ 2.3 โดยเราจะมีส่วนเรียกส่วนต่างๆ ได้แก่ รูปคลื่น P (P Wave) รูปคลื่น QRS (QRS complex) รูปคลื่น T (T Wave) และรูปคลื่น U (U Wave) ซึ่ง รูปคลื่น U อาจจะไม่มีการบันทึกได้ ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.3 การรวมกันของสัญญาณทางไฟฟ้าของหัวใจในแต่ละส่วน



P wave (0.08 - 0.10 s) QRS (0.06 - 0.10 s)
 P-R interval (0.12 - 0.20 s) Q-T_c interval (≤ 0.44 s)*
 *QT_c = QT / √RR

รูปที่ 2.4 คลื่นไฟฟ้าหัวใจปกติ

2.1.4 รูปแบบการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

รูปแบบการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจโดยทั่วไป จะมีอยู่ 3 แบบหลักๆได้แก่

แบบ 12 Leads มาตรฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานับ ไม่ควรเอาไปจำหน่ายไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 แบบ Vector Cardiogram (VCG) เป็นการนำความต่างศักย์ที่วัดค่าได้มาสร้างเป็นโมเดล
 ไม่ว่าจะชนิดใดทั้งสิ้น ถ้าหากท่านมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 เวกเตอร์ 3 มิติ

Monitoring ECG คือการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบเก็บค่า โดยส่วนมากจะใช้เพื่อเก็บข้อมูลในระยะยาวหรือต้องการข้อมูลในขณะที่ทำภารกิจต่างๆในชีวิตประจำวันของผู้ป่วย

2.1.5 การวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ 12 ลีด

ในการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ 12 ลีด จะมีการติด Electrode 10 จุดบนตำแหน่งต่างๆของร่างกาย ซึ่งจะแบ่งสายสัญญาณมาตรฐานออกเป็น 3 กลุ่มได้ดังนี้

2.1.5.1 Bipolar Limb Leads (I, II, III)

Bipolar Limb Leads เป็นการติดสายสัญญาณตามจุดต่างๆบนร่างกายในรูปแบบสามเหลี่ยม เอนโทเฟน (Einthoven Triangle) โดยใช้ขาขวาเป็นกราวด์ แล้วทำการวัดแรงดันระหว่างสองจุดดังรูปที่ 2.5 สัญญาณในกลุ่มนี้แบ่งออกเป็น

Lead I วัดระหว่างแขนขวากับแขนซ้าย

Lead II วัดระหว่างแขนขวากับขาซ้าย

Lead III วัดระหว่างแขนซ้ายกับขาซ้าย

2.1.5.2 Unipolar Limb Leads

Unipolar Limb Leads เป็นการติดสายสัญญาณบนจุดต่างๆของร่างกายแล้วทำการวัดแรงดันเทียบกับกราวด์ของระบบ ดังรูปที่ 2.6 สัญญาณในกลุ่มนี้แบ่งออกเป็น

aVR วัดที่ไหล่ขวา

aVL วัดที่ไหล่ซ้าย

aVF วัดที่ขาซ้าย

2.1.5.3 Chest Leads

Chest Leads เป็นการวัดแบบ Unipolar อีกแบบหนึ่ง แต่จะทำการติดสายสัญญาณบริเวณหน้าอก ดังรูปที่ 2.7 โดยสัญญาณในกลุ่มนี้แบ่งออกเป็น

V₁ ช่องซี่โครงที่ 4 ด้านขวาและกระดูกหน้าอก

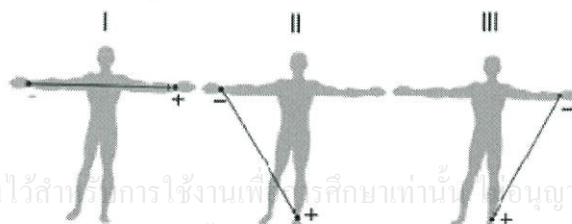
V₂ ช่องซี่โครงที่ 4 ด้านซ้ายของกระดูกหน้าอก

V₃ อยู่กึ่งกลางระหว่าง V₂ และ V₄

V₄ อยู่บนแนวเส้นกึ่งกลางของกระดูกไหปลาร้าซ้าย

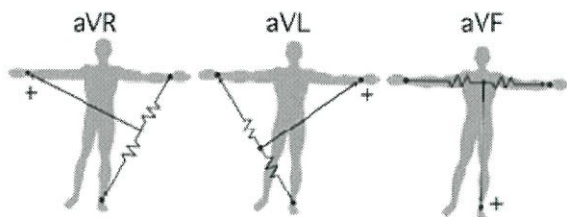
V₅ บริเวณแนวขอบหน้าของรักแร้ซ้าย

V₆ มุมล่างของกระดูกสะบักซ้าย

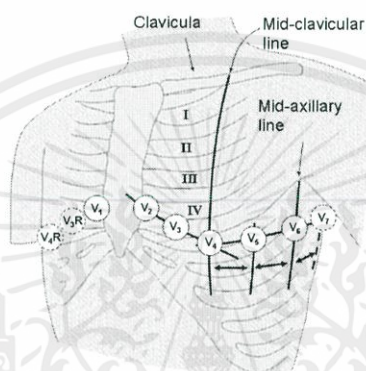


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น กรุณาอย่าได้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.5 Bipolar limb lead



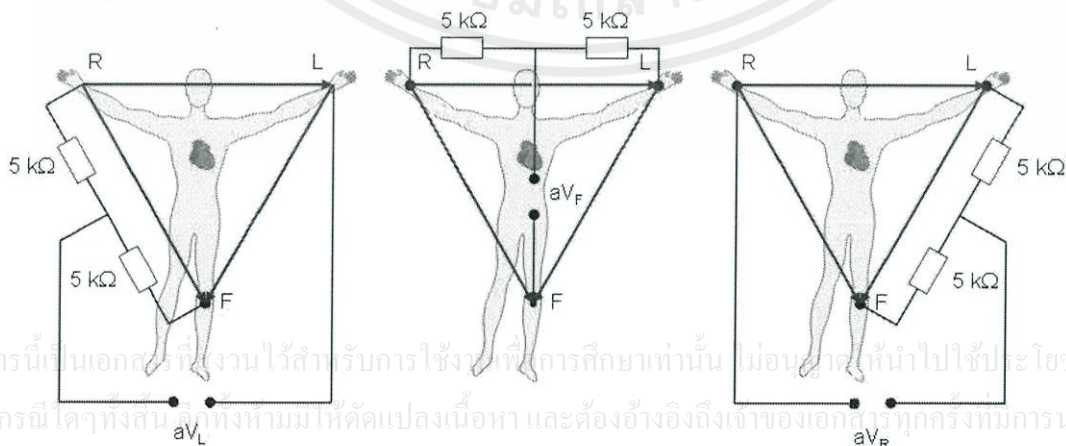
รูปที่ 2.6 Unipolar limb lead



รูปที่ 2.7 Chest lead

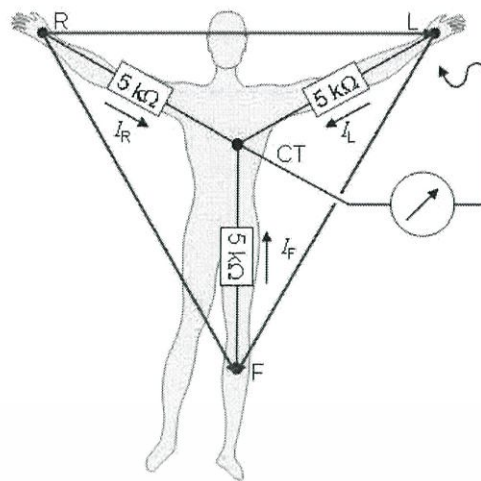
2.1.6 การวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจรูปแบบต่างๆ

การวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Unipolar Limb Lead และ Chest Lead นั้นจะต่างกับแบบ Bipolar Limb Lead ตรงที่เราจะนำสัญญาณที่เทียบระหว่างจุดที่เรากำหนดไว้ก่อนจะนำมาเทียบกับจุดที่เราสนใจ โดยในโครงการนี้จะใช้ Goldberger Augmented Lead ดังรูปที่ 2.8 สำหรับการวัดแบบ Unipolar Limb Lead และ Wilson's Central Terminal ดังรูปที่ 2.9 สำหรับการวัดแบบ Chest Lead



รูปที่ 2.8 Goldberger Augmented Lead

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ผู้ที่พิมพ์ให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 Wilson's Central Terminal

2.2 ทฤษฎีจอภาพผลึกเหลว (LCD)

จอภาพผลึกเหลว (liquid crystal display: LCD) เป็นอุปกรณ์จอภาพแบบแบน บาง สร้างขึ้นจากพิกเซลสี หรือพิกเซลโมโนโครมจำนวนมาก ที่เรียงอยู่ด้านหน้าของแหล่งกำเนิดแสง หรือตัวสะท้อนแสง นับเป็นจอภาพที่ได้รับความนิยมมากขึ้นในปัจจุบัน เพราะใช้กำลังไฟฟ้าน้อยมาก ด้วยเหตุนี้ จึงเหมาะสำหรับการใช้งานที่มีแหล่งจ่ายไฟเป็นแบตเตอรี่

แต่ละพิกเซลของจอผลึกเหลวนั้นประกอบด้วยชั้นโมเลกุลผลึกเหลวที่แขวนลอยอยู่ระหว่างขั้วไฟฟ้าโปร่งแสงสองขั้ว ที่ทำด้วยวัสดุอินเดียมทินออกไซด์ (Indium tin oxide) และตัวกรอง หรือฟิลเตอร์แบบโพลาไรซ์สองตัว แกนโพลาไรซ์ของฟิลเตอร์นั้นจะตั้งฉากกัน เมื่อไม่มีผลึกเหลวอยู่ระหว่างกลาง แสงที่ผ่านทะลุตัวกรองตัวหนึ่งก็จะถูกกั้นด้วยตัวกรองอีกตัวหนึ่ง

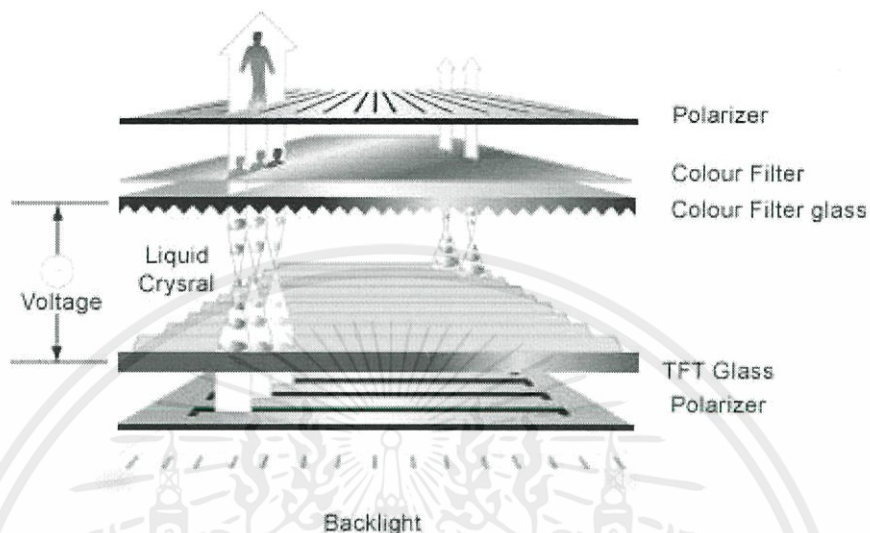
ก่อนที่มีการจ่ายประจุไฟฟ้าเข้าไป โมเลกุลผลึกเหลวจะอยู่ในสภาวะไม่เป็นระบบ (chaotic-state) ประจุบนโมเลกุลเหล่านี้ทำให้โมเลกุลทั้งหลายปรับเรียงตัวตามร่องขนาดเล็กจิ๋วบนขั้วอิเล็กโทรด ร่องบนขั้วทั้งสองวางตั้งฉากกัน ทำให้โมเลกุลเหล่านี้เรียงตัวในลักษณะโครงสร้างแบบเกลียว หรือไขว้ (ผลึก) แสงที่ผ่านทะลุตัวกรองตัวหนึ่ง จะถูกหมุนปรับทิศทางเมื่อมันผ่านทะลุผลึกเหลว ทำให้มันผ่านทะลุตัวกรองโพลาไรซ์ตัวที่สองได้ แสงครึ่งหนึ่งถูกดูดกลืนโดยตัวกรองโพลาไรซ์ตัวแรก แต่อีกครึ่งหนึ่งผ่านทะลุตัวกรองอีกตัว

เมื่อประจุไฟฟ้าถูกจ่ายไปยังขั้วไฟฟ้า โมเลกุลของผลึกเหลวก็ถูกถึงขนานกับสนามไฟฟ้า ทำให้ลดการหมุนของแสงที่ผ่านเข้าไป หากผลึกเหลวถูกหมุนปรับทิศทางโดยสมบูรณ์ แสงที่ผ่านทะลุก็จะถูกปรับโพลาไรซ์ให้ตั้งฉากกับตัวกรองตัวที่สอง ทำให้เกิดการปิดกั้นแสงโดยสมบูรณ์ พิกเซลนั้นก็จะมีมืด จากการควบคุมการหมุนของผลึกเหลวในแต่ละพิกเซล ทำให้แสงผ่านทะลุได้ในปริมาณต่างๆ กัน

เอกส ทำให้พิกเซลมีความสว่างแตกต่างกันไป ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติการปรับฟิลเตอร์โพลารไรซ์เพื่อฟิสิกเซลโปร่งแสง เมื่อพิกตัว และทึบแสงเมื่ออยู่ในสนามไฟฟ้า อย่างไรก็ตาม บางครั้งก็เกิดผลตรงกันข้าม สำหรับเอฟเฟกต์แบบพิเศษ



รูปที่ 2.10 แสดงส่วนประกอบของจอภาพผลึกเหลว

2.2.1. ชนิดของจอภาพ

TN+Film (Twisted Nematic)

เป็นเทคโนโลยีของจอผลึกเหลว ที่นิยมใช้อย่างแพร่หลาย เนื่องจากมีต้นทุนการผลิตที่ต่ำ และการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งในปัจจุบัน พัฒนาจนสามารถทำให้มีความเร็วของการตอบสนองด้วยความเร็วสูงเพียงพอที่จะทำให้เงาบนภาพเคลื่อนไหวลดลงได้มาก ทำให้จอแบบ TN+Film มีจุดเด่นด้านการตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว (จอTN+Film จะใช้การวัดการตอบสนอง เป็นแบบ grey to grey ซึ่งจะแตกต่างจากค่า ISO ที่วัดแบบ black to white) แต่จุดเสียของจอแบบ TN+Film นั่นคือมีรัศมีการมองเห็นที่แคบ โดยเฉพาะแนวตั้ง และส่วนใหญ่มักจะไม่สามารถแสดงสีได้ครบ 16.7 ล้านสี (24-bit truecolor)

IPS (In-Plane Switching)

คิดค้นโดยบริษัท Hitachi ในปี พ.ศ. 2539 ซึ่งมีคุณสมบัติเด่นกว่าTN+Film ทั้งด้านรัศมีการมองเห็น และการแสดงสีที่ 8-bit แต่การปรับปรุงดังกล่าว ทำให้เกิดการตอบสนองที่ช้า ถึง 50ms และยังแพงมากอีกด้วย จากนั้นในปีพ.ศ.2541 Hitachi ได้นำระบบ S-IPS (Super-IPS) ออกมาแทนที่ระบบ IPS เดิม ซึ่งได้มีการปรับปรุงประสิทธิภาพในการตอบสนองที่ดีขึ้น และสีที่ใกล้เคียงจอภาพแบบ CRT พบได้ในโทรทัศน์ระบบจอผลึกเหลว

MVA (Multi-domain Vertical Alignment)

เป็นการรวมข้อดีระหว่าง TN+FilmกับIPS เข้าด้วยกันทำให้มี Response Time ที่ต่ำ และ View Angle ที่กว้างเป็นพิเศษ แต่มีราคาแพงมาก

PVA (Patterned Vertical Alignment)

เป็นการพัฒนาจากแบบ MVA ให้มีราคาถูกลงซึ่งทำให้มีค่า Contrast Ratio ที่สูงมาก และมี Response Time ที่ต่ำ ใช้ในจอภาพแบบผลึกเหลวระดับสูง

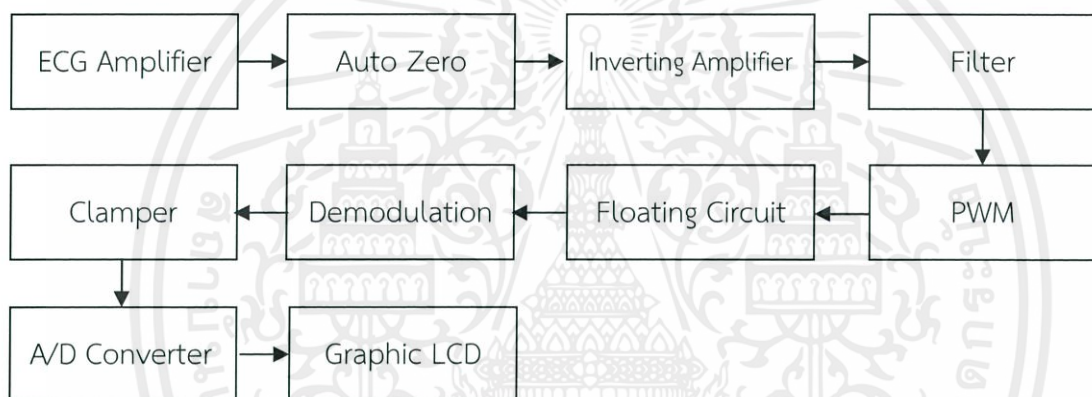


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการแสดงผล

การออกแบบเครื่องแสดงคลื่นสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiogram Monitor) จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนสำคัญ คือ ส่วนของอุปกรณ์ (Hardware) และส่วนของการเขียนโปรแกรม (Software) ซึ่งส่วนของอุปกรณ์จะประกอบด้วยวงจรวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiogram Amplifier) วงจรกรองความถี่ และวงจรป้องกันไฟรั่ว (Protection Circuit) เพื่อป้องกันกระแสไฟฟ้าไหลเข้าสู่ร่างกาย และส่วนการเขียนโปรแกรม ซึ่งจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F4520 ทำการแปลงสัญญาณจากอนาล็อกเป็นดิจิทัล และเขียนแสดงกราฟคลื่นไฟฟ้าหัวใจบนจอกราฟิกแอลซีดี



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงาน

3.1. ส่วนของอุปกรณ์ (Hardware)

3.1.1 วงจรวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiogram Amplifier)

เนื่องจากคลื่นไฟฟ้าหัวใจของมนุษย์มีความถี่และขนาดต่ำมาก โดยทั่วไปจะมีขนาดประมาณ 1 มิลลิโวลต์ ความถี่ประมาณ 0.05 – 200 เฮิร์ตซ์ ในการวัดจึงต้องทำการขยายสัญญาณที่ได้ เพื่อให้ได้สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่มีขนาดใหญ่ สามารถมองเห็นได้ชัดเจน วงจรวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiogram Amplifier) ประกอบด้วยวงจรย่อยดังนี้

3.1.1.1 วงจรขยายสัญญาณอินสตรูเมนเทชัน (Instrumentation Amplifier)

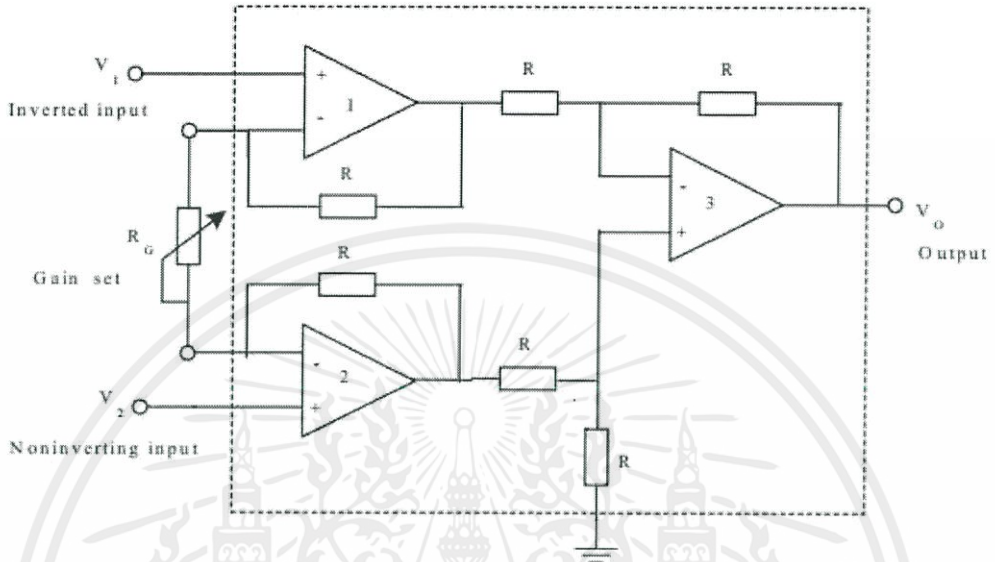
เป็นวงจรออปแอมป์สำหรับการวัดและกระบวนการควบคุมที่มีความ

ถูกต้องสูง ภายในจะประกอบด้วยออปแอมป์ 3 ตัว และความต้านทานอีก 6 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.2 และใช้ความต้านทาน R_C ต่อภายนอกระหว่างขั้วสำหรับตั้งค่าอัตราขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษายเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

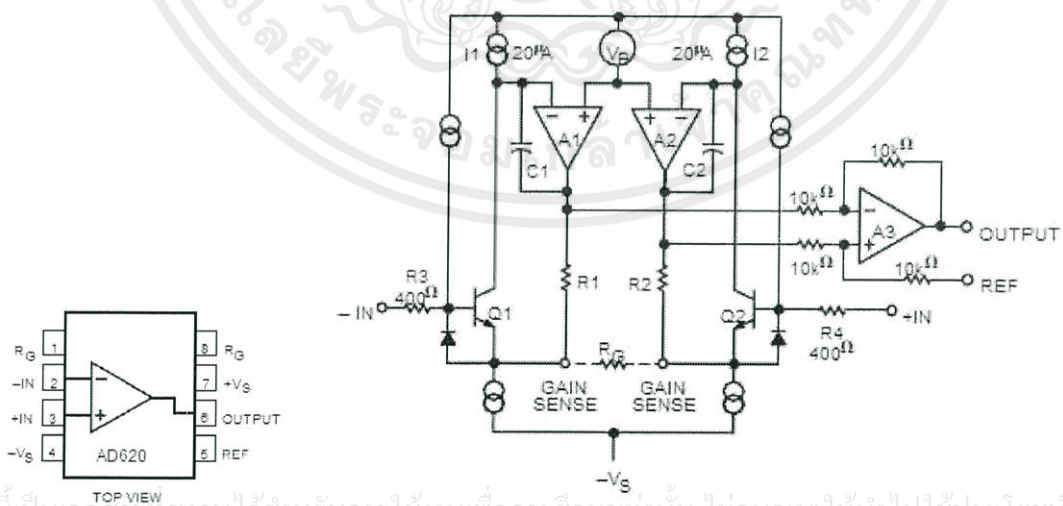
$$V_o = A_v(V_2 - V_1) \tag{3.1}$$

เมื่ออัตราขยายแรงดันคือ $A_v = 1 + \frac{2R}{R_G}$ (3.2)



รูปที่ 3.2 โครงสร้างพื้นฐานของ Instrumentation Amplifier

โดยวงจรขยายอินสตรูเมนเทชั่นในโครงงานนี้จะใช้ ออปแอมป์เบอร์ AD620 ซึ่งมีลักษณะภายในดังรูปที่ 3.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.3 โครงสร้างของออปแอมป์เบอร์ AD620

วงจรรขยายสัญญาณอินสตรูเมนต์ที่ขั้วนี้ ถูกออกแบบให้มีอัตราขยายประมาณ 7 เท่า สามารถหาได้จาก

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_G} + 1 \quad (3.3)$$

ซึ่งออกแบบให้ค่า R_1 และ R_2 เป็น 25 k Ω ค่า R_G เป็น 8.2 k Ω

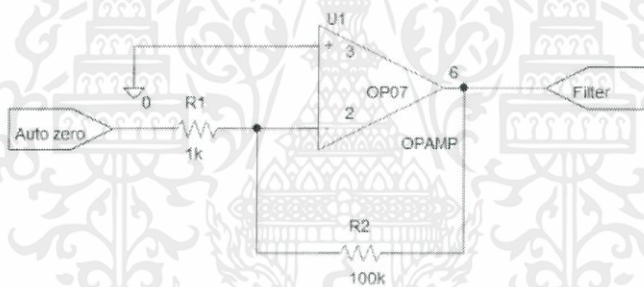
$$\text{จะได้} \quad G = \frac{25+25}{8.2} + 1 \quad (3.4)$$

$$G = 7.09756 \quad (3.5)$$

จะได้อัตราขยายประมาณ 7 เท่า

3.1.1.2 วงจรรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

วงจรรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส คือ วงจรออปแอมป์ที่ออกแบบมาเพื่อให้ voltage gain มีค่าเป็นลบ หรือให้ค่าเอาต์พุตเปลี่ยนค่าเครื่องหมายไปจากเดิม



รูปที่ 3.4 วงจรรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

พิจารณาจากวงจรก็จะเห็นว่าตัวต้านทาน R_1 และตัวต้านทาน R_f นั้นจะทำหน้าที่เป็นวงจรแบ่งแรงดัน โดยที่กระแสอินพุตของออปแอมป์นั้นจะมีค่าน้อยมาก ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าค่าของกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R_1 และตัวต้านทาน R_f นั้นจะมีค่าเท่ากัน จะหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (3.6)

$$V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}\right) \cdot V_i \quad (3.6)$$

และหาอัตราขยายสัญญาณได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Gain} = \frac{V_o}{V_i} = -\left(\frac{R_f}{R_1}\right) \quad (3.7)$$

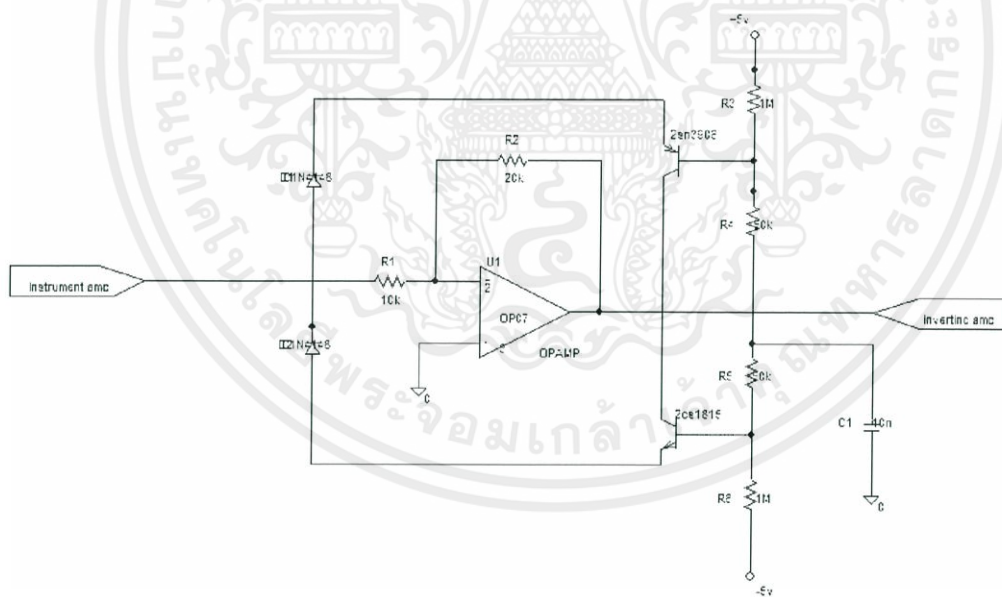
ซึ่งออกแบบให้ค่า R_1 เป็น $1\text{ k}\Omega$ และค่า R_f เป็น $100\text{ k}\Omega$

$$\text{จะได้} \quad \text{Gain} = -\frac{100}{1} \quad (3.8)$$

$$\text{Gain} = -100 \quad (3.9)$$

3.1.2 วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ(Auto Zero Circuit)

เมื่อสัญญาณไฟฟ้าหัวใจผ่านวงจรขยายความแตกต่างมักจะมีศักดาไฟฟ้าออฟเซตถูกขยายมาด้วยซึ่งกระแสไฟฟ้ากระแสตรง สามารถกำจัดได้โดยตัวเก็บประจุ แต่ปัญหาที่ตามมาคือ เมื่อเกิดสัญญาณออฟเซตจริงๆ อาจเกิดจากการที่คนไข้ขยับตัว คลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ผ่านตัวเก็บประจุจะลอยห่างจากระดับศูนย์และเข้าสู่ระดับศูนย์ช้ามาก เนื่องจากค่า Time Constant ของตัวเก็บประจุกับความต้านทานอินพุทของวงจรถัดไปที่มีค่ามาก ดังนั้นสัญญาณที่ได้จะลอยห่างจากจุดศูนย์และเข้าสู่จุดศูนย์ช้ามาก จากรูปเมื่อมีสัญญาณไฟฟ้าออฟเซต 1.2 หรือ -1.2 โวลต์(เท่ากับศักดาไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดทั้งสองตัว กับมิเตอร์เบสของทรานซิสเตอร์Q1หรือQ2) ทรานซิสเตอร์จะทำหน้าที่เป็นทางผ่านสัญญาณลงกราวด์ ทำให้เวลาคงที่มีค่าลดลงเหลือเพียงเท่ากับศูนย์ผลคูณของตัวเก็บประจุกับความต้านทานภายในของทรานซิสเตอร์ซึ่งมีค่าน้อย

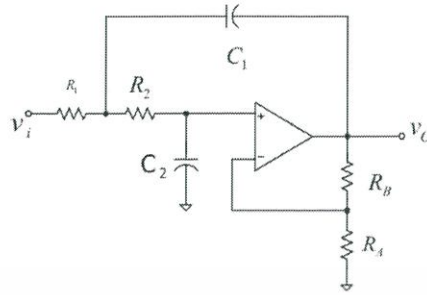


รูปที่ 3.5 วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ(Auto Zero Circuit)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3. วงจรกรองความถี่ (Filter Circuit)

3.1.3.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่สอง (Low Pass Filter Circuit)



รูปที่ 3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่สอง

วงจรของความถี่ต่ำผ่านลำดับที่สอง สามารถสร้างได้ง่ายโดยใช้ออปแอมป์เพียงตัวเดียว ดังในรูปที่ 3.6 วงจรนี้อาจเรียกว่า วงจรกรองความถี่แบบ Sallen and Key ซึ่งตั้งชื่อตามผู้ออกแบบวงจร สำหรับวงจรนี้ความถี่ตัด (Cut off frequency ; f_c) สามารถกำหนดได้จากค่าอุปกรณ์ที่อยู่ภายนอกตามสมการ (3.10)

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.10)$$

ถ้าหากเรากำหนดให้ และ สมการ (3.10) สามารถลดรูปได้เป็น

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.11)$$

ส่วนตัวต้านทาน R_A และ R_B มีไว้เพื่อเป็นตัวกำหนดอัตราขยายของวงจรรูปปิด (A_{CL}) ได้ แต่โดยปกติแล้วเราจะมีการกำหนดให้ A_{CL} นี้มีค่าเท่ากับ 1.586 เพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพที่สุด นั่นแสดงว่าเราควรกำหนดค่า R_B มีค่าเป็น 0.586 เท่าของ R_A เนื่องจากออปแอมป์ต่อเป็นวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส สำหรับค่า R_A และ R_B ที่เหมาะสมคือ $R_A = 47k\Omega$ และ $R_B = 27k\Omega$

ออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2 ให้มีความถี่ตัด อยู่ที่ 200Hz

เลือกค่าตัวเก็บประจุมาตรฐาน 0.01 μF

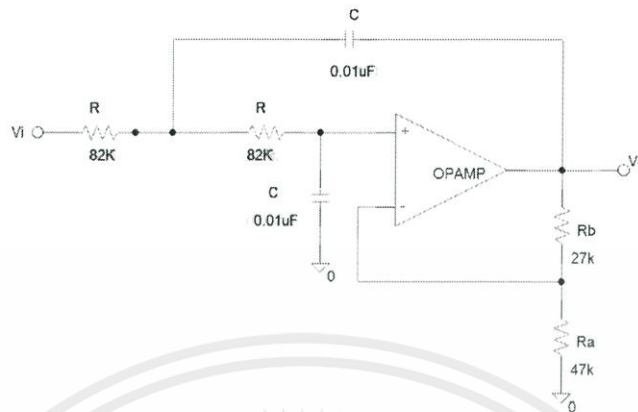
คำนวณหาค่า R จากสมการ (3.7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเอกสารทุกครั้งที่มีค่า (3.12) ใช้

$$R = \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{2\pi (200 \text{ Hz}) (0.01 \mu F)} \quad (3.12)$$

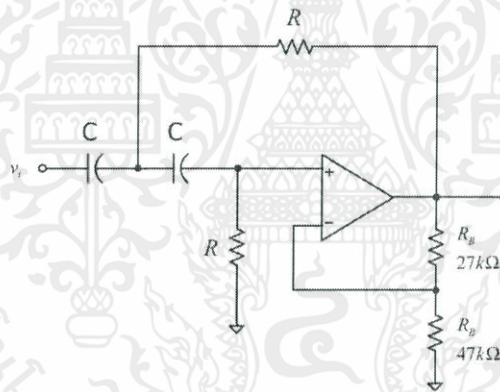
$$R = 82K\Omega \quad (3.13)$$

เลือกค่า R มาตรฐานคือ $82\text{ k}\Omega$ ได้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่สอง แสดงในรูปที่ 3.6 วงจรของความถี่ต่ำผ่านซึ่งมีความถี่ตัด 200 Hz



รูปที่ 3.7 วงจรกรองความถี่ต่ำที่ความถี่คutoff 200 Hz

3.1.3.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่านลำดับที่สอง (Filter Circuit)



รูปที่ 3.8 วงจรกรองความถี่สูงอันดับที่สอง

วงจรกรองความถี่สูงผ่านลำดับที่สอง มีลักษณะวงจรคล้ายกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในรูปที่ 3.7 เพียงแต่สลับตำแหน่งของ R และ C เท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.8 ส่วนค่าความถี่ตัด (f_c) สามารถหาได้จากสมการ (3.14)

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.14)$$

ออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่สอง ให้มีความถี่ตัด อยู่ที่ 0.03 Hz

เลือกค่าตัวเก็บประจุมาตรฐาน $22\text{ }\mu\text{F}$

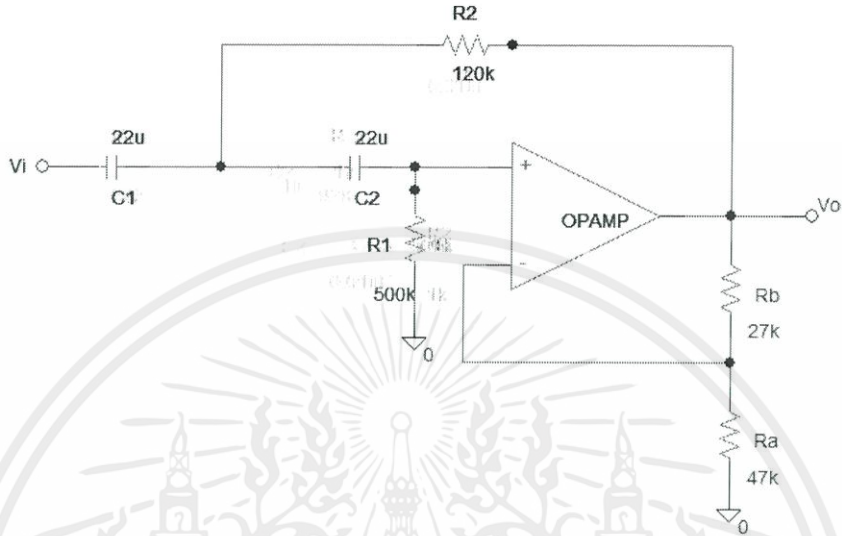
คำนวณหาค่า R จากสมการ (3.15)

$$R = \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{2\pi (0.03\text{ Hz}) (22\text{ }\mu\text{F})} \quad (3.15)$$

$$R = 241.1 \text{ k}\Omega \tag{3.16}$$

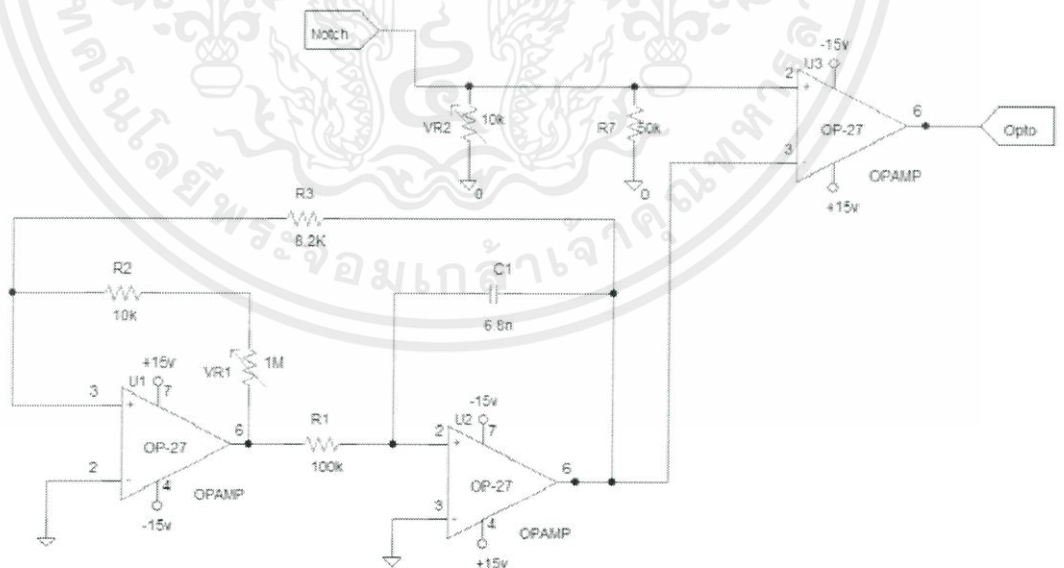
$$R_1 = 500 \text{ k}\Omega \tag{3.17}$$

$$R_2 = 120 \text{ k}\Omega \tag{3.18}$$



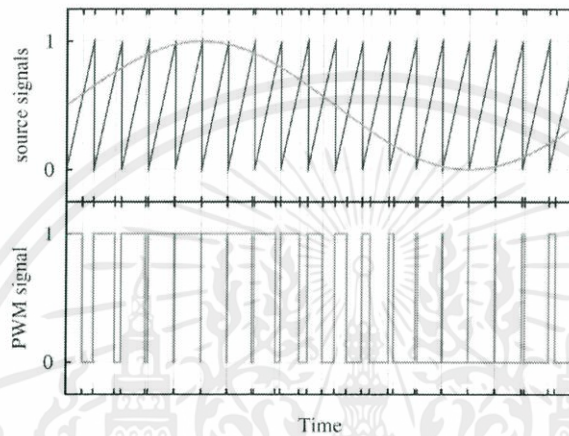
รูปที่ 3.9 วงจรกรองความถี่ที่ความถี่สูงคutoff 0.03 Hz

3.1.4 วงจรพัลส์-วิตซ์ มอดดูเลเตอร์ (Pules-Width Modulator)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.10 วงจรพัลส์-วิตซ์ มอดดูเลเตอร์อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการการทำงานของส่วนนี้คือ และ ทำหน้าที่สร้างสัญญาณสามเหลี่ยม เพื่อเป็นสัญญาณเปรียบเทียบ เข้าที่ขา อินพุทไม่กลับเฟส ของ ซึ่งทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณโดยสัญญาณคลื่นหัวใจที่ออกมาจากวงจรไม่กรองผ่านเฉพาะความถี่แบบปรับค่าได้จากป้อนเข้าที่ขาอินพุทกลับเฟสของIC สัญญาณที่เอาท์พุทของICจะมีลักษณะเป็นพัลส์ โดยที่ความกว้างของพัลส์จะเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณคลื่นหัวใจที่เข้ามาที่ขาอินพุทกลับเฟสดังแสดงในรูปที่ 3.11



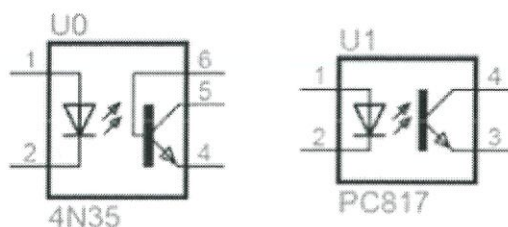
รูปที่ 3.11 การเปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์โดยการการมอดดูเลทแบบ PWM

3.1.5 อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง (Optocouplers)

อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง หรือที่เรียกว่า “ออปโตคัปเปิลอร์” (Opto-Coupler) หรือเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับการเชื่อมต่อทางแสง โดยการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นแสงแล้วเปลี่ยนกลับเป็นสัญญาณไฟฟ้าตามเดิม นิยมใช้สำหรับการ เชื่อมต่อสัญญาณระหว่างสองวงจร และต้องการแยกกันทางไฟฟ้าโดยเด็ดขาด เพื่อป้องกันการรบกวนกันทางไฟฟ้าระหว่างสองวงจร ภายในของอุปกรณ์ประเภทนี้ ประกอบด้วยไดโอดเปล่งแสง (LED) ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวส่งแสง (Optical Transmitter) เช่น แสงอินฟราเรด (Infrared) และสำหรับตัวรับแสง (Optical Receiver) ซึ่งมักนิยมใช้โฟโตทรานซิสเตอร์ (Phototransistor) เป็นตัวรับโดยจะถูกผลิตรวมอยู่ในตัวถังเดียวกัน

โฟโตทรานซิสเตอร์ ทำงานได้ในลักษณะเดียวกับทรานซิสเตอร์รอยต่อคู่แบบ NPN แต่ไม่มีขาเบส(B)และถูกแทนที่ด้วยส่วนรับแสง เมื่อได้รับแสงหรืออนุภาคของแสง หรือที่เรียกว่า โฟตอน (Photons) ในปริมาณมากพอ จะทำให้เกิดอนุภาคอิสระที่มีประจุในบริเวณรอยต่อระหว่างเบสและคอลเลคเตอร์ (Base-Collector Region)และให้ผลเหมือนมีกระแสไหลเข้า

เอกสารนี้เป็น... ไม่ว่ากรณีใดๆ... ห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



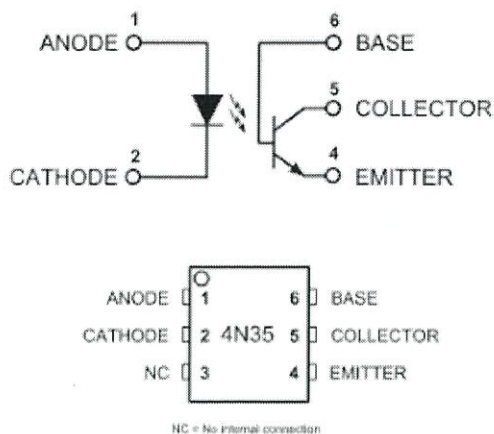
รูปที่ 3.12 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของอุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง

อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสงสามารถรับสัญญาณอินพุต (ดิจิทัล) เช่น จาก ไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อใช้ เปิด-ปิด ไดโอดเปล่งแสงที่อยู่ภายในตัวอุปกรณ์ (ทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอดเปล่งแสง) และทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของโฟโตทรานซิสเตอร์ด้วยแสง ดังนั้นจึงนำไปใช้ในลักษณะเป็นอุปกรณ์สวิตช์เปิด-ปิด หรือนำไป ต่อกับวงจรทรานซิสเตอร์ภายนอก เพื่อให้สามารถขับกระแสได้ในปริมาณที่สูงขึ้น

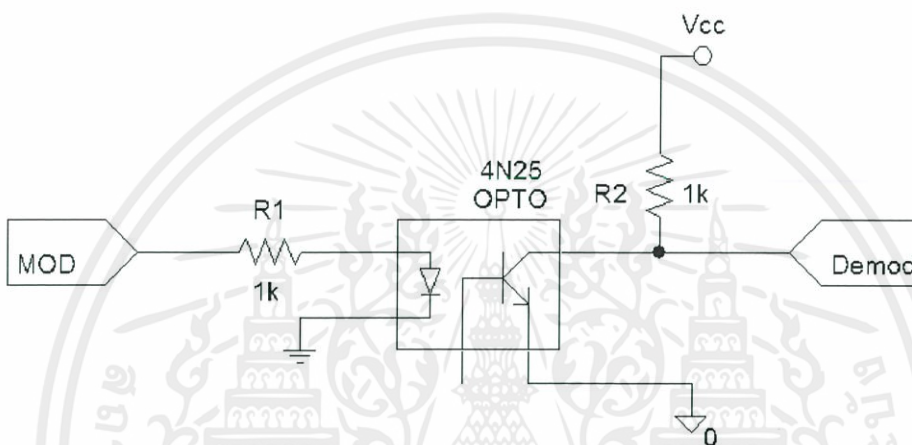
เมื่อแรงดันอินพุตอยู่ในระดับที่สูงกว่าแรงดันไบอัสตรงของไดโอดเปล่งแสง(VF)จะทำให้เกิดกระแสไหล หรือที่เรียกว่า กระแสอินพุต หรือ กระแสไบอัสตรง (IF) ทำให้ไดโอดเปล่งแสงตามปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ไหล ในการต่อวงจรจะต้องมีตัวต้านทานต่ออนุกรมอยู่ด้วย เพื่อจำกัดปริมาณของกระแสที่ไหลไม่ให้สูงเกิน ซึ่งขึ้นอยู่กับอุปกรณ์แต่ละตัวที่ใช้ แต่โดยทั่วไปแล้ว ควรจะให้อยู่ในช่วง 5-50 มิลลิแอมป์ (mA) เมื่อโฟโตทรานซิสเตอร์ได้รับแสง จะทำให้สามารถนำไฟฟ้าได้ระหว่างขาCและEซึ่งให้ผลเหมือนในกรณีที่จ่ายกระแส เข้าที่ขาเบส (B) ของทรานซิสเตอร์รอยต่อคู่แบบ NPN และถ้ามีแรงดันตกคร่อมที่ขาC และขา E ($V_{CE} > 0V$) ก็ จะ ทำ ให้ มี กระแส เอา ตั พุ ต ไ หล

ตัวถังของอุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสงที่พบเห็นได้บ่อย คือ ตัวถังแบบ 4 ขา และตัวถังแบบ 6ขา แต่มีไดโอดเปล่งแสงและโฟโตทรานซิสเตอร์เพียงหนึ่งคู่ อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสงในตัวถังแบบ 6 ขา ตามตัวอย่าง ในรูปที่ 3.13 จะมีขาเบส (Base Connection Pin) ที่เชื่อมต่อมาจากบริเวณเบสของโฟโตทรานซิสเตอร์ที่อยู่ภายใน และใช้ในการปรับความไวในการตอบสนองเชิงเวลาของสัญญาณไฟฟ้า (หรือกล่าวได้ว่า สามารถเปิด - ปิดสวิตซ์ไฟฟ้าได้เร็วขึ้น) โดยการนำขาเบสไปต่อกับ ตัวต้านทานที่มีค่าอยู่ในช่วง $200k\Omega$ ถึง $1M\Omega$ ไปยัง GND ของวงจรเอาต์พุต แต่ถ้าไม่สนใจเรื่องความไวในการตอบสนองก็ไม่จำเป็นต้องต่อขอเบส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



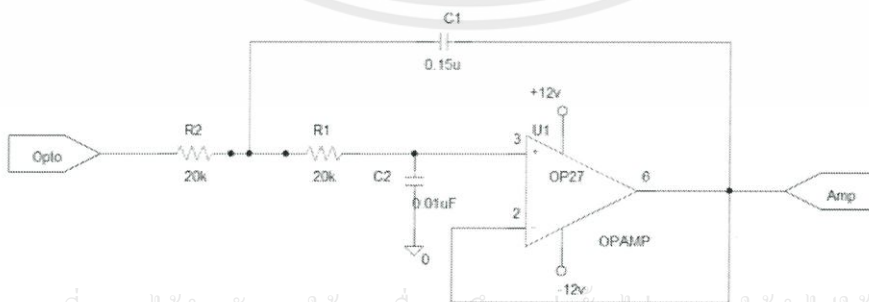
รูปที่ 3.13 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและตัวถังของ 4N35 แบบ 6 ขา



รูปที่ 3.14 วงจรป้องกันไฟรั่ว (Floating Circuit)

3.1.6 วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator)

หลังจากจากที่ได้สัญญาณจากตัวรับแสงซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์แล้ว จะต้องทำการแปลงสัญญาณดังกล่าวให้เป็นสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจดั้งเดิม โดยการใช้วงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งวงจรที่ทำหน้าทีนี้ คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ยอมให้ความถี่ในช่วงความถี่ของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจผ่านไปได้

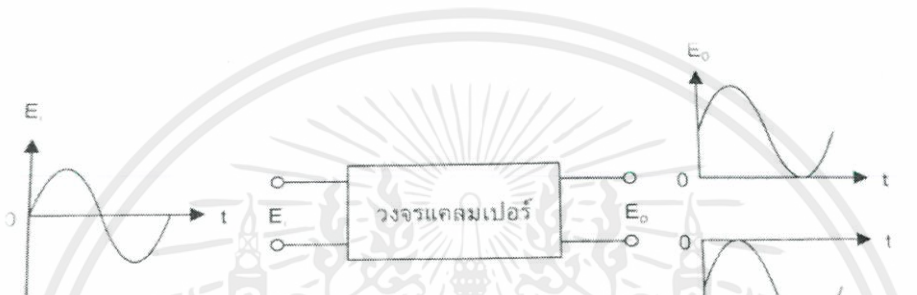


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.15 วงจรดีมอดูเลเตอร์

3.1.7 วงจรแคลมเปอร์ (Clamper Circuit)

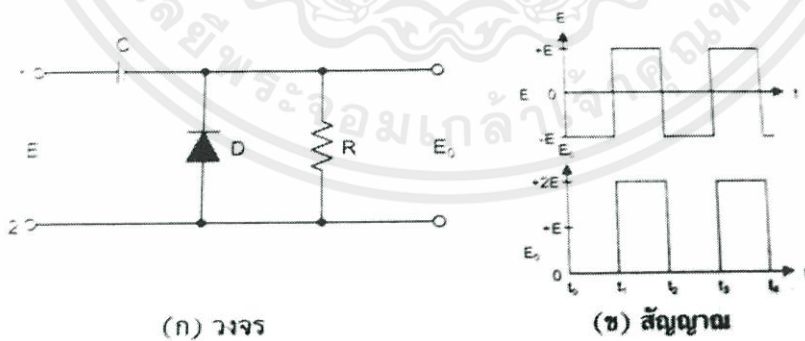
เป็นวงจรทำหน้าที่ปรับเปลี่ยนระดับของสัญญาณไฟสลับ ให้มีระดับและตำแหน่งถูกต้องตามต้องการ โดยการเพิ่มแรงดันไฟตรงให้สัญญาณไฟสลับ ทำให้ระดับสัญญาณไฟสลับเปลี่ยนแปลงไป แต่รูปร่างสัญญาณไฟสลับไม่เปลี่ยนแปลง วงจรแคลมเปอร์ จึงถูกเรียกว่า วงจรเติมไฟตรง (DC Restorer Circuit) หรือ วงจรสอดแทรกไฟตรง (DC Reinsertion Circuit) อุปกรณ์ตัวหลักที่นำมาใช้ทำงานในวงจร คือ ตัวไดโอด ตัวเก็บประจุ และตัวต้านทาน หลักการของวงจรแคลมเปอร์ ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 หลักการของวงจรแคลมเปอร์

3.1.7.1 วงจรแคลมเปอร์แบบแรงดันบวก

วงจรแคลมเปอร์แบบแรงดันบวก เป็นวงจรปรับระดับคลื่นโดยกำหนดให้รูปสัญญาณที่ส่งออกเอาต์พุต มีระดับสัญญาณเปลี่ยนแปลงไป ในย่านแรงดันบวก โดยอาศัยไดโอดเป็นสวิตช์ตัดต่อวงจร ตัวเก็บประจุ ทำหน้าที่ประจุ คายประจุแรงดันในวงจร ดังรูปที่ 3.17

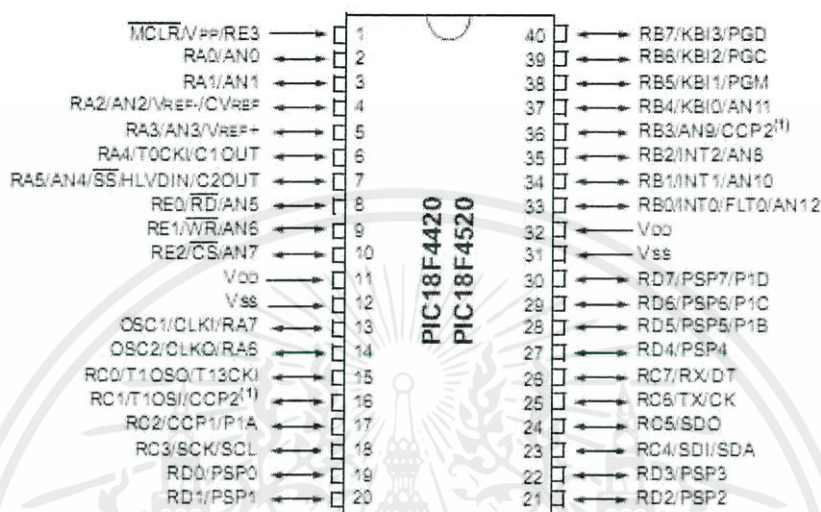


รูปที่ 3.17 วงจรแคลมเปอร์แบบแรงดันบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2. ส่วนของการเขียนโปรแกรม (Software)

ในส่วนของโปรแกรมได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F4520 เป็นตัวประมวลผลสัญญาณอนาล็อกที่รับเข้ามาจากวงจรขยายเพื่อแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัล การแสดงรูปสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ และอัตราการเต้นของหัวใจผ่านจอกราฟิกแอลซีดีโมดูล ABG240128N09-BIW-R ความละเอียด 240x128 จุด โหมดการแสดงผลแบบ STN/ Negative transmissive / Blue mode



รูปที่ 3.18 ตำแหน่งขาริจิสเตอร์ของ PIC18F4520

3.2.1 การแสดงผลรูปสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจบนจอกราฟิกแอลซีดี

สำหรับการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลจะใช้โมดูลภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยสัญญาณอนาล็อกจะถูกรับจากAN2 มีขนาดแรงดันในช่วง0-5 โวลต์ และทำการแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลขนาด 10 บิต ทุก10 mS คิดเป็นความถี่100 Hz สัญญาณดิจิทัลที่มีขนาดเท่ากับ 10 บิตที่ได้ จะมีค่าต่ำสุดคือ 0และค่าสูงสุดคือ $(2^{10} - 1) = 1023$ จึงกำหนดให้การแสดงผลของรูปสัญญาณมีขอบเขตบนจอภาพในแกนตั้งจำนวน 100 จุด

$$\frac{1023}{100} = 10.23 \approx 10 \quad (3.19)$$

สมการที่ (3.19) แสดงการหาตัวหารค่าของข้อมูลเพื่อจะกำหนดให้ข้อมูลทั้งหมดอยู่ในช่วงของจอภาพขนาดแกนตั้ง 100 จุด ซึ่งได้ผลลัพธ์ประมาณ 10 หมายถึง ทุกๆการเพิ่มขึ้นของค่าข้อมูลจากการแปลง 10 ค่า ระดับของจุดบนจอภาพจะเพิ่มขึ้น 1 จุด ดังแสดงในสมการที่ (3.20)

$$y = \frac{adc_read}{10} \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.20) สามารถกำหนดช่วงข้อมูลและระดับของจุดบนจอภาพได้ดังตารางที่ 3.1

| ค่าของข้อมูลจากการแปลง สัญญาณ(adc_read) | ระดับจุดบนจอภาพ(y) |
|--|--------------------|
| 0 – 9 | 0 |
| 10 – 19 | 1 |
| 20 – 29 | 2 |
| 30 – 39 | 3 |
| ⋮ | ⋮ |
| 990 – 999 | 99 |
| 1000 – 1023 | 100 |

ตารางที่ 3.1 ตารางแสดงการแปลงข้อมูลไปเป็นจุดภาพ

เนื่องจากจอแสดงผลจะมีการเรียงลำดับเหมือนในจอคอมพิวเตอร์ คือจะเรียงจากจุดบนลงมายังจุดล่าง (0 ถึง 127) ดังนั้นจึงต้องนำค่า 127 มาลบออกจากค่าของสมการที่ (3.20) ซึ่งจะได้ผลลัพธ์คือ จุดที่นำมาพล็อตกราฟ ดังแสดงในสมการที่ (3.21)

$$plot = 127 - \left(\frac{adc_read}{10} \right) \quad (3.22)$$

ข้อมูลที่คำนวณเสร็จแล้วจะถูกนำไปเก็บในอาร์เรย์ขนาด 240 ซึ่งเท่ากับความกว้างของจอแสดงผลที่มีจำนวน 240 จุด จึงสามารถใช้ค่าตำแหน่งของข้อมูลในอาร์เรย์เป็นตัวอ้างอิงค่าแกนนอนของการพล็อตจุดได้โดยข้อมูลจะเก็บในตำแหน่งสุดท้ายที่ 239 (Data[239]) แล้วเลื่อนตำแหน่งให้ลดลงเมื่อรับข้อมูลเข้ามาใหม่ จนถึงตำแหน่งแรกๆที่ 0 (Data[0]) จึงจะเห็นว่าสัญญาณกำลังเลื่อนไปทางซ้ายมือของผู้สังเกต

3.2.2 การหาอัตราการเต้นของหัวใจ

ในการคำนวณหาอัตราการเต้นของหัวใจจะใช้ข้อมูลที่บันทึกในอาร์เรย์ของการแสดงผลสัญญาณโดยทำการหาค่าเฉลี่ยของข้อมูลทั้ง 240 ดังแสดงในสมการที่ (3.33)

$$avg = \frac{sum}{240} \quad (3.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าที่ได้จากสมการที่ (3.33) จะนำไปเทียบกับค่าของสัญญาณเพื่อหาคาบของสัญญาณในทุกๆการรับค่า 240 ครั้ง และนำไปคำนวณหาอัตราการเต้นของหัวใจ

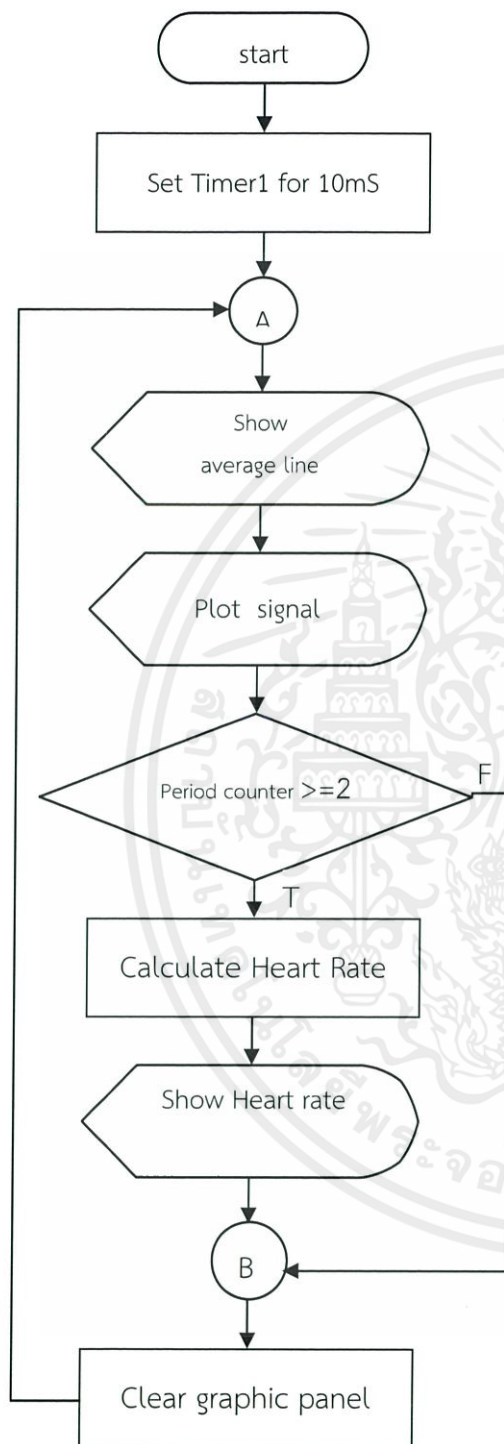
$$\text{HeartRate} = \frac{k}{p_sum} \times 100 \times 60 \quad (3.34)$$

สมการที่ (3.34) แสดงสูตรการหาอัตราการเต้นของหัวใจโดย k คือจำนวนลูกคลื่นของสัญญาณที่นับได้ p_sum คือผลรวมของคาบเวลาทั้งหมด คูณด้วยความถี่ 100 Hz และคูณด้วย 60 เพื่อแปลงให้เป็นหน่วยครั้งต่อนาที

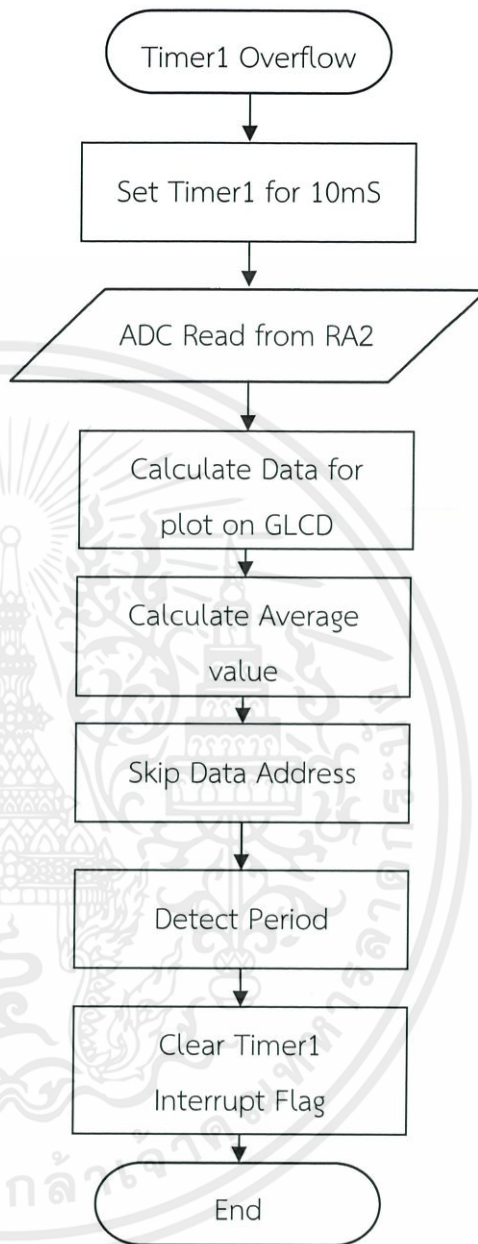


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Main function



Interrupt Service Routine



รูปที่ 3.19 แผนผังโปรแกรม

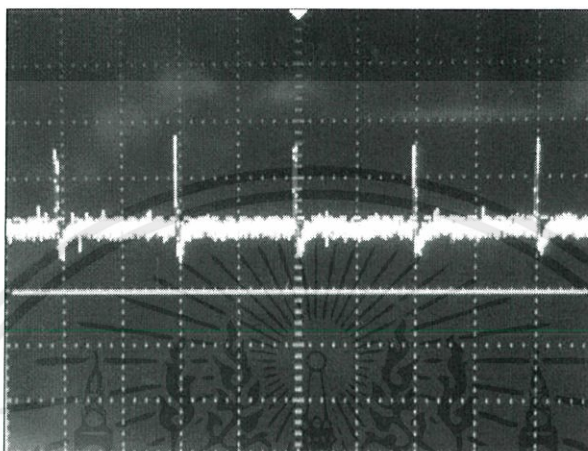
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 ผลการทดลองจากเครื่องจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

4.1.1 วงจรขยายสัญญาณอินสตรูเมนเทชั่น(Instrumentation Amplifier)

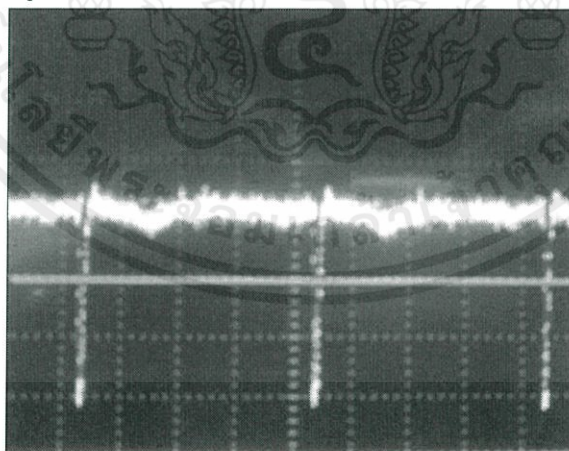


รูปที่ 4.1 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรถ่ายขยายสัญญาณอินสตรูเมนเทชั่น

ขนาดแรงดัน (Voltage) = 31.2 mVpp

ความถี่ (Frequency) = 989.2 mHz

4.1.2 วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ (Auto Zero Circuit)



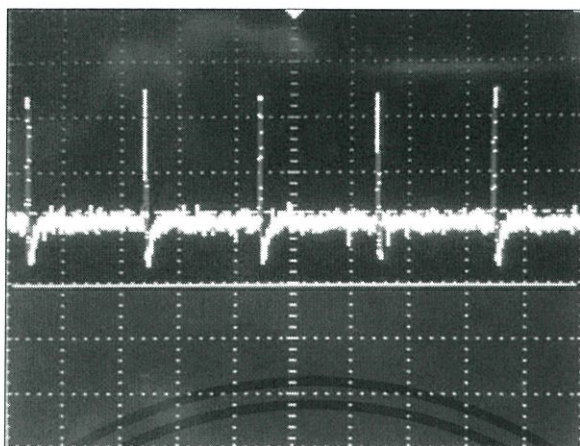
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเอาต์พุตของวงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่ออาจารย์ผู้สอนทุกครั้ง

ขนาดแรงดัน (Voltage) = 75.2 mVpp

ความถี่ (Frequency) = 987.7 mHz

4.1.3 วงจรขยายแบบกลับเฟส(Inverting Amplifier)



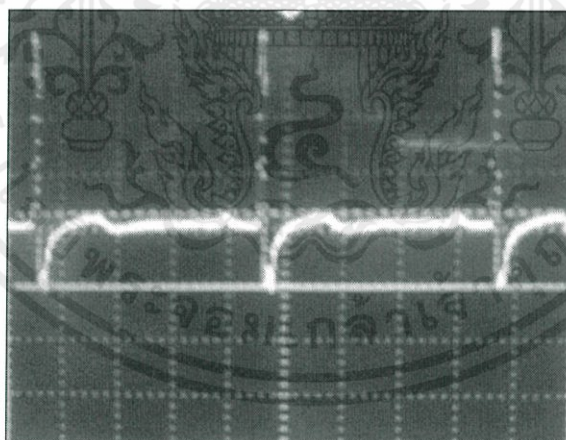
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรขยายแบบกลับเฟส

ขนาดแรงดัน (Voltage) = 7.2 Vpp

ความถี่ (Frequency) = 988.1 mHz

4.1.4 สัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรกรองความถี่ (Filter Circuit)

4.1.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ(Low pass Filter)



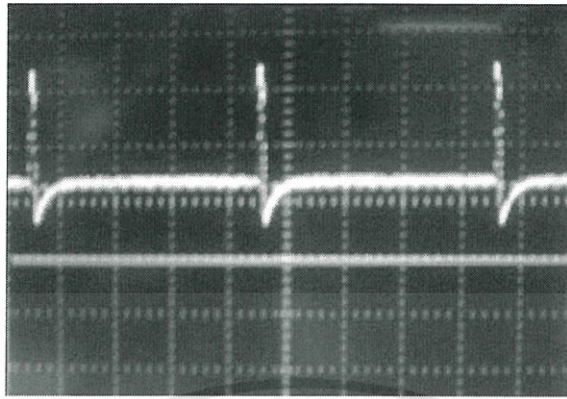
รูปที่4.4 สัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรกรองความถี่ต่ำ

ขนาดแรงดัน (Voltage) = 7.04 Vpp

ความถี่ (Frequency) = 988.2 mHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4.2 วงจรกรองความถี่สูง (High pass Filter)

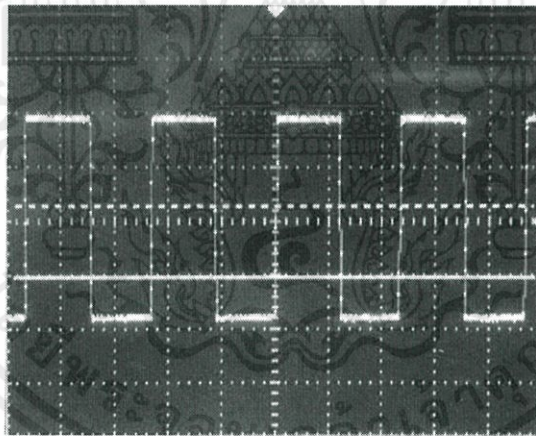


รูปที่ 4.5 สัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรกรองความถี่สูง

ขนาดแรงดัน (Voltage) = 7.20 Vpp

ความถี่ (Frequency) = 988.1 mHz

4.1.5 วงจรพัลส์-วิดท์ มอดดูเลทเตอร์ (PWM)



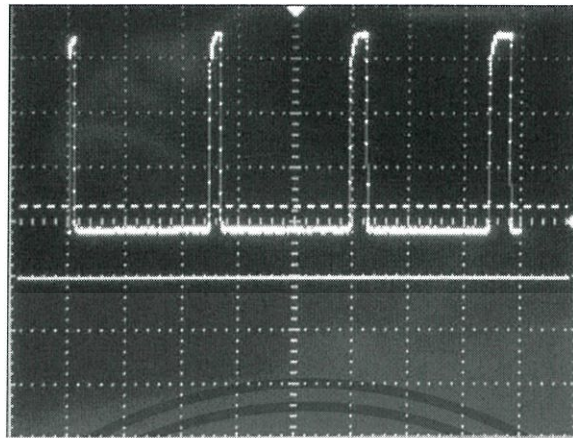
รูปที่ 4.6 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรพัลส์-วิดท์ มอดดูเลทเตอร์

ขนาดแรงดัน (Voltage) = 7.52 Vpp

ความถี่ (Frequency) = 429.4 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.6 สัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรป้องกันไฟรั่ว (Floating Circuit)

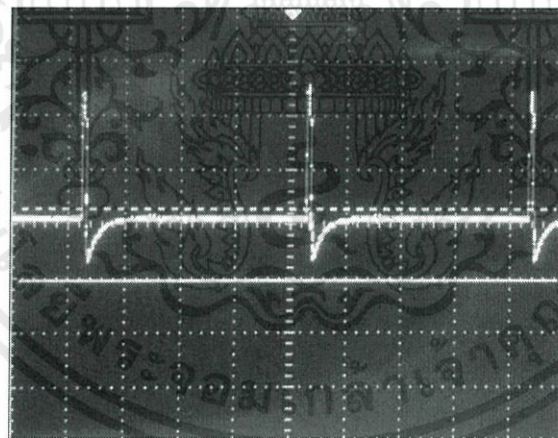


รูปที่ 4.7 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรป้องกันไฟรั่ว

ขนาดแรงดัน (Voltage) = 7.36 Vpp

ความถี่ (Frequency) = 484.2 Hz

4.1.7 วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator)



รูปที่ 4.8 กราฟแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรดีมอดูเลเตอร์

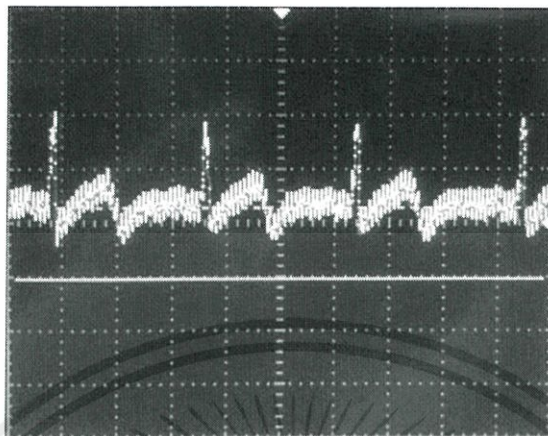
ขนาดแรงดัน (Voltage) = 5.12 Vpp

ความถี่ (Frequency) = 989.1 mHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองจากผู้ทดลอง

4.2.1 วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) ขณะผู้ทดลองยืน

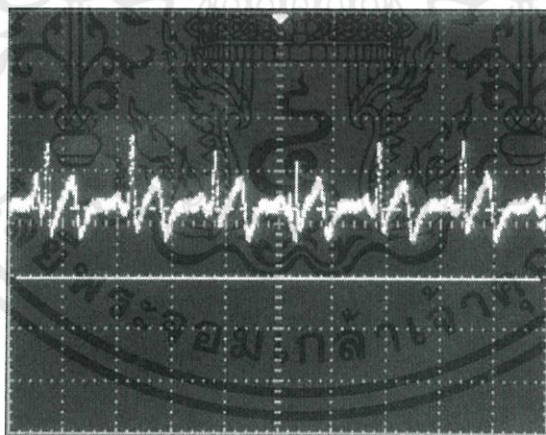


รูปที่ 4.9 กราฟแสดงผลสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรถอดสัญญาณขณะผู้ทดลองยืน

ขนาดแรงดัน (Voltage) = 1.12 Vpp

ความถี่ (Frequency) = 1.471 Hz

4.2.2 วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) ขณะผู้ทดลองนั่ง



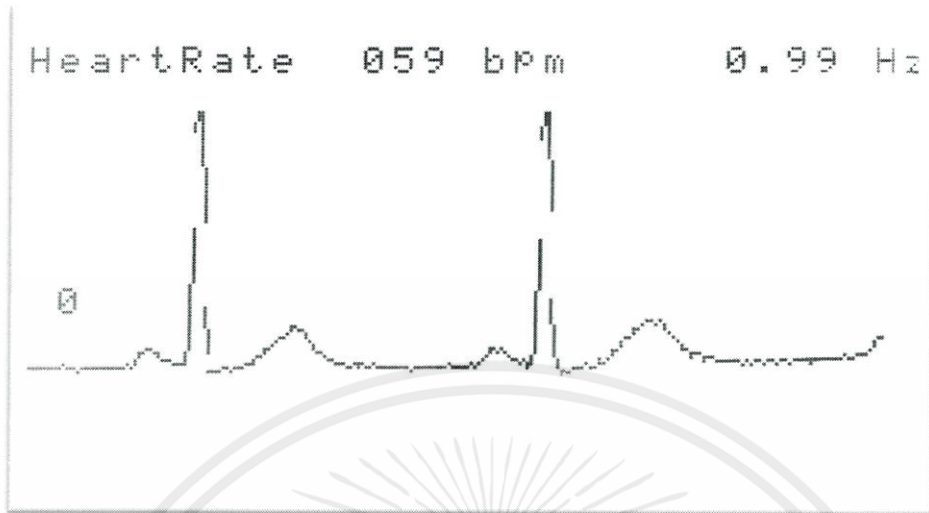
รูปที่ 4.10 กราฟแสดงผลสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากวงจรถอดสัญญาณขณะผู้ทดลองนั่ง

ขนาดแรงดัน (Voltage) = 968 mVpp

ความถี่ (Frequency) = 657.9 mHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การแสดงผลรูปสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจบนจอกราฟิกแอลซีดี



รูปที่ 4.11 การแสดงผลสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจบนจอแอลซีดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

5.1 บทสรุป

ในรายงานได้กล่าวถึงความเป็นมาของโครงการ แนวคิด ทฤษฎี และรายละเอียดการสร้างเครื่อง แสดงผลคลื่นหัวใจ รวมถึงการทดสอบการทำงานเบื้องต้น โดยชุด Instrumentation amplifier เบอร์ AD620 ซึ่งทำงานเป็น Differential amplifier เป็นตัวขยายสัญญาณคลื่นหัวใจที่รับมาจาก ECG Simulate เนื่องจากสัญญาณที่เข้ามามีขนาดเล็กมาก แล้วนำไปขยายอีกครั้งด้วยวงจร Non-inverting amplifier และกรองความถี่ที่ไม่ต้องการด้วยวงจร High-Pass Filter ต่อกรองความถี่สูงออก ด้วย Low-Pass Filter แล้วเข้าสู่วงจรปรับระดับเพื่อปรับสัญญาณให้มีระดับและตำแหน่งถูกต้องก่อน เข้าสู่กระบวนการมอดดูเลชันแบบพัลส์-วิตซ์ มอดดูเลทเตอร์เพื่อนำไปเข้าวงจรป้องกันกระแสรั่วโดยใช้ Optocouper และติมมอดสัญญาณออกมา สัญญาณแบบก่อนที่จะนำเข้าสู่ A/D Converter โดยใช้ ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F4520 เป็นตัวประมวลผลสัญญาณอนาล็อกที่รับเข้ามาจากวงจรขยาย เพื่อแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลเพื่อนำไปประมวลผลและแสดงผลออกมาเป็นกราฟคลื่นหัวใจบนจอ LCD

5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

1. ในการทดสอบดูสัญญาณที่ออกมาหากใช้ออสซิลโลสโคปแบบอนาลอกดูสัญญาณไม่ชัดเจน จำเป็นต้องใช้ใช้ออสซิลโลสโคปแบบ Digital Storage Oscilloscope
2. ในการมอดดูเลชันก่อนสัญญาณคลื่นหัวใจมอดดูตำแหน่งสัญญาณคลาดเคลื่อน จำเป็นต้องมี วงจรแคลมเปอร์เพื่อปรับระดับสัญญาณ
3. ในส่วนแสดงผลออกมาเป็นค่าความถี่ ยังไม่แม่นยำเมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายสัญญาณ
4. การเคลื่อนที่ของกราฟในจอ LCD ยังเกิดการหน่วงเวลาเนื่องจากความยาวของโปรแกรม แก้ไข โดยการออกแบบโปรแกรมใหม่

5.3 ประโยชน์ที่ได้รับ

ปัจจุบันมีเทคโนโลยีทางอิเล็กทรอนิกส์มากมายถูกนำมาใช้ประโยชน์ทางชีวภาพและทางการแพทย์ เพื่อช่วยเหลือและอำนวยความสะดวกในการรักษา โครงการนี้ทำให้เข้าใจทฤษฎีการออกแบบ เครื่องผลคลื่นสัญญาณหัวใจ และสามารถแก้ไขปัญหาวงจรอิเล็กทรอนิกส์อีกมากมาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] ทีมงานสมาร์ทเลิร์นนิ่ง. (2554) . “การประยุกต์ใช้งาน PIC ขั้นสูงด้วย C” . กรุงเทพฯ : สมาร์ทเลิร์นนิ่ง.
- [2] Robert B. Northrop. (2548) . “Introduction to Instrumentation and Measurements” .2nd ed.Taylor & Francos Group
- [3] wright.edu.(2556). “Electrocardiogram (ECG) – II”[ออนไลน์].เข้าถึงได้จาก : http://www.cs.wright.edu/~phe/EGR199/Lab_4/ สืบค้น13 มิถุนายน 2556.
- [4] Collection of Biomedical and BioEngineering.(2556). “Design a three-electrode EKG/ECG circuit”[ออนไลน์].เข้าถึงได้จาก : <https://sites.google.com/site/fionaproj/home/beng-401/ecg-circuit> สืบค้น 13 มิถุนายน 2556.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FEATURES

EASY TO USE

Gain Set with One External Resistor
(Gain Range 1 to 1000)

Wide Power Supply Range (± 2.3 V to ± 18 V)
Higher Performance than Three Op Amp IA Designs
Available in 8-Lead DIP and SOIC Packaging
Low Power, 1.3 mA max Supply Current

EXCELLENT DC PERFORMANCE ("B GRADE")

50 μ V max, Input Offset Voltage
0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, Input Offset Drift
1.0 nA max, Input Bias Current
100 dB min Common-Mode Rejection Ratio ($G = 10$)

LOW NOISE

9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, @ 1 kHz, Input Voltage Noise
0.28 μ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

120 kHz Bandwidth ($G = 100$)
15 μ s Settling Time to 0.01%

APPLICATIONS

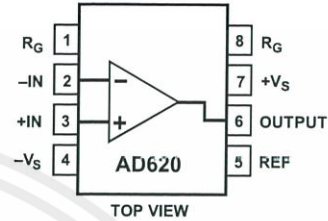
Weigh Scales
ECG and Medical Instrumentation
Transducer Interface
Data Acquisition Systems
Industrial Process Controls
Battery Powered and Portable Equipment

PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to

CONNECTION DIAGRAM

8-Lead Plastic Mini-DIP (N), Cerdip (Q)
and SOIC (R) Packages



1000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs, and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery powered, portable (or remote) applications.

The AD620, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50 μ V max and offset drift of 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of Super β processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, 0.28 μ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 μ s to 0.01% and its cost is low enough to enable designs with one in-amp per channel.

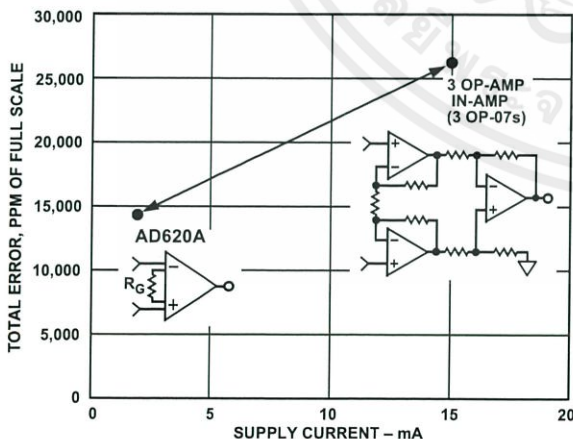


Figure 1. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

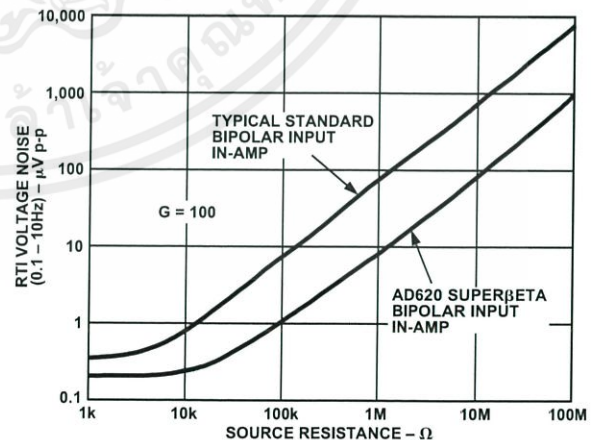


Figure 2. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

REV. E

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

AD620—SPECIFICATIONS

(Typical @ +25°C, $V_S = \pm 15$ V, and $R_L = 2$ k Ω , unless otherwise noted)

| Model | Conditions | AD620A | | | AD620B | | | AD620S ¹ | | | Units | | |
|--|---|--------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|---------------------|--------------|--------------|-----------------|-----------------|---------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | | | |
| Input Gain Range Gain Error ² G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000 Nonlinearity, G = 1–1000 G = 1–100 Gain vs. Temperature | $G = 1 + (49.4 \text{ k}/R_G)$ $V_{OUT} = \pm 10$ V $V_{OUT} = -10$ V to $+10$ V, $R_L = 10$ k Ω $R_L = 2$ k Ω $G = 1$ Gain $> 1^2$ | 1 | | 10,000 | 1 | | 10,000 | 1 | | 10,000 | | | |
| | | | | 0.03 | 0.10 | | 0.01 | 0.02 | | 0.03 | 0.10 | % | |
| | | | | 0.15 | 0.30 | | 0.10 | 0.15 | | 0.15 | 0.30 | % | |
| | | | | 0.15 | 0.30 | | 0.10 | 0.15 | | 0.15 | 0.30 | % | |
| | | | | 0.40 | 0.70 | | 0.35 | 0.50 | | 0.40 | 0.70 | % | |
| | | 10 | 40 | | 10 | 40 | | 10 | 40 | ppm | | | |
| | | 10 | 95 | | 10 | 95 | | 10 | 95 | ppm | | | |
| | | | 10 | | | 10 | | | 10 | ppm/°C | | | |
| | | | -50 | | | -50 | | | -50 | ppm/°C | | | |
| Input Voltage Offset Input Offset, V_{OSI} Over Temperature Average TC Output Offset, V_{OSO} Over Temperature Average TC Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR) G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000 | (Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$) $V_S = \pm 5$ V to ± 15 V $V_S = \pm 5$ V to ± 15 V $V_S = \pm 5$ V to ± 15 V $V_S = \pm 15$ V $V_S = \pm 5$ V $V_S = \pm 5$ V to ± 15 V $V_S = \pm 5$ V to ± 15 V $V_S = \pm 2.3$ V to ± 18 V | | 30 | 125 | | 15 | 50 | | 30 | 125 | μ V | | |
| | | | | | 185 | | | 85 | | | 225 | μ V | |
| | | | | 0.3 | 1.0 | | 0.1 | 0.6 | | 0.3 | 1.0 | μ V/°C | |
| | | | | | 400 | 1000 | | 200 | 500 | | 400 | 1000 | μ V |
| | | | | | | 1500 | | | 750 | | | 1500 | μ V |
| | | | | | | 2000 | | | 1000 | | | 2000 | μ V |
| | | | | 5.0 | 15 | | 2.5 | 7.0 | | 5.0 | 15 | μ V/°C | |
| | | | | 80 | 100 | | 80 | 100 | | 80 | 100 | dB | |
| | | | | 95 | 120 | | 100 | 120 | | 95 | 120 | dB | |
| | | | | 110 | 140 | | 120 | 140 | | 110 | 140 | dB | |
| | | 110 | 140 | | 120 | 140 | | 110 | 140 | dB | | | |
| Input Current Input Bias Current Over Temperature Average TC Input Offset Current Over Temperature Average TC | | | 0.5 | 2.0 | | 0.5 | 1.0 | | 0.5 | 2 | nA | | |
| | | | | | 2.5 | | | 1.5 | | | 4 | nA | |
| | | | | 3.0 | | | 3.0 | | | 8.0 | | pA/°C | |
| | | | | 0.3 | 1.0 | | 0.3 | 0.5 | | 0.3 | 1.0 | nA | |
| | | | | | 1.5 | | | 0.75 | | | 2.0 | nA | |
| | | | 1.5 | | 1.5 | | | 8.0 | | pA/°C | | | |
| Input Impedance Differential Common-Mode Input Voltage Range ³ Over Temperature Over Temperature Common-Mode Rejection Ratio DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000 | $V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V $V_S = \pm 5$ V to ± 18 V $V_{CM} = 0$ V to ± 10 V | | 10 2 | | | 10 2 | | | 10 2 | | G Ω pF | | |
| | | | | | 10 2 | | | 10 2 | | | 10 2 | G Ω pF | |
| | | | | $-V_S + 1.9$ | | $+V_S - 1.2$ | $-V_S + 1.9$ | | $+V_S - 1.2$ | $-V_S + 1.9$ | | $+V_S - 1.2$ | V |
| | | | | $-V_S + 2.1$ | | $+V_S - 1.3$ | $-V_S + 2.1$ | | $+V_S - 1.3$ | $-V_S + 2.1$ | | $+V_S - 1.3$ | V |
| | | | | $-V_S + 1.9$ | | $+V_S - 1.4$ | $-V_S + 1.9$ | | $+V_S - 1.4$ | $-V_S + 1.9$ | | $+V_S - 1.4$ | V |
| | | | | $-V_S + 2.1$ | | $+V_S - 1.4$ | $-V_S + 2.1$ | | $+V_S - 1.4$ | $-V_S + 2.3$ | | $+V_S - 1.4$ | V |
| | | | | 73 | 90 | | 80 | 90 | | 73 | 90 | dB | |
| | | | | 93 | 110 | | 100 | 110 | | 93 | 110 | dB | |
| | | | | 110 | 130 | | 120 | 130 | | 110 | 130 | dB | |
| | | | | 110 | 130 | | 120 | 130 | | 110 | 130 | dB | |
| Output Output Swing Over Temperature Over Temperature Short Current Circuit | $R_L = 10$ k Ω , $V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V $V_S = \pm 5$ V to ± 18 V | | $-V_S + 1.1$ | | $+V_S - 1.2$ | | $-V_S + 1.1$ | | $+V_S - 1.2$ | | V | | |
| | | | | $-V_S + 1.4$ | | $+V_S - 1.3$ | | $-V_S + 1.4$ | | $+V_S - 1.3$ | | V | |
| | | | | $-V_S + 1.2$ | | $+V_S - 1.4$ | | $-V_S + 1.2$ | | $+V_S - 1.4$ | | V | |
| | | | | $-V_S + 1.6$ | | $+V_S - 1.5$ | | $-V_S + 1.6$ | | $+V_S - 1.5$ | | V | |
| | | | | | ± 18 | | | | ± 18 | | | ± 18 | mA |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| Model | Conditions | AD620A | | | AD620B | | | AD620S ¹ | | | Units |
|---------------------------------|--|--|---------------|---------------|--------|---------------|---------------|---------------------|---------------|---------------|--------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| DYNAMIC RESPONSE | | | | | | | | | | | |
| Small Signal -3 dB Bandwidth | | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | | 1000 | | | 1000 | | | 1000 | | kHz |
| G = 10 | | | 800 | | | 800 | | | 800 | | kHz |
| G = 100 | | | 120 | | | 120 | | | 120 | | kHz |
| G = 1000 | | | 12 | | | 12 | | | 12 | | kHz |
| Slew Rate | | 0.75 | 1.2 | | 0.75 | 1.2 | | 0.75 | 1.2 | | V/μs |
| Settling Time to 0.01% | 10 V Step | | | | | | | | | | |
| G = 1-100 | | | 15 | | | 15 | | | 15 | | μs |
| G = 1000 | | | 150 | | | 150 | | | 150 | | μs |
| NOISE | | | | | | | | | | | |
| Voltage Noise, 1 kHz | | $Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(e_{ni}^2) + (e_{no}/G)^2}$ | | | | | | | | | |
| Input, Voltage Noise, e_{ni} | | | 9 | 13 | | 9 | 13 | | 9 | 13 | nV/√Hz |
| Output, Voltage Noise, e_{no} | | | 72 | 100 | | 72 | 100 | | 72 | 100 | nV/√Hz |
| RTI, 0.1 Hz to 10 Hz | | | | | | | | | | | |
| G = 1 | | | 3.0 | | | 3.0 | 6.0 | | 3.0 | 6.0 | μV p-p |
| G = 10 | | | 0.55 | | | 0.55 | 0.8 | | 0.55 | 0.8 | μV p-p |
| G = 100-1000 | | | 0.28 | | | 0.28 | 0.4 | | 0.28 | 0.4 | μV p-p |
| Current Noise | f = 1 kHz | | 100 | | | 100 | | | 100 | | fA/√Hz |
| 0.1 Hz to 10 Hz | | | 10 | | | 10 | | | 10 | | pA p-p |
| REFERENCE INPUT | | | | | | | | | | | |
| R_{IN} | $V_{IN+}, V_{REF} = 0$ | | 20 | | | 20 | | | 20 | | kΩ |
| I_{IN} | | | +50 | +60 | | +50 | +60 | | +50 | +60 | μA |
| Voltage Range | | | - $V_S + 1.6$ | + $V_S - 1.6$ | | - $V_S + 1.6$ | + $V_S - 1.6$ | | - $V_S + 1.6$ | + $V_S - 1.6$ | V |
| Gain to Output | | | 1 ± 0.0001 | | | 1 ± 0.0001 | | | 1 ± 0.0001 | | |
| POWER SUPPLY | | | | | | | | | | | |
| Operating Range ⁴ | $V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$ | | ±2.3 | ±18 | | ±2.3 | ±18 | | ±2.3 | ±18 | V |
| Quiescent Current | | | 0.9 | 1.3 | | 0.9 | 1.3 | | 0.9 | 1.3 | mA |
| Over Temperature | | | 1.1 | 1.6 | | 1.1 | 1.6 | | 1.1 | 1.6 | mA |
| TEMPERATURE RANGE | | | | | | | | | | | |
| For Specified Performance | | | -40 to +85 | | | -40 to +85 | | | -55 to +125 | | °C |

NOTES

- ¹See Analog Devices military data sheet for 883B tested specifications.
 - ²Does not include effects of external resistor R_G .
 - ³One input grounded. $G = 1$.
 - ⁴This is defined as the same supply range which is used to specify PSR.
- Specifications subject to change without notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD620

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

| | |
|---|-----------------|
| Supply Voltage | ±18 V |
| Internal Power Dissipation ² | 650 mW |
| Input Voltage (Common Mode) | ±V _S |
| Differential Input Voltage | ±25 V |
| Output Short Circuit Duration | Indefinite |
| Storage Temperature Range (Q) | -65°C to +150°C |
| Storage Temperature Range (N, R) | -65°C to +125°C |
| Operating Temperature Range | |
| AD620 (A, B) | -40°C to +85°C |
| AD620 (S) | -55°C to +125°C |
| Lead Temperature Range | |
| (Soldering 10 seconds) | +300°C |

ORDERING GUIDE

| Model | Temperature Ranges | Package Options* |
|---------------|--------------------|------------------|
| AD620AN | -40°C to +85°C | N-8 |
| AD620BN | -40°C to +85°C | N-8 |
| AD620AR | -40°C to +85°C | SO-8 |
| AD620AR-REEL | -40°C to +85°C | 13" REEL |
| AD620AR-REEL7 | -40°C to +85°C | 7" REEL |
| AD620BR | -40°C to +85°C | SO-8 |
| AD620BR-REEL | -40°C to +85°C | 13" REEL |
| AD620BR-REEL7 | -40°C to +85°C | 7" REEL |
| AD620ACHIPS | -40°C to +85°C | Die Form |
| AD620SQ/883B | -55°C to +125°C | Q-8 |

NOTES

¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

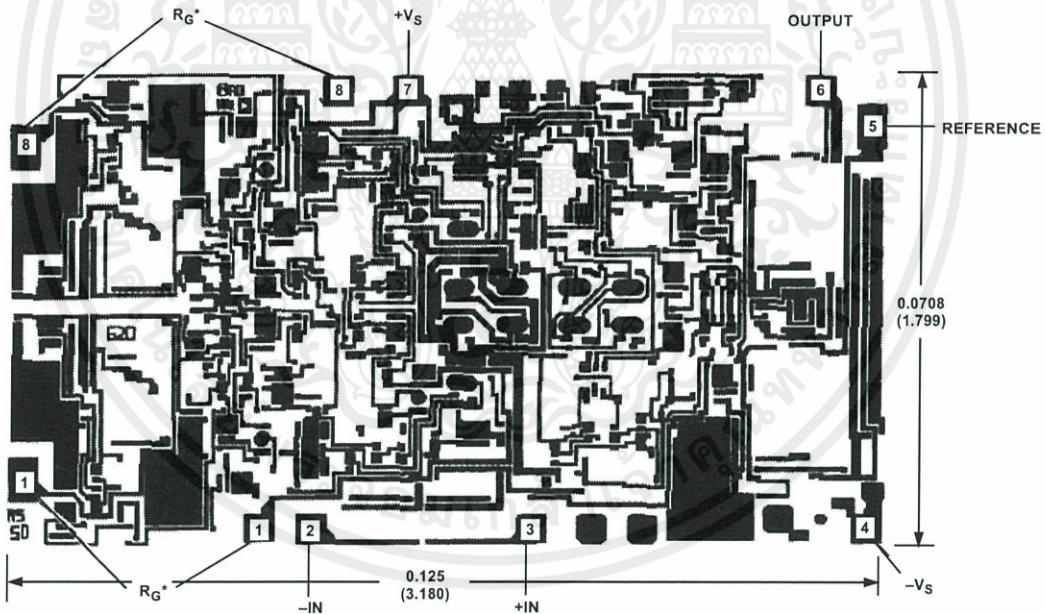
²Specification is for device in free air:

- 8-Lead Plastic Package: $\theta_{JA} = 95^\circ\text{C/W}$
- 8-Lead Cerdip Package: $\theta_{JA} = 110^\circ\text{C/W}$
- 8-Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 155^\circ\text{C/W}$

*N = Plastic DIP; Q = Cerdip; SO = Small Outline.

METALIZATION PHOTOGRAPH

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



*FOR CHIP APPLICATIONS: THE PADS $1R_G$ AND $8R_G$ MUST BE CONNECTED IN PARALLEL TO THE EXTERNAL GAIN REGISTER R_G . DO NOT CONNECT THEM IN SERIES TO R_G . FOR UNITY GAIN APPLICATIONS WHERE R_G IS NOT REQUIRED, THE PADS $1R_G$ MAY SIMPLY BE BONDED TOGETHER, AS WELL AS THE PADS $8R_G$.

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD620 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



Typical Characteristics (@ +25°C, $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted)

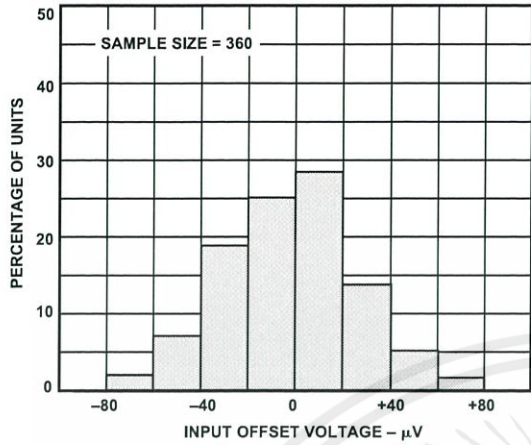


Figure 3. Typical Distribution of Input Offset Voltage

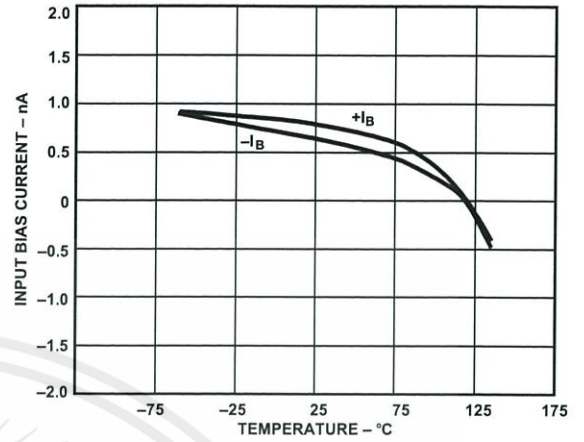


Figure 6. Input Bias Current vs. Temperature

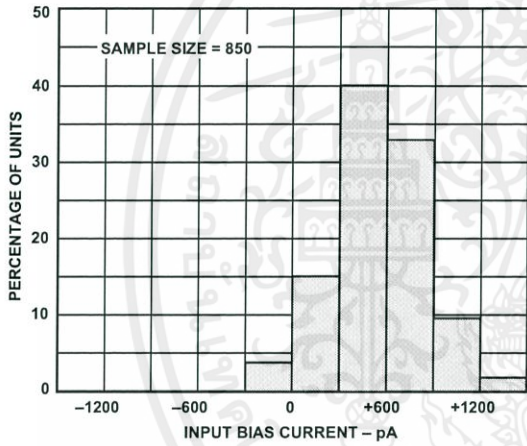


Figure 4. Typical Distribution of Input Bias Current

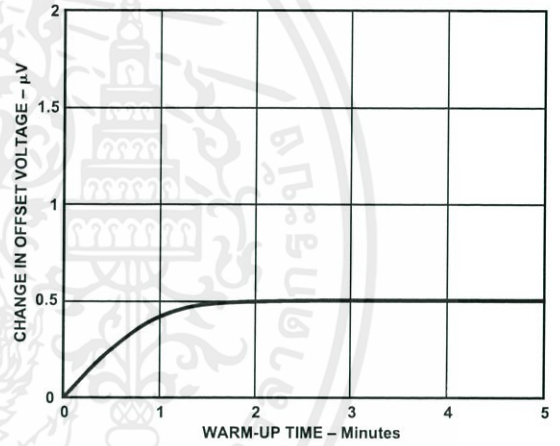


Figure 7. Change in Input Offset Voltage vs. Warm-Up Time

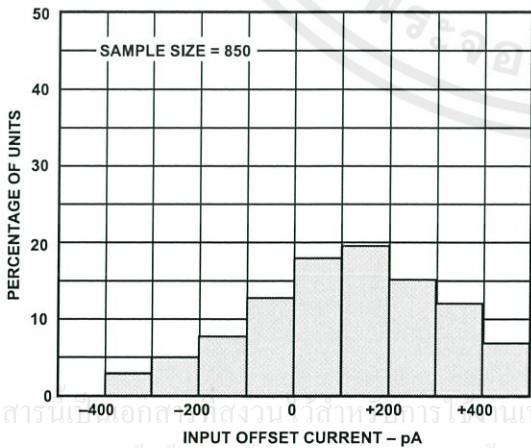


Figure 5. Typical Distribution of Input Offset Current

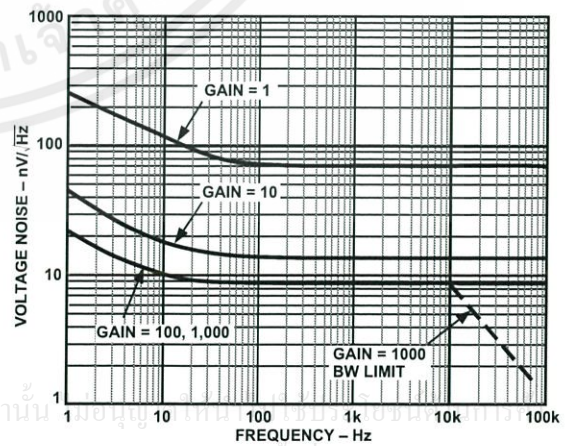


Figure 8. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency, ($G = 1-1000$)

AD620—Typical Characteristics

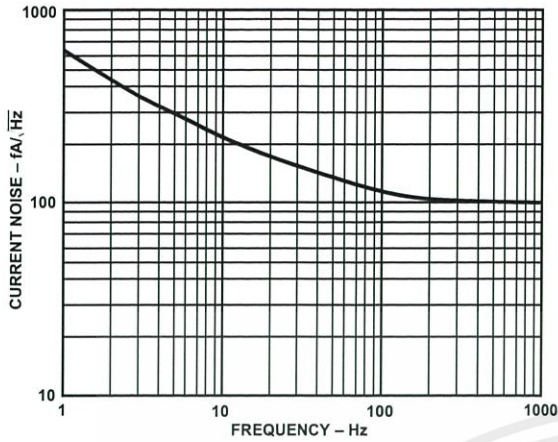


Figure 9. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

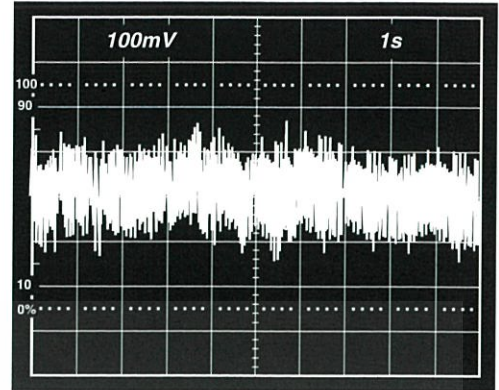


Figure 11. 0.1 Hz to 10 Hz Current Noise, 5 pA/Div

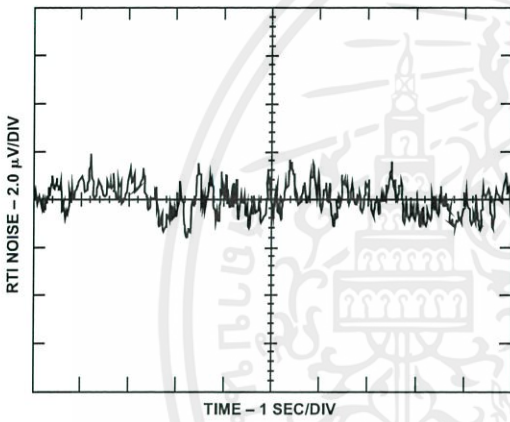


Figure 10a. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ($G = 1$)

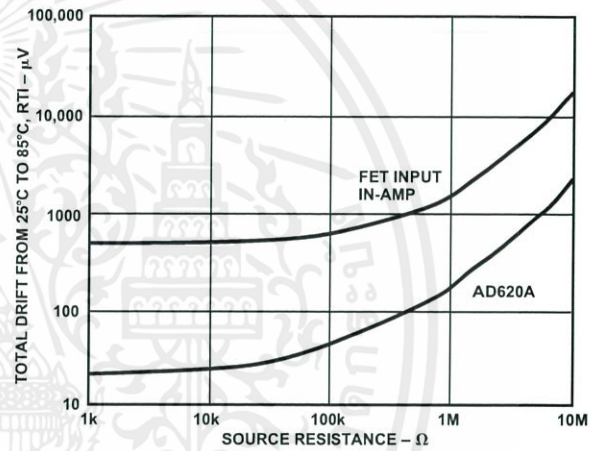


Figure 12. Total Drift vs. Source Resistance

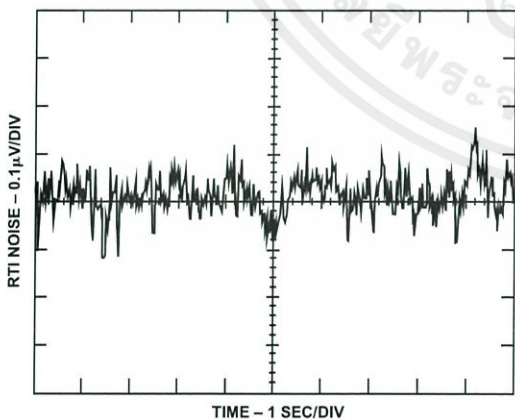


Figure 10b. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ($G = 1000$)

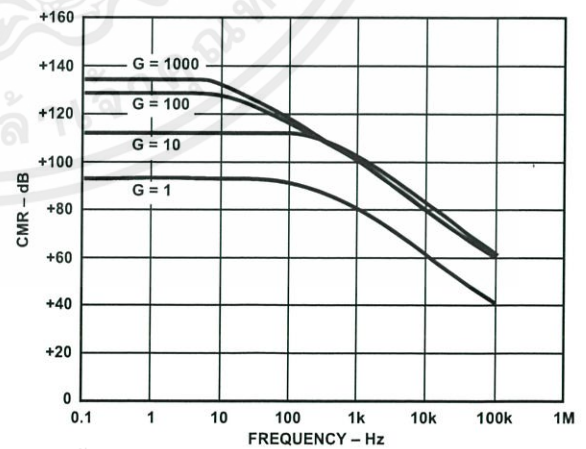


Figure 13. CMR vs. Frequency, RTI, Zero to 1 kΩ Source Imbalance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

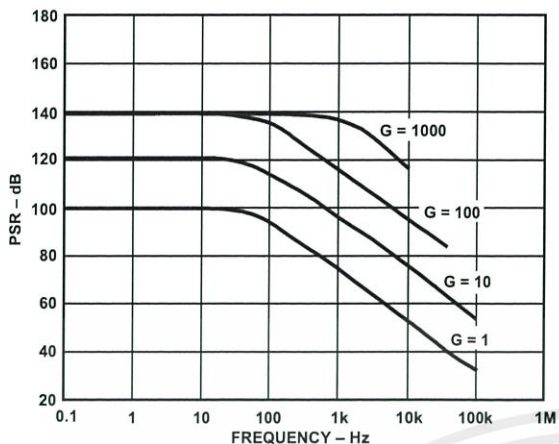


Figure 14. Positive PSR vs. Frequency, RTI (G = 1-1000)

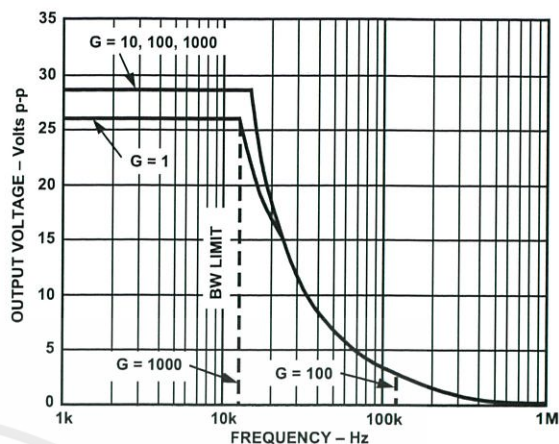


Figure 17. Large Signal Frequency Response

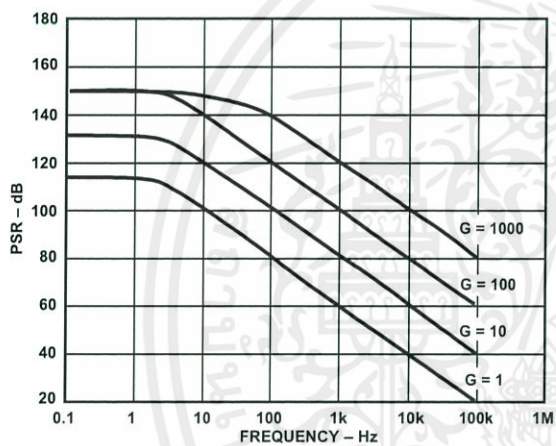


Figure 15. Negative PSR vs. Frequency, RTI (G = 1-1000)

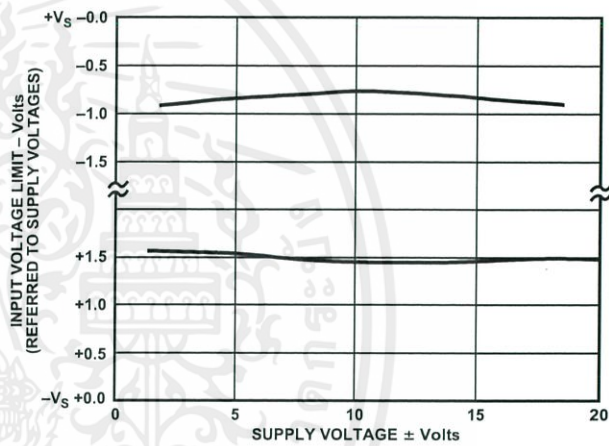


Figure 18. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, G = 1

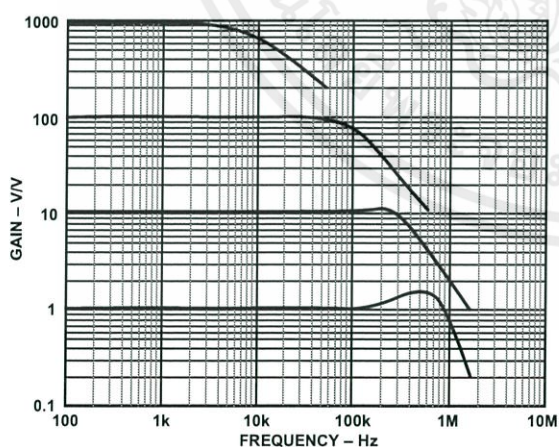


Figure 16. Gain vs. Frequency

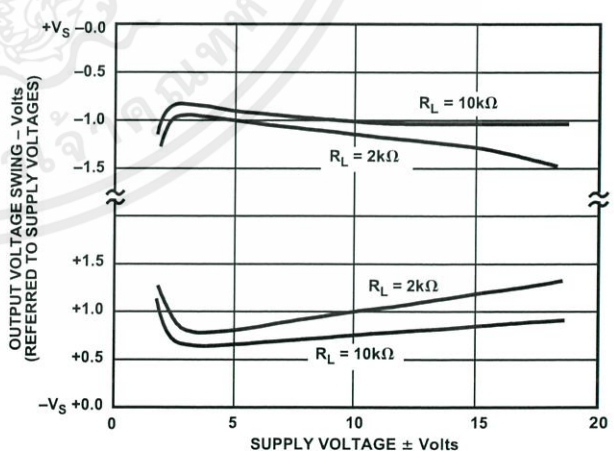


Figure 19. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage, G = 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของบริษัท ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD620

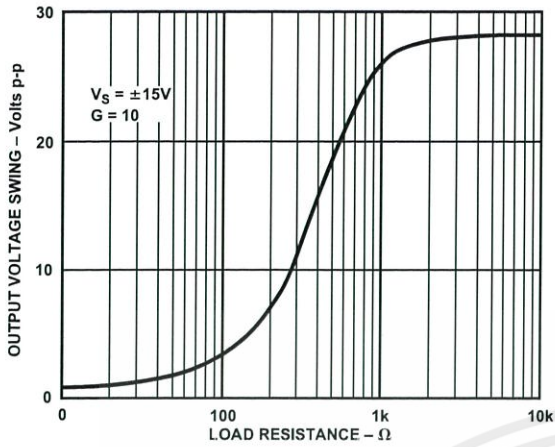


Figure 20. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

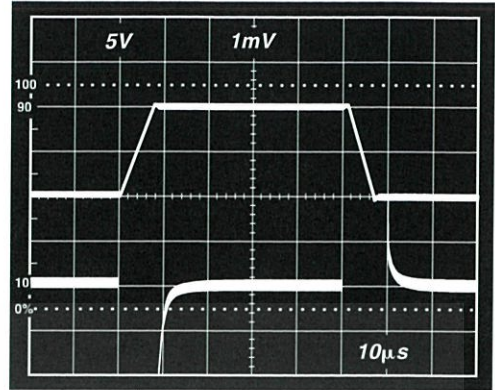


Figure 23. Large Signal Response and Settling Time, $G = 10$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

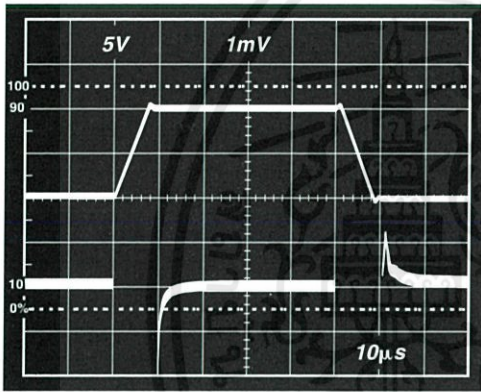


Figure 21. Large Signal Pulse Response and Settling Time $G = 1$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

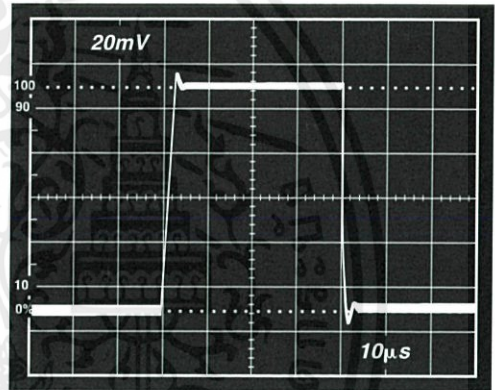


Figure 24. Small Signal Response, $G = 10$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

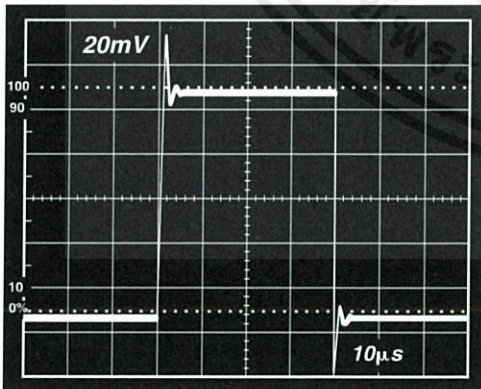


Figure 22. Small Signal Response, $G = 1$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

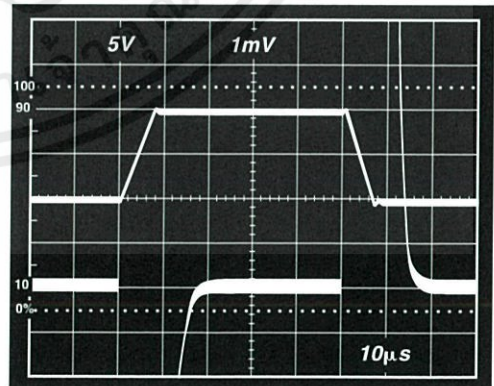


Figure 25. Large Signal Response and Settling Time, $G = 100$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

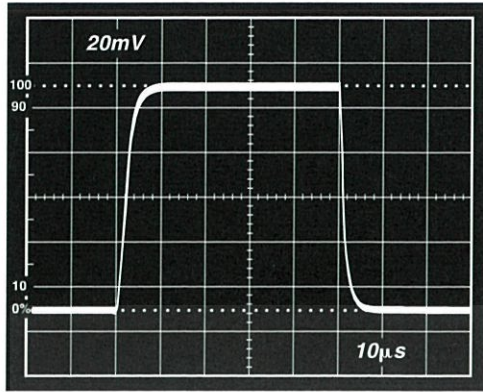


Figure 26. Small Signal Pulse Response, $G = 100$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

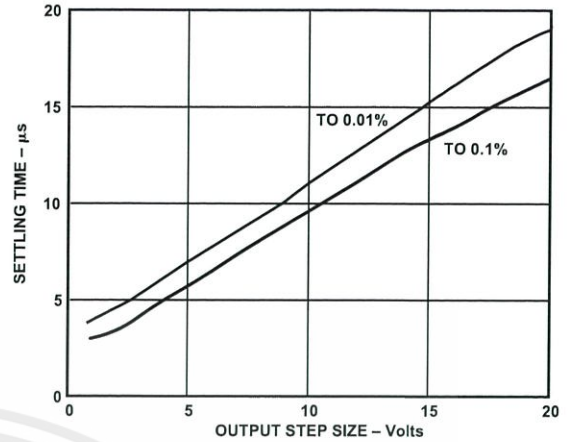


Figure 29. Settling Time vs. Step Size ($G = 1$)

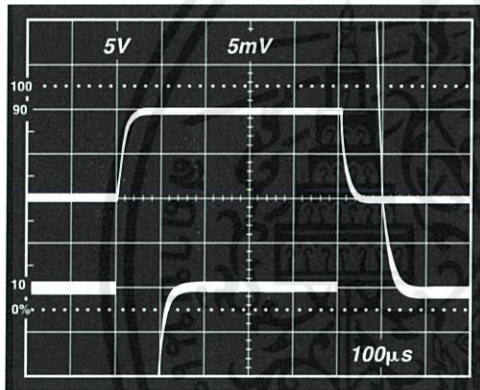


Figure 27. Large Signal Response and Settling Time, $G = 1000$ ($0.5\text{ mV} = 0.01\%$)

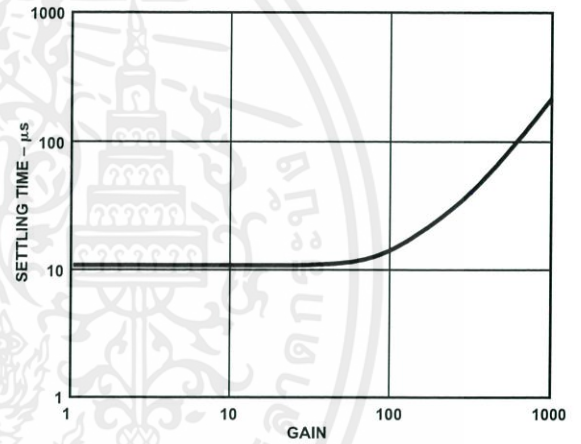


Figure 30. Settling Time to 0.01% vs. Gain, for a 10 V Step

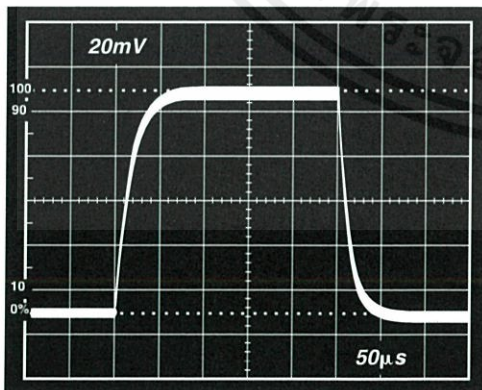


Figure 28. Small Signal Pulse Response, $G = 1000$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

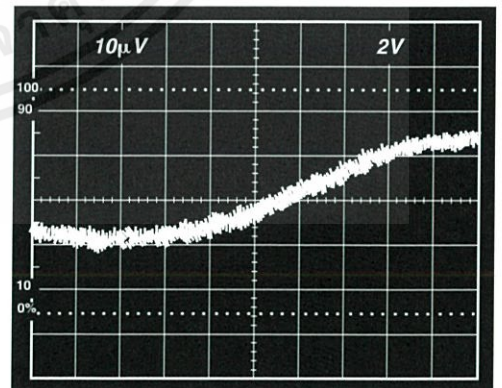


Figure 31a. Gain Nonlinearity, $G = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ($10\text{ }\mu\text{V} = 1\text{ ppm}$)

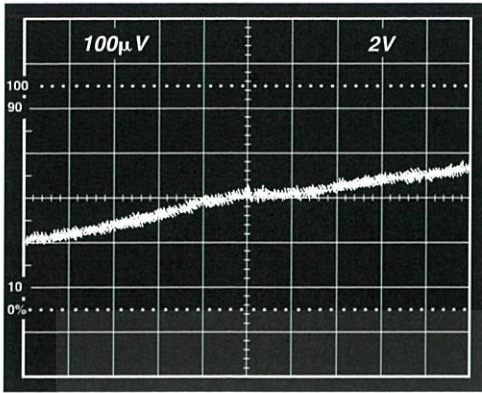


Figure 31b. Gain Nonlinearity, $G = 100$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$
($100\text{ }\mu\text{V} = 10\text{ ppm}$)

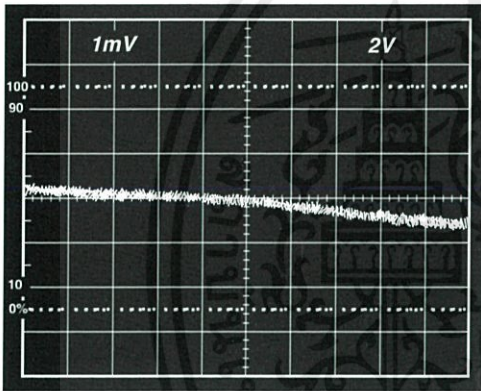


Figure 31c. Gain Nonlinearity, $G = 1000$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$
($1\text{ mV} = 100\text{ ppm}$)

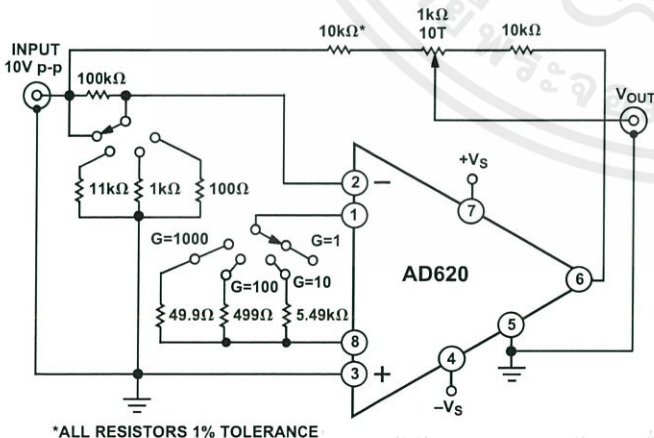


Figure 32. Settling Time Test Circuit

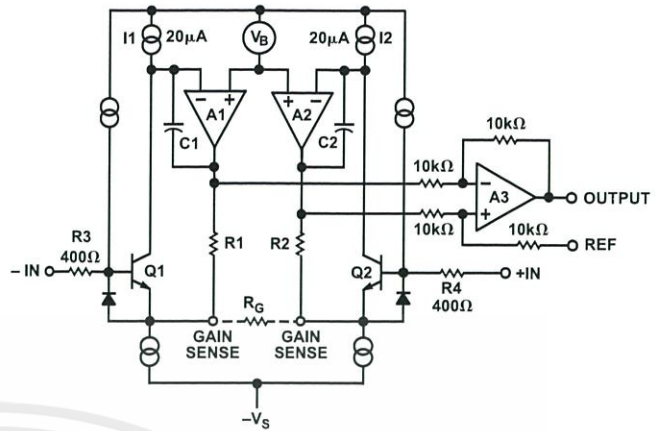


Figure 33. Simplified Schematic of AD620

THEORY OF OPERATION

The AD620 is a monolithic instrumentation amplifier based on a modification of the classic three op amp approach. Absolute value trimming allows the user to program gain accurately (to 0.15% at $G = 100$) with only one resistor. Monolithic construction and laser wafer trimming allow the tight matching and tracking of circuit components, thus ensuring the high level of performance inherent in this circuit.

The input transistors Q1 and Q2 provide a single differential-bipolar input for high precision (Figure 33), yet offer $10\times$ lower Input Bias Current thanks to Superbeta processing. Feedback through the Q1-A1-R1 loop and the Q2-A2-R2 loop maintains constant collector current of the input devices Q1, Q2 thereby impressing the input voltage across the external gain setting resistor R_G . This creates a differential gain from the inputs to the A1/A2 outputs given by $G = (R_1 + R_2)/R_G + 1$. The unity-gain subtracter A3 removes any common-mode signal, yielding a single-ended output referred to the REF pin potential.

The value of R_G also determines the transconductance of the preamp stage. As R_G is reduced for larger gains, the transconductance increases asymptotically to that of the input transistors. This has three important advantages: (a) Open-loop gain is boosted for increasing programmed gain, thus reducing gain-related errors. (b) The gain-bandwidth product (determined by C1, C2 and the preamp transconductance) increases with programmed gain, thus optimizing frequency response. (c) The input voltage noise is reduced to a value of $9\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, determined mainly by the collector current and base resistance of the input devices.

The internal gain resistors, R1 and R2, are trimmed to an absolute value of $24.7\text{ k}\Omega$, allowing the gain to be programmed accurately with a single external resistor.

The gain equation is then

$$G = \frac{49.4\text{ k}\Omega}{R_G} + 1$$

so that

$$R_G = \frac{49.4\text{ k}\Omega}{G - 1}$$

Make vs. Buy: A Typical Bridge Application Error Budget

The AD620 offers improved performance over “homebrew” three op amp IA designs, along with smaller size, fewer components and 10× lower supply current. In the typical application, shown in Figure 34, a gain of 100 is required to amplify a bridge output of 20 mV full scale over the industrial temperature range of -40°C to +85°C. The error budget table below shows how to calculate the effect various error sources have on circuit accuracy.

Regardless of the system in which it is being used, the AD620 provides greater accuracy, and at low power and price. In simple

systems, absolute accuracy and drift errors are by far the most significant contributors to error. In more complex systems with an intelligent processor, an autogain/autozero cycle will remove all absolute accuracy and drift errors leaving only the resolution errors of gain nonlinearity and noise, thus allowing full 14-bit accuracy.

Note that for the homebrew circuit, the OP07 specifications for input voltage offset and noise have been multiplied by $\sqrt{2}$. This is because a three op amp type in-amp has two op amps at its inputs, both contributing to the overall input error.

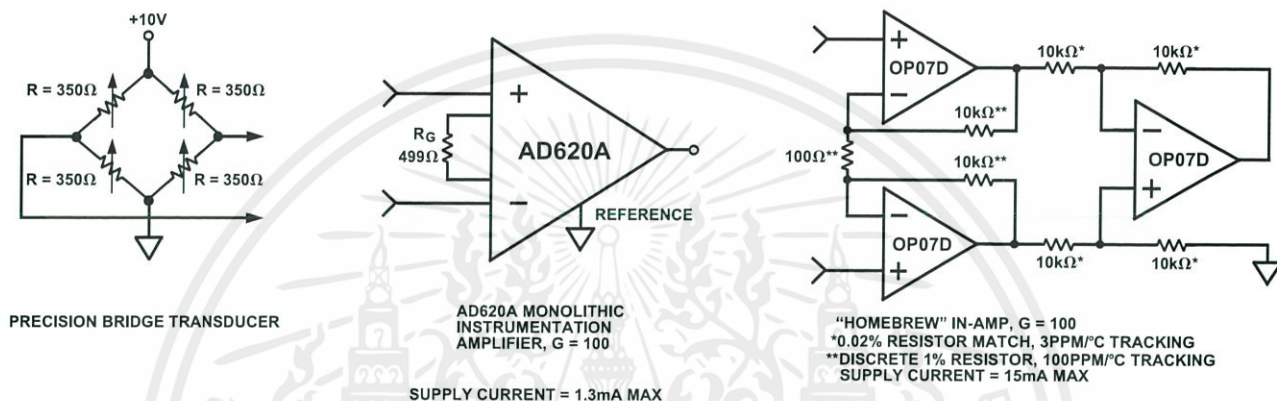


Figure 34. Make vs. Buy

Table I. Make vs. Buy Error Budget

| Error Source | AD620 Circuit Calculation | “Homebrew” Circuit Calculation | Error, ppm of Full Scale | |
|--|--|--|--------------------------|----------|
| | | | AD620 | Homebrew |
| ABSOLUTE ACCURACY at $T_A = +25^\circ\text{C}$ | | | | |
| Input Offset Voltage, μV | 125 $\mu\text{V}/20\text{ mV}$ | $(150\ \mu\text{V} \times \sqrt{2})/20\text{ mV}$ | 6,250 | 10,607 |
| Output Offset Voltage, μV | 1000 $\mu\text{V}/100/20\text{ mV}$ | $((150\ \mu\text{V} \times 2)/100)/20\text{ mV}$ | 500 | 150 |
| Input Offset Current, nA | 2 nA $\times 350\ \Omega/20\text{ mV}$ | $(6\ \text{nA} \times 350\ \Omega)/20\text{ mV}$ | 18 | 53 |
| CMR, dB | 110 dB $\rightarrow 3.16\text{ ppm}, \times 5\text{ V}/20\text{ mV}$ | $(0.02\% \text{ Match} \times 5\text{ V})/20\text{ mV}/100$ | 791 | 500 |
| DRIFT TO $+85^\circ\text{C}$ | | | | |
| Gain Drift, ppm/°C | $(50\text{ ppm} + 10\text{ ppm}) \times 60^\circ\text{C}$ | 100 ppm/°C Track $\times 60^\circ\text{C}$ | 3,600 | 6,000 |
| Input Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ | 1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/20\text{ mV}$ | $(2.5\ \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times \sqrt{2} \times 60^\circ\text{C})/20\text{ mV}$ | 3,000 | 10,607 |
| Output Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ | 15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/100/20\text{ mV}$ | $(2.5\ \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 2 \times 60^\circ\text{C})/100/20\text{ mV}$ | 450 | 150 |
| RESOLUTION | | | | |
| Gain Nonlinearity, ppm of Full Scale | 40 ppm | 40 ppm | 40 | 40 |
| Typ 0.1 Hz–10 Hz Voltage Noise, $\mu\text{V p-p}$ | 0.28 $\mu\text{V p-p}/20\text{ mV}$ | $(0.38\ \mu\text{V p-p} \times \sqrt{2})/20\text{ mV}$ | 14 | 27 |
| Total Drift Error | | | 7,050 | 16,757 |
| Total Resolution Error | | | 54 | 67 |
| Grand Total Error | | | 14,662 | 28,134 |

G = 100, $V_S = \pm 15\text{ V}$.

(All errors are min/max and referred to input.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD620

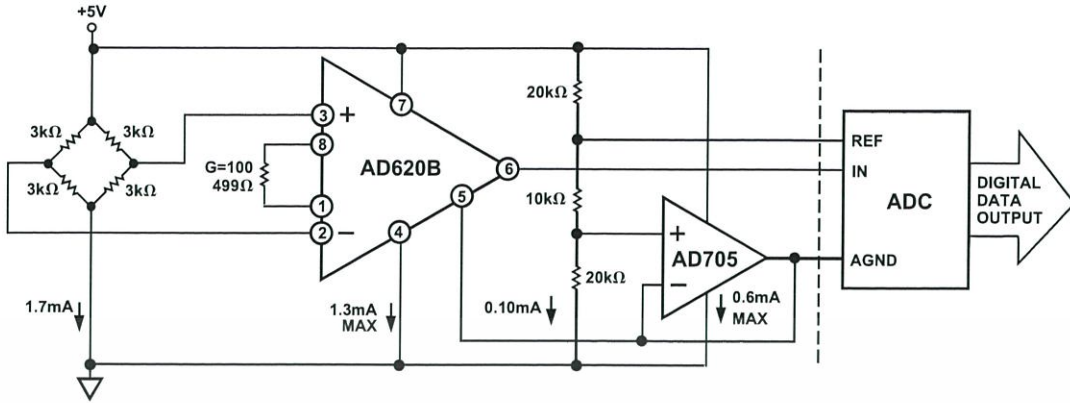


Figure 35. A Pressure Monitor Circuit which Operates on a +5 V Single Supply

Pressure Measurement

Although useful in many bridge applications such as weigh scales, the AD620 is especially suitable for higher resistance pressure sensors powered at lower voltages where small size and low power become more significant.

Figure 35 shows a 3 kΩ pressure transducer bridge powered from +5 V. In such a circuit, the bridge consumes only 1.7 mA. Adding the AD620 and a buffered voltage divider allows the signal to be conditioned for only 3.8 mA of total supply current.

Small size and low cost make the AD620 especially attractive for voltage output pressure transducers. Since it delivers low noise and drift, it will also serve applications such as diagnostic non-invasive blood pressure measurement.

Medical ECG

The low current noise of the AD620 allows its use in ECG monitors (Figure 36) where high source resistances of 1 MΩ or higher are not uncommon. The AD620's low power, low supply voltage requirements, and space-saving 8-lead mini-DIP and SOIC package offerings make it an excellent choice for battery powered data recorders.

Furthermore, the low bias currents and low current noise coupled with the low voltage noise of the AD620 improve the dynamic range for better performance.

The value of capacitor C1 is chosen to maintain stability of the right leg drive loop. Proper safeguards, such as isolation, must be added to this circuit to protect the patient from possible harm.

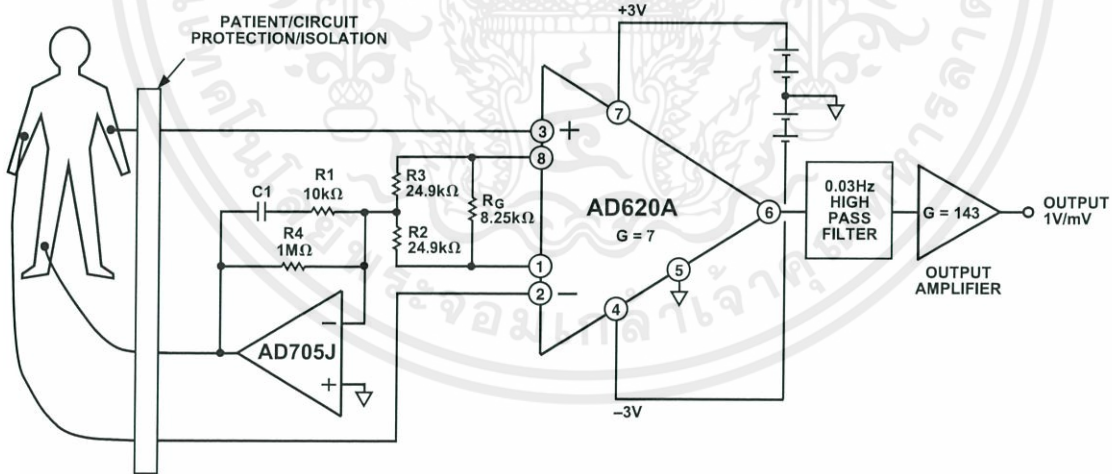


Figure 36. A Medical ECG Monitor Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Precision V-I Converter

The AD620, along with another op amp and two resistors, makes a precision current source (Figure 37). The op amp buffers the reference terminal to maintain good CMR. The output voltage V_X of the AD620 appears across R_1 , which converts it to a current. This current less only, the input bias current of the op amp, then flows out to the load.

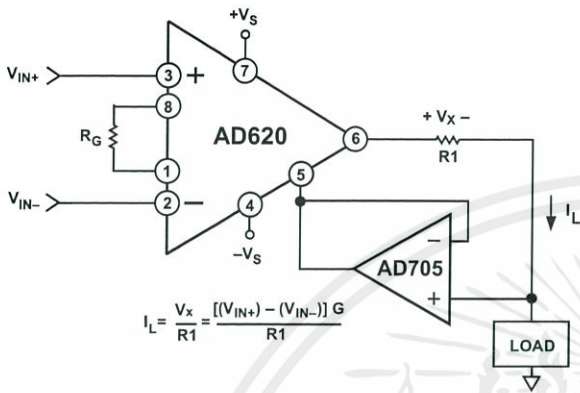


Figure 37. Precision Voltage-to-Current Converter (Operates on 1.8 mA, ± 3 V)

INPUT AND OUTPUT OFFSET VOLTAGE

The low errors of the AD620 are attributed to two sources, input and output errors. The output error is divided by G when referred to the input. In practice, the input errors dominate at high gains and the output errors dominate at low gains. The total V_{OS} for a given gain is calculated as:

$$\text{Total Error RTI} = \text{input error} + (\text{output error}/G)$$

$$\text{Total Error RTO} = (\text{input error} \times G) + \text{output error}$$

REFERENCE TERMINAL

The reference terminal potential defines the zero output voltage, and is especially useful when the load does not share a precise ground with the rest of the system. It provides a direct means of injecting a precise offset to the output, with an allowable range of 2 V within the supply voltages. Parasitic resistance should be kept to a minimum for optimum CMR.

INPUT PROTECTION

The AD620 features 400 Ω of series thin film resistance at its inputs, and will safely withstand input overloads of up to ± 15 V or ± 60 mA for several hours. This is true for all gains, and power on and off, which is particularly important since the signal source and amplifier may be powered separately. For longer time periods, the current should not exceed 6 mA ($I_{IN} \leq V_{IN}/400 \Omega$). For input overloads beyond the supplies, clamping the inputs to the supplies (using a low leakage diode such as an FD333) will reduce the required resistance, yielding lower noise.

RF INTERFERENCE

All instrumentation amplifiers can rectify out of band signals, and when amplifying small signals, these rectified voltages act as small dc offset errors. The AD620 allows direct access to the input transistor bases and emitters enabling the user to apply some first order filtering to unwanted RF signals (Figure 38), where $RC \approx 1/(2 \pi f)$ and where $f \geq$ the bandwidth of the AD620; $C \leq 150$ pF. Matching the extraneous capacitance at Pins 1 and 8 and Pins 2 and 3 helps to maintain high CMR.

GAIN SELECTION

The AD620's gain is resistor programmed by R_G , or more precisely, by whatever impedance appears between Pins 1 and 8. The AD620 is designed to offer accurate gains using 0.1%–1% resistors. Table II shows required values of R_G for various gains. Note that for $G = 1$, the R_G pins are unconnected ($R_G = \infty$). For any arbitrary gain R_G can be calculated by using the formula:

$$R_G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

To minimize gain error, avoid high parasitic resistance in series with R_G ; to minimize gain drift, R_G should have a low TC—less than 10 ppm/ $^\circ\text{C}$ —for the best performance.

Table II. Required Values of Gain Resistors

| 1% Std Table Value of R_G , Ω | Calculated Gain | 0.1% Std Table Value of R_G , Ω | Calculated Gain |
|--|-----------------|--|-----------------|
| 49.9 k | 1.990 | 49.3 k | 2.002 |
| 12.4 k | 4.984 | 12.4 k | 4.984 |
| 5.49 k | 9.998 | 5.49 k | 9.998 |
| 2.61 k | 19.93 | 2.61 k | 19.93 |
| 1.00 k | 50.40 | 1.01 k | 49.91 |
| 499 | 100.0 | 499 | 100.0 |
| 249 | 199.4 | 249 | 199.4 |
| 100 | 495.0 | 98.8 | 501.0 |
| 49.9 | 991.0 | 49.3 | 1,003 |

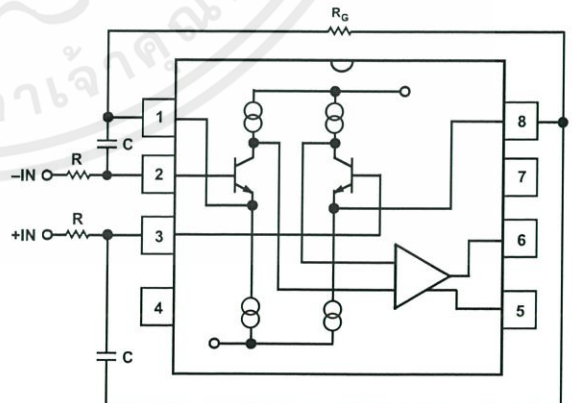


Figure 38. Circuit to Attenuate RF Interference

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เพื่อเผยแพร่หรือใช้ในงานเชิงพาณิชย์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD620

COMMON-MODE REJECTION

Instrumentation amplifiers like the AD620 offer high CMR, which is a measure of the change in output voltage when both inputs are changed by equal amounts. These specifications are usually given for a full-range input voltage change and a specified source imbalance.

For optimal CMR the reference terminal should be tied to a low impedance point, and differences in capacitance and resistance should be kept to a minimum between the two inputs. In many applications shielded cables are used to minimize noise, and for best CMR over frequency the shield should be properly driven. Figures 39 and 40 show active data guards that are configured to improve ac common-mode rejections by “bootstrapping” the capacitances of input cable shields, thus minimizing the capacitance mismatch between the inputs.

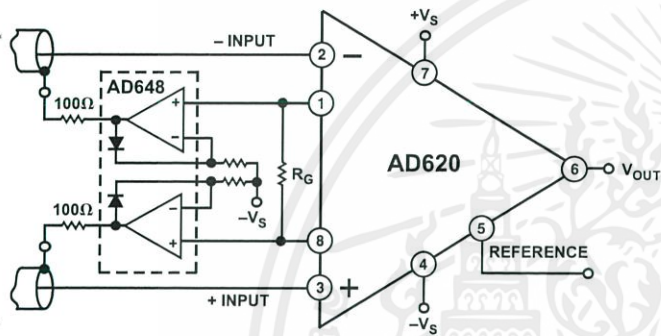


Figure 39. Differential Shield Driver

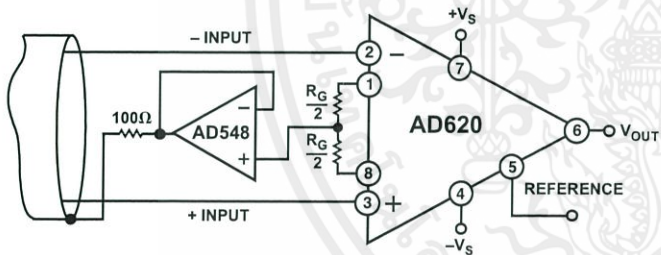


Figure 40. Common-Mode Shield Driver

GROUNDING

Since the AD620 output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal, it can solve many grounding problems by simply tying the REF pin to the appropriate “local ground.”

In order to isolate low level analog signals from a noisy digital environment, many data-acquisition components have separate analog and digital ground pins (Figure 41). It would be convenient to use a single ground line; however, current through ground wires and PC runs of the circuit card can cause hundreds of millivolts of error. Therefore, separate ground returns should be provided to minimize the current flow from the sensitive points to the system ground. These ground returns must be tied together at some point, usually best at the ADC package as shown.

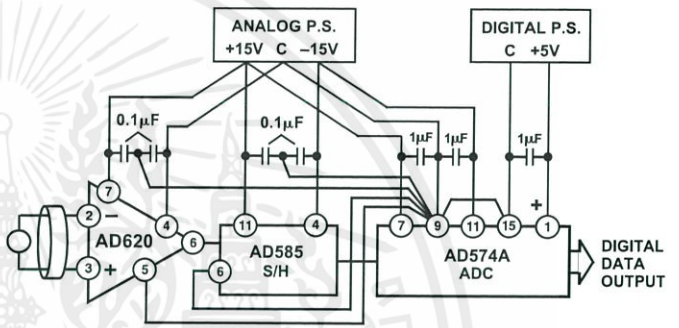


Figure 41. Basic Grounding Practice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GROUND RETURNS FOR INPUT BIAS CURRENTS

Input bias currents are those currents necessary to bias the input transistors of an amplifier. There must be a direct return path for these currents; therefore, when amplifying “floating” input

sources such as transformers, or ac-coupled sources, there must be a dc path from each input to ground as shown in Figure 42. Refer to the *Instrumentation Amplifier Application Guide* (free from Analog Devices) for more information regarding in amp applications.

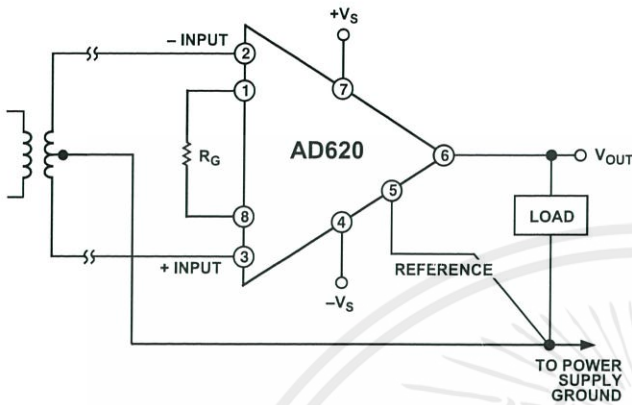


Figure 42a. Ground Returns for Bias Currents with Transformer Coupled Inputs

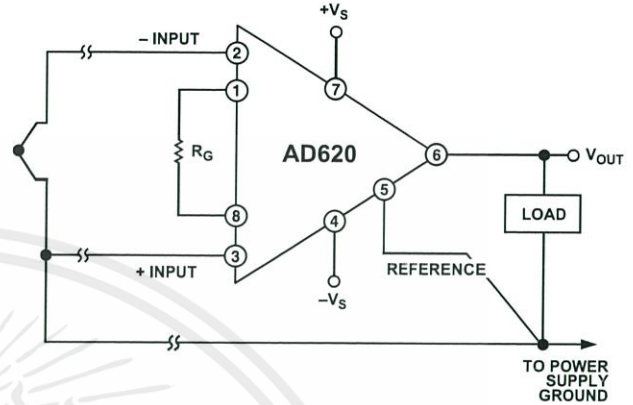


Figure 42b. Ground Returns for Bias Currents with Thermocouple Inputs

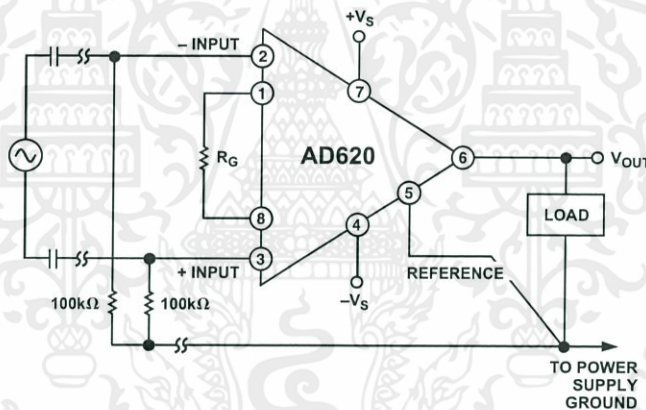


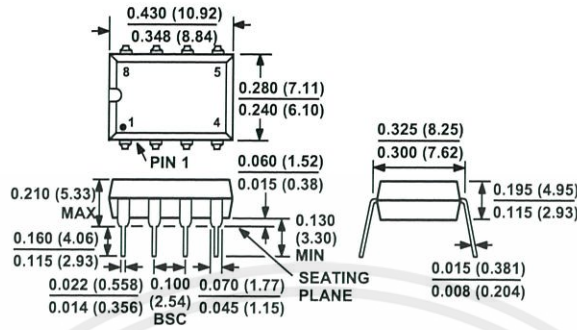
Figure 42c. Ground Returns for Bias Currents with AC Coupled Inputs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

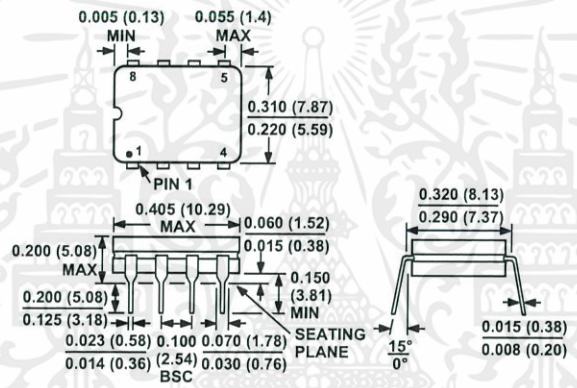
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

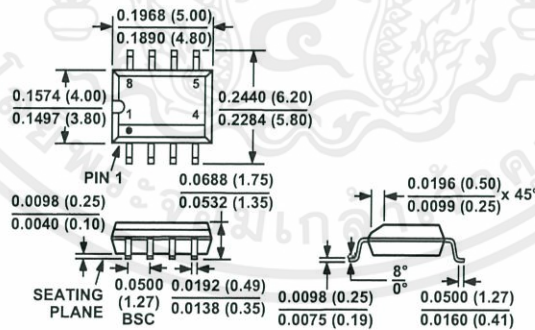
Plastic DIP (N-8) Package



Cerdip (Q-8) Package



SOIC (SO-8) Package



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FEATURES

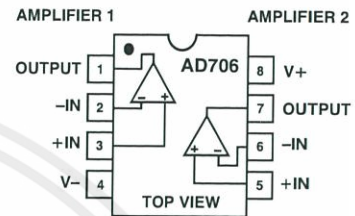
- High DC Precision
- 100 μV Max Offset Voltage
- 1.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max Offset Drift
- 200 pA Max Input Bias Current
- 0.5 μV p-p Voltage Noise, 0.1 Hz to 10 Hz
- 750 μA Supply Current
- Available in 8-Lead Plastic Mini-DIP and Surface-Mount (SOIC) Packages
- Available in Tape and Reel in Accordance with EIA-481A Standard
- Quad Version: AD704

APPLICATIONS

- Low Frequency Active Filters
- Precision Instrumentation
- Precision Integrators

CONNECTION DIAGRAM

Plastic Mini-DIP (N) and Plastic SOIC (R) Packages



GENERAL DESCRIPTION

The AD706 is a dual, low power, bipolar op amp that has the low input bias current of a JFET amplifier, but which offers a significantly lower I_B drift over temperature. It utilizes superbeta bipolar input transistors to achieve picoampere input bias current levels (similar to FET input amplifiers at room temperature), while its I_B typically only increases by $5\times$ at 125°C (unlike a JFET amp, for which I_B doubles every 10°C for a $1000\times$ increase at 125°C). The AD706 also achieves the microvolt offset voltage and low noise characteristics of a precision bipolar input amplifier.

Since it has < 200 pA of bias current, the AD706 does not require the commonly used "balancing" resistor. Furthermore, the current noise is only $50 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$, which makes this amplifier usable with very high source impedances. At 600 μA max supply current (per amplifier), the AD706 is well suited for today's high density boards.

The AD706 is an excellent choice for use in low frequency active filters in 12-bit and 14-bit data acquisition systems, in precision instrumentation, and as a high quality integrator. The AD706 is internally compensated for unity gain and is available in five performance grades. The AD706J is rated over the commercial temperature range of 0°C to $+70^\circ\text{C}$. The AD706A is rated for the extended industrial temperature range of -40°C to $+85^\circ\text{C}$.

The AD706 is offered in two varieties of an 8-lead package: plastic mini-DIP and surface-mount (SOIC).

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD706 is a dual low drift op amp that offers JFET level input bias currents, yet has the low I_B drift of a bipolar amplifier. It may be used in circuits using dual op amps such as the LT1024.
2. The AD706 provides both low drift and high dc precision.
3. The AD706 can be used in applications where a chopper amplifier would normally be required but without the chopper's inherent noise.

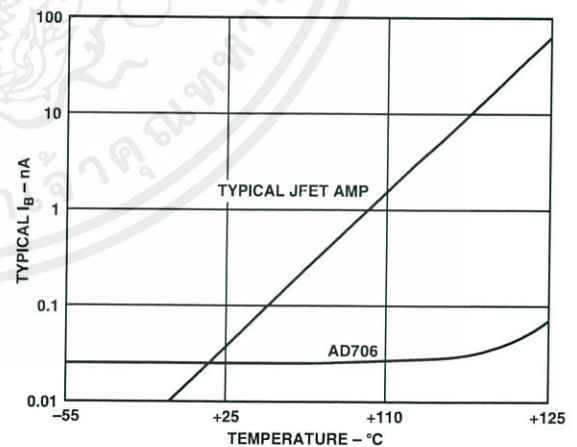


Figure 1. Input Bias Current vs. Temperature

REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

AD706—SPECIFICATIONS (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 0\text{ V}$ and $\pm 15\text{ V}$ dc, unless otherwise noted.)

| Parameter | Conditions | AD706J/A | | | Unit |
|----------------------------------|--|------------|----------|-----|------------------------------|
| | | Min | Typ | Max | |
| INPUT OFFSET VOLTAGE | | | | | |
| Initial Offset | | | 30 | 100 | μV |
| Offset | T_{MIN} to T_{MAX} | | 40 | 150 | μV |
| vs. Temperature, Average TC | | | 0.2 | 1.5 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| vs. Supply (PSRR) | $V_S = \pm 2\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$ | 110 | 132 | | dB |
| T_{MIN} to T_{MAX} | $V_S = \pm 2.5\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$ | 106 | 126 | | dB |
| Long Term Stability | | | 0.3 | | $\mu\text{V}/\text{Month}$ |
| INPUT BIAS CURRENT ¹ | $V_{CM} = 0\text{ V}$ | | 50 | 200 | pA |
| vs. Temperature, Average TC | $V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$ | | | 250 | pA |
| T_{MIN} to T_{MAX} | | | 0.3 | | $\text{pA}/^\circ\text{C}$ |
| T_{MIN} to T_{MAX} | $V_{CM} = 0\text{ V}$ | | | 300 | pA |
| | $V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$ | | | 400 | pA |
| INPUT OFFSET CURRENT | $V_{CM} = 0\text{ V}$ | | 30 | 150 | pA |
| vs. Temperature, Average TC | $V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$ | | | 250 | pA |
| T_{MIN} to T_{MAX} | | | 0.6 | | $\text{pA}/^\circ\text{C}$ |
| T_{MIN} to T_{MAX} | $V_{CM} = 0\text{ V}$ | | 80 | 250 | pA |
| | $V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$ | | 80 | 350 | pA |
| MATCHING CHARACTERISTICS | | | | | |
| Offset Voltage | | | | 150 | μV |
| | T_{MIN} to T_{MAX} | | | 250 | μV |
| Input Bias Current ² | | | | 300 | pA |
| | T_{MIN} to T_{MAX} | | | 500 | pA |
| Common-Mode Rejection | | 106 | | | dB |
| | T_{MIN} to T_{MAX} | 106 | | | dB |
| Power Supply Rejection | | 106 | | | dB |
| | T_{MIN} to T_{MAX} | 104 | | | dB |
| Crosstalk (Figure 2a) | T_{MIN} to T_{MAX} @ $f = 10\text{ Hz}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ | | 150 | | dB |
| FREQUENCY RESPONSE | | | | | |
| Unity Gain Crossover Frequency | | | 0.8 | | MHz |
| Slew Rate | $G = -1$ | | 0.15 | | $\text{V}/\mu\text{s}$ |
| | T_{MIN} to T_{MAX} | | 0.15 | | $\text{V}/\mu\text{s}$ |
| INPUT IMPEDANCE | | | | | |
| Differential | | | 40 2 | | $\text{M}\Omega \text{pF}$ |
| Common Mode | | | 300 2 | | $\text{G}\Omega \text{pF}$ |
| INPUT VOLTAGE RANGE | | | | | |
| Common-Mode Voltage | | ± 13.5 | ± 14 | | V |
| Common-Mode Rejection Ratio | $V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$ | 110 | 132 | | dB |
| | T_{MIN} to T_{MAX} | 108 | 128 | | dB |
| INPUT CURRENT NOISE | 0.1 Hz to 10 Hz | | 3 | | pA p-p |
| | $f = 10\text{ Hz}$ | | 50 | | $\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| INPUT VOLTAGE NOISE | 0.1 Hz to 10 Hz | | 0.5 | | μV p-p |
| | $f = 10\text{ Hz}$ | | 17 | | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| | $f = 1\text{ kHz}$ | | 15 | 22 | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| OPEN-LOOP GAIN | $V_O = \pm 12\text{ V}$ | | | | |
| | $R_{LOAD} = 10\text{ k}\Omega$ | 200 | 2000 | | V/mV |
| | T_{MIN} to T_{MAX} | 150 | 1500 | | V/mV |
| | $V_O = \pm 10\text{ V}$ | | | | |
| | $R_{LOAD} = 2\text{ k}\Omega$ | 200 | 1000 | | V/mV |
| | T_{MIN} to T_{MAX} | 150 | 1000 | | V/mV |
| OUTPUT CHARACTERISTICS | | | | | |
| Voltage Swing | $R_{LOAD} = 10\text{ k}\Omega$ | ± 13 | ± 14 | | V |
| | T_{MIN} to T_{MAX} | ± 13 | ± 14 | | V |
| Current | Short Circuit | | ± 15 | | mA |
| Capacitive Load Drive Capability | Gain = +1 | | 10,000 | | pF |

SPECIFICATIONS (continued)

| Parameter | Conditions | AD706J/A | | | Unit |
|--------------------------|--------------------------------------|----------|------|-----|------|
| | | Min | Typ | Max | |
| POWER SUPPLY | | | | | |
| Rated Performance | | | ±15 | | V |
| Operating Range | | ±2.0 | | ±18 | V |
| Quiescent Current, Total | | | 0.75 | 1.2 | mA |
| | T _{MIN} to T _{MAX} | | 0.8 | 1.4 | mA |
| TRANSISTOR COUNT | Number of Transistors | | 90 | | |

NOTES

¹Bias current specifications are guaranteed maximum at either input.

²Input bias current match is the difference between corresponding inputs (I_B of -IN of Amplifier 1 minus I_B of -IN of Amplifier 2).

CMRR match is the difference between $\frac{\Delta V_{OS1}}{\Delta V_{CM}}$ for Amplifier 1 and $\frac{\Delta V_{OS2}}{\Delta V_{CM}}$ for Amplifier 2, expressed in dB.

PSRR match is the difference between $\frac{\Delta V_{OS1}}{\Delta V_{SUPPLY}}$ for Amplifier 1 and $\frac{\Delta V_{OS2}}{\Delta V_{SUPPLY}}$ for Amplifier 2, expressed in dB.

All min and max specifications are guaranteed. Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

| | |
|---|-----------------|
| Supply Voltage | ±18 V |
| Internal Power Dissipation (Total: Both Amplifiers) ² | 650 mW |
| Input Voltage | ±V _S |
| Differential Input Voltage ³ | +0.7 V |
| Output Short Circuit Duration | Indefinite |
| Storage Temperature Range (N, R) | -65°C to +125°C |
| Operating Temperature Range | |
| AD706J | 0°C to +70°C |
| AD706A | -40°C to +85°C |
| Lead Temperature (Soldering 10 secs) | 300°C |

NOTES

¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²Specification is for device in free air:

8-Lead Plastic Package: θ_{JA} = 100°C/W

8-Lead Small Outline Package: θ_{JA} = 155°C/W

³The input pins of this amplifier are protected by back-to-back diodes. If the differential voltage exceeds ±0.7 V, external series protection resistors should be added to limit the input current to less than 25 mA.

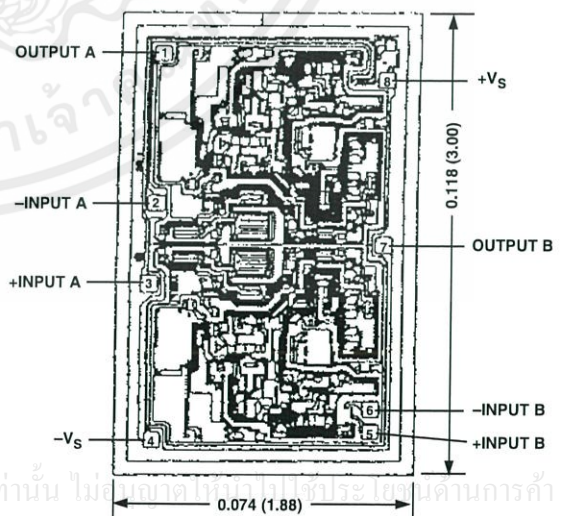
ORDERING GUIDE

| Model | Temperature Range | Description | Package Option |
|----------------|-------------------|---------------|----------------|
| AD706JN | 0°C to 70°C | Plastic DIP | N-8 |
| AD706JR | 0°C to 70°C | SOIC | R-8 |
| AD706JR-REEL | 0°C to 70°C | Tape and Reel | R-8 |
| AD706JR-REEL7 | 0°C to 70°C | Tape and Reel | R-8 |
| AD706AR | -40°C to +85°C | SOIC | R-8 |
| AD706AR-REEL | -40°C to +85°C | Tape and Reel | R-8 |
| AD706AR-REEL7 | -40°C to +85°C | Tape and Reel | R-8 |
| AD706ARZ-REEL* | -40°C to +85°C | Tape and Reel | R-8 |

*Lead-free part.

METALIZATION PHOTOGRAPH

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



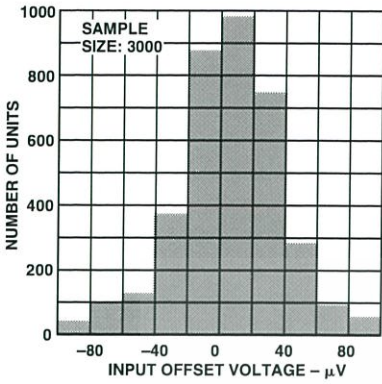
CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD706 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.

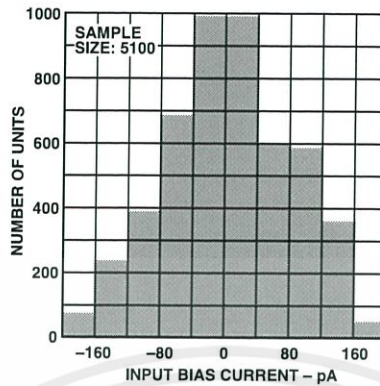


AD706—Typical Performance Characteristics

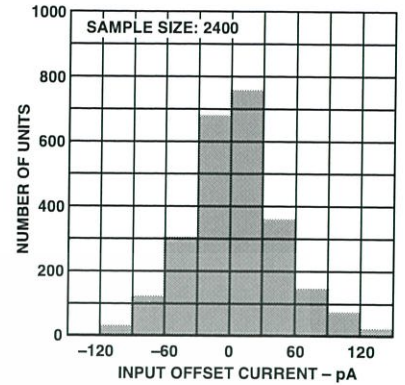
(Default Conditions: $\pm 5\text{ V}$, $C_L = 5\text{ pF}$, $G = 2$, $R_g = R_f = 1\text{ k}\Omega$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 2\text{ V p-p}$, Frequency = 1 MHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$)



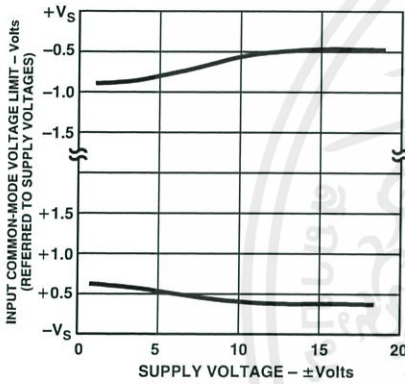
TPC 1. Typical Distribution of Input Offset Voltage



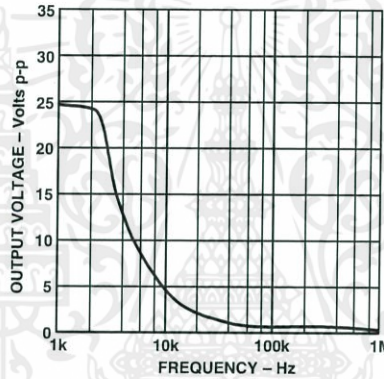
TPC 2. Typical Distribution of Input Bias Current



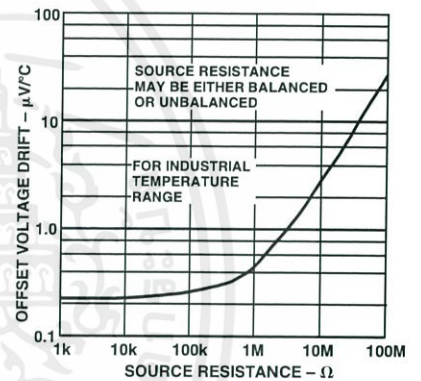
TPC 3. Typical Distribution of Input Offset Current



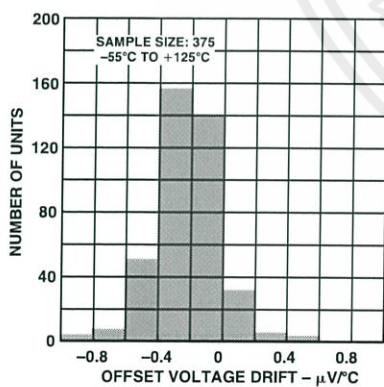
TPC 4. Input Common-Mode Voltage Range vs. Supply Voltage



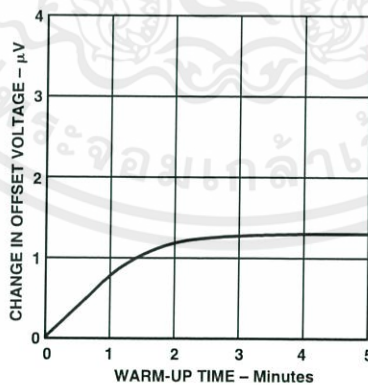
TPC 5. Large Signal Frequency Response



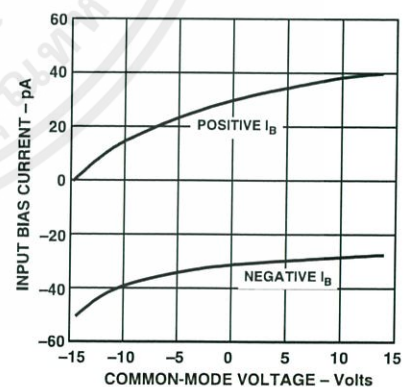
TPC 6. Offset Voltage Drift vs. Source Resistance



TPC 7. Typical Distribution of Offset Voltage Drift

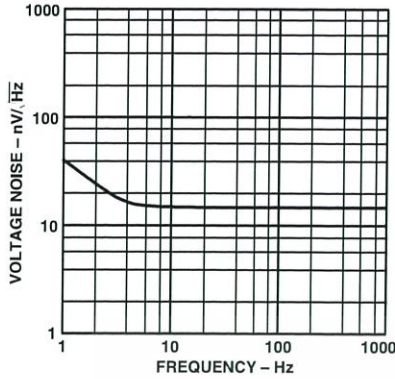


TPC 8. Change in Input Offset Voltage vs. Warm-Up Time

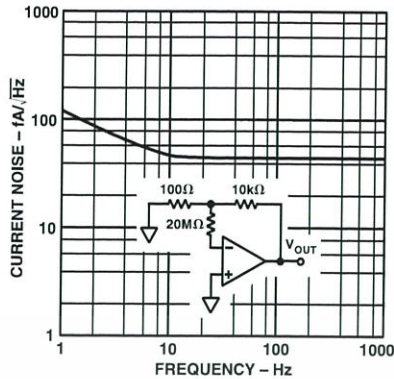


TPC 9. Input Bias Current vs. Common-Mode Voltage

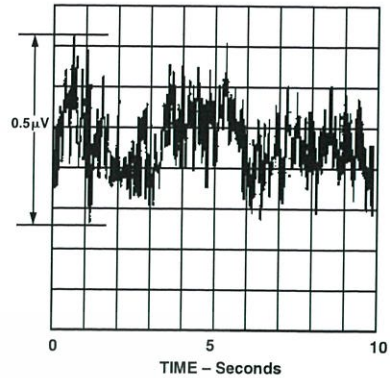
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



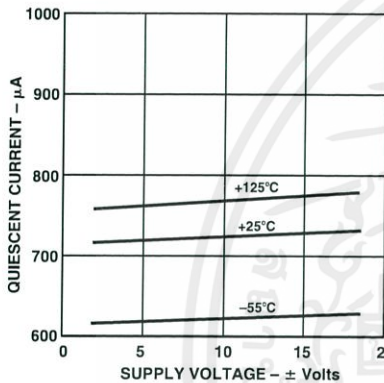
TPC 10. Input Noise Voltage Spectral Density



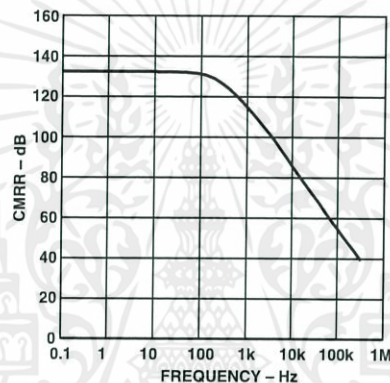
TPC 11. Input Noise Current Spectral Density



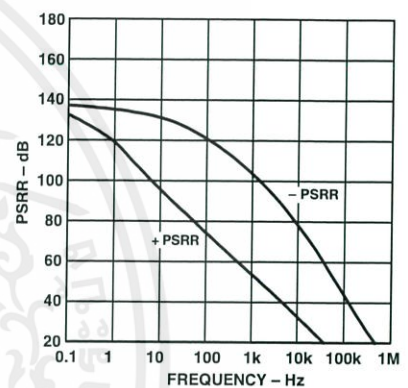
TPC 12. 0.1 Hz to 10 Hz Noise Voltage



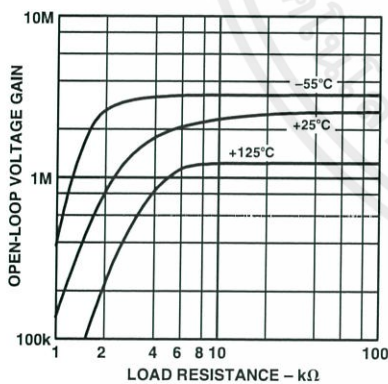
TPC 13. Quiescent Supply Current vs. Supply Voltage



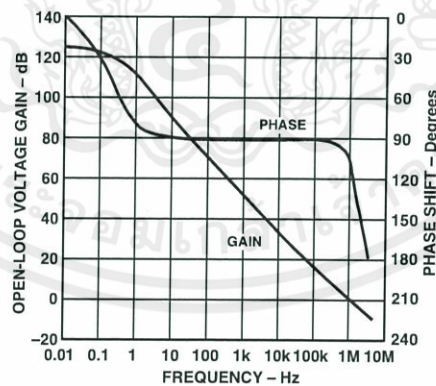
TPC 14. Common-Mode Rejection Ratio vs. Frequency



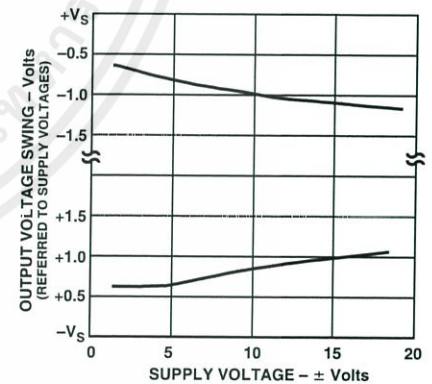
TPC 15. Power Supply Rejection Ratio vs. Frequency



TPC 16. Open-Loop Gain vs. Load Resistance vs. Load Resistance



TPC 17. Open-Loop Gain and Phase Shift vs. Frequency



TPC 18. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD706

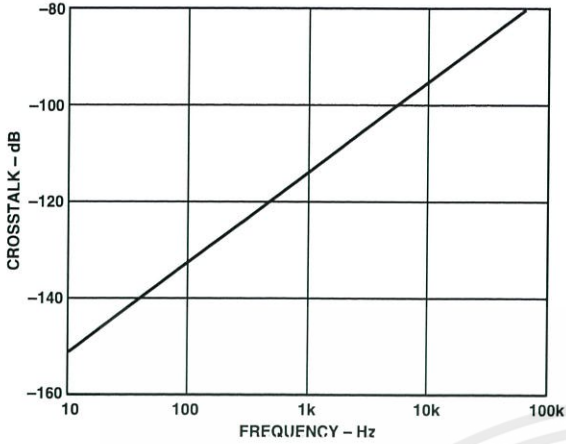


Figure 2a. Crosstalk vs. Frequency

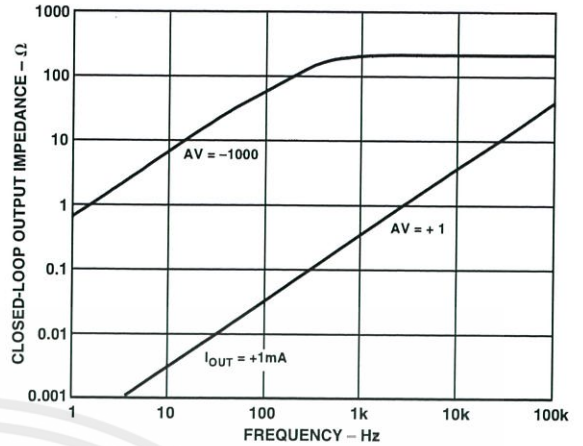


Figure 3. Magnitude of Closed-Loop Output Impedance vs. Frequency

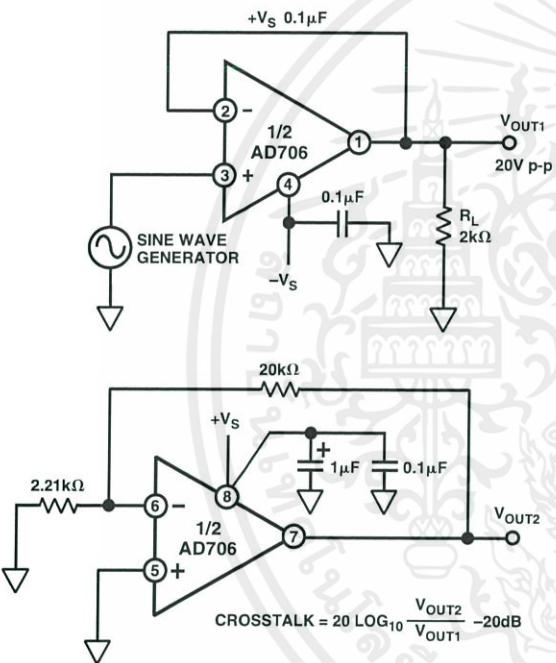


Figure 2b. Crosstalk Test Circuit

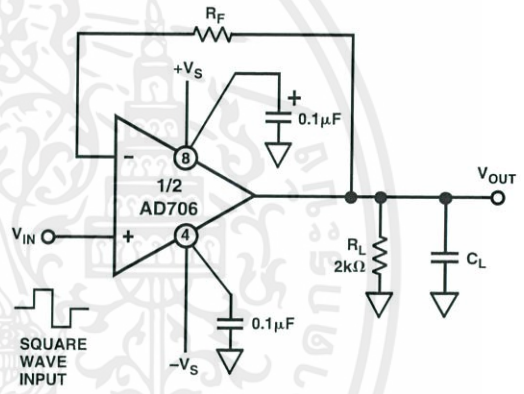


Figure 4a. Unity Gain Follower (For large signal applications, resistor R_F limits the current through the input protection diodes.)

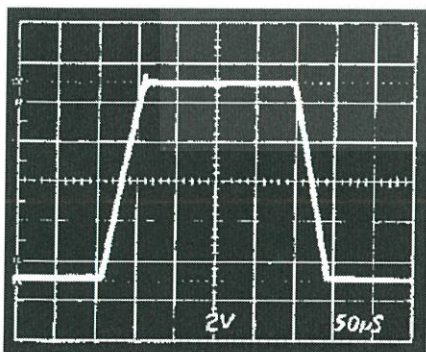


Figure 4b. Unity Gain Follower Large Signal Pulse Response, $R_F = 10 \text{ k}\Omega$, $C_L = 1,000 \text{ pF}$

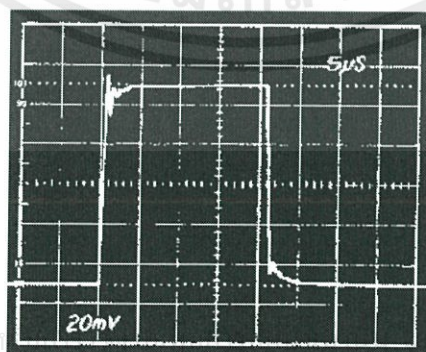


Figure 4c. Unity Gain Follower Small Signal Pulse Response, $R_F = 0 \Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

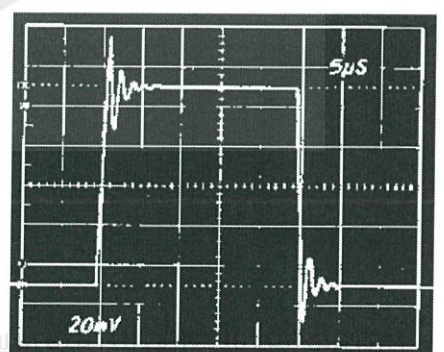


Figure 4d. Unity Gain Follower Small Signal Pulse Response, $R_F = 0 \Omega$, $C_L = 1000 \text{ pF}$

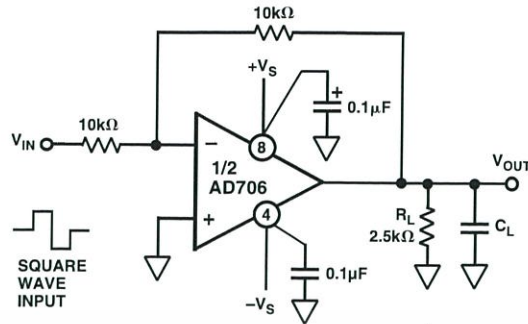


Figure 5a. Unity Gain Inverter Connection

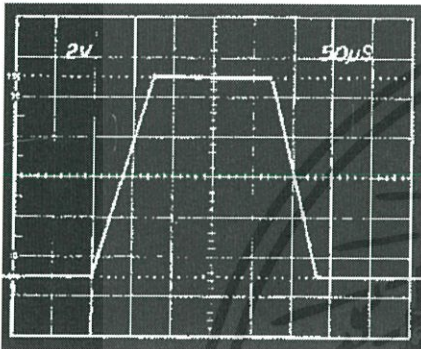


Figure 5b. Unity Gain Inverter Large Signal Pulse Response, $C_L = 1,000 \text{ pF}$

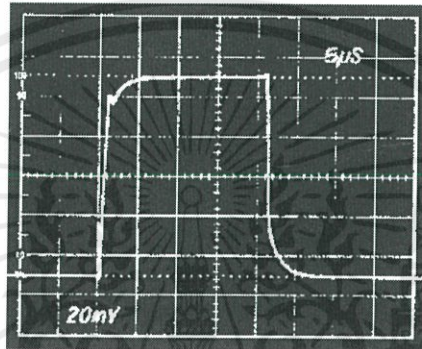


Figure 5c. Unity Gain Inverter Small Signal Pulse Response, $C_L = 100 \text{ pF}$

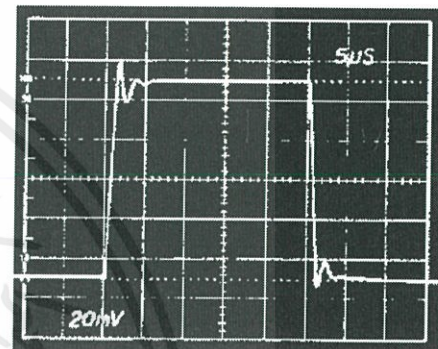


Figure 5d. Unity Gain Inverter Small Signal Pulse Response, $C_L = 1000 \text{ pF}$

Figure 6 shows an in-amp circuit that has the obvious advantage of requiring only one AD706, rather than three op amps, with subsequent savings in cost and power consumption. The transfer function of this circuit (without R_G) is

$$V_{OUT} = (V_{IN1} - V_{IN2}) \left(1 + \frac{R4}{R3} \right)$$

for $R1 = R4$ and $R2 = R3$.

Input resistance is high, thus permitting the signal source to have an unbalanced output impedance.

CMR is still dependent upon the ratio matching of Resistors $R1$ through $R4$. Resistor values for this circuit, using the optional gain resistor, R_G , can be calculated using

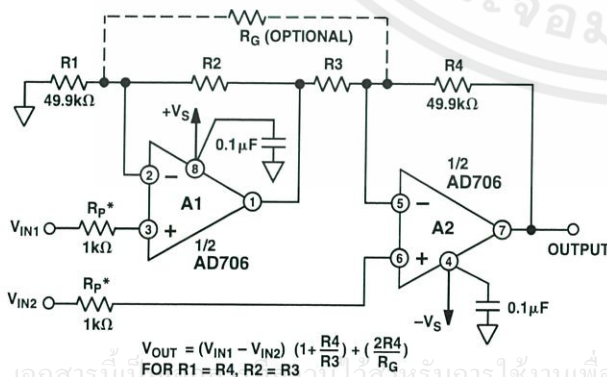
$$R1 = R4 = 49.9 \text{ k}\Omega$$

$$R2 = R3 = \frac{49.9 \text{ k}\Omega}{0.9G - 1}$$

$$R_G = \frac{99.8 \text{ k}\Omega}{0.06G}$$

where G = The desired circuit gain.

Table I provides practical 1% resistance values. Note that without resistor R_G , $R2$ and $R3 = 49.9 \text{ k}\Omega/G - 1$.



$$V_{OUT} = (V_{IN1} - V_{IN2}) \left(1 + \frac{R4}{R3} \right) + \left(\frac{2R4}{R_G} \right)$$

FOR $R1 = R4, R2 = R3$

*OPTIONAL INPUT PROTECTION RESISTOR FOR GAINS GREATER THAN 100 OR INPUT VOLTAGES EXCEEDING THE SUPPLY VOLTAGE.

Figure 6. Two Op Amp Instrumentation Amplifier

Furthermore, the circuit gain may be fine trimmed using an optional trim resistor, R_G . Like the three op amp circuit, CMR increases with gain, once initial trimming is accomplished—but

Table I. Operating Gains of Amplifiers A1 and A2 and Practical 1% Resistor Values for the Circuit of Figure 6

| Circuit Gain | Gain of A1 | Gain of A2 | R2, R3 | R1, R4 |
|--------------|------------|------------|---------|---------|
| 1.10 | 11.00 | 1.10 | 499 kΩ | 49.9 kΩ |
| 1.33 | 4.01 | 1.33 | 150 kΩ | 49.9 kΩ |
| 1.50 | 3.00 | 1.50 | 100 kΩ | 49.9 kΩ |
| 2.00 | 2.00 | 2.00 | 49.9 kΩ | 49.9 kΩ |
| 10.1 | 1.11 | 10.10 | 5.49 kΩ | 49.9 kΩ |
| 101.0 | 1.01 | 101.0 | 499 Ω | 49.9 kΩ |
| 1001 | 1.001 | 1001 | 49.9 Ω | 49.9 kΩ |

For a much more comprehensive discussion of in-amp applications, refer to the *Instrumentation Amplifier Applications Guide*—available free from Analog Devices, Inc.

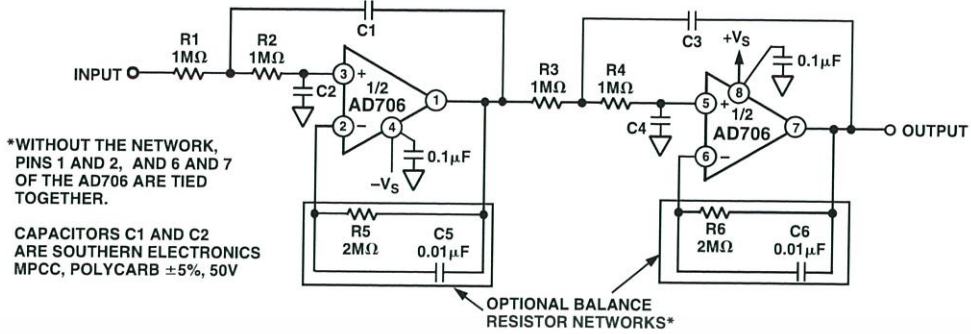


Figure 7. 1 Hz, 4-Pole Active Filter

1 Hz, 4-Pole, Active Filter

Figure 7 shows the AD706 in an active filter application. An important characteristic of the AD706 is that both the input bias current, input offset current, and their drift remain low over most of the op amp's rated temperature range. Therefore, for most applications, there is no need to use the normal balancing resistor. Adding the balancing resistor enhances performance at high temperatures, as shown by Figure 8.

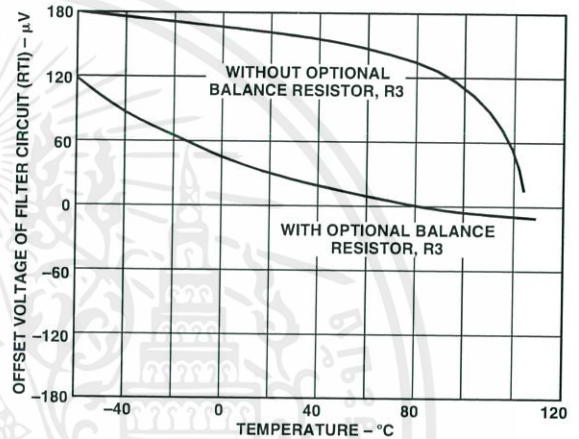


Figure 8. V_{OS} vs. Temperature Performance of the 1 Hz Filter

Table II. 1 Hz, 4-Pole, Low Pass Filter Recommended Component Values

| Desired Low Pass Response | Section 1 Frequency (Hz) | Q | Section 2 Frequency (Hz) | Q | C1 (μF) | C2 (μF) | C3 (μF) | C4 (μF) |
|---------------------------|--------------------------|-------|--------------------------|-------|---------|---------|---------|---------|
| Bessel | 1.43 | 0.522 | 1.60 | 0.806 | 0.116 | 0.107 | 0.160 | 0.0616 |
| Butterworth | 1.00 | 0.541 | 1.00 | 1.31 | 0.172 | 0.147 | 0.416 | 0.0609 |
| 0.1 dB Chebychev | 0.648 | 0.619 | 0.948 | 2.18 | 0.304 | 0.198 | 0.733 | 0.0385 |
| 0.2 dB Chebychev | 0.603 | 0.646 | 0.941 | 2.44 | 0.341 | 0.204 | 0.823 | 0.0347 |
| 0.5 dB Chebychev | 0.540 | 0.705 | 0.932 | 2.94 | 0.416 | 0.209 | 1.00 | 0.0290 |
| 1.0 dB Chebychev | 0.492 | 0.785 | 0.925 | 3.56 | 0.508 | 0.206 | 1.23 | 0.0242 |

NOTE

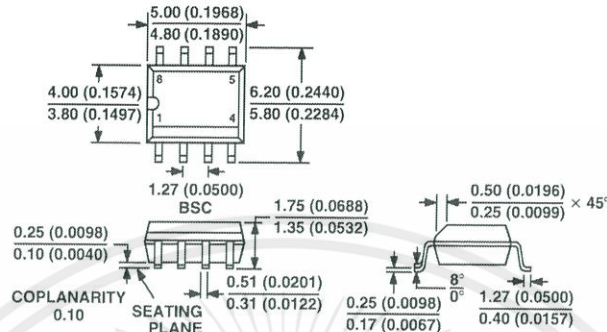
Specified Values are for a -3 dB point of 1.0 Hz. For other frequencies simply scale capacitors C1 through C4 directly, i.e. for 3 Hz Bessel response, C1 = 0.0387 μF, C2 = 0.0357 μF, C3 = 0.0533 μF, C4 = 0.0205 μF.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OUTLINE DIMENSIONS

8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC]
(R-8)

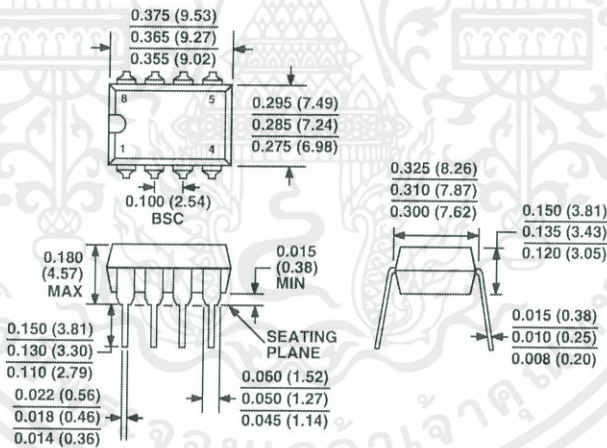
Dimensions shown in millimeters and (inches)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012AA
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS
(IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR
REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

8-Lead Plastic Dual-in-Line Package [PDIP]
(N-8)

Dimensions shown in inches and (millimeters)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-095AA
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS
(IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR
REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD706

Revision History

| Location | Page |
|---|-----------|
| 10/03–Data Sheet changed from REV. D to REV. E | |
| Removed the K Version | Universal |
| Updated FEATURES list | 1 |
| Updated PRODUCT DESCRIPTION | 1 |
| Renumbered TPCs | 4 |
| Renumbered Figures | 6 |
| Updated OUTLINE DIMENSIONS | 9 |
| 10/02–Data Sheet changed from REV. C to REV. D | |
| Deleted 8-Lead CERDIP (Q-8) Package | Universal |
| Edits to FEATURES | 1 |
| Edits to PRODUCT DESCRIPTION | 1 |
| Edits to SPECIFICATIONS | 2 |
| Edits to ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS | 3 |
| Edits to ORDERING GUIDE | 3 |
| Updated OUTLINE DIMENSIONS | 15 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FEATURES

- Low V_{os} : 75 μV maximum
- Low V_{os} drift: 1.3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ maximum
- Ultrastable vs. time: 1.5 μV per month maximum
- Low noise: 0.6 μV p-p maximum
- Wide input voltage range: $\pm 14\text{ V}$ typical
- Wide supply voltage range: $\pm 3\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$
- 125 $^\circ\text{C}$ temperature-tested dice

APPLICATIONS

- Wireless base station control circuits
- Optical network control circuits
- Instrumentation
- Sensors and controls
 - Thermocouples
 - Resistor thermal detectors (RTDs)
 - Strain bridges
 - Shunt current measurements
- Precision filters

GENERAL DESCRIPTION

The OP07 has very low input offset voltage (75 μV maximum for OP07E) that is obtained by trimming at the wafer stage. These low offset voltages generally eliminate any need for external nulling. The OP07 also features low input bias current ($\pm 4\text{ nA}$ for the OP07E) and high open-loop gain (200 V/mV for the OP07E). The low offset and high open-loop gain make the OP07 particularly useful for high gain instrumentation applications.

The wide input voltage range of $\pm 13\text{ V}$ minimum combined with a high CMRR of 106 dB (OP07E) and high input impedance provide high accuracy in the noninverting circuit configuration. Excellent linearity and gain accuracy can be maintained even at high closed-loop gains. Stability of offsets and gain with time or variations in temperature is excellent. The accuracy and stability of the OP07, even at high gain, combined with the freedom from external nulling have made the OP07 an industry standard for instrumentation applications.

The OP07 is available in two standard performance grades. The OP07E is specified for operation over the 0°C to 70°C range, and the OP07C is specified over the -40°C to $+85^\circ\text{C}$ temperature range.

The OP07 is available in epoxy 8-lead PDIP and 8-lead narrow SOIC packages. For CERDIP and TO-99 packages and standard microcircuit drawing (SMD) versions, see the OP77.

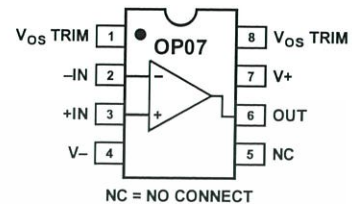
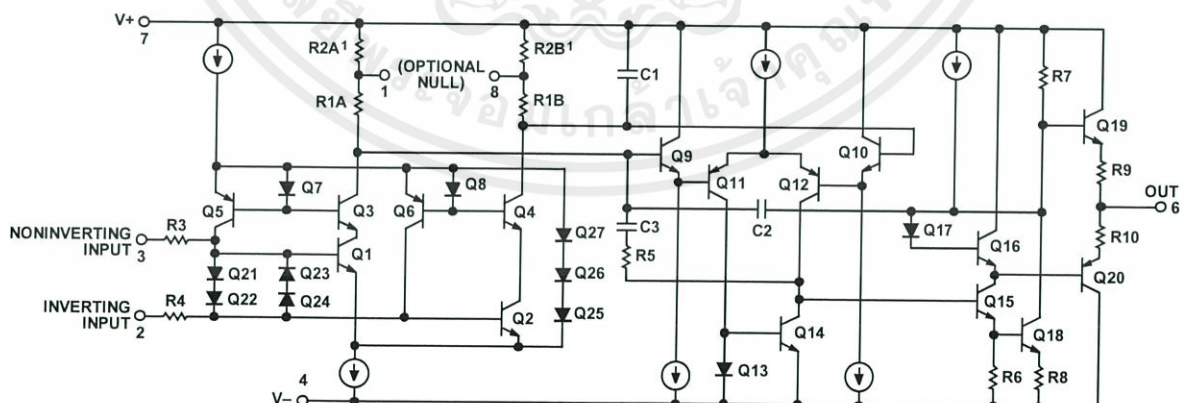
PIN CONFIGURATION


Figure 1.



1R2A AND R2B ARE ELECTRONICALLY ADJUSTED ON CHIP AT FACTORY FOR MINIMUM INPUT OFFSET VOLTAGE.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ *Figure 2. Simplified Schematic* ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Rev. G

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

TABLE OF CONTENTS

| | | | |
|--|---|---|----|
| Features | 1 | Absolute Maximum Ratings | 6 |
| Applications..... | 1 | Thermal Resistance | 6 |
| General Description | 1 | ESD Caution..... | 6 |
| Pin Configuration..... | 1 | Typical Performance Characteristics | 7 |
| Revision History | 2 | Typical Applications..... | 11 |
| Specifications..... | 3 | Applications Information | 12 |
| OP07E Electrical Characteristics | 3 | Outline Dimensions | 13 |
| OP07C Electrical Characteristics | 4 | Ordering Guide | 14 |

REVISION HISTORY

10/11—Rev. F. to Rev G

Changes to Features Section..... 1

8/10—Rev. E. to Rev F

Changes to Ordering Guide..... 14

7/09—Rev. D. to Rev E

Changes to Figure 29 Caption..... 11

Changes to Ordering Guide..... 14

7/06—Rev. C. to Rev D

Changes to Features..... 1

Changes to General Description
 1 |

Changes to Specifications Section
 3 |

Changes to Table 4.....
 6 |

Changes to Figure 6 and Figure 8.....
 7 |

Changes to Figure 13 and Figure 14.....
 8 |

Changes to Figure 20.....
 9 |

Changes to Figure 21 to Figure 25.....
 10 |

Changes to Figure 26 and Figure 30.....
 11 |

Replaced Figure 28
 11 |

Changes to Applications Information Section.....
 12 |

Updated Outline Dimensions
 13 |

Changes to Ordering Guide
 14 |

8/03—Rev. B to Rev. C

Changes to OP07E Electrical Specifications.....
 2 |

Changes to OP07C Electrical Specifications
 3 |

Edits to Ordering Guide
 5 |

Edits to Figure 6.....
 9 |

Updated Outline Dimensions.....
 11 |

3/03—Rev. A to Rev. B

Updated Package Titles.....
 Universal |

Updated Outline Dimensions
 11 |

2/02—Rev. 0 to Rev. A

Edits to Features.....
 1 |

Edits to Ordering Guide
 1 |

Edits to Pin Connection Drawings
 1 |

Edits to Absolute Maximum Ratings.....
 2 |

Deleted Electrical Characteristics
 2-3 |

Deleted OP07D Column from Electrical Characteristics.....
 4-5 |

Edits to TPCs
 7-9 |

Edits to High-Speed, Low V_{OS} Composite Amplifier
 9 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECIFICATIONS

OP07E ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_s = \pm 15$ V, unless otherwise noted.

Table 1.

| Parameter | Symbol | Conditions | Min | Typ | Max | Unit |
|--|----------------------|---|------------|------------|-----------|------------------------------|
| INPUT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | | | | | |
| Input Offset Voltage ¹ | V_{OS} | | | 30 | 75 | μV |
| Long-Term V_{OS} Stability ² | V_{OS}/Time | | | 0.3 | 1.5 | $\mu\text{V}/\text{Month}$ |
| Input Offset Current | I_{OS} | | | 0.5 | 3.8 | nA |
| Input Bias Current | I_B | | | ± 1.2 | ± 4.0 | nA |
| Input Noise Voltage | e_n p-p | 0.1 Hz to 10 Hz ³ | | 0.35 | 0.6 | μV p-p |
| Input Noise Voltage Density | e_n | $f_o = 10$ Hz | | 10.3 | 18.0 | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| | | $f_o = 100$ Hz ³ | | 10.0 | 13.0 | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| | | $f_o = 1$ kHz | | 9.6 | 11.0 | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Input Noise Current | I_n p-p | | | 14 | 30 | pA p-p |
| Input Noise Current Density | I_n | $f_o = 10$ Hz | | 0.32 | 0.80 | $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| | | $f_o = 100$ Hz ³ | | 0.14 | 0.23 | $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| | | $f_o = 1$ kHz | | 0.12 | 0.17 | $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Input Resistance, Differential Mode ⁴ | R_{IN} | | 15 | 50 | | M Ω |
| Input Resistance, Common Mode | R_{INCM} | | | 160 | | G Ω |
| Input Voltage Range | IVR | | ± 13 | ± 14 | | V |
| Common-Mode Rejection Ratio | CMRR | $V_{CM} = \pm 13$ V | 106 | 123 | | dB |
| Power Supply Rejection Ratio | PSRR | $V_s = \pm 3$ V to ± 18 V | 5 | 20 | | $\mu\text{V}/\text{V}$ |
| Large Signal Voltage Gain | A_{VO} | $R_L \geq 2$ k Ω , $V_o = \pm 10$ V | 200 | 500 | | V/mV |
| | | $R_L \geq 500$ Ω , $V_o = \pm 0.5$ V, $V_s = \pm 3$ V ⁴ | 150 | 400 | | V/mV |
| $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ | | | | | | |
| Input Offset Voltage ¹ | V_{OS} | | | 45 | 130 | μV |
| Voltage Drift Without External Trim ⁴ | TCV_{OS} | | | 0.3 | 1.3 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| Voltage Drift with External Trim ³ | TCV_{OSN} | $R_P = 20$ k Ω | | 0.3 | 1.3 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| Input Offset Current | I_{OS} | | | 0.9 | 5.3 | nA |
| Input Offset Current Drift | TCI_{OS} | | | 8 | 35 | $\text{pA}/^\circ\text{C}$ |
| Input Bias Current | I_B | | | ± 1.5 | ± 5.5 | nA |
| Input Bias Current Drift | TCI_B | | | 13 | 35 | $\text{pA}/^\circ\text{C}$ |
| Input Voltage Range | IVR | | ± 13 | ± 13.5 | | V |
| Common-Mode Rejection Ratio | CMRR | $V_{CM} = \pm 13$ V | 103 | 123 | | dB |
| Power Supply Rejection Ratio | PSRR | $V_s = \pm 3$ V to ± 18 V | | 7 | 32 | $\mu\text{V}/\text{V}$ |
| Large Signal Voltage Gain | A_{VO} | $R_L \geq 2$ k Ω , $V_o = \pm 10$ V | 180 | 450 | | V/mV |
| OUTPUT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | | | | | |
| Output Voltage Swing | V_o | $R_L \geq 10$ k Ω | ± 12.5 | ± 13.0 | | V |
| | | $R_L \geq 2$ k Ω | ± 12.0 | ± 12.8 | | V |
| | | $R_L \geq 1$ k Ω | ± 10.5 | ± 12.0 | | V |
| $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ | | | | | | |
| Output Voltage Swing | V_o | $R_L \geq 2$ k Ω | ± 12 | ± 12.6 | | V |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| Parameter | Symbol | Conditions | Min | Typ | Max | Unit |
|-----------------------------|----------------|--|-----|-----|-----|------|
| DYNAMIC PERFORMANCE | | | | | | |
| T_A = 25°C | | | | | | |
| Slew Rate | SR | R _L ≥ 2 kΩ ³ | 0.1 | 0.3 | | V/μs |
| Closed-Loop Bandwidth | BW | A _{VOL} = 1 ⁵ | 0.4 | 0.6 | | MHz |
| Open-Loop Output Resistance | R _o | V _O = 0, I _o = 0 | | 60 | | Ω |
| Power Consumption | P _d | V _S = ±15 V, No load | | 75 | 120 | mW |
| | | V _S = ±3 V, No load | | 4 | 6 | mW |
| Offset Adjustment Range | | R _P = 20 kΩ | | ±4 | | mV |

¹ Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power.

² Long-term input offset voltage stability refers to the averaged trend time of V_{OS} vs. the time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 operating days are typically 2.5 μV. Refer to the Typical Performance Characteristics section. Parameter is sample tested.

³ Sample tested.

⁴ Guaranteed by design.

⁵ Guaranteed but not tested.

OP07C ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_S = ±15 V, unless otherwise noted.

Table 2.

| Parameter | Symbol | Conditions | Min | Typ | Max | Unit |
|--|-----------------------|---|-----|-------|------|----------|
| INPUT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| T_A = 25°C | | | | | | |
| Input Offset Voltage ¹ | V _{OS} | | | 60 | 150 | μV |
| Long-Term V _{OS} Stability ² | V _{OS} /Time | | | 0.4 | 2.0 | μV/Month |
| Input Offset Current | I _{OS} | | | 0.8 | 6.0 | nA |
| Input Bias Current | I _B | | | ±1.8 | ±7.0 | nA |
| Input Noise Voltage | e _n p-p | 0.1 Hz to 10 Hz ³ | | 0.38 | 0.65 | μV p-p |
| Input Noise Voltage Density | e _n | f _o = 10 Hz | | 10.5 | 20.0 | nV/√Hz |
| | | f _o = 100 Hz ³ | | 10.2 | 13.5 | nV/√Hz |
| | | f _o = 1 kHz | | 9.8 | 11.5 | nV/√Hz |
| Input Noise Current | I _n p-p | | | 15 | 35 | pA p-p |
| Input Noise Current Density | I _n | f _o = 10 Hz | | 0.35 | 0.90 | pA/√Hz |
| | | f _o = 100 Hz ³ | | 0.15 | 0.27 | pA/√Hz |
| | | f _o = 1 kHz | | 0.13 | 0.18 | pA/√Hz |
| Input Resistance, Differential Mode ⁴ | R _{IN} | | 8 | 33 | | MΩ |
| Input Resistance, Common Mode | R _{INCM} | | | 120 | | GΩ |
| Input Voltage Range | IVR | | ±13 | ±14 | | V |
| Common-Mode Rejection Ratio | CMRR | V _{CM} = ±13 V | 100 | 120 | | dB |
| Power Supply Rejection Ratio | PSRR | V _S = ±3 V to ±18 V | | 7 | 32 | μV/V |
| Large Signal Voltage Gain | A _{VO} | R _L ≥ 2 kΩ, V _O = ±10 V | 120 | 400 | | V/mV |
| | | R _L ≥ 500 Ω, V _O = ±0.5 V, V _S = ±3 V ⁴ | 100 | 400 | | V/mV |
| -40°C ≤ T_A ≤ +85°C | | | | | | |
| Input Offset Voltage ¹ | V _{OS} | | | 85 | 250 | μV |
| Voltage Drift Without External Trim ⁴ | TCV _{OS} | | | 0.5 | 1.8 | μV/°C |
| Voltage Drift with External Trim ³ | TCV _{OSN} | R _P = 20 kΩ | | 0.4 | 1.6 | μV/°C |
| Input Offset Current | I _{OS} | | | 1.6 | 8.0 | nA |
| Input Offset Current Drift | TCI _{OS} | | | 12 | 50 | pA/°C |
| Input Bias Current | I _B | | | ±2.2 | ±9.0 | nA |
| Input Bias Current Drift | TCI _B | | | 18 | 50 | pA/°C |
| Input Voltage Range | IVR | | ±13 | ±13.5 | | V |
| Common-Mode Rejection Ratio | CMRR | V _{CM} = ±13 V | 97 | 120 | | dB |
| Power Supply Rejection Ratio | PSRR | V _S = ±3 V to ±18 V | | 10 | 51 | μV/V |
| Large Signal Voltage Gain | A _{VO} | R _L ≥ 2 kΩ, V _O = ±10 V | 100 | 400 | | V/mV |

| Parameter | Symbol | Conditions | Min | Typ | Max | Unit |
|--------------------------------------|----------------|--|-------|-------|-----|------|
| OUTPUT CHARACTERISTICS | | | | | | |
| T_A = 25°C | | | | | | |
| Output Voltage Swing | V _O | R _L ≥ 10 kΩ | ±12.0 | ±13.0 | | V |
| | | R _L ≥ 2 kΩ | ±11.5 | ±12.8 | | V |
| | | R _L ≥ 1 kΩ | | ±12.0 | | V |
| -40°C ≤ T_A ≤ +85°C | | | | | | |
| Output Voltage Swing | V _O | R _L ≥ 2 kΩ | ±12 | ±12.6 | | V |
| DYNAMIC PERFORMANCE | | | | | | |
| T_A = 25°C | | | | | | |
| Slew Rate | SR | R _L ≥ 2 kΩ ³ | 0.1 | 0.3 | | V/μs |
| Closed-Loop Bandwidth | BW | A _{vol} = 1 ⁵ | 0.4 | 0.6 | | MHz |
| Open-Loop Output Resistance | R _O | V _O = 0, I _O = 0 | | 60 | | Ω |
| Power Consumption | P _d | V _S = ±15 V, No load | | 80 | 150 | mW |
| | | V _S = ±3 V, No load | | 4 | 8 | mW |
| Offset Adjustment Range | | R _P = 20 kΩ | | ±4 | | mV |

¹ Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power.

² Long-term input offset voltage stability refers to the averaged trend time of V_{OS} vs. the time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 operating days are typically 2.5 μV. Refer to the Typical Performance Characteristics section. Parameter is sample tested.

³ Sample tested.

⁴ Guaranteed by design.

⁵ Guaranteed but not tested.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 3.

| Parameter | Ratings |
|---|-----------------|
| Supply Voltage (Vs) | ±22 V |
| Input Voltage ¹ | ±22 V |
| Differential Input Voltage | ±30 V |
| Output Short-Circuit Duration | Indefinite |
| Storage Temperature Range S and P Packages | -65°C to +125°C |
| Operating Temperature Range OP07E | 0°C to 70°C |
| OP07C | -40°C to +85°C |
| Junction Temperature | 150°C |
| Lead Temperature, Soldering (60 sec) | 300°C |

¹ For supply voltages less than ±22 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

THERMAL RESISTANCE

θ_{JA} is specified for the worst-case conditions, that is, a device soldered in a circuit board for surface-mount packages.

Table 4. Thermal Resistance

| Package Type | θ_{JA} | θ_{JC} | Unit |
|--------------------------|---------------|---------------|------|
| 8-Lead PDIP (P-Suffix) | 103 | 43 | °C/W |
| 8-Lead SOIC_N (S-Suffix) | 158 | 43 | °C/W |

ESD CAUTION

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

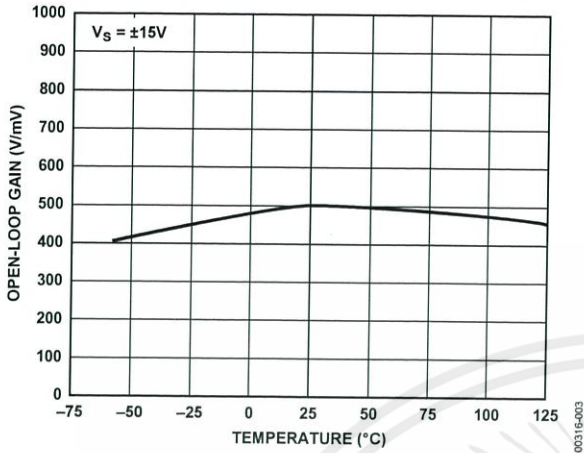


Figure 3. Open-Loop Gain vs. Temperature

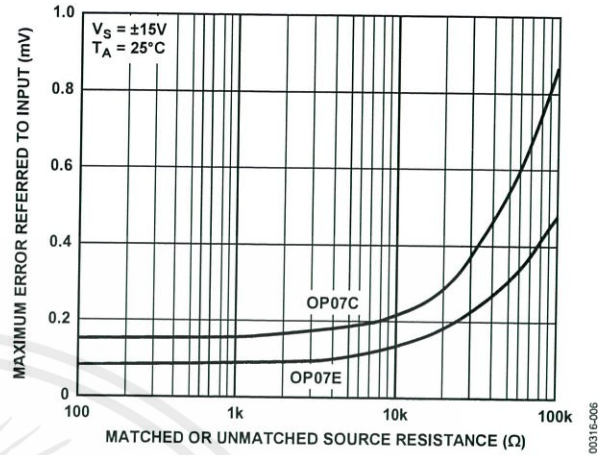


Figure 6. Maximum Error vs. Source Resistance

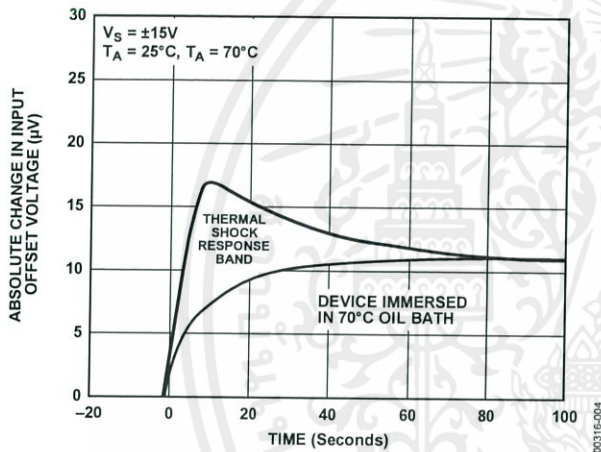


Figure 4. Offset Voltage Change due to Thermal Shock

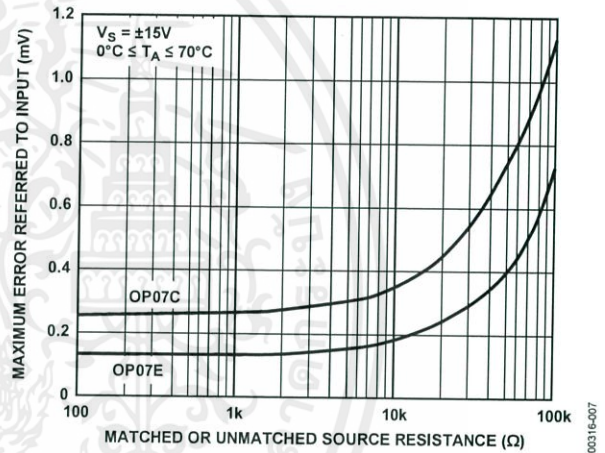


Figure 7. Maximum Error vs. Source Resistance

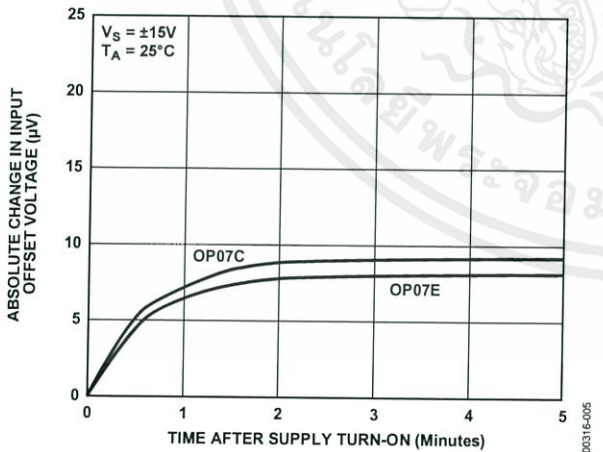


Figure 5. Warm-Up Drift

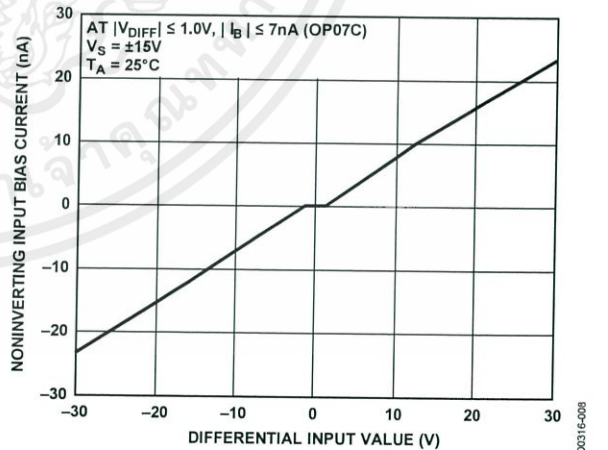


Figure 8. Input Bias Current vs. Differential Input Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

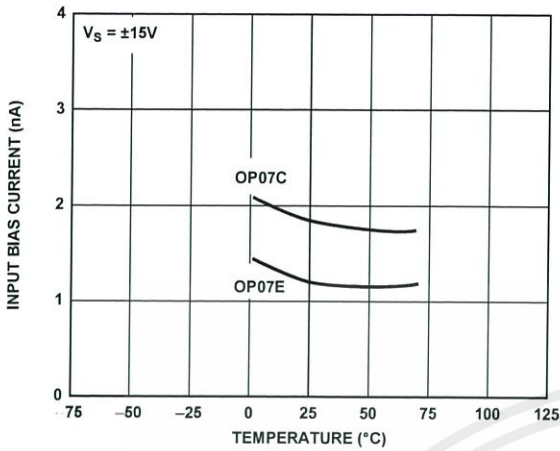


Figure 9. Input Bias Current vs. Temperature

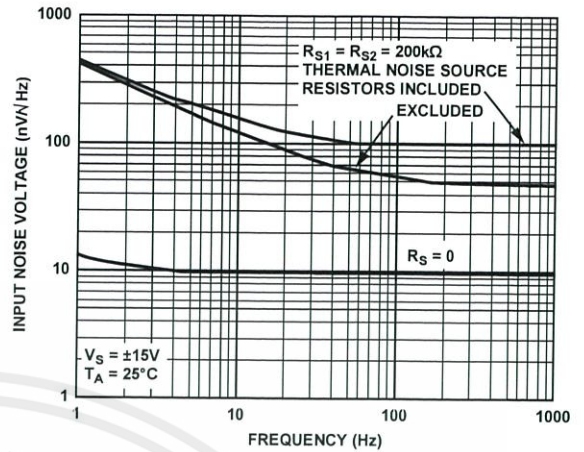


Figure 12. Total Input Noise Voltage vs. Frequency

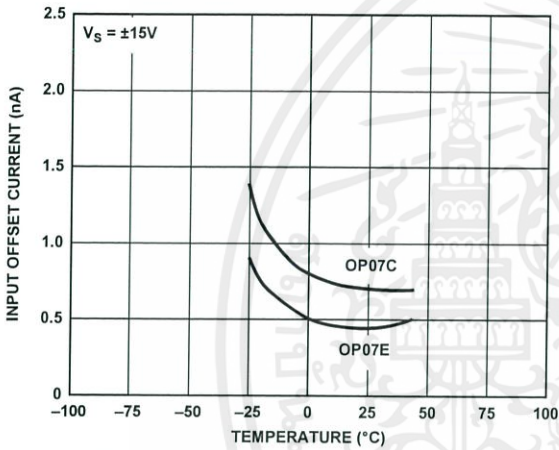


Figure 10. Input Offset Current vs. Temperature

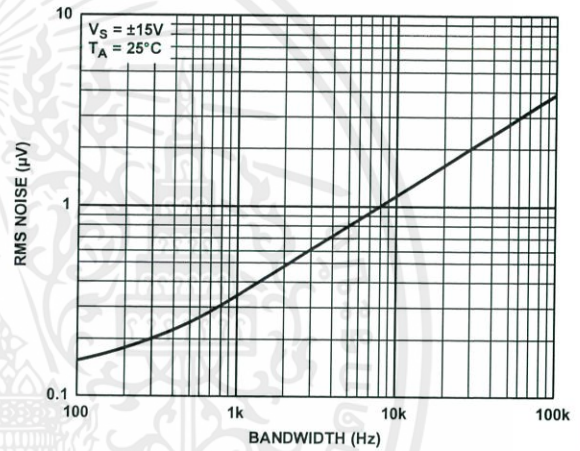


Figure 13. Input Wideband Noise vs. Bandwidth, 0.1 Hz to Frequency Indicated

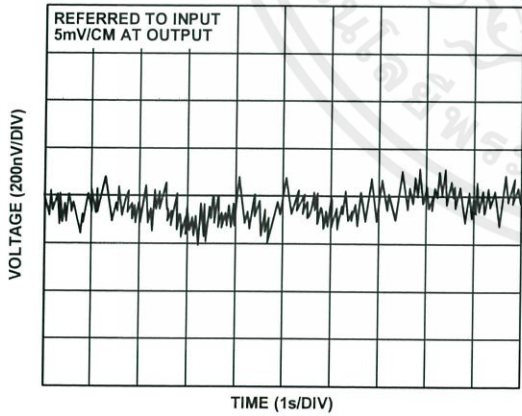


Figure 11. Low Frequency Noise

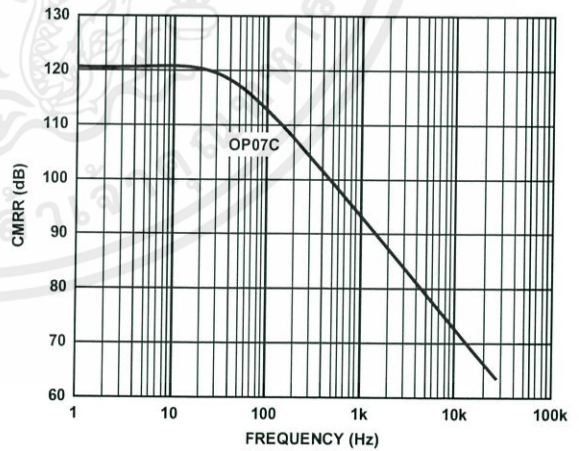


Figure 14. CMRR vs. Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

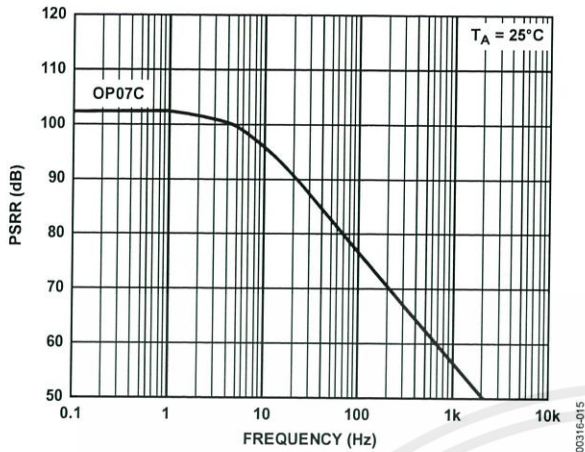


Figure 15. PSRR vs. Frequency

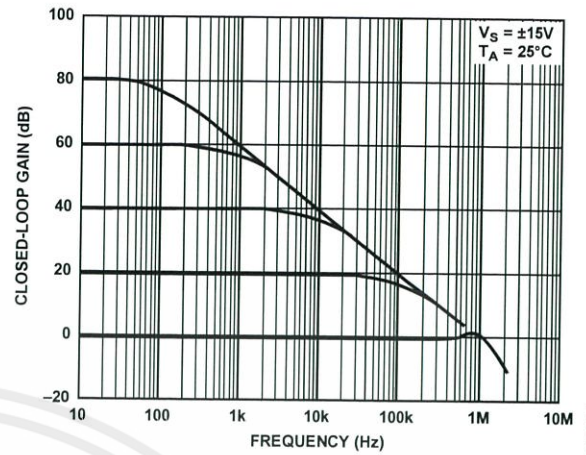


Figure 18. Closed-Loop Frequency Response for Various Gain Configurations

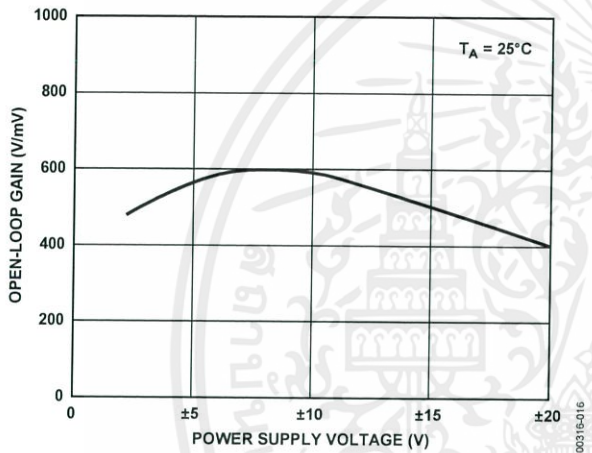


Figure 16. Open-Loop Gain vs. Power Supply Voltage

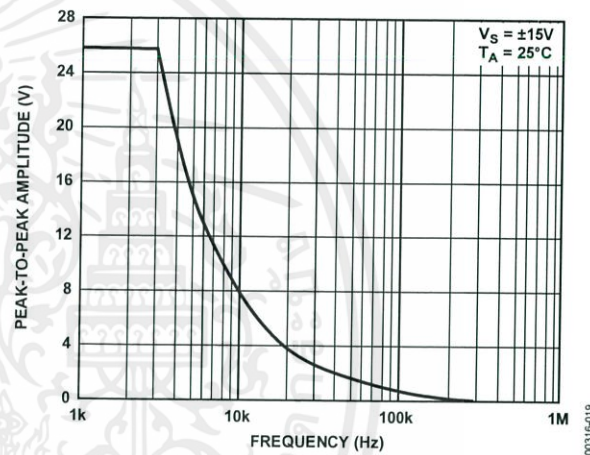


Figure 19. Maximum Output Swing vs. Frequency

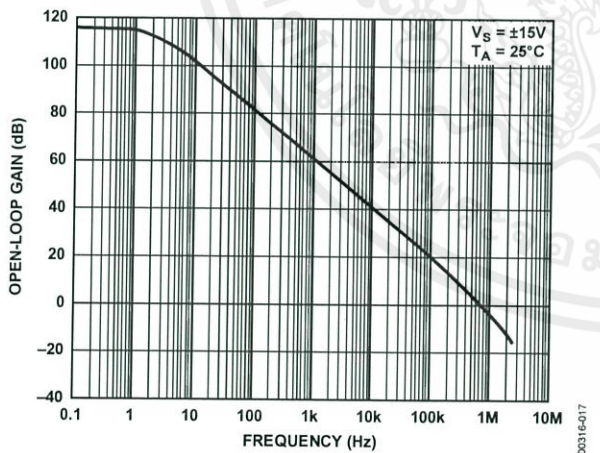


Figure 17. Open-Loop Frequency Response

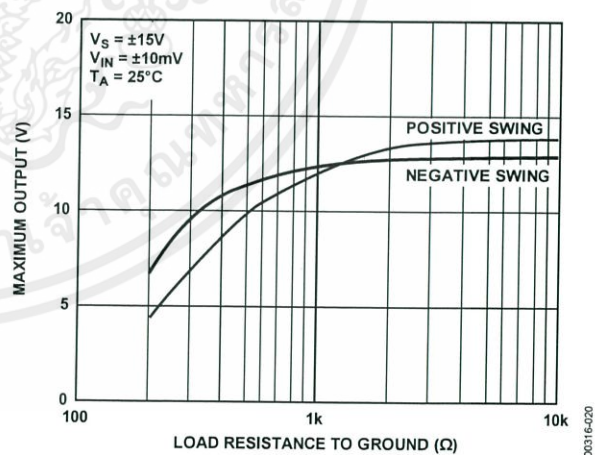


Figure 20. Maximum Output Voltage vs. Load Resistance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

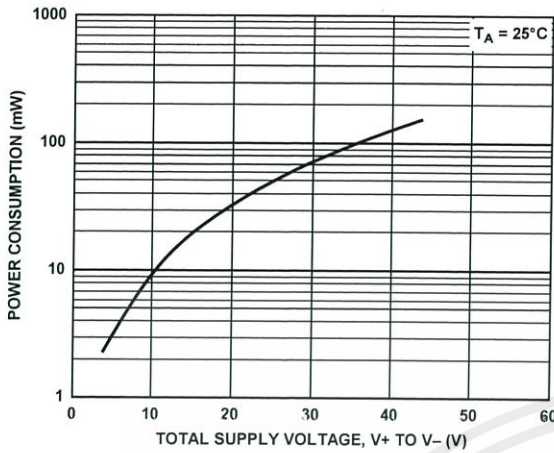


Figure 21. Power Consumption vs. Power Supply

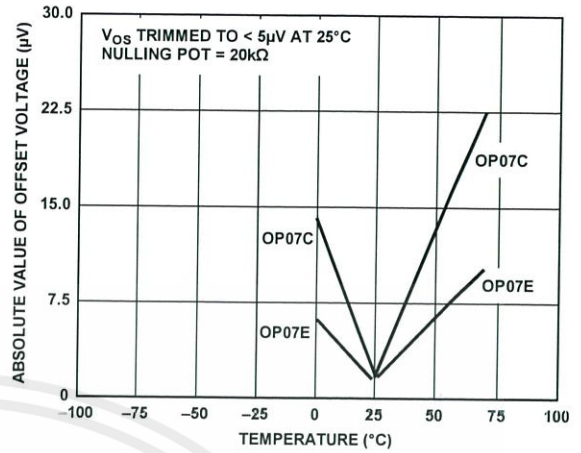


Figure 24. Trimmed Offset Voltage vs. Temperature

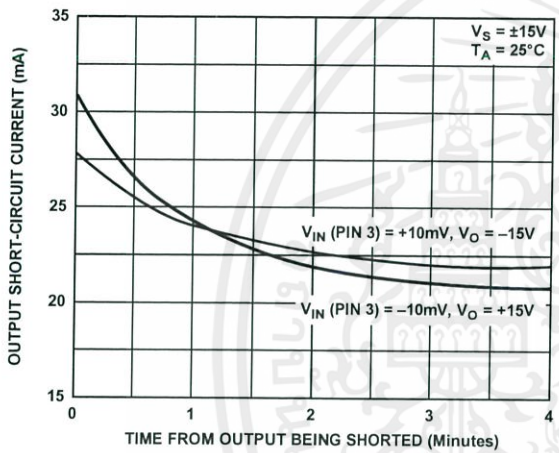


Figure 22. Output Short-Circuit Current vs. Time

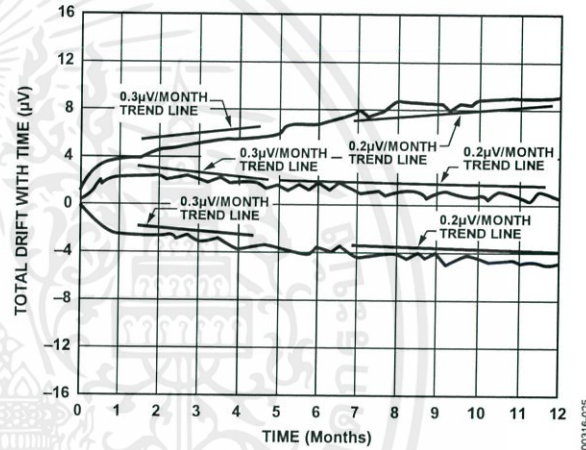


Figure 25. Offset Voltage Drift vs. Time

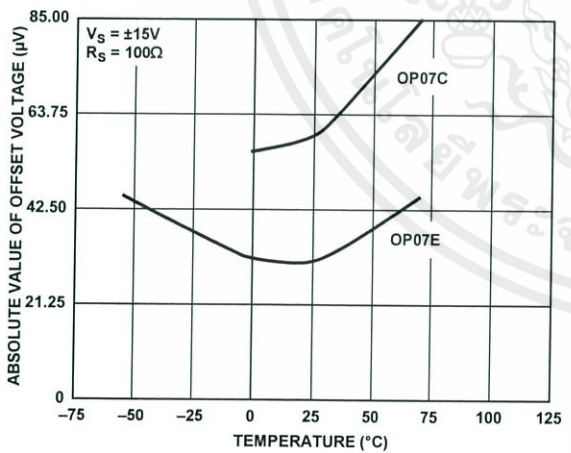


Figure 23. Untrimmed Offset Voltage vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATIONS

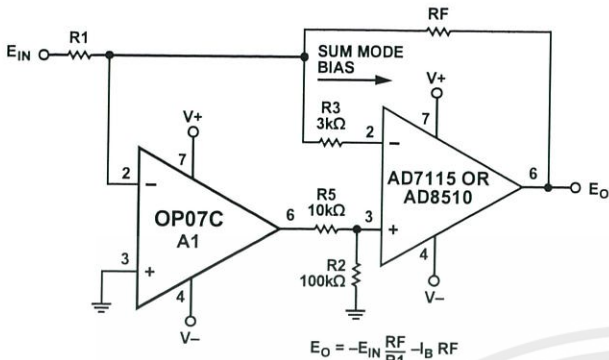


Figure 26. Typical Offset Voltage Test Circuit

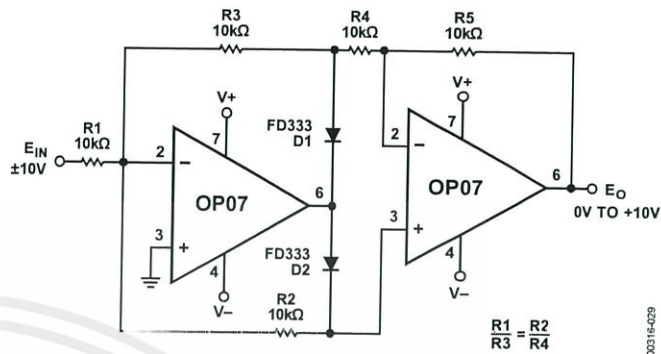


Figure 29. Absolute Value Circuit

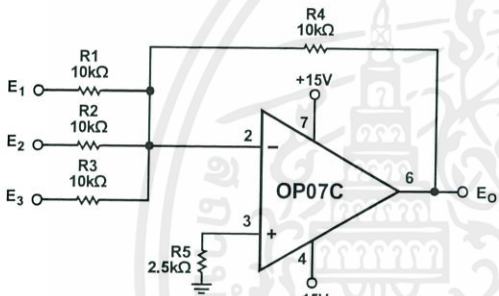
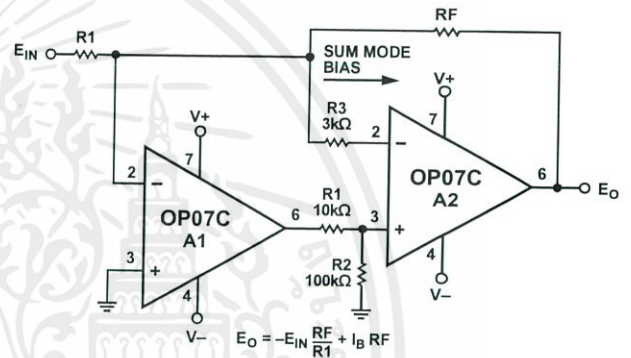


Figure 27. Typical Low Frequency Noise Circuit



NOTES
1. PINOUT SHOWN FOR P PACKAGE

Figure 30. High Speed, Low Vos Composite Amplifier

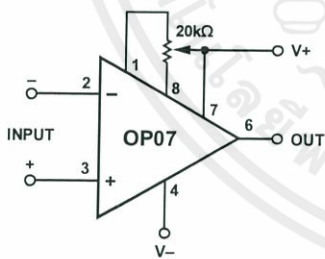
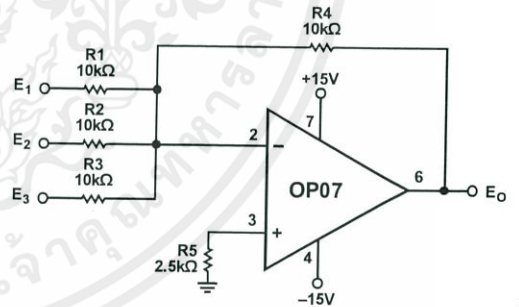


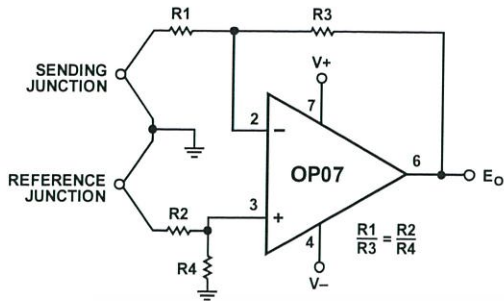
Figure 28. Optional Offset Nulling Circuit



NOTES
1. PINOUT SHOWN FOR P PACKAGE

Figure 31. Adjustment-Free Precision Summing Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



NOTES
1. PINOUT SHOWN FOR P PACKAGE

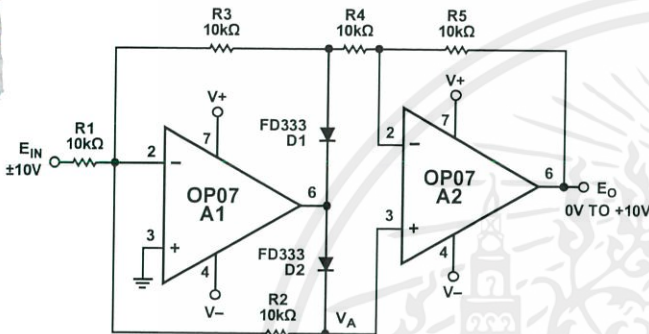
Figure 32. High Stability Thermocouple Amplifier

00016-032

APPLICATIONS INFORMATION

The OP07 provides stable operation with load capacitance of up to 500 pF and ± 10 V swings; larger capacitances should be decoupled with a 50 Ω decoupling resistor.

Stray thermoelectric voltages generated by dissimilar metals at the contacts to the input terminals can degrade drift performance. Therefore, best operation is obtained when both input contacts are maintained at the same temperature, preferably close to the package temperature.



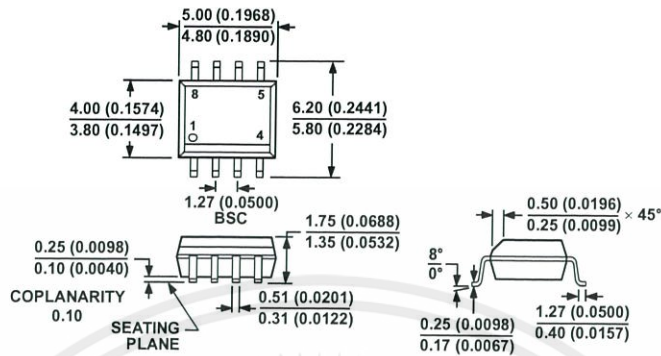
NOTES
1. PINOUT SHOWN FOR P PACKAGE

Figure 33. Precision Absolute-Value Circuit

00016-033

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

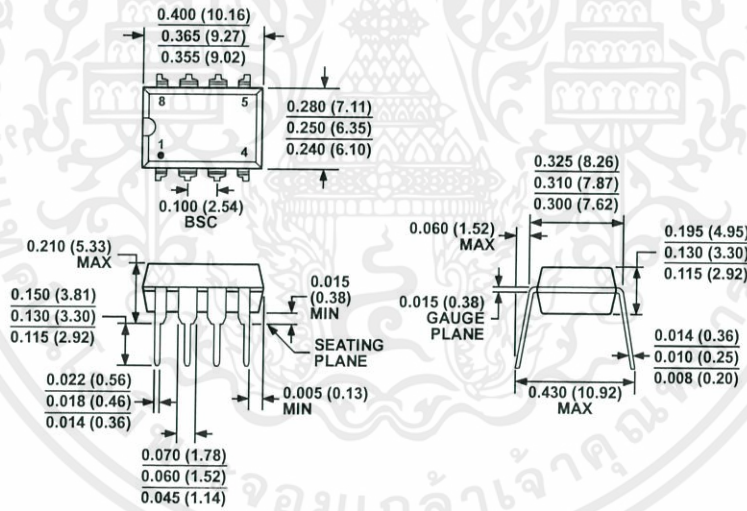
OUTLINE DIMENSIONS



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012-AA
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS
 (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR
 REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

Figure 34. 8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N]
 Narrow Body S-Suffix
 (R-8)

Dimensions shown in millimeters and (inches)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-001
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS
 (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR
 REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.
 CORNER LEADS MAY BE CONFIGURED AS WHOLE OR HALF LEADS.

Figure 35. 8-Lead Plastic Dual-in-Line Package [PDIP]
 P-Suffix
 (N-8)

Dimensions shown in inches and (millimeters)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ORDERING GUIDE

| Model ¹ | Temperature Range | Package Description | Package Option |
|--------------------|-------------------|---------------------|----------------|
| OP07EPZ | 0°C to 70°C | 8-Lead PDIP | N-8 (P-Suffix) |
| OP07CPZ | -40°C to +85°C | 8-Lead PDIP | N-8 (P-Suffix) |
| OP07CSZ | -40°C to +85°C | 8-Lead SOIC_N | R-8 (S-Suffix) |
| OP07CSZ-REEL | -40°C to +85°C | 8-Lead SOIC_N | R-8 (S-Suffix) |
| OP07CSZ-REEL7 | -40°C to +85°C | 8-Lead SOIC_N | R-8 (S-Suffix) |

¹Z = RoHS Compliant Part.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้