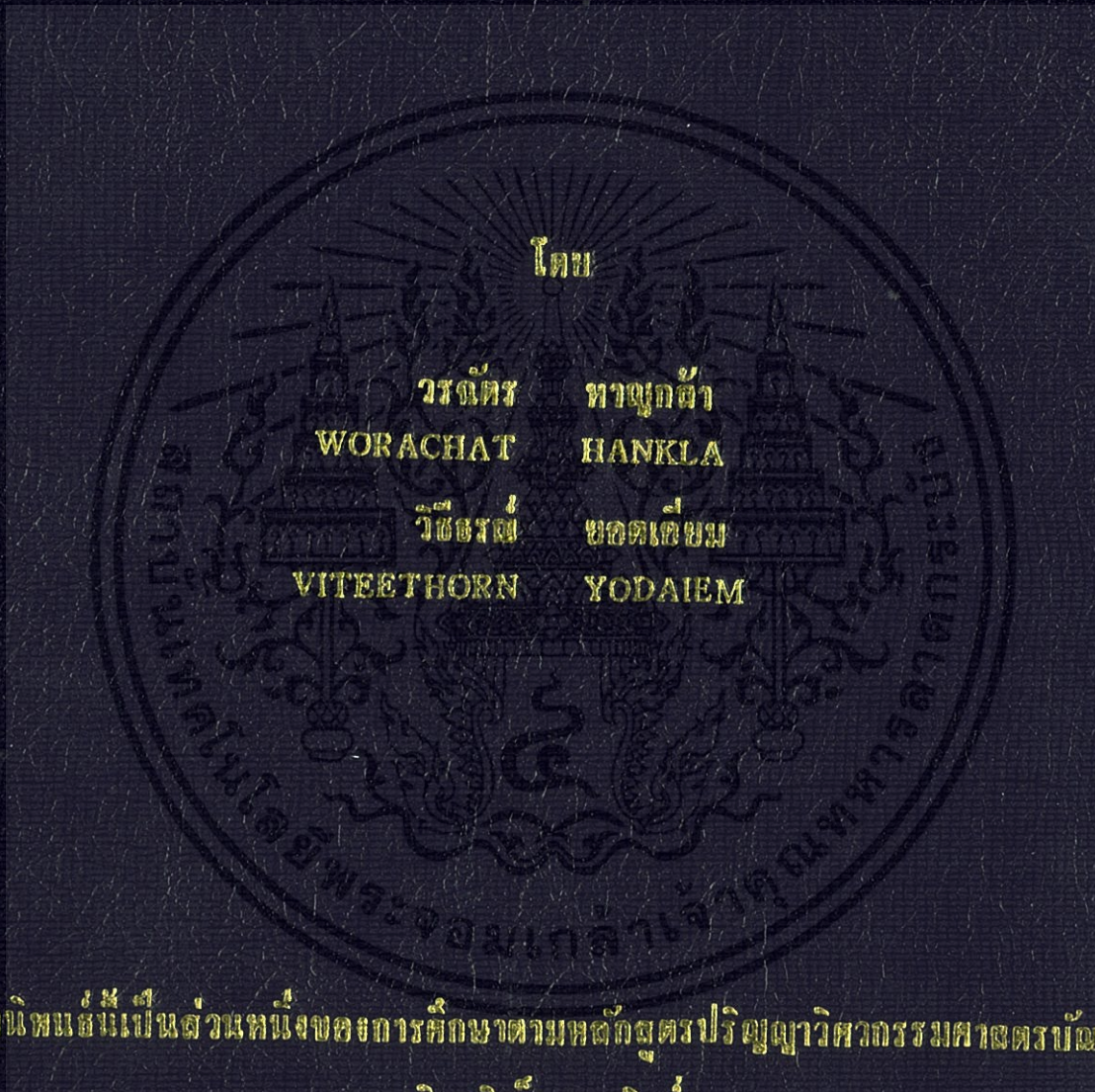


เครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ

HEART RATE METER



ปริญญาบัตรเล่มนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2556

เครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ

HEART RATE METER



โดย

วรฉัตร หาญกล้า

วิธีธรรม ยอดเยี่ยม

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภากร สุวรรณะ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2556

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2556

สาขาวิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ

HEART RATE METER

ผู้จัดทำ

1. นายวรฉัตร หาญกล้า รหัส 53011395

2. นายวิชิธรณ์ ยอดเอี่ยม รหัส 53011482

ปริญญาานิพนธ์นี้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	เครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ		
นักศึกษา	วรฉัตร หาญกล้า	รหัสนักศึกษา	53011395
	วิจิตรณ ยอดเอี่ยม	รหัสนักศึกษา	53011482
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต		
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์		
ปีการศึกษา	2556		
อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญานิพนธ์	ผศ. ประภากร สุวรรณะ		

บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้อธิบายการออกแบบ และการสร้างเครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ (Heart Rate meter) เพื่อวัดอัตราการเต้นของหัวใจโดยใช้วิธีการวัด ECG (Electro-cardiogram) นำสัญญาณที่ได้ไปขยายในวงจรขยายสัญญาณเนื่องจากสัญญาณที่ได้มีขนาดเล็กมาก ซีพจรและการเต้นที่เพิ่มขึ้นของซีพจรสามารถวัดได้จากผิวหนังบริเวณด้านนอกของร่างกายเรา ผลที่ได้จะอยู่ในรูปของคลื่นและการเพิ่มขึ้นของซีพจรต่อระยะเวลาที่หมดวัด ขึ้นอยู่กับข้อมูลโรคต่างๆของหัวใจและระบบไหลเวียนโลหิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Heart Rate Meter		
Student	Worachat	Hankla	53011395
	Viteethorn	Yodaiem	53011395
Degree	Bachelor of Engineering		
Program	Electronics of Engineering		
Year	2013		
Thesis Advisor	Asst.Prof. Prapakorn Suwanna		

Abstract

The objective of this thesis is for the studying of designing and construction the heart rate meter in order to measure heart rate by using Electro-cardiogram method. Then, bring the result to be magnified in the signal magnifying circuit as the signal we get is very small. The pulse and progression of heart excitation can be measured on the epidermis of the body. The shape of the result is waveforms and the progression over time produced by doctors which depends on the diseases of heart and circulatory system.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการเครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ ประกอบ ด้วยชิ้นงาน และเอกสารประกอบ
 โครงการ ซึ่งทั้งสองส่วนนี้ จะไม่สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ถ้าปราศจาก ผศ. ประภากร สุวรรณะ
 ซึ่งเป็นทั้งผู้ให้คำปรึกษา แนะนำ ในการออกแบบวงจร รวมไปถึง ช่วยวิเคราะห์ ถึงปัญหาต่างๆ ของ
 วงจร และต้องขอขอบคุณเพื่อนๆ ชั้นอุดมศึกษาปีที่ 4 ที่คอยช่วยสนับสนุน ทำให้ปฏิบัติงานไปได้
 ด้วยดี และสุดท้ายต้องขอขอบคุณบิดามารดา ที่ช่วยสนับสนุนเรื่องทุนในการทำโครงการนี้
 จึงขอขอบคุณ มา ณ ที่นี้

นายวรฉัตร หาญกล้า
 นายวีธีธรณ์ ยอดเยี่ยม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	V
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	1
1.4 ส่วนประกอบของปริญญานิพนธ์.....	1
บทที่ 2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับหัวใจ คลื่นไฟฟ้าหัวใจ และการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ.....	3
2.1 การเกิดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ และ ระบบเหนี่ยวนำไฟฟ้าหัวใจ.....	3
2.2 กระบวนการโพลาไรซ์ ดีโพลาไรซ์ และ รีโพลาไรซ์.....	3
2.2.1 กระบวนการโพลาไรซ์ (Polarization).....	4
2.2.2 กระบวนการดีโพลาไรซ์ (Depolarization).....	4
2.2.3 กระบวนการรีโพลาไรซ์ (Repolarization).....	4
2.3 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ.....	5
2.4 วงจรกำจัดแถบความถี่ (Band Reject Filters).....	6
บทที่ 3 การคำนวณและออกแบบเครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ.....	7
3.1 การกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low Pass Filter)	8
3.2 วงจรปรับค่าศูนย์ (Autozero Circuit).....	8
3.3 วงจรกำจัดแถบความถี่(Band Reject Filters).....	9
3.4 วงจรส่งผ่านสัญญาณด้วยแสง.....	9
3.5 วงจรพัลส์ – วิตช์ มอดดูเลเตอร์ (Pulse-Width Modulator).....	10
3.6 วงจรดีมอดดูเลเตอร์ (Demodulator).....	11
บทที่ 4 วิธีการทดสอบ และผลการทดสอบเครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ.....	12

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

4.1	วิธีการทดสอบ ECG Simulator.....	12
4.1.1	จ่ายไฟให้กับวงจร 9 V.....	12
4.1.2	วัดสัญญาณเอาต์พุตตรงจุด C ดังรูป.....	12
4.2	ผลการทดลอง.....	13
4.2.1	กราฟแสดงคลื่นสัญญาณหัวใจที่สร้างจาก ECG Simulator.....	13
บทที่ 5	วิเคราะห์และสรุปผลการทดสอบคุณสมบัติของวงจร.....	13
5.1	บทสรุปการดำเนินงาน.....	14
5.2	วงจร ECG Simulator.....	14
5.3	การทดลองการขยายสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจด้วยวงจรที่พัฒนาขึ้น.....	14
5.4	ปัญหา และอุปสรรค และการแก้ไข.....	14

หนังสืออ้างอิง

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 ระบบเหนี่ยวนำไฟฟ้าหัวใจ	3
รูปที่ 2.2 กระบวนการดีโพลาไรซ์ และ รีโพลาไรซ์	4
รูปที่ 2.3 การรวมกันของสัญญาณทางไฟฟ้าของหัวใจในแต่ละส่วน.....	4
รูปที่ 2.4 คลื่นไฟฟ้าหัวใจปกติ	6
รูปที่ 2.5 รูปผลตอบสนองต่อความถี่.....	6
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรม.....	7
รูปที่ 3.2 วงจรขยายอินสตรูเมตชั่น.....	7
รูปที่ 3.3 วงจรปรับศูนย์.....	8
รูปที่ 3.4 วงจร Band reject filter.....	9
รูปที่ 3.5 วงจรส่งผ่านสัญญาณด้วยแสง.....	10
รูปที่ 3.6 วงจรพัลส์ – วิตซ์ มอดดูเลเตอร์ (Pulse-Width Modulator).....	11
รูปที่ 3.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟฟิลเตอร์.....	11
รูปที่ 4.1 แสดงจุดเอาท์พุท.....	12
รูปที่ 4.2 รูปกราฟแสดงคลื่นสัญญาณหัวใจจาก ECG Simulator.....	13
รูปที่ 4.3 รูปกราฟแสดงคลื่นสัญญาณหัวใจจาก ECG Amplifier.....	13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เครื่องตรวจวัดอัตราการเต้นของหัวใจ (Heart Rate meter) เป็นอุปกรณ์ทางการแพทย์ที่สำคัญที่ใช้ในการวินิจฉัยโรคที่เกี่ยวข้องกับระบบการทำงานของหัวใจ โดยเครื่องตรวจวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจทำหน้าที่แสดงรูปกราฟของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจของผู้ป่วยให้แพทย์ผู้เชี่ยวชาญ สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ผิดปกติแสดงถึงภาวะการทำงานของหัวใจ ที่ผิดปกติ อย่างไรก็ตามเนื่องจากเครื่องตรวจวัดอัตราการเต้นของหัวใจเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความละเอียดซับซ้อนและต้องมีความเที่ยงตรงสูง โครงการนี้จึงมีวัตถุประสงค์เพื่อพัฒนาเครื่องตรวจวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจโดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถหาได้ทั่วไป และเพื่อศึกษาความรู้อิเล็กทรอนิกส์อีกด้วย

1.2 วัตถุประสงค์

เพื่อพัฒนาและศึกษาเครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ โดยฮาร์ดแวร์สำหรับตรวจวัดอัตราการเต้นของหัวใจ

1.3 ขอบเขตของปริญญาานิพนธ์

สามารถวัดอัตราการเต้นของหัวใจได้จริง

1.4 ส่วนประกอบของปริญญาานิพนธ์

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีคลื่นไฟฟ้าหัวใจ การทำงานของหัวใจ และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจร

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงการออกแบบและสร้างเครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ โดยเราสามารถแบ่งเป็นส่วนๆ คือ วงจรขยายแบบอินทรมอนเตชัน (Instrumentation Amplifier) วงจรปรับค่าศูนย์ (Autozero Circuit) วงจรกำจัดความถี่ (Band reject filter) วงจรส่งผ่านสัญญาณด้วยแสงวงจรมอดูเลเตอร์ – วิตซ์ มอดูเลเตอร์ (Pulse-Width Modulator) วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 เป็นการทดลองและผลการทดลอง

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลงานที่ได้ทำมาทั้งหมดพร้อมทั้งปัญหาและอุปสรรคในการทำงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการ และทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบเครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ

หัวใจของมนุษย์เป็นอวัยวะที่ทำหน้าที่สูบฉีดโลหิตไปเลี้ยงอวัยวะทั่วร่างกาย โดยหัวใจจะแบ่งเป็น 4 ห้อง ได้แก่ ห้องบนขวา (Right Atrium) ทำหน้าที่รับเลือดเสียจากร่างกายก่อนส่งไปยังห้องล่างขวา (Right Ventricle) ที่ทำหน้าที่ส่งเลือดไปพอกที่ปอด เลือดที่ผ่านการพอกจะถูกส่งกลับมายังห้องบนซ้าย (Left Atrium) ก่อนจะถูกส่งไปยังห้องล่างซ้าย (Left Ventricle) จากนั้นเลือดที่ผ่านการพอกจึงถูกสูบฉีดไปเลี้ยงทั่วร่างกาย ซึ่งจะทำการรอบเช่นนี้วนไปตลอดชั่วชีวิต

2.1 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) (ดูรูปประกอบที่ 2.1)

2.2 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 ศักย์ไฟฟ้าภายนอกจะสูงกว่าและมีค่าเป็นบวกแต่ยังไม่มีการแลกเปลี่ยนไอออนระหว่างภายในและภายนอกเซลล์

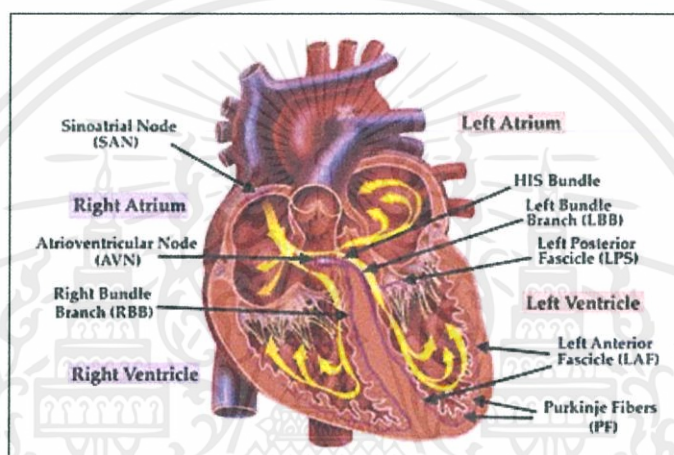
- กระบวนการดีโพลาไรซ์ (Depolarization)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

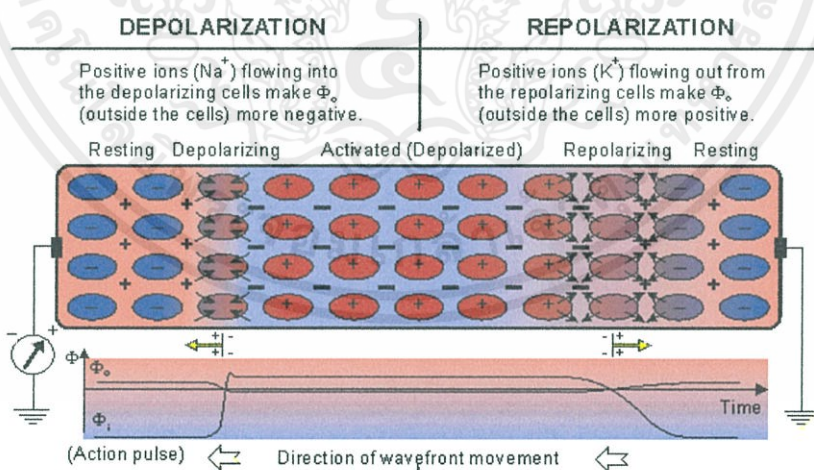
กระบวนการดีโพลาไรซ์ เกิดขึ้นเมื่อเซลล์ที่อยู่ในสภาวะโพลาไรซ์ถูกกระตุ้นเนื่องจากธรรมชาติ หรือการกระตุ้นเทียม ทำให้ Na^+ ภายนอกเซลล์เกิดการถ่ายเทมาภายในเซลล์ ดังรูปที่ 2.2 ทำให้ศักย์ไฟฟ้าภายในสูงขึ้นประมาณ $+20 \text{ mV}$ และ ศักย์ไฟฟ้าภายนอกเซลล์ลดลง

- กระบวนการรีโพลาไรซ์ (Repolarization)

กระบวนการรีโพลาไรซ์ เกิดขึ้นเมื่อเซลล์ที่อยู่ในสภาวะดีโพลาไรซ์แล้ว K^+ ภายในเซลล์ซึมผ่านออกนอกเซลล์ ดังรูปที่ 2.2 ศักย์ไฟฟ้าภายในเซลล์จะค่อยๆลดลง จนเข้าสู่สภาวะโพลาไรซ์



รูปที่ 2.1 ระบบเหนี่ยวนำไฟฟ้าหัวใจ

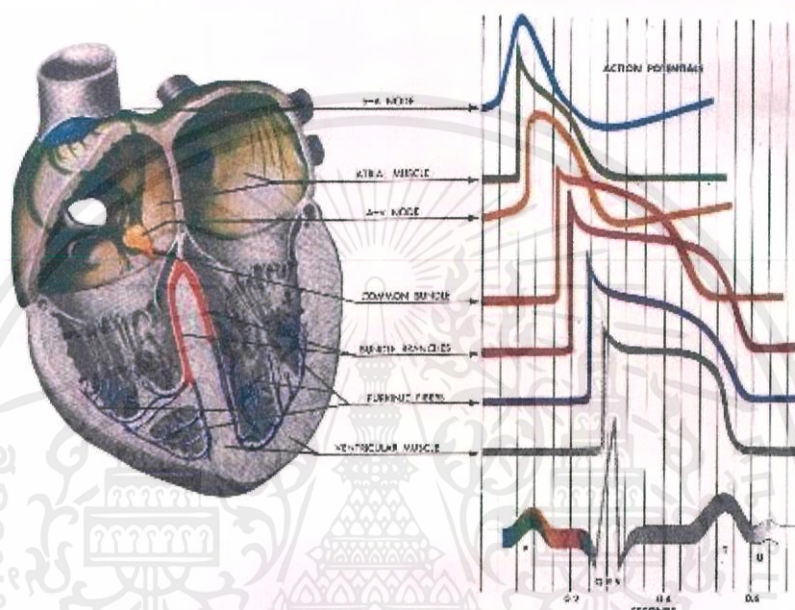


รูปที่ 2.2 กระบวนการดีโพลาไรซ์ และ รีโพลาไรซ์

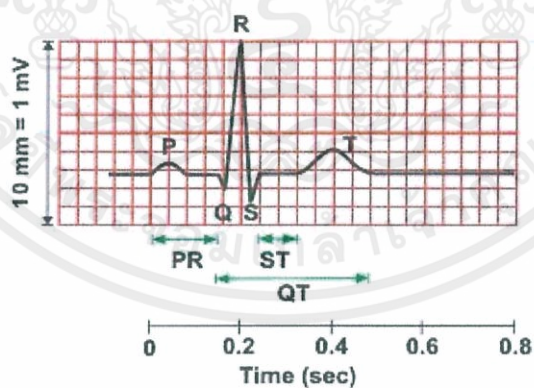
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

สัญญาณไฟฟ้าหัวใจเกิดจากการรวมกันของสัญญาณไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในแต่ละส่วนของหัวใจดังรูปที่ 2.3 โดยเราจะมีชื่อเรียกส่วนต่างๆ ได้แก่ รูปคลื่น P (P Wave) รูปคลื่น QRS (QRS complex) รูปคลื่น T (T Wave) และรูปคลื่น U (U Wave) ซึ่ง รูปคลื่น U อาจจะไม่มิกก็ได้ 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)

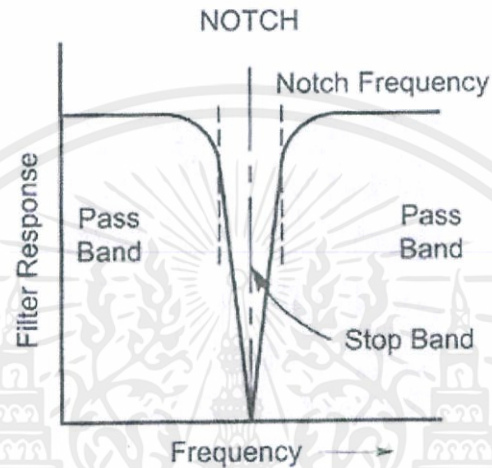
Q-T_c interval (≤ 0.44 s)*

$$*QT_c = \frac{QT}{\sqrt{RR}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 2.4 คลื่นไฟฟ้าหัวใจปกติ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจรกำจัดแถบความถี่ (Band Reject Filters)

เป็นวงจรที่กำจัดความถี่บางช่วงออกไป บางครั้งเราเรียกว่า นอตช์ฟิลเตอร์ (notch filter) ตัวอย่างของวงจรแสดงได้ในรูปที่ 4 ซึ่งจะแสดงผลตอบสนองทางความถี่ดังในรูปที่ 4 จากรูปจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่ามีความถี่ช่วงผ่านอยู่สองช่วงทั้งซ้ายและขวา

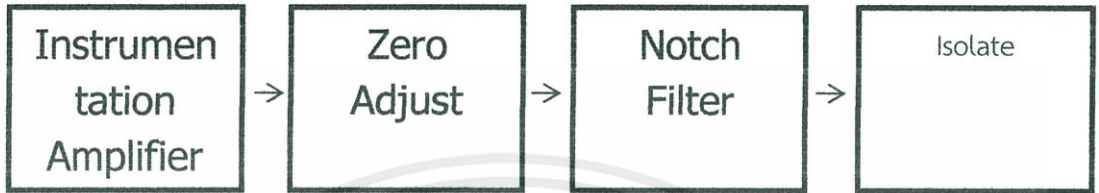


รูปที่ 2.5 รูปผลตอบสนองต่อความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

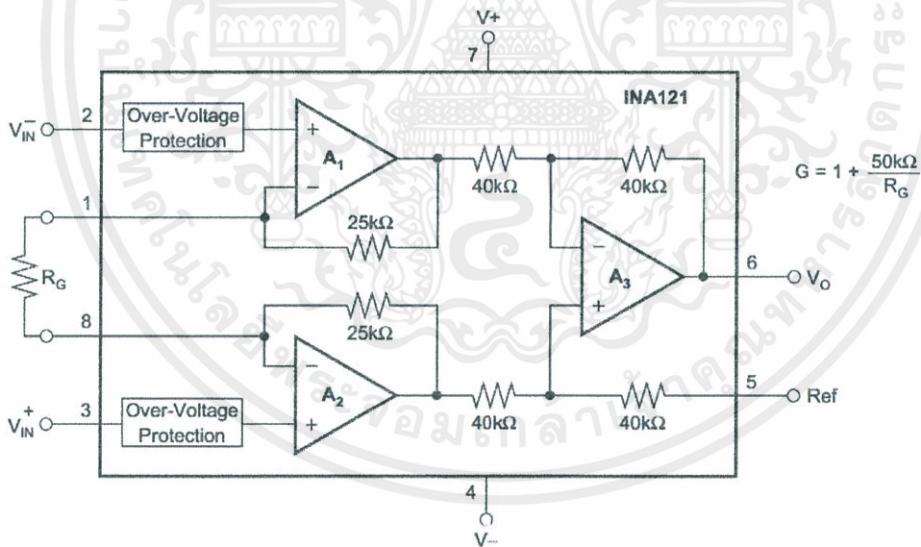
การคำนวณและออกแบบเครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรม

3.1 วงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน (Instrumentation Amplifier)

วงจรขยายอินสตรูเมนเตชันเป็นวงจรรวมสำเร็จรูปเบอร์ INA 121 โดยมีแผนผังวงจรแสดงในภาพประกอบ



รูปที่ 3.2 วงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 วงจรปรับค่าศูนย์ (Autozero Circuit)

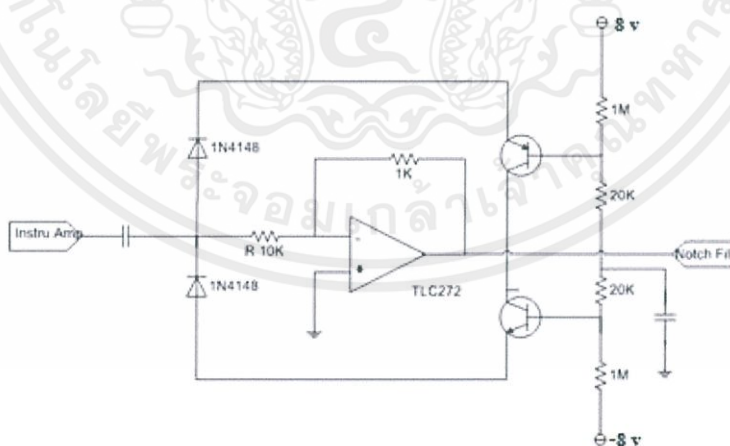
เมื่อสัญญาณคลื่นไฟฟ้าผ่านวงจรขยายความแตกต่างมักจะมีศักดาไฟฟ้าออฟเซตถูกขยายมาด้วย ศักดาไฟฟ้าออฟเซตนี้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งสามารถแยกออกจากคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้โดยการส่งสัญญาณทางตัวเก็บประจุ แต่เนื่องจากคลื่นไฟฟ้าหัวใจความถี่อยู่ในช่วง 0.5 เฮิรซ์ ถึง 200 เฮิรซ์

ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ใช้จึงมีค่ามาก เพื่อให้สัญญาณที่มีความถี่ต่ำในช่วงดังกล่าวผ่านไปได้ ปัญหาที่ตามมาก็คือ ถ้ามีการรบกวนที่อิล็คโตรด เช่น เมื่อคนไข้ขยับตัวจะทำให้ความต้านทานตรงรอยสัมผัสของอิล็คโตรดกับผิวหนังเปลี่ยนแปลงและวงจรเสียสมดุล เกิดเป็นศักดาไฟฟ้าออฟเซตที่เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่างคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ผ่านตัวเก็บประจุจะลอยตัวออกจากระดับศูนย์และกลับเข้าสู่ระดับศูนย์ช้ามาก เนื่องจากค่าเวลาคงที่ (Time constant) ของตัวเก็บประจุกับความต้านทานของอินพุทของวงจรถัดไปมีค่ามาก

หลักการของวงจรปรับศูนย์คือ จะช่วยลดค่าเวลาคงที่ ให้เหลือน้อยมาก เมื่อเกิดศักดาไฟฟ้าออฟเซตถึงระดับที่กำหนดไว้ ในขณะที่ยังไม่เกิดศักดาไฟฟ้าออฟเซตค่าเวลาคงที่ จะมีค่าเท่ากับผลคูณของ C_6 กับ R_{17} และเมื่อมีศักดาไฟฟ้าออฟเซตประมาณ $+1.2$ v หรือ -1.2 v เท่ากับ ศักดาไฟฟ้าตัดคร่อมไดโอด D_7 หรือ D_8 กับขา E B ของทรานซิสเตอร์ Q_1 กับ Q_2

ทรานซิสเตอร์ก็จะทำหน้าที่เป็นทางผ่านของสัญญาณลงกราวด์ทำให้ค่า time constant มีค่าลดลง เป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) มีอัตราขยายศักดาไฟฟ้าคือ

$$\text{อัตราขยายศักดาไฟฟ้า } R_1/R_2 = 1M/10K = 100 \quad (3.1)$$

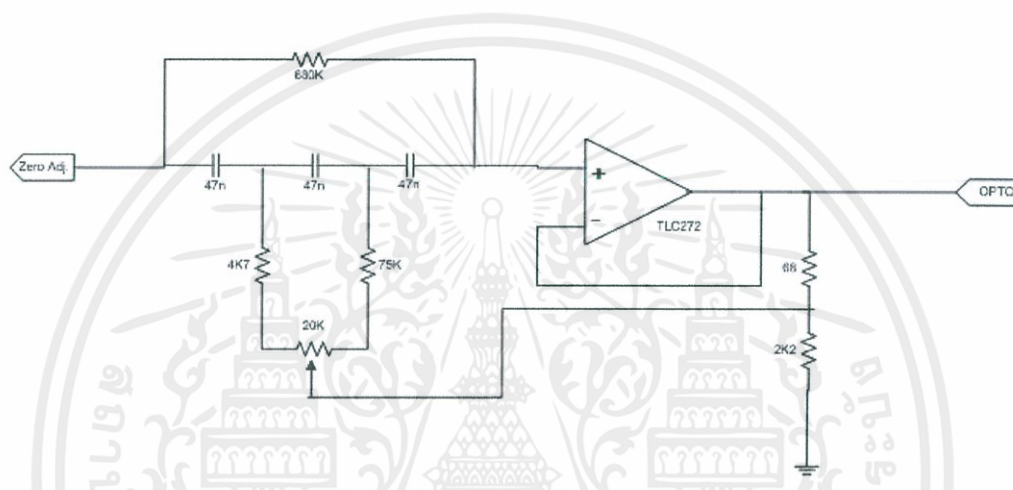


รูปที่ 3.3 วงจรปรับศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรกำจัดความถี่ (Band reject filter)

ถึงแม้ว่าวงจรขยายในภาคแรกจะเป็นวงจรขยายความแตกต่าง ซึ่งมีคุณสมบัติในการกำจัดสัญญาณรบกวนได้ก็ตาม แต่ถ้าเกิดความไม่สมดุลของวงจรขึ้นมา สัญญาณรบกวนซึ่งส่วนใหญ่เป็นความถี่ 50 Hz ก็สามารถผ่านไปได้ ดังนั้นเราจึงต้องใช้วงจรแบบ Low pass Notch filter ซึ่งจะยอมให้ความถี่สูงและต่ำกว่า 50 Hz ผ่านไปได้ ส่วนสัญญาณรบกวน 50 Hz จะถูกกำจัดออกไป



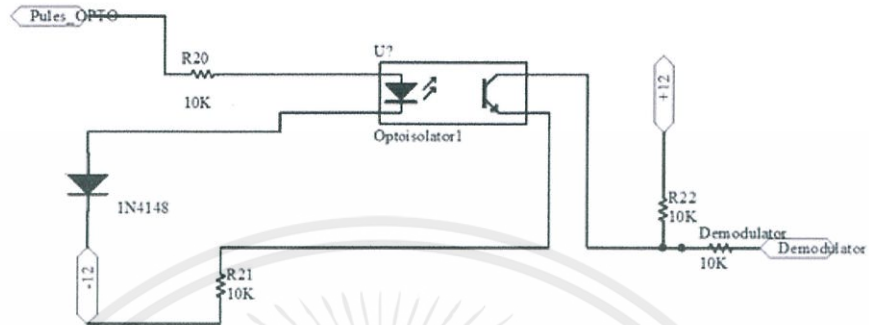
รูปที่ 3.4 วงจร Band reject filter

3.4 วงจรส่งผ่านสัญญาณด้วยแสง

วงจรส่งผ่านสัญญาณด้วยแสงใช้เพื่อทำการแยกจุดดินระหว่างส่วนหน้าที่สัมผัสร่างกายกับวงจร เพื่อป้องกันกระแสรั่วไหลจากเครื่องไปทำอันตรายต่อคนใช้ได้ หลักการทำงาน R35 และ R36 จะเป็นตัวป้องกันการแส้ไบอัสให้กับตัวส่ง การตั้งไบอัสทำได้โดยการเปลี่ยนตัวต้านทาน R35 R36 จนกระทั่งศักดาไฟฟ้าที่คอลเลคเตอร์ของตัวรับสัญญาณแสงมีค่าประมาณ $\frac{1}{2}$ ของศักดาไฟฟ้าจากแหล่งจ่าย +V

การไบอัสดังกล่าวเป็นการไบอัสให้ตัวส่งสัญญาณแสงซึ่งเป็นไดโอด ทำงานอยู่ในช่วงลิเนียร์ ซึ่งปรับกระแสไบอัส ให้อยู่ในช่วงลิเนียร์นี้กระทำได้ยากตัวส่งสัญญาณแสงแต่ละตัวก็มี คุณสมบัติแตกต่างกันไป เราจึงต้องทำการปรับไบอัสทุกครั้งที่มีการเปลี่ยนตัวส่งสัญญาณ

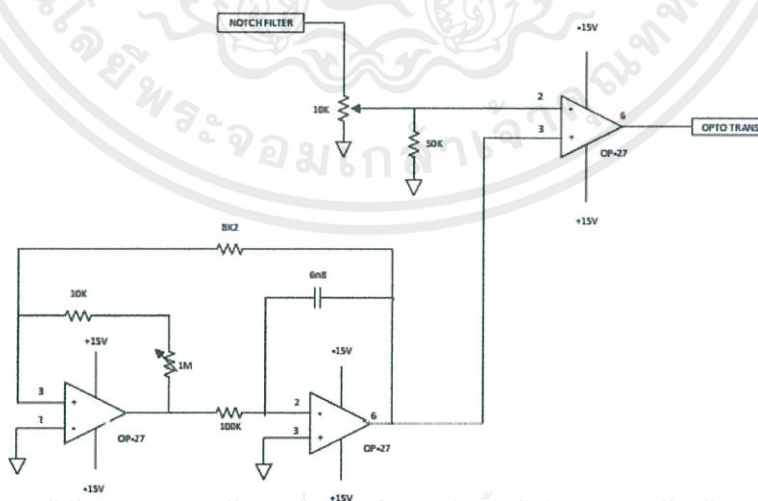
เอกสารนี้เป็นเอกสาร ดัชนีเราจึงแก้ปัญหาดังกล่าวโดยการมอดูเลตสัญญาณก่อนจะส่งผ่านไปยังตัวส่งสัญญาณ ซึ่งด้านการกำเนิดแสงโดยเราจะใช้วงจร พัลส์ - วิดท์ มอดูเลเตอร์ (Pulse-Width Modulator) ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 วงจรส่งผ่านสัญญาณด้วยแสง

3.5 วงจรพัลส์ - วิดท์ มอดดูเลเตอร์ (Pulse-Width Modulator)

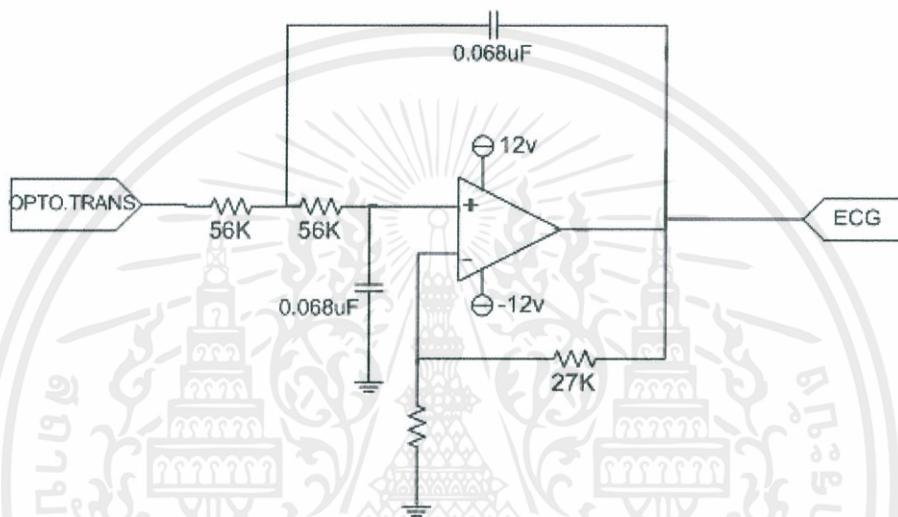
หลักการทํางาน U3B และ U3A ทำหน้าที่สร้างสัญญาณสามเหลี่ยม (Triangle Signal) ความถี่ 3 KHz เพื่อเป็นสัญญาณเปรียบเทียบ (Reference Signal) เข้าที่ขาอินพุทไม่กลับเฟส (Non-Inverting Input) ของ IC3 ซึ่งทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) โดยสัญญาณที่ออกจากวงจรตรงความถี่ต่ำ จะถูกนำเข้ามาที่ขาอินพุทกลับเฟส (Inverting Input) ของ U4A สัญญาณเอาต์พุทขอ IC3 จะมีสัญลักษณ์เป็นพัลส์ โดยที่ความกว้างพัลส์ (Pulse Width) จะแปรเปลี่ยนตามสัญญาณที่ขาอินพุทไม่กลับเฟส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกที่รูปที่3.6 วงจรพัลส์ - วิดท์ มอดดูเลเตอร์ (Pulse-Width Modulator) ที่มีการนำไปใช้

3.6 วงจรดีมอดคูเลเตอร์ (Demodulator)

วงจรดีมอดคูเลเตอร์ (Demodulator)จะเป็นวงจรที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่ได้รับจากวงจรส่งสัญญาณด้วยแสง เปลี่ยนเป็นสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจตามเดิม โดยการใช้วงจรดีมอดคูเลเตอร์ (Demodulator) ซึ่งวงจรที่ทำหน้าที่ดังกล่าวคือ วงจรกรองความถี่ต่ำ ที่ยอมให้ความถี่ในช่วงสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจผ่านได้



รูปที่3.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

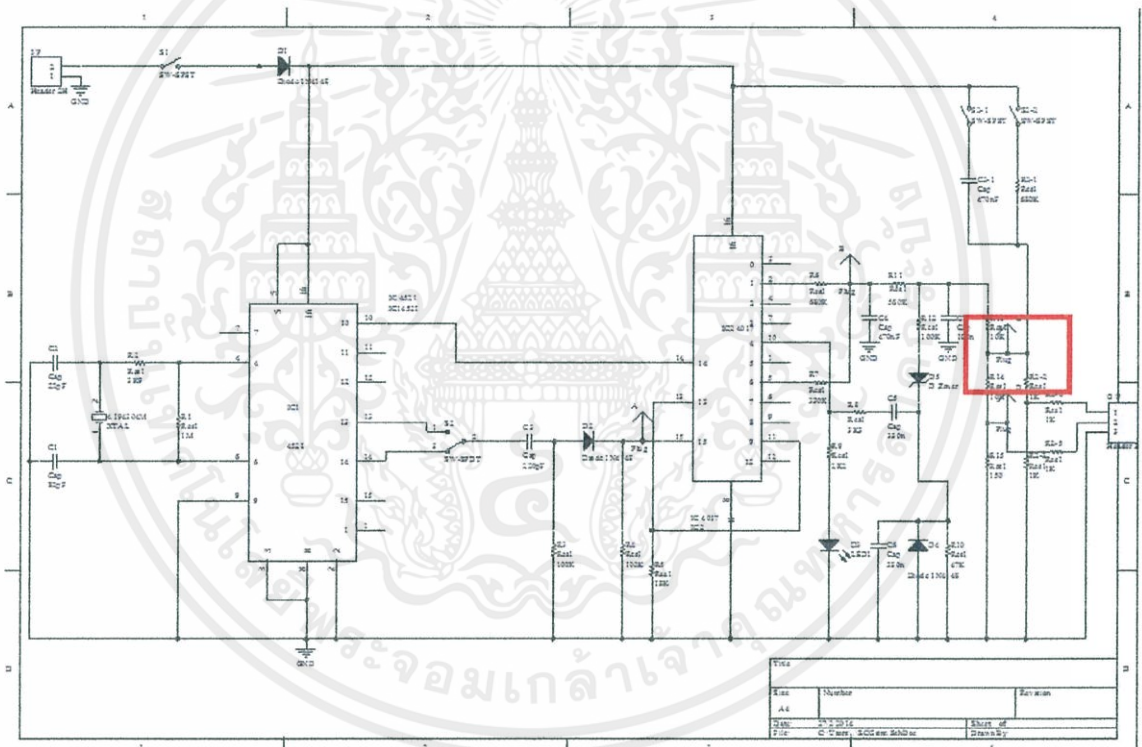
บทที่ 4

วิธีการทดสอบ และผลการทดสอบเครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ

4.1 วิธีการทดสอบ ECG Simulator

4.1.1 จ่ายไฟให้กับวงจร 9 V

4.1.2 วัดสัญญาณเอาต์พุตตรงจุด C ดังรูป

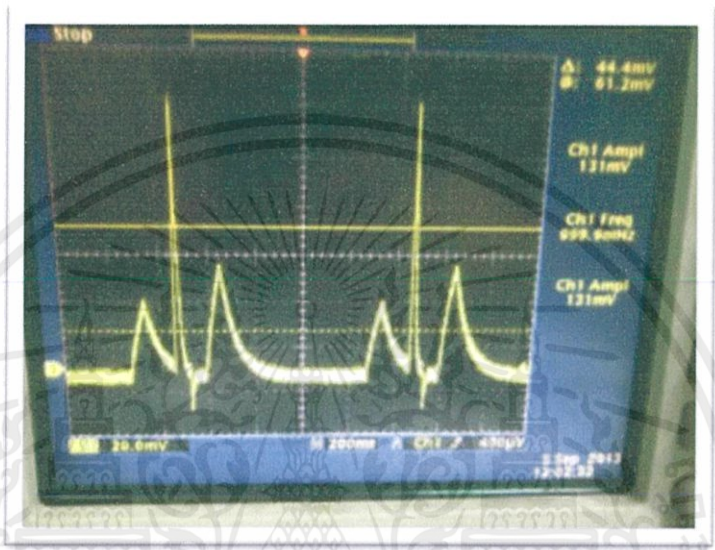


รูปที่ 4.1 แสดงจุดเอาต์พุต

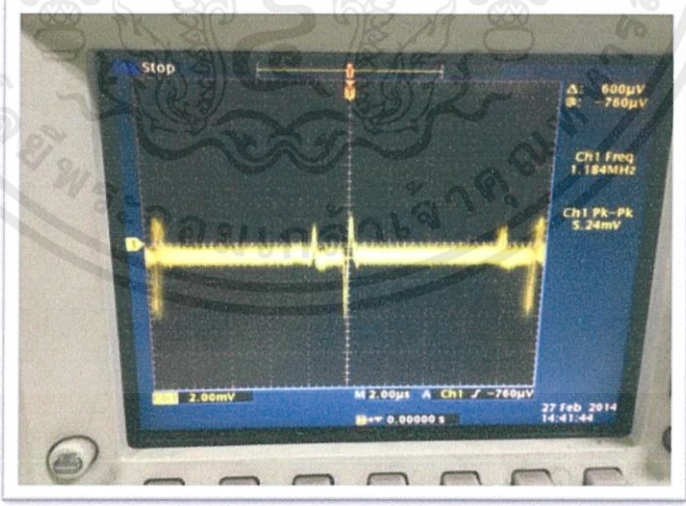
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.1 ผลการทดลอง

4.2.1 กราฟแสดงคลื่นสัญญาณหัวใจที่สร้างจาก ECG Simulator
ค่าแอมพลิจูดได้ประมาณ 130 mV



รูปที่ 4.2 รูปกราฟแสดงคลื่นสัญญาณหัวใจจาก ECG Simulator



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 4.2 รูปกราฟแสดงคลื่นสัญญาณหัวใจจาก ECG Amplifier ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วิเคราะห์และสรุปผลการทดสอบคุณสมบัติของวงจร

5.1 บทสรุปการดำเนินงาน

การดำเนินงานในโครงการนี้ในช่วงแรกโดยในส่วนของฮาร์ดแวร์ได้ผลงานคือ เครื่อง ECG Simulator และส่วนที่สองคือส่วนของวงจรรยาย

5.2 วงจร ECG Simulator

จากการทดลองเมื่อให้จ่ายไฟ 9 V ตัว IC 4521 สร้างสัญญาณความถี่ 60 Hz และ 120 Hz ส่งสัญญาณไปที่ IC 4017 โดย IC ตัวนี้จะส่งสัญญาณเอาต์พุตออกมาทางขา 2 5 และ 10 โดยที่สัญญาณจะออกมาตามความถี่ที่กำหนดไว้ โดยมี C4 เป็นตัวคัปปลิ่ง โดยสัญญาณจะมา Sum แล้วจะได้สัญญาณออกตรงเอาต์พุต มีความแอมพลิจูดประมาณ 130 mV

5.3 การทดลองการขยายสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจด้วยวงจรที่พัฒนาขึ้น

ผู้พัฒนาได้สร้างวงจรรยายสัญญาณจากที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งมีอัตราขยายรวม โดยแบ่งการขยายสัญญาณออกเป็น 2 ครั้ง ครั้งแรกเป็นการขยายด้วยวงจร Instrumentation Amplifier กำลังขยาย 10 เท่า ครั้งที่สองเป็นการขยายด้วยวงจร Non-Inverting Amplifier กำลังขยาย 20 เท่า การกำจัดสัญญาณรบกวนทำได้โดยใช้วงจร 50 Hz Notch Filter และ 2nd Order Low - Pass Filter

5.4 ปัญหา และอุปสรรค และการแก้ไข

- ในส่วนของทฤษฎีเกี่ยวกับเครื่องวัดอัตราการเต้นของหัวใจ ผู้จัดทำขาดความรู้ ความเข้าใจ เกี่ยวกับระบบของวงจร จึงทำให้มีการเสียเวลาในการศึกษาค้นคว้าข้อมูล
- ในส่วนของการออกแบบวงจรมานั้น ผู้จัดทำไม่มีความชำนาญในการออกแบบ ทำให้ออกแบบผิดพลาด ผลที่ออกไม่ตรงตามที่ต้องการ จึงเสียเวลาออกแบบหลายรอบ
- ในการเลือกซื้ออุปกรณ์นั้น ผู้จัดทำขาดความรู้ ความเข้าใจ เกี่ยวกับอุปกรณ์ต่างๆ จึงมีการใช้ตัวอุปกรณ์ผิดพลาด ทำให้อุปกรณ์เสียหาย

ซึ่งในแต่ละส่วนทั้งหมดนี้ ทำให้การดำเนินเข้าไปกว่ากำหนดการที่คาดไว้ แต่เนื่องจากได้รับการช่วยเหลือ และได้รับคำแนะนำจากอาจารย์ที่ปรึกษา พี่ที่มีประสบการณ์ และเพื่อนๆจึงทำให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- [1] <http://www.national.com/analog>
- [2] <http://www.st.com/stonline/>
- [3] www.kmitl.ac.th/~kpteeraw/data_com/datacom_52/Filter.htm



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RoHS Compliant Product

A suffix of "-C" specifies halogen & lead-free

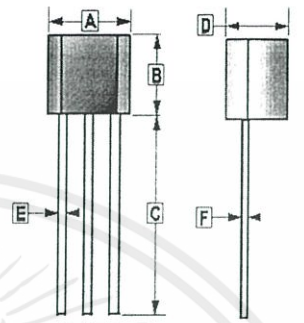
FEATURES

- Excellent h_{FE} Linearity

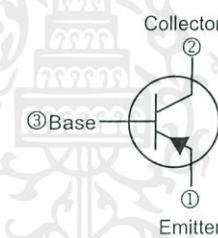
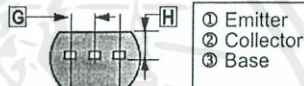
CLASSIFICATION OF h_{FE}

Product-Rank	2SA562-O	2SA562-Y
Range	70~140	120~240

TO-92



REF.	Millimeter	
	Min.	Max.
A	4.40	4.70
B	4.30	4.70
C	12.70	-
D	3.30	3.81
E	0.36	0.56
F	0.36	0.51
G	1.27 TYP.	
H	1.10	-
J	2.42	2.66
K	0.36	0.76



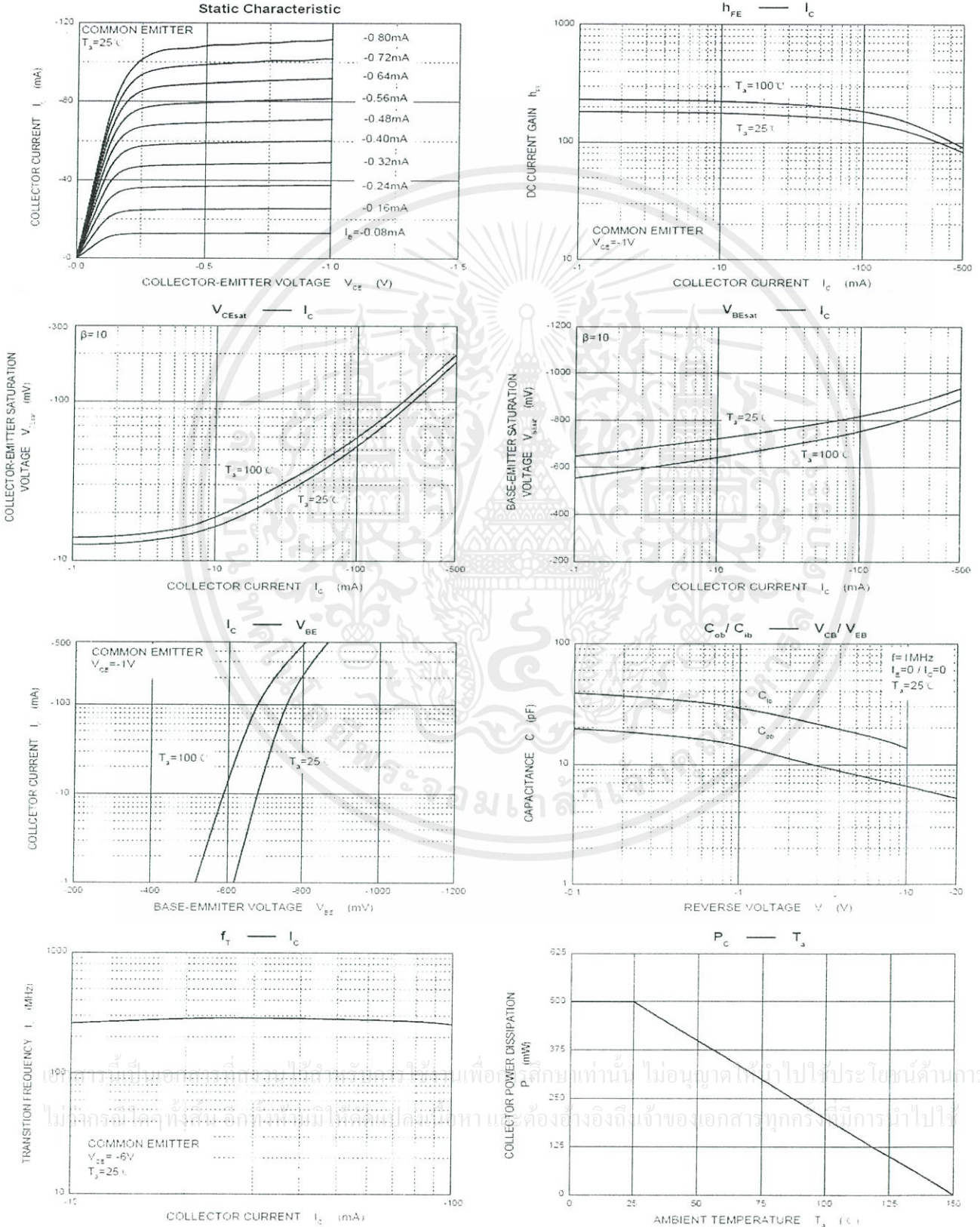
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Collector to Base Voltage	V_{CBO}	-35	V
Collector to Emitter Voltage	V_{CEO}	-30	V
Emitter to Base Voltage	V_{EBO}	-5	V
Collector Current - Continuous	I_C	-500	mA
Collector Power Dissipation	P_C	500	mW
Junction, Storage Temperature	T_J, T_{STG}	150, -55~150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions
Collector to Base Breakdown Voltage	$V_{(BR)CBO}$	-35	-	-	V	$I_C = -100\mu\text{A}, I_E = 0\text{A}$
Collector to Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CEO}$	-30	-	-	V	$I_C = -1\text{mA}, I_B = 0\text{A}$
Emitter to Base Breakdown Voltage	$V_{(BR)EBO}$	-5	-	-	V	$I_E = -100\mu\text{A}, I_C = 0\text{A}$
Collector Cut-Off Current	I_{CBO}	-	-	-0.1	μA	$V_{CB} = -35\text{V}, I_E = 0\text{A}$
Emitter Cut-Off Current	I_{EBO}	-	-	-0.1	μA	$V_{EB} = -5\text{V}, I_C = 0\text{mA}$
DC Current Gain	h_{FE}	70	-	240	-	$V_{CE} = -1\text{V}, I_C = -100\text{mA}$
Collector to Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	-	-	-0.25	V	$I_C = -100\text{mA}, I_B = -10\text{mA}$
Base to Emitter Voltage	V_{BE}	-	-	-1	V	$V_{CE} = -1\text{V}, I_C = -100\text{mA}$
Transition Frequency	f_T	-	200	-	MHz	$V_{CE} = -6\text{V}, I_C = -20\text{mA}$
Collector output capacitance	C_{ob}	-	13	-	pF	$V_{CB} = -6\text{V}, I_E = 0\text{A}, f = 1\text{MHz}$

CHARACTERISTIC CURVES



DESCRIPTION The 2SC945 is designed for use in driver stage of AF amplifier and low speed switching.

FEATURES

- High Voltage LV_{CEO} : 50 V MIN.
- Excellent h_{FE} Linearity
 $h_{FE1} (0.1 \text{ mA})/h_{FE2} (1.0 \text{ mA}) : 0.92 \text{ TYP.}$

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Maximum Temperatures

Storage Temperature -55 to +125 °C

Junction Temperature +125 °C Maximum

Maximum Power Dissipation (Ta = 25 °C)

Total Power Dissipation 250 mW

Maximum Voltages and Currents (Ta = 25 °C)

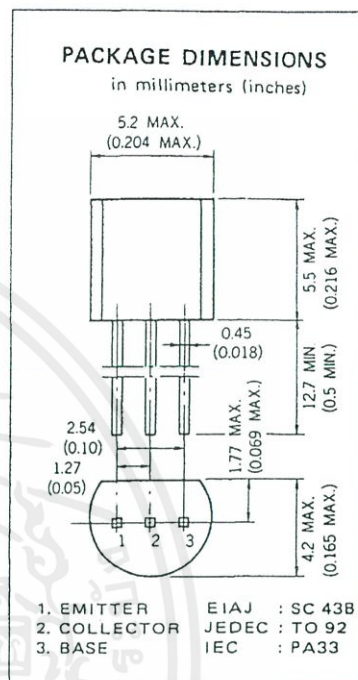
V_{CBO} Collector to Base Voltage 60 V

V_{CEO} Collector to Emitter Voltage 50 V

V_{EBO} Emitter to Base Voltage 5.0 V

I_C Collector Current 100 mA

I_B Base Current 20 mA



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25 °C)

SYMBOL	CHARACTERISTIC	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	TEST CONDITIONS
h _{FE1}	DC Current Gain	50	185			V _{CE} = 6.0 V, I _C = 0.1 mA
h _{FE2}	DC Current Gain	90	200	600		V _{CE} = 6.0 V, I _C = 1.0 mA
NF	Noise Figure		0.8	15	dB	V _{CE} = 6.0 V, I _C = 0.1 mA, R _G = 2.0 kΩ, f = 1.0 kHz
f _T	Gain Bandwidth Product	150	250	450	MHz	V _{CE} = 6.0 V, I _E = -10 mA
C _{ob}	Collector to Base Capacitance		3.0	4.0	pF	V _{CB} = 6.0 V, I _E = 0, f = 1.0 MHz
I _{CBO}	Collector Cutoff Current			100	nA	V _{CB} = 60 V, I _E = 0
I _{EBO}	Emitter Cutoff Current			100	nA	V _{EB} = 5.0 V, I _C = 0
V _{BE}	Base to Emitter Voltage	0.55	0.62	0.65	V	V _{CE} = 6.0 V, I _C = 1.0 mA
V _{CE(sat)}	Collector Saturation Voltage		0.15	0.3	V	I _C = 100 mA, I _B = 10 mA
V _{BE(sat)}	Base Saturation Voltage		0.86	1.0	V	I _C = 100 mA, I _B = 10 mA

Classification of h_{FE2}

Rank	R	Q	P	K
Range	90 - 180	135 - 270	200 - 400	300 - 600

h_{FE2} Test Conditions : V_{CE} = 6.0 V, I_C = 1.0 mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



INA121

FET-Input, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- LOW BIAS CURRENT: $\pm 4\text{pA}$
- LOW QUIESCENT CURRENT: $\pm 450\mu\text{A}$
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE: $\pm 200\mu\text{V}$
- LOW INPUT OFFSET DRIFT: $\pm 2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- LOW INPUT NOISE: $20\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at $f = 1\text{kHz}$ ($G = 100$)
- HIGH CMR: 106dB
- WIDE SUPPLY RANGE: $\pm 2.25\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$
- LOW NONLINEARITY ERROR: 0.001% max
- INPUT PROTECTION TO $\pm 40\text{V}$
- 8-PIN DIP AND SO-8 SURFACE MOUNT

APPLICATIONS

- LOW-LEVEL TRANSDUCER AMPLIFIERS
Bridge, RTD, Thermocouple
- PHYSIOLOGICAL AMPLIFIERS
ECG, EEG, EMG, Respiratory
- HIGH IMPEDANCE TRANSDUCERS
- CAPACITIVE SENSORS
- MULTI-CHANNEL DATA ACQUISITION
- PORTABLE, BATTERY OPERATED SYSTEMS
- GENERAL PURPOSE INSTRUMENTATION

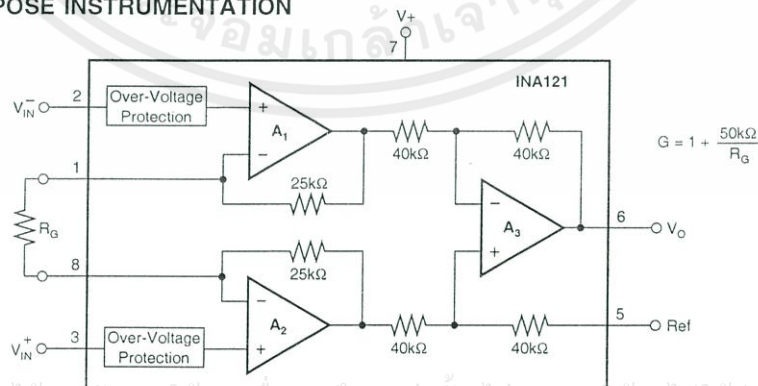
DESCRIPTION

The INA121 is a FET-input, low power instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile three-op amp design and very small size make it ideal for a variety of general purpose applications. Low bias current ($\pm 4\text{pA}$) allows use with high impedance sources.

Gain can be set from 1V to 10,000V/V with a single external resistor. Internal input protection can withstand up to $\pm 40\text{V}$ without damage.

The INA121 is laser-trimmed for very low offset voltage ($\pm 200\mu\text{V}$), low offset drift ($\pm 2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$), and high common-mode rejection (106dB at $G = 100$). It operates on power supplies as low as $\pm 2.25\text{V}$ ($+4.5\text{V}$), allowing use in battery operated and single 5V systems. Quiescent current is only $450\mu\text{A}$.

Package options include 8-pin plastic DIP and SO-8 surface mount. All are specified for the -40°C to $+85^\circ\text{C}$ industrial temperature range.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 065-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

SPECIFICATIONS: $V_S = \pm 15V$

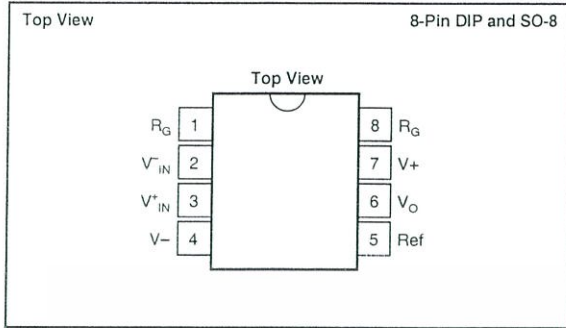
At $T_A = +25^\circ C$, $V_S = \pm 15V$, $R_L = 10k\Omega$, and I_A reference = 0V, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA121P, U			INA121PA, UA			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
INPUT								
Offset Voltage, RTI vs Temperature	$V_S = \pm 2.25V$ to $\pm 18V$		$\pm 200 \pm 200/G$	$\pm 500 \pm 500/G$		$\pm 300 \pm 200/G$	$\pm 1000 \pm 1000/G$	μV
vs Power Supply			$\pm 2 \pm 2/G$	$\pm 5 \pm 20/G$		*	$\pm 15 \pm 20/G$	$\mu V/^\circ C$
Long-Term Stability			$\pm 5 \pm 20/G$	$\pm 50 \pm 150/G$		*	*	$\mu V/V$
Impedance, Differential			± 0.5			*		$\mu V/m\Omega$
Common-Mode	$V_O = 0V$		$10^{12} \parallel 1$	$10^{12} \parallel 12$		*		$\Omega \parallel pF$
Input Voltage Range			See Text and Typical Curves				*	
Safe Input Voltage				± 40			*	V
Common-Mode Rejection	$V_{CM} = -12.5V$ to $13.5V$							
	G = 1	78	86		72	*		dB
	G = 10	91	100		85	*		dB
	G = 100	96	106		90	*		dB
	G = 1000		106			*		dB
BIAS CURRENT	$V_{CM} = 0V$		± 4	± 50		*	*	pA
vs Temperature			See Typical Curve			*		
Offset Current			± 0.5			*		pA
vs Temperature			See Typical Curve			*		
NOISE, RTI								
Voltage Noise: f = 10Hz	$R_S = 0\Omega$							nV/\sqrt{Hz}
	G = 100		30			*		
f = 100Hz	G = 100		21			*		nV/\sqrt{Hz}
f = 1kHz	G = 100		20			*		nV/\sqrt{Hz}
f = 0.1Hz to 10Hz	G = 100		1			*		μV_p-p
Current Noise: f = 1kHz			1			*		fA/\sqrt{Hz}
GAIN								
Gain Equation			$1 + (50k\Omega/R_G)$			*	*	V/V
Range of Gain	$V_O = -14V$ to $13.5V$	1		10,000	*		*	V/V
Gain Error	G = 1		± 0.01	± 0.05		*	± 0.1	%
	G = 10		± 0.03	± 0.4		*	± 0.5	%
	G = 100		± 0.05	± 0.5		*	± 0.7	%
	G = 1000		± 0.5			*		%
Gain vs Temperature ⁽¹⁾	G = 1		± 1	± 10		*	*	ppm/ $^\circ C$
	G > 1		± 25	± 100		*	*	ppm/ $^\circ C$
Nonlinearity	$V_O = -14V$ to $13.5V$							
	G = 1		± 0.0002	± 0.001		*	± 0.002	% of FSR
	G = 10		± 0.0015	± 0.005		*	± 0.008	% of FSR
	G = 100		± 0.0015	± 0.005		*	± 0.008	% of FSR
	G = 1000		± 0.002			*		% of FSR
OUTPUT								
Voltage: Positive	$R_L = 100k\Omega$		$(V+) - 0.9$			*		V
Negative	$R_L = 100k\Omega$		$(V-) + 0.15$			*		V
Positive	$R_L = 10k\Omega$	$(V+) - 1.5$	$(V+) - 0.9$		*	*		V
Negative	$R_L = 10k\Omega$	$(V-) + 1$	$(V-) + 0.25$		*	*		V
Capacitance Load Drive			1000			*		pF
Short-Circuit Current			± 14			*		mA
FREQUENCY RESPONSE								
Bandwidth, -3dB	G = 1		600			*		kHz
	G = 10		300			*		kHz
	G = 100		50			*		kHz
	G = 1000		5			*		kHz
Slew Rate	$V_O = \pm 10V$, G ≤ 10		0.7			*		V/ μs
Settling Time, 0.01%	G = 1 to 10		20			*		μs
	G = 100		35			*		μs
	G = 1000		260			*		μs
Overload Recovery	50% Input Overload		5			*		μs
POWER SUPPLY								
Voltage Range		± 2.25	± 15	± 18	*	*	*	V
Quiescent Current	$I_O = 0V$		± 450	± 525		*	*	μA
TEMPERATURE RANGE								
Specification		-40		85	*		*	$^\circ C$
Operating		-55		125	*		*	$^\circ C$
Storage		-55		125	*		*	$^\circ C$
Thermal Resistance, θ_{JA}								
8-Lead DIP			100			*		$^\circ C/W$
SO-8 Surface Mount			150			*		$^\circ C/W$

* Specification same as INA121P, U.

NOTE: (1) Temperature coefficient of the "Internal Resistor" in the gain equation. Does not include TCR of gain-setting resistor, R_G .

PIN CONFIGURATION



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage	±18V
Analog Input Voltage Range	±40V
Output Short-Circuit (to ground)	Continuous
Operating Temperature	-55°C to +125°C
Storage Temperature	-55°C to +125°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may degrade device reliability.

PACKAGE/ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER(1)	SPECIFIED TEMPERATURE RANGE	PACKAGE MARKING	ORDERING NUMBER(2)	TRANSPORT MEDIA
Single						
INA121P	8-Pin DIP	006	-40°C to +85°C	INA121P	INA121P	Rails
INA121PA	8-Pin DIP	006	-40°C to +85°C	INA121PA	INA121PA	Rails
INA121U	SO-8 Surface-Mount	182	-40°C to +85°C	INA121U	INA121U	Rails
"	"	"	"	"	INA121U/2K5	Tape and Reel
INA121UA	SO-8 Surface-Mount	182	-40°C to +85°C	INA121UA	INA121UA	Rails
"	"	"	"	"	INA121UA/2K5	Tape and Reel

NOTES: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book. (2) Models with a slash (/) are available only in Tape and Reel in the quantities indicated (e.g., /2K5 indicates 2500 devices per reel). Ordering 2500 pieces of "INA121U/2K5" will get a single 2500-piece Tape and Reel. For detailed Tape and Reel mechanical information, refer to Appendix B of Burr-Brown IC Data Book.

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

APPLICATION INFORMATION

Figure 1 shows the basic connections required for operation of the INA121. Applications with noisy or high impedance power supplies may require decoupling capacitors close to the device pins as shown.

The output is referred to the output reference (Ref) terminal which is normally grounded. This must be a low-impedance connection to assure good common-mode rejection. A resistance of 8Ω in series with the Ref pin will cause a typical device to degrade to approximately 80dB CMR (G = 1).

SETTING THE GAIN

Gain of the INA121 is set by connecting a single external resistor, R_G, connected between pins 1 and 8:

$$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \tag{1}$$

Commonly used gains and resistor values are shown in Figure 1.

The 50kΩ term in Equation 1 comes from the sum of the two internal feedback resistors of A₁ and A₂. These on-chip metal film resistors are laser trimmed to accurate absolute values. The accuracy and temperature coefficient of these resistors are included in the gain accuracy and drift specifications of the INA121.

The stability and temperature drift of the external gain setting resistor, R_G, also affects gain. R_G's contribution to gain accuracy and drift can be directly inferred from the gain equation (1). Low resistor values required for high gain can make wiring resistance important. Sockets add to the wiring resistance which will contribute additional gain error (possibly an unstable gain error) in gains of approximately 100 or greater.

DYNAMIC PERFORMANCE

The typical performance curve "Gain vs Frequency" shows that, despite its low quiescent current, the INA121 achieves wide bandwidth, even at high gain. This is due to the current-feedback topology of the INA121. Settling time also remains excellent at high gain.

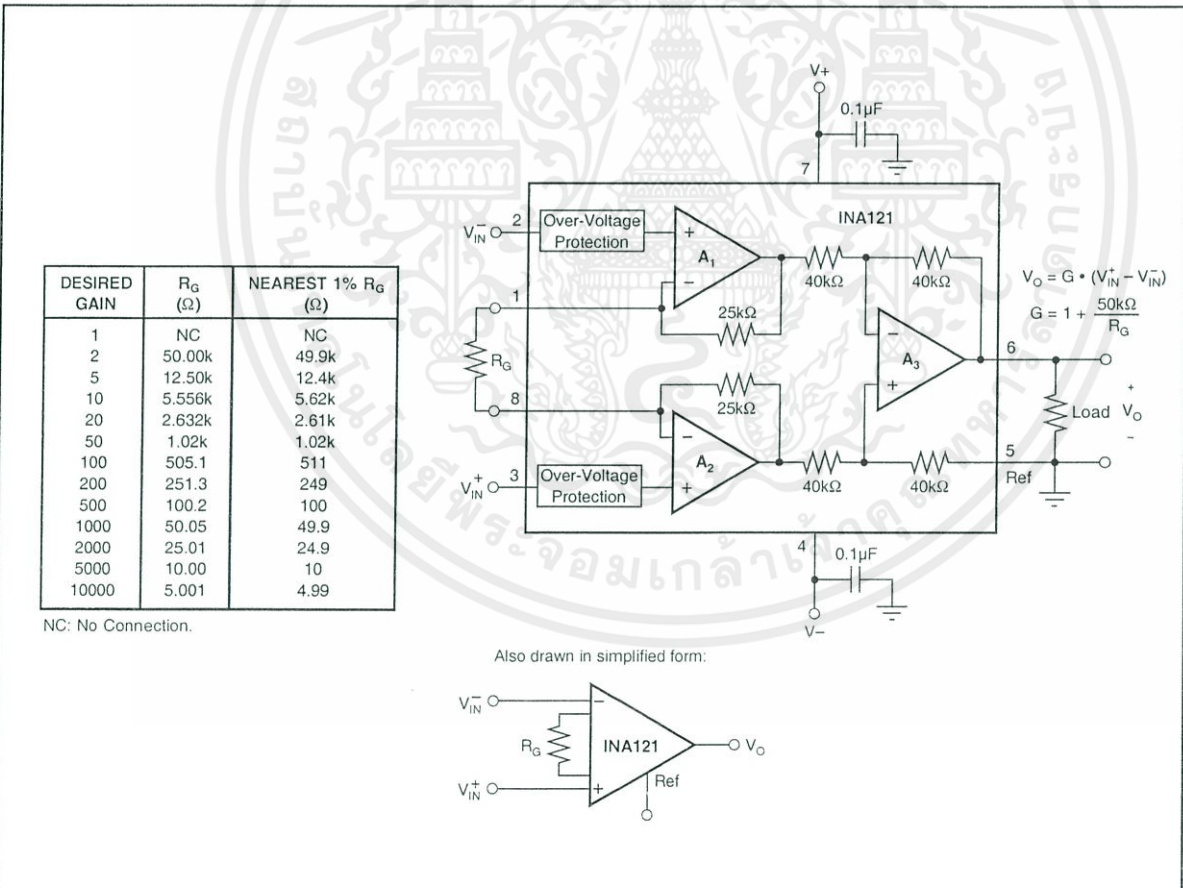


FIGURE 1. Basic Connections. เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะมิใช่ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The INA121 provides excellent rejection of high frequency common-mode signals. The typical performance curve, “Common-Mode Rejection vs Frequency” shows this behavior. If the inputs are not properly balanced, however, common-mode signals can be converted to differential signals. Run the V_{IN}^+ and V_{IN}^- connections directly adjacent each other, from the source signal all the way to the input pins. If possible use a ground plane under both input traces. Avoid running other potentially noisy lines near the inputs.

NOISE AND ACCURACY PERFORMANCE

The INA121’s FET input circuitry provides low input bias current and high speed. It achieves lower noise and higher accuracy with high impedance sources. With source impedances of 2k Ω to 50k Ω the INA114, INA128, or INA129 may provide lower offset voltage and drift. For very low source impedance ($\leq 1k\Omega$), the INA103 may provide improved accuracy and lower noise. At very high source impedances ($> 1M\Omega$) the INA116 is recommended.

OFFSET TRIMMING

The INA121 is laser trimmed for low offset voltage and drift. Most applications require no external offset adjustment. Figure 2 shows an optional circuit for trimming the output offset voltage. The voltage applied to Ref terminal is summed at the output. The op amp buffer provides low impedance at the Ref terminal to preserve good common-mode rejection. Trim circuits with higher source impedance should be buffered with an op amp follower circuit to assure low impedance on the Ref pin.

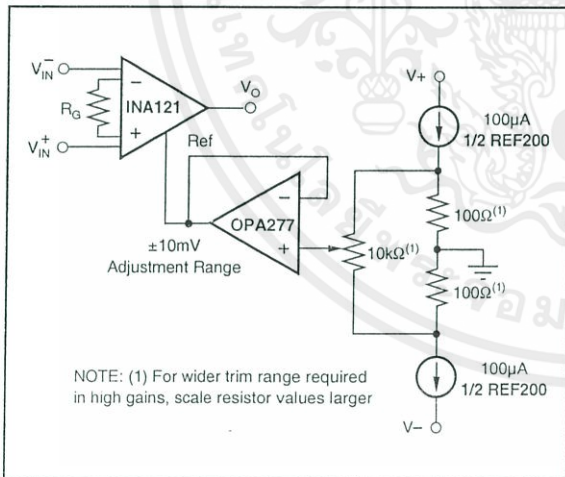


FIGURE 2. Optional Trimming of Output Offset Voltage.

INPUT BIAS CURRENT RETURN PATH

The input impedance of the INA121 is extremely high—approximately $10^{12}\Omega$. However, a path must be provided for the input bias current of both inputs. This input bias current is typically 4pA. High input impedance means that this input bias current changes very little with varying input voltage.

Input circuitry must provide a path for this input bias current if the INA121 is to operate properly. Figure 3 shows various provisions for an input bias current path. Without a bias current return path, the inputs will float to a potential which exceeds the common-mode range of the INA121 and the input amplifiers will saturate.

If the differential source resistance is low, the bias current return path can be connected to one input (see the thermocouple example in Figure 3). With higher source impedance, using two resistors provides a balanced input with possible advantages of lower input offset voltage due to bias current and better high-frequency common-mode rejection.

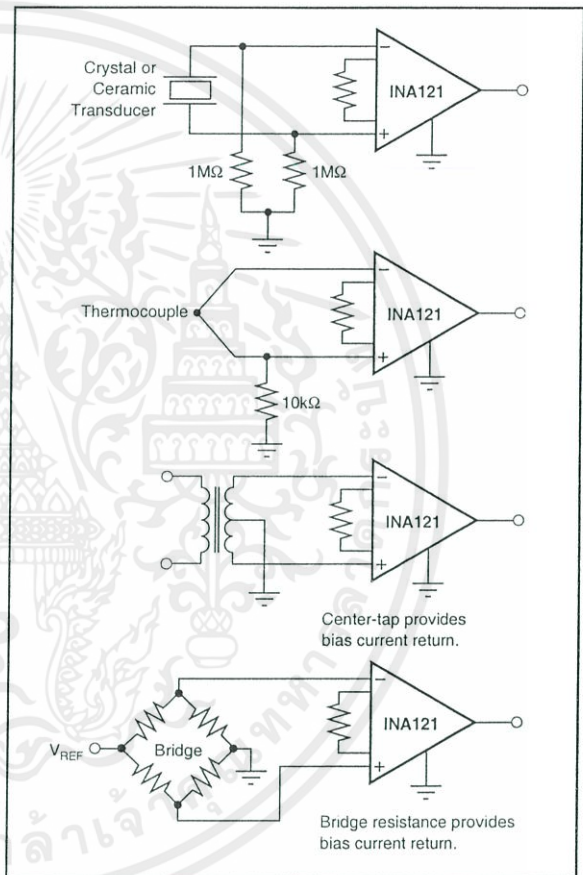


FIGURE 3. Providing an Input Common-Mode Current Path.

INPUT COMMON-MODE RANGE

The linear input voltage range of the input circuitry of the INA121 is from approximately 1.2V below the positive supply voltage to 2.1V above the negative supply. A differential input voltage causes the output voltage to increase. The linear input range, however, will be limited by the output voltage swing of amplifiers A_1 and A_2 . So the linear common-mode input range is related to the output voltage of the complete amplifier. This behavior also depends on supply voltage—see typical performance curve “Input Common-Mode Range vs Output Voltage”.

A combination of common-mode and differential input voltage can cause the output of A_1 or A_2 to saturate. Figure 4 shows the output voltage swing of A_1 and A_2 expressed in terms of a common-mode and differential input voltages. For applications where input common-mode range must be maximized, limit the output voltage swing by connecting the INA121 in a lower gain (see performance curve “Input Common-Mode Voltage Range vs Output Voltage”). If necessary, add gain after the INA121 to increase the voltage swing.

Input-overload can produce an output voltage that appears normal. For example, if an input overload condition drives both input amplifiers to their positive output swing limit, the difference voltage measured by the output amplifier will be near zero. The output of A_3 will be near 0V even though both inputs are overloaded.

LOW VOLTAGE OPERATION

The INA121 can be operated on power supplies as low as $\pm 2.25V$. Performance remains excellent with power supplies ranging from $\pm 2.25V$ to $\pm 18V$. Most parameters vary only slightly throughout this supply voltage range—see typical

performance curves. Operation at very low supply voltage requires careful attention to assure that the input voltages remain within their linear range. Voltage swing requirements of internal nodes limit the input common-mode range with low power supply voltage. Typical performance curves, “Input Common-Mode Range vs Output Voltage” show the range of linear operation for $\pm 15V$, $\pm 5V$, and $\pm 2.5V$ supplies.

INPUT FILTERING

The INA121’s FET input allows use of an R/C input filter without creating large offsets due to input bias current. Figure 5 shows proper implementation of this input filter to preserve the INA121’s excellent high frequency common-mode rejection. Mismatch of the common-mode input time constant (R_1C_1 and R_2C_2), either from stray capacitance or mismatched values, causes a high frequency common-mode signal to be converted to a differential signal. This degrades common-mode rejection. The differential input capacitor, C_3 , reduces the bandwidth and mitigates the effects of mismatch in C_1 and C_2 . Make C_3 much larger than C_1 and C_2 . If properly matched, C_1 and C_2 also improve ac CMR.

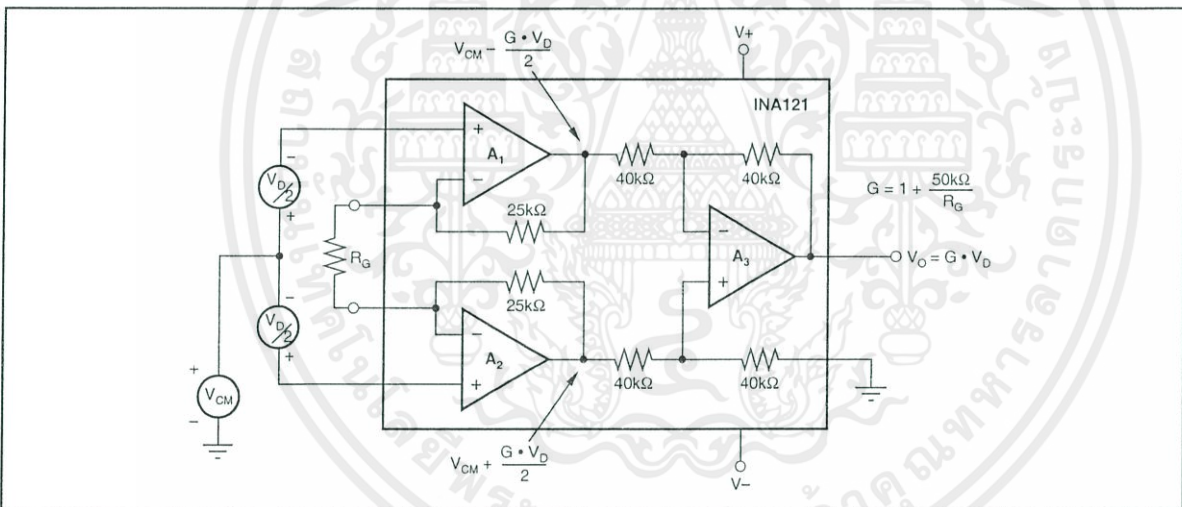


FIGURE 4. Voltage Swing of A_1 and A_2 .

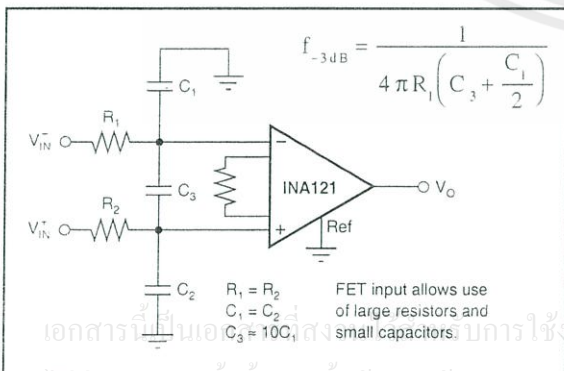


FIGURE 5. Input Low-Pass Filter.

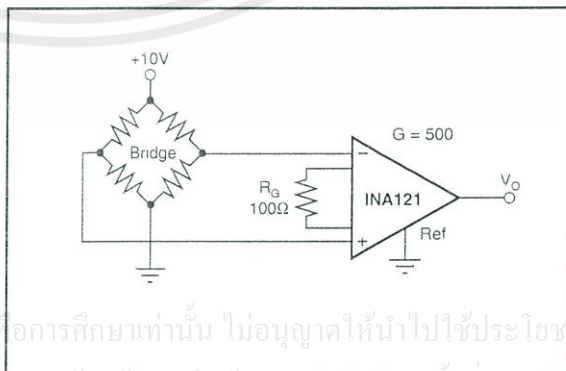


FIGURE 6. Bridge Transducer Amplifier.

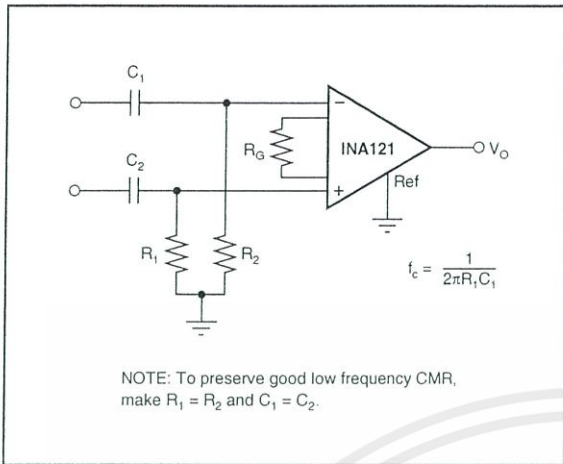


FIGURE 7. High-Pass Input Filter.

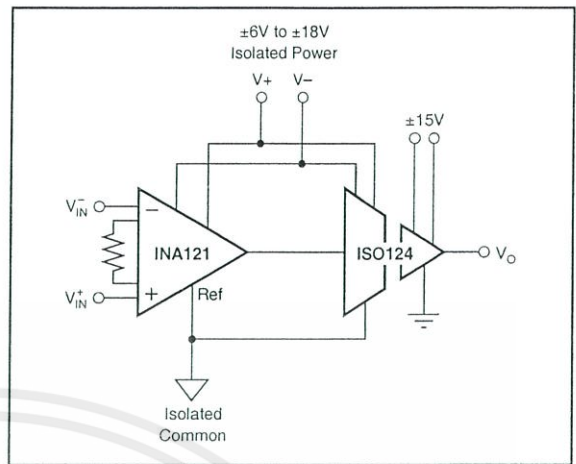


FIGURE 8. Galvanically Isolated Instrumentation Amplifier.

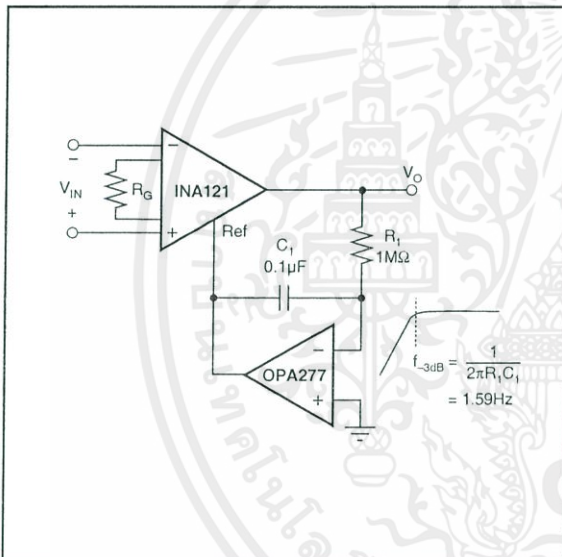


FIGURE 9. AC-Coupled Instrumentation Amplifier.

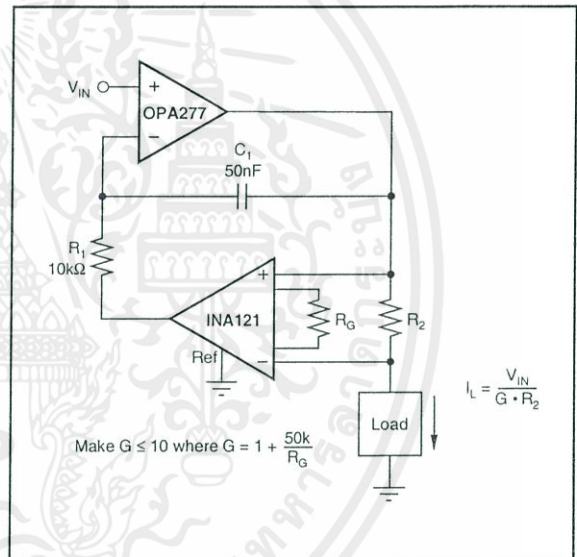


FIGURE 10. Voltage Controlled Current Source.

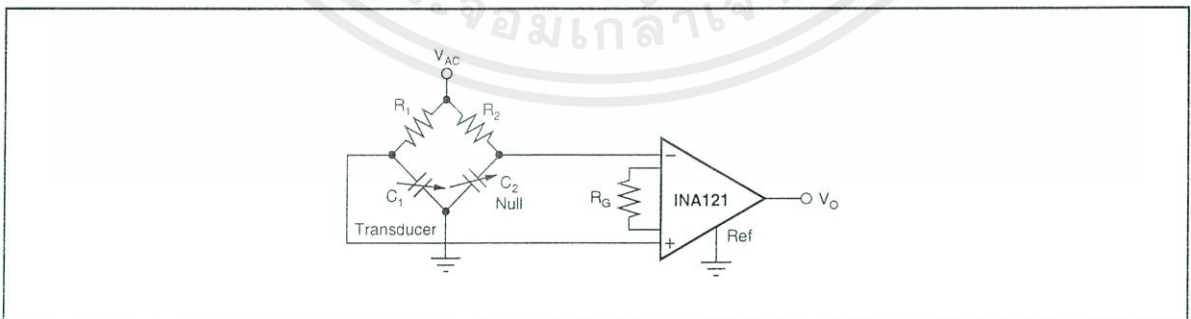


FIGURE 11. Capacitive Bridge Transducer Circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

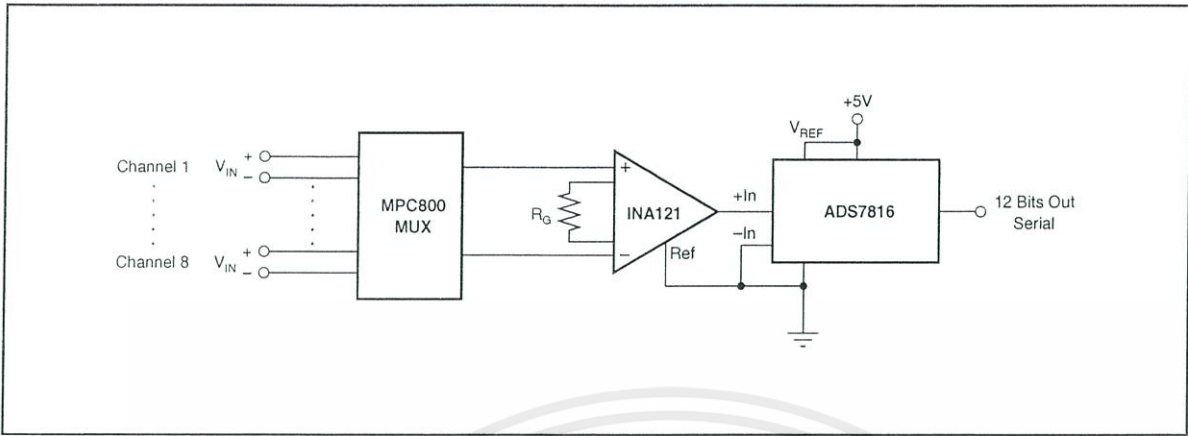


FIGURE 12. Multiplexed-Input Data Acquisition System.

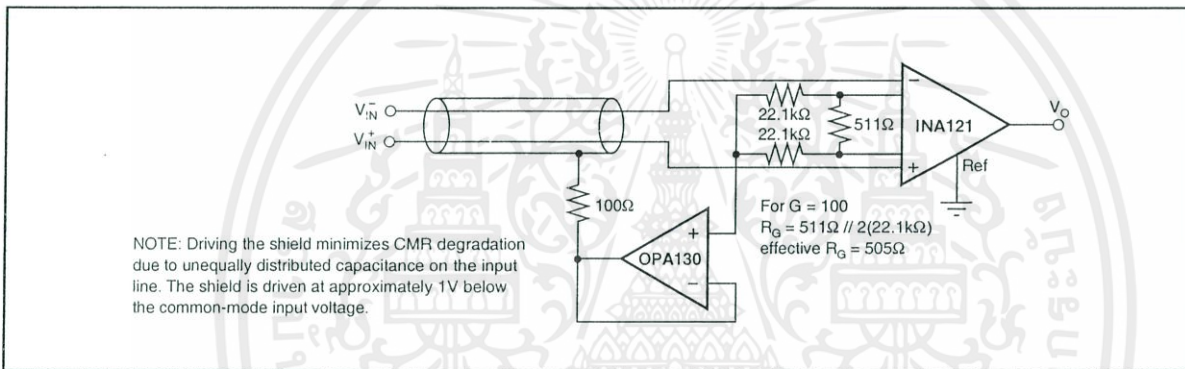


FIGURE 13. Shield Driver Circuit.

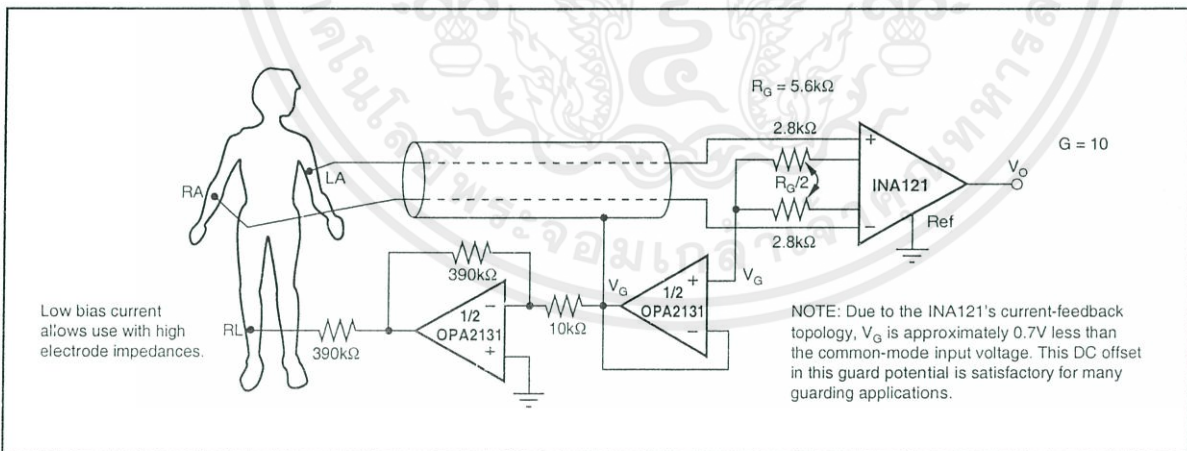


FIGURE 14. ECG Amplifier With Right-Leg Drive.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL06xx Low-Power JFET-Input Operational Amplifiers

Check for Samples: TL061, TL061A, TL061B, TL062, TL062A, TL062B, TL064, TL064A, TL064B

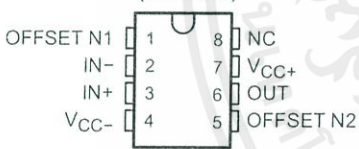
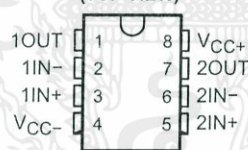
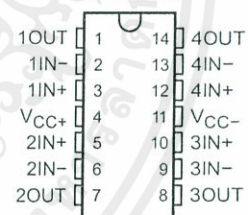
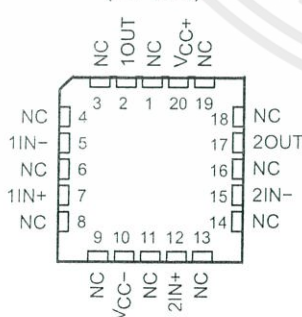
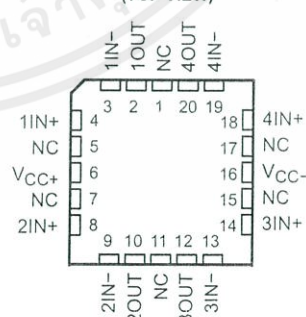
FEATURES

- Very Low Power Consumption
- Typical Supply Current: 200 μ A (Per Amplifier)
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance: JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate: 3.5 V/ μ s Typ
- On Products Compliant to MIL-PRF-38535, All Parameters Are Tested Unless Otherwise Noted. On All Other Products, Production Processing Does Not Necessarily Include Testing of All Parameters.

DESCRIPTION

The JFET-input operational amplifiers of the TL06x series are designed as low-power versions of the TL08x series amplifiers. They feature high input impedance, wide bandwidth, high slew rate, and low input offset and input bias currents. The TL06x series features the same terminal assignments as the TL07x and TL08x series. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in an integrated circuit.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C, and the M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

 TL061, TL061A ... D, P, OR PS PACKAGE
TL061B ... P PACKAGE
(TOP VIEW)

 TL062 ... D, JG, P, PS, OR PW PACKAGE
TL062A ... D, P, OR PS PACKAGE
TL062B ... D OR P PACKAGE
(TOP VIEW)

 TL064 ... D, J, N, NS, PW, OR W PACKAGE
TL064A, TL064B ... D OR N PACKAGE
(TOP VIEW)

 TL062 ... FK PACKAGE
(TOP VIEW)

 TL064 ... FK PACKAGE
(TOP VIEW)


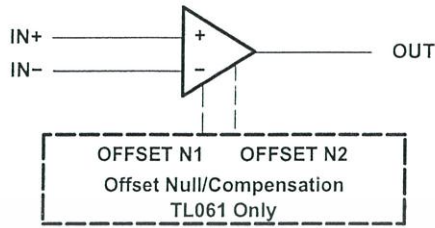
NC - No internal connection

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

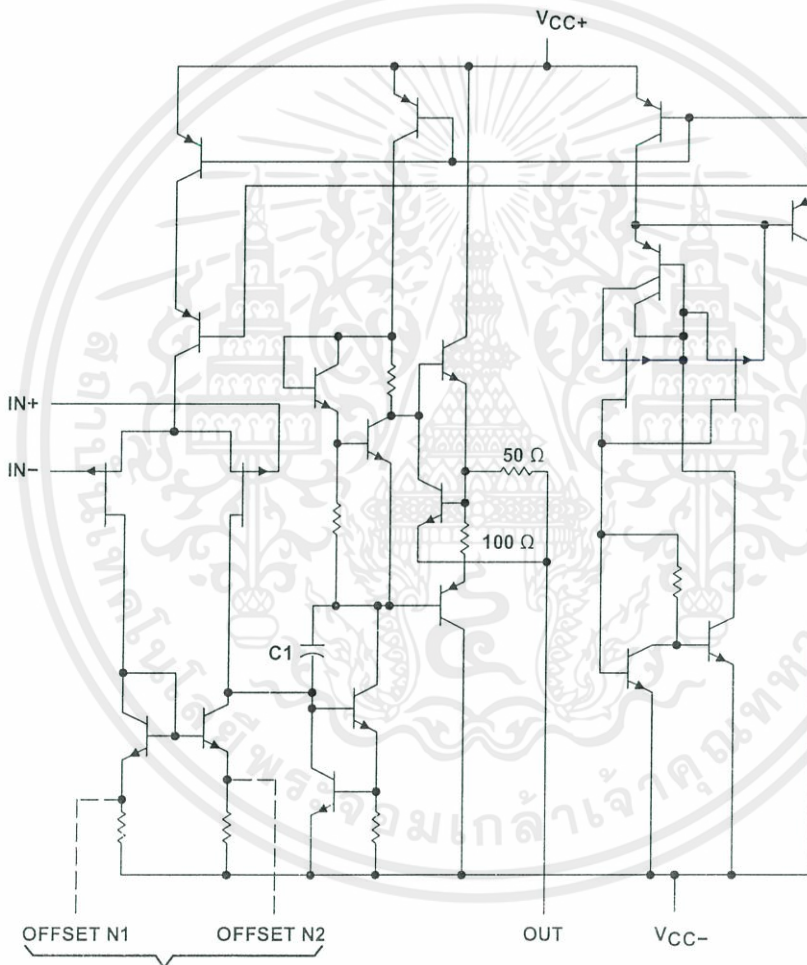


Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

Symbols



Schematic (Each Amplifier)



TL061 Only

C1 = 10 pF on TL061, TL062, and TL064
 Component values shown are nominal.

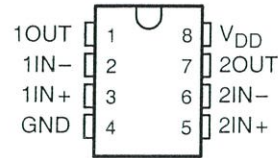
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

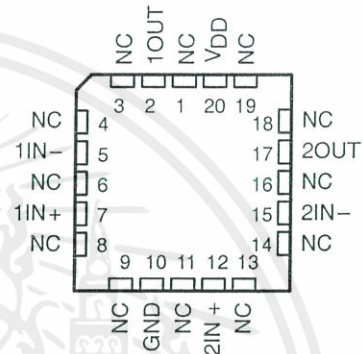
SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

- Trimmed Offset Voltage:
TLC277 . . . 500 μV Max at 25°C,
 $V_{\text{DD}} = 5 \text{ V}$
- Input Offset Voltage Drift . . . Typically
0.1 $\mu\text{V}/\text{Month}$, Including the First 30 Days
- Wide Range of Supply Voltages Over
Specified Temperature Range:
0°C to 70°C . . . 3 V to 16 V
-40°C to 85°C . . . 4 V to 16 V
-55°C to 125°C . . . 4 V to 16 V
- Single-Supply Operation
- Common-Mode Input Voltage Range
Extends Below the Negative Rail (C-Suffix,
I-Suffix types)
- Low Noise . . . Typically 25 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at
 $f = 1 \text{ kHz}$
- Output Voltage Range Includes Negative
Rail
- High Input impedance . . . $10^{12} \Omega$ Typ
- ESD-Protection Circuitry
- Small-Outline Package Option Also
Available in Tape and Reel
- Designed-in Latch-Up Immunity

D, JG, P, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)

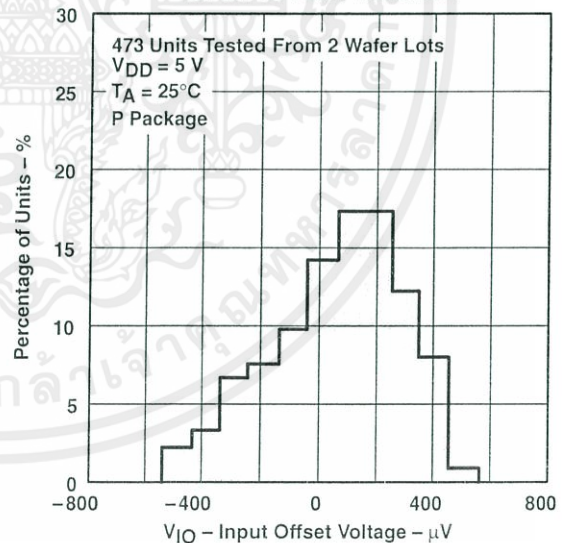


FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

DISTRIBUTION OF TLC277
INPUT OFFSET VOLTAGE



description

The TLC272 and TLC277 precision dual operational amplifiers combine a wide range of input offset voltage grades with low offset voltage drift, high input impedance, low noise, and speeds approaching that of general-purpose BiFET devices.

These devices use Texas instruments silicon-gate LinCMOS™ technology, which provides offset voltage stability far exceeding the stability available with conventional metal-gate processes.

The extremely high input impedance, low bias currents, and high slew rates make these cost-effective devices ideal for applications which have previously been reserved for BiFET and NFET products. Four offset voltage grades are available (C-suffix and I-suffix types), ranging from the low-cost TLC272 (10 mV) to the high-precision TLC277 (500 μV).

These advantages, in combination with good common-mode rejection and supply voltage rejection, make these devices a good choice for new state-of-the-art designs as well as for upgrading existing designs.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

LinCMOS is a trademark of Texas Instruments Incorporated.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

Copyright © 1994, Texas Instruments Incorporated

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277

LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGED DEVICES					CHIP FORM (Y)
		SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)	TSSOP (PW)	
0°C to 70°C	500 μV	TLC277CD	—	—	TLC277CP	—	—
	2 mV	TLC272BCD	—	—	TLC272BCP	—	—
	5 mV	TLC272ACD	—	—	TLC272ACP	—	—
	10mV	TLC272CD	—	—	TLC272CP	TLC272CPW	TLC272Y
-40°C to 85°C	500 μV	TLC277ID	—	—	TLC277IP	—	—
	2 mV	TLC272BID	—	—	TLC272BIP	—	—
	5 mV	TLC272AID	—	—	TLC272AIP	—	—
	10 mV	TLC272ID	—	—	TLC272IP	—	—
-55°C to 125°C	500 μV	TLC277MD	TLC277MFK	TLC277MJG	TLC277MP	—	—
	10 mV	TLC272MD	TLC272MFK	TLC272MJG	TLC272MP	—	—

The D package is available taped and reeled. Add R suffix to the device type (e.g., TLC277CDR).

description (continued)

In general, many features associated with bipolar technology are available on LinCMOS™ operational amplifiers without the power penalties of bipolar technology. General applications such as transducer interfacing, analog calculations, amplifier blocks, active filters, and signal buffering are easily designed with the TLC272 and TLC277. The devices also exhibit low voltage single-supply operation, making them ideally suited for remote and inaccessible battery-powered applications. The common-mode input voltage range includes the negative rail.

A wide range of packaging options is available, including small-outline and chip carrier versions for high-density system applications.

The device inputs and outputs are designed to withstand -100-mA surge currents without sustaining latch-up.

The TLC272 and TLC277 incorporate internal ESD-protection circuits that prevent functional failures at voltages up to 2000 V as tested under MIL-STD-883C, Method 3015.2; however, care should be exercised in handling these devices as exposure to ESD may result in the degradation of the device parametric performance.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Texas Instruments

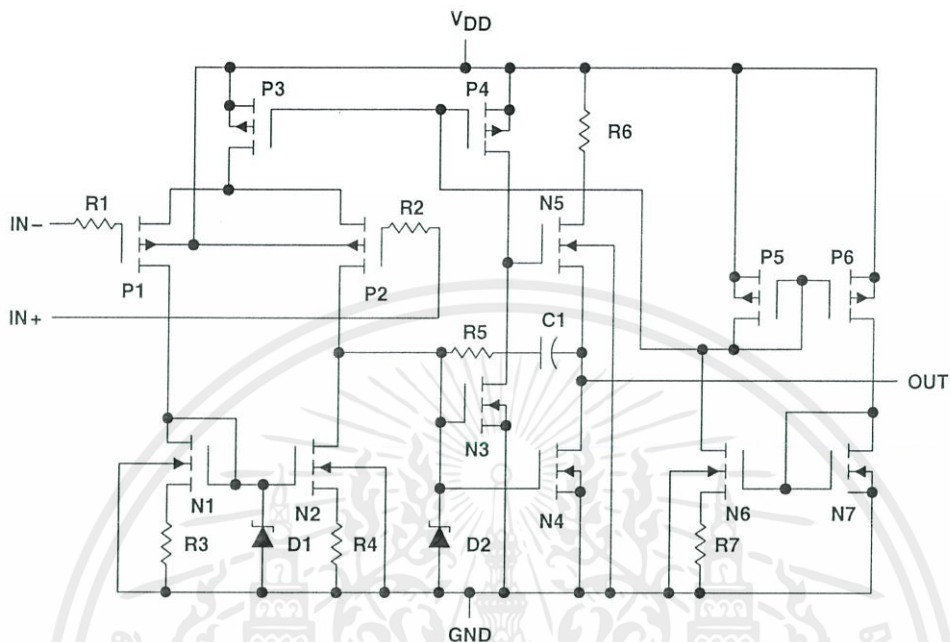


POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

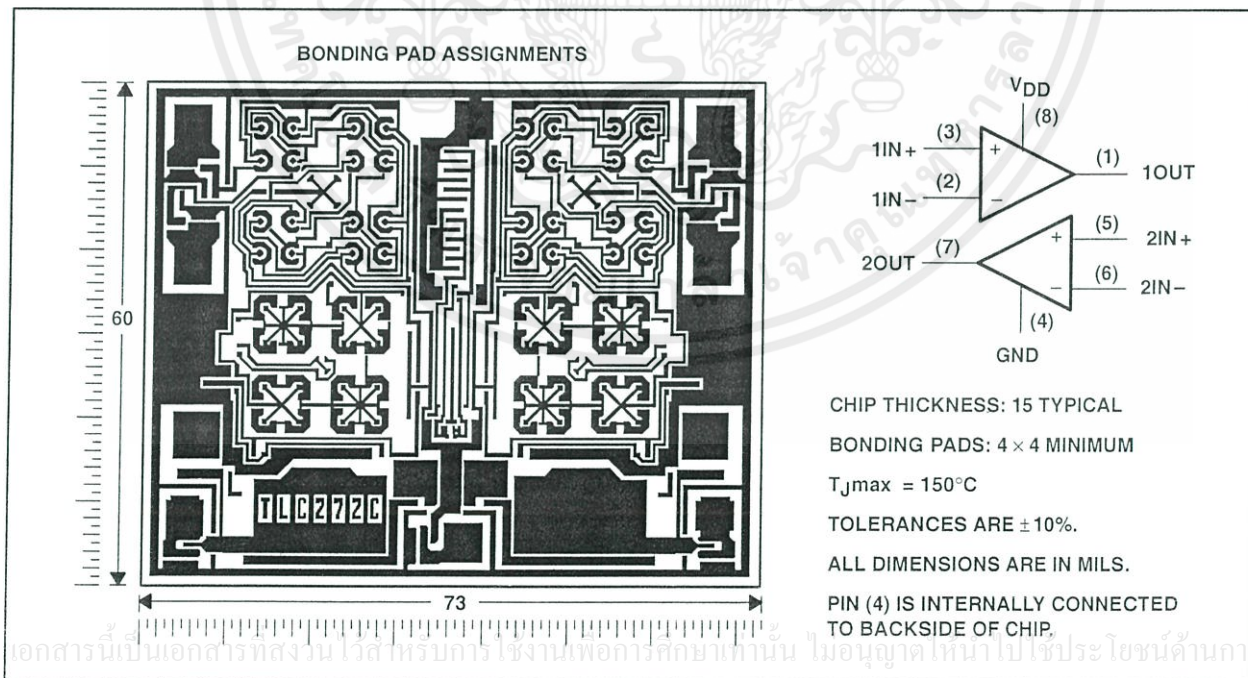
SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

equivalent schematic (each amplifier)



TLC272Y chip information

This chip, when properly assembled, displays characteristics similar to the TLC272C. Thermal compression or ultrasonic bonding may be used on the doped-aluminum bonding pads. Chips may be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
 POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277

LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, V_{DD} (see Note 1)	18 V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	$\pm V_{DD}$
Input voltage range, V_I (any input)	$-0.3 \text{ V to } V_{DD}$
Input current, I_I	$\pm 5 \text{ mA}$
output current, I_O (each output)	$\pm 30 \text{ mA}$
Total current into V_{DD}	45 mA
Total current out of GND	45 mA
Duration of short-circuit current at (or below) 25°C (see Note 3)	unlimited
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature, T_A : C suffix	0°C to 70°C
I suffix	-40°C to 85°C
M suffix	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, P, or PW package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package	300°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to network ground.
 2. Differential voltages are at IN+ with respect to IN-.
 3. The output may be shorted to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the maximum dissipation rating is not exceeded (see application section).

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D	725 mW	5.8 mW/°C	464 mW	377 mW	N/A
FK	1375 mW	11 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
JG	1050 mW	8.4 mW/°C	672 mW	546 mW	210 mW
P	1000 mW	8.0 mW/°C	640 mW	520 mW	N/A
PW	525 mW	4.2 mW/°C	336 mW	N/A	N/A

recommended operating conditions

		C SUFFIX		I SUFFIX		M SUFFIX		UNIT
		MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{DD}		3	16	4	16	4	16	V
Common-mode input voltage, V_{IC}	$V_{DD} = 5 \text{ V}$	-0.2	3.5	-0.2	3.5	0	3.5	V
	$V_{DD} = 10 \text{ V}$	-0.2	8.5	-0.2	8.5	0	8.5	
Operating free-air temperature, T_A		0	70	-40	85	-55	125	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
 POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		T_A †	TLC272C, TLC272AC, TLC272BC, TLC277C			UNIT
					MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	TLC272C	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$,	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	1.1	10	mV	
				Full range		12		
	TLC272AC	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$,	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	0.9	5	mV	
				Full range		6.5		
	TLC272BC	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$,	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	230	2000	μV	
				Full range		3000		
	TLC277C	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$,	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	200	500	μV	
				Full range		1500		
α_{VIO} Temperature coefficient of input offset voltage				25°C to 70°C	1.8		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
I_{IO} Input offset current (see Note 4)		$V_O = 2.5\text{ V}$,	$V_{IC} = 2.5\text{ V}$	25°C	0.1		pA	
				70°C	7	300		
I_{IB} Input bias current (see Note 4)		$V_O = 2.5\text{ V}$,	$V_{IC} = 2.5\text{ V}$	25°C	0.6		pA	
				70°C	40	600		
V_{ICR} Common-mode input voltage range (see Note 5)				25°C	-0.2 to 4	-0.3 to 4.2	V	
				Full range	-0.2 to 3.5		V	
V_{OH} High-level output voltage		$V_{ID} = 100\text{ mV}$,	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	3.2	3.8	V	
				0°C	3	3.8		
				70°C	3	3.8		
V_{OL} Low-level output voltage		$V_{ID} = -100\text{ mV}$,	$I_{OL} = 0$	25°C	0	50	mV	
				0°C	0	50		
				70°C	0	50		
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification		$V_O = 0.25\text{ V to }2\text{ V}$,	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	5	23	V/mV	
				0°C	4	27		
				70°C	4	20		
$CMRR$ Common-mode rejection ratio		$V_{IC} = V_{ICRmin}$		25°C	65	80	dB	
				0°C	60	84		
				70°C	60	85		
k_{SVR} Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$)		$V_{DD} = 5\text{ V to }10\text{ V}$,	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	65	95	dB	
				0°C	60	94		
				70°C	60	96		
I_{DD} Supply current (two amplifiers)		$V_O = 2.5\text{ V}$, No load	$V_{IC} = 5\text{ V}$,	25°C	1.4	3.2	mA	
				0°C	1.6	3.6		
				70°C	1.2	2.6		

† Full range is 0°C to 70°C.

NOTES: 4. The typical values of input bias current and input offset current below 5 pA were determined mathematically.

5. This range also applies to each input individually.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 10\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		T_A †	TLC272C, TLC272AC, TLC272BC, TLC277C			UNIT
					MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	TLC272C	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$,	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	1.1	10	mV
					Full range		12	
		TLC272AC	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$,	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	0.9	5	
					Full range		6.5	
	TLC272BC	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$,	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	290	2000	μV	
				Full range		3000		
	TLC277C	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$,	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	250	800		
				Full range		1900		
α_{VIO}	Temperature coefficient of input offset voltage			25°C to 70°C	2		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
I_{IO}	Input offset current (see Note 4)	$V_O = 5\text{ V}$,	$V_{IC} = 5\text{ V}$	25°C	0.1		pA	
				70°C	7	300		
I_{IB}	Input bias current (see Note 4)	$V_O = 5\text{ V}$,	$V_{IC} = 5\text{ V}$	25°C	0.7		pA	
				70°C	50	600		
V_{ICR}	Common-mode input voltage range (see Note 5)			25°C	-0.2 to 9	-0.3 to 9.2	V	
				Full range	-0.2 to 8.5		V	
V_{OH}	High-level output voltage	$V_{ID} = 100\text{ mV}$,	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	8	8.5	V	
				0°C	7.8	8.5		
				70°C	7.8	8.4		
V_{OL}	Low-level output voltage	$V_{ID} = -100\text{ mV}$,	$I_{OL} = 0$	25°C	0	50	mV	
				0°C	0	50		
				70°C	0	50		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = 1\text{ V to }6\text{ V}$,	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	10	36	V/mV	
				0°C	7.5	42		
				70°C	7.5	32		
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$		25°C	65	85	dB	
				0°C	60	88		
				70°C	60	88		
k_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$)	$V_{DD} = 5\text{ V to }10\text{ V}$,	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	65	95	dB	
				0°C	60	94		
				70°C	60	96		
I_{DD}	Supply current (two amplifiers)	$V_O = 2.5\text{ V}$, No load	$V_{IC} = 5\text{ V}$	25°C	1.9	4	mA	
				0°C	2.3	4.4		
				70°C	1.6	3.4		

† Full range is 0°C to 70°C.

NOTES: 4.. The typical values of input bias current and input offset current below 5 pA were determined mathematically.

5.. This range also applies to each input individually.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หากมีการใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้ผลิต อาจส่งผลให้เกิดข้อผิดพลาดได้



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		T_A †	TLC272I, TLC272AI, TLC272BI, TLC277I			UNIT
					MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	TLC272I	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$,	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	1.1	10	mV
					Full range		13	
		TLC272AI	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$,	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	0.9	5	mV
					Full range		7	
		TLC272BI	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$,	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	230	2000	μV
					Full range		3500	
		TLC277I	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$,	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	200	500	μV
					Full range		2000	
α_{VIO}	Temperature coefficient of input offset voltage			25°C to 85°C	1.8		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
I_{IO}	Input offset current (see Note 4)	$V_O = 2.5\text{ V}$,	$V_{IC} = 2.5\text{ V}$	25°C	0.1		pA	
				85°C	24	15		
I_{IB}	Input bias current (see Note 4)	$V_O = 2.5\text{ V}$,	$V_{IC} = 2.5\text{ V}$	25°C	0.6		pA	
				85°C	200	35		
V_{ICR}	Common-mode input voltage range (see Note 5)			25°C	-0.2 to 4	-0.3 to 4.2	V	
				Full range	-0.2 to 3.5		V	
V_{OH}	High-level output voltage	$V_{ID} = 100\text{ mV}$,	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	3.2	3.8	V	
				-40°C	3	3.8		
				85°C	3	3.8		
V_{OL}	Low-level output voltage	$V_{ID} = -100\text{ mV}$,	$I_{OL} = 0$	25°C	0	50	mV	
				-40°C	0	50		
				85°C	0	50		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = 1\text{ V to }6\text{ V}$,	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	5	23	V/mV	
				-40°C	3.5	32		
				85°C	3.5	19		
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$		25°C	65	80	dB	
				-40°C	60	81		
				85°C	60	86		
k_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$)	$V_{DD} = 5\text{ V to }10\text{ V}$,	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	65	95	dB	
				-40°C	60	92		
				85°C	60	96		
I_{DD}	Supply current (two amplifiers)	$V_O = 5\text{ V}$, No load	$V_{IC} = 5\text{ V}$,	25°C	1.4	3.2	mA	
				-40°C	1.9	4.4		
				85°C	1.1	2.4		

† Full range is -40°C to 85°C.

NOTES: 4. The typical values of input bias current and input offset current below 5 pA were determined mathematically.

5. This range also applies to each input individually.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 10\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		T_A †	TLC272I, TLC272AI, TLC272BI, TLC277I			UNIT
					MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	TLC272I	$V_O = 1.4\text{ V},$ $R_S = 50\ \Omega,$	$V_{IC} = 0,$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	1.1	10	mV
					Full range		13	
		TLC272AI	$V_O = 1.4\text{ V},$ $R_S = 50\ \Omega,$	$V_{IC} = 0,$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	0.9	5	mV
					Full range		7	
TLC272BI	$V_O = 1.4\text{ V},$ $R_S = 50\ \Omega,$	$V_{IC} = 0,$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	290	2000	μV		
			Full range		3500			
TLC277I	$V_O = 1.4\text{ V},$ $R_S = 50\ \Omega,$	$V_{IC} = 0,$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	250	800	μV		
			Full range		2900			
α_{VIO}	Temperature coefficient of input offset voltage			25°C to 85°C	2		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
I_{IO}	Input offset current (see Note 4)	$V_O = 5\text{ V},$	$V_{IC} = 5\text{ V}$	25°C	0.1		pA	
				85°C	26	1000		
I_{IB}	Input bias current (see Note 4)	$V_O = 5\text{ V},$	$V_{IC} = 5\text{ V}$	25°C	0.7		pA	
				85°C	220	2000		
V_{ICR}	Common-mode input voltage range (see Note 5)			25°C	-0.2 to 9	-0.3 to 9.2	V	
				Full range	-0.2 to 8.5		V	
V_{OH}	High-level output voltage	$V_{ID} = 100\text{ mV},$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	8	8.5	V	
				-40°C	7.8	8.5		
				85°C	7.8	8.5		
V_{OL}	Low-level output voltage	$V_{ID} = -100\text{ mV},$	$I_{OL} = 0$	25°C	0	50	mV	
				-40°C	0	50		
				85°C	0	50		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = 1\text{ V to }6\text{ V},$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	10	36	V/mV	
				-40°C	7	46		
				85°C	7	31		
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$		25°C	65	85	dB	
				-40°C	60	87		
				85°C	60	88		
k_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$)	$V_{DD} = 5\text{ V to }10\text{ V},$	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	65	95	dB	
				-40°C	60	92		
				85°C	60	96		
I_{DD}	Supply current (two amplifiers)	$V_O = 5\text{ V},$ No load	$V_{IC} = 5\text{ V},$	25°C	1.4	4	mA	
				-40°C	2.8	5		
				85°C	1.5	3.2		

† Full range is -40°C to 85°C.

NOTES: 4. The typical values of input bias current and input offset current below 5 pA were determined mathematically.

5. This range also applies to each input individually.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		T_A †	TLC272M, TLC277M			UNIT
					MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	TLC272M	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	1.1	10	mV
					Full range		12	
		TLC277M	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$	$V_{IC} = 0$, $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	200	500	μV
					Full range		3750	
α_{VIO}	Temperature coefficient of input offset voltage			25°C to 125°C	2.1		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
I_{IO}	Input offset current (see Note 4)	$V_O = 2.5\text{ V}$	$V_{IC} = 2.5\text{ V}$	25°C	0.1		pA	
				125°C	1.4	15	nA	
I_{IB}	Input bias current (see Note 4)	$V_O = 2.5\text{ V}$	$V_{IC} = 2.5\text{ V}$	25°C	0.6		pA	
				125°C	9	35	nA	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range (see Note 5)			25°C	0 to 4	-0.3 to 4.2	V	
				Full range	0 to 3.5		V	
V_{OH}	High-level output voltage	$V_{ID} = 100\text{ mV}$	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	3.2	3.8	V	
				-55°C	3	3.8		
				125°C	3	3.8		
V_{OL}	Low-level output voltage	$V_{ID} = -100\text{ mV}$	$I_{OL} = 0$	25°C	0	50	mV	
				-55°C	0	50		
				125°C	0	50		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = 0.25\text{ V to }2\text{ V}$	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	5	23	V/mV	
				-55°C	3.5	35		
				125°C	3.5	16		
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$		25°C	65	80	dB	
				-55°C	60	81		
				125°C	60	84		
k_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$)	$V_{DD} = 5\text{ V to }10\text{ V}$	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	65	95	dB	
				-55°C	60	90		
				125°C	60	97		
I_{DD}	Supply current (two amplifiers)	$V_O = 2.5\text{ V}$, No load	$V_{IC} = 2.5\text{ V}$	25°C	1.4	3.2	mA	
				-55°C	2	5		
				125°C	1	2.2		

† Full range is -55°C to 125°C.

NOTES: 4. The typical values of input bias current and input offset current below 5 pA were determined mathematically.

5. This range also applies to each input individually.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หากมีข้อผิดพลาดใดๆ กรุณาแจ้งให้ทราบโดยด่วน



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 10\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		T_A †	TLC272M, TLC277M			UNIT
					MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	TLC272M	$V_O = 1.4\text{ V},$ $R_S = 50\ \Omega,$	$V_{IC} = 0,$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	1.1	10	mV
					Full range		12	
		TLC277M	$V_O = 1.4\text{ V},$ $R_S = 50\ \Omega,$	$V_{IC} = 0,$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	250	800	μV
					Full range		4300	
α_{VIO}	Temperature coefficient of input offset voltage			25°C to 125°C	2.2		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
I_{IO}	Input offset current (see Note 4)	$V_O = 5\text{ V},$	$V_{IC} = 5\text{ V}$	25°C	0.1		pA	
				125°C	1.8	15	nA	
I_{IB}	Input bias current (see Note 4)	$V_O = 5\text{ V},$	$V_{IC} = 5\text{ V}$	25°C	0.7		pA	
				125°C	10	35	nA	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range (see Note 5)			25°C	0 to 9	-0.3 to 9.2	V	
				Full range	0 to 8.5		V	
V_{OH}	High-level output voltage	$V_{ID} = 100\text{ mV},$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	8	8.5	V	
				-55°C	7.8	8.5		
				125°C	7.8	8.4		
V_{OL}	Low-level output voltage	$V_{ID} = -100\text{ mV},$	$I_{OL} = 0$	25°C	0	50	mV	
				-55°C	0	50		
				125°C	0	50		
AVD	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = 1\text{ V to }6\text{ V},$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	10	36	V/mV	
				-55°C	7	50		
				125°C	7	27		
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$		25°C	65	85	dB	
				-55°C	60	87		
				125°C	60	86		
k_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$)	$V_{DD} = 5\text{ V to }10\text{ V},$	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	65	95	dB	
				-55°C	60	90		
				125°C	60	97		
I_{DD}	Supply current (two amplifiers)	$V_O = 5\text{ V},$ No load	$V_{IC} = 5\text{ V},$	25°C	1.9	4	mA	
				-55°C	3	6		
				125°C	1.3	2.8		

† Full range is -55°C to 125°C.

- NOTES: 4. The typical values of input bias current and input offset current below 5 pA were determined mathematically.
5. This range also applies to each input individually.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่แบบสงวนลิขสิทธิ์ และต้องขออนุญาตก่อนนำเอกสารนี้ไปใช้



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

electrical characteristics, $V_{DD} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TLC272Y			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$, $V_{IC} = 0$, $R_L = 10\ \text{k}\Omega$		1.1	10	mV
α_{VIO} Temperature coefficient of input offset voltage			1.8		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IO} Input offset current (see Note 4)	$V_O = 2.5\text{ V}$, $V_{IC} = 2.5\text{ V}$		0.1		pA
I_{IB} Input bias current (see Note 4)	$V_O = 2.5\text{ V}$, $V_{IC} = 2.5\text{ V}$		0.6		pA
V_{ICR} Common-mode input voltage range (see Note 5)		-0.2 to 4	-0.3 to 4.2		V
V_{OH} High-level output voltage	$V_{ID} = 100\text{ mV}$, $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	3.2	3.8		V
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{ID} = -100\text{ mV}$, $I_{OL} = 0$		0	50	mV
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = 0.25\text{ V to } 2\text{ V}$, $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	5	23		V/mV
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$	65	80		dB
kSVR Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$)	$V_{DD} = 5\text{ V to } 10\text{ V}$, $V_O = 1.4\text{ V}$	65	95		dB
I_{DD} Supply current (two amplifiers)	$V_O = 2.5\text{ V}$, No load $V_{IC} = 2.5\text{ V}$,		1.4	3.2	mA

electrical characteristics, $V_{DD} = 10\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TLC272Y			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$, $V_{IC} = 0$, $R_L = 10\ \text{k}\Omega$		1.1	10	mV
α_{VIO} Temperature coefficient of input offset voltage			1.8		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IO} Input offset current (see Note 4)	$V_O = 5\text{ V}$, $V_{IC} = 5\text{ V}$		0.1		pA
I_{IB} Input bias current (see Note 4)	$V_O = 5\text{ V}$, $V_{IC} = 5\text{ V}$		0.7		pA
V_{ICR} Common-mode input voltage range (see Note 5)		-0.2 to 9	-0.3 to 9.2		V
V_{OH} High-level output voltage	$V_{ID} = 100\text{ mV}$, $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	8	8.5		V
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{ID} = -100\text{ mV}$, $I_{OL} = 0$		0	50	mV
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = 1\text{ V to } 6\text{ V}$, $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	10	36		V/mV
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$	65	85		dB
kSVR Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$)	$V_{DD} = 5\text{ V to } 10\text{ V}$, $V_O = 1.4\text{ V}$	65	95		dB
I_{DD} Supply current (two amplifiers)	$V_O = 5\text{ V}$, No load $V_{IC} = 5\text{ V}$,		1.9	4	mA

NOTES: 4. The typical values of input bias current and input offset current below 5 pA were determined mathematically.
5. This range also applies to each input individually.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หากมีการใช้ใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่ บริษัท ให้เห็นชอบก่อนนี้ กรุณาแจ้งไปยังฝ่ายขายของ บริษัท หรือผู้กระจายสินค้า



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

operating characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 5\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A	TLC272C, TLC272AC, TLC272BC, TLC277C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
SR Slew rate at unity gain	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 1	$V_{I\text{PP}} = 1\text{ V}$	25°C	3.6		V/ μs
			0°C	4		
			70°C	3		
		$V_{I\text{PP}} = 2.5\text{ V}$	25°C	2.9		
			0°C	3.1		
			70°C	2.5		
V_n Equivalent input noise voltage	$f = 1\text{ kHz}$, See Figure 2	$R_S = 20\ \Omega$, 25°C	25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
B_{OM} Maximum output-swing bandwidth	$V_O = V_{\text{OH}}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, See Figure 1	25°C	320		kHz	
		0°C	340			
		70°C	260			
B_1 Unity-gain bandwidth	$V_I = 10\text{ mV}$, See Figure 3	$C_L = 20\text{ pF}$, 25°C	1.7		MHz	
			0°C	2		
			70°C	1.3		
ϕ_m Phase margin	$V_I = 10\text{ mV}$, $C_L = 20\text{ pF}$, $f = B_1$, See Figure 3	25°C	46°			
		0°C	47°			
		70°C	43°			

operating characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 10\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A	TLC272C, TLC272AC, TLC272BC, TLC277C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
SR Slew rate at unity gain	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 1	$V_{I\text{PP}} = 1\text{ V}$	25°C	5.3		V/ μs
			0°C	5.9		
			70°C	4.3		
		$V_{I\text{PP}} = 5.5\text{ V}$	25°C	4.6		
			0°C	5.1		
			70°C	3.8		
V_n Equivalent input noise voltage	$f = 1\text{ kHz}$, See Figure 2	$R_S = 20\ \Omega$, 25°C	25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
B_{OM} Maximum output-swing bandwidth	$V_O = V_{\text{OH}}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, See Figure 1	25°C	200		kHz	
		0°C	220			
		70°C	140			
B_1 Unity-gain bandwidth	$V_I = 10\text{ mV}$, See Figure 3	$C_L = 20\text{ pF}$, 25°C	2.2		MHz	
			0°C	2.5		
			70°C	1.8		
ϕ_m Phase margin	$V_I = 10\text{ mV}$, $C_L = 20\text{ pF}$, $f = B_1$, See Figure 3	25°C	49°			
		0°C	50°			
		70°C	46°			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 การทำซ้ำหรือการเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมาย



TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

operating characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 5\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A	TLC272I, TLC272AI, TLC272BI, TLC277I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
SR Slew rate at unity gain	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 1	$V_{I\text{PP}} = 1\text{ V}$	25°C	3.6		V/ μs
			-40°C	4.5		
			85°C	2.8		
		$V_{I\text{PP}} = 2.5\text{ V}$	25°C	2.9		
			-40°C	3.5		
			85°C	2.3		
V_n Equivalent input noise voltage	$f = 1\text{ kHz}$, See Figure 2	$R_S = 20\ \Omega$, 25°C	25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
B_{OM} Maximum output-swing bandwidth	$V_O = V_{\text{OH}}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, See Figure 1	25°C	320		kHz	
		-40°C	380			
		85°C	250			
B_1 Unity-gain bandwidth	$V_I = 10\text{ mV}$, See Figure 3	$C_L = 20\text{ pF}$, 25°C	1.7		MHz	
		-40°C	2.6			
		85°C	1.2			
ϕ_m Phase margin	$V_I = 10\text{ mV}$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 3	$f = B_1$, 25°C	46°			
		-40°C	49°			
		85°C	43°			

operating characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 10\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A	TLC272I, TLC272AI, TLC272BI, TLC277I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
SR Slew rate at unity gain	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 1	$V_{I\text{PP}} = 1\text{ V}$	25°C	5.3		V/ μs
			-40°C	6.8		
			85°C	4		
		$V_{I\text{PP}} = 5.5\text{ V}$	25°C	4.6		
			-40°C	5.8		
			85°C	3.5		
V_n Equivalent input noise voltage	$f = 1\text{ kHz}$, See Figure 2	$R_S = 20\ \Omega$, 25°C	25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
B_{OM} Maximum output-swing bandwidth	$V_O = V_{\text{OH}}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, See Figure 1	25°C	200		kHz	
		-40°C	260			
		85°C	130			
B_1 Unity-gain bandwidth	$V_I = 10\text{ mV}$, See Figure 3	$C_L = 20\text{ pF}$, 25°C	2.2		MHz	
		-40°C	3.1			
		85°C	1.7			
ϕ_m Phase margin	$V_I = 10\text{ mV}$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 3	$f = B_1$, 25°C	49°			
		-40°C	52°			
		85°C	46°			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



POST OFFICE BOX 855303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

operating characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 5\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A	TLC272M, TLC277M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
SR Slew rate at unity gain	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 1	$V_{I\text{PP}} = 1\text{ V}$	25°C	3.6		V/ μs
			-55°C	4.7		
			125°C	2.3		
		$V_{I\text{PP}} = 2.5\text{ V}$	25°C	2.9		
			-55°C	3.7		
			125°C	2		
V_n Equivalent input noise voltage	$f = 1\text{ kHz}$, See Figure 2	$R_S = 20\ \Omega$, 25°C	25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
B_{OM} Maximum output-swing bandwidth	$V_O = V_{\text{OH}}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 1	25°C	320		kHz	
		-55°C	400			
		125°C	230			
B_1 Unity-gain bandwidth	$V_I = 10\text{ mV}$, See Figure 3	$C_L = 20\text{ pF}$	25°C	1.7		MHz
			-55°C	2.9		
			125°C	1.1		
ϕ_m Phase margin	$V_I = 10\text{ mV}$, $C_L = 20\text{ pF}$,	$f = B_1$, See Figure 3	25°C	46°		
			-55°C	49°		
			125°C	41°		

operating characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD} = 10\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A	TLC272M, TLC277M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
SR Slew rate at unity gain	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 1	$V_{I\text{PP}} = 1\text{ V}$	25°C	5.3		V/ μs
			-55°C	7.1		
			125°C	3.1		
		$V_{I\text{PP}} = 5.5\text{ V}$	25°C	4.6		
			-55°C	6.1		
			125°C	2.7		
V_n Equivalent input noise voltage	$f = 1\text{ kHz}$, See Figure 2	$R_S = 20\ \Omega$, 25°C	25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
B_{OM} Maximum output-swing bandwidth	$V_O = V_{\text{OH}}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 1	25°C	200		kHz	
		-55°C	280			
		125°C	110			
B_1 Unity-gain bandwidth	$V_I = 10\text{ mV}$, See Figure 3	$C_L = 20\text{ pF}$	25°C	2.2		MHz
			-55°C	3.4		
			125°C	1.6		
ϕ_m Phase margin	$V_I = 10\text{ mV}$, $C_L = 20\text{ pF}$,	$f = B_1$, See Figure 3	25°C	49°		
			-55°C	52°		
			125°C	44°		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ยกเว้นกรณีที่เห็นชอบด้วยกับฝ่ายที่เกี่ยวข้องหรือได้รับอนุญาตจากฝ่ายที่เกี่ยวข้อง



TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

operating characteristics, $V_{DD} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TLC272Y			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
SR Slew rate at unity gain	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 1	$V_{Ipp} = 1\text{ V}$			3.6
		$V_{Ipp} = 2.5\text{ V}$			2.9
V_n Equivalent input noise voltage	$f = 1\text{ kHz}$, $R_S = 20\ \Omega$, See Figure 2				25
B_{OM} Maximum output-swing bandwidth	$V_O = V_{OH}$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 1	$R_L = 10\text{ k}\Omega$			320
B_1 Unity-gain bandwidth	$V_I = 10\text{ mV}$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 3				1.7
ϕ_m Phase margin	$V_I = 10\text{ mV}$, $f = B_1$, See Figure 3	$C_L = 20\text{ pF}$			46°

operating characteristics, $V_{DD} = 10\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TLC272Y			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
SR Slew rate at unity gain	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 1	$V_{Ipp} = 1\text{ V}$			5.3
		$V_{Ipp} = 5.5\text{ V}$			4.6
V_n Equivalent input noise voltage	$f = 1\text{ kHz}$, $R_S = 20\ \Omega$, See Figure 2				25
B_{OM} Maximum output-swing bandwidth	$V_O = V_{OH}$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 1	$R_L = 10\text{ k}\Omega$			200
B_1 Unity-gain bandwidth	$V_I = 10\text{ mV}$, $C_L = 20\text{ pF}$, See Figure 3				2.2
ϕ_m Phase margin	$V_I = 10\text{ mV}$, $f = B_1$, See Figure 3	$C_L = 20\text{ pF}$			49°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หากมีการใช้สิ่งอื่นนอกเหนือจากนี้ให้ติดต่อฝ่ายขายเพื่อข้อมูลเพิ่มเติม



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277
LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

single-supply versus split-supply test circuits

Because the TLC272 and TLC277 are optimized for single-supply operation, circuit configurations used for the various tests often present some inconvenience since the input signal, in many cases, must be offset from ground. This inconvenience can be avoided by testing the device with split supplies and the output load tied to the negative rail. A comparison of single-supply versus split-supply test circuits is shown below. The use of either circuit gives the same result.

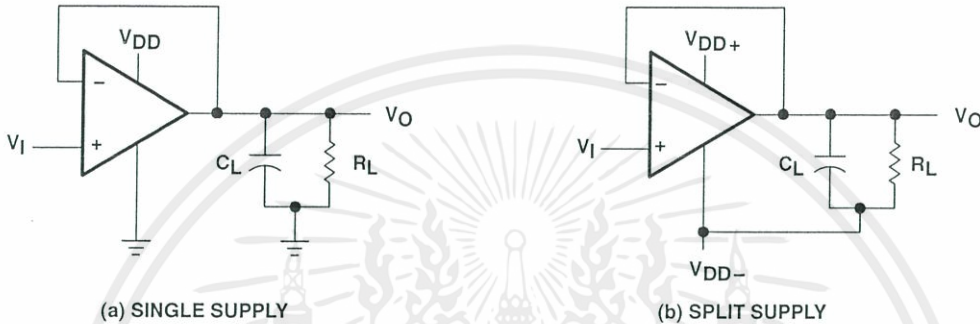


Figure 1. Unity-Gain Amplifier

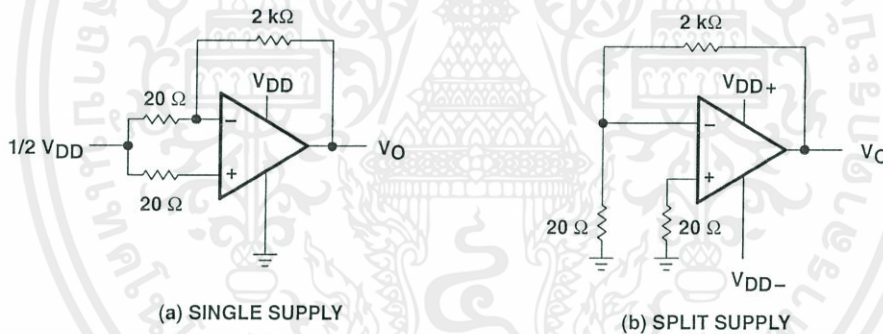


Figure 2. Noise-Test Circuit

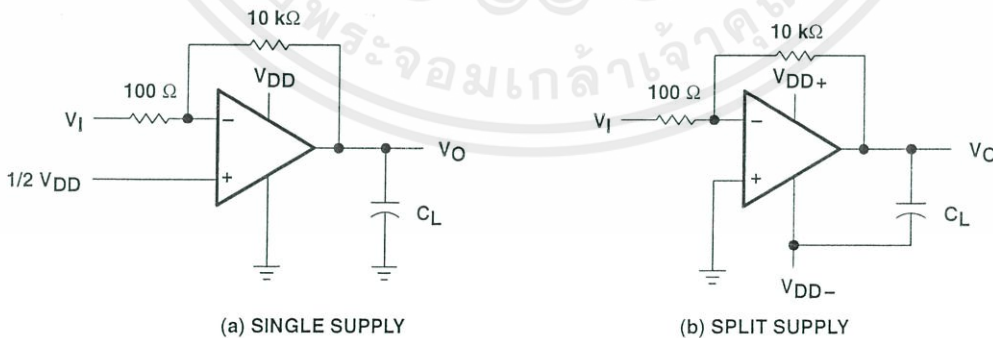


Figure 3. Gain-of-100 Inverting Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 การทำซ้ำหรือการเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Texas Instruments เป็นสิ่งผิดกฎหมาย



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
 POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

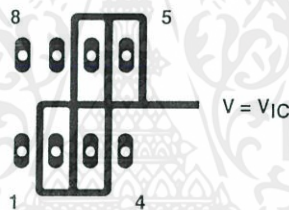
PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

input bias current

Because of the high input impedance of the TLC272 and TLC277 operational amplifiers, attempts to measure the input bias current can result in erroneous readings. The bias current at normal room ambient temperature is typically less than 1 pA, a value that is easily exceeded by leakages on the test socket. Two suggestions are offered to avoid erroneous measurements:

1. Isolate the device from other potential leakage sources. Use a grounded shield around and between the device inputs (see Figure 4). Leakages that would otherwise flow to the inputs are shunted away.
2. Compensate for the leakage of the test socket by actually performing an input bias current test (using a picoammeter) with no device in the test socket. The actual input bias current can then be calculated by subtracting the open-socket leakage readings from the readings obtained with a device in the test socket.

One word of caution: many automatic testers as well as some bench-top operational amplifier testers use the servo-loop technique with a resistor in series with the device input to measure the input bias current (the voltage drop across the series resistor is measured and the bias current is calculated). This method requires that a device be inserted into the test socket to obtain a correct reading; therefore, an open-socket reading is not feasible using this method.



**Figure 4. Isolation Metal Around Device Inputs
(JG and P packages)**

low-level output voltage

To obtain low-supply-voltage operation, some compromise was necessary in the input stage. This compromise results in the device low-level output being dependent on both the common-mode input voltage level as well as the differential input voltage level. When attempting to correlate low-level output readings with those quoted in the electrical specifications, these two conditions should be observed. If conditions other than these are to be used, please refer to Figures 14 through 19 in the Typical Characteristics of this data sheet.

input offset voltage temperature coefficient

Erroneous readings often result from attempts to measure temperature coefficient of input offset voltage. This parameter is actually a calculation using input offset voltage measurements obtained at two different temperatures. When one (or both) of the temperatures is below freezing, moisture can collect on both the device and the test socket. This moisture results in leakage and contact resistance, which can cause erroneous input offset voltage readings. The isolation techniques previously mentioned have no effect on the leakage since the moisture also covers the isolation metal itself, thereby rendering it useless. It is suggested that these measurements be performed at temperatures above freezing to minimize error.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

full-power response

Full-power response, the frequency above which the operational amplifier slew rate limits the output voltage swing, is often specified two ways: full-linear response and full-peak response. The full-linear response is generally measured by monitoring the distortion level of the output while increasing the frequency of a sinusoidal input signal until the maximum frequency is found above which the output contains significant distortion. The full-peak response is defined as the maximum output frequency, without regard to distortion, above which full peak-to-peak output swing cannot be maintained.

Because there is no industry-wide accepted value for significant distortion, the full-peak response is specified in this data sheet and is measured using the circuit of Figure 1. The initial setup involves the use of a sinusoidal input to determine the maximum peak-to-peak output of the device (the amplitude of the sinusoidal wave is increased until clipping occurs). The sinusoidal wave is then replaced with a square wave of the same amplitude. The frequency is then increased until the maximum peak-to-peak output can no longer be maintained (Figure 5). A square wave is used to allow a more accurate determination of the point at which the maximum peak-to-peak output is reached.



Figure 5. Full-Power-Response Output Signal

test time

Inadequate test time is a frequent problem, especially when testing CMOS devices in a high-volume, short-test-time environment. Internal capacitances are inherently higher in CMOS than in bipolar and BiFET devices and require longer test times than their bipolar and BiFET counterparts. The problem becomes more pronounced with reduced supply levels and lower temperatures.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ห้ามทำซ้ำหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Texas Instruments



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

TYPICAL CHARACTERISTICS

Table of Graphs

			FIGURE
V_{IO}	Input offset voltage	Distribution	6, 7
αV_{IO}	Temperature coefficient of input offset voltage	Distribution	8, 9
V_{OH}	High-level output voltage	vs High-level output current	10, 11
		vs Supply voltage	12
		vs Free-air temperature	13
V_{OL}	Low-level output voltage	vs Common-mode input voltage	14, 15
		vs Differential input voltage	16
		vs Free-air temperature	17
		vs Low-level output current	18, 19
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	vs Supply voltage	20
		vs Free-air temperature	21
		vs Frequency	32, 33
I_{IB}	Input bias current	vs Free-air temperature	22
I_{IO}	Input offset current	vs Free-air temperature	22
V_{IC}	Common-mode input voltage	vs Supply voltage	23
I_{DD}	Supply current	vs Supply voltage	24
		vs Free-air temperature	25
SR	Slew rate	vs Supply voltage	26
		vs Free-air temperature	27
	Normalized slew rate	vs Free-air temperature	28
$V_{O(PP)}$	Maximum peak-to-peak output voltage	vs Frequency	29
B_1	Unity-gain bandwidth	vs Free-air temperature	30
		vs Supply voltage	31
ϕ_m	Phase margin	vs Supply voltage	34
		vs Free-air temperature	35
		vs Load capacitance	36
V_n	Equivalent input noise voltage	vs Frequency	37
		Phase shift	vs Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ห้ามทำซ้ำ, ผลิตซ้ำ, หรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Texas Instruments หรือผู้แทนจำหน่าย



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

APPLICATION INFORMATION

single-supply operation

While the TLC272 and TLC277 perform well using dual power supplies (also called balanced or split supplies), the design is optimized for single-supply operation. This design includes an input common-mode voltage range that encompasses ground as well as an output voltage range that pulls down to ground. The supply voltage range extends down to 3 V (C-suffix types), thus allowing operation with supply levels commonly available for TTL and HCMOS; however, for maximum dynamic range, 16-V single-supply operation is recommended.

Many single-supply applications require that a voltage be applied to one input to establish a reference level that is above ground. A resistive voltage divider is usually sufficient to establish this reference level (see Figure 38). The low input bias current of the TLC272 and TLC277 permits the use of very large resistive values to implement the voltage divider, thus minimizing power consumption.

The TLC272 and TLC277 work well in conjunction with digital logic; however, when powering both linear devices and digital logic from the same power supply, the following precautions are recommended:

1. Power the linear devices from separate bypassed supply lines (see Figure 39); otherwise, the linear device supply rails can fluctuate due to voltage drops caused by high switching currents in the digital logic.
2. Use proper bypass techniques to reduce the probability of noise-induced errors. Single capacitive decoupling is often adequate; however, high-frequency applications may require RC decoupling.

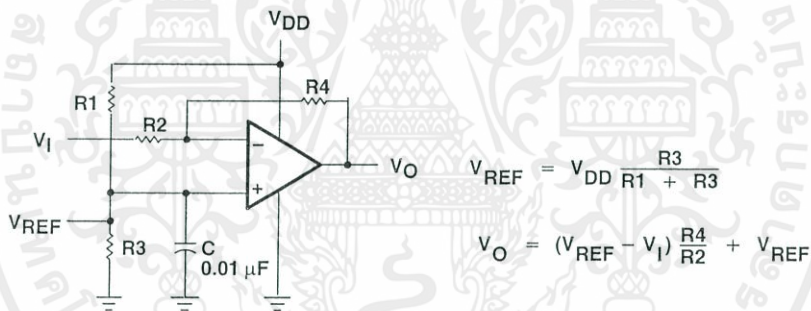


Figure 38. Inverting Amplifier With Voltage Reference

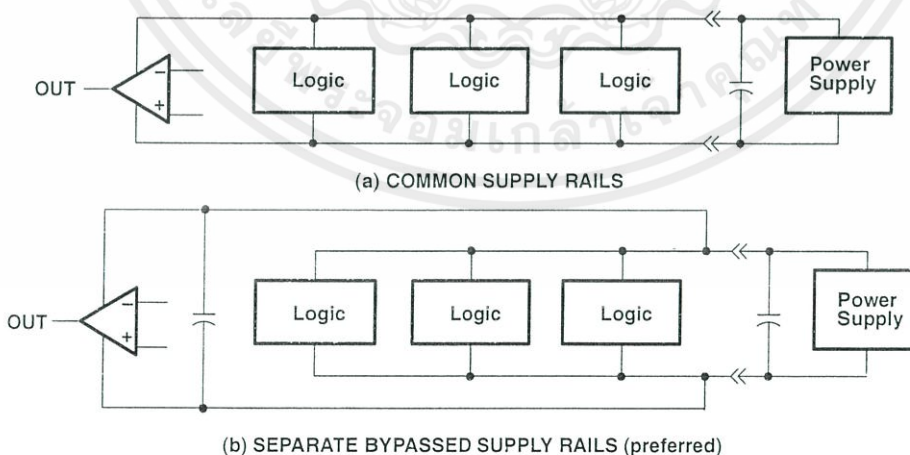


Figure 39. Common vs Separate Supply Rails

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้... ให้ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

APPLICATION INFORMATION

input characteristics

The TLC272 and TLC277 are specified with a minimum and a maximum input voltage that, if exceeded at either input, could cause the device to malfunction. Exceeding this specified range is a common problem, especially in single-supply operation. Note that the lower range limit includes the negative rail, while the upper range limit is specified at $V_{DD} - 1\text{ V}$ at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and at $V_{DD} - 1.5\text{ V}$ at all other temperatures.

The use of the polysilicon-gate process and the careful input circuit design gives the TLC272 and TLC277 very good input offset voltage drift characteristics relative to conventional metal-gate processes. Offset voltage drift in CMOS devices is highly influenced by threshold voltage shifts caused by polarization of the phosphorus dopant implanted in the oxide. Placing the phosphorus dopant in a conductor (such as a polysilicon gate) alleviates the polarization problem, thus reducing threshold voltage shifts by more than an order of magnitude. The offset voltage drift with time has been calculated to be typically $0.1\ \mu\text{V}/\text{month}$, including the first month of operation.

Because of the extremely high input impedance and resulting low bias current requirements, the TLC272 and TLC277 are well suited for low-level signal processing; however, leakage currents on printed-circuit boards and sockets can easily exceed bias current requirements and cause a degradation in device performance. It is good practice to include guard rings around inputs (similar to those of Figure 4 in the Parameter Measurement Information section). These guards should be driven from a low-impedance source at the same voltage level as the common-mode input (see Figure 40).

Unused amplifiers should be connected as grounded unity-gain followers to avoid possible oscillation.

noise performance

The noise specifications in operational amplifier circuits are greatly dependent on the current in the first-stage differential amplifier. The low input bias current requirements of the TLC272 and TLC277 result in a very low noise current, which is insignificant in most applications. This feature makes the devices especially favorable over bipolar devices when using values of circuit impedance greater than $50\ \text{k}\Omega$, since bipolar devices exhibit greater noise currents.

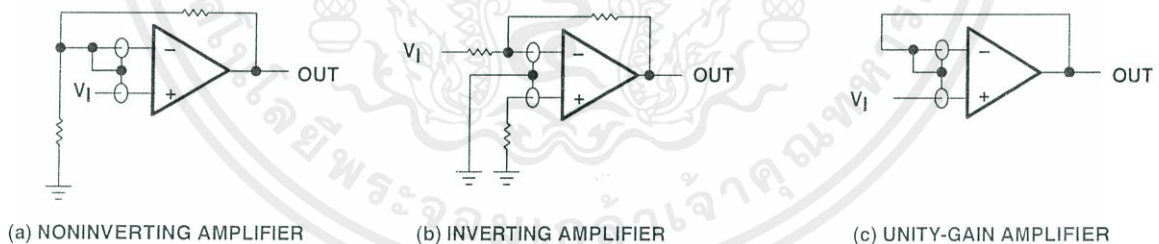


Figure 40. Guard-Ring Schemes

output characteristics

The output stage of the TLC272 and TLC277 is designed to sink and source relatively high amounts of current (see typical characteristics). If the output is subjected to a short-circuit condition, this high current capability can cause device damage under certain conditions. Output current capability increases with supply voltage.

All operating characteristics of the TLC272 and TLC277 are measured using a 20-pF load. The devices can drive higher capacitive loads; however, as output load capacitance increases, the resulting response pole occurs at lower frequencies, thereby causing ringing, peaking, or even oscillation (see Figure 41). In many cases, adding a small amount of resistance in series with the load capacitance alleviates the problem.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

APPLICATION INFORMATION

output characteristics (continued)

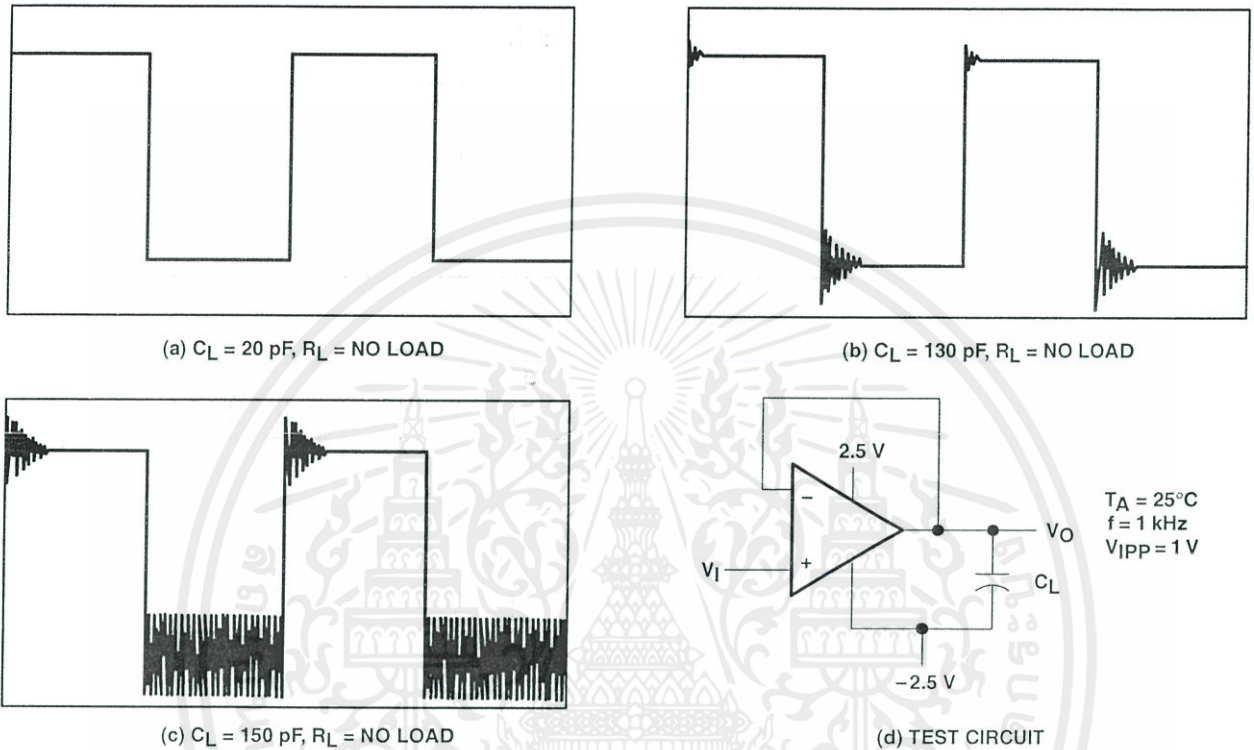


Figure 41. Effect of Capacitive Loads and Test Circuit

Although the TLC272 and TLC277 possess excellent high-level output voltage and current capability, methods for boosting this capability are available, if needed. The simplest method involves the use of a pullup resistor (R_P) connected from the output to the positive supply rail (see Figure 42). There are two disadvantages to the use of this circuit. First, the NMOS pulldown transistor N4 (see equivalent schematic) must sink a comparatively large amount of current. In this circuit, N4 behaves like a linear resistor with an on resistance between approximately $60\ \Omega$ and $180\ \Omega$, depending on how hard the operational amplifier input is driven. With very low values of R_P , a voltage offset from 0 V at the output occurs. Second, pullup resistor R_P acts as a drain load to N4 and the gain of the operational amplifier is reduced at output voltage levels where N5 is not supplying the output current.

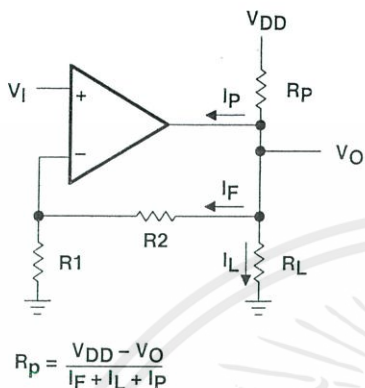
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

APPLICATION INFORMATION

output characteristics (continued)



$$R_P = \frac{V_{DD} - V_O}{I_F + I_L + I_P}$$

I_P = Pullup current required by the operational amplifier (typically 500 μ A)

Figure 42. Resistive Pullup to Increase V_{OH}

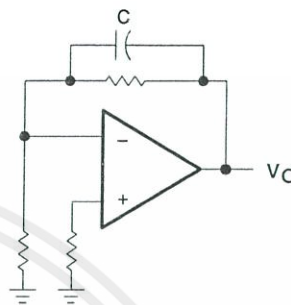


Figure 43. Compensation for Input Capacitance

feedback

Operational amplifier circuits almost always employ feedback, and since feedback is the first prerequisite for oscillation, some caution is appropriate. Most oscillation problems result from driving capacitive loads (discussed previously) and ignoring stray input capacitance. A small-value capacitor connected in parallel with the feedback resistor is an effective remedy (see Figure 43). The value of this capacitor is optimized empirically.

electrostatic discharge protection

The TLC272 and TLC277 incorporate an internal electrostatic discharge (ESD) protection circuit that prevents functional failures at voltages up to 2000 V as tested under MIL-STD-883C, Method 3015.2. Care should be exercised, however, when handling these devices as exposure to ESD may result in the degradation of the device parametric performance. The protection circuit also causes the input bias currents to be temperature dependent and have the characteristics of a reverse-biased diode.

latch-up

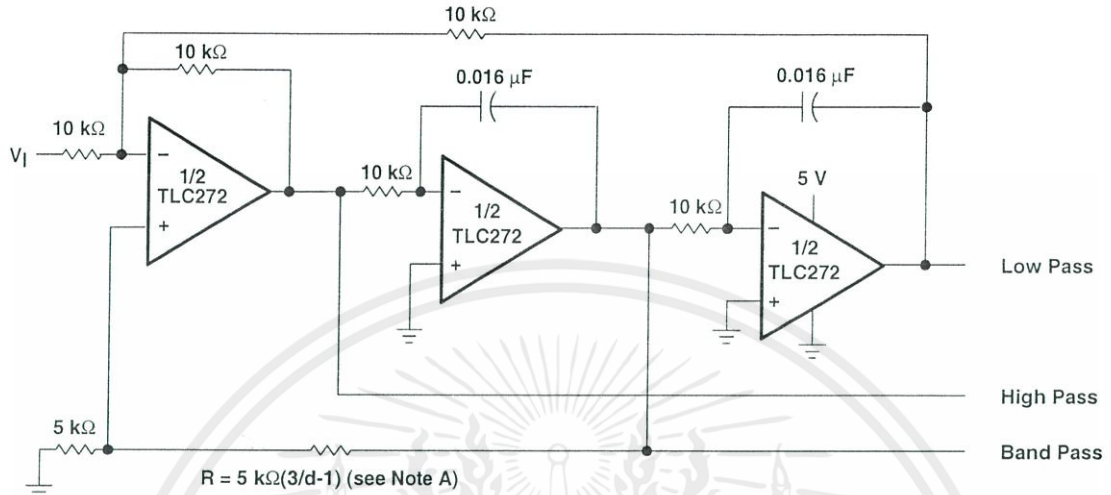
Because CMOS devices are susceptible to latch-up due to their inherent parasitic thyristors, the TLC272 and TLC277 inputs and outputs were designed to withstand -100 -mA surge currents without sustaining latch-up; however, techniques should be used to reduce the chance of latch-up whenever possible. Internal protection diodes should not, by design, be forward biased. Applied input and output voltage should not exceed the supply voltage by more than 300 mV. Care should be exercised when using capacitive coupling on pulse generators. Supply transients should be shunted by the use of decoupling capacitors (0.1 μ F typical) located across the supply rails as close to the device as possible.

The current path established if latch-up occurs is usually between the positive supply rail and ground and can be triggered by surges on the supply lines and/or voltages on either the output or inputs that exceed the supply voltage. Once latch-up occurs, the current flow is limited only by the impedance of the power supply and the forward resistance of the parasitic thyristor and usually results in the destruction of the device. The chance of latch-up occurring increases with increasing temperature and supply voltages.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

APPLICATION INFORMATION



NOTE A: $d = \text{damping factor, } 1/Q$

Figure 44. State-Variable Filter

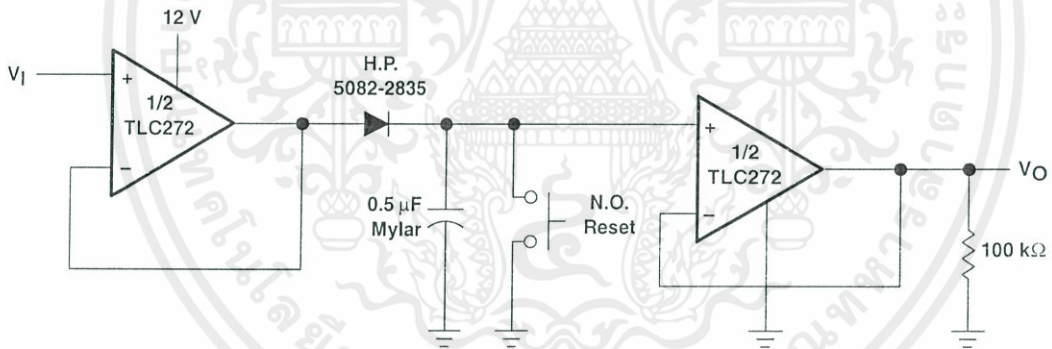


Figure 45. Positive-Peak Detector

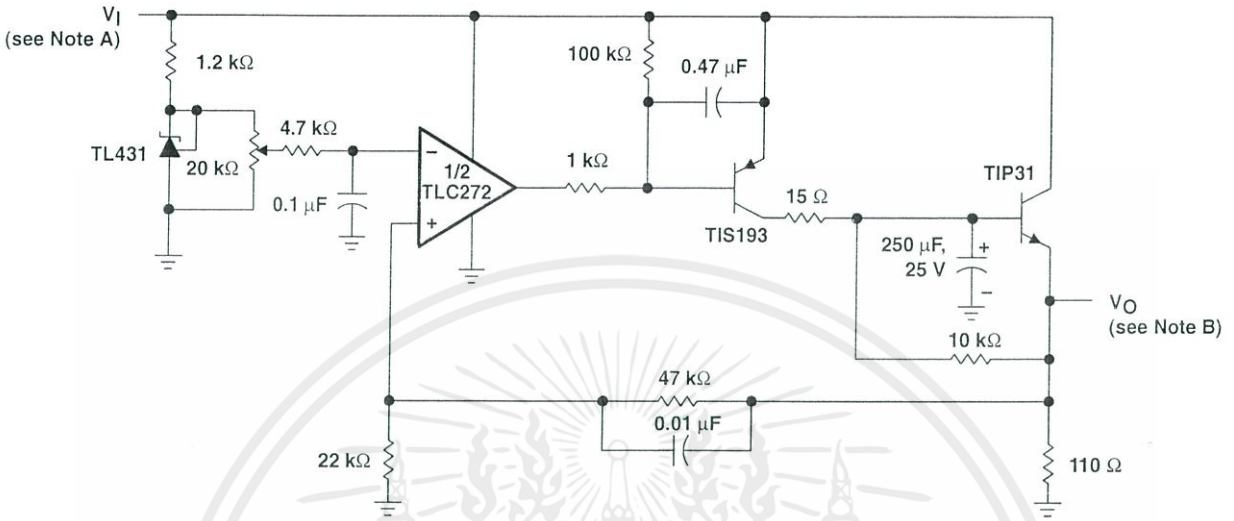
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277
 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

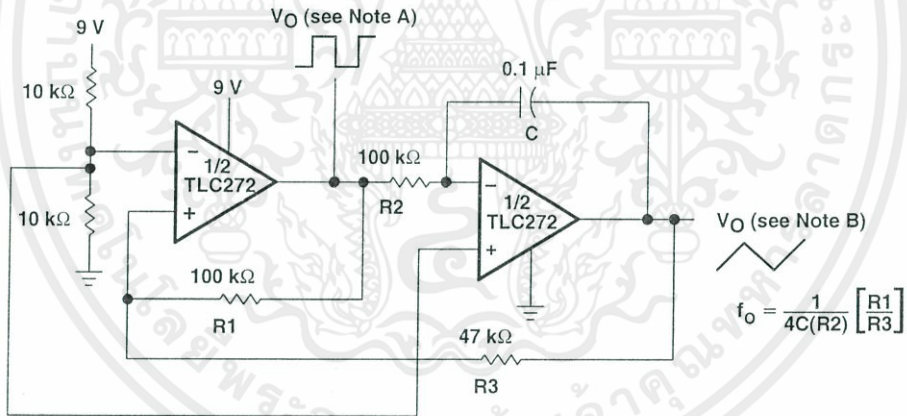
SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

APPLICATION INFORMATION



NOTES: A. $V_I = 3.5$ to 15 V
 B. $V_O = 2$ V, 0 to 1 A

Figure 46. Logic-Array Power Supply



NOTES: A. $V_{O(PP)} = 8$ V
 B. $V_{O(PP)} = 4$ V

Figure 47. Single-Supply Function Generator

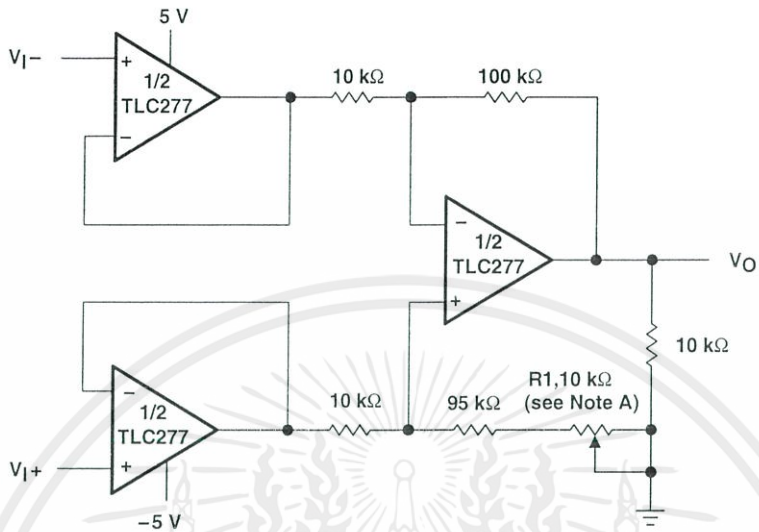
$$f_o = \frac{1}{4C(R2) [R3]}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 This document is reserved for use only for educational purposes. No part of this document may be reproduced or transmitted in any form or by any means electronic or mechanical, including photocopying and recording, or by any information storage or retrieval system, without permission in writing from Texas Instruments.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
 POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

APPLICATION INFORMATION



NOTE A: CMRR adjustment must be noninductive.

Figure 48. Low-Power Instrumentation Amplifier

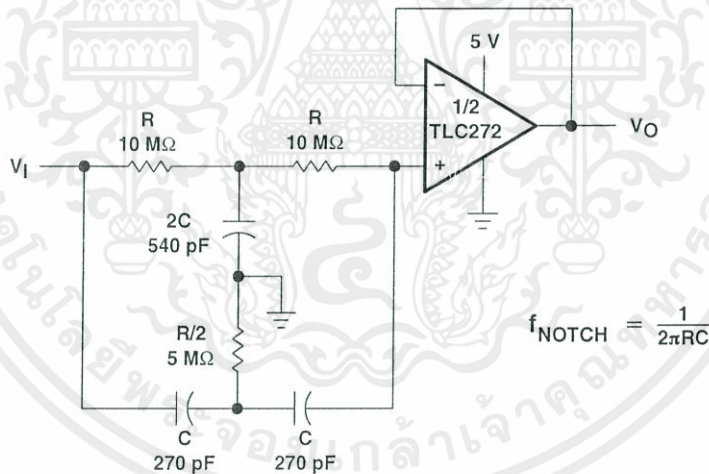


Figure 49. Single-Supply Twin-T Notch Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า