



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

FACULTAD DE CIENCIAS



**DISEÑO Y CONSTRUCCION
DE UN AUXILIAR AUDITIVO**

TESIS PROFESIONAL

PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO ELECTRONICO

PRESENTA:

José del Carmen Albineda Avila

SAN LUIS POTOSÍ, S. L. P.

ENERO DEL 2004



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE CIENCIAS



**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN
DE UN AUXILIAR AUDITIVO**

TESIS PROFESIONAL
Para obtener el título de
INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTA:

José del Carmen Albineda Avila

SAN LUIS POTOSÍ, S. L. P. ENERO DEL 2004



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE CIENCIAS



**DISEÑO Y CONSTRUCCION
DE UN AUXILIAR AUDITIVO**

TESIS PROFESIONAL
Para obtener el título de
INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTA:

José del Carmen Albineda Avila

ASESOR DE TESIS:

L.E.I. Horacio Martínez Flores

SAN LUIS POTOSÍ, S. L. P. ENERO DEL 2004

Agradecimientos.

En primer lugar quiero agradecer a mi mamá, María Guadalupe Avila por su gran apoyo incondicional y por ayudarme a ser lo que ahora soy, a mi hermano Juan Miguel, a Myriam Paredes, a mi asesor Horacio Martínez Flores, por su invaluable paciencia y ayuda, al personal de la biblioteca de la Facultad de Medicina de la U.A.S.L.P. y a todas las personas que de alguna forma ayudaron para la realización de mi tesis.

Muchas gracias.

Índice

Introducción	1
Capítulo I Fisiología y anatomía del sistema auditivo	3
1.1 El sentido de la audición y el sistema auditivo	
1.1.1 Región periférica del sistema auditivo	
1.2 Oído externo	
1.2.1 Anatomía y funcionamiento	
1.2.2 Respuesta en frecuencia y localización de las fuentes de sonido	
1.3 Oído medio	
1.3.1 Anatomía	
1.3.2 Propagación del sonido y acople de impedancias	
1.3.3 Reflejo timpánico o acústico	
1.3.4 Respuesta en frecuencia combinada del oído externo y el oído medio	
1.4 Oído interno	
1.4.1 Anatomía	
1.4.2 Propagación del sonido en la cóclea	
Capítulo II Los problemas de audición	13
II.1 Hipoacusia y grados de pérdida auditiva	
II.1.1 Hipoacusia total	
II.1.2 Hipoacusia parcial	
II.2 Tipos de hipoacusia	
II.2.1 Hipoacusia de percepción, sensorial o neurosensorial	
II.2.2 Hipoacusia súbita	
II.2.3 Hipoacusias neurosensoriales en la infancia	
II.2.4 Hipoacusias congénitas	
II.2.5 Hipoacusias neonatales y perinatales	
II.2.6 Hipoacusias posnatales	
II.2.7 Hipoacusias sensorioneurales	
II.2.8 Anacusia	
Capítulo III Evaluación del problema auditivo	18
III.1 Semiología en las afecciones del oído	
III.2 Pruebas para el estudio de la función auditiva	
III.3 Acumetría	
III.4 Acumetría con voz normal y con voz baja	
III.5 Acumetría con diapasones	
III.6 Audiometría tonal y vocal	

III.7	Audiometría tonal lumina	
III.7.1	Vía aérea	
III.7.2	Vía ósea	
III.8	Audiometría tonal con desplazamiento	
III.9	Audiometría tonal supralammar	
III.10	Audiometría vocal	
III.11	Valoración de los resultados	
III.12	Signos audiométricos	
Capítulo IV	El auxiliar auditivo y su evolución	26
IV.1	El auxiliar auditivo	
IV.2	Evolución del auxiliar auditivo	
IV.3	Funcionamiento del auxiliar auditivo	
Capítulo V	Diseño y construcción del auxiliar auditivo	31
V.1	Descripción del circuito	
V.2	Diagrama 1 canal derecho del auxiliar auditivo	
V.3	Diagrama 2 canal izquierdo del auxiliar auditivo	
V.4	Imágenes de las tarjetas del proyecto	
V.5	Imágenes de los micrófonos y audífonos utilizados	
Conclusiones		38
Referencias bibliográficas		40
Apéndices		42
Apéndice A		
Posición de los compresores AGC-I de un auxiliar auditivo		
Clasificación de circuitos con procesamiento automático de la señal		
Apéndice B		
Hojas de datos de los dispositivos		
OPA2604		
INA103		
BU E634		

Introducción

INTRODUCCIÓN

Desde el punto de vista humano, una de las más valiosas aplicaciones de la electrónica, se da en el campo de la medicina en sus múltiples facetas, una de éstas incluye a los auxiliares auditivos.

Actualmente la tecnología digital ha permitido al otorrinolaringólogo adaptar los auxiliares auditivos a diferentes tipos de pérdidas auditivas, con la ayuda de una PC específica, sin embargo, debido a la tecnología empleada y a los años de estudio, estos auxiliares y los modelos más sencillos, tienen un alto costo, propiciando que se encuentren fuera del alcance de algunas personas que los requieren.

Si una persona interesada busca construir un auxiliar auditivo analógico, buscándolo en los medios de información adecuados, encontrará que no existen proyectos de este tipo.

El objetivo de esta tesis es diseñar y construir un auxiliar auditivo analógico, adaptable a las pérdidas auditivas de mayor incidencia, similar en fisonomía a un teléfono celular, utilizándolo en modo de manos libres, con la prioridad de tener la mayor calidad de audio posible, lo cual requiere de una minuciosa búsqueda y análisis de información de posibles configuraciones, así como la adecuada selección de los elementos que componen el proyecto.

Capítulo I
Fisiología y
anatomía del sistema auditivo

1.1. El sentido de la audición y el sistema auditivo

La generación de sensaciones auditivas en el ser humano es un proceso extraordinariamente complejo, el cual se desarrolla en tres etapas básicas:

- Captación y procesamiento mecánico de las ondas sonoras
- Conversión de la señal acústica (mecánica) en impulsos nerviosos, y transmisión de dichos impulsos hasta los centros sensoriales del cerebro
- Procesamiento neural de la información codificada en forma de impulsos nerviosos

La captación, procesamiento y transducción de los estímulos sonoros se llevan a cabo en el oído propiamente dicho, mientras que la etapa de procesamiento neural, en la cual se producen las diversas sensaciones auditivas, se encuentra ubicada en el cerebro. Así, se pueden distinguir dos regiones o partes del sistema auditivo: la región periférica, en la cual los estímulos sonoros conservan su carácter original de ondas mecánicas hasta el momento de su conversión en señales electroquímicas, y la región central, en la cual se transforman dichas señales en sensaciones.

En la región central también intervienen procesos cognitivos, mediante los cuales se asigna un contexto y un significado a los sonidos [1], es decir, permiten reconocer una palabra o determinar que un sonido dado corresponde a un violín o a un piano.

El presente capítulo se limita a estudiar y utilizar solamente los aspectos perceptuales del sistema auditivo: esto es, aquellos que son independientes del contexto y del significado y que, en buena parte, se localizan en la región periférica.

1.1.1. Región periférica del sistema auditivo

El oído o región periférica se divide usualmente en tres zonas, llamadas oído externo, oído medio y oído interno, de acuerdo a su ubicación en el cráneo, como puede verse en la Fig. 1

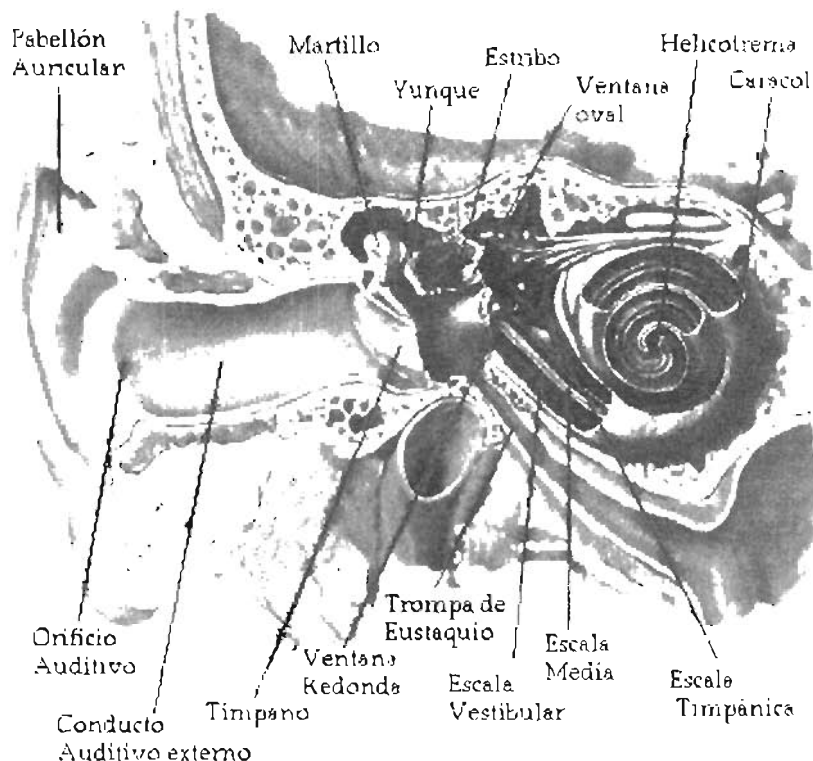


Fig. 1. Anatomía del oído humano.

Los estímulos sonoros se propagan a través de estas zonas, sufriendo diversas transformaciones hasta su conversión final en impulsos nerviosos. Tanto el procesamiento mecánico de las ondas sonoras como la conversión de éstas en señales electroquímicas son procesos no lineales [2] [3], lo cual dificulta la caracterización y modelado de los fenómenos perceptuales.

En las siguientes secciones de este capítulo se estudia la anatomía y funcionamiento de estas tres zonas del oído, así como la propagación y procesamiento del sonido a través de las mismas.

1.2. Oído externo

1.2.1. Anatomía y funcionamiento

El oído externo (Fig. 1) está formado por el pabellón auricular u oreja, el cual dirige las ondas sonoras hacia el conducto auditivo externo a través del orificio auditivo. El otro extremo del conducto auditivo se encuentra cubierto por la membrana timpánica o tímpano, la cual constituye la entrada al oído medio. La función del oído externo es la de recolectar las ondas sonoras y encauzarlas hacia el oído medio. Asimismo, el conducto auditivo tiene dos propósitos adicionales: proteger las delicadas estructuras del oído medio contra daños y minimizar la distancia del oído interno al cerebro, reduciendo el tiempo de propagación de los impulsos nerviosos [3].

1.2.2. Respuesta en frecuencia y localización de las fuentes de sonido

El conducto auditivo es un "tubo" de unos 2 cm de longitud, el cual influye en la respuesta en frecuencia del sistema auditivo. Dada la velocidad de propagación del sonido en el aire (aprox. 331 m/s), dicha longitud corresponde a $1/4$ de la longitud de onda de una señal sonora de unos 4 kHz. Este es uno de los motivos por los cuales el aparato auditivo presenta una mayor sensibilidad a las frecuencias cercanas a los 4 kHz, como se verá en el siguiente capítulo.

Adicionalmente, el pabellón auricular, junto con la cabeza y los hombros, contribuye a modificar el espectro de la señal sonora. Las señales sonoras que entran al conducto auditivo externo sufren efectos de difracción debidos a la forma del pabellón auricular y la cabeza, y estos efectos varían según la dirección de incidencia y el contenido espectral de la señal; así, se altera el espectro sonoro debido a la difracción [4]. Estas alteraciones, en forma de "picos" y "valles" en el espectro, son usadas por el sistema auditivo para determinar la procedencia del sonido en el llamado "plano medio" (plano imaginario perpendicular a la recta que une ambos tímpanos) [1] [5].

1.3. Oído medio

1.3.1. Anatomía

El oído medio (Fig. 2) está constituido por una cavidad llena de aire, dentro de la cual se encuentran tres huesecillos, denominados martillo, yunque y estribo, unidos entre sí en forma articulada. Uno de los extremos del martillo se encuentra adherido al tímpano, mientras que la base del estribo está unida mediante un anillo flexible a las paredes de la ventana oval, orificio que constituye la vía de entrada del sonido al oído interno.

Finalmente, la cavidad del oído medio se comunica con el exterior del cuerpo a través de la trompa de Eustaquio, la cual es un conducto que llega hasta las vías respiratorias y que permite igualar la presión del aire a ambos lados del tímpano.

1.3.2. Propagación del sonido y acople de impedancias

Los sonidos, formados por oscilaciones de las moléculas del aire, son conducidos a través del conducto auditivo hasta el tímpano. Los cambios de presión en la pared externa de la membrana timpánica, asociados a la señal sonora, hacen que dicha membrana vibre siguiendo las oscilaciones de dicha señal.

Las vibraciones del tímpano se transmiten a lo largo de la cadena de huesecillos, la cual opera como un sistema de palancas [6] [3], de forma tal que la base del estribo vibra en la ventana oval (ver la Fig. 2). Este huesecillo se encuentra en contacto con uno de los fluidos contenidos en el oído interno; por lo tanto, el tímpano y la cadena de huesecillos actúan como un mecanismo para transformar las vibraciones del aire en vibraciones del fluido.

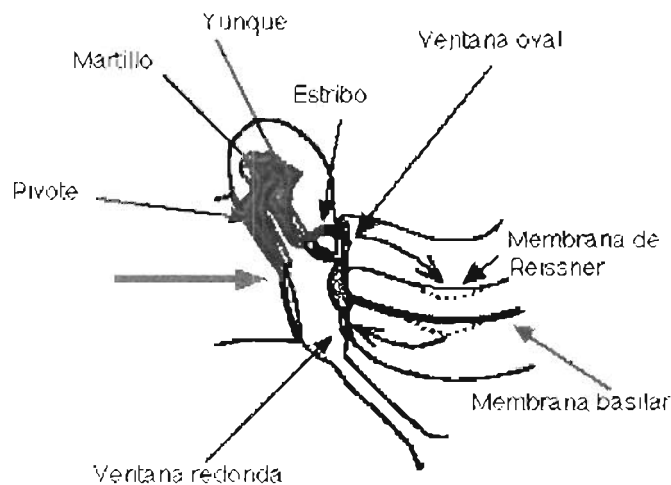


Fig. 2. Propagación del sonido a través del oído medio e interno.

Ahora bien, para lograr que la transferencia de potencia del aire al fluido sea máxima, debe efectuarse un acoplamiento entre la impedancia mecánica característica del aire y la del fluido, puesto que esta última es mucho mayor que la primera.

Un equivalente mecánico de un transformador (el acoplador de impedancias eléctricas) es, precisamente, una palanca [3]; por ende, la cadena de huesecillos actúa como acoplador de impedancias. Además, la relación entre las superficies del tímpano y de la base del estribo (en la ventana oval) introduce un efecto de acoplamiento adicional, lográndose una transformación de impedancias del orden de 1:20 [4], con lo cual se minimizan las pérdidas por reflexión.

El máximo acoplamiento se obtiene en el rango de frecuencias medias, en torno a 1 kHz [3]. En la Fig. 3 se representa en forma esquemática la transmisión del sonido del oído externo al interno, a través del oído medio.

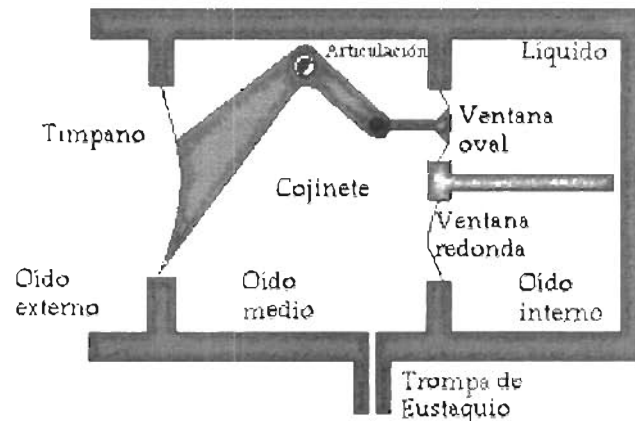


Fig. 3. Esquema de la propagación del sonido a través del oído medio.

1.3.3. Reflejo timpánico o acústico

Cuando se aplican sonidos de gran intensidad (≥ 90 dB) al tímpano, los músculos tensores del tímpano y el estribo se contraen de forma automática, modificando la característica de transferencia del oído medio y disminuyendo la cantidad de energía entregada al oído interno.

Este "control de ganancia" se denomina reflejo timpánico o auditivo, y tiene como propósito proteger a las células receptoras del oído interno frente a sobrecargas que puedan llegar a destruirlas. Este reflejo no es instantáneo, sino que tarda de 40 a 160 ms en producirse [6].

El reflejo timpánico debe ser tomado en cuenta en cualquier modelo matemático del procesamiento del sonido en el aparato auditivo, siempre que se trabaje con sonidos de gran intensidad [7], puesto que es un mecanismo no lineal que introduce un término cuadrático en la relación entrada-salida del oído medio [4].

1.3.4. Respuesta en frecuencia combinada del oído externo y el oído medio

El conjunto formado por el oído externo y el oído medio forman un sistema cuya respuesta en frecuencia es de tipo pasabajos [1], como se muestra en la Fig. 4. En el intervalo cercano a los 4 kHz se observa un pequeño efecto de ganancia, debido a las características del conducto auditivo.

Esta respuesta sólo es válida cuando el sistema se comporta de modo lineal: es decir, cuando la intensidad del sonido no es muy elevada, para evitar que actúe el reflejo timpánico.

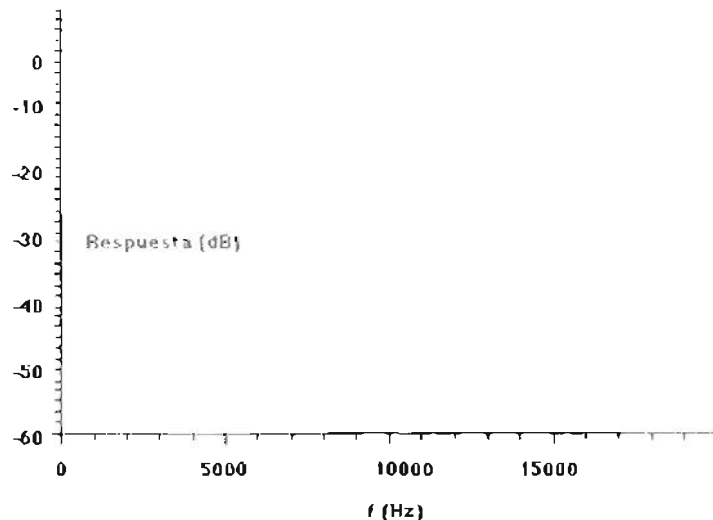


Fig. 4. Respuesta en frecuencia combinada del oído externo y el oído medio

1.4. Oído interno

El oído interno representa el final de la cadena de procesamiento mecánico del sonido, y en él se llevan a cabo tres funciones primordiales: filtraje de la señal sonora, transducción y generación probabilística de impulsos nerviosos [8].

I.4.1. Anatomía

En el oído interno se encuentra la cóclea o caracol, la cual es un conducto rígido en forma de espiral (ver la Fig. 1) de unos 35 mm de longitud, lleno con dos fluidos de distinta composición.

El interior del conducto está dividido en sentido longitudinal por la membrana basilar y la membrana de Reissner, las cuales forman tres compartimientos o escalas (Fig. 5). La escala vestibular y la escala timpánica contienen un mismo fluido (perilinfá), puesto que se interconectan por una pequeña abertura situada en el vértice del caracol, llamada helicotrema. Por el contrario, la escala media se encuentra aislada de las otras dos escalas, y contiene un líquido de distinta composición a la perilinfá (endolinfá).

La base del estribo, a través de la ventana oval, está en contacto con el fluido de la escala vestibular, mientras que la escala timpánica desemboca en la cavidad del oído medio a través de otra abertura (ventana redonda) sellada por una membrana flexible (membrana timpánica secundaria).

Sobre la membrana basilar y en el interior de la escala media se encuentra el órgano de Corti (Fig. 6), el cual se extiende desde el vértice hasta la base de la cóclea y contiene las células ciliares que actúan como transductores de señales sonoras a impulsos nerviosos. Sobre las células ciliares se ubica la membrana tectorial, dentro de la cual se alojan las prolongaciones o cilios de las células ciliares externas.

Dependiendo de su ubicación en el órgano de Corti, se pueden distinguir dos tipos de células ciliares: internas y externas. Existen alrededor de 3500 células ciliares internas y unas 20000 células externas [6]. Ambos tipos de células presentan conexiones o sinapsis con las fibras nerviosas aferentes (que transportan impulsos hacia el cerebro) y eferentes (que transportan impulsos provenientes del cerebro), las cuales conforman el nervio auditivo.

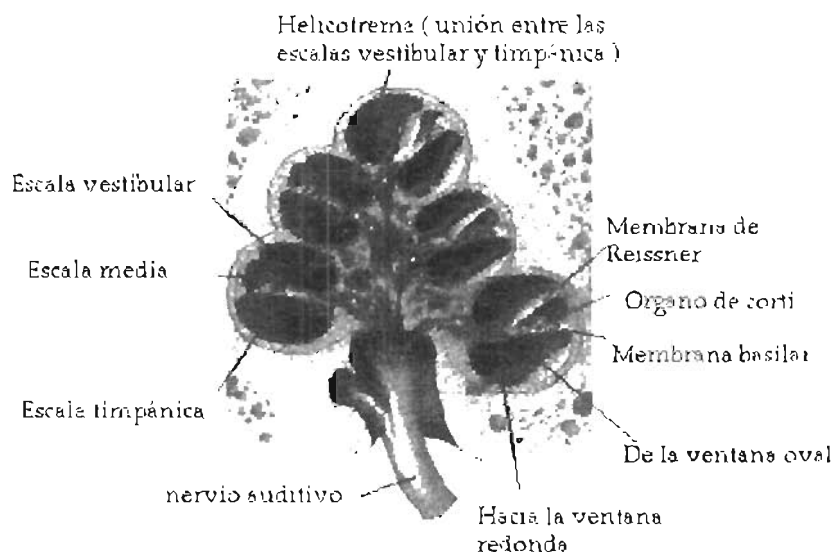


Fig. 5. Corte transversal de la cóclea o caracol.

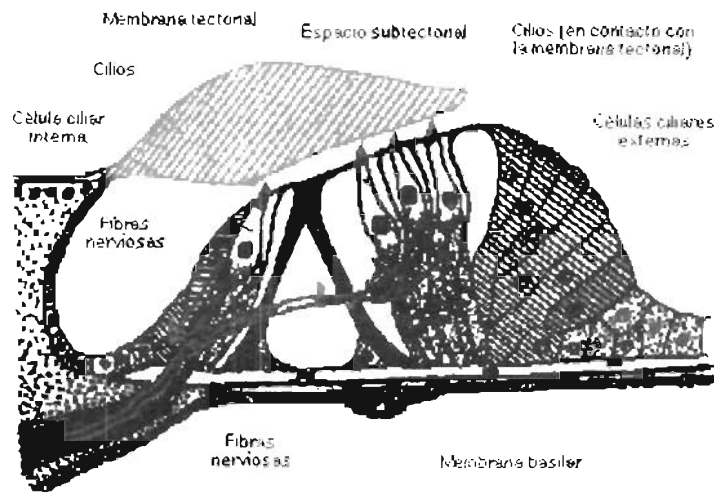


Fig. 6. Organó de Corti.

1.4.2. Propagación del sonido en la cóclea

Las oscilaciones del estribo (ver la Fig. 2) provocan oscilaciones en el fluido de la escala vestibular (perilinfá). La membrana de Reissner, la cual separa los fluidos de la escala vestibular y la escala media, es sumamente delgada y, en consecuencia, los líquidos en ambas escalas pueden tratarse como uno solo desde el punto de vista de la dinámica de los fluidos [3]. Así, las oscilaciones en la perilinfá de la escala vestibular se transmiten a la endolinfá y de ésta a la membrana basilar (Fig. 7); la membrana basilar, a su vez, provoca oscilaciones en el fluido de la escala timpánica.

Puesto que tanto los fluidos como las paredes de la cóclea son incompresibles, es preciso compensar el desplazamiento de los fluidos; esto se lleva a cabo en la membrana de la ventana redonda, la cual permite "cerrar el circuito hidráulico" [9].

La propagación de las oscilaciones del fluido en la escala vestibular a la timpánica no solo se lleva a cabo a través de la membrana basilar; para sonidos de muy baja frecuencia, las vibraciones se transmiten a través de la abertura situada en el vértice de la cóclea (helicotrema).

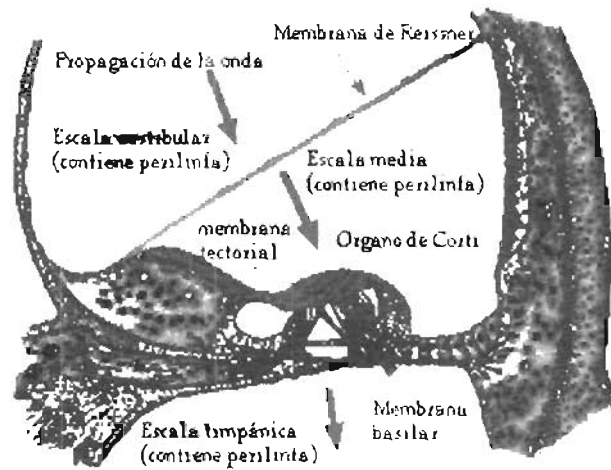


Fig. 7. Corte transversal de un conducto de la cóclea.

En conclusión, el sonido propagado a través del oído externo y medio llega hasta la cóclea, donde las oscilaciones en los fluidos hacen vibrar a la membrana basilar y a todas las estructuras que ésta soporta.

Capítulo II
Los problemas de audición

II.1. Hipoacusia y grados de pérdida auditiva

La cantidad de pérdida de audición (hipoacusia) se expresa según el incremento de la intensidad del sonido respecto al 0 dB del audiómetro para cada frecuencia hasta alcanzar el umbral de audición. A su vez podrá ser unilateral (cuando afecta a un oído) o bilateral (si afecta a los dos oídos) (simétrica, a los dos por igual, o asimétrica, a uno más que al otro).

Los diversos grados de hipoacusias son:

II.1.1. Hipoacusia total: no se percibe ningún sonido de ninguna frecuencia, a la máxima intensidad. Es bilateral (simétrica).

II.1.2. Hipoacusia parcial: se percibe algún sonido. A su vez puede ser:

- a) *Hipoacusia leve o ligera* (umbral de audición entre 20 y 40 dB. Pérdidas entre 0 y 20 dB (o hasta 30 dB según criterios) se consideran normales).
- b) *Hipoacusia moderada* cuando la pérdida es de 40 a 60 dB.
- c) *Hipoacusia severa* cuando la pérdida es de 60 a 90 dB.
- d) *Hipoacusia profunda* cuando la pérdida es mayor de 90dB.
- e) *Restos auditivos* (hipoacusia parcial (generalmente severa o profunda) para unos tonos y total para otros (curva incompleta en el audiograma)).
- f) *Sordera social* cuando la pérdida que afecta a las principales frecuencias conversacionales (250, 500, 1000, 2000, y 4000 Hz) es superior a 40 dB [10].

II.2. Tipos de hipoacusia

Según la función auditiva afectada (transmisión y/o medio) por alteración de algunas de las porciones del sistema auditivo (oído externo, medio interno, sistema nervioso) se establecen cualitativamente los siguientes tipos de hipoacusias: hipoacusia de percepción sensorial o neurosensorial, súbita, neurosensoriales en la infancia, congénitas, neonatales, perinatales, postnatales, sensorioneural y anacusia.

II.2.1. Hipoacusia de percepción, sensorial o neurosensorial

Las *hipoacusias de percepción, sensoriales o neurosensoriales* son las debidas a una alteración en la percepción del mensaje sonoro. Dependiendo si la lesión se localiza en la cóclea (falla la transducción) o en la vía auditiva (falla la transmisión del impulso nervioso), se diferencian en hipoacusia de percepción *de origen coclear o periférico* y *de origen retrococlear o central*, respectivamente.

II.2.2. Hipoacusia súbita

La pérdida brusca de audición, sin otros síntomas acompañantes (por alteración vestibular o neurológica), es de origen incierto y se atribuye a un trastorno de la microcirculación del oído interno. Se inicia con sensación de presión en el oído, seguida de intenso acúfeno y una repentina e importante hipoacusia sensorial. Suele ser unilateral, y con tratamiento urgente, se recupera toda o gran parte de la audición.

II.2.3. Hipoacusias neurosensoriales en la infancia

Cuando las hipoacusias neurosensoriales se presentan desde la infancia, suelen deberse a patologías que afectan al sistema auditivo antes de nacer (congenita), durante el parto y días siguientes (neonatal, perinatal) o después de este (posnatal). Suelen asociarse sintomatologías de alteraciones en diversos órganos y sistemas, a veces con algún grado de deficiencia mental.

II.2.4. Hipoacusias congénitas

1.- *Hereditarias o genéticas y cromosómicas* (35-50 % de todas las hipoacusias de causas conocidas) por alteraciones en los genes (padres consanguíneos, etc). Pueden manifestarse más tarde por degeneración progresiva del sistema auditivo. Estas pueden ser:

- a) *Hereditarias recesivas* (68 %) aplasia del laberinto, con anulación funcional cocleovestibular.
- b) *Hereditarias dominantes* (22 %) degeneración coclear y ganglionar, la cual se presenta en varios grados.
- c) *Cromosómicas* presentan malformaciones de oído medio.

2 - *No hereditarias o exógenas*, debidas a enfermedades padecidas por la madre durante el embarazo tales como

- 1 *Infecciones víricas*: rubéola, sarampión, parotiditis, poliomielitis, influenza
- 2 *Toxoplasmosis*: lesión inflamatoria del oído interno
- 3 *Incompatibilidad sanguínea Rh*: una transfusión al nacer previene el daño
- 4 *Sífilis congénita*: afecta a diversos sistemas sensoriales.
- 5 *Lesiones tóxicas*: diabetes materna, irradiación (Rx)

11.2.5. Hipoacusias neonatales y perinatales

Están relacionadas con situaciones ocurridas durante el parto o después de éste

- 1 *Ictericia neonatal* por anemia hemolítica o incompatibilidad Rh
- 2 *Traumatismos obstétricos*: fractura del cráneo, hemorragia cerebral
- 3 *Anoxia cerebral* por parto prolongado con sufrimiento fetal
- 4 *Prematuros*: son más frecuentes las hemorragias espontáneas en la cóclea

11.2.6. Hipoacusias posnatales

Existen diversos agentes causantes de hipoacusias que son especialmente frecuentes en la población infantil, aunque también afectan a los adultos

- 1 *Infecciones*: parotiditis, meningitis cerebroespinal, sarampión, gripe, paludismo, fiebre tifoidea, brucelosis, herpes zoster, otitis media recidivante o complicada
- 2 *Medicamentos ototóxicos*: antibióticos (aminoglucósidos) analgésicos, etc
- 3 *Enfermedades metabólicas*: hipotiroidismo congénito no tratado (sordera total, enanismo y deficiencia mental profunda) Diabetes mellitus (alteración de la microcirculación del oído interno)

11.2.7. Hipoacusia sensorineural

La pérdida de la audición sensorineural ocurre cuando las células ciliadas que revisten la cóclea han sufrido daños. Las células ciliadas dañadas no permiten que los impulsos eléctricos lleguen a las neurofibras restantes. En términos médicos esto se denomina "pérdida sensorineural de la audición"

Existen diversos factores que ocasionan la pérdida sensorineural entre ellos causas genéticas, lesión (trauma), enfermedad, el proceso natural de envejecimiento, o la administración de fármacos ototóxicos que pueden usarse para el tratamiento de las enfermedades que ponen en peligro la vida

II.2.8. Anacusia

Algunas personas por diversas causas pueden haber sufrido algún daño de las Células Ciliadas de la Cóclea (que son las encargadas de transformar el sonido en estímulos neuroeléctricos) y a esta condición le llamamos Sordera o pérdida total de la audición

Capítulo III
Evaluación del problema auditivo

Antes de tratar una pérdida de audición adaptando un auxiliar auditivo al paciente es preciso obtener información sobre su problema en concreto.

III.1. Semiología en las afecciones del oído

La semiología es el conjunto de síntomas y signos que suelen aparecer en una enfermedad siendo algunos de ellos característicos de la misma aunque también pueden aparecer en otras entidades patológicas. Un síntoma es un dato subjetivo que depende de la apreciación personal del paciente.

Los síntomas y signos más frecuentes en las afecciones del oído son:

1. *Oalgia* (dolor del oído) generalmente aparece en inflamaciones agudas (otitis externas y medias).
2. *Otorrea* (supuración por el oído) se da en muchas otitis externas y medias.
3. *Hipoacusia* (sordera) es la pérdida de la audición o función auditiva. Podría ser parcial o total.

III.2. Pruebas para el estudio de la función auditiva

Las principales pruebas que se realizan para determinar la pérdida auditiva de un paciente son las siguientes:

- a) *Acuimetría con voz normal, baja y con diapasones.*
- b) *Audiometría vocal, tonal liminar (vía aérea y vía ósea), tonal con desplazamiento y tonal suprahumana.*

El resultado obtenido de estas pruebas depende de la apreciación subjetiva del individuo explorado, que informa si lo percibe o no en cada caso.

Las pruebas de audiometría se realizan con un aparato llamado audiómetro, el cual consiste básicamente en:

- a) *Un generador de distintas frecuencias.*
- b) *Un atenuador de intensidad en decibelios entre los 0 y 110.*
- c) *Un generador de ruidos enmascarantes.*
- d) *Un vibrador óseo para el estudio de la audición ósea.*
- e) *Un micrófono para comunicarse con el paciente y realizar la discriminación de la palabra.*
- f) *Un par de audífonos, que se colocan en el paciente.*

III.3. Acumetría

Mediante la acumetría se obtiene una cuantificación poco precisa, pero muy orientativa, acerca del grado de audición. Hoy día es un método muy utilizado en la práctica audiprotésica. Existen dos tipos de acumetría según el estímulo que se aplique. La acumetría con voz normal y baja emplea la palabra del explorador. La acumetría con diapasones (o con el vibrador del audiómetro) aplica un tono por vía aérea u ósea mediante un instrumento vibrante.

III.4. Acumetría con voz normal y con voz baja

Se realiza en un espacio tranquilo y relativamente grande (6 m de longitud), sin ruido ambiente ni ecos. El método es el siguiente:

1. Se explora cada oído por separado, empezando por el de mejor audición (según informe el paciente) y ensordeciendo el oído contrario introduciendo un algodón humedecido en el conducto auditivo.
2. Primero con voz normal o conversacional y después con voz baja se pronuncian cifras de cuatro sílabas a una distancia progresivamente creciente desde el sujeto explorado para determinar a cuántos metros es capaz de repetirlos correctamente (distancia de discriminación). Según este valor se establece el grado de hipoacusia (Tabla 1), considerando que la intensidad disminuye aproximadamente 6 dB por cada metro que la fuente sonora se aleja del oyente.

Grado de audición	Clasificación de Feldmann. Distancia de discriminación con voz normal conversacional (60 dB)	Clasificación de Lüscher. Distancia de discriminación con voz baja (-40 dB)
Normal	> 6 m	> 6 m
Hipoacusia discreta	> 4 m	> 4 m - 6 m
Hipoacusia Mediana	< 4 m - 1 m	< 4 m - 1 m
Hipoacusia intensa	< 1 m-25 cm	< 1 m
Hipoacusia total	< 25 cm	< 25 cm

Tabla 1. Valoración del grado de audición por acumetría con voz normal y baja

III.5. Acumetría con diapasones

Esta exploración resulta muy útil para obtener una valoración aproximada, sencilla y rápida del grado de audición antes de hacer una audiometría. Ayuda a diferenciar cualitativamente entre hipoacusia de conducción (si los resultados indican que esta alterada la Transmisión por vía aérea) e hipoacusia neurosensorial (si los resultados indican que esta alterada la transmisión por vía ósea).

Los diapasones clínicos vibran a 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048 y 4096 Hz.

Existen diversas pruebas acumétricas con diapasones. Las más usadas son las de Weber, Rinne, Bing y Gellé [10]. Otras son las de Schwabach, Bonnier, etc.

La confirmación definitiva se obtendrá al hacer la audiometría tonal, aunque en algunos casos será necesario acudir también a otras pruebas.

III.6. Audiometría tonal y vocal

Con las pruebas de audiometría tonal y audiometría vocal o verbal se valora la función auditiva con mayor precisión que con la acumetría, ya que mediante el audiómetro se administra un determinado estímulo (tono o palabra) a una intensidad de valor conocido y por tanto, reproducible.

III.7. Audiometría tonal liminar

III.7.1. Vía aérea

El objetivo de la audiometría tonal liminar por vía aérea es obtener los niveles mínimos de intensidad a los que la persona explorada es capaz de percibir estímulos acústicos presentados en forma de tonos puros por vía aérea.

El umbral de audición para un tono puro es el mínimo nivel de intensidad al cual es oído en un 50 % del número de veces que se presenta.

Una descripción detallada de la realización de la prueba de la audiometría tonal liminar por vía aérea puede verse en la referencia [11].

III.7.2. Vía ósea

El umbral de percepción por vía ósea se obtiene utilizando el procedimiento descrito anteriormente, colocando el vibrador en la mastoides del oído que estamos evaluando. Al colocar el vibrador hemos de evitar situarlo encima del cabello ya que amortigua las vibraciones, o que toque la oreja. La superficie de contacto del vibrador debe estar bien apoyada sobre la mastoides de modo que no se desplace durante la prueba.

III.8. Audiometría tonal con desplazamiento

Los sonidos presentados a un oído por vía aérea, ya sea por medio de auriculares de superposición o de inserción, son recibidos por el oído lateral a partir de una intensidad determinada, que depende de la frecuencia del estímulo.

III.9. Audiometría tonal supralaminar

Se denominan pruebas supralaminares las que se realizan a intensidades de estimulación superiores a las determinadas como umbral de audición para cada frecuencia. El objetivo de estas pruebas es diferenciar las hipoacusias de origen coclear de las hipoacusias retrococleares.

III.10. Audiometría vocal

La utilización de la audiometría vocal o logaudiometría es también fundamental en el proceso de adaptación de un auxiliar auditivo. Muchos de los errores cometidos en la adaptación de los mismos se deben a la deficiente utilización de la logaudiometría o a la no utilización de la misma.

Si la audiometría tonal efectúa una valoración cuantitativa de la audición, que fija los umbrales tonales por frecuencias, la logaudiometría proporciona un análisis cualitativo de la misma, informa acerca de la capacidad de comunicación del hipoacúsico, ya que el objetivo principal de la rehabilitación auditiva es mejorar la comunicación del paciente.











III.11. Valoración de los resultados

La forma de las curvas obtenidas al representar los resultados de la audiometría varían según sean los diferentes tipos de patología auditiva [10].

Con la audiometría ciframos las alteraciones de la audición en relación con los estímulos acústicos y estos resultados se anotan en un gráfico denominado audiograma.

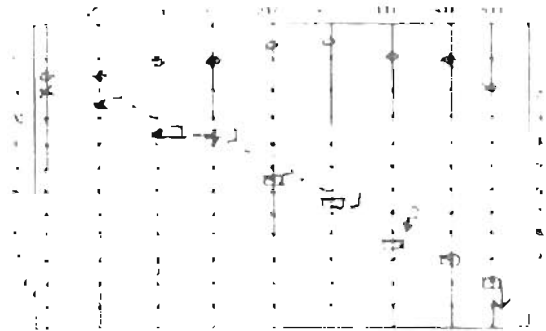
III.12. Signos audiométricos

Antes de revisar los resultados de los diferentes audiogramas, debemos ver cuáles son los signos audiométricos utilizados.

	. Via aérea del OD
	. Via aérea del OI
	: Via ósea del OD (OI enmascarado)
	. Via ósea del OI (OD enmascarado)
	. Via ósea del OD (sin enmascarar OI)
	: Via ósea del OI (sin enmascarar OD)
	. Via aérea del OD con OI enmascarado
	. Via aérea del OI con OD enmascarado
	: Umbrales de disconfort.
	: Ausencia de umbral

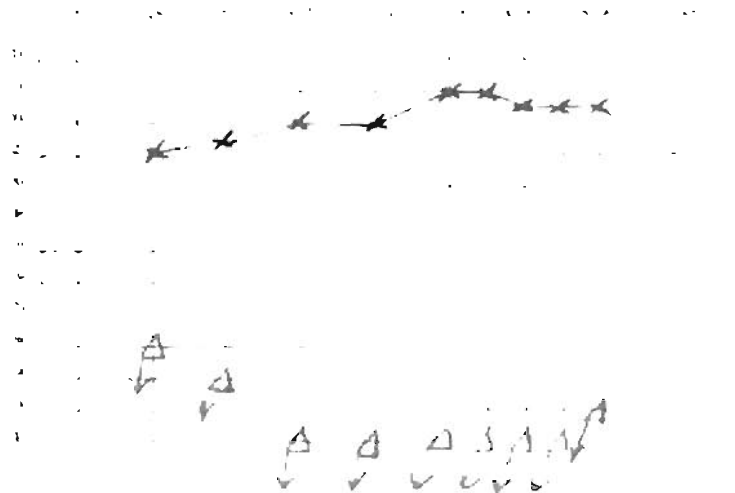
A continuación se muestran algunos ejemplos de audiogramas de las pruebas que se realizan.

Hipoacusia sensorioneural del oído izquierdo



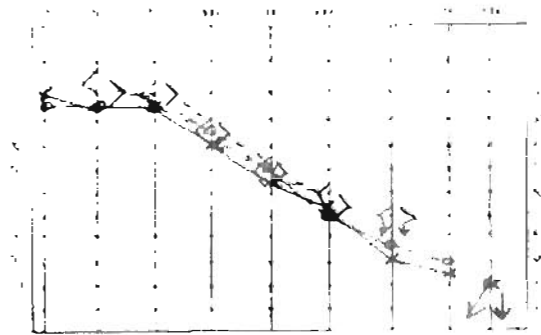
En este audiograma observamos audición normal del OD. En el OI existe una pérdida de la misma magnitud tanto de la vía ósea como de la aérea; en este caso importan las pruebas supraliminales para objetivar la presencia de reclutamiento y/o fatiga auditiva patológica en caso de tratarse de una cortopatía o una lesión retrococlear.

Anacusia del OD



Podemos observar audición normal del OI y en el OD una ausencia total de umbrales, lo que se transcribe como flechas hacia abajo. En estos casos es de suma importancia utilizar las mejores técnicas para enmascarar, además la “logoaudiometría de la palabra” que en el oído anacusico debe ser nula.

Hipoacusia sensorineural descendente simétrica



Audiograma más característico de las presbiacusias [10].

Capítulo IV
El auxiliar auditivo y su evolución

IV.1. El auxiliar auditivo

Las pérdidas auditivas, constituyen por definición, una disminución de la capacidad de audición del individuo que las padece. Un exhaustivo estudio de la pérdida auditiva del paciente puede recomendar la adaptación de un auxiliar auditivo con el fin de minimizar el problema que representa dicha pérdida de audición.

Un auxiliar auditivo, tiene como objetivo inmediato proporcionar amplificación al estímulo sonoro en cantidad suficiente para que el hipoacúsico pueda oír esos estímulos. Por tanto, podemos decir que el auxiliar auditivo capta un sonido no audible, lo amplifica convenientemente y lo hace llegar al oído para que prosiga el mecanismo normal de audición, consiguiéndose de este modo la audición.

Proporcionar amplificación no es la única finalidad del auxiliar auditivo. Esta amplificación, selectiva con la frecuencia, debe ofrecer una mejora en la inteligibilidad del hipoacúsico. Dicho de otro modo, la amplificación del estímulo sonoro ha de realizarse de tal manera que la capacidad de comprender la palabra en diferentes entornos sonoros ha de ser mejorada cuando el hipoacúsico haga uso del auxiliar.

IV.2. Evolución del auxiliar auditivo

El comienzo de la fabricación de auxiliares auditivos a nivel empresarial se sitúa hacia 1900 en la capital británica y se atribuye a F. C. Rein, que principalmente se dedicó a producir tubos y trompetas.

En el Siglo XIX se iniciaron las primeras instalaciones de auxiliares auditivos en el oído medio y el oído externo, iniciadas por el Doctor Yearsley con su "timpano artificial". También se obtuvieron las primeras patentes: en 1875, la de una trompetilla acústica y en 1892 un audifóno eléctrico.

En 1876, Graham Bell (cuya esposa padecía hipoacusia) trabajó en la creación de un nuevo audifóno eléctrico, que fue la base del teléfono. Este fue sustituido, un par de años después, por otro que funcionaba con gránulos de carbón y que había sido ideado por Hummers.

Basándose en los principios que regían la telefonía, el doctor Aristarco Alt creó el primer amplificador eléctrico destinado a personas hipoacúsicas. El primer auxiliar auditivo de este tipo que salió al mercado se llamó Akouphillon, de la firma estadounidense Akouphone. En 1900, esta empresa de audifónos lanzó una versión mejorada del aparato, ahora simplemente llamado Akouphone.



Evolución del auxiliar auditivo y de las baterías

En 1914 se produjo una importante novedad en el sector de la audioprótesis. La empresa alemana Siemens presentó su auricular telefónico.

En 1920, nacieron dos nuevos auxiliares auditivos. El Dictófono, comercializado por Globe Acophone y el Vactophone, por la Western Electric.

En 1923, Lieber desarrolló el vibrador, que fue registrado por la firma Sonotone.

En 1954, MAICO fabricó el primer auxiliar auditivo transistorizado.

IV.3. Funcionamiento del auxiliar auditivo

En la figura 8 se muestra un esquema simplificado de un auxiliar auditivo actual, este consta de un transductor de entrada (microfono), un preamplificador, una o varias de las siguientes etapas: filtraje, ecualización, compresión, DSP, una etapa de amplificación y un transductor de salida (bocina). A estos dispositivos hay que sumar la necesidad de una fuente de alimentación

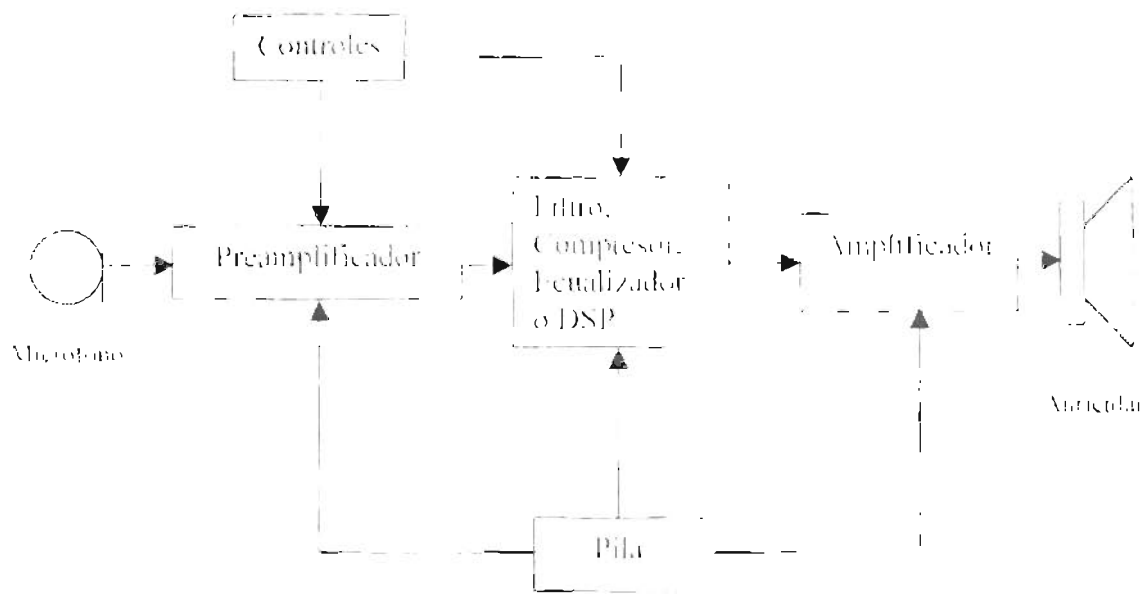


Fig. 8 Diagrama a bloques de un auxiliar auditivo

Por medio de la etapa de filtraje o ecualización se logra rechazar y amplificar las señales deseadas.

Los compresores de señal utilizados en algunos auxiliares auditivos son de dos tipos: el AGC-I (compresión automática de ganancia de la señal de entrada) y el AGC-O (compresión automática de ganancia de la señal de salida). Estos últimos son utilizados cuando se tiene una etapa de amplificación de ganancia no lineal. En el apéndice A puede verse la posición que ocupan estos compresores en un circuito básico, aunque hay que decir que son muy pocos los equipos que poseen los dos tipos de compresores.

Los circuitos compresores son encargados de proporcionar comodidad de uso, ya que limitan la presión máxima sonora y acomodan la variación de la ganancia de un modo natural.

Los diseñadores que han contribuido a las posibles mejoras en los auxiliares auditivos han sido varios, como es el caso de Killion, Staab y Pieves quienes en 1990 propusieron etapas con circuitos de procesamiento automático de la señal (ver Apéndice A).

La tendencia actual del mercado está dirigida a los auxiliares auditivos digitales y digitalmente programables.

La existencia de circuitería que permita adaptar las características acústicas del auxiliar auditivo a la pérdida del usuario, ha permitido que un único auxiliar auditivo pueda adaptarse a un gran rango de pérdidas. Estos auxiliares son los llamados digitalmente programables: poseen un amplificador analógico convencional conectado a un DSP (procesador digital de señales), el cual se conecta a una PC, o una unidad específica con la que el otorrinolaringólogo puede hacer los ajustes necesarios. El principal inconveniente de estos dispositivos es su alto costo (1600 dls. a 2750 dls.) producto de los años de investigación y a la alta tecnología empleada

Capítulo V
Diseño y construcción
del auxiliar auditivo

V.1. Descripción del circuito

En el diseño del presente equipo, se consideraron los siguientes aspectos: principalmente tener la mayor calidad de audio, posibilidad de corregir pérdidas auditivas como las mostradas en las páginas 24 y 25, bajo costo de operación utilizando pilas recargables, posibilidad de conectar microfónos dinámicos de bobina móvil, así como del tipo electret y finalmente que el equipo tenga un tamaño y funcionamiento similar a los teléfonos celulares, los cuales al utilizarlos en el modo de "manos libres" se consideran socialmente aceptados.

Se consideraron diferentes posibilidades de configuraciones utilizando transistores, encintos integrados, amplificadores de audio del tipo TDA1514A, así como amplificadores operacionales, llegando a la decisión de utilizar estos últimos, ya que sus características nos permiten obtener los requerimientos anteriormente descritos.

Obtener la mayor calidad de audio posible, utilizando amplificadores operacionales requiere la adecuada selección de estos, analizando los siguientes parámetros y gráficas que aparecen en los manuales de las diferentes compañías:

- Ganancia en lazo abierto
- Producto ganancia - ancho de banda
- Velocidad de respuesta (Slew Rate)
- Relación señal - ruido
- Distorsión a 1 kHz
- Gráfica de THD (distorsión armónica total) contra frecuencia
- Gráfica de THD contra voltaje de salida
- THD en impedancias de 600 Ω
- Voltaje de operación
- Consumo de corriente

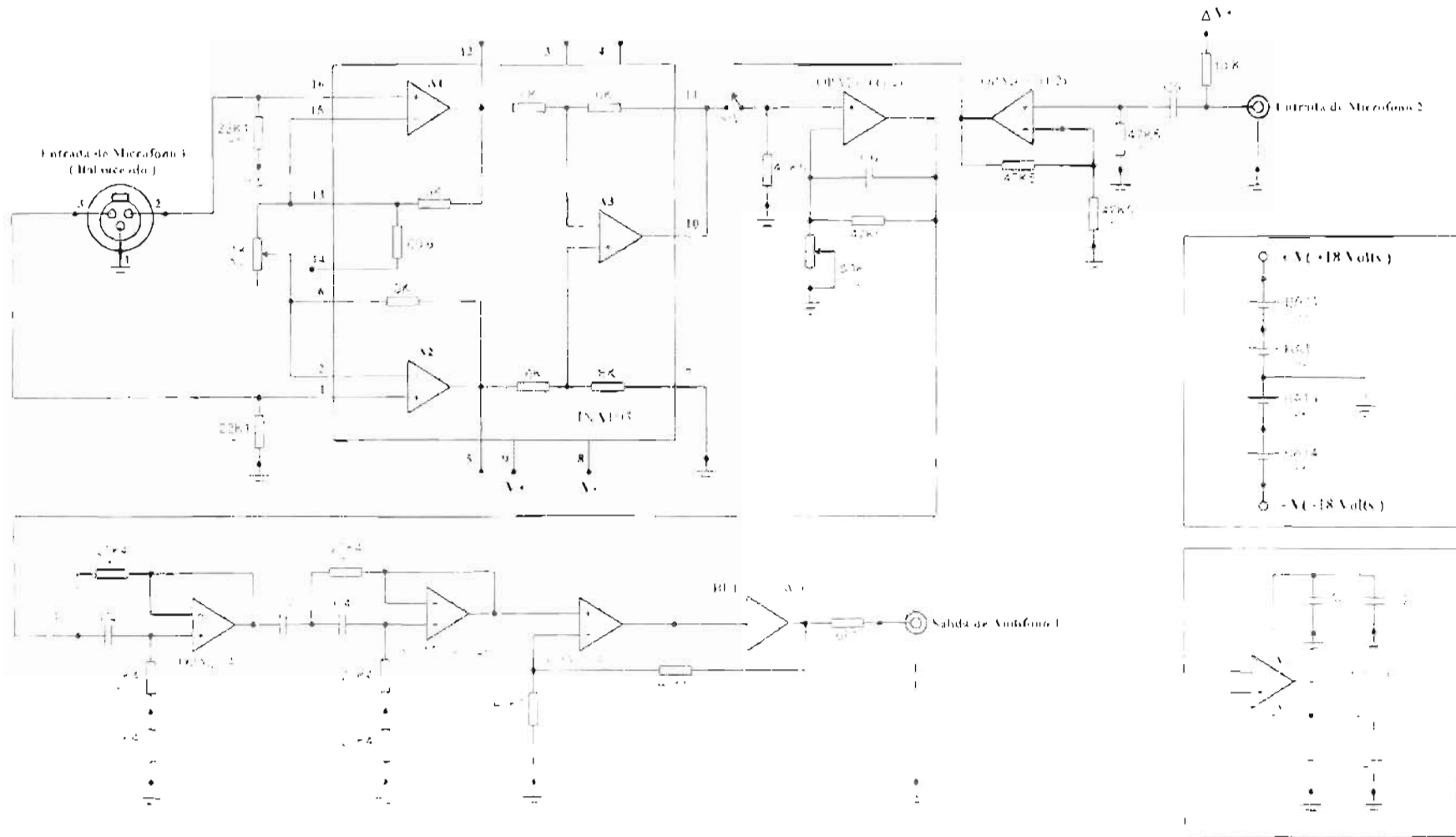
Del análisis se observó que los amplificadores que cumplen los objetivos requeridos pertenecen a las compañías de Linear Technology, Analog Devices, National Semiconductors y Burr Brown, se decidió utilizar componentes de esta última compañía, ya que al realizar también un estudio sobre cuales son los dispositivos empleados por las principales compañías de audio, se encontró que dichos elementos son utilizados en la etapa analógica del convertidor Digital-analógico WADIA número 27, el cual subjetivamente es considerado una referencia dentro del género.

El diagrama de los circuitos se puede observar en las páginas 34 y 35, correspondiendo al canal derecho e izquierdo respectivamente. Si se tiene un micrófono con salida balanceada, esta se conecta al amplificador de instrumentación INA103, el cual está constituido por 3 operacionales, 2 seguidores de voltaje y una etapa diferencial con la ganancia regulable por

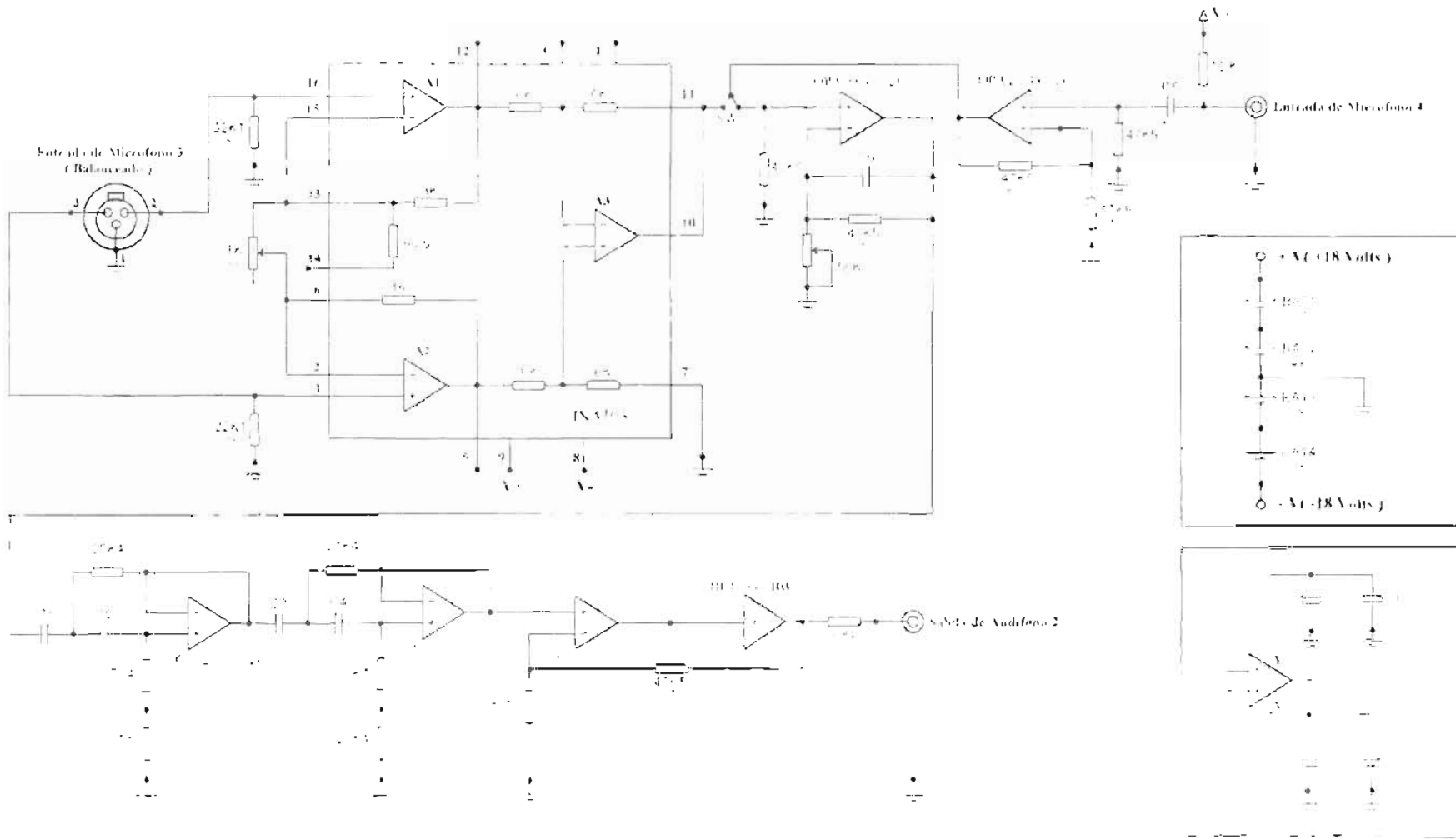
medio del potenciómetro RV1 de $1k\Omega$ o no con el fin de adaptar micrófonos con diferente ganancia.

En el caso de tener micrófonos del tipo electret, estos se conectan a la etapa no inversora de ganancia 2 por medio de los conectores marcados como "entrada de micrófono 2 y 4" correspondientes a los canales derecho e izquierdo respectivamente. La salida de estas 2 etapas es seleccionada por medio del selector SW1, el cual envía la señal a la etapa no inversora, con la ganancia regulable por medio del potenciómetro RV2 de $50k\Omega$, con este control se obtiene el nivel necesario, el capacitor C_6 de $100pF$, permite reducir las posibles señales de RI. La salida de esta etapa se conecta a un filtro de cuarto orden del tipo Linkwitz Riley, (considerando una caída de $6dB$ aproximadamente en $410Hz$). Se decidió emplear este filtro por las características que presenta en la amplitud y el retardo de grupo de la región de corte. De esta etapa se puede hacer la siguiente observación: con el fin de mantener el requerimiento dado por la relación $f_c = 1/(2\pi \times 2RC)$ y al hecho de que la resistencia que se conecta a la entrada no inversora de un filtro Linkwitz Riley, debe ser el doble de la resistencia conectada a la entrada inversora, se seleccionaron dichas resistencias, de una determinada cantidad de elementos al 1% por medio de un multímetro FLUKE 77, eligiéndose las resistencias que "midieran" el mismo valor, se realizó el mismo procedimiento con los capacitores, los cuales son de polipropileno al 2%. Finalmente la salida de esta etapa es conectada a la siguiente etapa no inversora, la cual tiene incluida en su retroalimentación al operacional BUF634 (modo Wide bandwidth) el cual por sus características nos permite acoplar la impedancia presentada por los audífonos.

En las paginas 36 y 37 se pueden observar imágenes de las tarjetas de los canales derecho e izquierdo, así como la sección de la bobina móvil de un micrófono balanceado y la imagen de un micrófono electret y un audífono antes de ser acoplados.



V.2. DIAGRAMA DE CANAL DERECHO DEL AUXILIAR AUDITIVO



A.3. DIAGRAMA 2: CANAL IZQUIERDO DEL AUXILIAR AUDITIVO

V.3. Imágenes de las tarjetas del proyecto

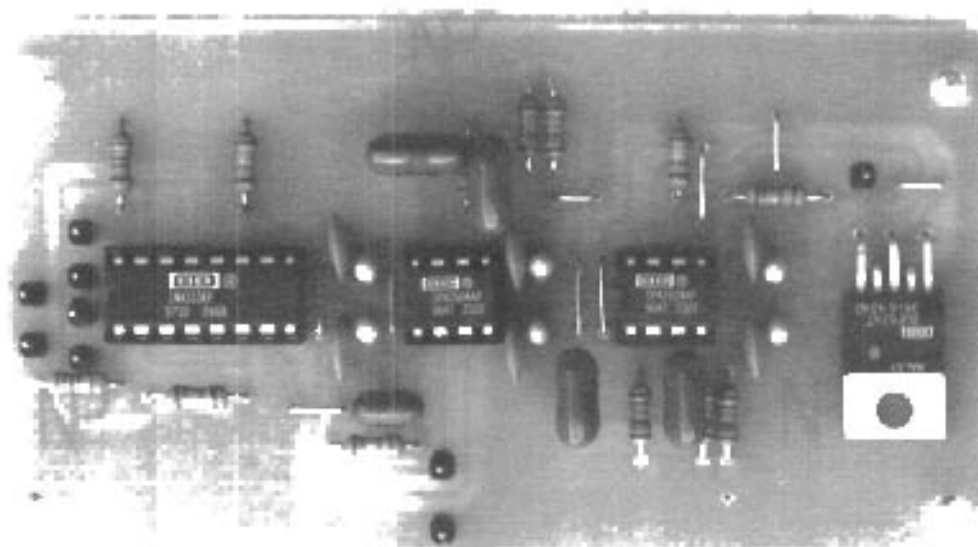


Imagen 1 Circuito del canal derecho.

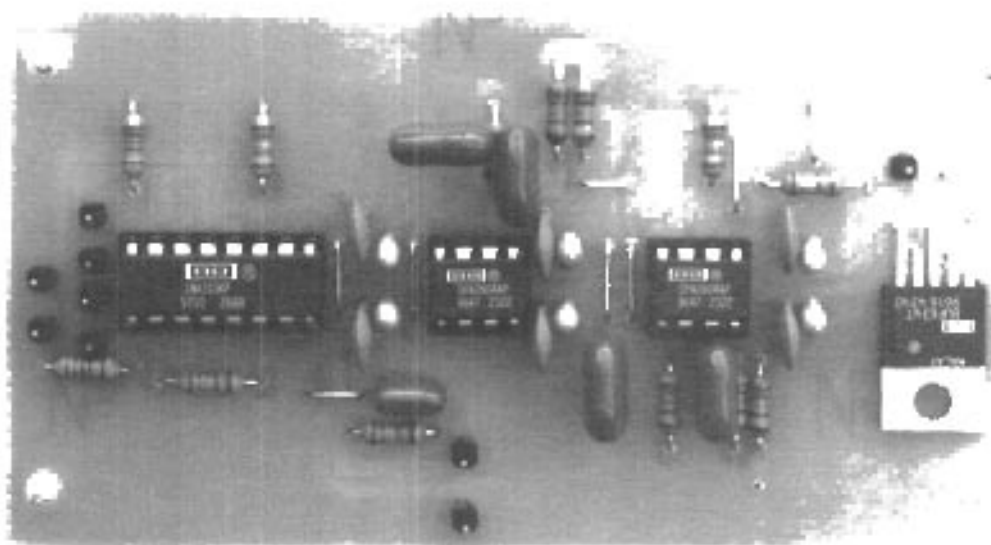


Imagen 2 Circuito del canal izquierdo.

V.5. Imágenes de los micrófonos y audifonos utilizados



Imagen 3. Micrófono electret SHURE; modelo 93 y audifono SONY modelo MDR-808

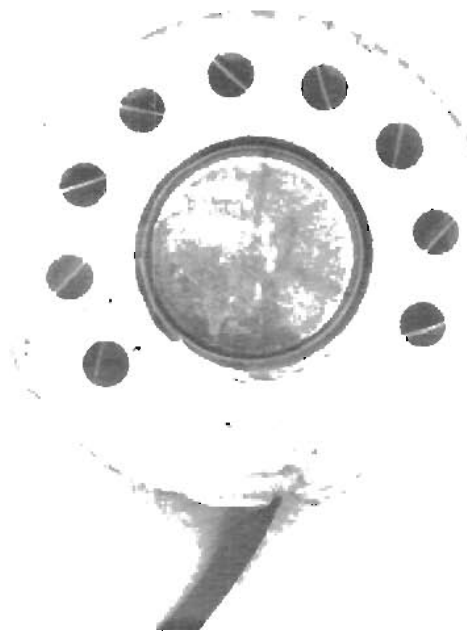


Imagen 4. Sección de la bobina móvil del micrófono balanceado SONY modelo I 660.

CONCLUSIONES

Se diseñó y construyó un auxiliar auditivo analógico, adaptable a las pérdidas auditivas de mayor incidencia.

El cambio de valor en ciertas resistencias, permite corregir las diferentes pérdidas auditivas mencionadas anteriormente

En pruebas subjetivas se obtuvieron buenos resultados.

La calidad auditiva de este proyecto, está dada por las excelentes características de los componentes de la compañía Burr Brown

Este proyecto presenta una similitud en fisonomía a los teléfonos celulares, utilizados en el modo de manos libres.

El presente diseño es susceptible de mejorar, cuando se consideran ambientes de ruido, incluyendo compresores y procesadores digitales de señal.

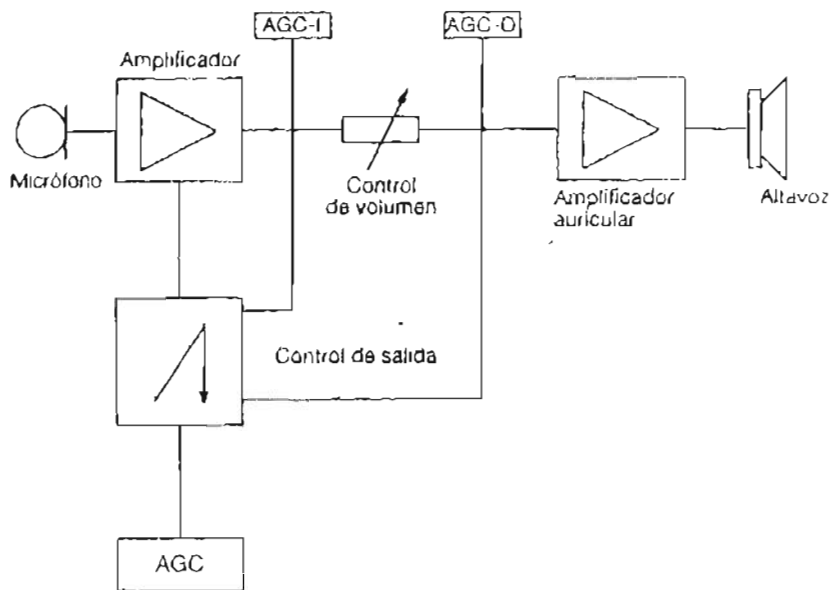
Referencias bibliográficas

Referencias bibliográficas

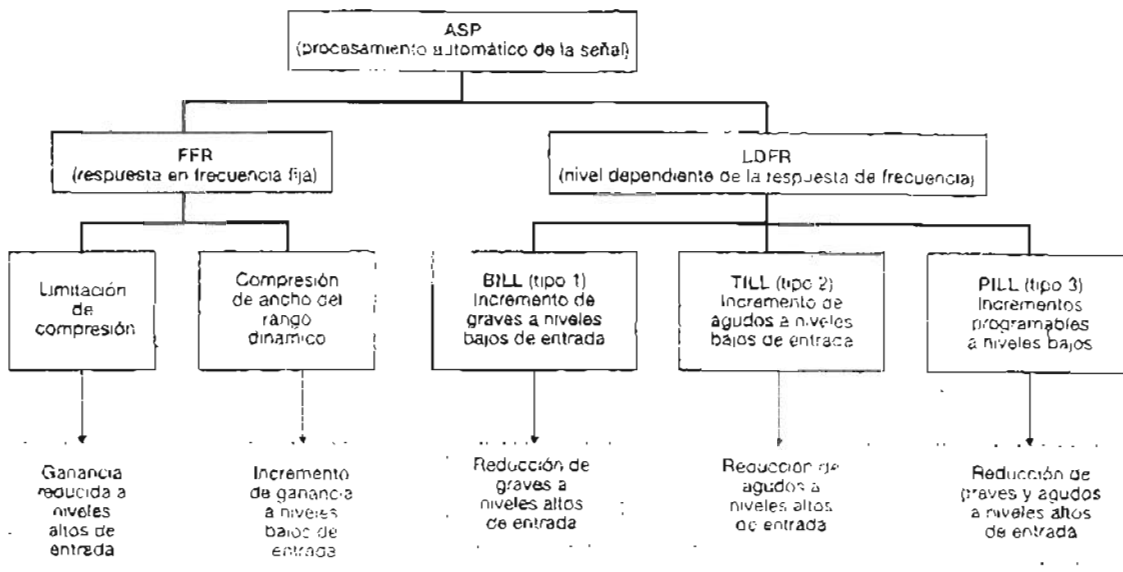
- [1] Stuart, J. R.: "Estimating the significance of errors in audio systems", Audio Engineering Society Preprint, presentado en la 91ª convención de la AES, Nueva York, 1991 (Preprint 3208)
- [2] Schroeder, M. R. y Hall, J. L.: "Model for mechanical to neural transduction in the auditory receptor", *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 55, n° 5, pp. 1055-1060, Mayo 1974.
- [3] Zwicker, E. y Fastl, H.: *Psychoacoustics: Facts and Models*, Springer, Berlín, 1990.
- [4] Schroeder, M. R.: "Models of hearing", *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, n° 9, pp. 1332-1350, Septiembre 1975.
- [5] Allen, J. B.: "Cochlear modeling", *IEEE ASSP Magazine*, vol. 1, n° 1, pp. 3-29, Enero 1985.
- [6] Ganong, W. L.: *Fisiología médica. El Manual Moderno*, Mexico, 1988, 11 edición.
- [7] Stuart, J. R.: "Implementation and measurement with respect to human auditory capabilities", *Proceedings of the AES/UK Conference on DSP*, pp. 45-61, 1992.
- [8] Evans, E. F.: "Basic physiology of the hearing mechanism", *Proceedings of the 12th International AES Conference*, pp. 11-21, Junio 1993.
- [9] Lyon, R. y Mead, C.: "An analog electronic cochlea", *IEEE Transactions on ASSP*, vol. 36, n° 7, pp. 1119-1134, Julio 1988.
- [10] A. Angulo Jerez, Jol. Blanco López de Lerma, J. Mateos Alvarez
Audioprotesis: teoría y práctica
- [11] Raúl Pavón Sarrefangue - INBA-SI-P, publicaciones.
La Electrónica en la música y en el arte.

Apéndices

Apéndice A



Posición de los compresores AGC-I (control automático de ganancia-salida), en un auxiliar auditivo. AGC: control automático de ganancia.



Clasificación de circuitos con procesamiento automático de la señal

Apéndice B



OPA2604

www.burr-brown.com/databook/OPA2604.html

Dual FET-Input, Low Distortion OPERATIONAL AMPLIFIER

FEATURES

- LOW DISTORTION: 0.0003% at 1kHz
- LOW NOISE: $10nV/\sqrt{Hz}$
- HIGH SLEW RATE: 25V/ μ s
- WIDE GAIN-BANDWIDTH: 20MHz
- UNITY-GAIN STABLE
- WIDE SUPPLY RANGE: $V_{S} = \pm 4.5$ to $\pm 24V$
- DRIVES 600 Ω LOADS

APPLICATIONS

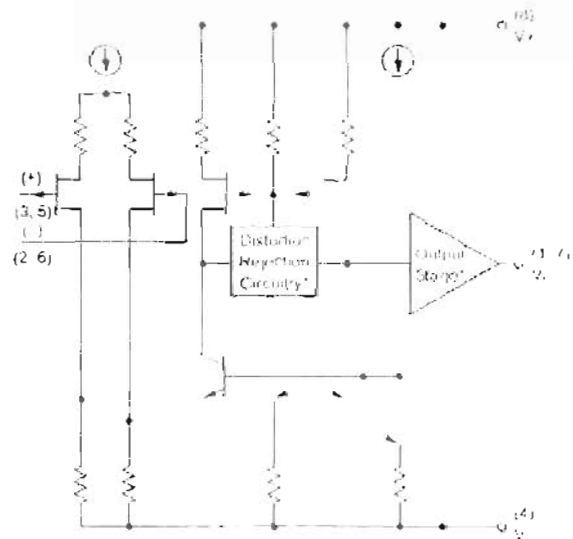
- PROFESSIONAL AUDIO EQUIPMENT
- PCM DAC I/V CONVERTER
- SPECTRAL ANALYSIS EQUIPMENT
- ACTIVE FILTERS
- TRANSDUCER AMPLIFIER
- DATA ACQUISITION

DESCRIPTION

The OPA2604 is a dual, FET-input operational amplifier designed for enhanced AC performance. Very low distortion, low noise and wide bandwidth provide superior performance in high quality audio and other applications requiring excellent dynamic performance.

New circuit techniques and special laser trimming of dynamic circuit performance yield very low harmonic distortion. The result is an op amp with exceptional sound quality. The low-noise FET input of the OPA2604 provides wide dynamic range, even with high source impedance. Offset voltage is laser-trimmed to minimize the need for interstage coupling capacitors.

The OPA2604 is available in 8-pin plastic mini-DIP and SO-8 surface-mount packages, specified for the -25°C to +85°C temperature range.



* Patents Granted
ASC 532774, 5219289

International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 265-1111 • Tw: 910-857-1111
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BURROPR • Telex: 066 6491 • TAE: (520) 889 1510 • In-house Product Info: (800) 548 6132

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

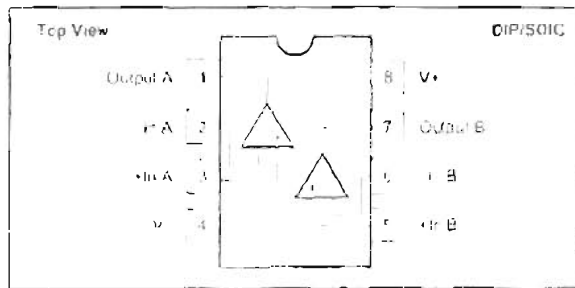
At $V_{CC} = +2.5\text{V}$, $V_{EE} = -1.5\text{V}$, unless otherwise noted

PARAMETER	CONDITION	OPA2604AP, AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
OFFSET VOLTAGE Input Offset Voltage Average Drift Power Supply Rejection	$V_{CC} = +5\text{V}$ to $+24\text{V}$		± 1 -8 20	± 6	mV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ dB
INPUT BIAS CURRENT⁽¹⁾ Input Bias Current Input Offset Current	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{EE} = 0\text{V}$		100 -3		μA μA
NOISE Input Voltage Noise Noise Density $f = 10\text{Hz}$ $f = 100\text{Hz}$ $f = 1\text{kHz}$ $f = 10\text{kHz}$ Voltage Noise, BW = 20Hz to 20kHz Input Bias Current Noise Current Noise Density $f = 0.1\text{Hz}$ to 20kHz			25 15 11 10 1.5		$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT VOLTAGE RANGE Common-Mode Input Range Common-Mode Rejection	$V_{CC} = +12\text{V}$	-1.2 50	+13 100		V dB
INPUT IMPEDANCE Differential Common-Mode			$10^{12} \parallel 6$ $10^{12} \parallel 10$		$\Omega \parallel \text{pF}$ $\Omega \parallel \text{pF}$
OPEN-LOOP GAIN Open-Loop Voltage Gain	$V_{CC} = +10\text{V}$, $R_L = 1\text{k}\Omega$	80	100		dB
FREQUENCY RESPONSE Gain-Bandwidth Product Slew Rate Settling Time (0.01% to 0.1%) Total Harmonic Distortion + Noise (THD+N) Crosstalk Separation	$G = 100$ 20Vp-p, $R_L = 1\text{k}\Omega$ $G = 1$, 15V Step $G = 1$, $f = 1\text{kHz}$ $V_{CC} = 3.5\text{Vrms}$, $R_L = 1\text{k}\Omega$ $f = 1\text{kHz}$, $R_L = 1\text{k}\Omega$	15	20 25 1.5 1 0.0003 54.2		MHz $\text{V}/\mu\text{s}$ μs μs %
OUTPUT Voltage Output Current Output Short-Circuit Current Output Resistance (Open-Loop)	$R_L = 600\Omega$ $V_{CC} = +12\text{V}$	-13	+12 +33 +40 25		V mA mA Ω
POWER SUPPLY Specified Operating Voltage Operating Voltage Range Current (Total Both Amplifiers)	$I_Q = 0$	24.0	+15	-24	V V mA
TEMPERATURE RANGE Specification Storage Thermal Resistance ⁽²⁾ , θ_{JA}		25 -40		+85 +125	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$

NOTES: (1) Typical performance, measured fully warm-up. (2) Soldered to circuit board—see test

The information provided herein is believed to be reliable. However, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN accepts 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.

PIN CONFIGURATION



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

Any 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 published specifications.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Power Supply Voltage	±15V
Input Voltage	(V _{CC} - 0.5V) to (V _{EE} + 0.5V)
Output Short Circuit to GND	Continuous
Operating Temperature	40°C to 125°C
Storage Temperature	-55°C to 125°C
Junction Temperature	125°C
Lead Temperature (soldering, 100% AI)	260°C
Lead Temperature (soldering, 60% Sn)	230°C

⁽¹⁾ NOTE 1: Stresses above these ratings may cause permanent damage.

ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	TEMP. RANGE
OPA2604AP	8-Pin Plastic DIP	25°C to 125°C
OPA2604AU	SO-8 Surface Mount	25°C to 125°C

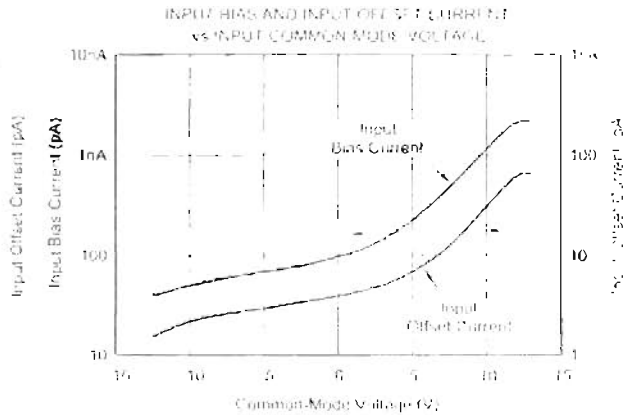
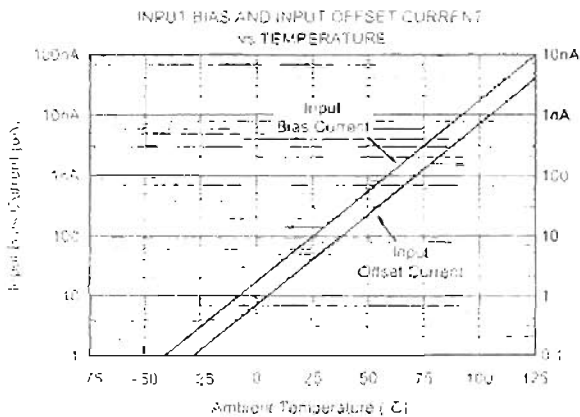
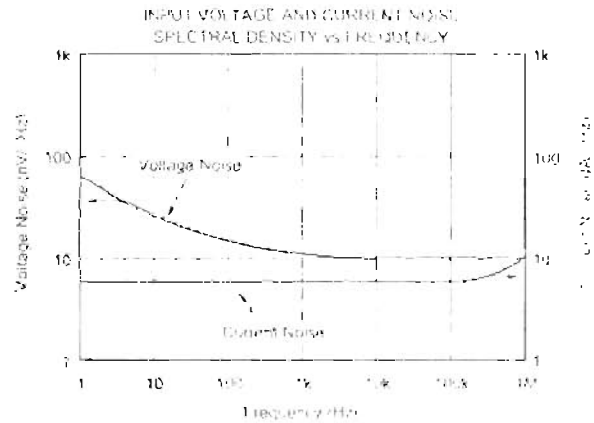
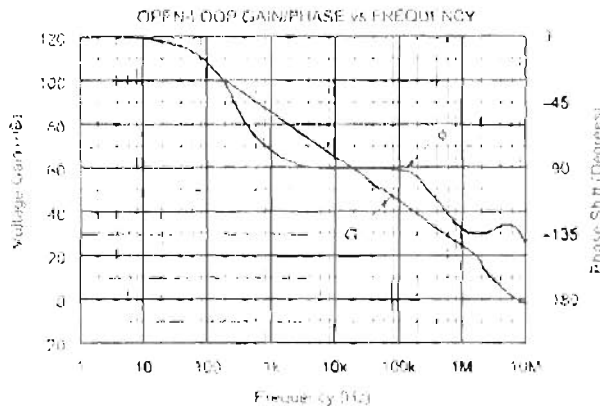
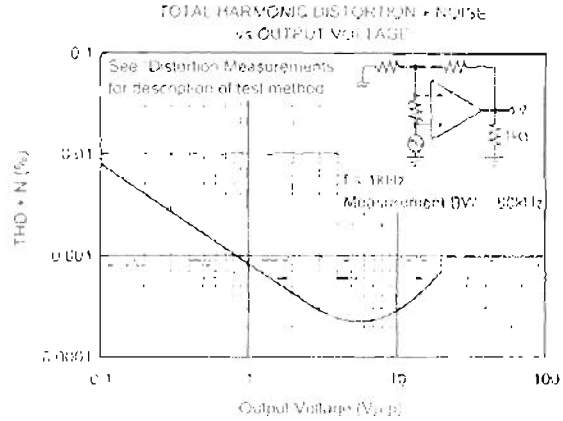
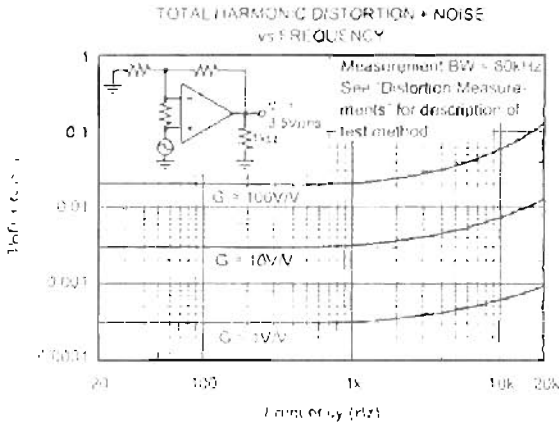
PACKAGING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾
OPA2604AP	8-Pin Plastic DIP	16A
OPA2604AU	SO-8 Surface Mount	16Z

⁽¹⁾ NOTE 1: For detailed drawing and dimensions on this package see the mechanical drawing in Appendix C of Burr-Brown Products Book.

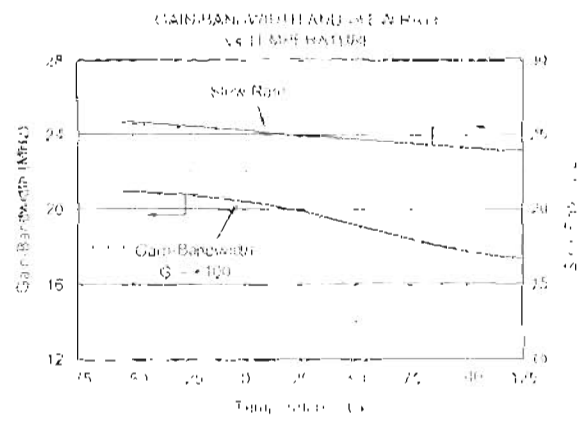
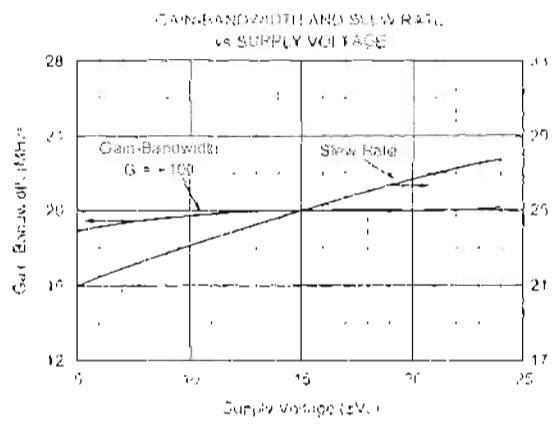
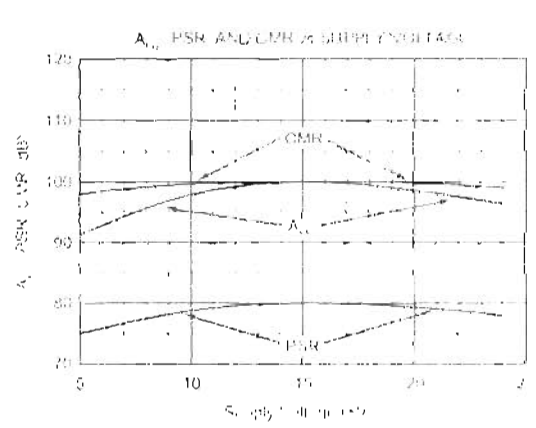
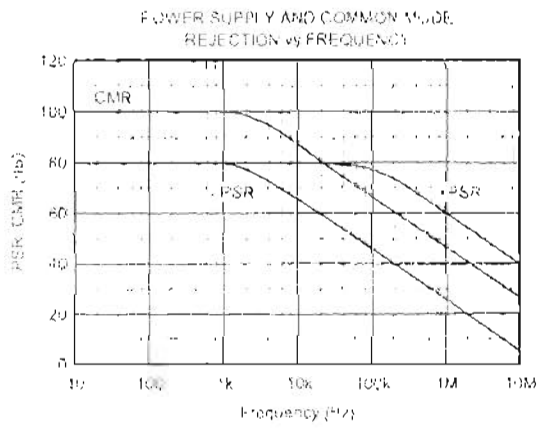
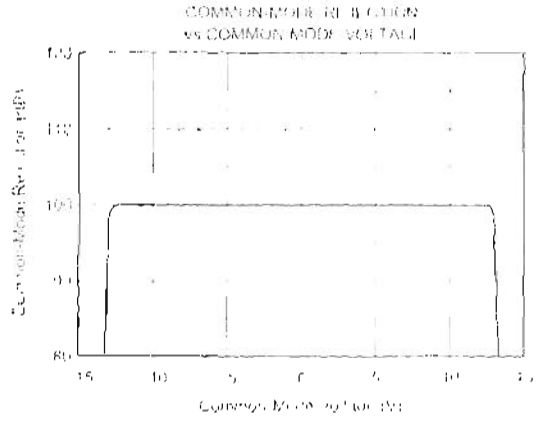
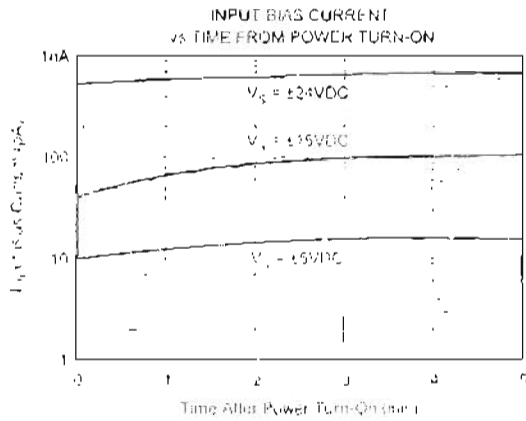
TYPICAL PERFORMANCE CURVES

All $V_{CC} = \pm 15V$, unless otherwise noted



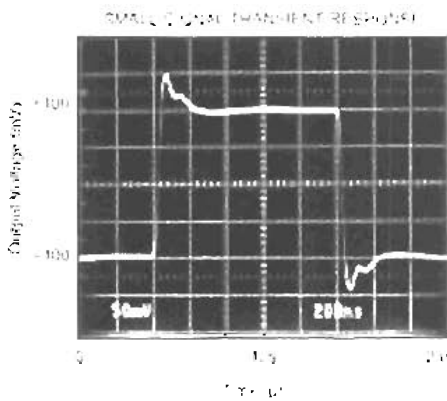
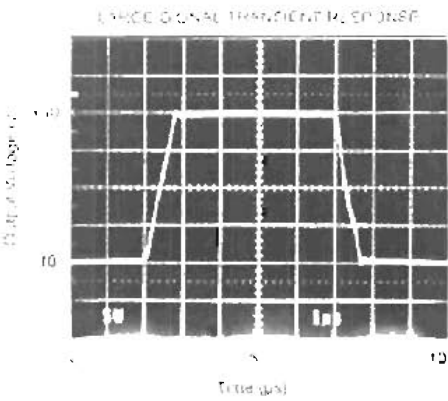
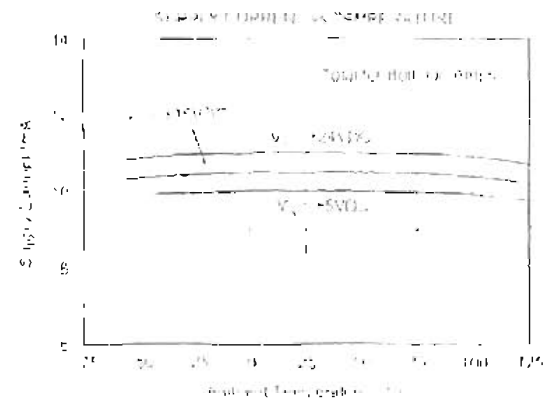
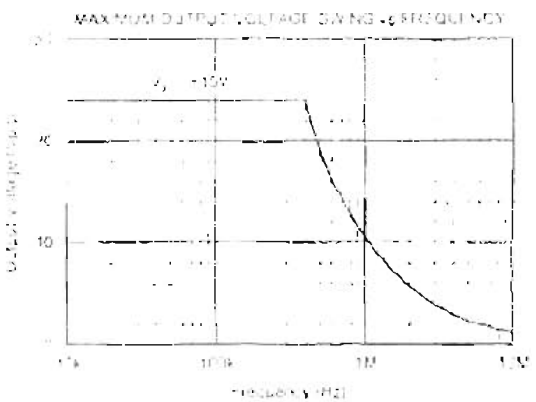
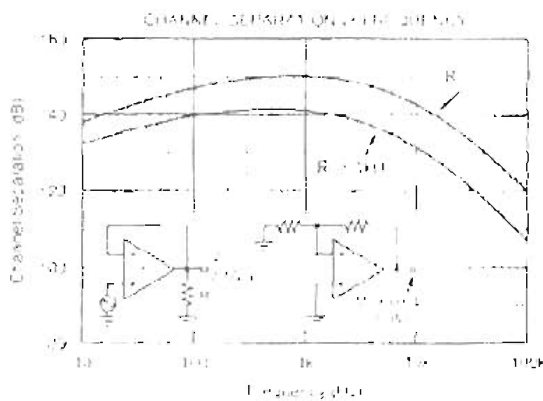
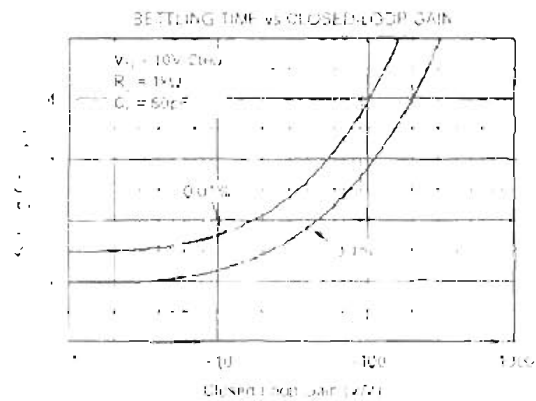
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

All $T = +25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +15\text{V}$, unless otherwise noted.



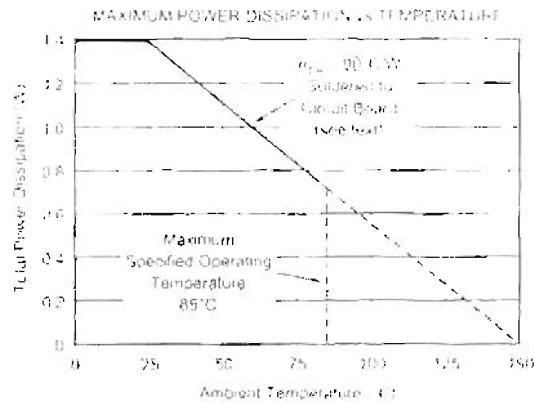
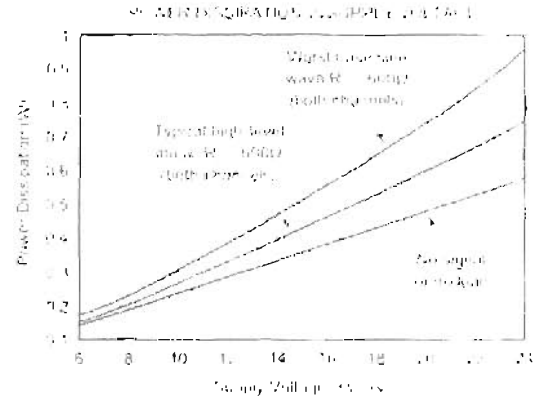
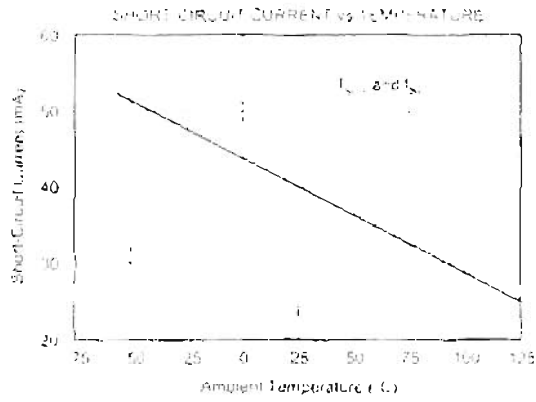
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At: 1. V_{CC} = 10V, I_Q = 100µA, R_L = 10kΩ



TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

All $V_{CC} = +2.5$ V, $V_{EE} = +15$ V, unless otherwise noted.



APPLICATIONS INFORMATION

The OPA2604 is unity-gain stable, making it easy to use in a wide range of circuitry. Applications with noisy or high impedance power supply lines may require decoupling capacitors close to the device pins. In most cases, 10 μ F tantalum capacitors are adequate.

DISTORTION MEASUREMENTS

The distortion produced by the OPA2604 is below the measurement limit of virtually all commercially available equipment. A special test circuit, however, can be used to extend the measurement capabilities.

Op amp distortion can be considered an internal error source which can be referred to the input. Figure 1 shows a circuit which causes the op amp distortion to be 101 times greater than normally produced by the op amp. The addition of R_1 to the otherwise standard non-inverting amplifier configuration alters the feedback factor or noise gain of the circuit. The closed-loop gain is unchanged, but the feedback available for error correction is reduced by a factor of 101. This extends the measurement limit, including the effects of the signal-source purity, by a factor of 101. Note that the input signal and load applied to the op amp are the same as with conventional feedback without R_1 .

Validity of this technique can be verified by duplicating measurements at high gain and/or high frequency where the distortion is within the measurement capability of the test equipment. Measurements for this data sheet were made with the Audio Precision System One which greatly simplifies such repetitive measurements. The measurement technique can, however, be performed with manual distortion measurement instruments.

CAPACITIVE LOADS

The dynamic characteristics of the OPA2604 have been optimized for commonly encountered gains, loads and operating conditions. The combination of low closed-loop gain

and capacitive load will decrease the phase margin and may lead to gain peaking or oscillations. Load capacitance reacts with the op amp's open-loop output resistance to form an additional pole in the feedback loop. Figure 2 shows various circuits which preserve phase margin with capacitive load. Request Application Bulletin AB-078 for details of analysis techniques and applications circuits.

For the unity-gain buffer, Figure 2a, stability is preserved by adding a phase-lead network, R_1 and C_1 . Voltage drop across R_1 will reduce output voltage swing with heavy loads. An alternate circuit, Figure 2b, does not limit the output with low load impedance. It provides a small amount of positive feedback to reduce the net feedback factor. Input impedance of this circuit falls at high frequency as op amp gain rolloff reduces the bootstrap action on the compensation network.

Figures 2c and 2d show compensation techniques for noninverting amplifiers. Like the follower circuits, the circuit in Figure 2d eliminates voltage drop due to load current, but at the penalty of somewhat reduced input impedance at high frequency.

Figures 2e and 2f show input lead compensation networks for inverting and difference amplifier configurations.

NOISE PERFORMANCE

Op amp noise is described by two parameters—noise voltage and noise current. The voltage noise determines the noise performance with low source impedance. Low noise bipolar-input op amps such as the OPA27 and OPA17 provide very low voltage noise. But if source impedance is greater than a few thousand ohms, the current noise of bipolar-input op amps react with the source impedance and will dominate. At a few thousand ohms source impedance and above, the OPA2604 will generally provide lower noise.

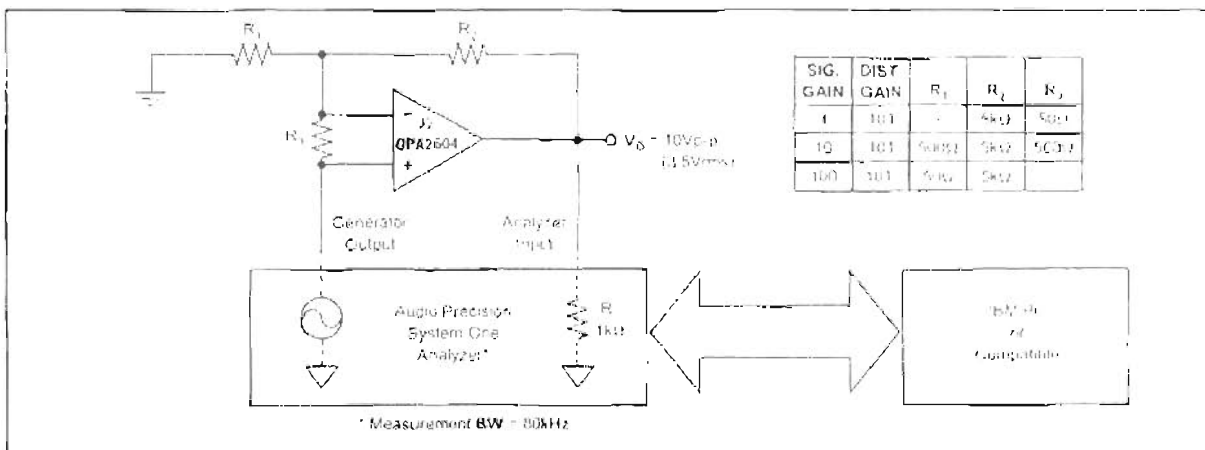


FIGURE 1 Distortion Test Circuit

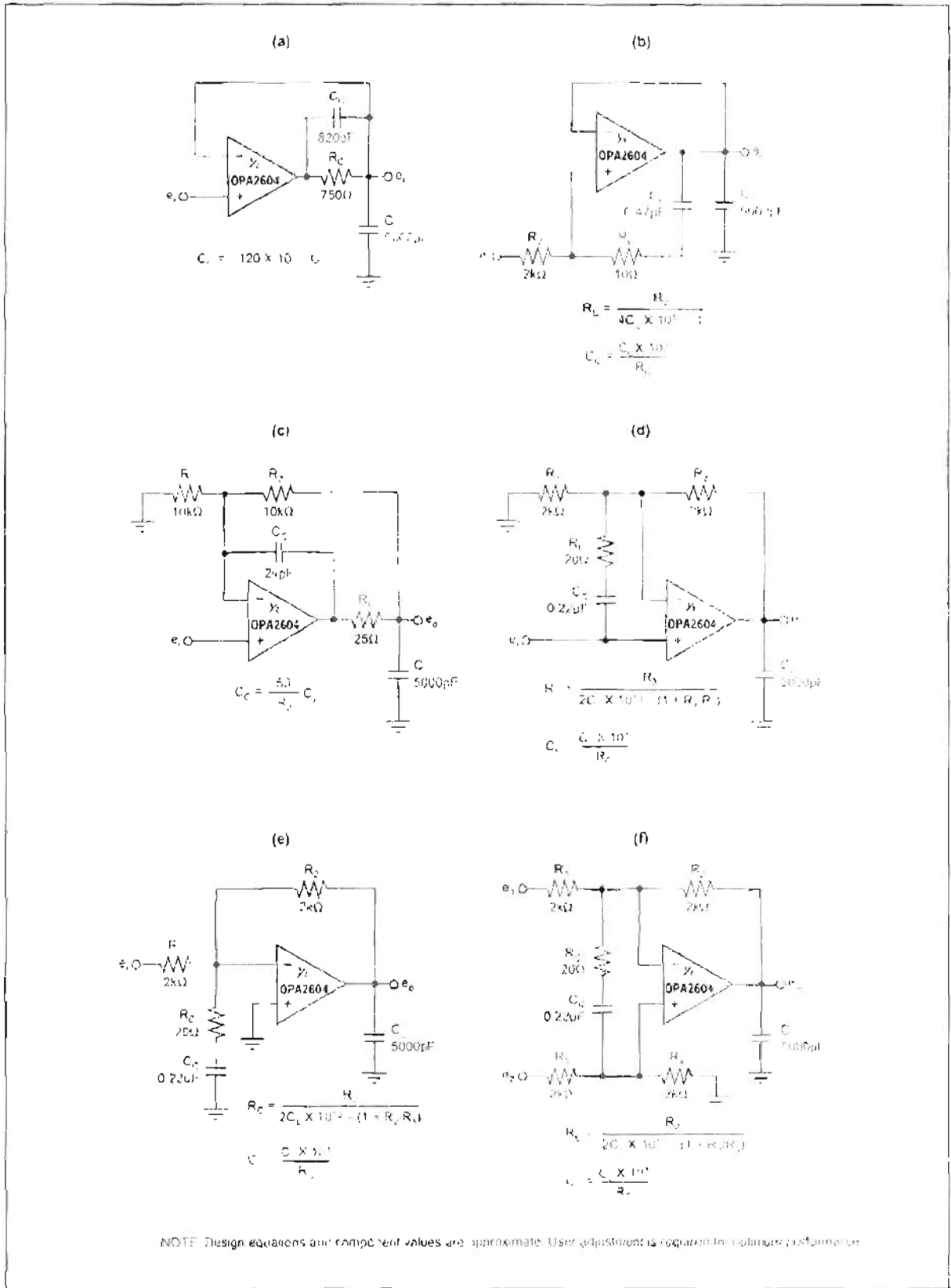


FIGURE 2 Driving Large Capacitive Loads

POWER DISSIPATION

The OPA2604 is capable of driving 600Ω loads with power supply voltages up to +24V. Internal power dissipation is increased when operating at high power supply voltage. The typical performance curve, Power Dissipation vs Power Supply Voltage, shows quiescent dissipation (no signal or no load) as well as dissipation with a worst case continuous sine wave. Continuous high-level music signals typically produce dissipation significantly less than worst case sine waves.

Copper leadframe construction used in the OPA2604 improves heat dissipation compared to conventional plastic packages. To achieve best heat dissipation, solder the device directly to the circuit board and use wide circuit board traces.

OUTPUT CURRENT LIMIT

Output current is limited by internal circuitry to approximately ±40mA at 25°C. The limit current decreases with increasing temperature as shown in the typical curves.

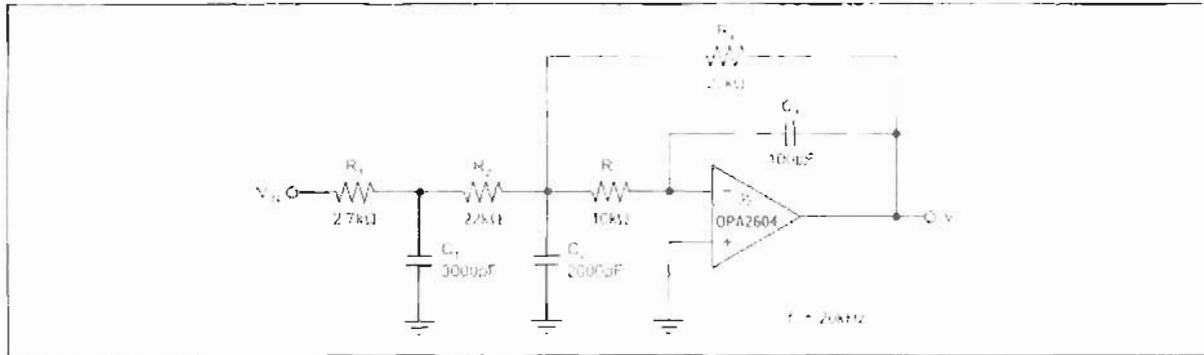


FIGURE 3 Three-Pole Low-Pass Filter

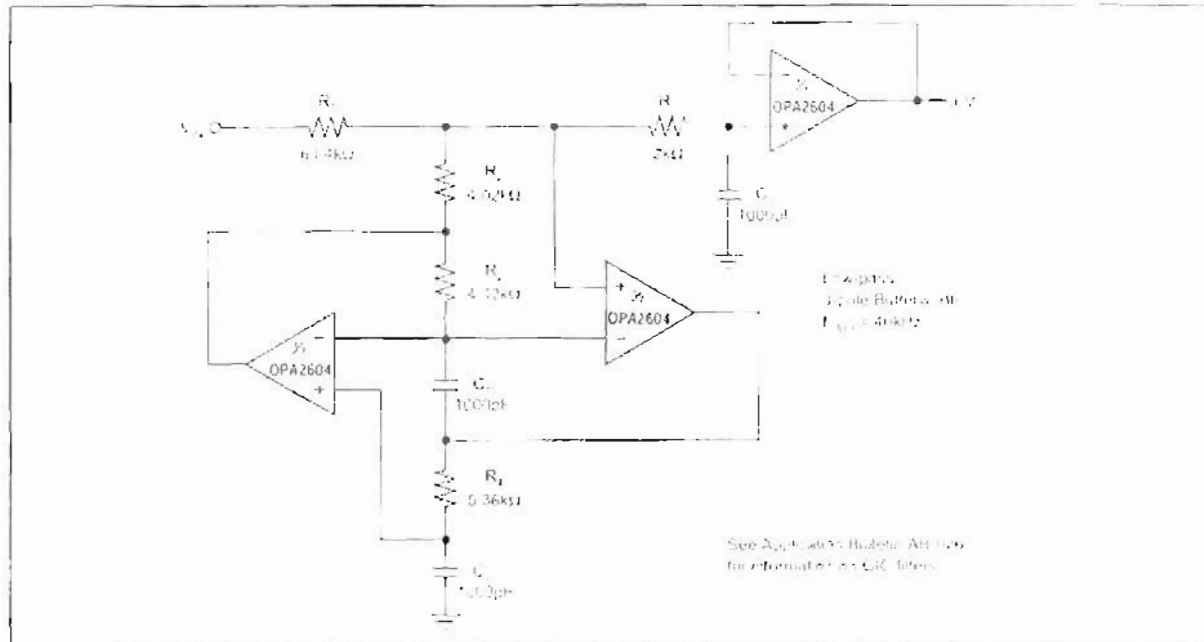


FIGURE 4 Three-Pole Generalized Impedance Converter (GIC) Low-Pass Filter

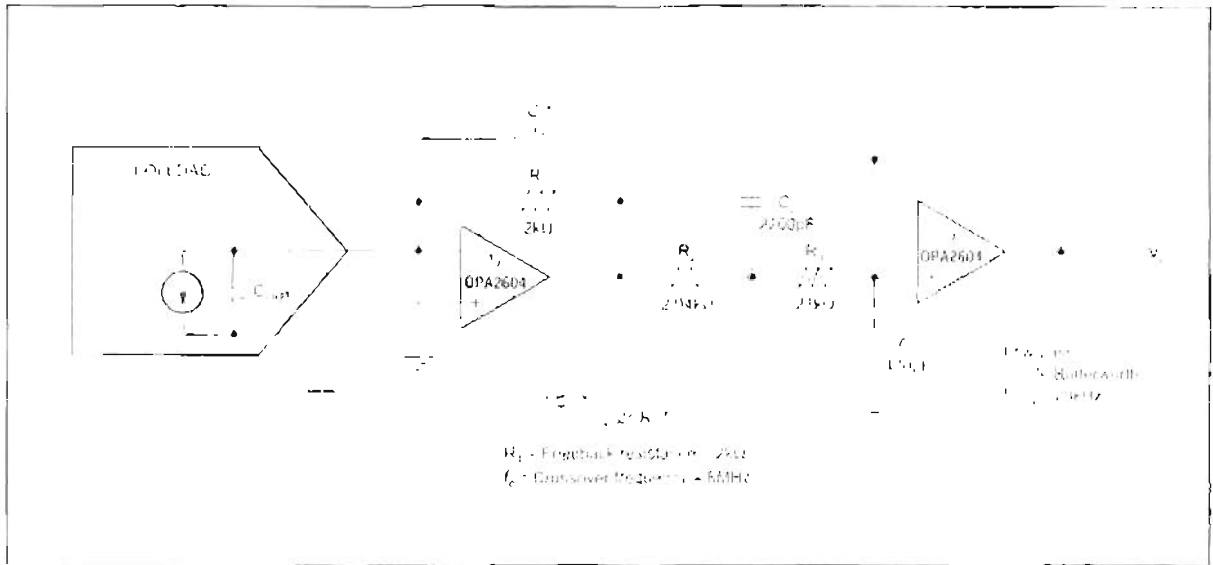


FIGURE 5. DAC 1V Amplifier and Low-Pass Filter

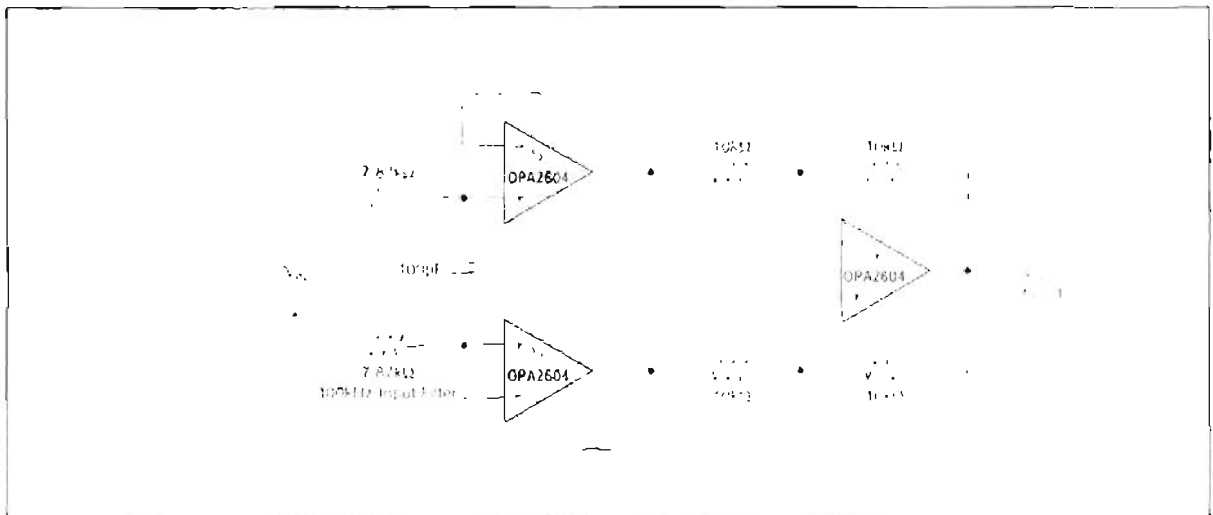


FIGURE 6. Differential Amplifier with Low-Pass Filter

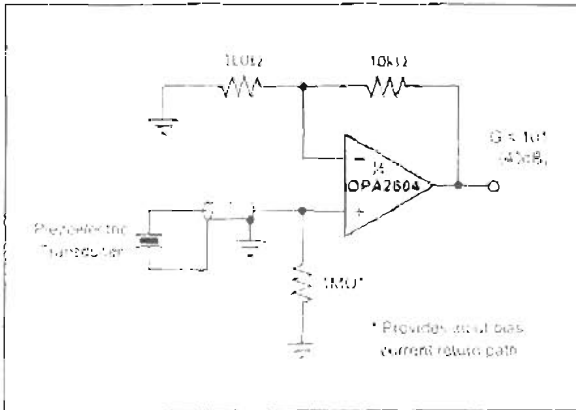


FIGURE 7 High Impedance Amplifier

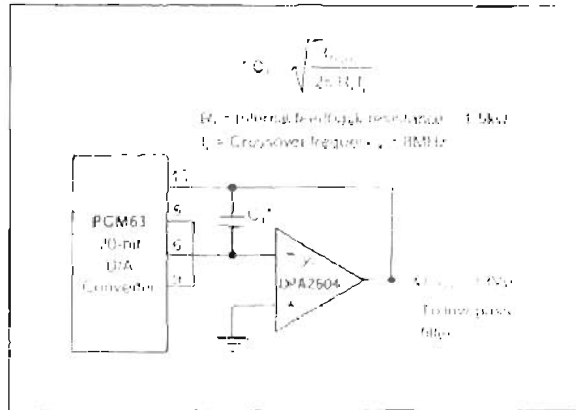


FIGURE 8 Digital Audio DAC I-V Amplifier

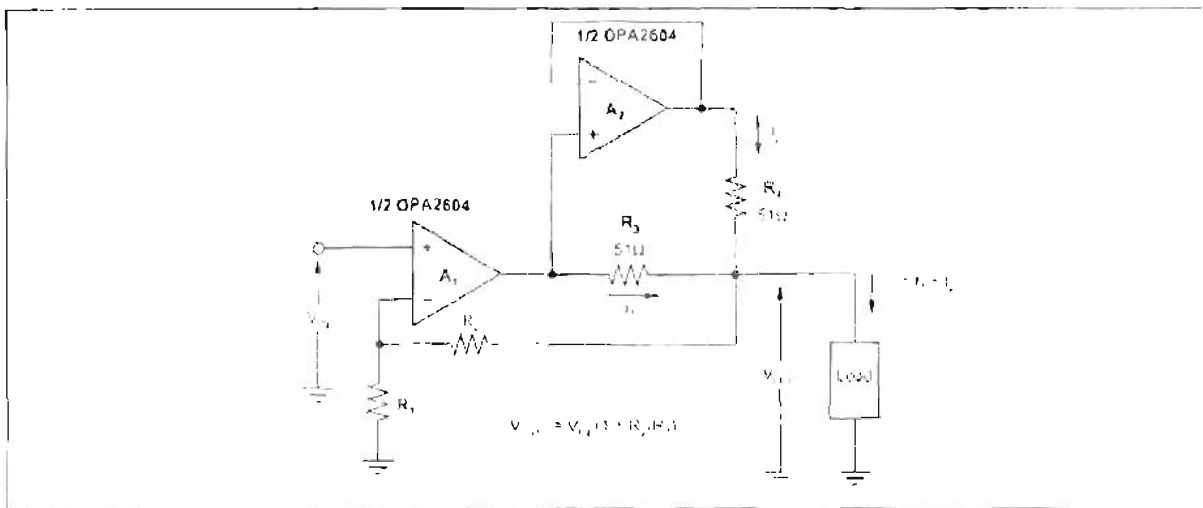


FIGURE 9 Using the Dual OPA2604 Op Amp to Double the Output Current to a Load



INA103

Low Noise, Low Distortion INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- LOW NOISE 1nV/√Hz
- LOW THD+N < 0.009% at 1kHz, G = 100
- HIGH GBW 100MHz at G = 1000
- WIDE SUPPLY RANGE -9V to +25V
- HIGH CMRR > 100dB
- BUILT-IN GAIN SETTING RESISTORS
G = 1, 100
- UPGRADES AD625

APPLICATIONS

- HIGH QUALITY MICROPHONE PREAMPS
(REPLACES TRANSFORMERS)
- MOVING COIL PREAMPLIFIERS
- DIFFERENTIAL RECEIVERS
- AMPLIFICATION OF SIGNALS FROM
Strain Gages (Weigh Scale Applications)
Thermocouples
Bridge Transducers

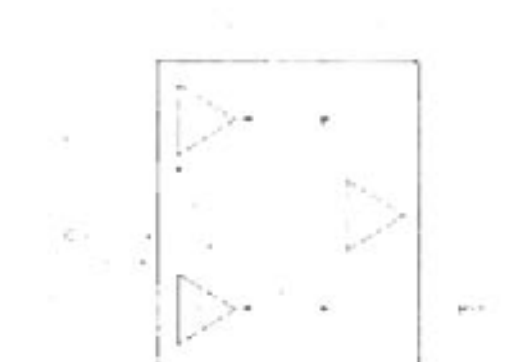
DESCRIPTION

The INA103 is a very low noise, low distortion, precision instrumentation amplifier. It features a feedback circuitry which provides wide bandwidth and excellent dynamic response. It is ideal for use with balanced signals such as balanced low impedance microphones. The INA103 provides a very low input impedance performance for 20kΩ source impedances. Many more applications can be designed with this device's wide bandwidth.

Input differential impedance is 10kΩ. The INA103 is designed for extremely low distortion through gain. Its balanced input low noise and low resistance provide superior performance compared to standard compensated operational amplifiers used in precision differential amplifiers.

The INA103 will supply both an 8mA/20kΩ load and high output drive at low distortion. It is used in the microprocessor's application and in the precision gain applications, for example, microphones.

The INA103 is available in 8-pin DIP and SO8 packages. For more information on this device, contact your distributor or call (800) 541-8900.



SPECIFICATIONS

All specifications at $T_A = +25\text{ }^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ and $R_L = 2\text{k}\Omega$ unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA103KP, KU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
GAIN					
Range of G_V		0	1	100	V/V
Gain Accuracy ¹			±0.1% (G = 100)		%
Accuracy (DC, $G = 1$)	±1% Output		±0.05%	±0.1%	%
Accuracy (AC, $G = 1$)	±1% Output		±0.1%	±0.2%	%
Non-Linearity (DC, $G = 1$)	±10% Output		±0.05%	±0.1%	%
Non-Linearity (AC, $G = 100$)			±0.1%	±0.2%	%
OUTPUT					
Voltage Range (500Ω)	$V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$	±14.5	±14		V
Voltage Range (600Ω)	$V_{OH} = 14.0\text{V}$, $V_{OL} = -14.0\text{V}$	±14	±13		V
Current	$V_{OH} = 14.5\text{V}$, $I_{OH} = 0$	50	25		mA
Maximum Load Current			25		mA
Output Load Regulation			0%		%
INPUT OFFSET VOLTAGE					
Initial Offset (RH) ²			±0.125 mV		mV
±100 Grade			±0.00125 mV		mV
vs. Temp. ($G = 1$ to 1000)	$T_A = 0\text{ }^\circ\text{C}$ to T_{Amax} $T_A = T_{Amin}$ to T_{Amax}		±0.00125 mV		mV/°C
vs. Supply	$V_S = 0\text{V}$ to 15V		±0.00125 mV	±0.00125 mV	mV/V
INPUT BIAS CURRENT					
Initial Bias Current			±25	±5	nA
vs. Temp.	$T_A = 0\text{ }^\circ\text{C}$ to T_{Amax}		±25	±5	nA/°C
Initial Offset Current			±25	±5	nA
vs. Temp.	$T_A = 0\text{ }^\circ\text{C}$ to T_{Amax}		±25	±5	nA/°C
INPUT IMPEDANCE					
Differential Mode			50		MΩ (typ)
Common-Mode			5000		MΩ (typ)
INPUT VOLTAGE RANGE					
Common-Mode Range ³		±10	±12		V
CMR					
$G = 1$	±1% (typ)	±1	±1		%
$G = 100$	±0.1% (typ)	±0.1	±0.1		%
INPUT NOISE					
Voltage	$R_L = 2\text{k}\Omega$				
1 Hz			1.2		μV/√Hz
100 Hz			1		μV/√Hz
1 kHz			1		μV/√Hz
vs. Input Impedance					μV/√Hz
OUTPUT NOISE					
Voltage	1 kHz		20		mV/√Hz
A-Weighted: 20 Hz–20 kHz	20 Hz–20 kHz		5		μV
DYNAMIC RESPONSE					
3-dB Bandwidth: $G = 1$	Small Signal		1		MHz
$G = 100$	Small Signal		10		Hz
Full Power Bandwidth	$G = 1$				
$V_{OH} = +10\text{V}$, $R_L = 600\Omega$			1		kHz
Slew Rate	$G = 1$, 0.5V		20		V/μs
THD (Typical)	$G = 1$, 0.1 V, 1 kHz		±0.01%		%
Settling Time (0.1%)	$V_{OH} = 20\text{V Step}$		12		μs
$V_{OH} = 0\text{V}$			14		μs
Settling Time (0.01%)	$V_{OH} = 20\text{V Step}$		12		μs
$V_{OH} = 0\text{V}$			14		μs
Overload Recovery ⁴	50% Overdrive		1		μs

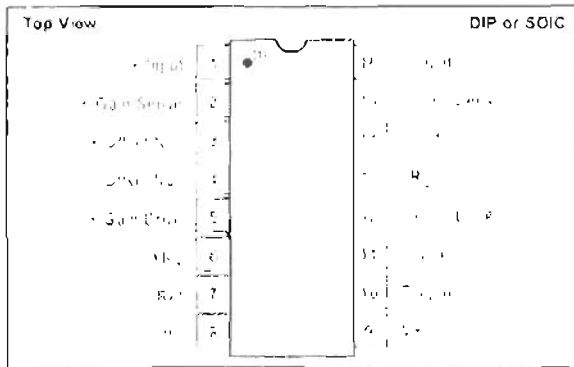
NOTE 1: Gains other than 1 and 100 can be set by adding an external resistor R_G between pins 1 and 8. Accuracy is ±0.1% (typ) for $G = 100$ and ±0.2% (typ) for $G = 10$. Adjustable to zero. (4) $V_{OH} = 0\text{V}$. See Figure Curves for V_{OH} and V_{OL} . (5) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (6) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (7) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (8) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (9) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (10) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (11) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (12) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (13) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (14) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (15) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (16) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (17) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (18) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (19) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (20) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (21) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (22) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (23) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (24) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (25) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (26) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (27) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (28) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (29) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (30) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (31) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (32) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (33) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (34) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (35) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (36) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (37) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (38) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (39) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (40) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (41) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (42) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (43) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (44) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (45) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (46) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (47) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (48) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (49) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (50) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (51) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (52) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (53) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (54) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (55) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (56) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (57) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (58) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (59) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (60) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (61) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (62) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (63) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (64) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (65) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (66) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (67) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (68) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (69) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (70) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (71) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (72) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (73) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (74) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (75) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (76) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (77) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (78) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (79) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (80) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (81) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (82) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (83) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (84) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (85) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (86) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (87) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (88) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (89) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (90) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (91) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (92) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (93) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (94) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (95) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (96) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (97) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (98) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (99) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$. (100) $V_{OH} = 14.5\text{V}$, $V_{OL} = -14.5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$.

SPECIFICATIONS (CONT)

All specifications at $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +15\text{V}$, and $R_{TH} = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA103KP, KU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
POWER SUPPLY					
Rated Voltage			+15		V
Voltage Range		-9		+20	V
Quiescent Current			0	1.25	mA
TEMPERATURE RANGE					
Specification		-40		+85	$^\circ\text{C}$
Operation		-40		+125	$^\circ\text{C}$
Storage		-40		+175	$^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, θ_{JA}			100		$^\circ\text{C}/\text{W}$

PIN CONFIGURATION



NOTE (1) Pin 1 Marking: SOIC-16 Package

PACKAGE/ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾	TEMPERATURE RANGE
INA103KP	Plastic DIP	100	-40°C to $+70^\circ\text{C}$
INA103KU	SOIC-16	211	-40°C to $+70^\circ\text{C}$

NOTE (1) For detailed drawing and dimensionality, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

Any 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 published specifications.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

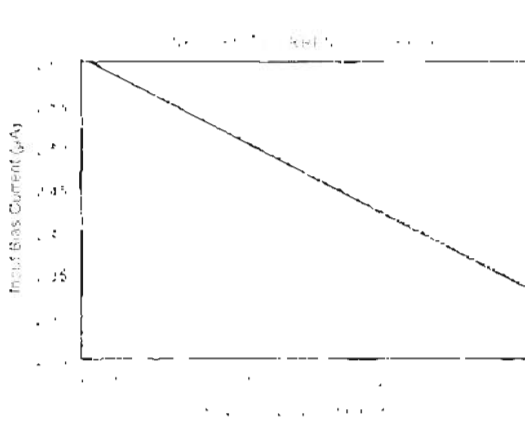
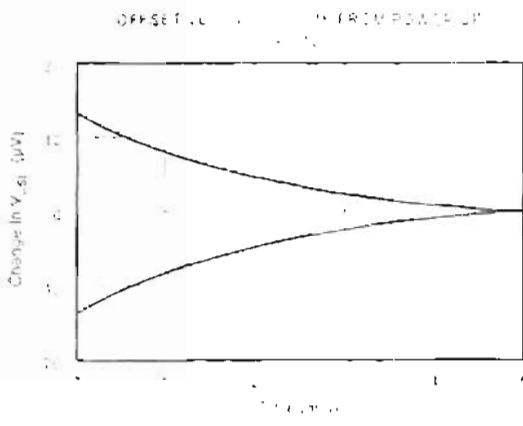
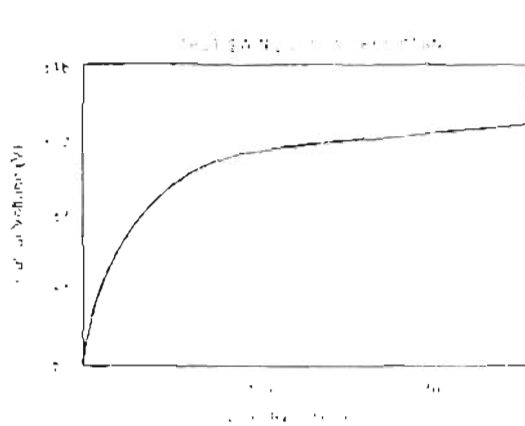
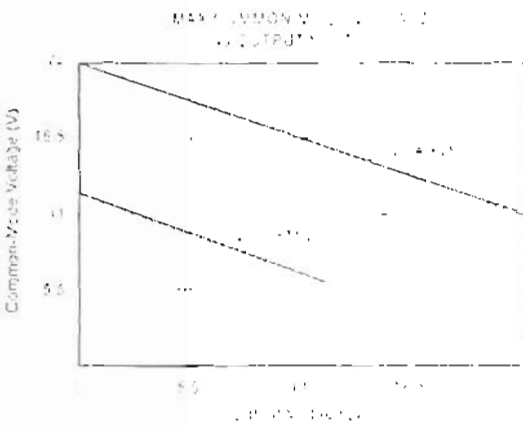
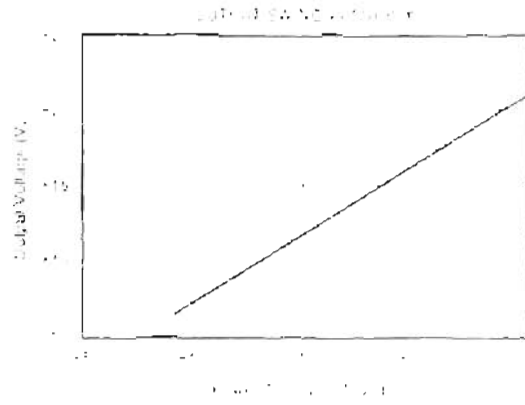
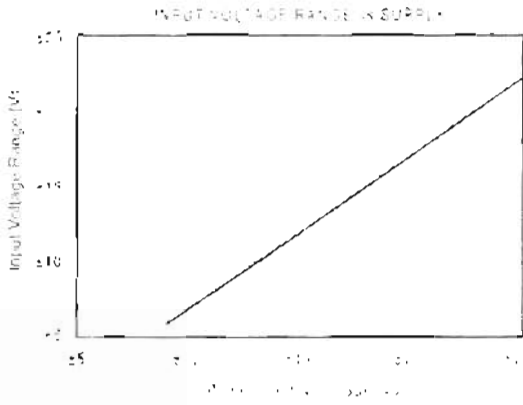
Power Supply Voltage	-9 to +20
Input Voltage Range (Continuous)	-9 to +20
Operating Temperature Range	-40 to +125
Storage Temperature Range	-40 to +175
Lead Temperature (Soldering)	+235
Lead Temperature (Soldering, 3 sec)	+300
Subject to JEDEC EIA-789-1	+300

NOTE (1) All stresses above limits are for a limited number of cycles.

The information provided herein is believed to be reliable; however, Burr-Brown assumes no responsibility for its use. All use of this information shall be solely at the user's own risk. Burr-Brown products are sold as-is without notice. Any patent rights or licenses to any of the circuits described herein are granted by the party owning the rights. Burr-Brown does not warrant any of its products for use in life support devices or systems.

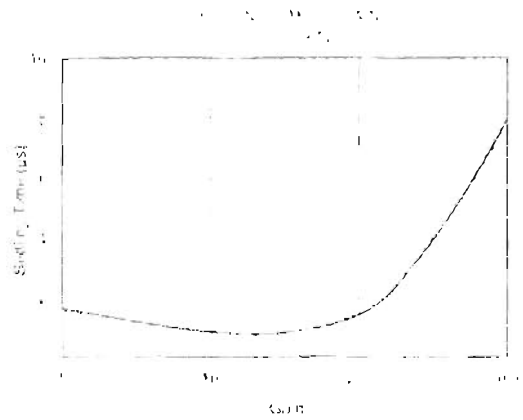
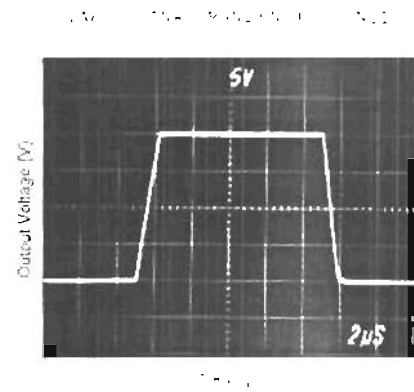
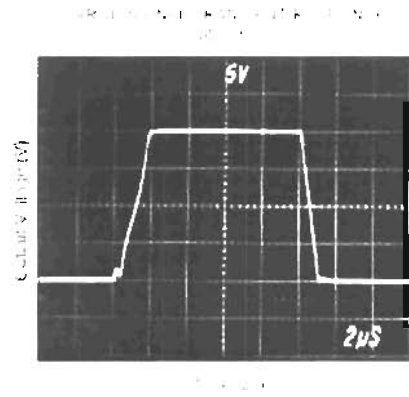
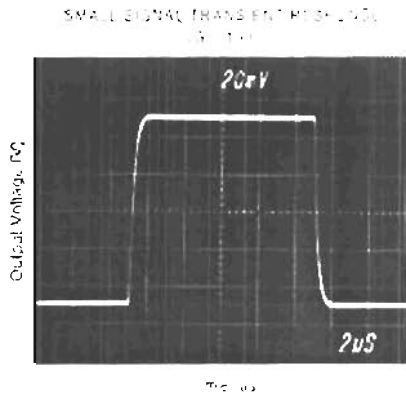
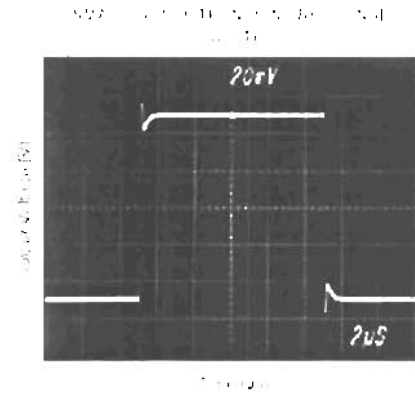
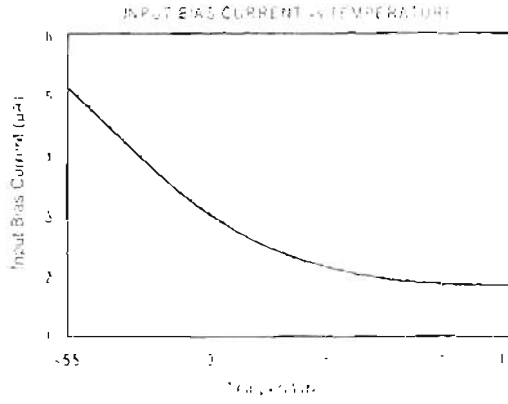
TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At $T_c = +25^\circ\text{C}$, $V_{cc} = +15\text{V}$, unless otherwise noted.



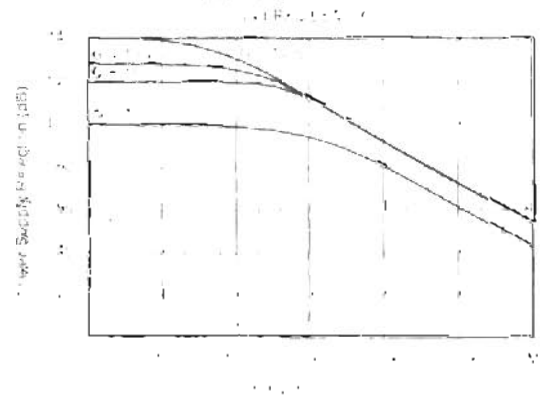
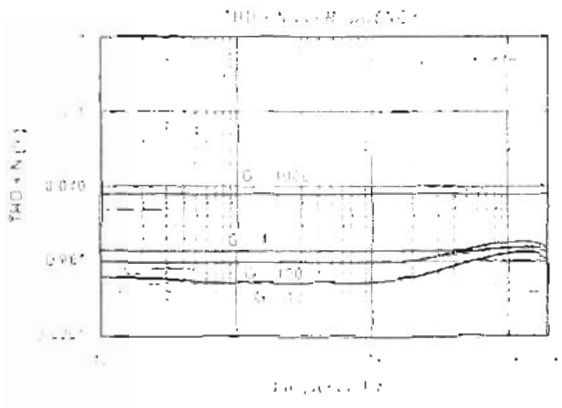
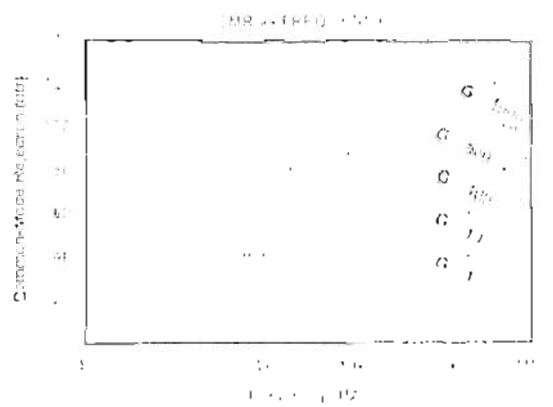
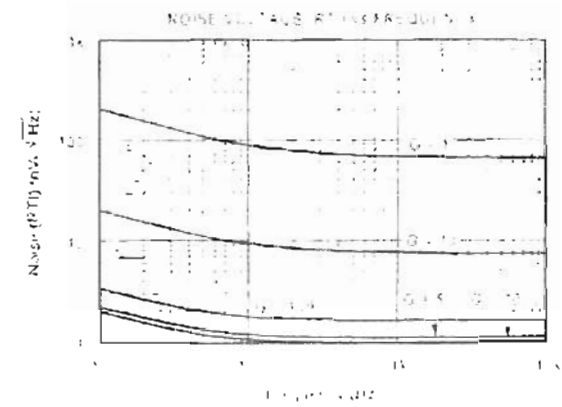
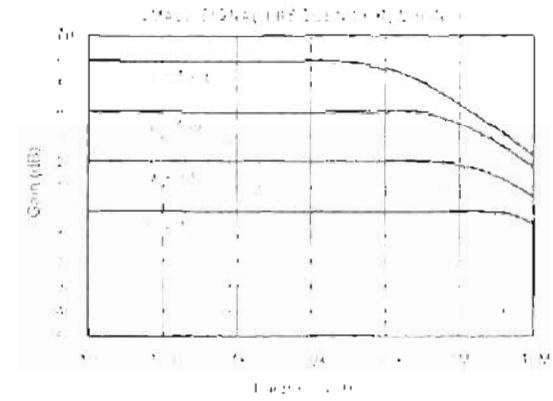
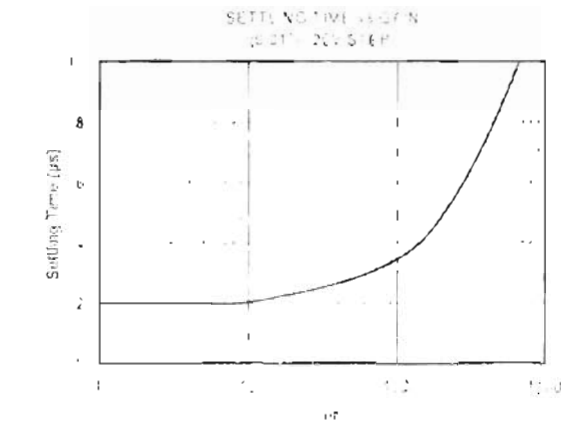
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $V_{CC} = +25\text{V}$, $V_{EE} = -25\text{V}$, unless otherwise noted



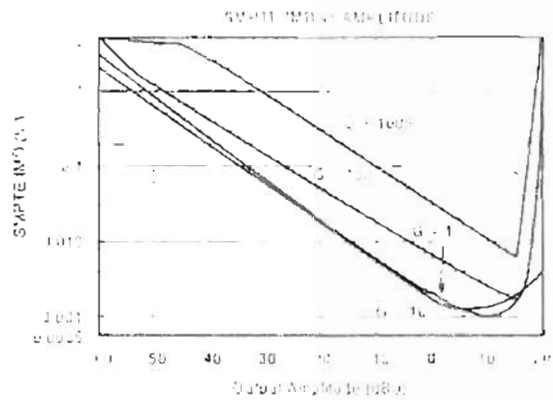
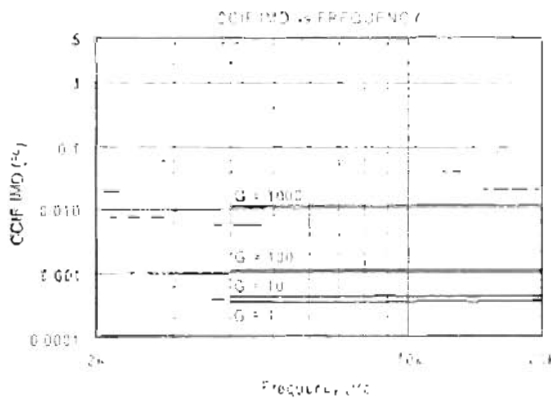
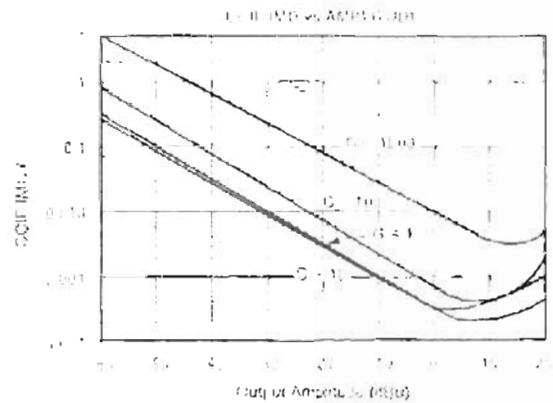
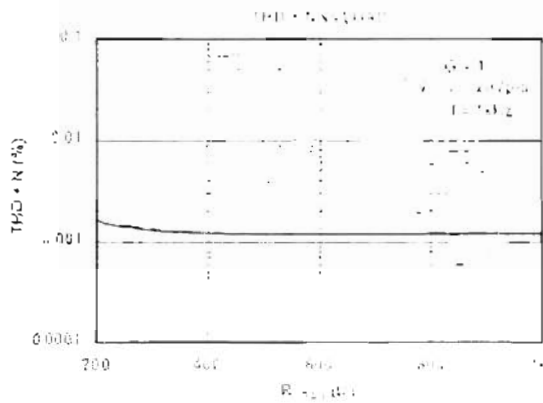
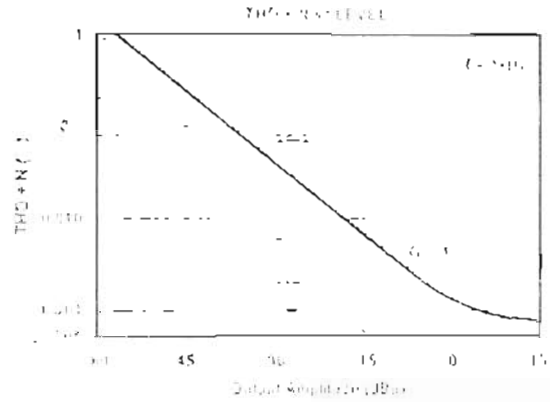
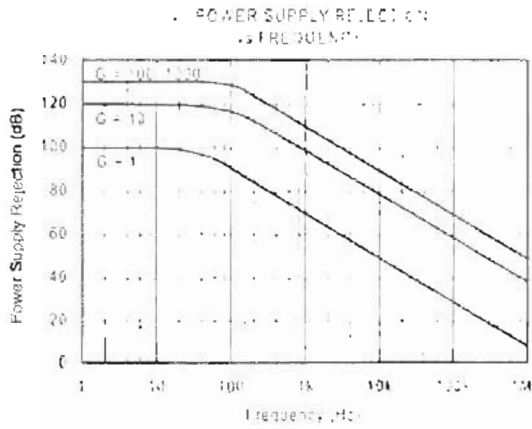
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

Figure 14. $V_{CC} = 1.5V$ by using low impedance



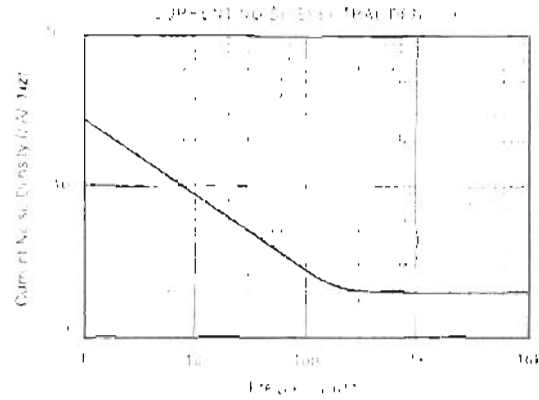
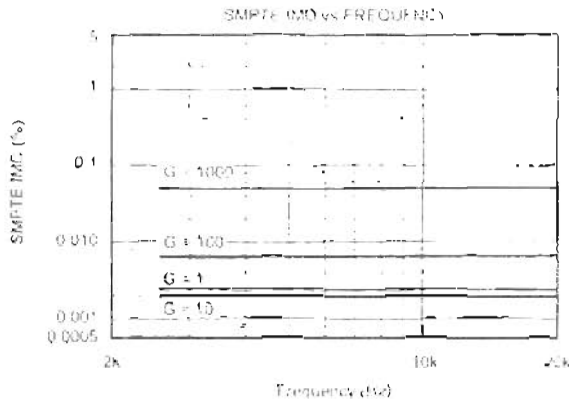
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +15\text{V}$, unless otherwise noted



TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

All $T_c = +25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \pm 15\text{V}$ unless otherwise noted.



APPLICATIONS INFORMATION

Figure 1 shows the basic connections required for operation. Power supplies should be bypassed with 1 μF tantalum capacitors near the device pins. The output Sense (pin 11) and output Reference (pin 7) should be low impedance connections. Resistance of a few ohms in series with these connections will degrade the common mode rejection of the amplifier.

To avoid oscillations, make short, direct connection to the gain set resistor and gain sense connections. Avoid routing output signals near these sensitive input nodes.

INPUT CONSIDERATIONS

Certain source impedances can cause the INA103 to oscillate. This depends on circuit layout and source or cable characteristics connected to the input. An input network consisting of a small inductor and resistor (Figure 2) can greatly reduce the tendency to oscillate. This is especially

useful if various input sources are connected to the INA103. Although not shown in other figures, this network can be used, if needed, with all applications shown.

GAIN SELECTION

Gains of 1 or 100V/V can be set without external resistors. For $G = 1\text{V/V}$ (unity gain) leave pin 14 open (no connection); see Figure 3. For $G = 100\text{V/V}$, connect pin 14 to pin 6; see Figure 5.

Gain can also be accurately set with a single external resistor as shown in Figure 1. The two internal feedback resistors are laser trimmed to $3\text{k}\Omega$ within approximately $\pm 0.1\%$. The temperature coefficient of these resistors is approximately 50ppm/ $^\circ\text{C}$. Gain using an external R_G resistor is

$$G = 1 + \frac{6\text{k}\Omega}{R_G}$$

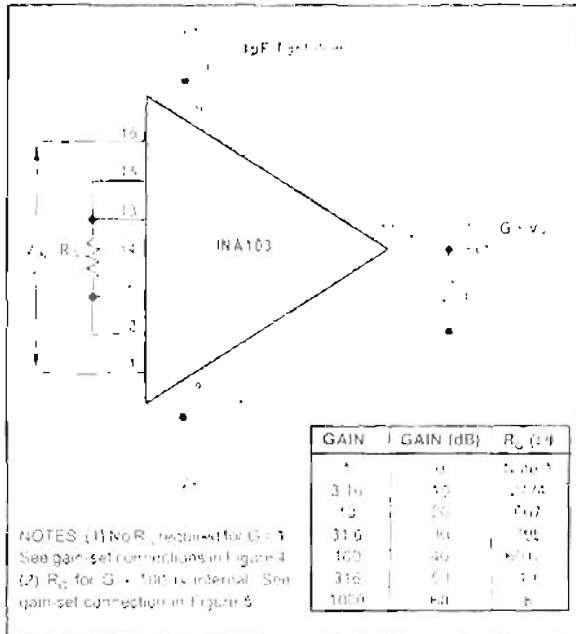


FIGURE 1 Basic Circuit Configuration

Accuracy and ICR of the external R_2 will also contribute to gain error and temperature drift. These effects can be directly inferred from the gain equation.

Connections available on A_1 and A_2 allow external resistors to be substituted for the internal 3k Ω feedback resistors. A precision resistor network can be used for very accurate and stable gains. To preserve the low noise of the INA103, the value of external feedback resistors should be kept low. Increasing the feedback resistors to 20k Ω would increase noise of the INA103 to approximately 1.5nV/Hz. Due to the current-feedback input circuitry, bandwidth would also be reduced.

NOISE PERFORMANCE

The INA103 provides very low noise with low source impedance. Its 1nV/Hz voltage noise delivers near the spectral noise performance with a source impedance of 200 Ω . Relatively high input stage current is used to achieve this low noise. This results in relatively high input bias current and input current noise. As a result, the INA103 may not provide best noise performance with source impedances greater than 10k Ω . For source impedance greater than 10k Ω , consider the INA114 (excellent for precise DC applications), or the INA111 FFT input IA for high-speed applications.

OFFSET ADJUSTMENT

Offset voltage of the INA103 has two components: input stage offset voltage is produced by A_1 and A_2 , and output stage offset is produced by A_3 . Both input and output stage offset are laser-trimmed and may not need adjustment in many applications.

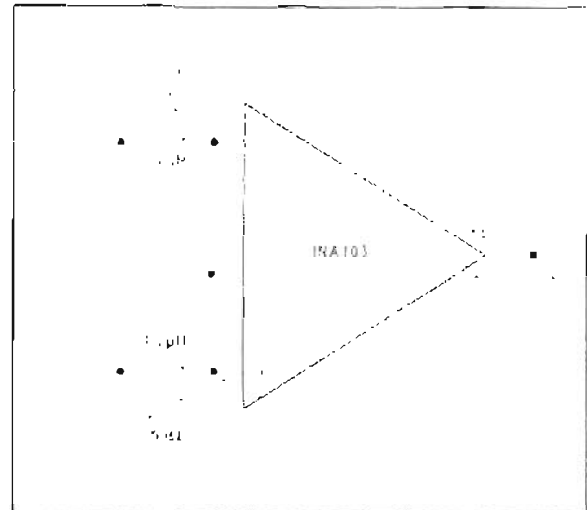


FIGURE 2 Input Stabilization Network

Offset voltage can be trimmed with the optional circuit shown in Figure 3. This offset trim circuit primarily adjusts the output stage offset, but also has a small effect on input stage offset. For a 1mV adjustment of the output voltage, the input stage offset is adjusted approximately 1 μ V. Use this adjustment to null the INA103's offset voltage with zero differential input voltage. Do not use this adjustment to null offset produced by a sensor, or offset produced by subsequent stages, since this will increase temperature drift.

To offset the output voltage without affecting drift, use the circuit shown in Figure 4. The voltage applied to pin 7 is summed at the output. The op amp connected as a buffer provides a low impedance at pin 7 to assure good common-mode rejection.

Figure 5 shows a method to trim offset voltage in AC-coupled applications. A nearly constant and equal input bias current of approximately 2.5 μ A flows into both input terminals. A variable input trim voltage is created by adjusting the balance of the two input bias return resistances through which the input bias currents must flow.

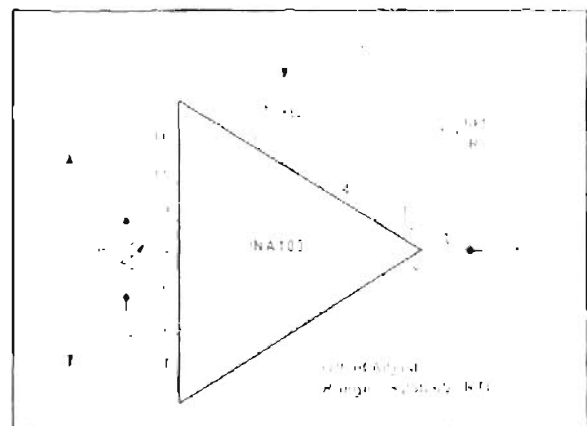


FIGURE 3 Offset Adjustment Circuit

Figure 6 shows an active control loop that adjusts the output offset voltage to zero. A, R, and C form an integrator that produces an offsetting voltage applied to one input of the INA103. This produces a 6dB/octave low frequency roll-off like the capacitor input coupling in Figure 5.

COMMON-MODE INPUT RANGE

For proper operation, the combined differential input signal and common-mode input voltage must not cause the input amplifiers to exceed their output swing limits. The linear input range is shown in the typical performance curve "Maximum Common-Mode Voltage vs Output Voltage." For a given total gain, the input common-mode range can be increased by reducing the input stage gain and increasing the output stage gain with the circuit shown in Figure 7.

OUTPUT SENSE

An output sense terminal allows greater gain accuracy in driving the load. By connecting the sense connection at the load, I-R voltage loss to the load is included inside the feedback loop. Current drive can be increased by connecting a current booster inside the feedback loop as shown in Figure 11.

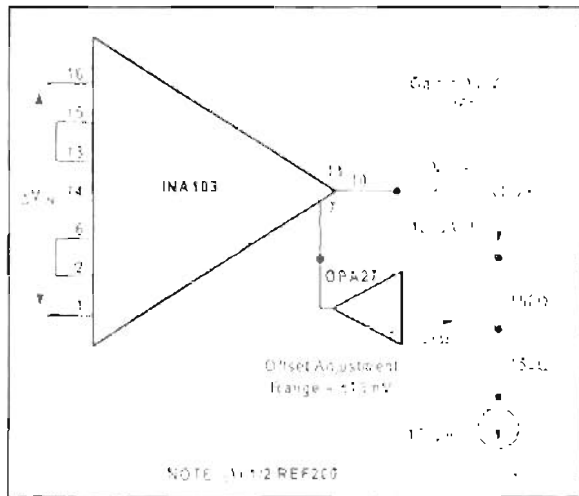


FIGURE 4 Output Offsetting

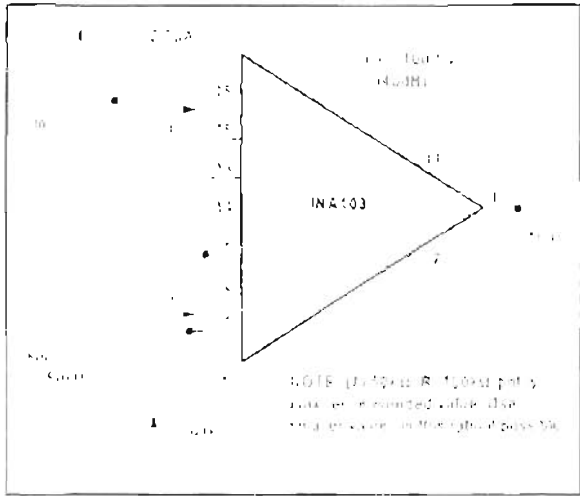


FIGURE 5 Input Offset Adjustment for AC-Coupled Inputs

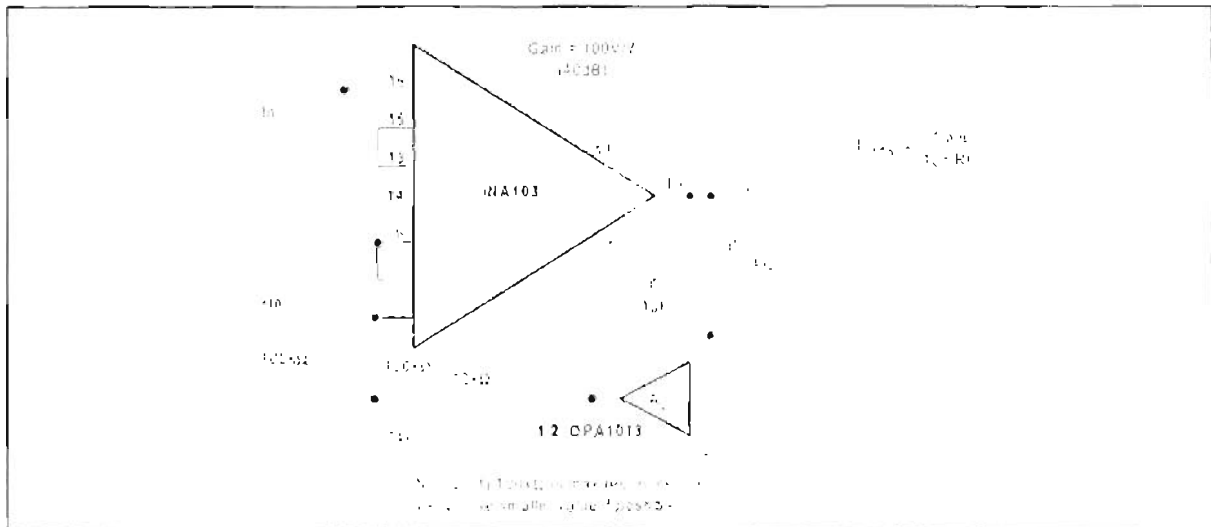


FIGURE 6 Automatic DC Restoration

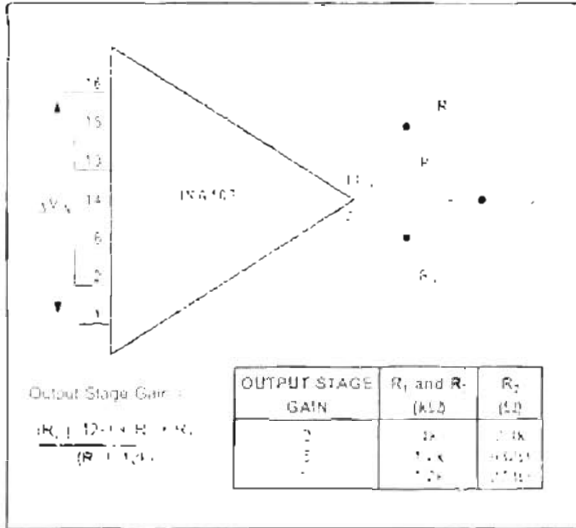


FIGURE 7. Gain Adjustment of Output Stage

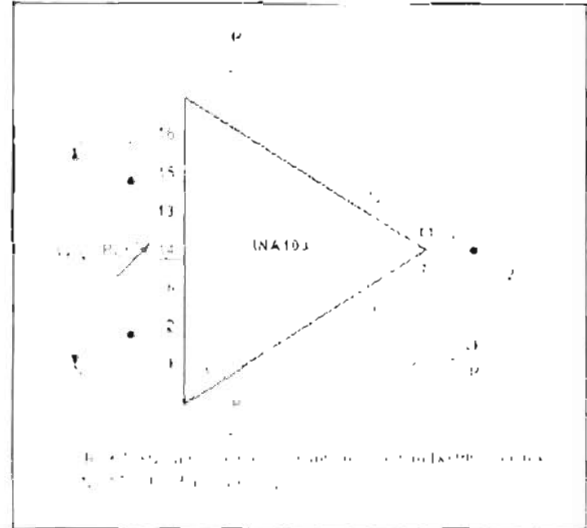


FIGURE 8. Use of External Resistors for Gain Set

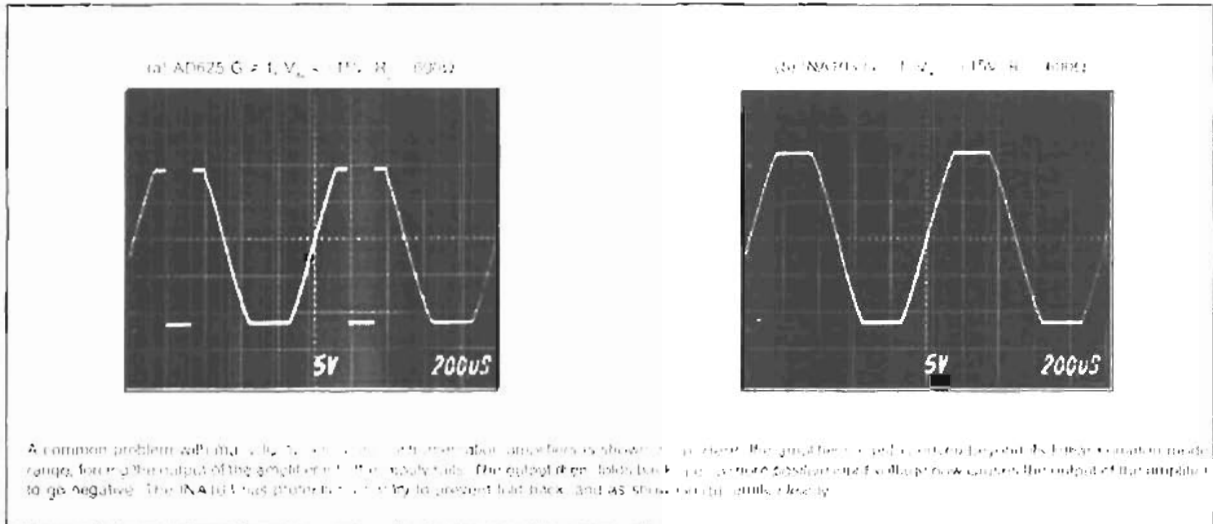


FIGURE 9. INA103 Overload Condition Performance

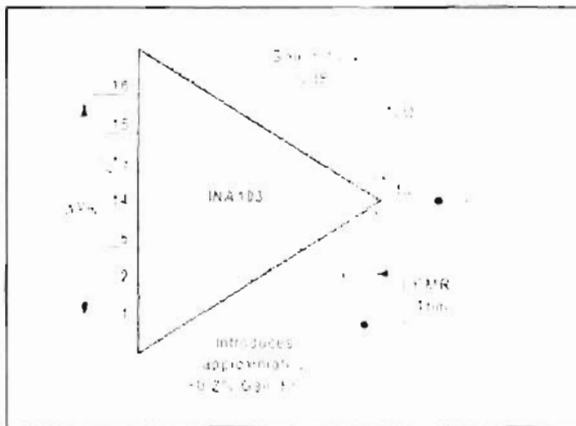


FIGURE 10. Overload Circuit to Externally Trimming NMR

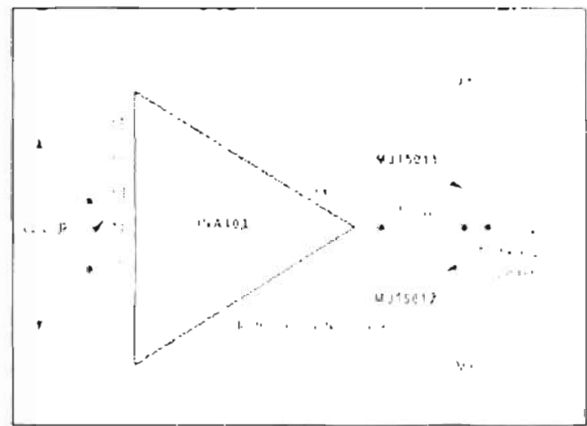


FIGURE 11. Increasing Output Current Drive

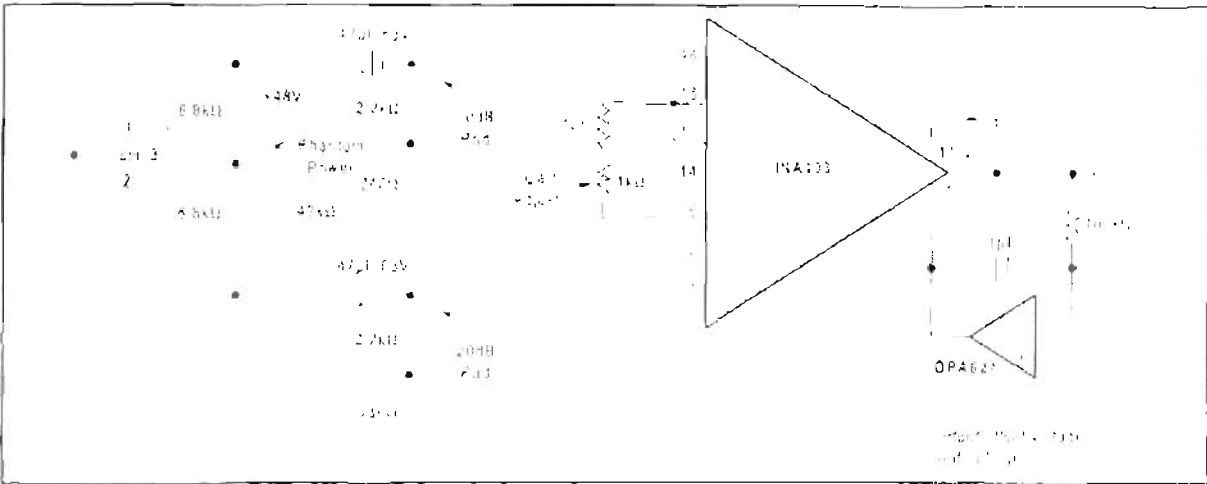


FIGURE 12 Microphone Preamplifier with Provision for Phantom Power Microphones

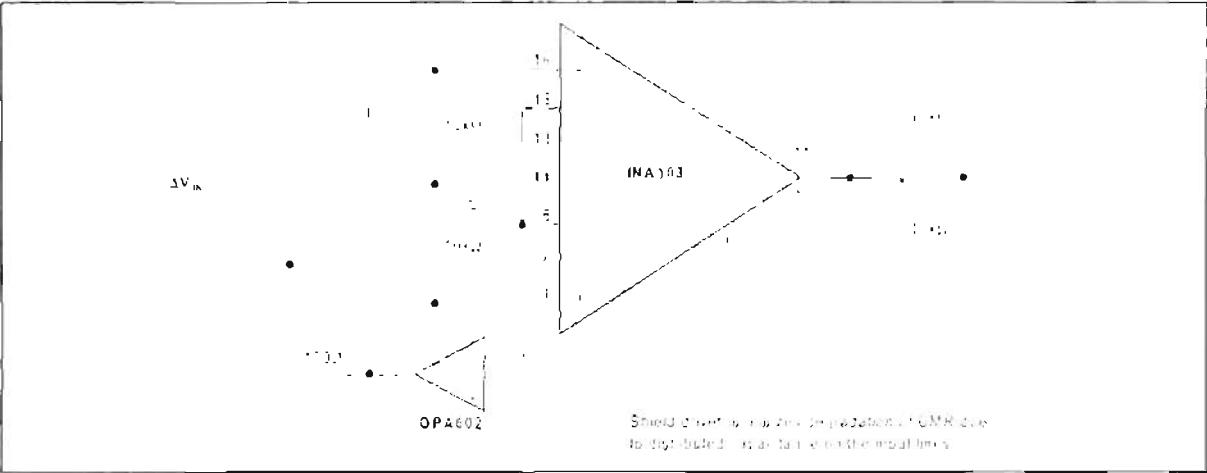


FIGURE 13 Instrumentation Amplifier with Shield Driver

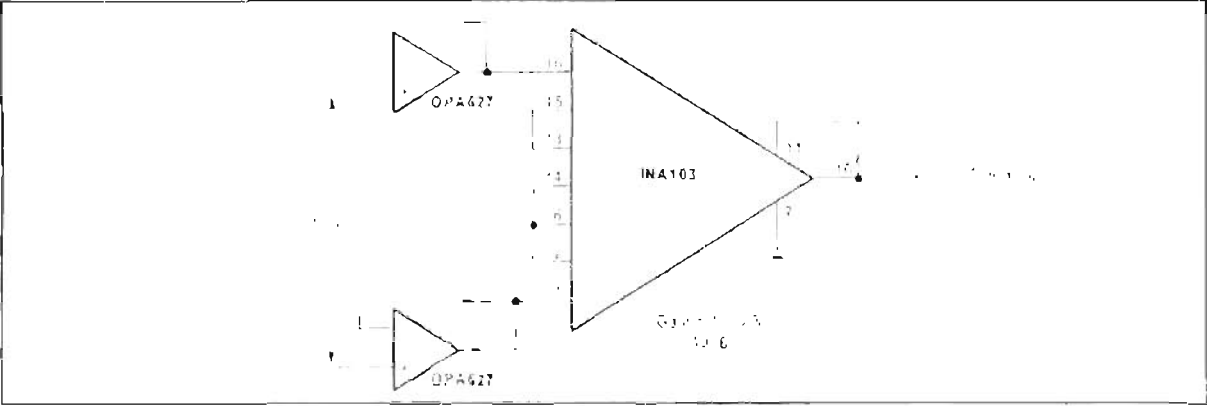
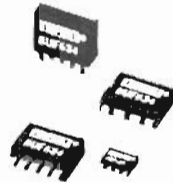


FIGURE 14 Gain-of-100 INA103 with FET Buffers



BUF634



250mA HIGH-SPEED BUFFER

FEATURES

- HIGH OUTPUT CURRENT: 250mA
- SLEW RATE: 2000V/μs
- PIN-SELECTED BANDWIDTH: 30MHz to 180MHz
- LOW QUIESCENT CURRENT: 1.5mA (30MHz BW)
- WIDE SUPPLY RANGE: ±2.25 to ±18V
- INTERNAL CURRENT LIMIT
- THERMAL SHUTDOWN PROTECTION
- 8-PIN DIP, SO-8, 5-LEAD TO-220, 5-LEAD DPAK SURFACE-MOUNT

APPLICATIONS

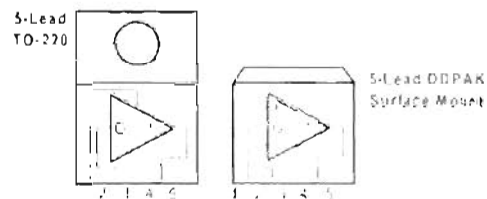
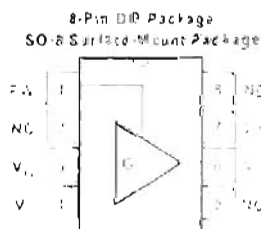
- VALVE DRIVER
- SOLENOID DRIVER
- OP AMP CURRENT BOOSTER
- LINE DRIVER
- HEADPHONE DRIVER
- VIDEO DRIVER
- MOTOR DRIVER
- TEST EQUIPMENT
- ATE PIN DRIVER

DESCRIPTION

The BUF634 is a high-speed unity-gain open-loop buffer recommended for a wide range of applications. It can be used inside the feedback loop of op amps to increase output current, eliminate thermal feedback and improve capacitive load drive.

For low power applications, the BUF634 operates on 1.5mA quiescent current with 250mA output, 2000V/μs slew rate and 30MHz bandwidth. Bandwidth can be adjusted from 30MHz to 180MHz by connecting a resistor between V_{-} and the BW Pin. Output circuitry is fully protected by internal current limit and thermal shut-down making it rugged and easy to use.

The BUF634 is available in a variety of packages to suit mechanical and power dissipation requirements. Types include 8-pin DIP, SO-8 surface mount, 5-lead TO-220, and a 5-lead DPAK surface-mount plastic power package.



SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

All $T_c = +25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.

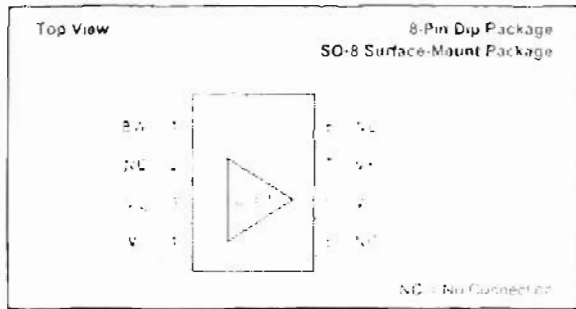
PARAMETER	CONDITION	BUF634P, U, T, F						UNITS
		LOW QUIESCIENT CURRENT MODE			WIDE BANDWIDTH MODE			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
INPUT								
Offset Voltage			1.8	3.0				mV
vs Temperature	Specified Temperature Range		10.0					$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs Power Supply	$V_{CC} = 0.25\text{V}$ to $+18\text{V}$		1.5					mV/V
Input Bias Current	$V_{CC} = 0\text{V}$		2.0	0.2		5.0		μA
Input Impedance	$R_{in} = 100\Omega$		20.0		10.0			M Ω
Noise Voltage	$f = 10\text{kHz}$		2.0					$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
GAIN								
	$R = 10\text{k}\Omega$, $V_{CC} = 0\text{V}$	0.95	0.99					V/V
	$R = 10\text{k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{V}$	0.95	0.99					V/V
	$R = 50\Omega$, $V_{CC} = 15\text{V}$	0.6	1.0					V/V
OUTPUT								
Current Output, Continuous			10.0	100				mA
Voltage Output, Positive	$I_L = 10\text{mA}$	$(V_{OH})_{min}$	2.1	2.1	0			V
Negative	$I_L = 10\text{mA}$	$(V_{OL})_{min}$	-2.1	-2.1	0			V
Positive	$I_L = 100\text{mA}$	$(V_{OH})_{min}$	2.0	2.0	0			V
Negative	$I_L = 100\text{mA}$	$(V_{OL})_{min}$	-2.0	-2.0	0			V
Positive	$I_L = 150\text{mA}$	$(V_{OH})_{min}$	1.9	1.9	0			V
Negative	$I_L = 150\text{mA}$	$(V_{OL})_{min}$	-1.9	-1.9	0			V
Short-Circuit Current			200	1500		1000		mA
DYNAMIC RESPONSE								
Bandwidth, 3dB	$R_L = 1\text{k}\Omega$ $R_{in} = 100\Omega$		50		100			MHz
Slew Rate	20Vpp, $R_L = 100\Omega$		2000					V/ μs
Settling Time, 0.1%	20V Step, $R_L = 100\Omega$		200					ns
1%	20V Step, $R_L = 100\Omega$		50					ns
Differential Gain	1.5MHz, $V_{CC} = 0\text{V}$, $R_L = 150\Omega$		4		0.1			%
Differential Phase	1.5MHz, $V_{CC} = 0\text{V}$, $R_L = 150\Omega$		2		0.1			°
POWER SUPPLY								
Specified Operating Voltage			± 2.25	± 18				V
Operating Voltage Range			± 2.25	± 18				V
Quiescent Current, I_Q	$I_{CC} = 0$		11.5	10		10	20	mA
TEMPERATURE RANGE								
Specification		0		125		4		$^\circ\text{C}$
Operating		-40		125				$^\circ\text{C}$
Storage		-55		150				$^\circ\text{C}$
Thermal Shutdown								$^\circ\text{C}$
Temperature T_{SD}			175					$^\circ\text{C}$
Thermal Resistance θ_{JA}	μ Package ¹⁾		160					$^\circ\text{C}/\text{W}$
θ_{JA}	U Package ²⁾		150					$^\circ\text{C}/\text{W}$
θ_{JA}	T Package ³⁾		65					$^\circ\text{C}/\text{W}$
θ_{JA}	U Package ⁴⁾		6					$^\circ\text{C}/\text{W}$
θ_{JA}	U Package ⁵⁾		55					$^\circ\text{C}/\text{W}$
θ_{JA}	T Package ⁶⁾		9					$^\circ\text{C}/\text{W}$

¹⁾ Specifications the same as Low Quiescent Mode.

NOTES: (1) Tests are performed on high speed automatic test equipment, at approximately 25°C (room temperature). The power dissipation of this device will cause some parameters to shift when warmed up. See typical performance curves for overall device performance. (2) Differential gain is given relative to full supply voltage. See Output voltage specification. (3) Typical when all leads are soldered to a circuit board, as tested for reflow installation.

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, or for the use of such information, shall be entirely at the user's own risk. Products specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the contents 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, safety, or critical systems.

PIN CONFIGURATION



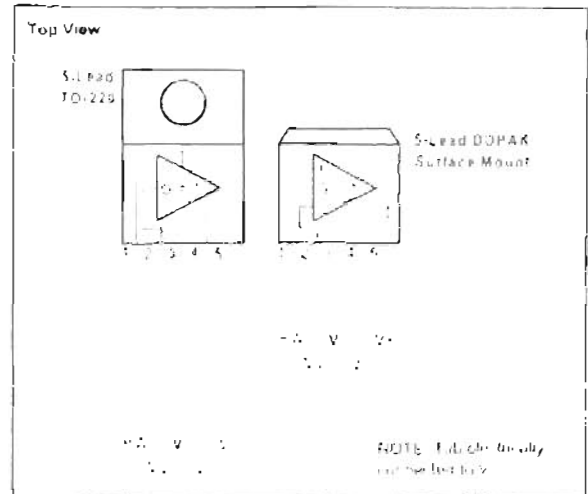
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	+1.8V
Input Voltage Range	-1V
Output Short-Circuit (to ground)	Continuous
Operating Temperature	-40 °C to +125 °C
Storage Temperature	-55 °C to +125 °C
Junction Temperature	+150 °C
Lead Temperature (soldering)	+300 °C

PACKAGE/ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾	TEMPERATURE RANGE
BUF634P	8-Pin Plastic DIP	606	-40 °C to +85 °C
BUF634U	SO-8 Surface Mount	182	-40 °C to +85 °C
BUF634T	5-Lead TO-220	115	40 °C to +85 °C
BUF634F	5-Lead DPAK	125	-40 °C to +85 °C

NOTE (1) For detailed drawing information, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.



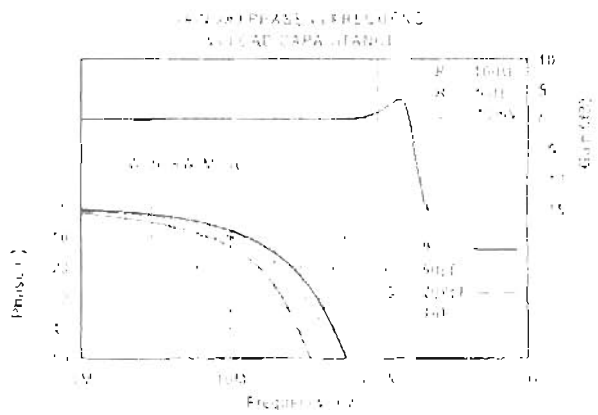
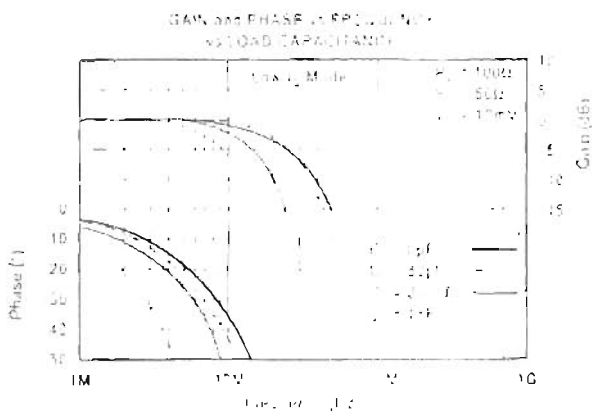
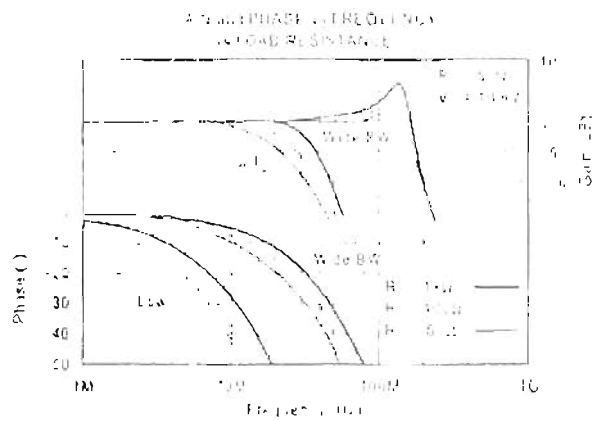
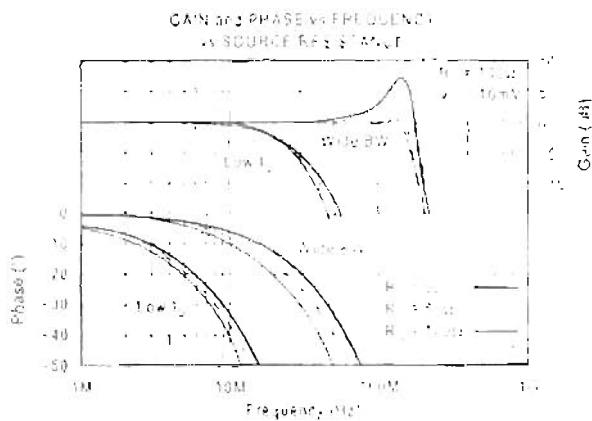
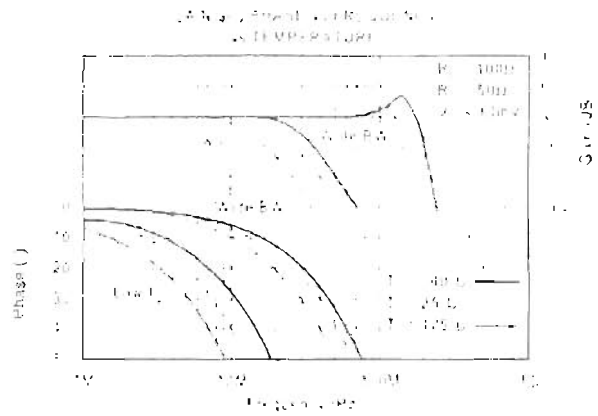
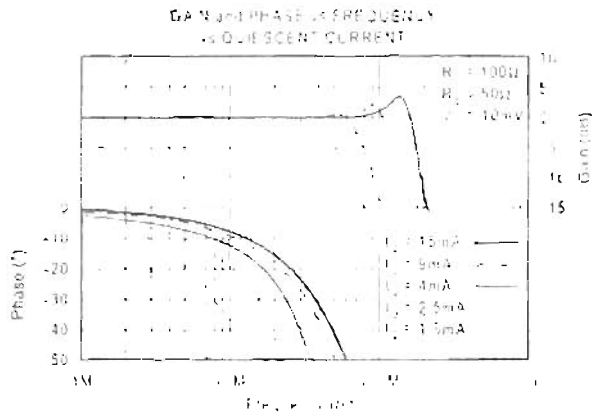
ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

Any 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 published specifications.

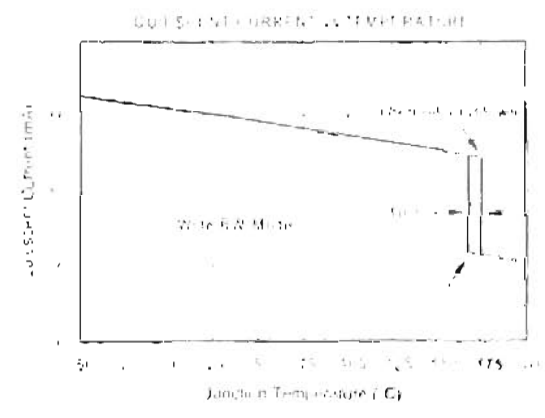
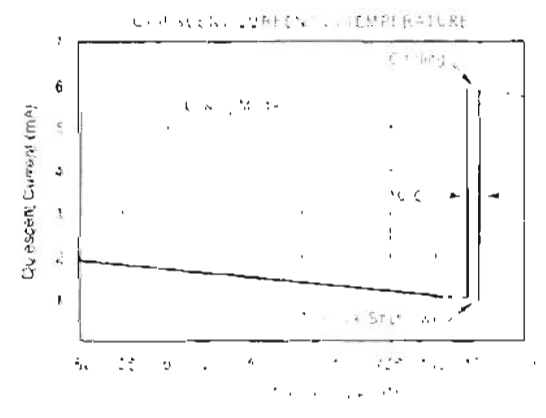
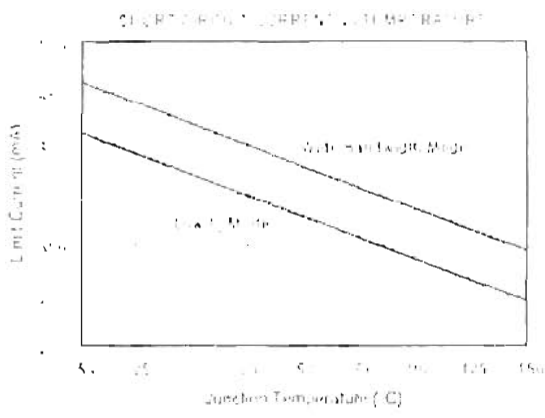
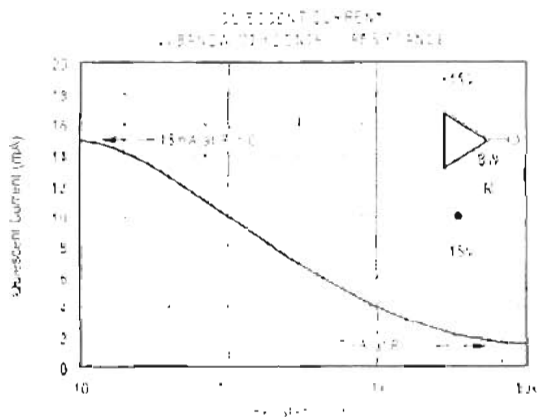
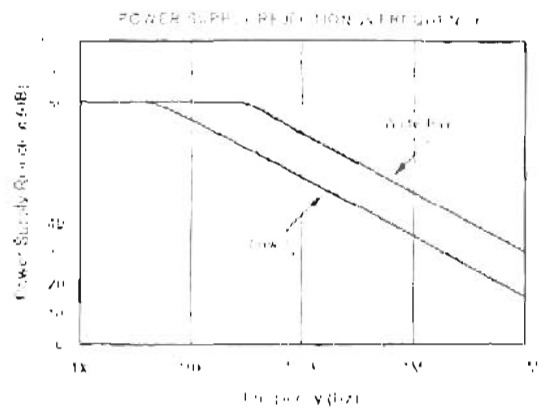
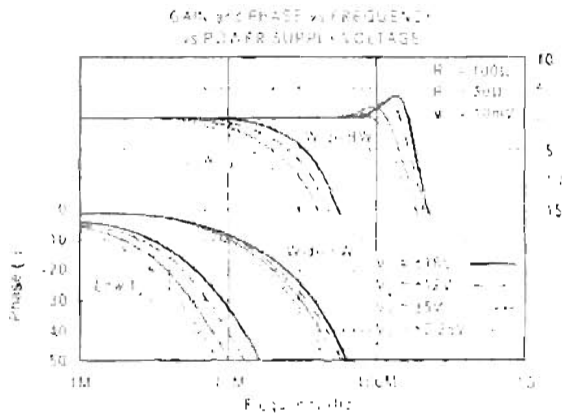
TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +15\text{V}$ (unless otherwise specified).



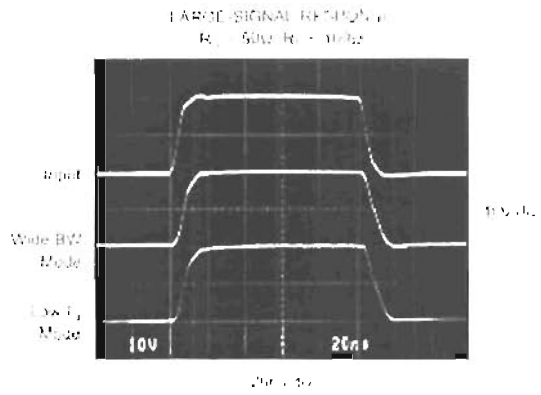
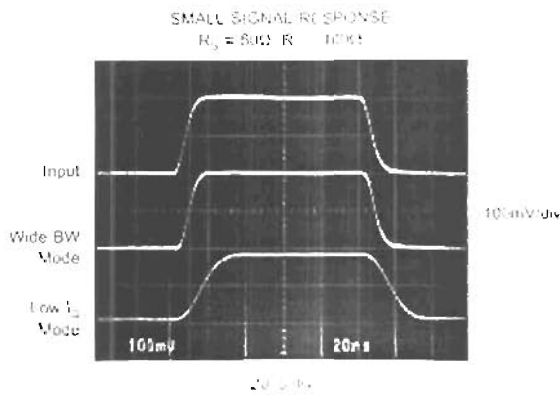
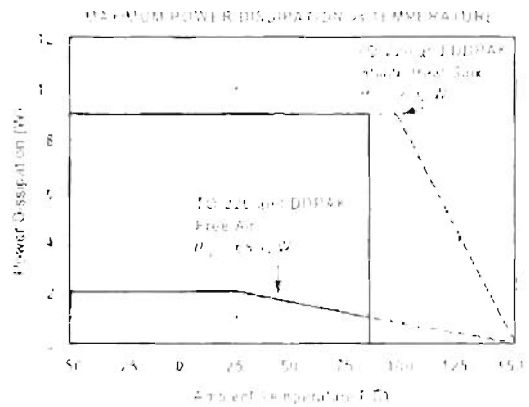
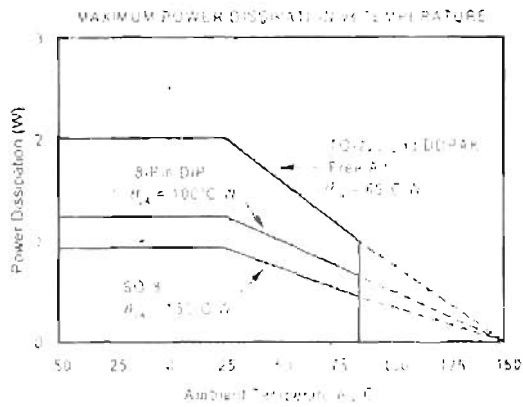
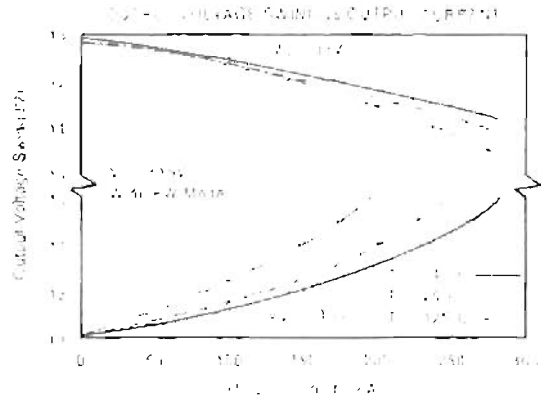
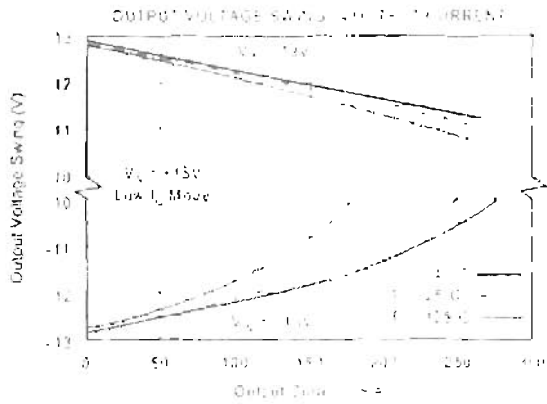
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

REF: BUC634 - 100k, A = 1, V_{DD} = 1.8V



TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_a = +25^\circ\text{C}$, $V_o = +15\text{V}$, unless otherwise noted.



APPLICATION INFORMATION

Figure 1 is a simplified circuit diagram of the BU1634 showing its open-loop complementary follower design.

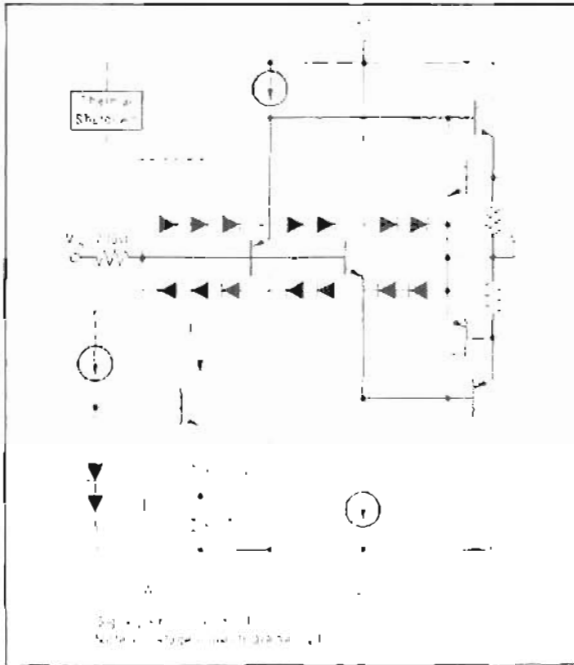


FIGURE 1. Simplified Circuit Diagram

Figure 2 shows the BU1634 connected as an open-loop buffer. The source impedance and optional input resistor, R_i , influence frequency response—see typical curves. Power supplies should be bypassed with capacitors connected close to the device pins. Capacitor values as low as 0.1 μF will assure stable operation in most applications, but high output current and fast output slewing can demand large current transients from the power supplies. Solid tantalum 10 μF capacitors are recommended.

High frequency open-loop applications may benefit from special bypassing and layout considerations—see "High Frequency Applications" at end of applications discussion.

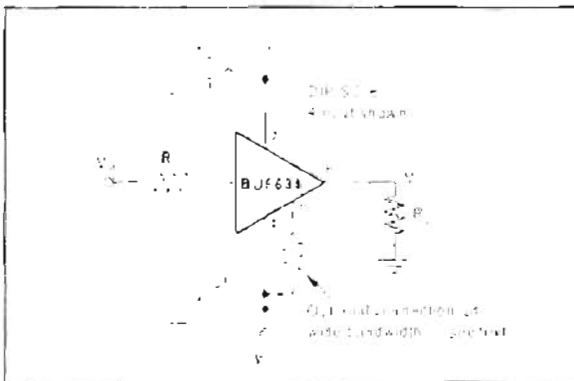


FIGURE 2. Buffer Connections

OUTPUT CURRENT

The BU1634 can deliver up to $\pm 250\text{mA}$ continuous output current. Internal circuitry limits output current to approximately $\pm 350\text{mA}$ —see typical performance curve "Short Circuit Current vs Temperature." For many applications, however, the continuous output current will be limited by thermal effects.

The output voltage swing capability varies with junction temperature and output current—see typical curves "Output Voltage Swing vs Output Current." Although all four package types are tested for the same output performance using a high speed test, the higher junction temperatures with the DIP and SO-8 package types will often provide less output voltage swing. Junction temperature is reduced in the DPAK surface mount power package because it is soldered directly to the circuit board. The TO-220 package used with a good heat sink further reduces junction temperature, allowing maximum possible output swing.

THERMAL PROTECTION

Power dissipated in the BU1634 will cause the junction temperature to rise. A thermal protection circuit in the BU1634 will disable the output when the junction temperature reaches approximately 175°C . When the thermal protection is activated, the output stage is disabled, allowing the device to cool. Quiescent current is approximately 6mA during thermal shutdown. When the junction temperature cools to approximately 165°C the output circuitry is again enabled. This can cause the protection circuit to cycle on and off with a period ranging from a fraction of a second to several minutes or more, depending on package type, signal, load and thermal environment.

The thermal protection circuit is designed to prevent damage during abnormal conditions. Any tendency to activate the thermal protection circuit during normal operation is a sign of an inadequate heat sink or excessive power dissipation for the package type.

TO-220 package provides the best thermal performance. When the TO-220 is used with a properly sized heat sink output is not limited by thermal performance. See Appendix B Bulletin AB-037 for details on heat sink calculations. The DPAK also has excellent thermal characteristics. Its mounting tab should be soldered to a circuit board copper area for good heat dissipation. Figure 3 shows typical thermal resistance from junction to ambient as a function of the copper area. The mounting tab of the TO-220 and DPAK packages is electrically connected to the $V+$ power supply.

The DIP and SO-8 surface mount packages are excellent for applications requiring high output current with low average power dissipation. To achieve the best possible thermal performance with the DIP or SO-8 packages, solder the device directly to a circuit board. Since much of the heat is dissipated by conduction through the package pins, sockets will degrade thermal performance. Use wide circuit board traces on all the device pins, including pins that are not connected. With the DIP package, use traces on both sides of the printed circuit board if possible.

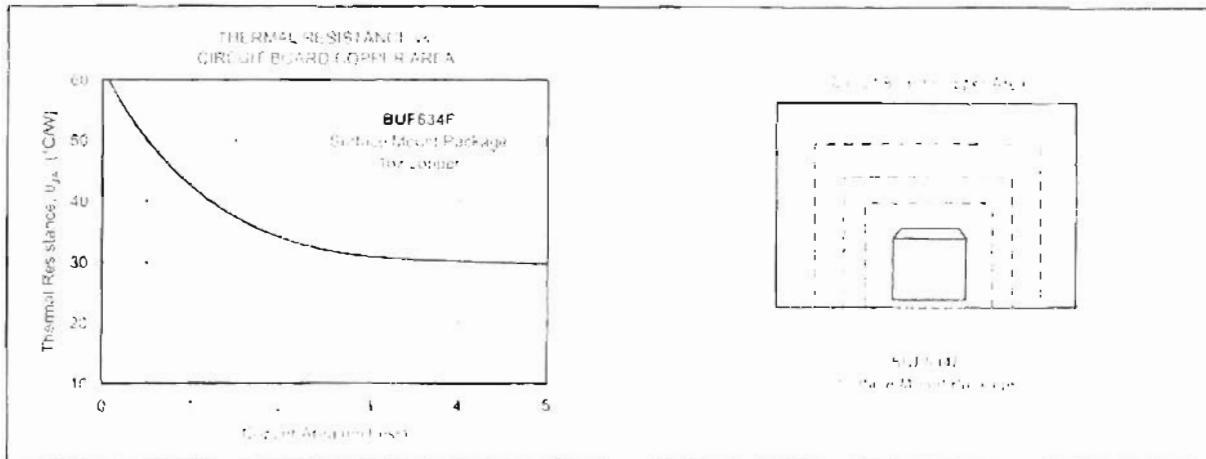


FIGURE 3 Thermal Resistance vs Circuit Board Copper Area

POWER DISSIPATION

Power dissipation depends on power supply voltage, signal and load conditions. With DC signals, power dissipation is equal to the product of output current times the voltage across the conducting output transistor, $V_{CE} - V_{CE(sat)}$. Power dissipation can be minimized by using the lowest possible power supply voltage necessary to assure the required output voltage swing.

For resistive loads, the maximum power dissipation occurs at a DC output voltage of one-half the power supply voltage. Dissipation with AC signals is lower. Application Bulletin AB-039 explains how to calculate or measure power dissipation with unusual signals and loads.

Any tendency to activate the thermal protection circuit indicates excessive power dissipation or an inadequate heat sink. For reliable operation, junction temperature should be limited to 150°C maximum. To estimate the margin of safety in a complete design, increase the ambient temperature until the thermal protection is triggered. The thermal protection should trigger more than 45°C above the maximum expected ambient condition of your application.

INPUT CHARACTERISTICS

Internal circuitry is protected with a diode clamp connected from the input to output of the BUF634 (see Figure 1). If the output is unable to follow the input within approximately 3V (such as with an output short circuit), the input will conduct increased current from the input source. This is limited by the internal 200Ω resistor. If the input source can be damaged by this increase in load current, an additional resistor can be connected in series with the input.

BANDWIDTH CONTROL PIN

The f_{-3dB} bandwidth of the BUF634 is approximately 30MHz in the low quiescent current mode (1.5mA typical). To select this mode, leave the bandwidth control pin open (no connection).

Bandwidth can be extended to approximately 180MHz by connecting the bandwidth control pin to V₊. This increases

the quiescent current to approximately 15mA. Intermediate bandwidths can be set by connecting a resistor in series with the bandwidth control pin (see typical curve "Quiescent Current vs Resistance" for resistor selection). Characteristics of the bandwidth control pin can be seen in the simplified circuit diagram, Figure 4.

The rated output current and slew rate are not affected by the bandwidth control, but the current limit value changes slightly. Output voltage swing is somewhat improved in the wide bandwidth mode. The increased quiescent current when in wide bandwidth mode produces greater power dissipation during low output current conditions. This quiescent power is equal to the total supply voltage, $(V_+ - V_-)$, times the quiescent current.

BOOSTING OP AMP OUTPUT CURRENT

The BUF634 can be connected inside the feedback loop of most op amps to increase output current (see Figure 4). When connected inside the feedback loop, the BUF634's offset voltage and other errors are corrected by the feedback of the op amp.

To assure that the op amp remains stable, the BUF634's phase shift must remain small throughout the loop gain of the circuit. For a $G = 1$ op amp circuit, the BUF634 must contribute little additional phase shift (approximately 20° or less) at the unity-gain frequency of the op amp. Phase shift is affected by various operating conditions that may affect stability of the op amp (see typical Gain and Phase curves).

Most general purpose or precision op amps remain unity-gain stable with the BUF634 connected inside the feedback loop as shown. Large capacitive loads may require the BUF634 to be connected for wide bandwidth for stable operation. High speed or fast-settling op amps generally require the wide bandwidth mode to remain stable and to assure good dynamic performance. To check for stability with an op amp, look for oscillations or excessive ringing on signal pulses with the intended load and worst case conditions that affect phase response of the buffer.

HIGH FREQUENCY APPLICATIONS

The BUF634's excellent bandwidth and fast slew rate make it useful in a variety of high-frequency open-loop applications. When operated open-loop, circuit board layout and bypassing technique can affect dynamic performance.

For best results, use a ground plane type circuit board layout and bypass the power supplies with 0.1µF ceramic chip

capacitors at the device pins in parallel with solid tantalum 10µF capacitors. Source resistance will affect high-frequency peaking and step response overshoot and ringing. Best response is usually achieved with a series input resistor of 25Ω to 200Ω, depending on the signal source. Response with some loads (especially capacitive) can be improved with a resistor of 10Ω to 150Ω in series with the output.

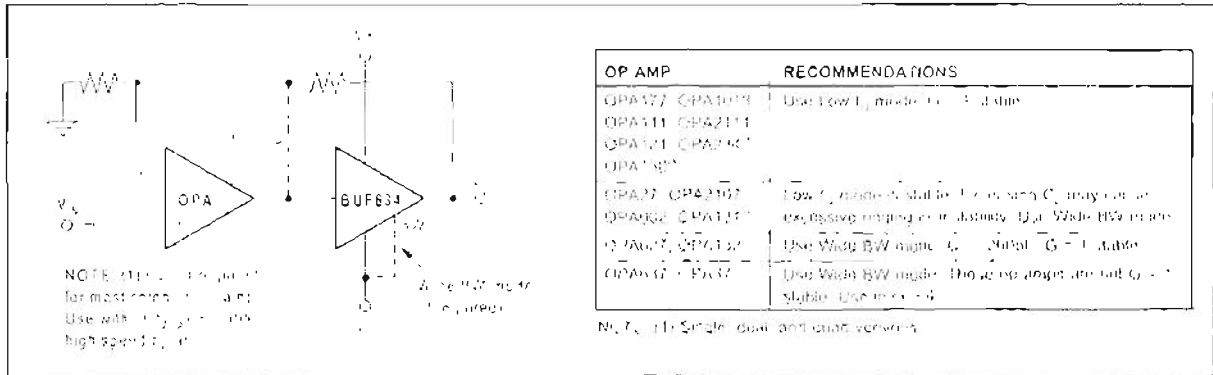


FIGURE 4. Boosting Op Amp Output Current

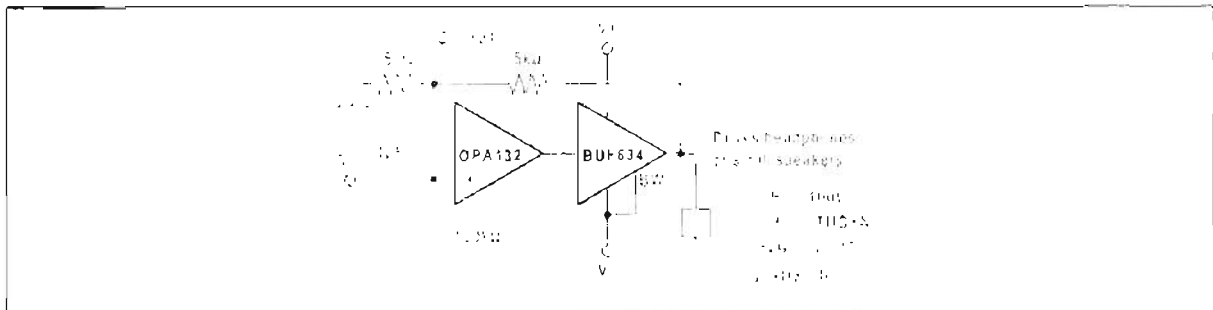


FIGURE 5. High Performance Headphone Driver

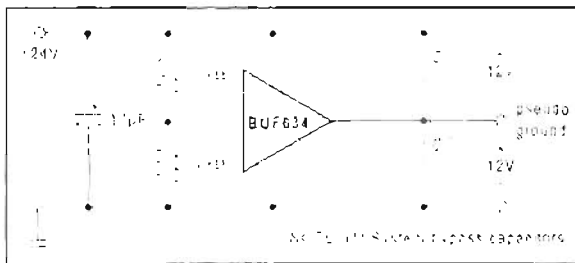


FIGURE 6. Pseudo-Ground Driver

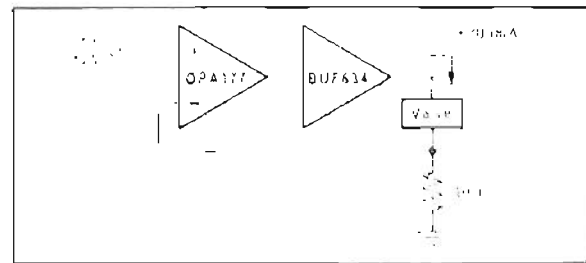


FIGURE 7. Current-Output Valve Driver

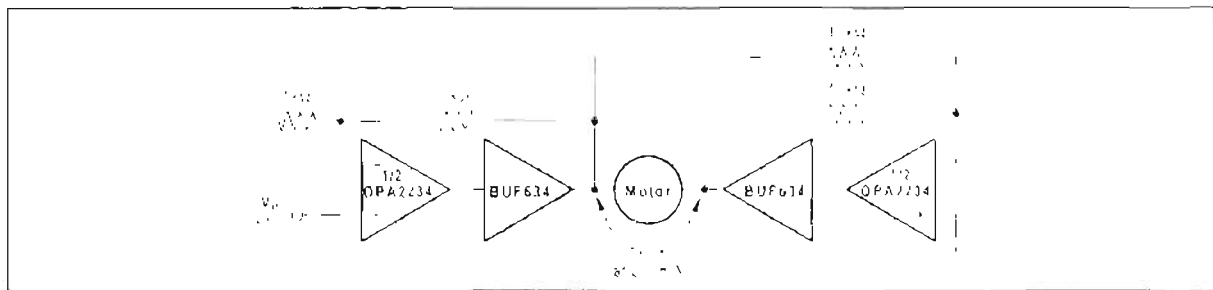


FIGURE 8. Bridge-connected Motor Driver

