

Amplificador de instrumentación programable digital de deriva cero

Características

Ganancia programable digital/pin
 $G = 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64$ o 128
 Rango especificado de 40°C a $+125^\circ\text{C}$
 $50 \text{ nV}/^\circ\text{C}$ Deriva de desplazamiento de entrada máxima
 Deriva de ganancia máxima de $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
 Excelente rendimiento de CC
 CMR mínima de 80 dB , $G=1$
 Tensión de offset de entrada máxima de $15 \mu\text{V}$
 Corriente de polarización máxima de 500 pA
 $0,7 \mu\text{V}$ p-p ruido ($0,1 \text{ Hz}$ a 10 Hz)
 Buen rendimiento de AC
 $2,7 \text{ MHz}$ de ancho de banda, $G=1$
 $1.1\text{V}/\mu\text{s}$ Slew Rate
 Salida de carril a carril
 Apagado/multiplexado
 Amplificadores operacionales adicionales
 Rango de fuente de alimentación única: 3 V a 5 V
 Rango de fuente de alimentación dual: $\pm 1.5 \text{ V}$ a $\pm 2.5 \text{ V}$
 Adecuado para aplicaciones automotrices

Aplicación

Sensores de presión y deformación
 Termopar y RTD
 Instrumentación programable
 Control industrial
 Báscula de pesaje
 Control del coche

INSTRUCCIONES

El AD8231 es un amplificador de instrumentación de riel a riel de baja deriva con ganancias programables por software de 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 o 128. Las ganancias se programan a través de lógica digital o agrupamiento de pines. El AD8231 es ideal para aplicaciones que requieren un rendimiento preciso en un amplio rango de temperaturas, como detección industrial de temperatura y registro de datos. Debido a que la resistencia de ajuste de ganancia es interna, la deriva máxima de ganancia es de solo $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ para ganancias de 1 a 32. Gracias a la etapa de entrada de auto-cero, el desplazamiento de entrada máximo es de $15 \mu\text{V}$ y la deriva de desplazamiento de entrada máxima es de solo $50 \text{ nV}/^\circ\text{C}$. Para $G = 1$, el CMRR es de 80 dB , aumentando a 110 dB a ganancias más altas.

El AD8231 también incluye un amplificador operacional sin compromiso que se puede utilizar para ganancia adicional, excitación diferencial de señal o filtrado. Como

Diagrama de bloques funcional

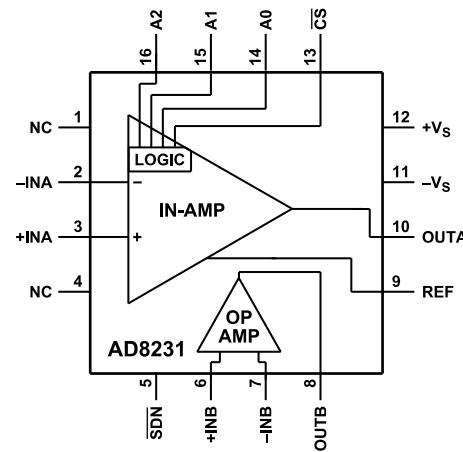


Figura 1.

Cuadro 1. Instrumentos y amplificadores diferenciales por categoría

Alto Rendimiento	Bajo costo	Alto Voltaje	Mínimos	Bajos Gánancias digitales de potencia
AD8221	AD623 ¹	AD628	EI AD 620	AD627 ¹
AD8220 ¹	AD8553 ¹	AD629	AD621	EI AD 8250
AD8222			EI AD 524	AD8251
AD8224 ¹			EI AD 526	AD8555 ¹
			EI AD 624	AD8556 ¹
				AD8557 ¹

¹ Salida de riel a riel.

El amplificador de entrada, el amplificador operacional tiene una arquitectura de auto-cero, una entrada de riel a riel y una salida de riel a riel.

El AD8231 tiene una función de corte para reducir la corriente hasta un máximo de $1 \mu\text{A}$. Cuando están apagados, ambos amplificadores también tienen una alta impedancia de salida, lo que hace que sea fácil multiplicar múltiples amplificadores sin conmutadores adicionales.

El AD8231 es adecuado para un rango de temperatura industrial extendido de 40°C a $+125^\circ\text{C}$. Tiene un LFCSP de 16 pines de $4 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$.

Soporte técnico

resultar de su uso. Las especificaciones están sujetas a cambios sin previo aviso. Ninguna patente o derecho de patente de Analog Devices otorga ninguna licencia, implícita o de otra manera. Las marcas comerciales y las marcas registradas son propiedad de sus respectivos dueños.

Catálogo

Características	1	Selección de ganancia	18
Apli cación	1	Ter mi nal de referenc ia	18
Di agrama de bloques funcional	1	Di seño	18
Instrucciones generales	1	Ruta de retorno de corriente de polari zació n	19
Especifi caci ón	3	Entrar	19
Cal i fi caci ón m áxi ma absolu ta	7	Protecció n	19
Resi stenci a térmica	7	Entrar	19
Máxi ma disipaci ón de potencia	7	Radi ofrecuencia	19
ADVERTENCIA ESD	7	Interferencia	19
Descripción de la función de configura ci ón del pin	Y 8	Rango de entrada de voltaje de modo comú n	20
Características de rendimiento típicas	9	Reducción del ruido	20
Instrumento de rendimiento ampli ficator		Aplicación	20
Curva	9	21 Informaci ón	21
Curva de rendimiento del ampli ficator		Salida diferencial	21
operacion al	15	Mul ti plex	21
La curva de rendimiento es válida para		Utilice el AD8231 con una fuente de	
ambos ampli ficators	17	alimentaci ón bipolar	21
Operaciones teóricas		Filtro de teclas Sallen	21
... De 18		Dimensio nes exteriores	23
Arquitectura del ampli ficator	18	Guía de pedido	23
		Comité de Evaluaci ón	23
		Productos automotrices	23

Historial de revisiones

7/2023-Rev. E a la versi ón F	
Cambios en el t ítulo de la figura 27	13
Dimensio nes de perfil actualizadas	23
CAMBIOS EN LAS GUÍAS DE	23

Especificaci ón

A menos que se indique lo contrario, $V_S = 5 \text{ V}$, $V_{\text{ref}} = 2,5 \text{ V}$, $G = 1$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ \text{C}$.

Cuadro 2.

Parámetros	Condiciones	Tipo	mínimo	Unidad	máxima
Vol taje de compensaci ón del amplificador de instrumentaci ón					
Offset de entrada, deriva de temperatura media VOSI					
Offset de salida, deriva de temperatura media VOSO	$V_{\text{OS RTI}} = V_{\text{OSI}} + V_{\text{OSO}}/G$				
Corriente de entrada Corriente de polarizaci ón de entrada	$T_A = 40^\circ \text{C} \text{ a } +125^\circ \text{C}$				
Corriente de desplazamiento de entrada	$T_A = 40^\circ \text{C} \text{ a } +125^\circ \text{C}$				
Ganancias					
Error de ganancia	$T_A = 40^\circ \text{C} \text{ a } +125^\circ \text{C}$				
$G=1$					
$G=2$ a 128					
Gain Drift	$T_A = 40^\circ \text{C} \text{ a } +125^\circ \text{C}$				
$G=1$ a 32	1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 o 128				
$G=64$					
$G=128$					
Lineal	$T_A = 40^\circ \text{C} \text{ a } +125^\circ \text{C}$				
CMRRG = 1					
$G=2$	0.2V a 4,8 V, carga de 10 k				
$G=4$	0.2V a 4,8 V, carga de 2 k				
$G=8$					
$G=16$					
$G=32$					
$G=64$					
$G=128$					
Ruido					
Ruido de tensi ón de entrada, eni					
	20	100	pA		
	en= (eni 2+(eno/G)2), V_{IN+} , $V_{IN-}=2,5 \text{V}$ $f=1 \text{kHz}$	0.5	nA		
	$f=1 \text{kHz}, T_A = -40^\circ \text{C}$	0.05	%		
	$f=1 \text{kHz}, T_A = 125^\circ \text{C}$ $f=0,1 \text{ Hz}$ a 10 Hz	0.8	%		
	$f=1 \text{kHz}, T_A = -40^\circ \text{C}$	3	ppm/ $^\circ \text{C}$		
	$f=1 \text{kHz}, T_A = 125^\circ \text{C}$ $f=0,1 \text{ Hz}$ a 10 Hz $f=10 \text{Hz}$	4	ppm/ $^\circ \text{C}$		
		10	ppm/ $^\circ \text{C}$		
		3	ppm 5		
		80	ppm		
		86	dB		
		92	dB		
		98	dB		
		104	dB		
		110	dB		
		110	dB		
		110	dB		
RUIDO ACTUAL					
Otras caracter ísticas de entrada Impedancia de entrada de modo com n Relaci ón de rechazo de la fuente de alimentaci ón Rango de voltaje de funcionamiento de entrada					
Entrada de referencia Impedancia de entra- da Rango de vol taje					
	32		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$		
	27		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$		
	39		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$		
	0.7		$\mu\text{V p-p}$		
	58		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$		
	50		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$		
	70		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$		
	1.1		$\mu\text{V p-p}$		
	20		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$		
	10 5		G pF		
	100	115	dB		
	0.05		V		
	28		K		
	-0.2	+5.2	V		

Especificaci ón

Cuadro 2. (continuaci ón)

Parámetros	Condiciones	Tipo	mínimo	Unidad	máxima
Rendimiento dinámico					
Ancho de banda					
G = 1			2.7	MHz	
G = 2			2.5	MHz	
Producto de ancho de banda de ganancia					
G=4 a 128			7	MHz	
Tarifa Slew			1.1	V/μs	
Características de salida					
Alto voltaje de salida	RL=100 k a tierra	4.9	4.94	V	
	RL=10 k a tierra	4.8	4.88	V	
Bajo voltaje de salida	RL=100 k a 5 V		60	100	mV
	RL=10 k a 5 V		80	200	mV
Corriente de cortocircuito			70		Caballo
Interfaz digital					
Voltaje de entrada bajo	TA = 1 40. Ca +125. C			1.0	V
Alto voltaje de entrada	TA = 1 40. Ca +125. C	4.0		V	
Tiempo de ajuste para CS alto	TA = 1 40. Ca +125. C	50		ns	
Tiempo de retención después de CS alto	TA = 1 40. Ca +125. C	20		ns	
Amplificador operacional					
Características de entrada					
Voltaje de desplazamiento, su		5	15	μV	
Deriva de temperatura	TA = 1 40. Ca +125. C	0.01	0.06	μV/. C	
Corriente de polarización de entrada	TA = 1 40. Ca +125. C	250	500	pA	
			5	nA	
Corriente de desplazamiento de entrada	TA = 1 40. Ca +125. C	20	100	pA	
			0.5	nA	
Rango de voltaje de entrada		0.05	4.95	V	
Ganancia de bucle abierto		100	120	V/mV	
Relación de rechazo de modo común		100	120	dB	
Relación de rechazo de fuente de alimentación		100	110	dB	
Densidad de ruido de voltaje		20		nV/√Hz	
Ruido	f = 0,1 Hz a 10 Hz	0.4		μV p-p	
Rendimiento dinámico					
Producto de ancho de banda de ganancia			1	MHz	
Tarifa Slew			0.5	V/μs	
Características de salida					
Alto voltaje de salida	RL=100 k a tierra	4.9	4.96	V	
	RL=10 k a tierra	4.8	4.92	V	
Bajo voltaje de salida	RL=100 k a 5 V		60	100	mV
	RL=10 k a 5 V		80	200	mV
Corriente de cortocircuito			70		Caballo
Dos amplificadores					
Fuente de alimentación					
Corriente estática		4	5	Caballo	
Corriente de reposo (apagado)		0.01	1	μA	

Especificación

A menos que se indique lo contrario, VS = 3,0 V, Vref = 1,5 V, TA = 25 °C, G = 1, RL = 10 kΩ.

Cuadro 3.

Parámetros	Condiciones	Tipo mínimo	Unidad máxima
Amplificador de instrumentación			
Voltaje de desplazamiento	$V_{OS} = V_{OSI} + V_{OSO}/G$	4 0.01 15	15 0.05 μV
Offset de entrada, VOSI		0.01	μV
Desplazamiento de la temperatura media		0.05	μV/°C
Offset de salida, VOSO		15	μV
Corriente de entrada de deriva de temperatura media		0.05	μV/°C
Corriente de polarización de entrada	TA = 40°C a +125°C	250 5	500 pA nA
Corriente de desplazamiento de entrada	TA = 40°C a +125°C	20	100 0.5 pA nA
Ganancias	1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 o 128		
Error de ganancia			
G = 1		0.05	%
G = 2 a 128		0.8	%
Gain Drift	TA = 40°C a +125°C	3 4	10 20 ppm/°C
G = 1 a 32		3	ppm/°C
G = 64		4	
G = 128 CMRR		10	30 ppm/°C
G = 1		80	dB
G = 2		86	
G = 4		92	
G = 8		98	
G = 16		104	
G = 32		110	
G = 64		110	
G = 128		110	
Ruido	$e_n = \sqrt{(e_{ni}^2 + (e_{no}/G)^2)}$ VIN+, VIN = 2,5 V, TA = 25 °C		
Ruido de tensión de entrada, eni	f = 1 kHz	40	nV/√Hz
	f = 1 kHz, TA = -40°C	35	nV/√Hz
	f = 1 kHz, TA = 125°C	48	nV/√Hz
	f = 0,1 Hz a 10 Hz	0.8	μV p-p
Ruido de tensión de salida, eno	f = 1 kHz	72	nV/√Hz
	f = 1 kHz, TA = -40°C	62	nV/√Hz
	f = 1 kHz, TA = 125°C	83	nV/√Hz
	f = 0,1 Hz a 10 Hz	1.4	μV p-p
RUIDO ACTUAL	f = 10 Hz	20	fA/√Hz
Otras características de entrada			
Impedancia de entrada de modo común		10 5	G pF
Relación de rechazo de fuente de alimentación		100	dB
Entrada Rango de voltaje de funcionamiento		115	
Entrada de referencia		0.05	2.95
Impedancia de entrada		28	K pF
Rango de voltaje		-0.2	+3.2

Especificaci ón

Cuadro 3. (continuaci ón)

Parámetros	Condiciones	Tipo	mínimo	Unidad	máxima
Rendimiento dinámico					
Ancho de banda					
G = 1			2.7	MHz	
G = 2			2.5	MHz	
Producto de ancho de banda de ganancia					
G=4 a 128			7	MHz	
Tarifa Slew			1.1	V/μs	
Características de salida					
Alto voltaje de salida	RL=100 k a tierra	2.9	2.94	V	
	RL=10 k a tierra	2.8	2.88	V	
Bajo voltaje de salida	RL=100 k a 3 V		60	100	mV
	RL=10 k a 3 V		80	200	mV
Corriente de cortocircuito			40	Caballo	
Interfaz digital					
Voltaje de entrada bajo	TA = 1 40. Ca +125. C			0.7	V
Alto voltaje de entrada	TA = 1 40. Ca +125. C	2.3		V	
Tiempo de ajuste para CS alto	TA = 1 40. Ca +125. C		60	ns	
Tiempo de retención después de CS alto	TA = 1 40. Ca +125. C		20	ns	
Amplificador operacional					
Características de entrada					
Voltaje de desplazamiento, su			5	15	μV
Deriva de temperatura	TA = 1 40. Ca +125. C		0.01	0.06	μV/. C
Corriente de polarización de entrada	TA = 1 40. Ca +125. C		250	500	pA
				5	nA
Corriente de desplazamiento de entrada	TA = 1 40. Ca +125. C		20	100	pA
				0.5	nA
Rango de voltaje de entrada			0.05	2.95	V
Ganancia de bucle abierto			100	120	V/mV
Relación de rechazo de modo común			100	120	dB
Relación de rechazo de fuente de alimentación			100	110	dB
Densidad de ruido de voltaje				27	nV/√Hz
Ruido	f = 0,1 Hz a 10 Hz			0.6	μV p-p
Rendimiento dinámico					
Producto de ancho de banda de ganancia			1	MHz	
Tarifa Slew			0.5	V/μs	
Características de salida					
Alto voltaje de salida	RL=100 k a tierra	2.9	2.96	V	
	RL=10 k a tierra	2.8	2.82	V	
Bajo voltaje de salida	RL=100 k a 3 V		60	100	mV
	RL=10 k a 3 V		80	200	mV
Corriente de cortocircuito			40	Caballo	
Dos amplificadores					
Fuente de alimentación					
Corriente estática			3.5	4.5	Caballo
Corriente de reposo (apagado)			0.01	1	μA

Calificación máxima absoluta

Cuadro 4.

Parámetros	Calificación
Tensión de la fuente de alimentación	6 V indefinido
Salida Corriente de cortocircuito	VS 0,3 V a +VS +0,3 V
Tensión de entrada (modo común)	VS 0,3 V a +VS +0,3 V
Tensión de entrada diferencial	-65 ° C a +150 ° C
Rango de temperatura de almacenamiento	-40° C a +125° C
Rango de temperatura de funcionamiento	130 ° C
Temperatura de transición vítreo del encapsulado ESD (manequín)	1,5 kV
ESD (Modelo de equipo en vivo)	1,5 kV
ESD (modelo de máquina)	0,2 kV

¹ Para temperaturas de unión entre 105° C y 130° C, el funcionamiento de cortocircuito durante más de 1000 horas puede afectar a la fiabilidad de la pieza.

Alcanzar o superar las tensiones enumeradas bajo la calificación máxima absoluta puede causar daños permanentes al producto. Esto es simplemente una escala de presión; No se implica el funcionamiento funcional del producto en estas condiciones o en cualquier otra condición que sea superior a las indicadas en la sección de funcionamiento de esta descripción. El funcionamiento por encima de las condiciones máximas de funcionamiento durante períodos prolongados puede afectar a la fiabilidad del producto.

Resistencia térmica

Cuadro 5.

Almohadillas térmicas	sr	Unidad
Solidado a la placa de circuito	54	°C/W
No soldado a la placa de circuito	96	°C/W

Los valores de JA en la Tabla 5 suponen una placa estándar JEDEC de 4 capas. Si la almohadilla caliente está soldada a la placa, también se supone que está conectada a una superficie plana. El JC en las almohadillas expuestas fue de 6,3 ° C/W.

Máxima dissipación de potencia

El consumo máximo de energía segura del AD8231 está limitado por el aumento de temperatura de unión (TJ) asociado en el chip. A aproximadamente 130° C (es decir, la temperatura de transición vítreo), el plástico cambia sus propiedades. Incluso un excedimiento temporal de este límite de temperatura puede alterar la tensión ejercida por el paquete sobre la matriz, cambiando de este modo permanentemente el rendimiento paramétrico del amplificador. Temperaturas superiores a 130° C durante períodos prolongados pueden provocar una pérdida de función.

ADVERTENCIA ESD



Dispositivo sensible a ESD (descarga electrostática). Los dispositivos en vivo y las placas de circuito pueden descargarse sin ser detectados. Aunque el producto tiene un circuito de protección patentado o patentado, los dispositivos que sufren ESD de alta energía pueden dañarse. Por lo tanto, se deben tomar las precauciones de ESD apropiadas para evitar la degradación del rendimiento o la pérdida de funcionalidad.

Configuración de pines y descripción de la función

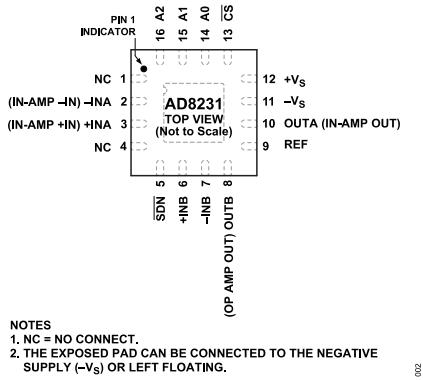


Figura 2. CONFIGURACIÓN PIN

Cuadro 6. Descripción de la función del pin

Código Pin	Mnemonic	Descripción
1	NC	No hay conexión.
2	-INA (IN-AMP -IN) +INA (entrada-amplificador + entrada)	Entrada negativa del amplificador de instrumentación.
3		Entrada positiva del amplificador de instrumentación.
4	NC	No hay conexión.
5	SDN	Apaga el teléfono.
6	+INB	Entrada positiva del amplificador operacional.
7	-INB	Entrada negativa del amplificador operacional.
8	OUTB (salida del amplificador operacional)	Salida del amplificador operacional.
9	Referencias	Pin de referencia del amplificador de instrumentación. Debería ser accionado con baja impedancia. La salida se refiere a este pin.
10	OUTA (salida del amplificador de entrada)	Salida del amplificador de instrumentación.
11	-VS	Fuente de energía negativa. Conectarse a tierra en aplicaciones de una sola fuente de alimentación.
12	+VS	Fuente de energía positiva.
13	CS	Selección de chips. Habilitar la interfaz lógica digital.
14	A0	Bit de ajuste de ganancia (LSB).
15	A1	Bit de ajuste de ganancia.
16	A2EPAD	Almohadillas expuestas. Puede ser conectado a la fuente de alimentación negativa (-VS) o flotante izquierdo.

Características de rendimiento típicas

Curva de rendimiento del amplificador de instrumentación

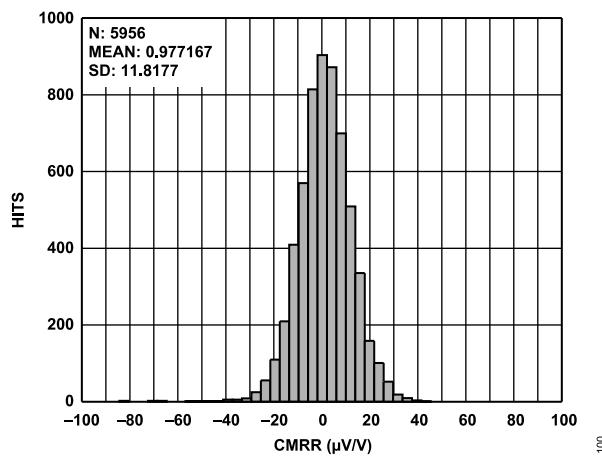
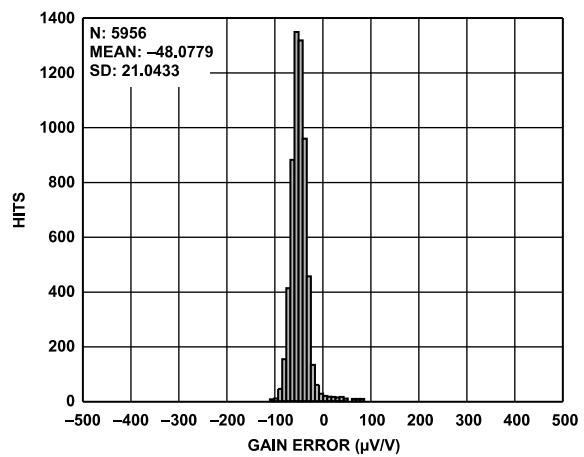
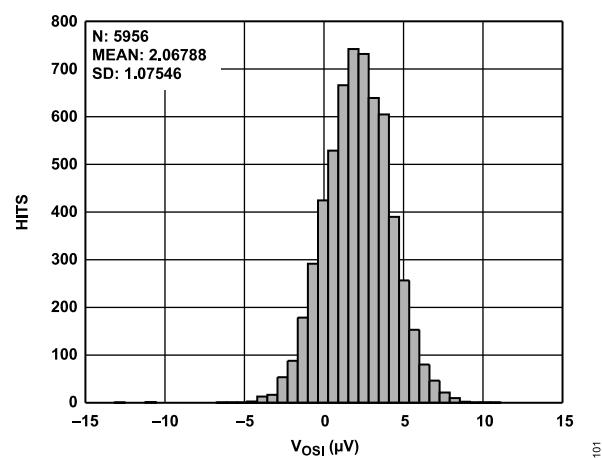
Figura 3. Distribución CMRR del amplificador de Instrumentación, $G=1$ Figura 6. Perfil de ganancia del amplificador de Instrumentación, $G=1$ 

Figura 4. Distribución de voltaje de compensación de entrada del amplificador de instrumentación

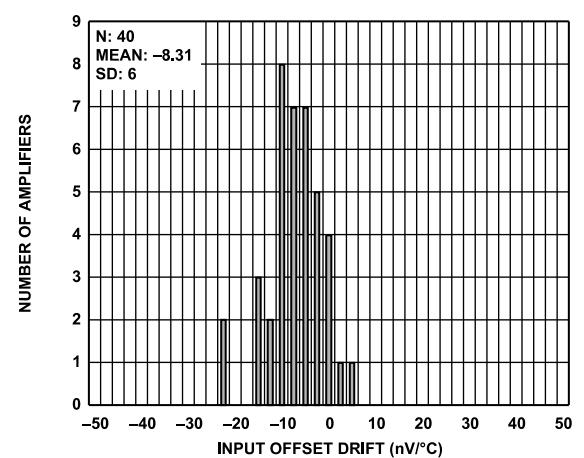
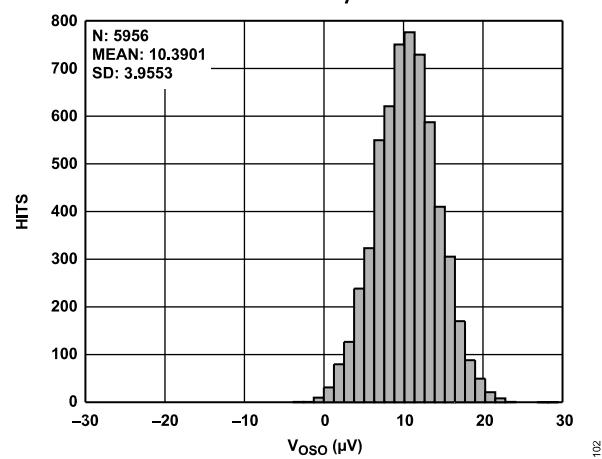
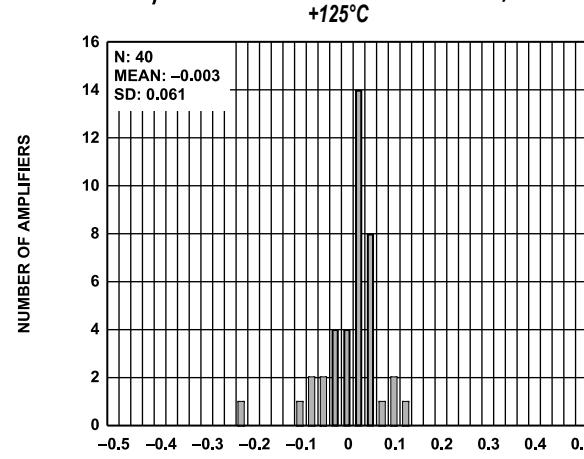
Figura 7. Deriva de voltaje de desplazamiento de entrada del amplificador de Instrumentación, 40°C a $+125^{\circ}\text{C}$ 

Figura 5. Distribución de voltaje de desplazamiento de salida del amplificador de instrumentación

Figura 8. Desplazamiento de salida del amplificador de instrumentación, -40°C a $+125^{\circ}\text{C}$

Características de rendimiento típicas

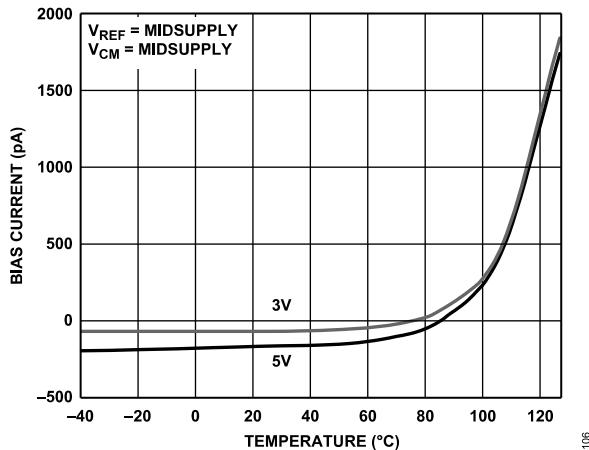


Figura 9. Relación entre corriente de polarización del amplificador de Instrumentación y temperatura

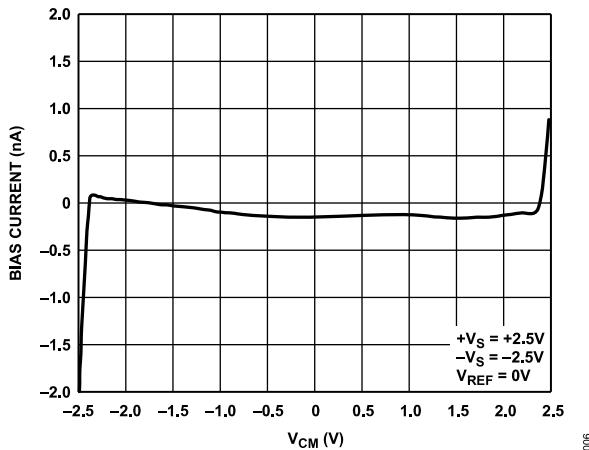


Figura 10. Corriente de polarización del amplificador de Instrumentación y modo común Voltaje, 5 V

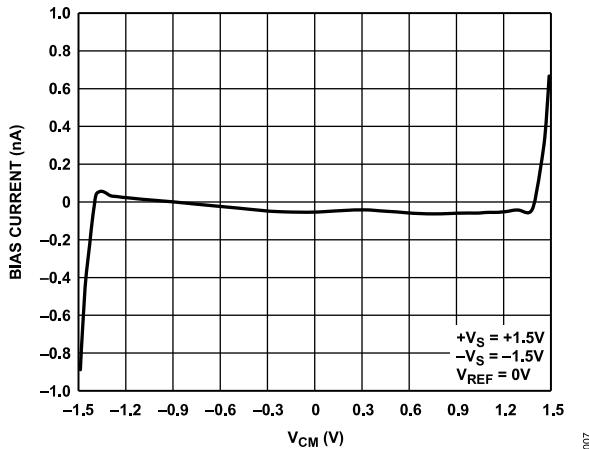


Figura 11. Corriente de polarización del amplificador de Instrumentación y voltaje de modo común, 3 V

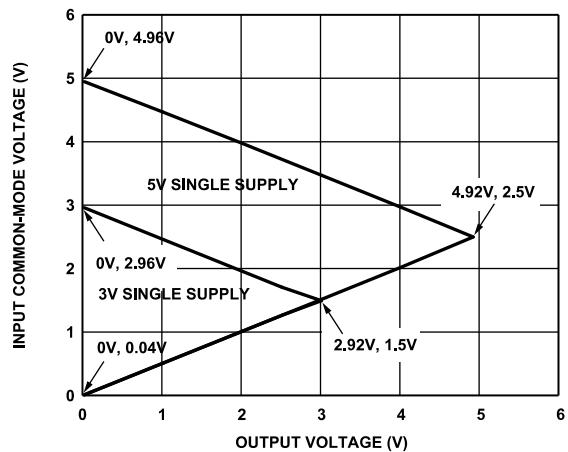


Figura 12. Rango y salida de modo común de entrada del amplificador de Instrumentación Voltaje, todas las ganancias, $V_{REF}=0\text{ V}$

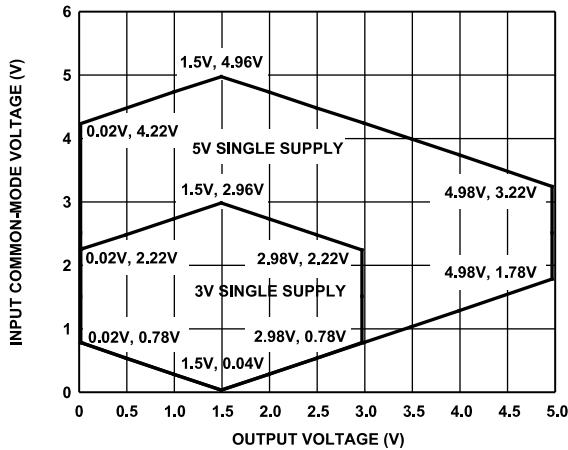


Figura 13. Rango y salida de modo común de entrada del amplificador de instrumentación Voltaje, todas las ganancias, $V_{REF} = 1,5\text{ V}$

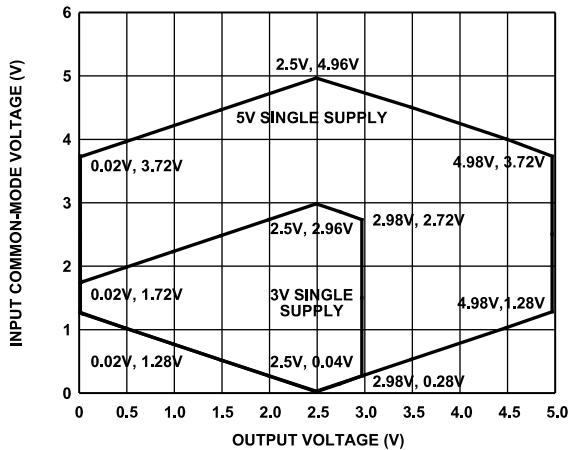
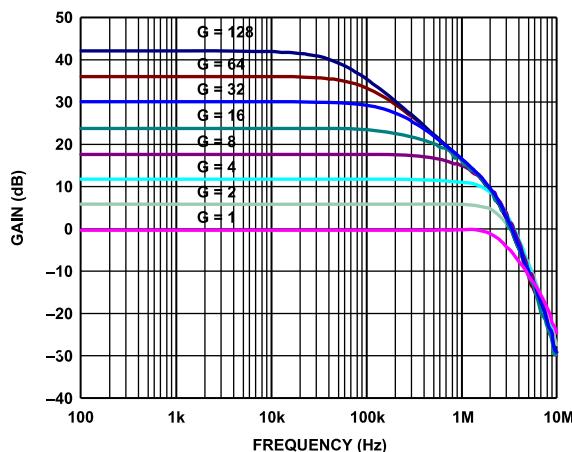
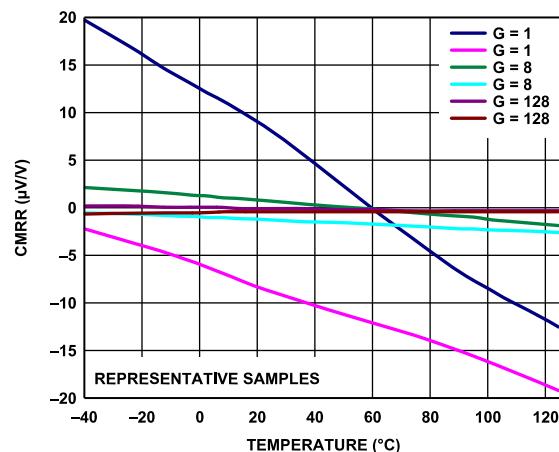


Figura 14. Rango y salida de modo común de entrada del amplificador de instrumentación Voltaje, todas las ganancias, $V_{REF}=2,5\text{ V}$

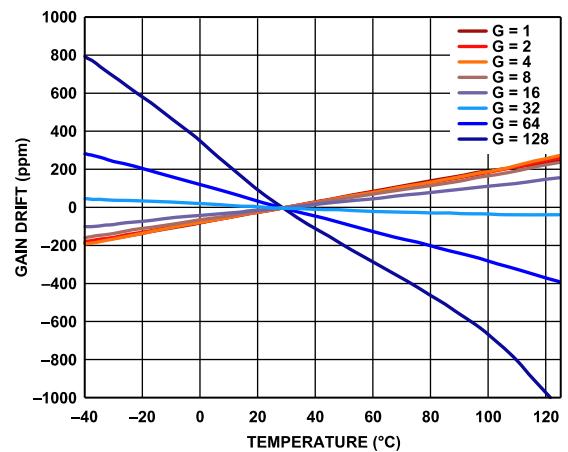
Características de rendimiento típicas



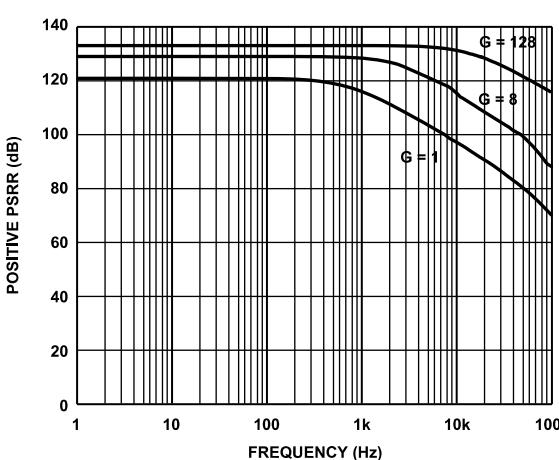
009



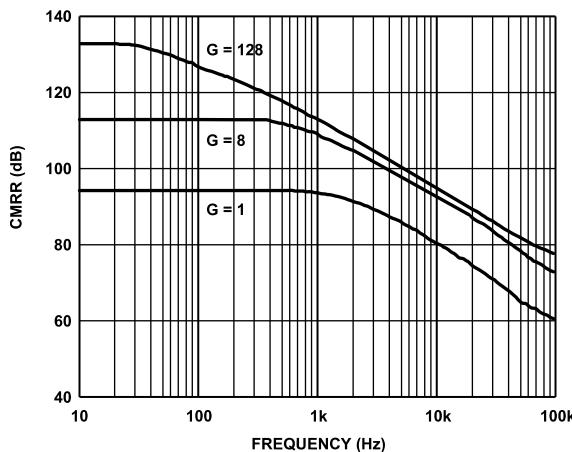
118



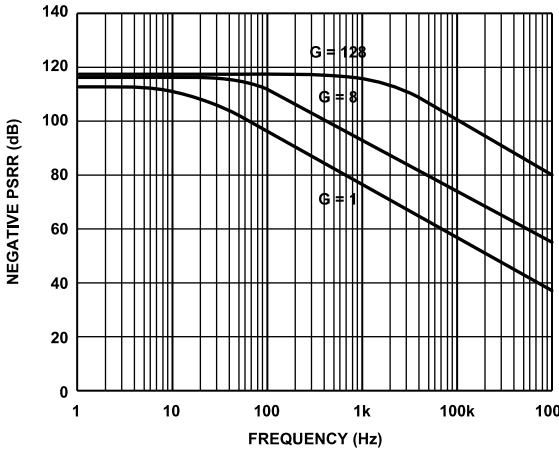
116



146



010



147

Características de rendimiento típicas

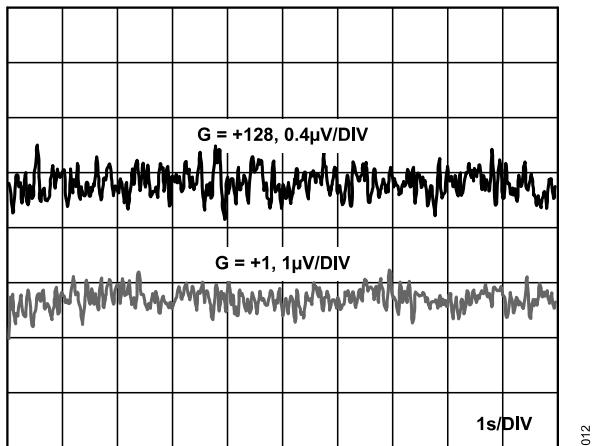
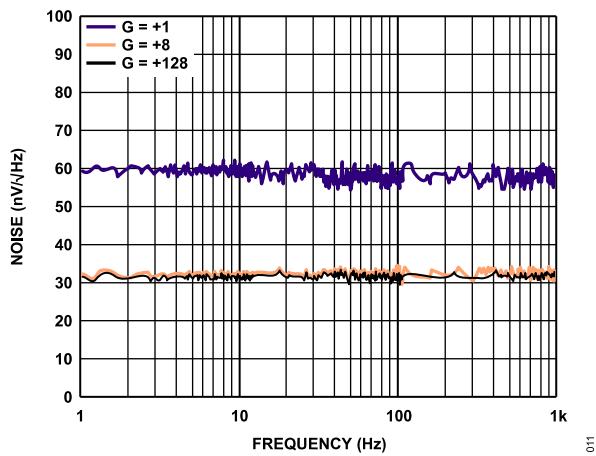
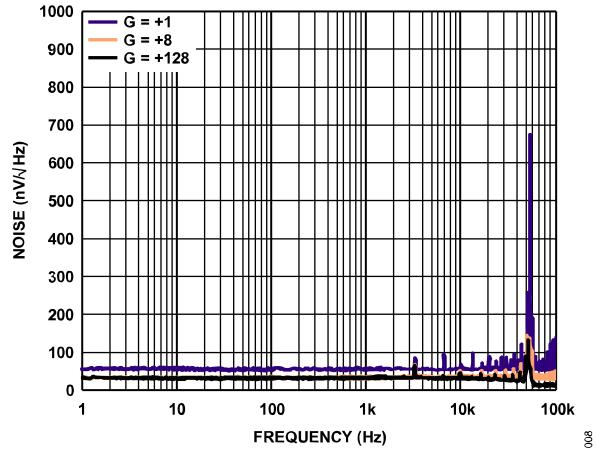
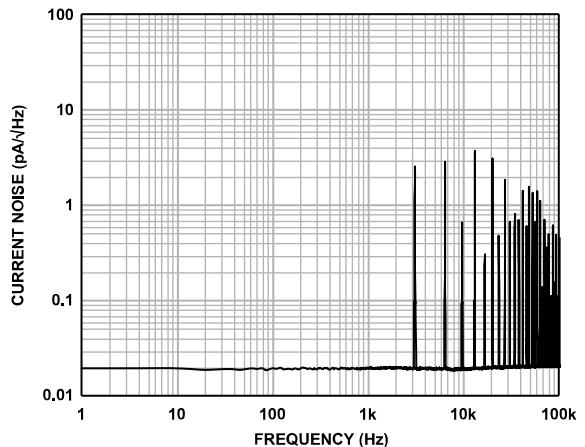
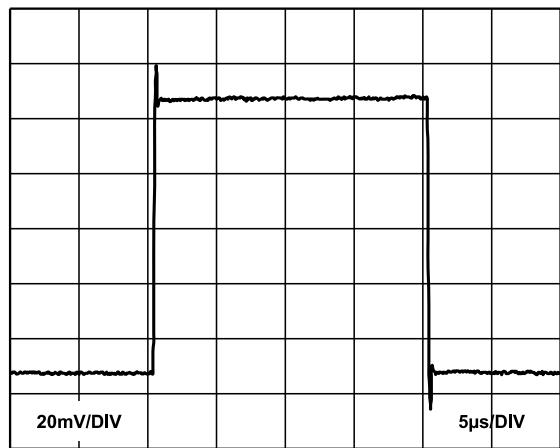
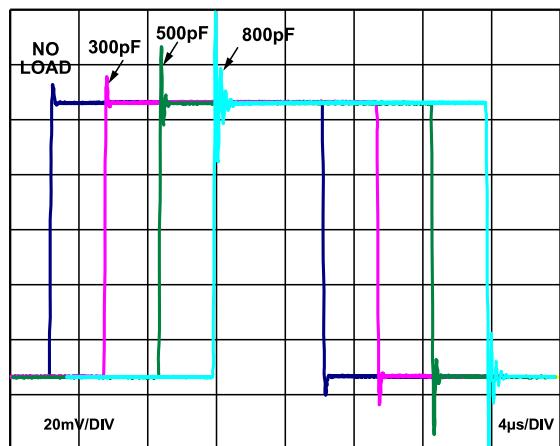


Figura 21. Amplificador de Instrumentación 0, 1 Hz a 10 Hz Ruido

Figura 22. Densidad espectral de ruido de voltaje del amplificador de Instrumentación vs.
Frecuencia, 5 V, 1 Hz a 1000 HzFigura 23. Densidad espectral de ruido de voltaje del amplificador de Instrumentación vs.
Frecuencia, 5 V, 1 Hz a 1 MHzFigura 24. Densidad espectral de ruido de corriente
del amplificador de InstrumentaciónFigura 25. Respuesta de impulso de señal pequeña del
amplificador de instrumentación, $G = 1$, $RL = 2 k$, $CL = 500 \text{ pF}$ Figura 26. Respuesta al impulso de señal pequeña del
amplificador de instrumentación para diversas
cargas capacitativas, $G = 1$

Características de rendimiento típicas

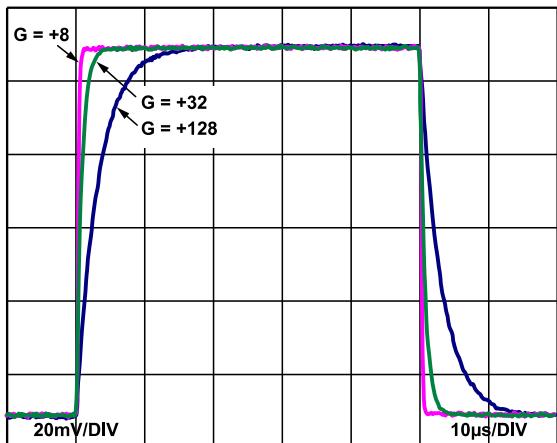


Figura 27. Respuesta de impulso de señal pequeña del amplificador de instrumentación, $G = 8, 32$, $Y = 128$, $RL=2\text{ k}\Omega$, $CL=500\text{ pF}$

015

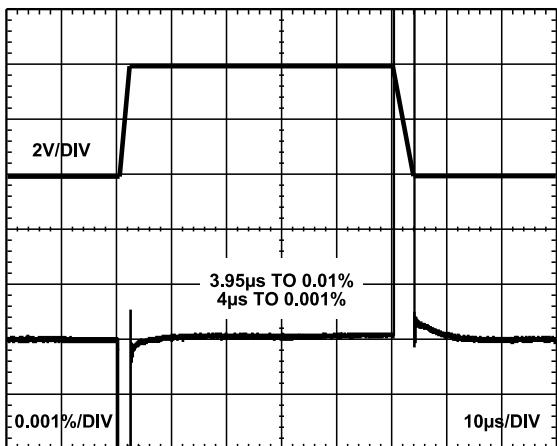
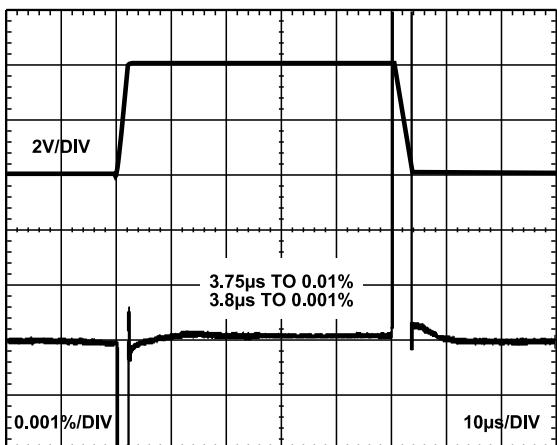


Figura 28. Respuesta de impulso de señal grande del amplificador de instrumentación, $G = 1$, $V_S = 5$ voltios

016



017

Figura 29. Respuesta de impulso de señal grande del amplificador de instrumentación, $G = 8$, $V_S = 5$ voltios

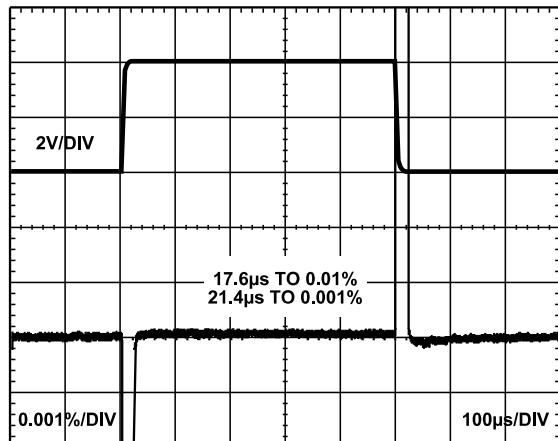
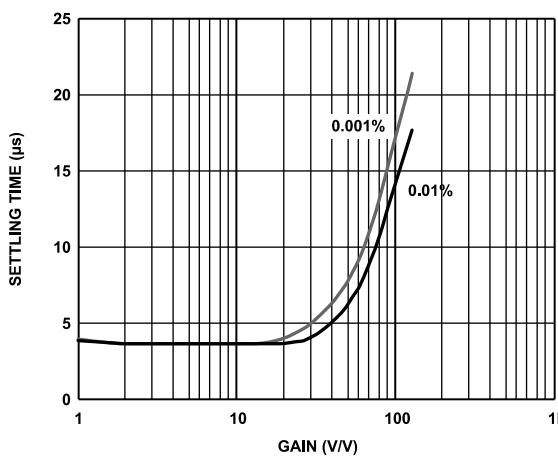


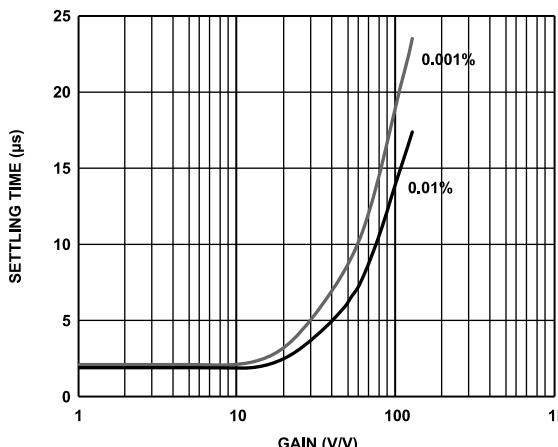
Figura 30. Respuesta de impulso de señal grande del amplificador de instrumentación, $G = 128$, $V_S = 5$ V

018



019

Figura 31. Tiempo de establecimiento del amplificador de instrumentación frente a la ganancia de paso de 4 V_{p-p} , $V_S = 5$ V



020

Figura 32. Tiempo de establecimiento del amplificador de instrumentación frente a la ganancia para escalones de 2 V_{p-p} , $V_S = 3$ V

Características de rendimiento típicas

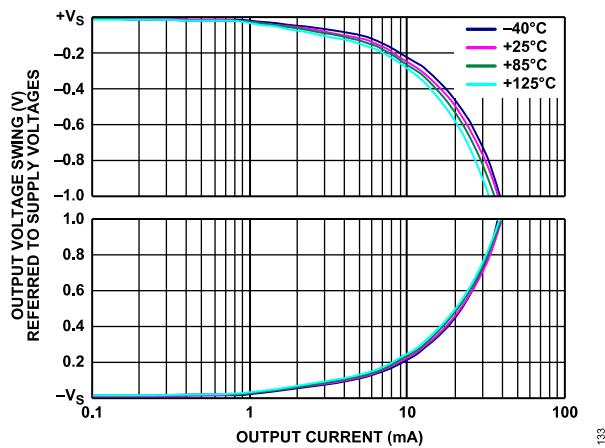


Figura 33. Oscilación y salida del voltaje de salida del amplificador de instrumentación
Corriente eléctrica, $V_S=3\text{ V}$

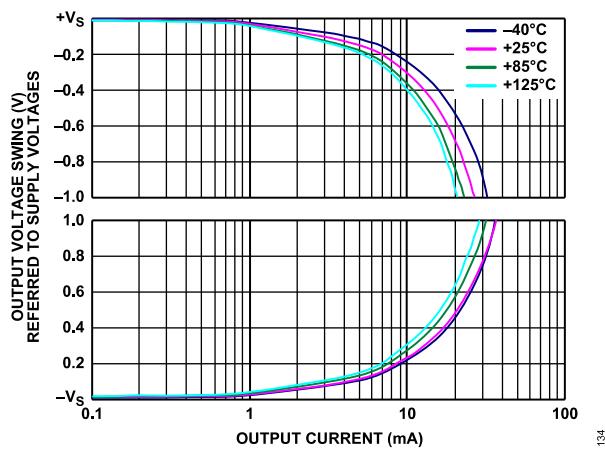
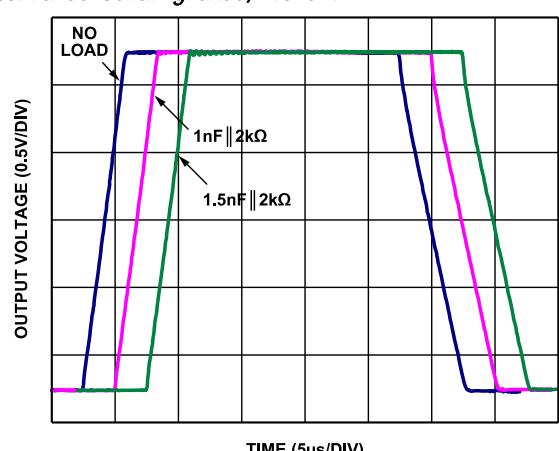
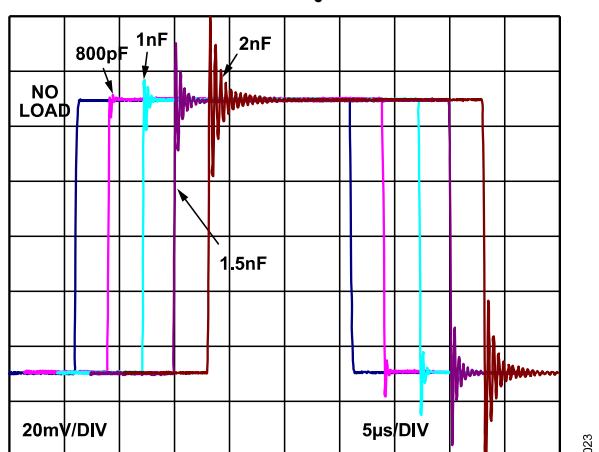
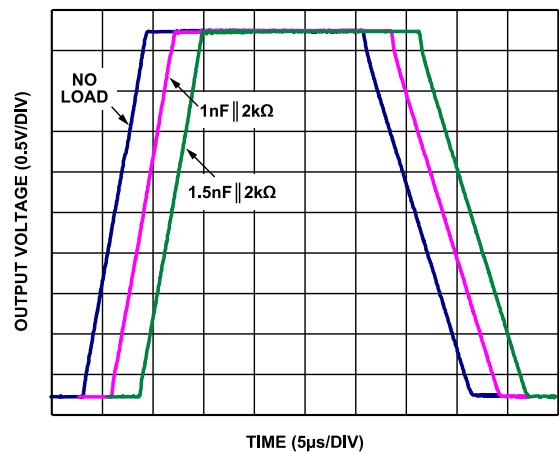
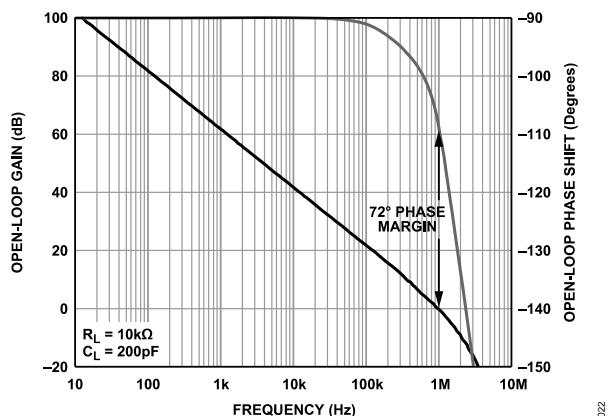
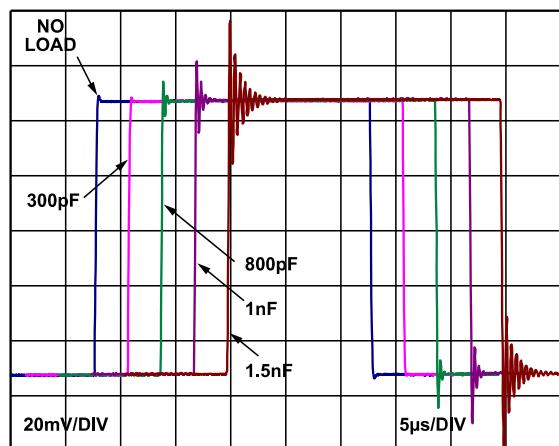
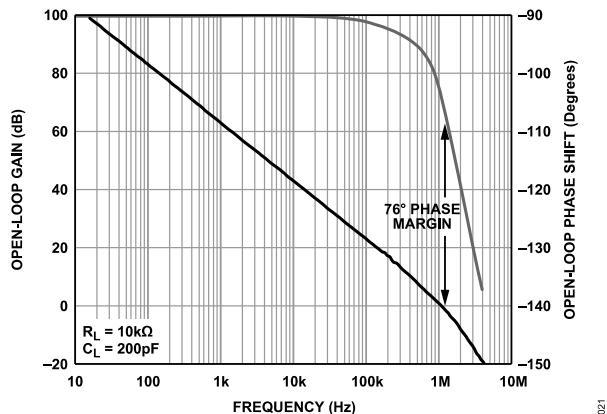


Figura 34. Oscilación y salida del voltaje de salida del amplificador de instrumentación
Corriente eléctrica, $V_S=5\text{ V}$

Características de rendimiento típicas

Curva de rendimiento del amplificador operacional



Características de rendimiento típicas

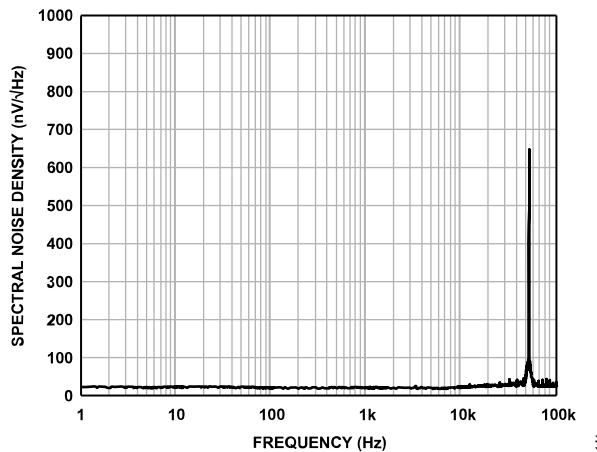


Figura 41. La densidad de ruido del espectro de tensión del amplificador operacional es vs.
Frecuencia

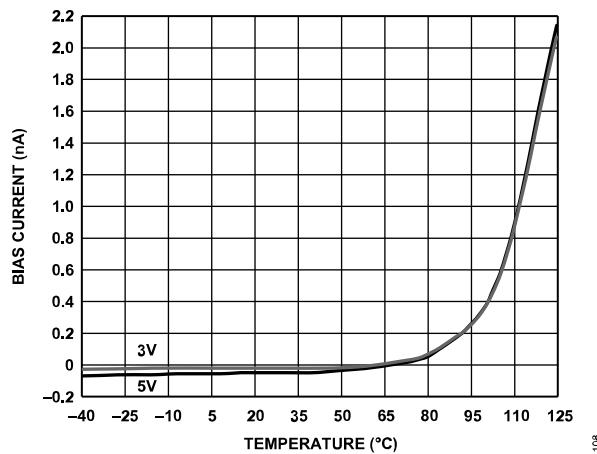


Figura 42. Relación entre la corriente de polarización del amplificador operacional y la temperatura

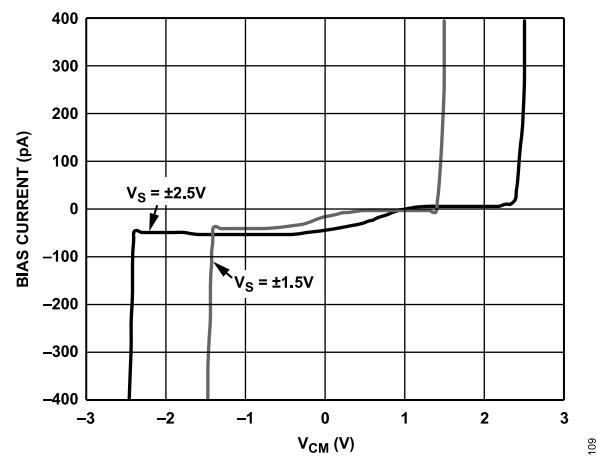


Figura 43. Corriente de polarización del amplificador operacional y modo común

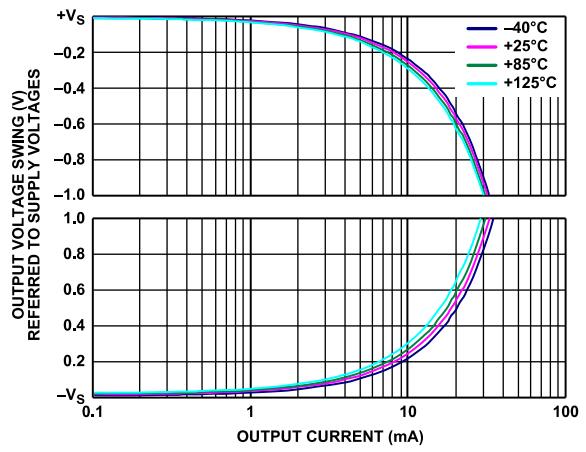


Figura 44. Oscilación de la tensión de salida del amplificador operacional frente a la corriente de salida, $vs = 3 V$

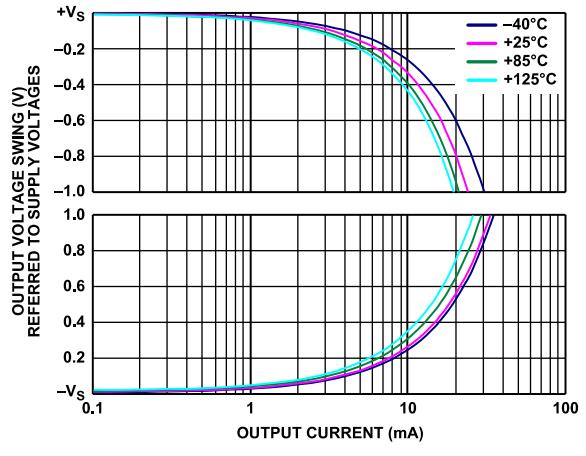


Figura 45. Oscilación de la tensión de salida del amplificador operacional frente a la corriente de salida, $vs = 5 V$

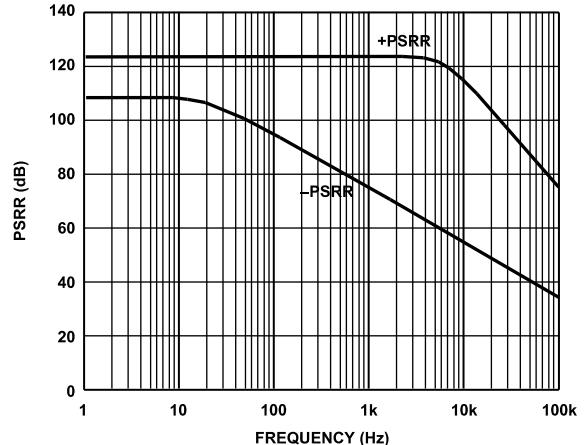
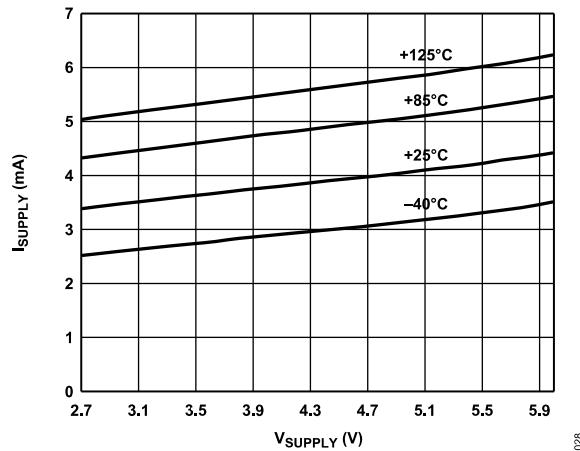


Figura 46. Relación de rechazo de fuente de alimentación del amplificador

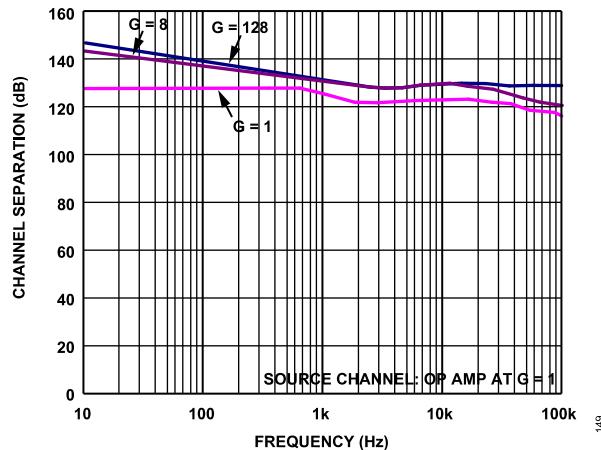
Características de rendimiento típicas

Las curvas de rendimiento de ambos amplificadores son válidas



028

Figura 47. Relación entre la corriente de alimentación y el voltaje de alimentación



149

Figura 48. Separación de canales y frecuencia

Teoría de las operaciones

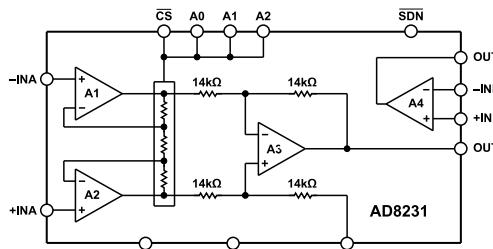


Figura 49. Diagrama simplificado

Arquitectura del amplificador

El AD8231 se basa en la topología clásica de 3 amplificadores operacionales. La topología tiene dos etapas: un preamplificador proporciona la amplificación y un amplificador diferencial posterior que elimina la tensión de modo común. La Figura 49 muestra un diagrama esquemático simplificado del AD8231. La etapa de preamplificador consiste en un amplificador A1, un amplificador A2 y una red de resistencias controladas digitalmente. La segunda etapa es la ganancia de 1 amplificador diferencial que consiste en el amplificador A3 y cuatro resistencias de 14 k. A1, A2 y A3 son amplificadores de entrada de riel a riel y salida de riel a riel de deriva cero.

El AD8231 está diseñado para ser extremadamente robusto en términos de temperatura. El AD8231 utiliza una resistencia de película interna para establecer la ganancia. Debido a que todas las resistencias están en la misma matriz, el rendimiento de deriva de temperatura de ganancia y el rendimiento de deriva de CMRR son superiores a lo que se puede lograr con una topología que utiliza resistencias externas. El AD8231 también utiliza una topología de retorno a cero automático para hacer que todos sus amplificadores internos sean desplazados a cero. Debido a que esta topología corrige constantemente cualquier error de desplazamiento, la deriva de temperatura de desplazamiento es prácticamente inexistente. El AD8231 también incluye un amplificador operacional libre. Al igual que otros amplificadores del AD8231, utiliza una arquitectura de deriva cero, entrada de raíl a raíl y salida de raíl a raíl.

Selección de ganancia

La ganancia del AD8231 se establece mediante el voltaje aplicado a los pinos A0, A1 y A2. Para cambiar la ganancia, el pin CS debe ser activado a un nivel bajo. Cuando el pin CS se acciona a un nivel alto, la ganancia se bloquea y el voltaje en los pinos A0 a A2 no tiene ningún efecto. Debido a que el pin CS es sensible al nivel y no al borde, también

Cuadro 7. Tabla de verdad de ajuste de ganancia AD8231 (continuación)

CS	A2	A1	A0	Ganancias
Bajos	Alto	Bajos	Alto	32
Bajos	Alto	Alto	Bajos	64
Bajos	Alto	Alto	Alto	128
Alto	X	X	X	No hay cambios

Terminal de referencia

El voltaje de salida del AD8231 se desplaza con respecto al potencial en el terminal de referencia, lo cual es útil cuando la señal de salida necesita ser desplazada a un nivel de alimentación medio. Por ejemplo, una fuente de voltaje se puede conectar al pin REF para cambiar el nivel de la salida de modo que el AD8231 pueda accionar el ADC de una sola fuente de alimentación. El pin REF está protegido por un diodo ESD y el voltaje que excede +VS o -VS no debe exceder 0.3V.

Para un rendimiento óptimo, la impedancia de fuente del terminal REF debe mantenerse por debajo de 1 . Como se muestra en la figura 49, el terminal de referencia REF está situado en un extremo de la resistencia de 14 k . La impedancia adicional en el terminal REF aumenta esta resistencia de 14 k y hace que la señal conectada a la entrada positiva se amplifique, dando como resultado un error de CMRR.

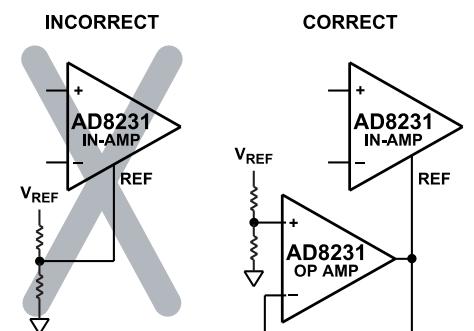


Figura 50. Referencia de conducción (REF)

Diseño

El AD8231 es un dispositivo de alta precisión. Para asegurar un rendimiento óptimo a nivel de PCB, se debe tener cuidado en el diseño del diseño de la placa. Los pinos del AD8231 están dispuestos lógicamente para ayudar en esta tarea.

puede estar permanentemente unido a un nivel bajo o. La Tabla 7 muestra los diferentes ajustes de ganancia.

El tiempo requerido para el cambio de ganancia está determinado por el tiempo de estabilización del amplificador. El AD8231 toma aproximadamente 200 ns para conmutar la ganancia, después de lo cual el amplificador comienza a estabilizarse. Se hace referencia a las figuras 28 a 32 para determinar los tiempos de estabilización para las diferentes ganancias.

Cuadro 7. Tabla de verdad de ajuste de ganancia AD8231

CS	A2	A1	A0	Ganancias
Bajos	Bajos	Bajos	Bajos	1
Bajos	Bajos	Bajos	Alto	2
Bajos	Bajos	Alto	Bajos	4
Bajos	Bajos	Alto	Alto	8
Bajos	Alto	Bajos	Bajos	16

Teoría de las operaciones

Fuente de alimentación

El AD8231 debe desacoplarse utilizando un condensador de derivación de $0,1 \mu\text{F}$ entre las dos fuentes de alimentación. Este condensador debe colocarse lo más cerca posible de los pasadores 11 y 12, ya sea directamente cerca de los pasadores o por encima de los pasadores en la parte posterior de la placa de circuito. La arquitectura de autocero del AD8231 requiere una baja impedancia de CA entre las fuentes de alimentación. Una larga longitud de traza al condensador de derivación aumenta esta impedancia, lo que da como resultado una mayor tensión de desplazamiento de entrada. El amplificador de instrumentación debe ser alimentado con un voltaje CC estable. El ruido en los pines de alimentación puede afectar negativamente el rendimiento.

Precauciones de embalaje

El AD8231 utiliza LFCSP de $4 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$. Tenga cuidado de copiar ciegamente la huella de otra pieza LFCSP de $4\text{mm} \times 4\text{mm}$; No puede tener el mismo tamaño de la almohadilla térmica y el mismo cable. Consulte la sección Dimensiones del contorno para verificar que el tamaño del símbolo de la PCB sea correcto. El espacio entre el conductor y la almohadilla térmica debe ser lo más ancho posible para obtener una corriente de polarización óptima

Rendimiento.

Almohadillas térmicas

AD8231 LFCSP de $4 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$ con almohadillas térmicas. Esta almohadilla está conectada internamente a -VS. Las almohadillas pueden permanecer desconectadas o conectadas al carril de alimentación negativo. Para aplicaciones de alta vibración, se recomienda el uso de aterrizaje.

Debido a que el AD8231 consume poco energía, la disipación de calor rara vez es un problema. Si es necesario mejorar la disipación de calor (por ejemplo, cuando la temperatura ambiente se approxima a 125°C o cuando se conduce una carga pesada), conecte la almohadilla de refrigeración al carril de alimentación negativo. Para un rendimiento óptimo de disipación de calor, el carril de alimentación negativo debe ser una superficie plana en la placa de circuito. Consulte la sección Resistencia térmica para el coeficiente térmico de las almohadillas soldadas y no soldadas.

Ruta de retorno de corriente de polarización de entrada

La corriente de polarización de entrada del

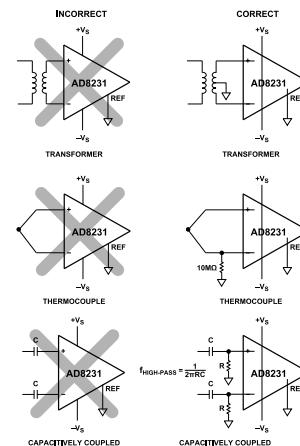


Figura 51. Crear una ruta IBIAS

Protección de entrada

Todos los terminales del AD8231 están protegidos por ESD. Además, la estructura de entrada permite condiciones de sobrecarga de CC, la caída de voltaje del diodo es mayor que la fuente de alimentación positiva y la tensión del diodo se reduce a la fuente de alimentación negativa. Un voltaje que excede estos límites hace que el diodo ESD se conecte y que fluya corriente. Si se espera un evento de sobretensión, se debe utilizar una resistencia externa en serie con cada entrada para limitar la corriente a menos de 10 mA. Una corriente de hasta 100 mA puede durar unos segundos.

Tenga en cuenta que si cualquiera de las entradas está por debajo de la fuente de alimentación negativa, la salida del AD8231 se puede invertir hasta que el diodo ESD se enciende.

Interferencia de radiofrecuencia

La rectificación de RF es a menudo un problema cuando los amplificadores se usan en aplicaciones en las que están presentes señales de RF fuertes. La interferencia puede manifestarse como un pequeño voltaje de desplazamiento de corriente continua. Las señales de alta frecuencia se pueden filtrar a través de una red RC de paso bajo colocada en la entrada

Amplificador de instrumentación, como se muestra en la figura 52. El filtro limita el ancho de banda de la señal de entrada según la siguiente relación FilterFreq Diff-

$$\frac{1}{2\pi R(2C_D + C_C)} \quad (1)$$

$$\text{Frecuencia del filtro cm} = \frac{1}{2\pi RC_C} \quad (2)$$

Donde CD = 10 CC.

AD8231 debe tener un camino de retorno al común. Cuando una fuente (por ejemplo, un termopar) no puede proporcionar una trayectoria de corriente de retorno, se debe crear una trayectoria de corriente de retorno, como se muestra en la Figura 51.

analog.com

Revisión F 19 de 23

Teoría de las operaciones

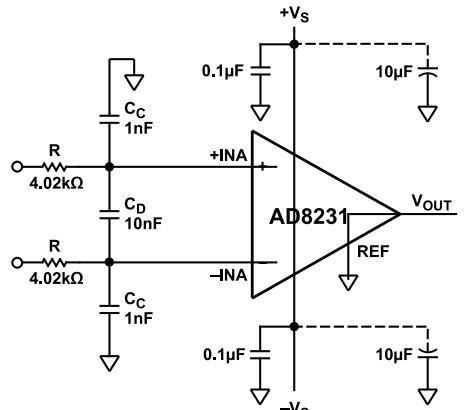


Figura 52. RFI Eliminación

La figura 52 muestra un ejemplo en el que la frecuencia del filtro diferencial es de aproximadamente 2 kHz y la frecuencia del filtro de modo común es de aproximadamente 40 kHz.

Los valores de R y CC deben seleccionarse para minimizar el RFI. Una falta de coincidencia entre el RxCC en la entrada positiva y el RxCC en la entrada negativa reduce el CMRR del AD8231. Mediante el uso de un valor de CD que es diez veces mayor que el valor de CC, se puede reducir el efecto de la falta de coincidencia y se puede mejorar el rendimiento.

Rango de voltaje de entrada de modo común

La arquitectura de 3 amplificadores operacionales del AD8231 aplica ganancia y luego elimina el voltaje de modo común. Por lo tanto, los nodos internos en el AD8231 experimentan una combinación de señales de ganancia y señales de modo común. Esta señal combinada puede estar limitada por el suministro de tensión incluso cuando las señales separadas de entrada y salida no están limitadas por el suministro de tensión. Para determinar si la señal puede ser limitada, consulte las figuras 12 a 14 o utilice la siguiente fórmula

$$-V_S + 0.04 \text{ V} < V_{CM} \pm \frac{|V_{DIFF}| \times Gain}{2} < +V_S - 0.04 \text{ V} \quad (3)$$

Si se desea un mayor rango de modo común, la solución más simple es aplicar menos ganancia en el amplificador de instrumentación. Se puede usar un amplificador operacional adicional para proporcionar otra etapa de ganancia después del amplificador de entrada. Debido a que el AD8231 tiene un buen comportamiento de compensación y ruido a baja ganancia, la aplicación de menos ganancia en un amplificador de instrumentación generalmente tiene un impacto limitado en el rendimiento general del sistema.

Reducción del ruido

Debido a que el AD8231 no tiene ruido 1/f, la reducción del ancho de banda corresponde directamente a menos ruido. La Tabla 8 muestra el rendimiento del AD8231 con una ganancia de 1 a diferentes anchos de banda, suponiendo que se emplea un filtro de Butterworth de 2 polos.

Cuadro 8. AD8231 Ruido en diferentes anchos de banda

Ancho de banda (Hz)	Ruido SNR (dB rms)	SNR Solo extremo 1 (dB)	Salida 2 (dB)	Diferencia SNR
1	0.07	148.3	24.3	154.3
3.2	0.12	143.2	23.5	149.2
10	0.21	138.3	22.7	144.3
32	0.37	133.2	21.8	139.2
100	0.66	128.3	21.0	137.63
320	1.17	123.2	20.2	129.2
1 k	2.07	118.3	19.3	124.3
3.2 k	3.71	113.2	18.5	119.2
10 k	6.55	108.3	17.7	117.3
32 k	11.73	103.2	16.9	109.2
				17.9

1 Calcule el SNR para una configuración de salida de extremo único con una señal de salida de 4.8 V p-p, correspondiente a 1,697 V rms.

2 El SNR de la configuración de salida diferencial se calcula como una señal de salida de 9,6 V p-p, equivalente a 3,397 V rms.

El AD8231 tiene dos relojes: un reloj de retorno a cero automático de 3,4 kHz y un reloj de comutación de 54 kHz. Mientras que el reloj de cero automático tiene una energía insignificante y es generalmente despreciable, el reloj de comutación tiene suficiente energía para afectar significativamente al ruido de los componentes. Por lo tanto, en aplicaciones donde el bajo ruido es esencial, se recomienda limitar el ancho de banda del sistema a menos de 54 kHz.

Información de la solicitud

Salida diferencial

La Figura 53 muestra cómo crear una salida diferencial dentro del amplificador utilizando el amplificador operacional no comprometido AD8231. Debido a que esta configuración utiliza el terminal de referencia del amplificador de entrada, los errores del amplificador operacional y el desajuste de la resistencia pueden dar como resultado un error de modo común en lugar de un error diferencial. Debido a que el error de modo común es rechazado típicamente por el siguiente dispositivo en la cadena de señales, esta configuración de circuito añade poco error adicional.

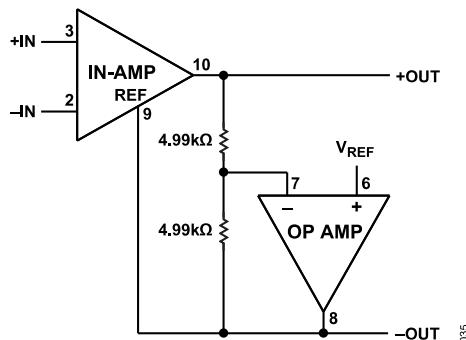


Figura 53. Salida diferencial usando amplificadores operacionales

Multiplex

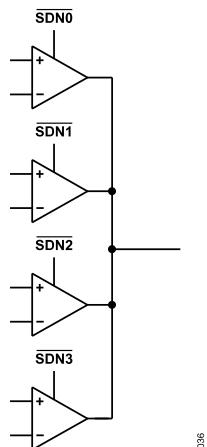


Figura 54. Cuatro AD8231 en una configuración multiplexada

Las salidas del amplificador de entrada y del amplificador operacional AD8231 son de alta impedancia cuando están apagados. Esta característica permite multiplexar múltiples AD8231 juntos sin necesidad de conmutadores externos. La figura 54 muestra un ejemplo de tal configuración. Todas las salidas están conectadas entre sí y solo un amplificador se enciende a la vez. Esta característica es similar al modo Z alto de la lógica digital de tres estados.

La resistencia en el amplificador de instrumentación AD8231 crea una trayectoria de resistencia desde la salida hasta el pin de

El AD8231 puede entrar y salir del modo apagado muy rápidamente. Sin embargo, cuando el amplificador se despierta y vuelve a conectar su circuito de entrada, el voltaje en su nodo de entrada interno cambia drásticamente. La salida del amplificador necesita tiempo para estabilizarse. Se hace referencia a las figuras 28 a 32 para determinar los tiempos de estabilización para las diferentes ganancias. Este tiempo de establecimiento limita la velocidad con la que el AD8231 puede multiplexarse con los pines SDN.

Utilice el AD8231 con una fuente de alimentación bipolar

El AD8231 se puede utilizar con una fuente de alimentación bipolar, siempre y cuando la caída de tensión máxima entre los rieles de alimentación se mantenga por debajo de 6 V y todas las tensiones de entrada se mantengan dentro de los rieles de alimentación.

Para una fuente de alimentación bipolar, los niveles aceptables para las entradas digitales A0, A1, A2, CS y SDN cambian. La Tabla 9 muestra los valores aceptables para las señales bajas y altas para las fuentes de alimentación simple y doble.

Cuadro 9. Umbral de pines digitales

	Bajos	Alto		
Voltaje de alimentación (V)	Mínimo (V)	Máximo (V)	Mínimo (V)	Máximo (V)
0 a +5	0	+1	+4	+5
0 a +3	0	+0.8	+2.2	+3
2,5 a +2,5	-2.5	-1.5	+1.5	+2.5
1,5 a +1,5	-1.5	-0.7	+0.7	+1.5

Cuando se opera el AD8231 en una fuente de alimentación dual, a menudo se requiere un cambio de nivel desde la lógica de control de fuente única estándar. Una forma sencilla de lograr la conversión de nivel es a través de un conmutador de doble lanzamiento de un solo polo, tal como el ADG633. La figura 55 muestra un diagrama esquemático de aplicación para el funcionamiento de $\pm 2,5$ V.

referencia, que es de aproximadamente 100 k Ω . Si se requiere una impedancia de salida más alta en modo apagado, se puede utilizar el amplificador operacional del AD8231 para accionar el pin de referencia. En esta configuración, la impedancia de salida en el apagado es de unos pocos G Ω , y teóricamente miles de AD8231 pueden ser multiplexados de esta manera.

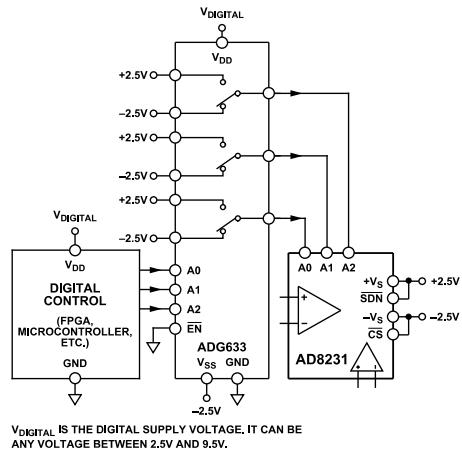


Figura 55. Convierte la señal de control de una sola fuente de alimentación en una fuente de alimentación dual

Filtro de teclas SALLEN

Un amplificador operacional adicional en el AD8231 se puede utilizar para crear un filtro Sallen Key de 2 polos. Un filtro de este tipo puede eliminar el ruido excesivo o realizar el anti aliasing antes del convertidor analógico a digital.

La Figura 56 muestra cómo se crea un filtro Butterworth de paso bajo de 2 polos. Los componentes R1, R2, C1 y C2 establecen la frecuencia del filtro. El

Información de la solicitud

La relación de R3 y R4 establece el valor máximo del filtro. Si R4 es igual a 10 k Ω , entonces R3 debe ser igual a 5,9 k Ω para obtener la mejor respuesta bipolar. Dependiendo del circuito antes y después del AD8231, se puede utilizar un filtro de 3 polos. Si la impedancia de salida de la etapa anterior es pequeña, se puede añadir un polo adicional antes de los amplificadores de entrada (R6, R7 y C4). Si la siguiente etapa tiene una alta impedancia de entrada, se puede añadir un polo adicional después de los amplificadores operacionales (R5 y C3). El pico a partir de la etapa clave de Sallen debería ser más alto para compensar la atenuación adicional del tercer polo; tanto R3 como R4 deben ser de 10 k Ω para obtener una respuesta óptima.

Obsérvese que además de establecer el pico del filtro, la relación R3/R4 también establece la ganancia de corriente continua: $G = 1 + R3/R4$. Si se desea una ganancia de corriente continua inferior, R1 se reemplaza por un divisor de voltaje en el que la resistencia de salida del divisor de voltaje es igual al valor requerido de R1. La figura 56 muestra los puntos de polarización conectados a R4 y a la referencia dentro del amplificador. La etapa de filtro amplifica la señal alrededor de este punto de polarización. El punto de polarización se encuentra típicamente en la fuente de alimentación intermedia y debe ser de baja impedancia.

Cuadro 10. Valores de componentes recomendados para los filtros de paso bajo de Butterworth

En la figura 56

Polos opcionales

Tecla de Sallen antes del amplificador de entrada después de los amplificadores operacionales R1, R2 C1, C2 R6, R7

3 dB Frecuencia (k Ω) (nF) (k Ω) C4 (nF) R5 (k Ω) C3

(nF)

32 Hz	499	10	499	4.7	49.9	100
100 Hz	158	10	158	4.7	16	100
320 Hertz	49.9	10	49.9	4.7	4.99	100
1 kHz	158	1	158	0.47	1.6	100
3.2 kHz	49.9	1	49.9	0.47	0.499	100
10 kHz	15.8	1	15.8	0.47	0.16	100
32 kHz	4.99	1	4.99	0.47	0.049	100

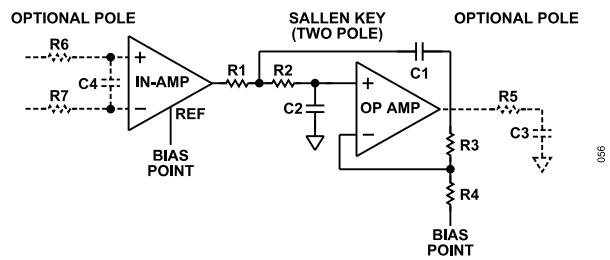


Figura 56. Filtro de paso bajo Butterworth (la parte de linea discontinua indica opcional Polaco)

analog.com

Revisi ón F 22 de 23

Dimensiones exteriores

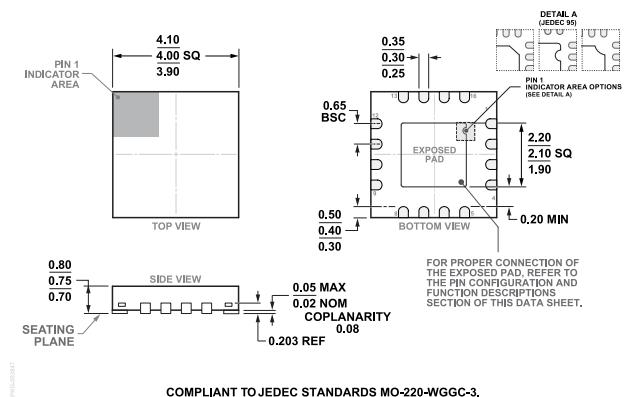


Figura 57. 16 Pin Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP]
Cuerpo de 4 mm x 4 mm y altura del paquete de 0,75 mm
(CP-16-59)
Dimensiones en milímetros

Fecha de actualización: 11 de julio de 2023

Guía de pedido

Modelo 1	Rango de Temperatura	INSTRUCCIONES DE EMBALAJE	Cantidad del embalaje	Embalaje
AD8231ACPZ-R7	40° C a +125° C	LFCSP de 16 pines (4 mm x 4 mm x 0,75 w/EP)	Carrete, 1500	CP-16-59
AD8231ACPZ-RL	40° C a +125° C	LFCSP de 16 pines (4 mm x 4 mm x 0,75 w/EP)	Carrete, 5000	CP-16-59
AD8231ACPZ-WP	40° C a +125° C	LFCSP de 16 pines (4 mm x 4 mm x 0,75 w/EP)		CP-16-59
AD8231WACPZ-RL	40° C a +125° C	LFCSP de 16 pines (4 mm x 4 mm W/EP)	Carrete, 5000	CP-16-59

1 Z = piezas que cumplen con RoHS.

Comité de Evaluación

Modelo 1	Descripción
AD8231-EVALZ	Comité de Evaluación

1 Z = piezas que cumplen con RoHS.

Productos automotrices

El modelo AD8231W está disponible para soportar los requisitos de calidad y confiabilidad de las aplicaciones automotrices a través de una fabricación controlada. Tenga en cuenta que las especificaciones de estos modelos de coches pueden diferir de las de los modelos comerciales; Por lo tanto, el diseñador debe leer cuidadosamente la sección de especificaciones de esta hoja de datos. Solo los productos de grado automotriz que se muestran están disponibles para aplicaciones automotrices. Póngase en contacto con su compañía local de Analog Devices. El representante del cliente obtiene información de pedido de productos específicos y obtiene informes específicos de confiabilidad del vehículo para estos modelos.