



OA-11 Tutorial sobre la aplicación de amplificadores operacionales a aplicaciones de RF

ABSTRACTO

Con frecuencias operativas que superan los 300 MHz, la línea de amplificadores operativos monolíticos e híbridos con retroalimentación de corriente de Texas Instruments se ha convertido en una opción atractiva para el ingeniero de diseño de RF (y FI). Sin embargo, las especificaciones típicas de los amplificadores operacionales no incluyen muchas de las especificaciones comunes familiares para los ingenieros de RF. Para ayudar al diseñador a explotar las muchas ventajas que estos amplificadores pueden ofrecer, este informe de aplicación define las especificaciones de RF de mayor interés para los diseñadores, detalla qué determina cada una de estas características de rendimiento particulares para los amplificadores operacionales de retroalimentación de corriente de Texas Instruments y, cuando es posible, analiza el rendimiento. técnicas de optimización.

Contenido

1	Introducción.....	3
2	Funcionamiento de los amplificadores operacionales de realimentación de corriente de Texas Instruments.....	3
3	Características de rendimiento de CA de pequeña señal.....	10
4	VSWR de entrada/salida.....	11
5	Ganancia directa y ancho de banda.....	13
6	Aislamiento Inverso.....	15
7	Características de limitación del rango dinámico.....	dieciséis
8	- Punto de compresión de 1dB.....	17
9	Intercepción de intermodulación de tercer orden de 2 tonos.....	23
10	Figura de ruido.....	28
11	Inversión de la figura de ruido del amplificador operacional.....	35
12	Cálculo de rango dinámico.....	38
13	Conclusiones.....	40
14	Referencias.....	41
Apéndice A	Tabla de comparación de amplificadores.....	41
apéndice B	Términos armónicos y de intermodulación para una función de transferencia polinomial de quinto orden.....	42

Lista de Figuras

1	Conexión típica del amplificador de RF.....	4
2	Amplificador operacional no inversor ideal.....	5
3	Amplificador operacional inversor ideal.....	5
4	Amplificador operacional no inversor configurado para aplicaciones de RF.....	6
5	Amplificador operacional inversor configurado para aplicaciones de RF.....	7
6	Conversión entre oscilaciones de voltaje y potencia.....	8
7	Suministro único, operación de amplificador operacional no inversor.....	9
8	Suministro único, operación de amplificador operacional inversor.....	9
9	Circuito de prueba del parámetro S del amplificador no inversor.....	10
10	Circuito de prueba del parámetro S del amplificador inversor.....	11
11	Medición y ajuste CLC404 Salida VSWR.....	12
12	CLC404 Entrada VSWR.....	13
13	Medición y ajuste de la respuesta de frecuencia S_{21}	14
14	Circuito de prueba de aislamiento inverso inversor.....	15
15	Ganancia inversa para los circuitos de y.....	dieciséis

dieciséis	Ilustración de compresión -1dB.....	18
17	Compresión de 1dB para el CLC404.....	19
18	Forma de onda de salida a 10MHz - Compresión de 1dB.....	20
19	Espectro de salida a 10MHz - Compresión 1dB.....	20
20	Forma de onda de salida medida a 50 MHz - Compresión de 1 dB.....	22
21	Espectro de salida medido a 50 MHz - Compresión de 1 dB.....	22
22	Potencia espuria de salida y de tercer orden frente a potencia de entrada.....	24
23	Cálculos de intercepción de intermodulación de tercer orden.....	25
24	Espurio de tercer orden medido para el CLC404.....	27
25	Espurio de tercer orden medido para el CLC401.....	27
26	Definición de figura de ruido.....	28
27	Circuito de análisis de figura de ruido de amplificador operacional no inversor.....	30
28	Cálculo de potencia de ruido de entrada.....	31
29	Análisis de la figura de ruido del amplificador operacional inversor.....	35
30	Figura de ruido frente a ganancia para el CLC404.....	38

Lista de tablas

1	Términos de ruido que contribuyen a N_p para la configuración de amplificador operacional no inversor.....	31
2	Términos de ruido que contribuyen a N_p para la configuración del amplificador operacional inversor.....	36

1 Introducción

Para aplicar amplificadores operacionales a aplicaciones de RF, se deben abordar preguntas en tres áreas generales: 1. Configuración de las condiciones de funcionamiento del amplificador operacional

2. Rendimiento de CA de pequeña señal en un contexto de RF

3. Límites típicos del rango dinámico del amplificador de RF aplicado a los amplificadores operacionales

Siempre que sea posible, se utilizará el rendimiento probado con el CLC404 para demostrar el rendimiento. El CLC404 es un amplificador monolítico de fuente de alimentación de ± 5 V diseñado para usarse en un rango de ganancia de voltaje de ± 1 a ± 10 . Con su ganancia óptima de +6, el CLC404 ofrece un rango de frecuencia de CC a 175 MHz al mismo tiempo que entrega una potencia de 12 dBm en un 50 Ω carga mientras se disipa solo 110 mW en quiescente. Texas Instruments ofrece una amplia gama de amplificadores operacionales monolíticos adicionales, así como amplificadores híbridos de mayor voltaje de suministro (y, por lo tanto, mayor potencia de salida). El mejor amplificador para una aplicación en particular dependerá de la ganancia deseada, la potencia de salida, el rango de frecuencia y el rango dinámico.

2

Funcionamiento de los amplificadores operacionales de realimentación de corriente de Texas Instruments

El amplificador operacional de retroalimentación actual, desarrollado por Texas Instruments, proporciona un amplificador operacional acoplado a CC de banda muy ancha que tiene la clara ventaja de ser relativamente independiente del ancho de banda de ganancia. Al igual que con todos los amplificadores operacionales que utilizan una estructura de retroalimentación negativa de bucle cerrado, la respuesta de frecuencia de los amplificadores operacionales se establece mediante las características de ganancia del bucle. El desarrollo clave de los amplificadores es desacoplar la ganancia de señal de la parte de ganancia de bucle de la función de transferencia.

Este desacoplamiento permite cambiar la ganancia de señal deseada sin afectar radicalmente la respuesta de frecuencia. Si se compara con los amplificadores de retroalimentación de voltaje, que están restringidos a una operación de producto de ancho de banda de ganancia, la topología de retroalimentación de corriente ofrece productos de ancho de banda de ganancia realmente impresionantes (por ejemplo, el CLC401 con una ganancia de 20 produce una respuesta plana con un ancho de banda de -3dB de 150 MHz. Para igualar esto, un amplificador operacional de retroalimentación de voltaje requeriría $20 \times 150 \text{ MHz} = \text{producto de ancho de banda de ganancia de } 3 \text{ GHz}$). Para obtener una descripción de la función de transferencia y la topología del amplificador operacional de retroalimentación actual, consulte **OA-13 Informe de aplicación de mejora del rendimiento y análisis de ganancia de bucle de retroalimentación actual** ([SNOA366](#)).

Uno de los grandes cambios al pasar de un amplificador de RF clásico a usar un amplificador operacional es la flexibilidad excepcional que ofrecen los amplificadores operacionales. El diseñador ahora está a cargo de configurar las condiciones de operación adecuadas para el amplificador operacional, definir la ganancia y determinar las impedancias de E/S con componentes externos. Los amplificadores operacionales permiten al diseñador la opción de ejecutar una ruta de ganancia no inversora o inversora. Para aplicaciones de RF, el cambio de fase de 180° proporcionado por el modo de inversión suele ser incidental. Sin embargo, existen ventajas y desventajas para cada modo, según el rendimiento deseado, y ambos se considerarán en cada etapa de este desarrollo.

La mayor parte de esta discusión sobre la aplicación de amplificadores operacionales a aplicaciones de RF se aplica a cualquier tipo de amplificador operacional. Las ventajas únicas de la topología de retroalimentación de corriente son sus capacidades de frecuencia más alta y su distorsión intrínsecamente baja a corrientes de operación bajas. Si no se indica específicamente como exclusivo de la topología de retroalimentación de corriente, los elementos considerados aquí se aplican igualmente a un amplificador operacional de retroalimentación de voltaje.

Como punto de partida para describir los amplificadores operacionales para aplicaciones de RF, es útil resumir algunas de las suposiciones operativas estándar para los amplificadores de RF típicos. Aunque ciertamente hay excepciones a las condiciones típicas que se muestran aquí, los amplificadores de RF generalmente tienen:

1. Entrada y salida acoplada a CA. Un voltaje de CC generalmente tiene poco significado en las aplicaciones de RF.
2. Impedancias de entrada y salida establecidas nominalmente en 50 Ω (AC) sobre el rango de frecuencia de operación. Esto rara vez es un 50 Ω físico, sino más bien una combinación de impedancias de E/S de elementos activos junto con redes de coincidencia pasivas.
3. Operaciones de ganancia de señal fija sobre una determinada banda de frecuencias. Cualquier amplificador de RF en particular se compra para proporcionar una ganancia particular y no es ajustable por el usuario. Un rango de dos décadas de frecuencias operativas parece típico.
4. Operación de fuente de alimentación única. Dado que tanto la entrada como la salida están acopladas a CA, no se necesitan fuentes de alimentación bipolares, balanceadas alrededor de tierra. El punto de polarización de CC se mantiene internamente con un ajuste mínimo posible por parte del usuario.

Figura 1 muestra una conexión típica de un amplificador de RF, mientras que **Figura 2** y **Figura 3** muestre un amplificador operacional ideal, ya sea de retroalimentación de corriente o de voltaje, conectado para ganancias no inversoras e inversoras, respectivamente.

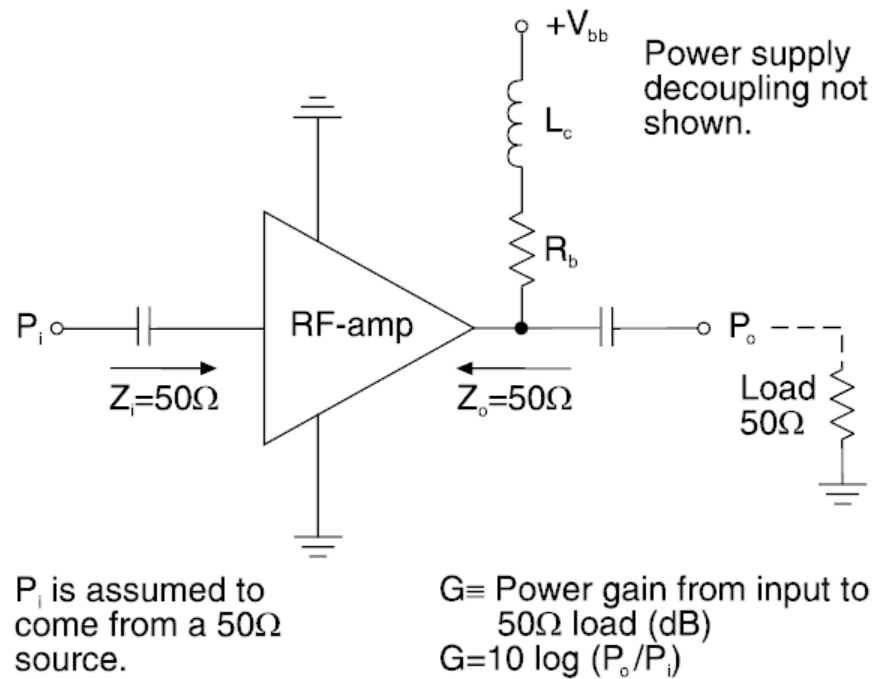


Figura 1. Conexión típica del amplificador de RF

Para el amplificador de RF, tanto la entrada como la salida están acopladas a CA, mientras que una sola fuente de alimentación polariza la parte a través de R_b . La carga de la señal de salida de CA al ver la fuente de alimentación como una carga. La ganancia de la señal del amplificador de RF se especifica con la salida impulsando un 50Ω carga y se define como $10 \times \log$ (ganancia de potencia)

Los dos circuitos de amplificador operacional ideales asumen que la fuente proviene de una fuente de voltaje de impedancia cero con referencia a tierra, mientras que sus salidas están destinadas a actuar como fuentes de voltaje ideales (impedancia de salida de cero ohmios) para una carga con referencia a tierra. La configuración no inversora idealmente presenta una impedancia de entrada infinita, una impedancia de salida de cero ohmios y una ganancia de voltaje, como se muestra en [Figura 2](#), desde la entrada positiva hasta el pin de salida.

El amplificador operacional inversor ideal difiere en varios aspectos del no inversor. El voltaje de salida está idealmente desfasado 180° con respecto a la entrada, lo que explica la inversión de la señal. La entrada (-) del amplificador operacional idealmente presenta una tierra virtual, mientras consume una corriente mínima, ya sea para amplificadores operacionales de retroalimentación de voltaje o corriente. Esto deja R_{grano} como la impedancia de entrada ideal vista por la fuente, mientras que la ganancia de voltaje de la entrada de R_{grano} a la salida es simplemente $-R_f/R_{grano}$. Esta inversión de señal generalmente no tiene consecuencias en una aplicación de RF, y la mayor parte de esta discusión tratará solo con la magnitud de la ganancia inversora.

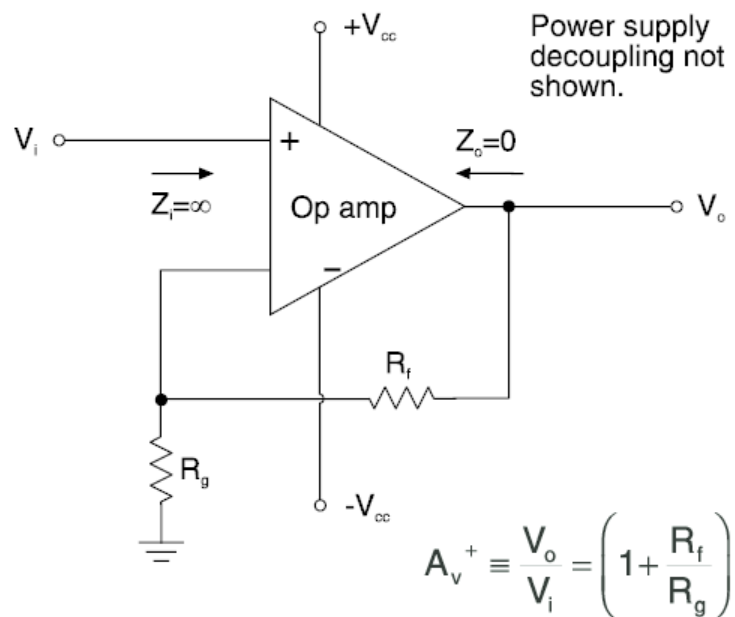


Figura 2. Amplificador operacional no inversor ideal

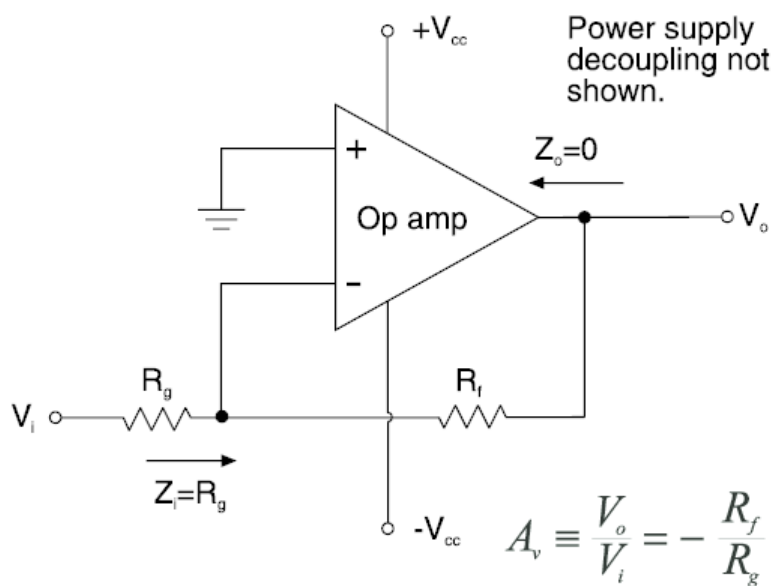


Figura 3. Amplificador operacional inversor ideal

Al usar amplificadores operacionales como amplificadores de RF, primero debemos satisfacer los requisitos de coincidencia de impedancia de E/S, reconvertir la ganancia de una ganancia de voltaje a una ganancia de potencia (en dB) y posiblemente configurar para que funcione con una sola fuente de alimentación. [Figura 4](#) y [Figura 5](#) muestran los amplificadores operacionales de [Figura 2](#) y [Figura 3](#) configurado para proporcionar una coincidencia de impedancia de E/S con las ecuaciones de ganancia de potencia resultantes, pero aún utilizando suministros bipolares. Las fuentes de alimentación bipolares permiten mantener el funcionamiento hasta CC. La operación de suministro único es posible y se considerará a continuación.

Para el caso no inversor, configurando $Z_i = 50\Omega$ simplemente requiere un 50Ω resistencia de terminación a tierra en la entrada no inversora, R_T . Obtener $Z_o = 50\Omega$ simplemente requiere una serie 50Ω resistencia en la salida, R_o .

Para el modo de inversión de la operación del amplificador operacional, la entrada (+) está referenciada a tierra, mientras que la impedancia de entrada del canal de señal se convierte en la combinación paralela de R_{gramo} y R_{METRO} . Como [OA-13 Informe de aplicación de mejora del rendimiento y análisis de ganancia de bucle de retroalimentación actual](#) ([SNOA366](#)) describe, la topología de retroalimentación actual depende del valor de la resistencia de retroalimentación para determinar la respuesta de frecuencia. Con cada amplificador operacional particular llamando a un R óptimo particular R_F , R_{gramo} luego se puede usar para establecer la ganancia y R_{METRO} , junto con R_{gramo} , establecerá la impedancia de entrada. Ajuste R_{gramo} para producir la ganancia deseada y luego establecer R_{METRO} para satisfacer $Z_i = 50\Omega$ funcionará hasta la R requerida $R_{gramo} < 50\Omega$. Habiendo fijado R_F para satisfacer los requisitos de estabilidad del amplificador, ir a ganancias de inversión cada vez más altas eventualmente producirá $R_{gramo} < 50\Omega$. Si se alcanza esta limitación, se debe utilizar la operación sin inversión. R_F Sin embargo, se puede aumentar más allá del valor recomendado para un amplificador operacional de retroalimentación actual para permitir una $R_{gramo} = 50$ con mayores ganancias, pero solo a expensas de disminuir el ancho de banda.

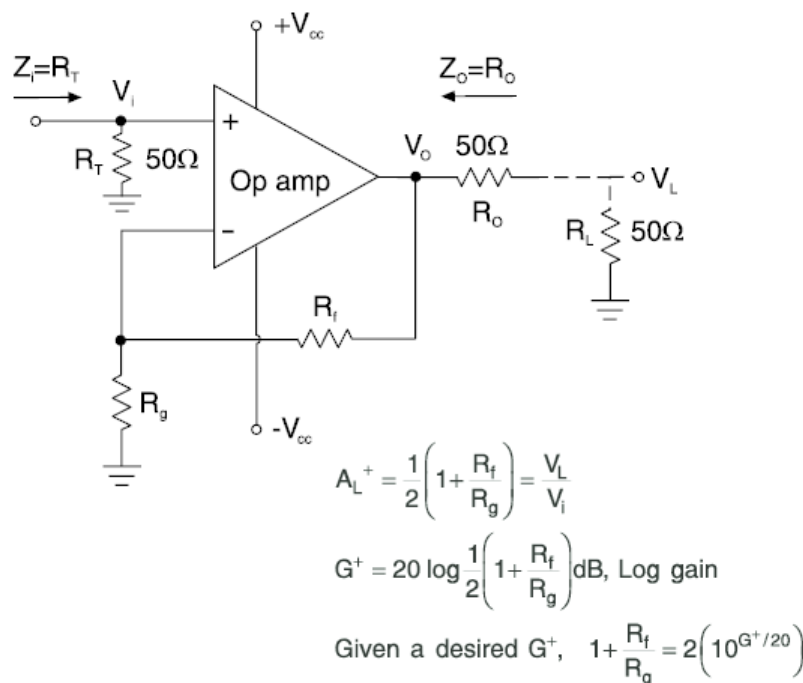
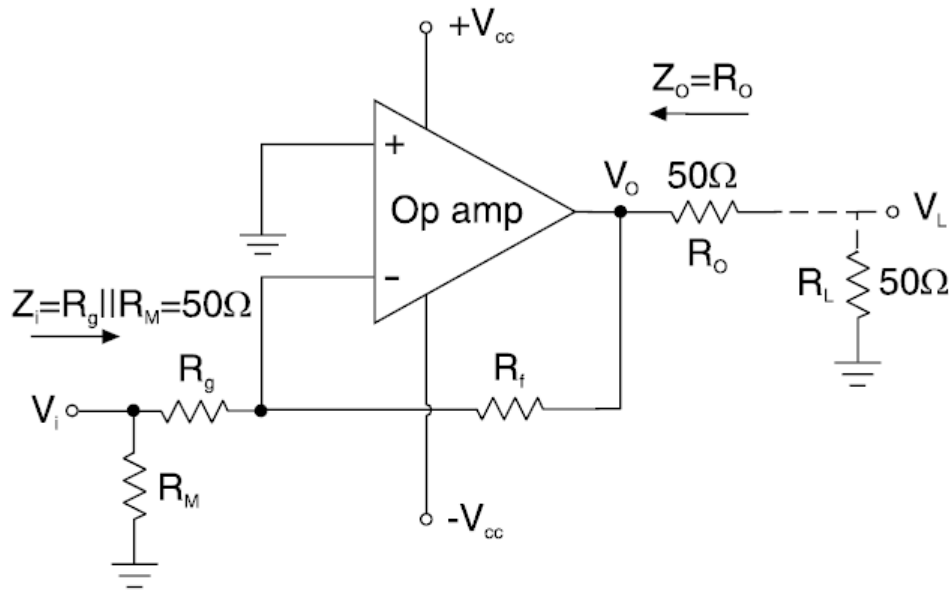


Figura 4. Amplificador operacional no inversor configurado para aplicación de RF



$$A_L^- = -\frac{1}{2} \frac{R_f}{R_g} = \frac{V_L}{V_i}; \text{ neglecting the signal inversion}$$

$$G^- = 20 \log \left(\frac{1}{2} \frac{R_f}{R_g} \right) \text{ dB, Log gain}$$

$$\text{Given a desired } G^-, \frac{R_f}{R_g} = 2 (10^{G^-/20})$$

Figura 5. Amplificador operacional inversor configurado para aplicación de RF

Tenga en cuenta que para ambas topologías, la ganancia de la carga adaptada se ha reducido a la mitad (-6dB), desde el caso ideal anterior, a través de la acción del divisor de voltaje de $R_o = R_L$. Es una conversión simple, pero crítica, de cualquier descripción de la oscilación del voltaje de salida hacia y desde una potencia (en dBm) definida en la carga. [Figura 6](#) muestra estas conversiones para una señal puramente sinusoidal. Básicamente, para cualquier descripción inicial de la oscilación de voltaje dada, necesitamos convertir eso en un voltaje RMS, elevarlo al cuadrado y dividirlo por la carga ($R_L = 50\Omega$ normalmente) para obtener la potencia absoluta en vatios. Luego, esto se divide por 0,001 para hacer referencia a esa potencia a 1 mW y se toma $10 \times \log$ de esa expresión para obtener la potencia en dBm.

$$P_o = 10 \log \frac{\left(\frac{V_{L_{pp}}}{2\sqrt{2}} \right)^2}{50 \Omega (1 \text{ mW})} = 20 \log (8(50 \Omega)(0.001))$$

$$= 20 \log V_{L_{pp}} + 4 \text{ dBm}$$

Conversely, for a given P_o (in dBm)

$$V_{L_{pp}} = 10^{(P_o - 4)/20}$$

Peak – Peak voltage swing at load

$$V_{O_{pp}} = 2 * 10^{(P_o - 4)/20}$$

Peak – Peak voltage swing at output pin

Figura 6. Conversión entre oscilaciones de voltaje y potencia

Cada amplificador operacional tiene una oscilación de voltaje de salida máxima especificada que generalmente se muestra como una excursión máxima desde tierra. Este tipo de especificación, para fuentes de alimentación bipolares balanceadas, realmente infiere qué tan cerca puede llegar la salida a los voltajes de suministro antes de que ocurra una limitación no lineal. Para aplicaciones de RF acopladas a CA, siempre es mejor mantener el nivel de CC del pin de salida centrado entre los dos pines de suministro para proporcionar la salida máxima $V_{p\grave{a}ginas}$. Para obtener más detalles sobre las consideraciones del rango de voltaje de entrada y salida, consulte **OA-15 Faux pas frecuentes en la aplicación de amplificadores de retroalimentación de corriente de banda ancha Informe de aplicación** ([SNOA367](#)).

La mayoría de los amplificadores operacionales de Texas Instruments no requieren una referencia a tierra para un funcionamiento adecuado y se pueden operar fácilmente con un solo suministro. En general, todo lo que se requiere es mantener el voltaje de CC en la entrada (+) y el pin de salida centrado entre los voltajes que aparecen en los dos pines de suministro. Para una sola operación de suministro (con un pin de suministro en tierra), esto se traduce en la entrada (+) y V_o retenido en $V_{cc}/2$. Para aquellos amplificadores que requieren un pin de conexión a tierra, ese pin también debe activarse con un voltaje de impedancia de fuente baja a mitad de camino entre los pines de suministro.

Hay muchas implementaciones posibles de operación de amplificador operacional de fuente de alimentación única. **Figura 7yFigura 8** muestran dos formas simples de operar amplificadores operacionales inversores y no inversores como amplificadores de RF acoplados a CA utilizando una sola fuente de alimentación.

En el caso de no inversión, la terminación de entrada aún está acoplada a CC, mientras que la polarización de entrada (+) está establecida por los dos R_b 's para producir $V_{cc}/2$. R_b debe ser lo suficientemente grande para limitar la corriente de reposo excesiva en la ruta de polarización, pero no tan grande como para generar errores de CC excesivos debido a la corriente de polarización de entrada del amplificador. La resistencia de ajuste de ganancia, R_{grano} , también está acoplado a CA para limitar la ganancia de CC a 1. Por lo tanto, el voltaje de polarización de CC de entrada (+) también aparece en el pin de salida. La salida debe estar acoplada a CA en ambos circuitos para limitar la corriente CC que se requeriría si se accionara una carga conectada a tierra.

Suministro único, operación de amplificador operacional no inversor Para el amplificador inversor de suministro único de **Figura 8**, todavía necesitamos que la referencia del punto medio se traiga a la entrada (+). También se sugiere un condensador de desacoplamiento en ese nodo para disminuir la impedancia de la fuente de CA para la corriente de ruido de entrada no inversora. La ganancia para este voltaje de referencia de entrada no inversora se acopla nuevamente en CA para producir una ganancia de CC unitaria para obtener $V_{cc}/2$ en el pin de salida. La impedancia de entrada inversora va de R_{METRO} en DC a 50Ω a frecuencias más altas. R_{METRO} , así como R_{ren} **Figura 7**, también podría acoplarse a CA para evitar la carga de CC en la fuente.

Para estos dos circuitos de suministro único, hemos renunciado al acoplamiento de CC para la ruta de la señal. Los límites de baja frecuencia para la operación ahora serán establecidos por los capacitores de acoplamiento de CA, junto con las impedancias en cada parte del circuito. Todas las discusiones subsiguientes asumen suministros bipolares equilibrados, pero se aplican igualmente a la operación de suministro único.

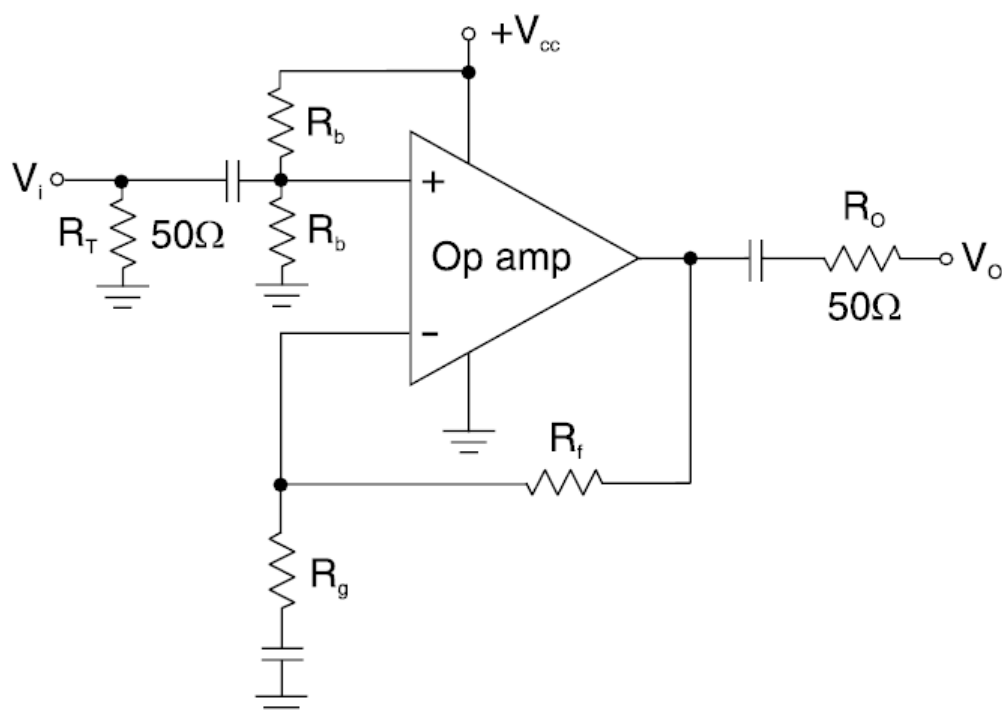


Figura 7. Operación de amplificador operacional no inversor de suministro único

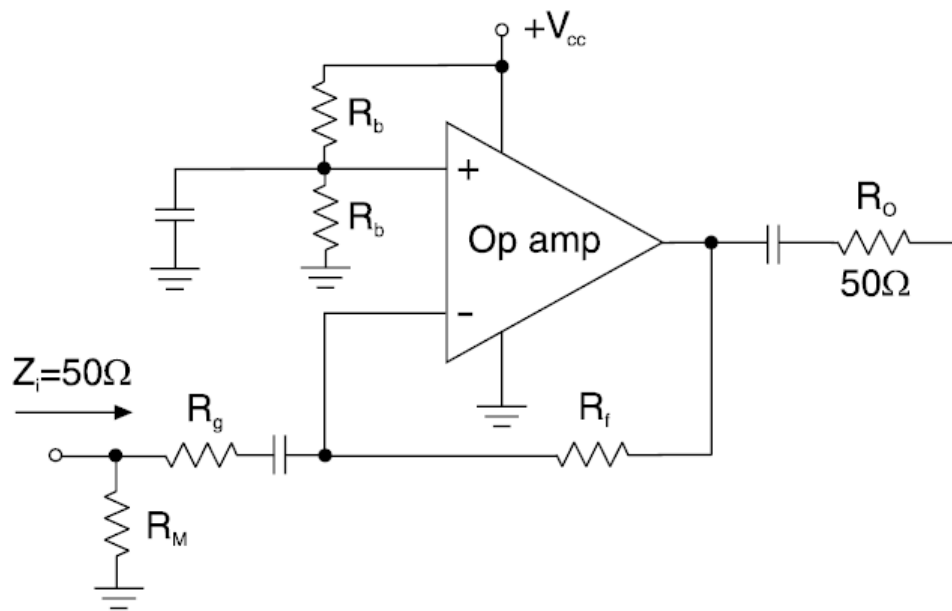


Figura 8. Suministro único, operación de amplificador operacional inversor

3 Características de rendimiento de CA de pequeña señal

Todos los parámetros de CA de señal pequeña típicos especificados para amplificadores de RF se derivan de los parámetros S (referencia[1]). Estos son:

Parámetros de dispersión	Especificación del amplificador de RF
S_{11} Reflexión de entrada	VSWR de entrada
S_{22} Reflexión de salida	ROE de salida
S_{21} Transmisión hacia adelante	Ganancia y ancho de banda del amplificador
S_{12} transmisión inversa	aislamiento inverso

Estas especificaciones dependientes de la frecuencia se miden utilizando un analizador de red y un equipo de prueba de parámetros S. Se debe realizar una calibración completa de 2 puertos antes de cualquier medición del dispositivo. El HP8753A, utilizado para las mediciones que se informan aquí, incorpora corrección de errores de 12 términos completos en su calibración de 2 puertos. Básicamente, esto normaliza todos los errores de medición debidos a imperfecciones en el cableado y el hardware de prueba (referencia[2]).

Figura 9 y Figura 10 muestran las dos configuraciones para el CLC404 utilizadas para demostrar los parámetros de rendimiento de CA de señal pequeña enumerados anteriormente. En cada caso, el equipo de prueba de parámetros S coloca el dispositivo en un 50Ω entorno de entrada y salida. Ambas configuraciones logran una ganancia de voltaje de 6 al pin de salida y 3 al 50Ω carga. Esto produce una ganancia de $20 \times \log(3) = 9,54$ dB medida por el analizador de red. Recuerde que una de las ventajas de usar amplificadores operacionales en aplicaciones de RF es la excepcional flexibilidad para establecer la ganancia. Se podría haber seleccionado una amplia gama de ganancias para los circuitos de prueba de Figura 9. y Figura 10. Se seleccionó ± 6 para permitir comparaciones fáciles con las especificaciones de la hoja de datos del CLC404, que están todas definidas con una ganancia de ± 6 .

Para la configuración de ganancia inversora, R_{METRO} junto con r_{grano} establece la impedancia de entrada a 50Ω . una r_{de} de 50Ω se retiene en la entrada no inversora para limitar la posibilidad de autooscilación en los transistores de entrada no inversora (ver **OA-15 Faux pas frecuentes en la aplicación de amplificadores de retroalimentación de corriente de banda ancha Informe de aplicación** (SNOA367)).

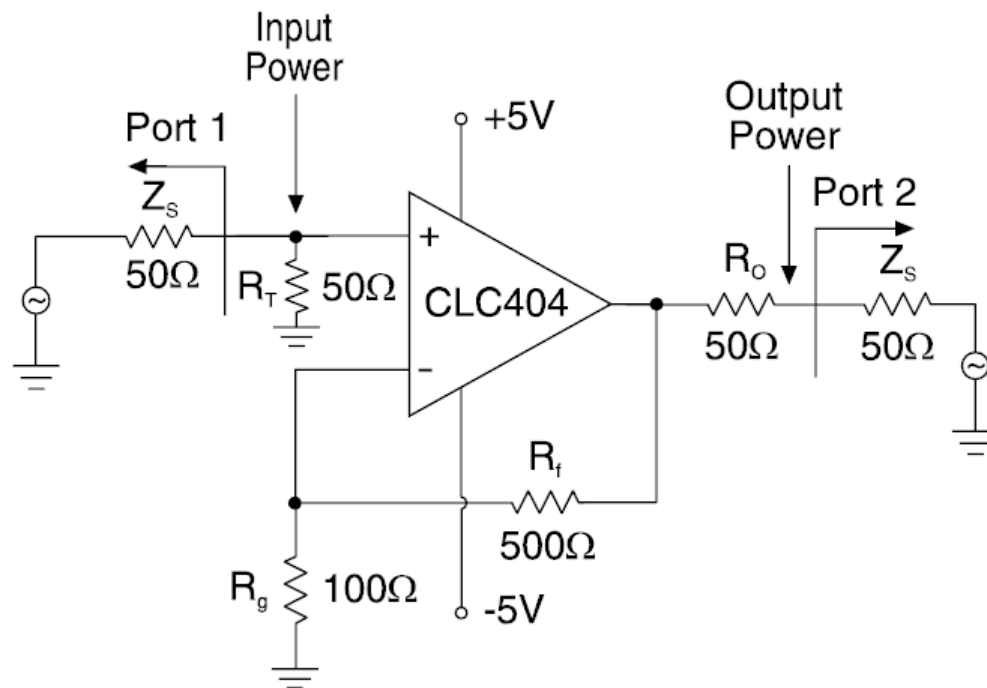


Figura 9. Circuito de prueba del parámetro S del amplificador no inversor

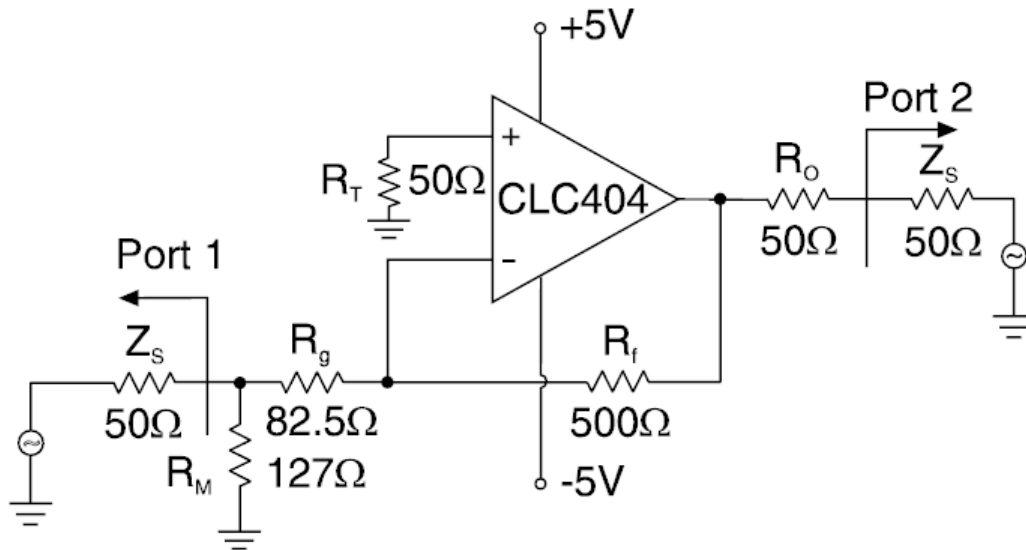


Figura 10. Circuito de prueba del parámetro S del amplificador inversor

4 VSWR de entrada/salida

La relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR) es una medida de qué tan bien se adaptan las impedancias de entrada y salida a la impedancia de la fuente. (Se asume que la impedancia característica de la línea de transmisión también es igual a la impedancia de la fuente de ambos puertos-50Ω en este caso). Es deseable que las impedancias de entrada y salida coincidan lo más posible con la fuente para una transferencia de potencia máxima y reflexiones mínimas.

$$\text{VSWR} = \frac{Z_L}{Z_S} \text{ or } \frac{Z_S}{Z_L} \text{ whichever} > 1$$

$Z_L \rightarrow$ amplifier input or output impedance

$Z_S \rightarrow$ test system source impedance

$$\text{Return loss} = 20 \log \left(\frac{\text{VSWR} + 1}{\text{VSWR} - 1} \right) = 10 \log (S_{11})^2 \text{ input}$$

$$\text{or } 10 \log (S_{22})^2 \text{ output}$$

(1)

Ideal, ROE = 1

Típicamente, VSWR = 1.5, para amperios de RF sobre su rango de frecuencia de operación

Medir la entrada VSWR es simplemente una cuestión de medir la relación entre la potencia reflejada y la potencia incidente en el Puerto 1 de [Figura 9](#) y [Figura 10](#) (S_{11}). Una combinación perfecta no reflejará ningún poder. La salida VSWR se mide de manera similar en el puerto 2 (S_{22}).

Como se describió anteriormente, las impedancias de entrada y salida de un amplificador operacional están determinadas por componentes externos seleccionados por el diseñador. Por esta razón, I/O VSWR nunca se muestra en la hoja de datos de un amplificador operacional. Sin embargo, se puede lograr una ROE excelente utilizando los componentes que se muestran en [Figura 4](#) y [Figura 5](#).

La polaridad de ganancia de un amplificador operacional tiene un efecto mínimo en la VSWR de salida. A bajas frecuencias, R_{op} sí mismo determinará la salida VSWR. Poniendo esta resistencia a 50Ω producirá una excelente VSWR de salida a frecuencias razonablemente altas. Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia de prueba, la impedancia de salida del amplificador operacional comenzará a aumentar a medida que la ganancia del lazo disminuya (referencia[3], página 237). Esta característica inductiva se puede compensar parcialmente con una pequeña capacitancia en derivación en R_o . Figura 11 muestra esto, para cualquier polaridad de ganancia, junto con la salida VSWR probada con y sin esta capacitancia de derivación. El valor de esta capacitancia dependerá del amplificador y, hasta cierto punto, de la configuración de ganancia, y se determinó empíricamente para esta prueba usando una pequeña tapa ajustable (5-20pF) directamente a través de R_o .

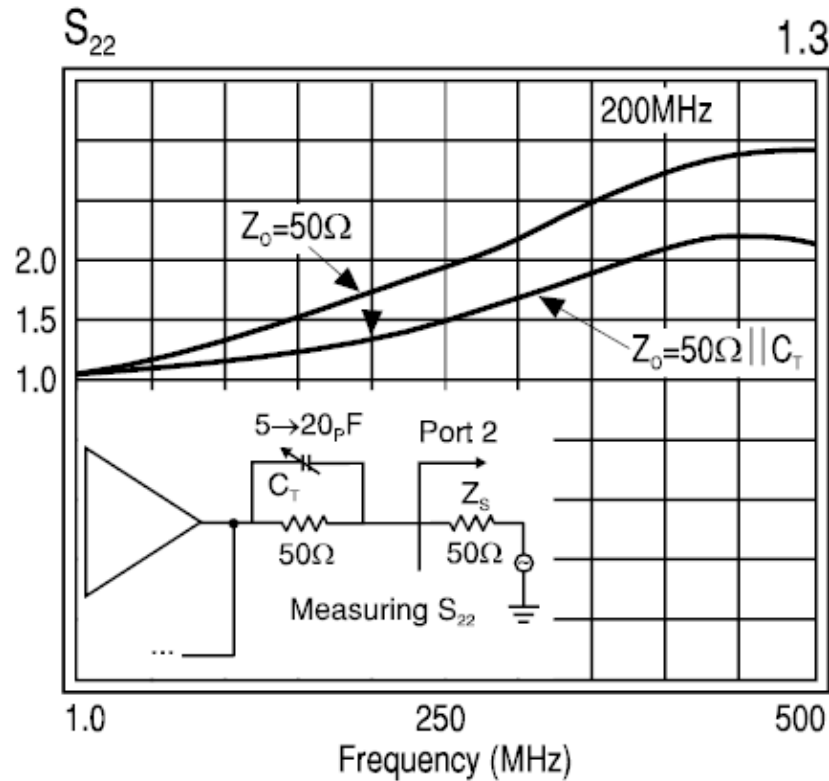


Figura 11. Medición y ajuste de VSWR de salida de CLC404

El marcador a 200 MHz indica una VSWR de salida de 1,3:1 cuando C_T está sintonizado de manera óptima. Tuning C_T también amplía la respuesta de frecuencia (S_{21}) ligeramente y se dejará en su lugar durante el resto de las pruebas.

La coincidencia de impedancia de entrada de la topología no inversora Figura 9 se establece principalmente por R_i . A medida que aumenta la frecuencia, la capacitancia de entrada del amplificador operacional eventualmente degradará la VSWR de entrada. Sin embargo, este efecto es tan insignificante en el rango de frecuencia operativo esperado que no se requiere sintonización.

La coincidencia de impedancia de entrada de la topología inversora Figura 10 es, a bajas frecuencias, establecido por la combinación paralela de R_{grano} y R_{METRO} . Esto se mantiene muy bien siempre que la entrada inversora del amplificador actúe como una baja impedancia sobre la frecuencia. Para los amplificadores de retroalimentación de corriente, la entrada inversora es en realidad un búfer controlado de baja impedancia. Sin embargo, su impedancia aumentará con la frecuencia. La impedancia de entrada inversora aparente de un amplificador de retroalimentación de voltaje también aumentará con la frecuencia a medida que su ganancia de bucle disminuya. En el caso de retroalimentación de voltaje, el aumento en la impedancia de entrada inversora se verá a una frecuencia más baja que para un amplificador de retroalimentación de corriente y dependerá en gran medida de la configuración de ganancia del amplificador.

Figura 12 muestra la entrada VSWR probada para las dos polaridades de ganancia de Figura 9 y Figura 10. En este caso, estamos midiendo S_{11} y permitir que el HP8753A convierta la medición y muestre VSWR directamente.

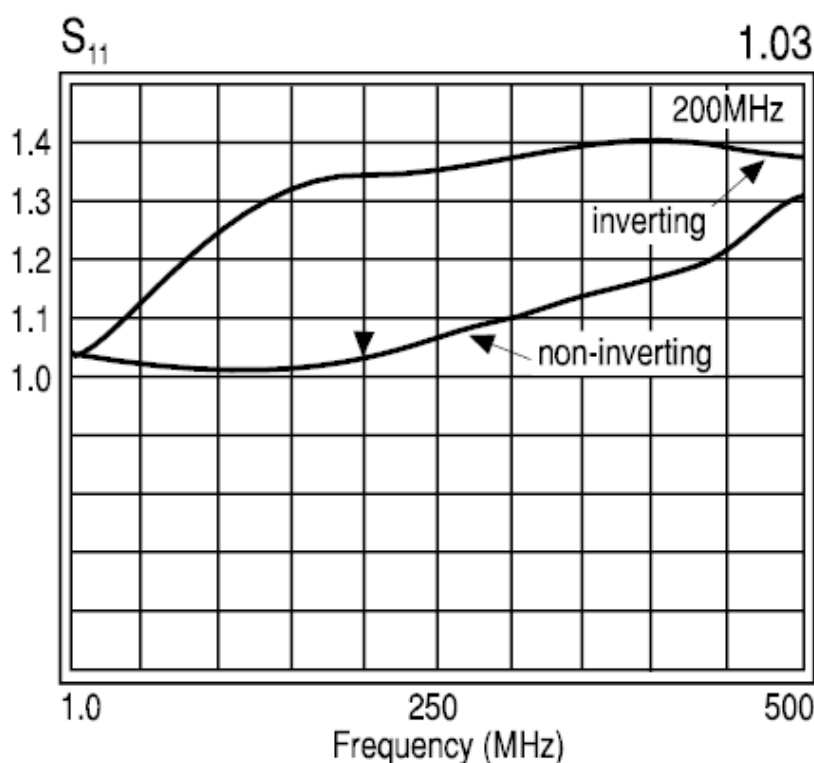


Figura 12. Entrada VSWR de CLC404

Observe cuidadosamente el cambio en la escala de la VSWR de entrada frente a la gráfica de VSWR de salida. El marcador en la traza de prueba no inversora muestra una VSWR de entrada excepcional de 1,03:1 a 200 MHz, mientras que la inversora, aunque más alta, permanece por debajo de 1,4:1 en este rango.

5 Ganancia directa y ancho de banda

Las especificaciones típicas del amplificador de RF muestran una ganancia fija, como se define en [Figura 1](#), con un rango de frecuencia especificado para una uniformidad de ganancia de 0,5 dB, junto con frecuencias de corte de -3 dB. Para el diseñador que utiliza un amplificador operacional de retroalimentación actual, se puede obtener fácilmente una amplia gama de ganancias posibles. Con el rango de ganancia de voltaje especificado del CLC404 de ± 1 a ± 10 , e incluyendo la pérdida adicional de 6dB de la salida a la carga, se pueden lograr ganancias de -6dB a 14dB utilizando el CLC404. Se pueden lograr mayores ganancias con este o cualquier otro amplificador de retroalimentación actual, con algún sacrificio en el ancho de banda (ver [OA-13 Informe de aplicación de mejora del rendimiento y análisis de ganancia de bucle de retroalimentación actual](#) [SNOA366](#))). Por ejemplo, el CLC401, especificado en un rango de ganancia de voltaje de ± 7 a ± 50 , se traduce en un rango de ganancia de 11dB a 28dB para aplicaciones de RF.

La ganancia directa sobre la frecuencia (comúnmente llamada respuesta de frecuencia y medida como S_{21}) siempre aparecen en las hojas de datos de Texas Instruments en un rango de ganancias. El ancho de banda de señal pequeña -3dB y la uniformidad de la ganancia también están garantizados con una ganancia particular para cada amplificador. Rara vez un amplificador operacional de retroalimentación de voltaje muestra la S_{21} características, ya que depende en gran medida de la configuración de ganancia. Más bien, estos amplificadores muestran un gráfico de ganancia y fase de bucle abierto y dejan que el diseñador prediga la ganancia y la fase de bucle cerrado. Los gráficos de respuesta de frecuencia para los amplificadores operacionales de Texas Instruments están normalizados para mostrar cada ganancia que ingresa en la misma cuadrícula en el gráfico para facilitar las comparaciones de la forma de respuesta de frecuencia en una amplia gama de ganancias. Otra ventaja del excelente control de ganancia de bucle de la topología de retroalimentación de corriente es la linealidad de fase de ganancia directa excepcional. Esta fase también se muestra en el gráfico de respuesta de frecuencia. Se garantiza una desviación máxima de la fase lineal en un ajuste de ganancia particular en las especificaciones de la hoja de datos.

La variación de parte a parte en la respuesta de frecuencia es mínima para los amplificadores híbridos de Texas Instruments, y se observa una mayor variación para los amplificadores operacionales monolíticos. Como Informe de Aplicación OA-13 ([SNOA366](#)) describe, la topología de retroalimentación actual permite un ajuste fácil y resistivo para la forma de respuesta de frecuencia que no tiene impacto en la ganancia directa. Este ajuste de planitud de respuesta de frecuencia tiene el mismo efecto para topologías no inversoras o inversoras. [Figura 13](#) muestra este ajuste agregado al circuito de [Figura 9](#), junto con el S_{21} medido con y sin este adorno. Como Informe de aplicación OA-13 ([SNOA366](#)) describe, este ajuste resistivo dentro del bucle de retroalimentación tiene el efecto de ajustar la ganancia del bucle y, por lo tanto, la respuesta de frecuencia, sin ajustar la ganancia de la señal, que aún se establecería solo con R_F y R_{gramo} . Esta prueba en particular logró una uniformidad de ± 1 dB de CC a 110 MHz con una ganancia de 9.54 dB para el circuito de prueba no inversor que se muestra (con resultados idénticos para una configuración inversora).

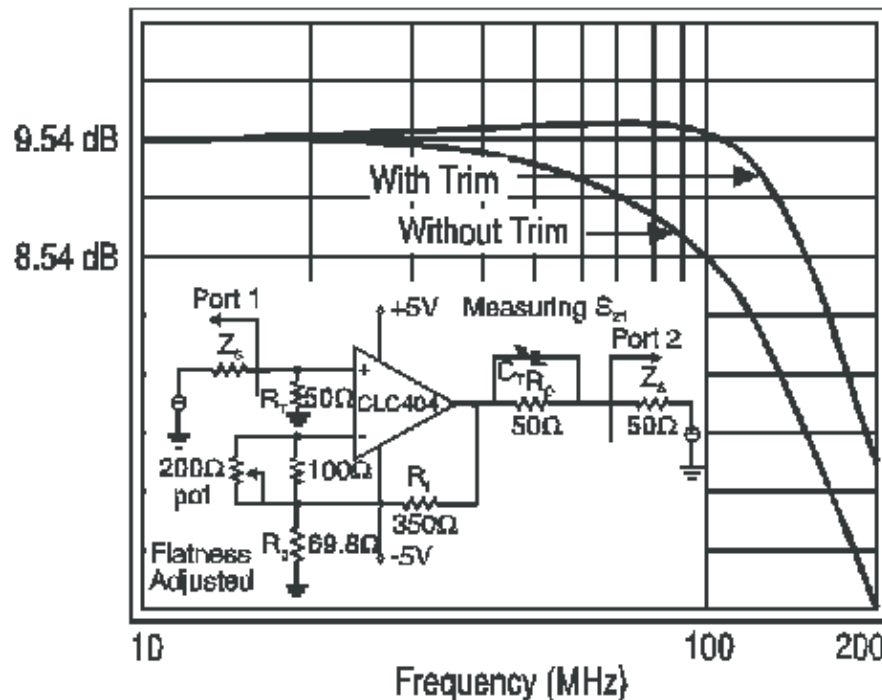


Figura 13. Medición y ajuste de la respuesta de frecuencia S_{21}

Tenga en cuenta que los valores de R_F y R_{gramo} han sido reducidos de los utilizados en el circuito de [Figura 9](#), aunque su relación y, por tanto, la ganancia, se han mantenido iguales. Con el potenciómetro de ajuste ajustado a cero ohmios, esta R_F es inferior. El valor garantiza que la respuesta de frecuencia alcanzará su punto máximo para cualquier CLC404 en particular que se use en el circuito. Luego, al aumentar la resistencia en la entrada inversora, el amplificador puede compensarse y S_{21} ajustado a la excelente planitud que se muestra arriba.

La variación de parte a parte en la respuesta de frecuencia se vuelve más pronunciada a medida que aumentan las frecuencias operativas deseadas y las ganancias de la señal. El funcionamiento del CLC404 a través de 50 MHz con una ganancia de 9,54 dB tendría, por ejemplo, una variación mínima en relación con el funcionamiento a través de 100 MHz y una ganancia de 14 dB. Para una uniformidad de $\pm 0,1$ dB, y teniendo en cuenta la rápida degradación del rendimiento de la distorsión a frecuencias más altas, 100 MHz es probablemente un límite superior razonable para el funcionamiento de los amplificadores operacionales de Texas Instruments (disponibles en el momento de la publicación) en aplicaciones de RF (o FI). Se puede lograr una operación de frecuencia más alta si las características degradadas de planitud y distorsión son aceptables para la aplicación. Se puede esperar que la introducción de nuevos productos amplíe esta frecuencia operativa.

6 Aislamiento Inverso

Esta característica de CA de pequeña señal es una medida de la cantidad de señal inyectada en el puerto de salida que regresa a la fuente de entrada. La magnitud de S_{12} es la medida del aislamiento inverso. Los amplificadores operacionales de retroalimentación de corriente de Texas Instruments exhiben un excelente aislamiento inverso en relación con la mayoría de los amplificadores de RF. Esto se debe a que tanto la salida como la entrada inversora son nodos accionados de baja impedancia. En la medida en que la salida del amplificador operacional y su entrada inversora presenten impedancias muy bajas en amplios rangos de frecuencia, se puede esperar una atenuación significativa de la señal al tomar un voltaje de señal aplicado a la resistencia de adaptación de salida y rastrearlo hasta un inversor o señal de entrada no inversora. Se puede esperar una atenuación ligeramente mayor para las configuraciones de no inversión frente a las de inversión, ya que la señal también debe pasar del pin de inversión al pin de no inversión en el caso de no inversión.

el circuito de [Figura 13](#), junto con el circuito inversor de [Figura 14](#) se utilizaron para medir el aislamiento inverso para ambas polaridades de ganancia, como se muestra en [Figura 15](#). Aunque el aislamiento inverso generalmente se especifica como un número positivo, este es simplemente el negativo de la ganancia logarítmica al retroceder a través del amplificador. Por lo tanto, la trama de [Figura 14](#) muestra una "ganancia" creciente que se interpretaría como un aislamiento inverso decreciente a medida que avanzamos hacia frecuencias más altas. Como [Figura 15](#) muestra, los aislamientos superiores a 30dB se pueden obtener fácilmente a través de frecuencias mucho más altas que el rango de frecuencia de funcionamiento, con aislamientos muy altos observados a bajas frecuencias.

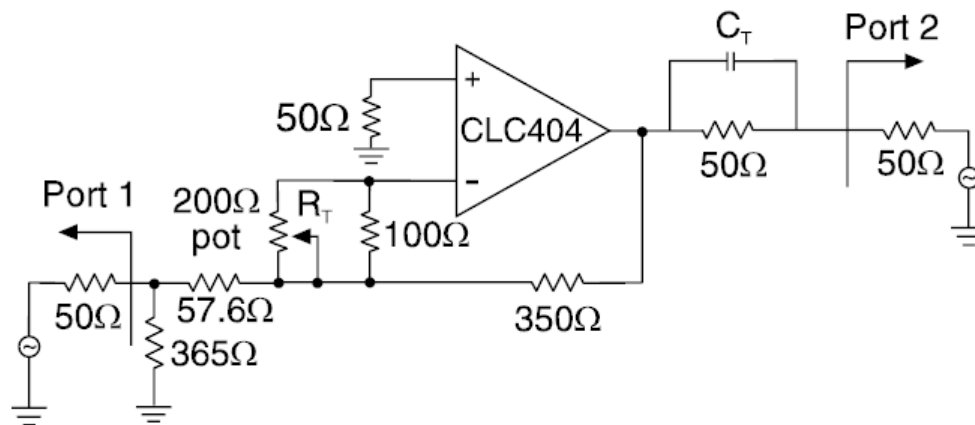


Figura 14. Circuito de prueba de aislamiento inverso inversor

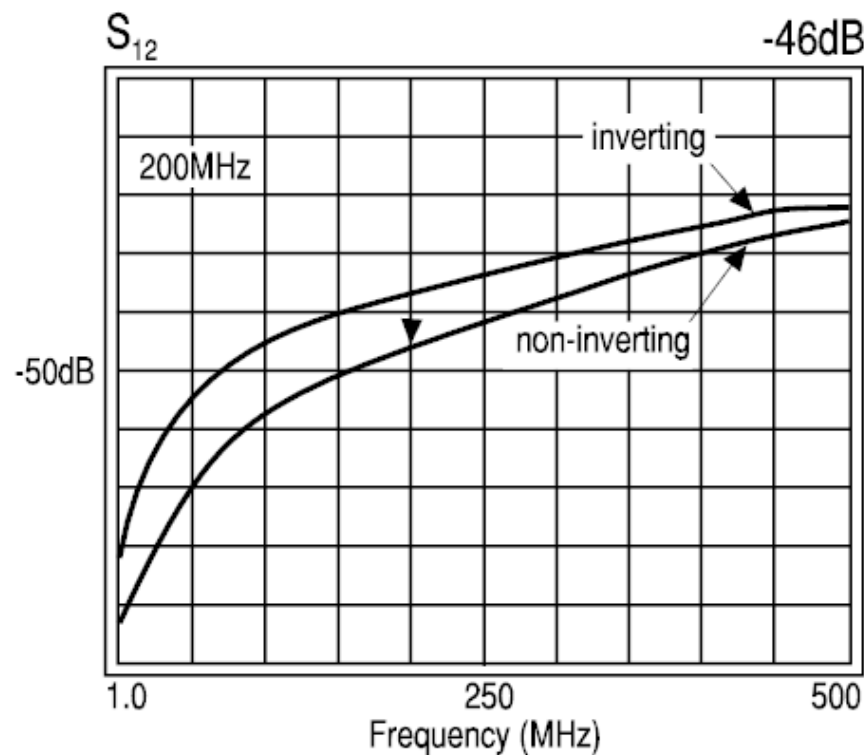


Figura 15. Ganancia Inversa para los Circuitos de [Figura 13](#) y [Figura 14](#)

7 Características de limitación del rango dinámico

El área final de preocupación al aplicar amplificadores operacionales a aplicaciones de RF son los límites del rango dinámico familiar para los usuarios de amplificadores de RF. Estos generalmente se limitan a:

- Punto de compresión de 1dB
- Intercepción de intermodulación de 2 tonos, tercer orden
- Figura de ruido

El punto de compresión de -1dB es una medida de la capacidad máxima de potencia de salida del amplificador. La intercepción de 2 tonos permite la predicción de señales espurias causadas por falta de linealidad del amplificador cuando se aplican a la entrada dos señales de entrada con una frecuencia muy cercana. La figura de ruido es una medida de cuánto ruido agrega el amplificador y establecerá un límite para la señal mínima detectable.

Aunque cada uno de estos se puede medir para cualquier configuración de amplificador operacional en particular, su interpretación para los amplificadores operacionales puede variar de los amplificadores de RF según el amplificador operacional que se utilice y la especificación. Cada uno de estos se describirá en general y se desarrollará y/o medirá para el CLC404 y se observará cualquier anomalía en la interpretación.

8 - Punto de compresión de 1dB

Dicho brevemente, esta es la potencia de salida esperada, a una frecuencia de entrada fija, donde la potencia de salida real del amplificador es 1dBm menos de lo esperado. Como [Figura 16](#) muestra, también se puede interpretar como la potencia de salida ideal en la que la ganancia real del amplificador se ha reducido en 1dB de su valor a potencias de salida más bajas. Con los ejes X e Y de [Figura 16](#) una escala de dBm, la potencia de salida frente a la potencia de entrada tendrá una pendiente de 1. Si desplazamos el eje X por la baja ganancia de potencia del amplificador (una ganancia de 20dB se usó arbitrariamente en [Figura 16](#)), la transferencia de entrada a salida del amplificador sería idealmente una línea de pendiente unitaria a través del origen.

Una interpretación adicional de [Figura 16](#) es que más allá del punto de compresión de -1dB, la potencia de salida permanece fija a medida que aumenta la potencia de entrada. Si S_{21} se midieron a una frecuencia fija, con una potencia de entrada de barrido, obtendríamos una línea horizontal, que muestra la baja ganancia de potencia, que finalmente cambia a una línea de pendiente -1 a medida que la potencia de salida se vuelve fija mientras que la potencia de entrada continúa aumentando.

La potencia de compresión de -1dB se usa comúnmente como límite máximo de potencia de salida cuando se calcula el rango dinámico de un amplificador. Los amplificadores de RF acoplados a CA estándar muestran una potencia de compresión relativamente constante de -1dB en su rango de frecuencia de funcionamiento.

Para un amplificador operacional, la potencia de salida máxima depende en gran medida de la frecuencia de entrada. Las dos especificaciones del amplificador operacional que tienen un propósito similar a la compresión de -1dB son el rango de voltaje de salida y la velocidad de respuesta. A bajas frecuencias, aumentar la potencia de una entrada de frecuencia fija conducirá eventualmente a la salida "hacia los rieles": un límite de saturación generalmente cae una cantidad de diodos por debajo de los voltajes de suministro. Además, a medida que aumenta la frecuencia de entrada, todos los amplificadores operacionales alcanzarán un límite en la velocidad de transición de la salida. Esto generalmente se especifica como una velocidad de respuesta que indica el máximo dV/dT en el voltaje del pin de salida. La mitad de esta velocidad de respuesta está disponible en la carga adaptada cuando se utiliza una resistencia de adaptación en serie de salida. Para una señal sinusoidal, la velocidad de respuesta máxima se produce en el cruce de 0. Este dV/dT máximo es simplemente el esfuerzo de voltaje máximo multiplicado por la frecuencia en radianes. Dada una tasa de cambio en voltios/seg (SR) y una frecuencia, se predice que la amplitud pico máxima antes de que se experimente una operación limitada de cambio sea $SR/(2 \times \pi \times \text{frecuencia})$. Sin embargo, esta amplitud máxima, que se puede convertir en una potencia de dBm en la carga usando las expresiones desarrolladas anteriormente, no se relaciona directamente con la compresión medida de -1dB.

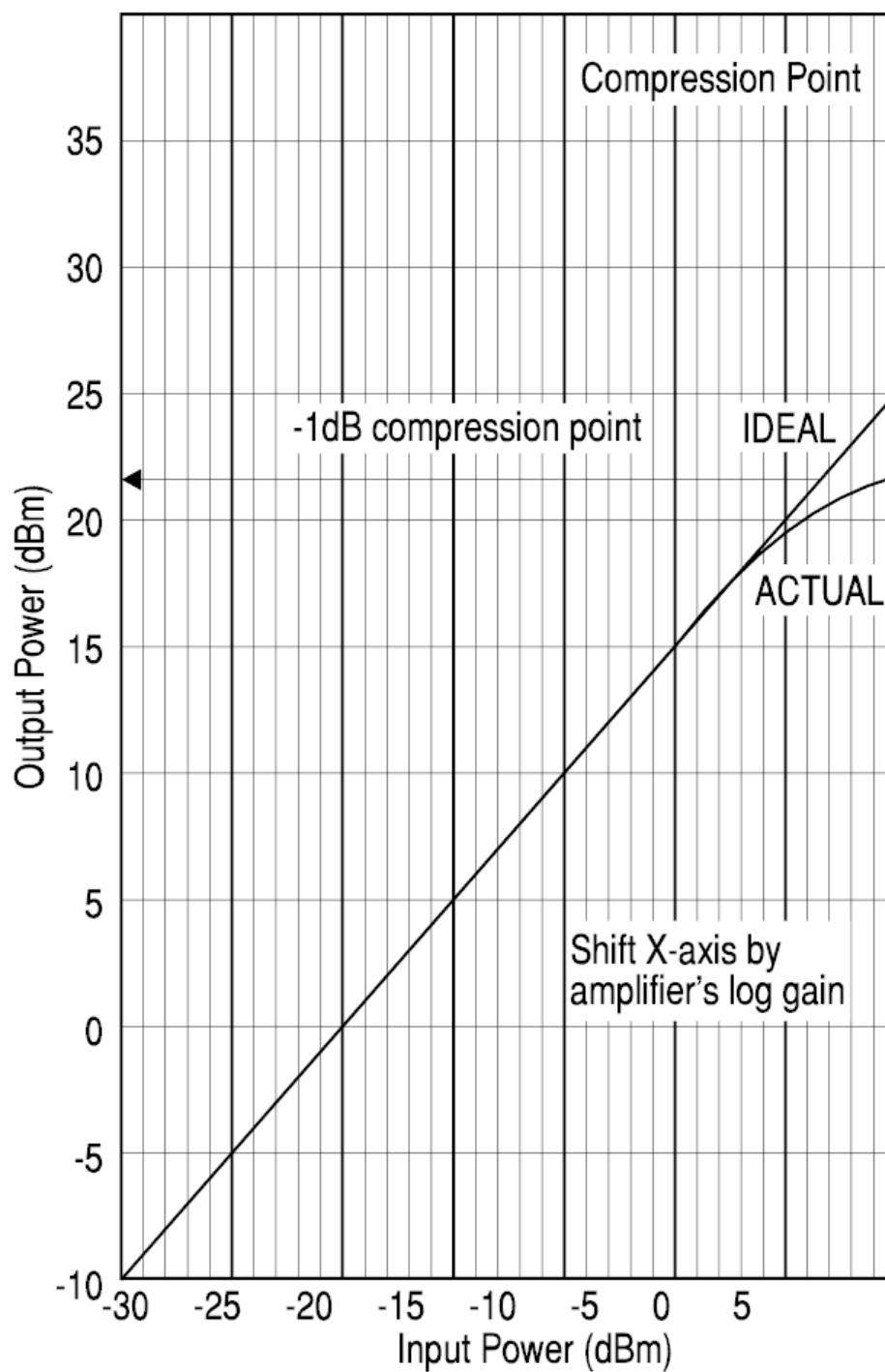


Figura 16. Ilustración de compresión de -1dB

Figura 17 muestra las potencias de compresión de -1dB medidas frente a la frecuencia para el CLC404 en los circuitos de Figura 13 y Figura 14. Dado que la potencia de salida máxima es principalmente una función de la etapa de salida, hay muy poca diferencia entre los puntos de compresión de -1dB sin inversión y con inversión. Para los amplificadores de Texas Instruments que muestran una mayor velocidad de respuesta inversora que no inversora (por ejemplo, CLC400), se esperaría una potencia de compresión mayor de -1dB a frecuencias más altas en configuraciones inversoras. Sin embargo, el valor de baja frecuencia debe ser similar entre las polaridades, ya que está determinado por la oscilación máxima del voltaje de salida (establecido principalmente por los voltajes de la fuente de alimentación y los requisitos de margen en la etapa de salida).

A pesar de que Figura 17 muestra la compresión de -1dB como se define en Figura 16, también es muy útil observar las formas de onda y los espectros de salida para comprender qué está configurando la potencia de compresión medida de -1dB.

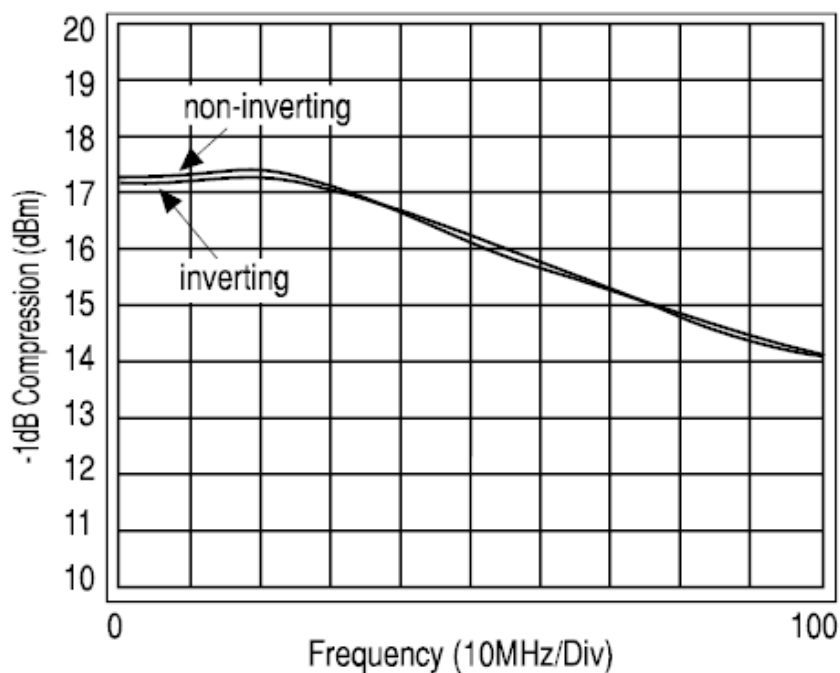


Figura 17. Compresión de 1dB para el CLC404

Figura 18 y Figura 19 muestra la forma de onda de tiempo y el espectro en la carga para la potencia de entrada que produce el punto de compresión de -1dB para el CLC404 que opera a 10MHz.

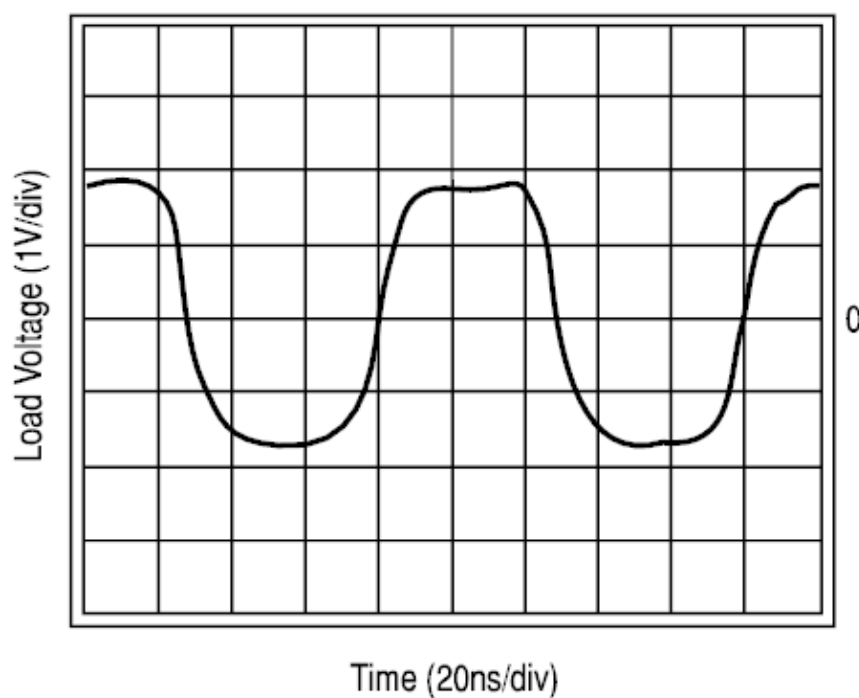


Figura 18. Forma de onda de salida a 10MHz - Compresión de 1dB

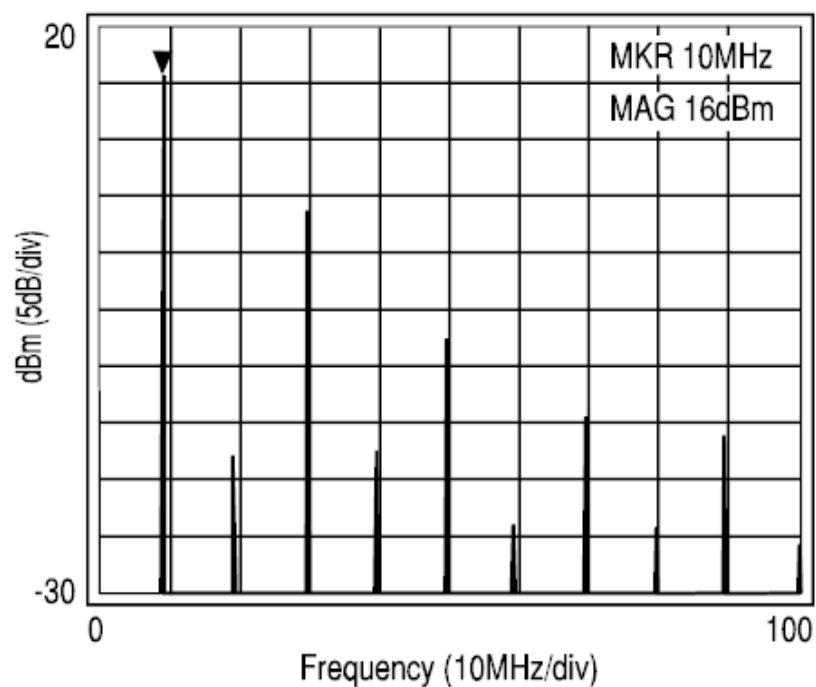


Figura 19. Espectro de salida a 10MHz - Compresión 1dB

A esta baja frecuencia, claramente nos encontramos con una limitación de oscilación de voltaje de salida. Con una compresión de 17.3dBm -1dB (como se muestra a 10MHz en [Figura 17](#)), esperaríamos que la amplitud fundamental en el espectro sea de 16,3 dBm. Los 16dBm observados en el espectro de [Figura 19](#) es una coincidencia razonable con esta potencia fundamental esperada. Sin embargo, es incorrecto convertir directamente esta potencia fundamental a una compresión de -1dB en una senoide y esperar que el amplificador pueda entregar una senoide de esta amplitud. Para la potencia fundamental de 16.3dBm predicha por la medición de compresión de -1dB, podríamos esperar que la salida entregue aproximadamente 4V páginas Oscilación sinusoidal en la carga, o oscilación de ± 4 V en el pin de salida. Aunque esto excedería la especificación de oscilación de salida máxima para el CLC404 que funciona con suministros de ± 5 voltios, esta amplitud de senoide está disponible si se usa un filtro de pérdida cero para transmitir solo el armónico fundamental.

Observe que una parte considerable de la potencia de salida se ha distribuido en armónicos de orden impar. Esto es típico de la salida de onda cuadrada observada en la traza del dominio del tiempo de [Figura 18](#). La potencia fundamental (10 MHz) se puede relacionar con la amplitud de la forma de onda de tiempo de salida a través de la expansión de la serie de Fourier de la forma de onda de salida. Si la salida fuera una onda cuadrada perfecta, en condiciones de operación limitada por voltaje de salida, una amplitud de onda cuadrada máxima de A generaría una amplitud de frecuencia fundamental de $4 \times A/\pi$. Partiendo de la amplitud pico medida de la forma de onda de tiempo de salida, la compresión anticipada de -1dB se calcularía como la potencia en una senoide $4/\pi$ veces la amplitud de onda cuadrada +1dBm. Haciendo esto para la oscilación medida de ± 1.8 V de [Figura 18](#) predeciría 15.1dBm (amplitud máxima de onda cuadrada convertida a dBm) + 2.1dBm ($20 \times \log(4/\pi)$) + 1dBm (la potencia de salida reportada -1dBm es 1dBm más alta que la potencia medida) = 18.3dBm. Esto es 1dBm más alto que lo medido. Esto se puede explicar por la forma de onda cuadrada menos que perfecta que se muestra en la forma de onda de tiempo de [Figura 18](#). Esta onda cuadrada menos que perfecta producirá un coeficiente para el término fundamental en la expansión de Fourier que en realidad es menor que el predicho $A \times 4/\pi$.

A medida que aumenta la frecuencia de funcionamiento, el límite de oscilación del amplificador operacional finalmente restringirá la oscilación de salida alcanzable a algo menos que el límite de oscilación del voltaje de salida del amplificador. Esto se puede observar en [Figura 11](#) a aproximadamente 30 MHz para el CLC404. Nuevamente, es instructivo observar la forma de onda de tiempo y el espectro resultante cuando se opera con una potencia de entrada que produjo una compresión de -1dB en la ganancia medida en estas frecuencias más altas. [Figura 20](#) y [Figura 21](#) muestre esto para el circuito no inversor ([Figura 13](#)) operando a la potencia de entrada necesaria para producir la compresión medida de -1dB con una señal de entrada sinusoidal de 50MHz (desde [Figura 17](#), esta potencia de entrada sería 16.3dBm - 9.54 (ganancia) = 6.8dBm)

La potencia de compresión de -1dB medida en condiciones limitadas de rotación depende de la cantidad de potencia en la frecuencia fundamental generada por la forma de onda de tiempo que se muestra en [Figura 20](#). Aunque podemos decir que la compresión de -1dB debe estar relacionada con la velocidad de respuesta del amplificador, sería muy difícil relacionar la velocidad de respuesta con la forma de onda y luego, a través de la serie de Fourier, con la potencia fundamental y, por lo tanto, con la compresión de -1dB. La distribución exacta de potencia en la fundamental y los armónicos cambia con la frecuencia. Todo lo que realmente se puede decir es que en estas compresiones de frecuencia más alta -1dB, se genera una forma de onda significativamente distorsionada con una excursión de pico a pico menor que la observada en frecuencias más bajas.

A bajas frecuencias, la potencia de compresión de -1dB se puede predecir aproximadamente utilizando el análisis que se muestra anteriormente, asumiendo una salida de onda cuadrada establecida por los límites de oscilación del voltaje de salida que se muestran en la hoja de datos del amplificador operacional. Recuerde que el rango de voltaje de salida especificado en la hoja de datos es el doble de lo que se puede entregar a través de la pérdida de 6dB tomada desde la resistencia correspondiente a la carga. Sin embargo, no es posible predecir fácilmente la compresión de frecuencia más alta -1dB a partir de la especificación de velocidad de respuesta. Como se verá en la siguiente sección, tampoco es posible relacionar la compresión de -1dB con la intercepción de tercer orden. Los amplificadores de RF típicos mostrarán una intercepción de tercer orden 10 dBm más alta que el punto de compresión de -1 dB. Los amplificadores operacionales de Texas Instruments, si muestran una característica de intercepción,

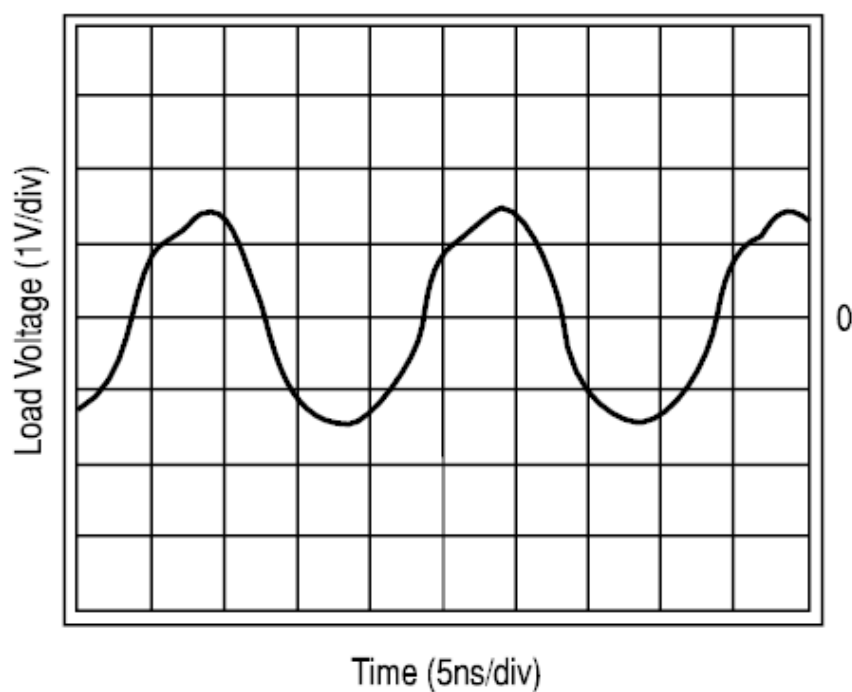


Figura 20. Forma de onda de salida medida a 50 MHz - Compresión de 1 dB

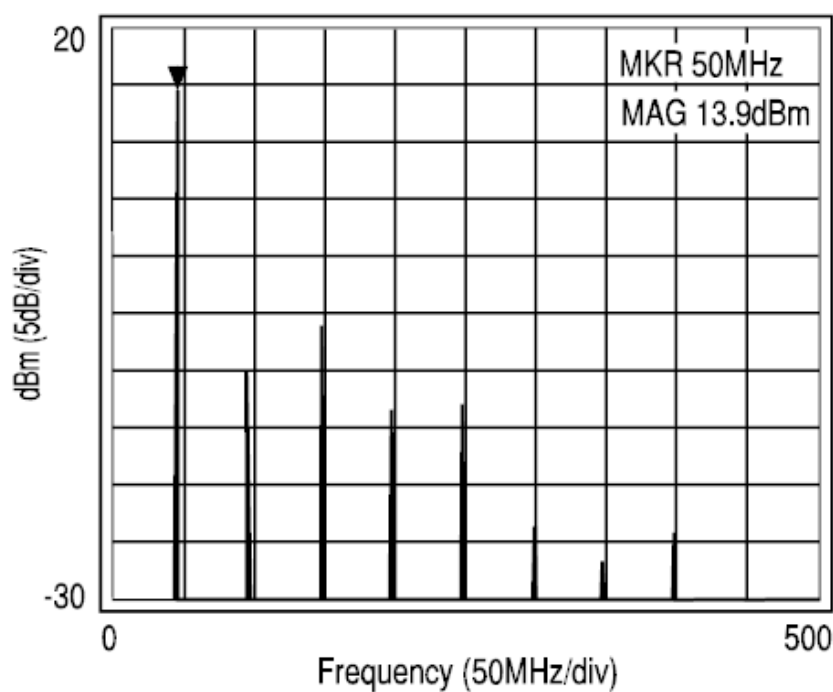


Figura 21. Espectro de salida medido a 50 MHz - Compresión de 1 dB

9 Intercepción de intermodulación de tercer orden de 2 tonos

Esta especificación está dirigida a predecir las potencias de distorsión de intermodulación de tercer orden para cualquier combinación de dos señales de entrada estrechamente espaciadas (en frecuencia). Cualquier amplificador se puede modelar para tener una aproximación polinomial a su función de transferencia de entrada a salida. Cuando hay dos frecuencias de señal de entrada, el término de tercer orden de esta aproximación polinomial dará lugar a términos de distorsión en frecuencias que pueden estar muy cerca de las frecuencias de la señal de entrada. Estas distorsiones estrechamente espaciadas son considerablemente más problemáticas para los canales de FI de banda estrecha que los términos de distorsión armónica simple que aparecen en incrementos enteros de la frecuencia de la señal de entrada.

El Apéndice B expande todas las ubicaciones de frecuencias espurias y los coeficientes de distorsión para dos señales de entrada a frecuencias de $f_0 - \Delta f$ y $f_0 + \Delta f$ cuando se pasa por un polinomio de quinto orden. Con esta definición simple de desviaciones iguales de una frecuencia central (una frecuencia promedio), todas las ubicaciones de frecuencias espurias se convierten en expresiones algebraicas muy simples de f_0 y Δf . El uso de este enfoque para definir las ubicaciones de frecuencia de prueba también permite una ilustración clara de los grupos simétricos de términos espurios alrededor de múltiplos enteros de f_0 . De [apéndice B](#), los términos de intermodulación de tercer orden caen en $f_0 \pm \Delta f$. Con una señal de entrada definida como $V_i = A \cos(2\pi(f_0 - \Delta f)t) + B \cos(2\pi(f_0 + \Delta f)t)$, y una ganancia de voltaje de entrada a salida función de transferencia de $V_o = k_0 + k_1 V_i + k_2 V_i^2 + k_3 V_i^3$ (ignorando los términos de orden superior por ahora), una tercera inferior ordene el término espurio en $f_0 - 3\Delta f$ con una amplitud de $(3/4) \times K_3 \times A \times B$ y una parte superior espuria en $f_0 + 3\Delta f$ con una amplitud de $(3/4) \times K_3 \times A \times B$ resultará.

Si se aplicaran señales de igual amplitud a la entrada ($A = B$), y si se aumentaran de la misma manera, las dos amplitudes espurias aumentarían de forma cúbica. En términos de dBm, si las dos potencias de entrada, y por lo tanto de salida, aumentarían en 1 dBm, este modelo predice que las dos potencias espurias de tercer orden de salida aumentarían en 3 dBm. Es interesante notar el efecto de ajustar solo una de las potencias de frecuencia de entrada. Cambiar la potencia de la frecuencia de prueba más baja en 1 dBm cambiará la señal espuria inferior en 1 dBm y la señal espuria superior en 2 dBm. Por el contrario, cambiar la potencia de la frecuencia de prueba superior en 1 dBm cambiará el espurio inferior en 2 dBm y el superior en 1 dBm. La dependencia de la potencia espuria de tercer orden con respecto a la potencia de frecuencia de prueba de salida (suponiendo potencias iguales para cada frecuencia de prueba) se muestra gráficamente en [Figura 22](#).

Como se muestra en [Figura 22](#), las potencias espurias de tercer orden, que aumentan a una tasa de 3X frente a la potencia de entrada, "interceptarán", en alguna potencia de salida, las potencias de salida deseadas que aumentan a una velocidad de 1X frente a la potencia de entrada. Otra forma de decir esto es que hay una tasa de cierre de 2X entre las potencias de salida deseadas y las potencias espurias de intermodulación de tercer orden no deseadas. El gráfico de [Figura 22](#) se configuró arbitrariamente para una ganancia de amplificador de 20 dB (el eje x se ha desplazado para producir una potencia de salida de 0 dBm para una potencia de entrada de -20 dBm) y para una intercepción de tercer orden de 30 dBm. Ningún amplificador real podrá alcanzar el punto de intercepción desde el punto de vista de la potencia de salida, ya que esta intercepción suele exceder la potencia de compresión de -1 dB en al menos 10 dBm. El intercepto pretende ser una construcción matemática para permitir la predicción del nivel de potencia espuria para una potencia de señal de salida dada. Para un amplificador que muestra una característica de intercepción de intermodulación de tercer orden, una sola medición de las potencias de salida y los niveles espurios son suficientes para resolver el punto de intercepción como se muestra en la ecuación de [Figura 22](#).

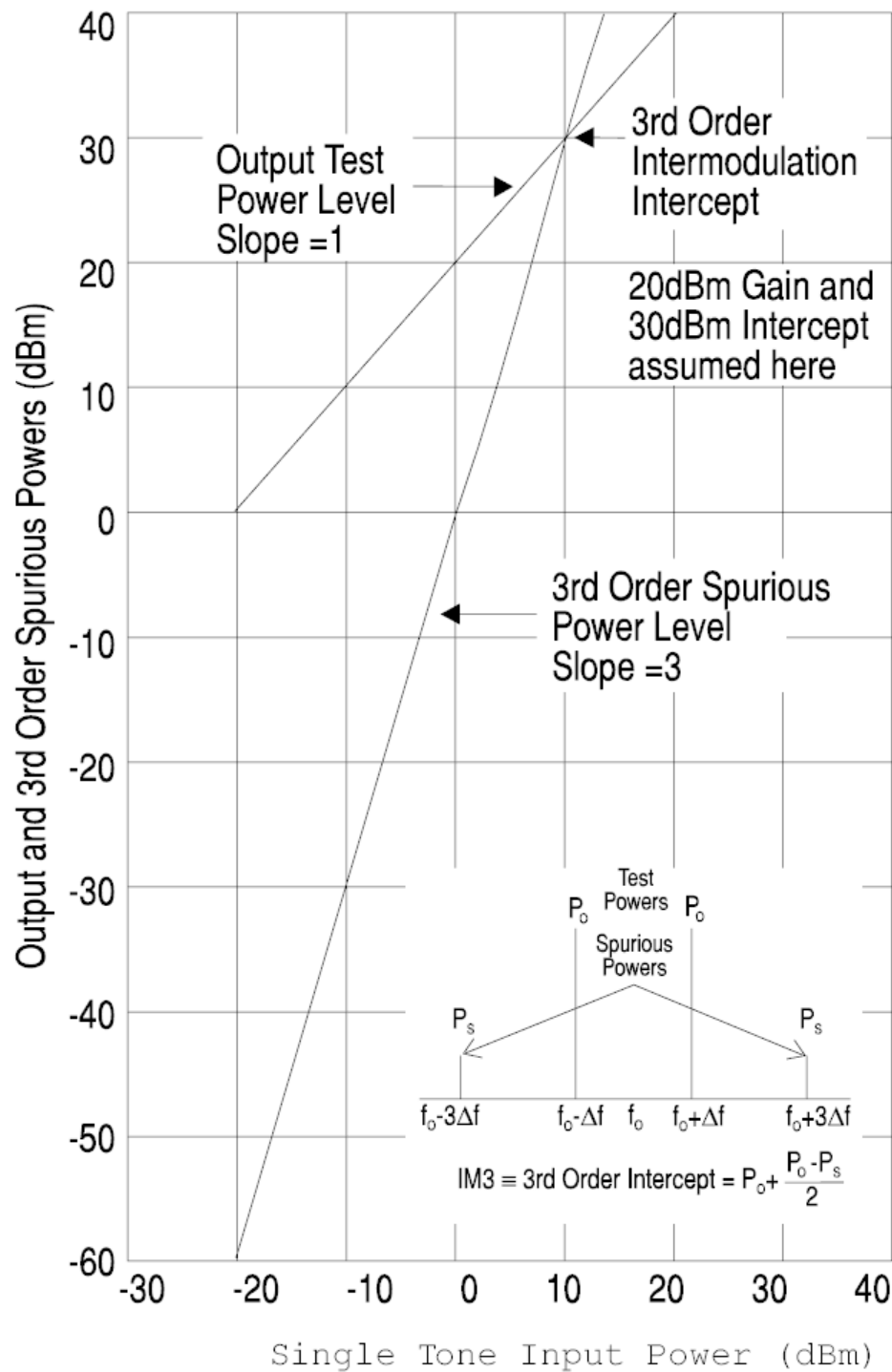
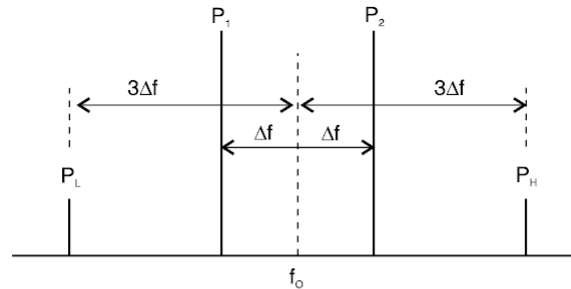


Figura 22. Potencia espuria de salida y de tercer orden frente a potencia de entrada

Figura 22 asume niveles de potencia de salida iguales para las dos señales de salida deseadas. Un enfoque más general, con niveles de potencia de prueba desiguales, muestra que, a partir de un conjunto de mediciones, se pueden realizar dos estimaciones para la intersección de tercer orden. Figura 23 avanza a través de este análisis y concluye con las ecuaciones predictivas para cada uno de los dos niveles espurios de tercer orden. La representación gráfica mostrada en Figura 23 está modelando lo que se observaría para una medición del analizador de espectro de las potencias de prueba y espurias.



$$1^{\text{st}} \text{ estimate of intercept } IM3_1 = P_1 + \frac{P_2 - P_L}{2}$$

$$2^{\text{nd}} \text{ estimate of intercept } IM3_2 = P_2 + \frac{P_1 - P_H}{2}$$

$$\text{Averaging these } IM3_{\text{AVG}} = \frac{P_1 + P_2}{2} + \frac{P_2 - P_L}{4} + \frac{P_1 - P_H}{4}$$

$$\text{If } P_1 = P_2 = P_T \text{ and } P_L = P_H, \text{ define } \Delta dB_c = P_O - P_L = P_O - P_H$$

$$IM3 = P_O + \frac{\Delta dB_c}{2}$$

Solving the two intercept estimates for P_L and P_H

$$P_L = P_2 - 2(IM3 - P_1)$$

$$P_H = P_1 - 2(IM3 - P_2)$$

$$\text{or, for } P_1 = P_2 = P_O$$

$$P_L = P_H = 2 \left(\frac{3}{2} P_O - IM3 \right)$$

Figura 23. Cálculos de intercepción de intermodulación de tercer orden

Los amplificadores de RF típicos se aproximan mucho a este modelo espurio de intermodulación de tercer orden con una intersección que es relativamente constante en el rango de frecuencia de funcionamiento especificado del amplificador. Los amplificadores operacionales, sin embargo, muestran desviaciones significativas de este modelo simple. La diferencia principal es que todos los amplificadores operacionales mostrarán un rendimiento espurio de tercer orden de 2 tonos fuertemente dependiente de la frecuencia. Los niveles espurios de intermodulación observados serán una función de la distorsión intrínseca en el camino directo del amplificador corregido por cualquier ganancia de bucle que tenga el amplificador a esa frecuencia. Todos los amplificadores operacionales muestran una ganancia de bucle que disminuye con la frecuencia. Por lo tanto, los niveles espurios de tercer orden, en general, aumentarán con la frecuencia para potencias de prueba de salida fijas (referencia[4] analiza esta dependencia de ganancia de bucle en detalle).

Una preocupación adicional es en qué punto del circuito definir la intersección de tercer orden. Para hacer comparaciones directas con los amplificadores de RF, Texas Instruments define la intercepción de tercer orden en 50Ω carga cuando se conduce desde un 50Ω impedancia de salida. Algunas de las hojas de datos anteriores de Texas Instruments (por ejemplo, CLC220, CLC221) definieron la intercepción de una oscilación de voltaje en el pin de salida convertida en potencia (como si estuviera impulsando 50Ω) mientras aplica ese swing de salida a la serie 50Ω en un 50Ω carga. Esto tiene el efecto de definir un intercepto que es 6dBm más alto que lo que está realmente disponible en la carga. Esto se puede ver en la ecuación que se muestra en Figura 23 para IM3. Recuerde que IM3, para niveles de potencia de prueba iguales para las dos frecuencias de prueba, es simplemente el nivel de potencia de prueba +1/2 de la diferencia entre los niveles de potencia de prueba y los niveles de potencia espuria. Esta diferencia no cambia al pasar del pin de salida

a la carga correspondiente. Sin embargo, la oscilación del voltaje de salida caerá en 6dB y, dado que la potencia del pin de salida se definió erróneamente como una oscilación de voltaje particular en un 50Ωcarga (cuando de hecho ve un 100Ω carga), esto se traducirá en una caída de 6dBm en el nivel de potencia de prueba a los 50Ωcarga. Por lo tanto, la intercepción utilizable en la carga combinada es 6dBm más baja que la especificada en las hojas de datos anteriores que requieren un cálculo de potencia de salida en el pin de salida.

Dado que el nivel de potencia de prueba se define en la carga adaptada, es importante tener en cuenta las limitaciones del amplificador en la potencia máxima y la frecuencia de prueba. Para una prueba de dos tonos de potencias iguales y frecuencias estrechamente espaciadas, la oscilación de voltaje de pico a pico disponible para cada frecuencia de prueba en la carga es 1/4 del voltaje de salida de pico a pico disponible en el pin de salida del amplificador, mientras que la velocidad de cambio disponible para cada el tono de prueba se puede estimar como 1/8 de la velocidad de respuesta especificada del amplificador. Para una señal de prueba de 2 tonos que se genera con una carga adaptada, se genera el doble de oscilación de pico a pico en la envolvente (y el doble de velocidad de oscilación). Regresar a través de la resistencia correspondiente al pin de salida duplicará esta oscilación y velocidad de giro nuevamente. Además, Las pruebas empíricas han revelado que una velocidad de giro máxima general en el pin de salida que es la mitad de la velocidad de giro especificada del amplificador operacional mostrará un rendimiento espurio bajo. A medida que la velocidad de giro de la forma de onda del pin de salida supera este límite, entran en juego no linealidades adicionales que aumentan rápidamente las potencias espurias de tercer orden.

utilizando el circuito de [Figura 13](#) y las especificaciones típicas para el CLC404, el nivel máximo de potencia de prueba en la carga para cada tono de prueba, desde el punto de vista de oscilación de salida, sería $(1/4) \cdot 6V_{p\acute{a}ginas} = 1,5 V_{p\acute{a}ginas}$. Esto se traduce en un nivel máximo de potencia de prueba para cada tono de aproximadamente 8dBm. Con esta oscilación de salida máxima, la velocidad de oscilación disponible de $(1/8) \times 2000 V_{\mu s} = 250 V/\mu s$ limitará la frecuencia de funcionamiento a menos de $(SR/(2 \times \pi \times V_{p\acute{a}ginas}/2)) = 250E6/(2 \times \pi \times 0,75 V) = 53 MHz$. A medida que disminuyan las potencias de prueba o de operación, aumentará este límite de frecuencia superior establecido por el límite de velocidad de respuesta. Por ejemplo, bajar la potencia de 6dB a 2dBm empujará este límite a 106MHz.

Aunque algunos de los amplificadores de retroalimentación de corriente de Texas Instruments (por ejemplo, CLC400, CLC401, CLC560) muestran una buena aproximación al modelo de intercepción de tercer orden, el CLC404, utilizado en los circuitos de ejemplo mostrados hasta ahora, muestra una potencia falsa frente a la potencia de prueba. característica que se desvía significativamente del modelo simple de [Figura 22](#). [Figura 24](#) muestra la diferencia entre la prueba y las potencias espurias graficadas como una función de la potencia de prueba de un solo tono en la carga. Tenga en cuenta que el eje de la variable independiente es la potencia de salida; no es la potencia de entrada que se muestra en [Figura 22](#). Idealmente, esto produciría, en cada frecuencia, una línea recta con una pendiente de +2 (en lugar de la pendiente de +3 que se muestra en la figura). [Figura 22](#)). Un gráfico similar para el CLC401, que se aproxima más a este ideal, se muestra en [Figura 25](#). Si un amplificador operacional se aproxima mucho al modelo de intercepción de tercer orden, una sola medición a una potencia operativa sería adecuada para predecir la intercepción a esa frecuencia.

El gráfico de espurias de tercer orden para el CLC404 muestra claramente algún mecanismo adicional que mantiene bajos los niveles de espurias a medida que el nivel de potencia de salida se mueve por encima de 0dBm. A niveles de potencia más bajos, parece que la característica espuria se mueve hacia una pendiente lineal de 2 como predice el modelo de intercepción simple. Mirando nuevamente la expansión de quinto orden de los coeficientes de 2 tonos que se muestran en [apéndice B](#), un término adicional de quinto orden contribuye a las potencias espurias observadas en las frecuencias de intermodulación de tercer orden. Normalmente, se esperaría que el coeficiente K5 sea mucho más bajo que el valor K3 que esta contribución de quinto orden puede despreciarse. Sin embargo, en el caso del CLC404, el coeficiente K3 es tan bajo que hace que este segundo término sea significativo a potencias operativas más altas. Tenga en cuenta que la contribución de este término de quinto orden aumenta como la quinta potencia de las dos potencias de prueba frente al término de tercer orden que aumenta más lentamente. Se puede teorizar que el coeficiente de quinto orden es de signo opuesto al coeficiente de tercer orden. Luego, a medida que las potencias de prueba aumentan hasta el nivel en que este término de quinto orden se vuelve significativo en magnitud frente al tercer orden, los niveles espurios realmente disminuyen para aumentar la potencia de salida.

La intercepción proyectada a niveles de potencia muy bajos todavía se puede utilizar para predecir el rango dinámico libre espurio. En [Figura 24](#), la intersección con potencias de salida bajas se puede estimar para una frecuencia particular como la potencia de salida menos la mitad del valor del eje y. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que los amplificadores operacionales de banda ancha como el CLC404 en realidad brindan un mejor rendimiento espurio a potencias altas de lo que podría predecir este modelo de intercepción de potencia baja.

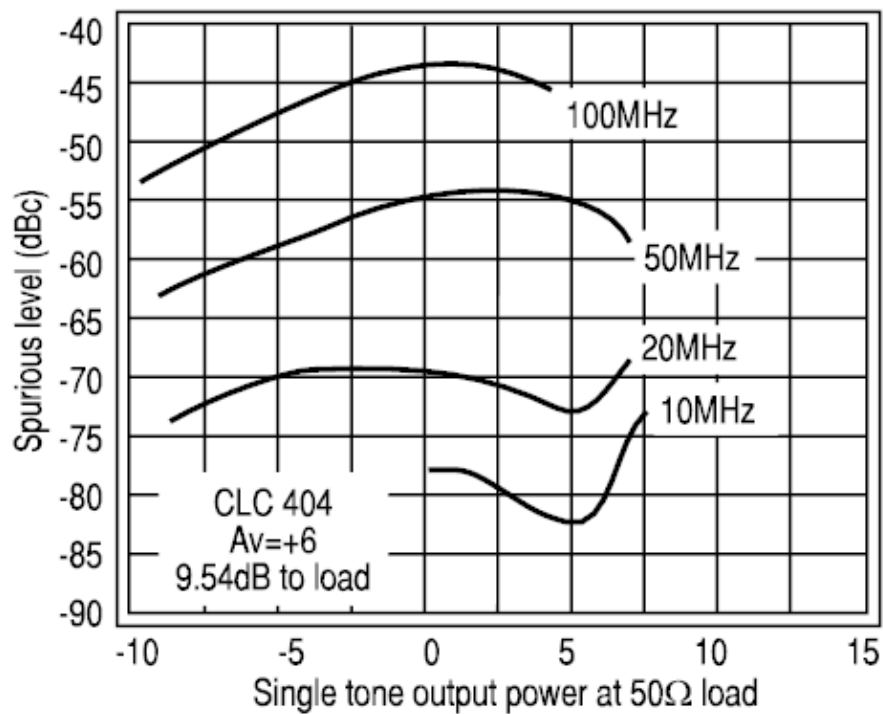


Figura 24. Espurias de tercer orden medidas para el CLC404

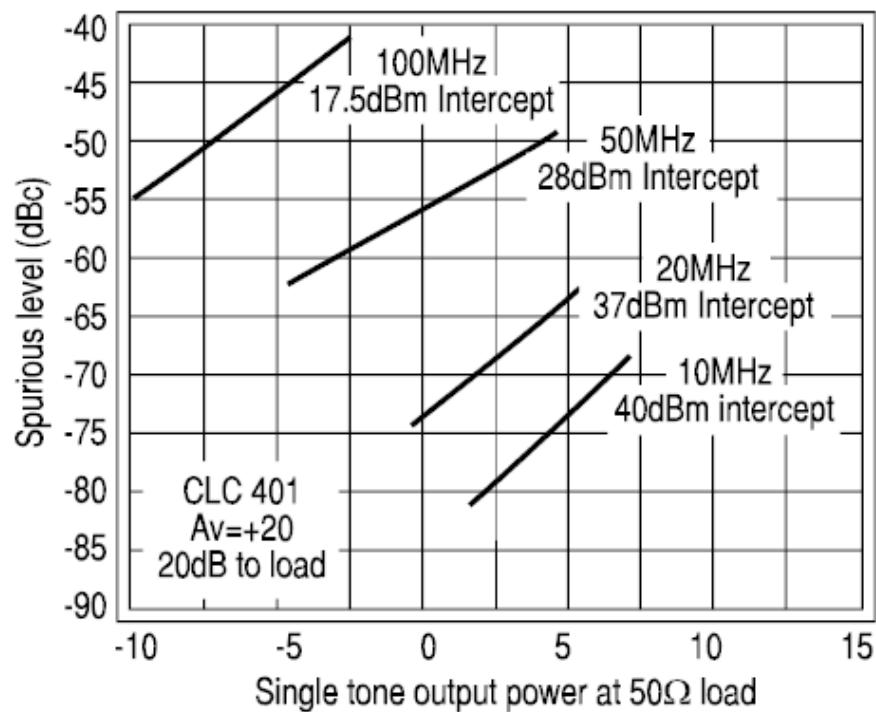


Figura 25. Espurias de tercer orden medidas para el CLC401

El rendimiento de la intercepción de tercer orden suele ser muy similar entre las topologías inversoras y no inversoras. Como se discutió en la referencia 4, cualquier cosa que cambie la ganancia de bucle del amplificador operacional tendrá un efecto en el rendimiento espurio de tercer orden. El aumento de la ganancia de bucle, ya sea yendo a valores de resistencia de retroalimentación bajos para amplificadores operacionales de retroalimentación de corriente o ganancias de señal bajas para amplificadores operacionales de retroalimentación de voltaje, disminuirá las potencias espurias. Sin embargo, en ambos casos, el aumento de la ganancia de bucle cambiando el punto de operación externo está limitado por consideraciones de estabilidad de bucle cerrado. Las distorsiones e intermodulaciones de tercer orden se pueden reducir aún más haciendo funcionar cualquier amplificador operacional con corrientes de reposo más altas (si es posible) y/o llevando la salida a una carga de impedancia más alta para aquellas situaciones que no requieran un 50Ω entorno de impedancia adaptada.

10 Figura de ruido

A diferencia del punto de compresión y la intersección de intermodulación de tercer orden, la figura de ruido para un amplificador operacional siempre se puede utilizar de la misma manera que para un amplificador de RF. Es importante recordar que, al igual que la compresión y la intercepción, una figura de ruido generalmente se desarrolla en una frecuencia particular y puede cambiar con la frecuencia. Normalmente, sin embargo, se puede usar un solo valor por encima de la frecuencia de la esquina de ruido 1/f del amplificador operacional (para una discusión adicional sobre el ruido y sus apéndices para la discusión de la esquina de ruido 1/f y los términos tabulados de ruido de entrada del amplificador operacional para los amplificadores operacionales de Texas Instruments, consulte [Informe de aplicación de análisis de ruido OA-12 para amplificadores colineales \(SNOA375\)](#))).

La cifra de ruido se puede calcular con precisión a partir de los términos de ruido de entrada equivalentes para un amplificador operacional y los valores de resistencia utilizados para lograr la ganancia y la impedancia de entrada deseadas. A diferencia de un amplificador de RF con una ganancia y una figura de ruido fijas, la figura de ruido de un amplificador operacional dependerá en gran medida de la configuración de ganancia. Sin embargo, podemos predecir fácilmente la figura de ruido con las ecuaciones desarrolladas aquí.

Se realizará un desarrollo muy general para la figura de ruido no inversora de un amplificador operacional para permitir una fácil comparación con las expresiones de figura de ruido que se encuentran en las hojas de datos anteriores de Texas Instruments. Sin embargo, la figura de ruido del amplificador operacional inversor procederá con la suposición normalmente utilizada: que la impedancia de entrada debe coincidir con la impedancia de la fuente.

Un esquema idealizado que ilustra la definición de la figura de ruido se muestra en [Figura 26](#).

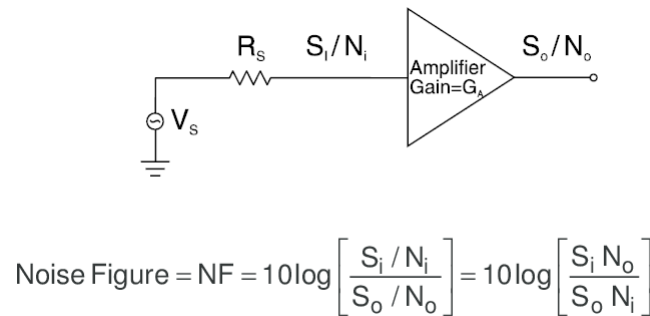


Figura 26. Definición de la figura de ruido

Todos los términos de señal y ruido de entrada y salida en la ecuación para la figura de ruido (NF) se consideran potencias. N_i es la potencia de ruido entregada por la resistencia fuente a la entrada del amplificador. Todas las demás fuentes de ruido se consideran parte del amplificador y contribuyen a la potencia de ruido, N_o , visto en la salida.

Mirando las dos partes de la expresión NF (dentro de la función logarítmica) se obtiene: $S_i/S_o =$

Inversa de la ganancia de potencia proporcionada por el amplificador

$n_{o/e}/N_{O/E} =$ Potencia de ruido de salida total, incluida la contribución de R_s , dividido por la potencia de ruido en la entrada debido a R_s

Para simplificar esto, considere N_a como la potencia de ruido añadida por el amplificador (reflejada en su puerto de entrada): $S_i/S_o =$

$1/G$

$n_{o/e}/N_{O/E} = G \times (N_i + n_{o/e})/N_{O/E}$ (donde $G \times (N_i + n_{o/e}) = n_{o/e}$)

o) Sustituyendo estas dos expresiones en la expresión NF:

$$NF = 10 \log \left[\frac{1}{G} \left(\frac{G[N_i + N_a]}{N_i} \right) \right] = 10 \log \left(1 + \frac{N_a}{N_i} \right) \quad (2)$$

La expresión de la figura de ruido se ha simplificado para depender únicamente de la relación entre la potencia de ruido añadida por el amplificador en su entrada (considerando que la resistencia de fuente está en su lugar pero sin ruido al obtener N_a) a la potencia de ruido entregada por la resistencia de fuente (considerando todos los elementos del amplificador estén en su lugar pero sin ruido al obtener N_i). En general, la definición de NF también restringe la impedancia de entrada para que el amplificador se adapte a la resistencia de fuente (esto produce $N_i = k$ con esta restricción). Sin embargo, relajaremos esta restricción inicialmente para permitir la comparación con las expresiones NF que se encuentran en las hojas de datos anteriores de Texas Instruments.

El NF de [ecuación 2](#) se especifica en términos de una relación de potencia. Sin embargo, los términos de ruido individuales para el amplificador operacional se expresan como voltajes o corrientes de ruido puntual (Punto significa en un ancho de banda de 1 Hz, a diferencia de integrado en algún ancho de banda de potencia de ruido. Consulte [Informe de aplicación de análisis de ruido OA-12 para amplificadores colineales \(SNOA375\)](#)). La combinación de fuentes de ruido que contribuyen por separado es cuestión de añadir potencias de ruido. Esto se puede hacer convirtiendo todos los ruidos de corriente en un voltaje a través de la impedancia adecuada, y luego sumando todos los términos de voltaje de ruido al cuadrado. Cualquier impedancia (normalmente necesaria para definir una potencia) o ancho de banda de potencia de ruido (utilizado para convertir de ruido puntual a ruido integrado) se normalizará, ya que estamos desarrollando la relación de dos potencias en el mismo punto del circuito. Entonces, llegar a la potencia de ruido puntual total es simplemente una cuestión de sumar todos los voltajes de ruido al cuadrado relevantes.

[Figura 27](#) muestra un amplificador operacional en la configuración no inversora con todos los términos de ruido de entrada de resistencia y amplificador individuales detallados.

Where;

e_n = op amp input voltage noise

i_{n_i} = op amp non-inverting input current noise

i_i = op amp inverting input current noise

$R_T \rightarrow$ input terminating resistor

e_T = R_T 's voltage noise

e_f = R_f 's voltage noise

i_g = R_g 's current noise

e_S = R_S 's voltage noise

Figura 27. Circuito de análisis de figura de ruido del amplificador operacional no inversor

Recuerde que el ruido de una resistencia (ruido de Johnson) se puede definir como un ruido puntual de corriente o de voltaje. Para una resistencia de valor R, estas dos posibles expresiones son:

$$\text{voltage noise, } e_R = \sqrt{4kTR}$$

$$\text{current noise, } i_R = \sqrt{\frac{4kT}{R}}$$

(3)

dónde;

k = constante de Boltzman k =

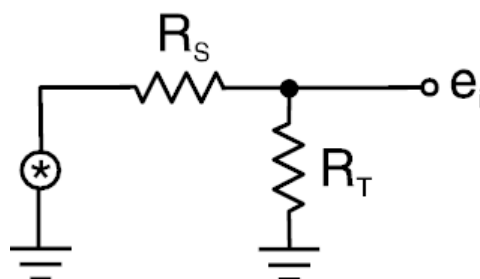
1,38E-23 julios/°Kelvin T = °Kelvin =

290° en este análisis 4kT = 16E-21

julios a T = 290°K

Los 3 términos de ruido del amplificador están disponibles para la mayoría de los amplificadores de Texas Instruments en el Informe de aplicación OA-12 ([SNOA375](#)). Si le interesa la cifra de ruido puntual debajo de la esquina de ruido 1/f, el Informe de aplicación OA-12 también muestra cómo aproximar el ruido puntual de baja frecuencia a partir del valor de banda plana de alta frecuencia y la frecuencia de esquina de ruido 1/f.

utilizando el circuito de [Figura 27](#), la expresión NF se puede desarrollar generando una expresión para N_i y N_o . nortees la potencia de ruido entregada por la fuente de ruido de la resistencia a la entrada del amplificador. Este análisis simplemente procede considerando los voltajes de ruido como fuentes en el análisis de circuito lineal normal, pero eventualmente elevando al cuadrado el voltaje de ruido resultante entregado a R_T desde es. [Figura 28](#) muestra el circuito equivalente y el N resultante. Esto considera que el amplificador tiene una impedancia de entrada no inversora infinita, con todas las demás fuentes de ruido ignoradas por ahora (la superposición de contribuciones de voltaje de ruido se usa a lo largo de este análisis).



$$e_i = \frac{R_T}{R_S + R_T} \sqrt{4kTR_S}$$

$$N_i = e_i^2 = \frac{R_T^2 4kTR_S}{(R_S + R_T)^2}$$

$$\text{define } R_p = R_S \parallel R_T = \frac{R_S R_T}{R_S + R_T}$$

$$N_i = \frac{4kTR_p R_T}{R_S + R_T} = \frac{4kTR_p}{1 + R_T / R_S}$$

Figura 28. Cálculo de potencia de ruido de entrada

Para obtener una expresión para N_a , todos los demás voltajes y corrientes de ruido se refieren a la entrada no inversora y se suman como voltajes al cuadrado. Para los términos de ruido en el lado inversor del amplificador, es mejor encontrar la ganancia de cada término en el voltaje de salida y luego reflejarla en la entrada no inversora dividiendo por la ganancia de voltaje no inversor del amplificador. En este punto, dado que estamos tratando con ganancias de voltaje lineales, defina esta ganancia como $A_{v+} = 1 + R_f/R_{g+}$. [Tabla 1](#) tabula cada voltaje individual y ruido de corriente y su "ganancia" a la entrada de [Figura 27](#). Tenga en cuenta que todos los términos de ruido de corriente tienen una impedancia en su expresión de ganancia para producir todos los términos de ruido de voltaje en la entrada del amplificador.

Tabla 1. Términos de ruido que contribuyen a N_a para la configuración de amplificador operacional no inversor

Fuente de ruido	Valor	Ganancia de voltaje a la entrada
Ruido de voltaje de entrada no inversor	e_{ni}	1
Ruido de corriente de entrada no inversora	i_{ni}	$R_{norte} \parallel R_T \rightarrow (R_{PAG})$
Ruido de corriente de entrada inversora	i_{ni}	R_f/A_{v+}
Ruido de tensión de la resistencia de terminación de entrada	$\sqrt{4kT/R_g}$	$R_S/R_S + R_T$
Ruido de corriente de la resistencia de ajuste de ganancia	$\sqrt{4kT/R_g}$	R_f/A_{v+}
Ruido de tensión de la resistencia de realimentación	$\sqrt{4kT/R_g}$	$1/A_{v+}$

Un punto de posible confusión es que, aunque estamos tratando de desarrollar la potencia de ruido total en la entrada del amplificador operacional, ¿qué relación tiene esto con el término de ruido de voltaje de entrada que ya aparece en el modelo del amplificador operacional, e_n . Como se describe en el Informe de aplicación OA-12 ([SNOA375](#)), el modelo de ruido para un amplificador operacional intenta agrupar todas las fuentes de ruido interno del amplificador real en un voltaje de ruido de entrada equivalente en la entrada no inversora y dos corrientes de ruido de entrada. La intención es proporcionar un medio para predecir el rendimiento del ruido en una amplia gama de condiciones operativas externas. El en que se muestra en el análisis

modelo de [Figura 27](#) se asocia solo con las características internas del propio amplificador operacional. El ruido de salida total del amplificador incluye esto y las contribuciones de todas las demás fuentes de ruido que se muestran allí. Habiendo llegado a una expresión para el voltaje de ruido de salida total, se puede derivar un voltaje de ruido de entrada equivalente simplemente dividiendo por la ganancia de voltaje del amplificador operacional. Este paso de entrada referente a cada fuente de ruido se realiza para cada término en [tabla 1](#).

Para formar una expresión para N_a , solo necesitamos sumar el producto al cuadrado de cada fuente de ruido y su ganancia asociada, como se muestra en [tabla 1](#).

$$N_a = e_n^2 + (i_{ni}R_p)^2 = \left(i_i \frac{R_f}{A_v^+}\right)^2 + \frac{4kTR_T R_S^2}{(R_S + R_T)^2} + \frac{4kTR_f^2}{R_g(A_v^+)^2} + \frac{4kTR_f}{(A_v^+)^2}$$

This will simplify to:

$$N_a = e_n^2 + (i_{ni}R_p)^2 + \left(i_i \frac{R_f}{A_v^+}\right)^2 + \frac{4kTR_p}{1 + R_T/R_S} + \frac{4kTR_f}{A_v^+}$$

op amp noise terms + input terminating resistor noise term + combined feedback and gain setting resistor noise terms

(4)

Ahora se puede derivar una expresión para la figura de ruido no inversora (N^+) sustituyendo la ecuación en [Figura 28](#) [ecuación 4](#) de nuevo en [ecuación 2](#).

$$NF^+ = 10 \log \left[1 + \frac{e_n^2 + (i_{ni}R_p)^2 + \left(i_i \frac{R_f}{A_v^+}\right)^2 + \frac{4kTR_p}{1 + R_T/R_S} + \frac{4kTR_f}{A_v^+}}{\frac{4kTR_p}{1 + R_S/R_T}} \right]$$

This will further simplify to:

$$NF = 10 \log \left[1 + \frac{1 + R_S/R_T}{1 + R_T/R_S} + \frac{(1 + R_S/R_T)R_p^2}{4kTR_p} \left(\left(\frac{e_{ni}}{R_p} \right)^2 + i_{ni}^2 + \left(\frac{i_i R_f}{R_p A_v^+} \right)^2 + \frac{4kTR_f}{R_p^2 A_v^+} \right) \right]$$

(5)

Simplificando dos de estos términos:

$$1 + \frac{R_S}{R_T} = \frac{R_T + R_S}{R_T} = \frac{R_S}{R_T}$$

$$\text{Recall that } R_p = \frac{R_S R_T}{R_S + R_T}$$

$$\text{then } \frac{\left(1 + \frac{R_S}{R_T}\right)R_p^2}{4kTR_p} = \frac{\frac{R_T + R_S}{R_T} \frac{R_S R_T}{R_S + R_T}}{4kT} = \frac{R_S}{4kT}$$

Putting these simplifications back into Equation 4 yields:

$$NF^+ = 10 \log \left[1 + \frac{R_S}{R_T} + \frac{R_S}{4kT} \left(\left(\frac{e_{ni}}{R_p} \right)^2 + i_{ni}^2 + \left(\frac{i_i R_f}{R_p A_v^+} \right)^2 + \frac{4kTR_f}{A_v^+ R_p^2} \right) \right]$$

(6)

Esta expresión para el factor de ruido no inversor coincide con la ecuación que se muestra en las hojas de datos de CLC205 y CLC206. [Ecuación 6](#) difiere solo en algunos de los nombres de las variables y en la adición de un término debido a la R_f y $R_{\text{gramoFuido}}$, que las ecuaciones CLC205 y CLC206 despreciaron.

Si tuviéramos que dejar $R_T \rightarrow \infty$, conducir la señal directamente a la entrada no inversora sin terminación de entrada y despreciar cualquier contribución de ruido de i_{no} , R_f y R_{gramo} , [Ecuación 6](#) se reducirá a:

$$NF^+_{est} \approx 10 \log \left[1 + \frac{e_{ni}^2 + (i_i R_f / A_v)^2}{4kTR_S} \right] \quad (7)$$

Esta expresión para NF coincide con la que aparece en varias hojas de datos de amplificadores híbridos de Texas Instruments (por ejemplo, CLC200, CLC201, CLC103, CLC203, CLC220 y CLC221), donde el término Δf se reemplazó por un 1 en [Ecuación 7](#) considerar solo la figura de ruido puntual.

[Ecuación 6](#) es la expresión más general para la cifra de ruido puntual no inversor de un amplificador operacional, considerando una resistencia de terminación de entrada arbitraria R_T y todos los posibles términos contribuyentes (aunque algunos pueden resultar insignificantes). el simplificado [Ecuación 7](#) asume que no hay resistencia de terminación de entrada y desprecia cualquier contribución de ruido del ruido de corriente de polarización de entrada no inversora de los amplificadores operacionales y los ruidos de resistencia de ajuste de ganancia y retroalimentación. La expresión que se encuentra en las hojas de datos de CLC205 y CLC206 incluye una R arbitraria, pero aún descuidó la contribución de ruido de R_f y R_{gramo} .

Habiendo trabajado en todo esto para aclarar de dónde provienen algunas de las expresiones de figura de ruido anteriores publicadas por Texas Instruments, ahora podemos pasar a la forma más útil de la expresión de figura de ruido donde $R_S = R_T$ haciendo esto en [Ecuación 6](#) rendimientos:

$$NF^+ = 10 \log \left[2 + \frac{e_{ni}^2 + \left(i_{ni} \frac{R_S}{2} \right)^2 + \left(\frac{i_i R_f}{A_v} \right)^2 + \frac{4kTR_f}{A_v}}{kTR_S} \right]$$

With $R_S = R_T$ (8)

Esta es probablemente la formulación más útil de la figura de ruido para el amplificador operacional no inversor. El "2" surge de la atenuación de la señal que tomamos al pasar de la fuente a la entrada mediante el uso de una resistencia externa ruidosa adaptada a R_S (por ejemplo, R_T). Tenga en cuenta que la cifra de ruido disminuirá a medida que aumente la ganancia de la señal debido a que los dos términos del numerador muestran una A_v en sus denominadores. También tenga en cuenta que para los amplificadores de retroalimentación de corriente, la resistencia de retroalimentación R_{se} fija para satisfacer los requisitos de margen de fase de ganancia de bucle del amplificador (**OA-13 Informe de aplicación de mejora del rendimiento y análisis de ganancia de bucle de retroalimentación actual** [SNOA366](#)) discute relajar un poco este requisito). Por lo tanto, los dos últimos términos en [Ecuación 8](#) numerador de hecho disminuyen con el aumento de la ganancia. si r no estaban particularmente limitados en valor, como con los amplificadores de retroalimentación de voltaje, el R_f/A_v término que aparece en los dos últimos términos de [Ecuación 8](#) probablemente tendría más sentido si se reemplaza por una $R_f / |R_{gramo}|$ término.

11 Inversión de la figura de ruido del amplificador operacional

En este caso, la discusión se simplificará restringiendo la impedancia de entrada del amplificador operacional para que sea igual a R_S . Figura 29 muestra el circuito para el análisis con todas las fuentes de ruido contribuyentes:

R_T se ha retenido en la entrada no inversora, junto con su fuente de voltaje de ruido, para generalidad completa. R_{grano} El ruido de ahora aparece como una fuente de voltaje en lugar del término de ruido actual utilizado en el análisis no inversor. Nuevamente, desarrollar la expresión de la figura de ruido para la configuración del amplificador inversor es simplemente una cuestión de resolver N_o y N_i colocando estas expresiones en ecuación 2. Sabiendo que la impedancia de entrada coincide con R_S , 1/2 de la tensión de ruido atribuida a R_S será entregado al puerto de entrada del amplificador. Esto produce un (voltaje) 2 en la entrada.

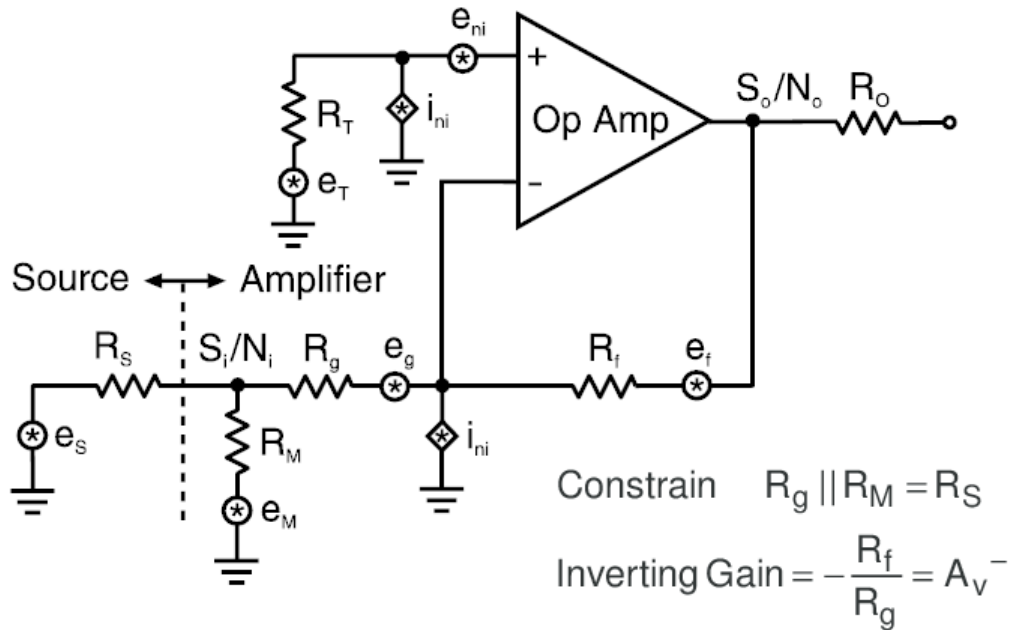


Figura 29. Análisis de la figura de ruido del amplificador operacional inversor

$$e_i^2 = \left(\frac{1}{2} e_s \right)^2 = \frac{1}{4} 4kTR_S = kTR_S \quad (9)$$

Tabla 2 muestra cada uno de los términos de ruido individuales, excepto e_s , con la "ganancia" de cada término a la entrada inversora. Los términos de ruido en la entrada no inversora tienen una ganancia de A_{v+} a la entrada inversora. Esto representa la ganancia no inversora de la salida dividida por la ganancia inversora de la entrada inversora. Los dos términos de ruido de resistencia para R_{METRO} y R_{grano} se toman para tener una ganancia de voltaje en la entrada inversora definida simplemente por las redes de divisores de resistencia y simplificada con la restricción en R_{METRO} que debe establecerse para producir $R_{\text{grano}} || R_{\text{METRO}} = R_S$. Quizás sea más fácil confirmar las ecuaciones de ganancia para R_{grano} 's y R_{METRO} de al calcular la corriente que esos voltajes generan en R_{grano} , llevando esta corriente a la salida multiplicando por R_f y luego reflejando de nuevo a la entrada inversora dividiendo por $A_{v-} = R_f/R_{\text{grano}}$. Haciendo esto y luego sustituyendo por R_{METRO} , como se muestra en la Tabla II, producirá (con alguna manipulación) las expresiones de ganancia simples que se encuentran en la Tabla II. La corriente de ruido inversor y R_f el voltaje de ruido se lleva a la salida y luego se refleja de nuevo a la entrada inversora dividiendo por la ganancia inversora.

Tabla 2. Términos de ruido que contribuyen a N_p para la configuración del amplificador operacional inversor

Fuente de ruido	Valor	Ganancia de voltaje a la entrada
Ruido de voltaje de entrada no inversor	e_{n+}	A_T
Ruido de corriente de entrada no inversora	e_{n_i}	$R_T A_T$
Ruido de resistencia de fuente de entrada no inversora	$\sqrt{4kT/R_T}$	A_T
Ruido de corriente de entrada inversora	i_i	$\frac{R_f}{A_v^-}$
Ruido de resistencia de adaptación de impedancia de entrada inversora	$\sqrt{4kT/R_M}$	$\frac{1}{2} \left[1 - \frac{R_f}{A_v^-} \right]$
Resistencia de ajuste de ganancia	$\sqrt{4kT/R_g}$	$1 - \frac{1}{2} \frac{R_s}{R_g}$
Ruido de tensión de la resistencia de realimentación	$\sqrt{4kT/R_f}$	$\frac{1}{A_v^-}$

dónde:

$$A_v^- = \frac{R_f}{R_g} \text{ and } A_T = \frac{1 + A_v^- \left(1 - \frac{1R_s}{2R_g} \right)}{A_v^-}$$

$$\text{For } A_v^- > \sqrt{\frac{2R_f}{R_s}}, A_T < 1$$

$$R_M = \frac{R_g R_s}{R_g - R_s} \text{ to get } R_M \parallel R_g = R_s$$
(10)

Los términos de ruido en el lado no inversor del amplificador operacional tienen una ganancia de A_T a la entrada inversora. Como un A_v^- aumenta, esta ganancia cae a < 1 , lo que contribuye a la figura de ruido más baja que se puede lograr usando la configuración del amplificador inversor. Nuevamente, se puede obtener una expresión para un ruido (voltaje) 2 en la entrada tomando la suma del producto al cuadrado de cada fuente de ruido y la ganancia asociada que se muestra en [Tabla 2](#).

$$e_a^2 (e_n A_T)^2 + (i_n R_T A_T)^2 + 4kT R_T A_T^2 + \left(\frac{i_f R_f}{A_v^-} \right)^2 +$$

$$4kT R_m \left(\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R_s}{R_g} \right) \right)^2 + 4kT R_g \left(1 - \frac{1R_s}{2R_g} \right)^2 + \frac{4kT R_f}{(A_v^-)^2}$$
(11)

La combinación de las dos potencias de ruido atribuidas a la red de adaptación de entrada permitirá una simplificación considerable en la expresión final de la figura de ruido de inversión. Sustituyendo por R_{METRO} con la expresión mostrada como parte de [Tabla 2](#) y expandiendo las expresiones de ganancia al cuadrado.

$$\frac{4kT R_g R_s}{R_g - R_s} \left[\frac{1}{4} \frac{(R_g - R_s)^2}{R_g^2} \right] + 4kT R_g \frac{1}{4} \left(2 - \frac{R_s}{R_g} \right)^2 =$$

$$kT R_s \left(1 - \frac{R_s}{R_g} \right) + kT R_s \left[4 \frac{R_g}{R_s} - 4 + \frac{R_s}{R_g} \right] = kT (4R_g - 3R_s)$$
(12)

Poniendo esto de nuevo en la inversión e_{a-} expresión y agrupación de los términos de ruido de entrada no inversora juntos produce:

$$e_{a-}^2 = \left(e_n^2 + (i_{n1}R_T)^2 + 4kTR_T \right) A_T^2 + \left(\frac{i_i R_f}{A_{v-}} \right)^2 + kTR_S \left(4 \frac{R_g}{R_S} - 3 \right) + \frac{4kTR_f}{(A_{v-})^2} \quad (13)$$

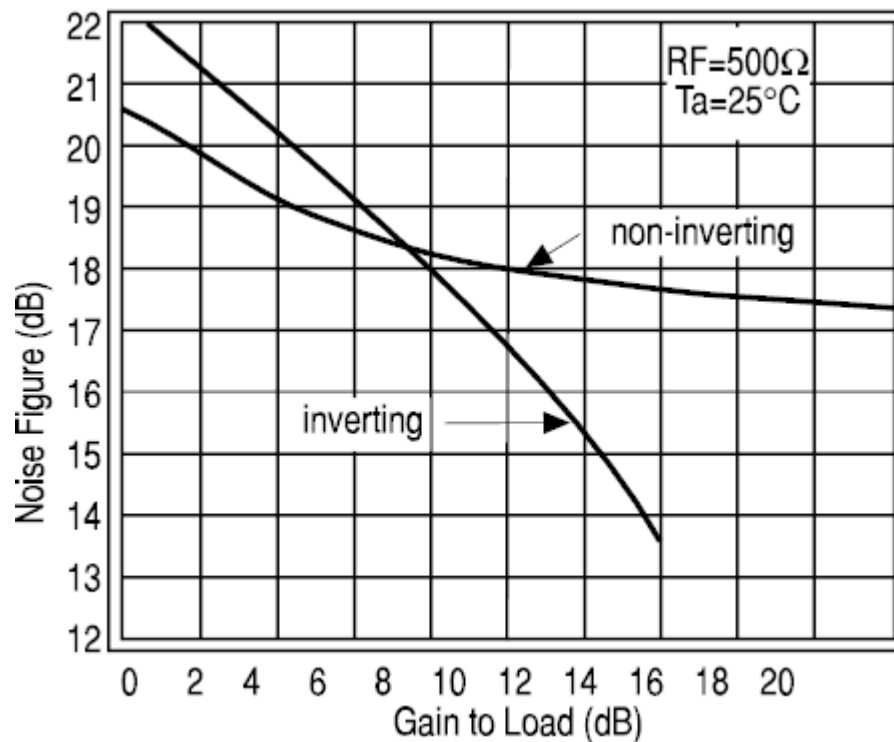
Poner las expresiones para invertir e_{a-} y m_{i2} (Ecuación 13 y Ecuación 14) de vuelta a la figura de ruido expresión (ecuación 2), y reconociendo que dividir cada término por R_S producirá N_{a-} y N_{res} respectivamente, muestra que el kTR_S término que surgió en e_{a-} de la R_{METRO} y R_{gramo} los ruidos de la resistencia colapsarán a un simple término, sin incluir kTR_S (que recuerda mucho al "2" que aparece en la expresión N_{F+}). Una diferencia es que esta parte de la expresión incluye la contribución de ambos R_{METRO} y R_{gramo} , mientras que la ecuación no inversora mantuvo la R_{gramo} ruido como parte del ruido de entrada equivalente. Esto surge ya que R_{gramo} ahora está limitado por el requisito de adaptación de la impedancia de entrada y, por lo tanto, puede tomarse en esta forma simplificada. La figura de ruido de inversión N_{F-} es entonces:

$$N_{F-} = 10 \log \left(2 \left(2 \frac{R_g}{R_S} - 1 \right) + \frac{(e_n^2 + (i_{n1}R_T)^2 + 4kTR_T) A_T^2 + \left(\frac{i_i R_f}{A_{v-}} \right)^2 + \frac{4kTR_f}{(A_{v-})^2}}{kTR_S} \right) \quad (14)$$

Para comparar la expresión de la figura de ruido no inversora (ecuación 9) a las expresiones de inversión (Ecuación 14), tenga en cuenta que los términos de ruido en el lado de la entrada no inversora tienen una ganancia de 1 para la configuración no inversora, pero una ganancia de A_{v-} para la inversión. También tenga en cuenta que el término asociado con la retroalimentación el ruido de la resistencia se divide simplemente por A_{v-} en el caso de no inversión. Esto surge porque también incluye la R_{gramo} ruido en la expresión no inversora. Sin embargo, se divide por $(A_{v-})^2$ en el caso inversor. Esto surge de El R_{gramo} término ruido se considera parte de la terminación de entrada. En este caso, R_{gramo} y R_{METRO} ruido de , aparece en $2 \times (2 \times R_{gramo}/R_S - 1)$ como parte de la expresión de la figura de ruido. Tenga en cuenta que esto colapsa para simplemente ser igual a 2 cuando $R_{gramo} = R_S$ similar al caso de N_{F+} .

A baja ganancia inversora, los términos de ruido de entrada no inversora tienen un mayor impacto para la inversora. configuración que para una ganancia no inversora equivalente, produciendo una figura de ruido más alta. Como un A_{v-} aumenta, sin embargo, los términos de ruido no inversor se atenuarán al ir al punto de referencia de entrada de la señal inversora, lo que producirá una figura de ruido inversor más baja que para una configuración no inversora de ganancia equivalente.

Figura 30 compara las figuras de ruido sobre la ganancia para las configuraciones sin inversión vs. inversión utilizando el CLC404. Para esta comparación, R_f se supone fijo en 500Ω, R_i para el caso no inversor = 50Ω; pero se establece en 25Ω para el caso inversor. Con estas restricciones, R_{gramo} y R_{METRO} se establecerá por la ganancia deseada y el requisito de que $R_{gramo} || R_{METRO} = R_{sen}$ en el modo inversor. R_S se supone = 50Ω a lo largo de. El diagrama de la figura de ruido inversor simplemente se detiene en el punto donde $R_{gramo} = 50Ω$, ya que no son posibles mayores ganancias (con un R_f fijo) manteniendo el requisito de adaptación de la impedancia de entrada. También tenga en cuenta que las ganancias logarítmicas se muestran en el eje x de la carga correspondiente, mientras que las ganancias de voltaje utilizadas en los cálculos de la figura de ruido son las ganancias de voltaje lineales en el pin de salida.


Figura 30. Figura de ruido frente a ganancia para el CLC404

12 Cálculo de rango dinámico

Habiendo desarrollado los 3 límites del rango dinámico que se usan comúnmente para describir los amplificadores de RF que se aplican a los amplificadores operacionales, ahora es posible combinarlos en un solo número de rango dinámico. El rango dinámico utilizable generalmente se describe en términos de la diferencia entre la señal mínima detectable en la salida del amplificador y la compresión de -1dB o la potencia de salida que llevaría el espurio de tercer orden hasta este nivel mínimamente detectable. Como se describe en la referencia[5](página 175) la señal mínimamente detectable en la salida de un amplificador es:

$$Correos_{SMD} = kTG_A(NF)BX$$

donde:

kT = Potencia de ruido entregada a la entrada adaptada en dBm G_A =

Ganancia de potencia en dB

NF = Ruido Figura B =

Ancho de banda de ruido

X = margen adicional por encima del ruido de fondo para la detectabilidad; típicamente 3dBm

Tenga en cuenta que el término $kTG_A(NF)$ se resuelve para producir la potencia de ruido de salida puntual. Sustituyendo por NF y recordando que kT = potencia de ruido entregada a la resistencia de adaptación de entrada = N_i .

$$kTG_A(NF) = N_i G_A \left[\frac{S_i / N_i}{S_0 / N_0} \right] = N_0 G_A \frac{S_i}{S_0} = N_0 \quad (15)$$

Agregar $10 \times \log(B)$ mostrará el ruido de fondo integrado en la salida del amplificador. Es importante recordar que este ancho de banda no necesita ser el ancho de banda del propio amplificador. Es ventajoso limitar la banda de la respuesta lo más estrechamente posible en algún punto después del amplificador inmediatamente antes de la extracción de la señal deseada. Es este último ancho de banda limitador de banda el que se usaría en la ecuación para determinar la señal mínima detectable.

Como ejemplo, considere el circuito CLC404 utilizado a lo largo de esta discusión con un filtro posterior para generar un ancho de banda de interés de 10 MHz a 20 MHz. La ganancia no inversora de la topología de 9,54 dB produciría un nivel mínimo de potencia detectable en la salida:

$$\text{Correo}_{\text{SSMD}} = 10 \log(kT) + 10 \log(G_A) + NF + 10 \log(10 \text{MHz}) + 3 \text{dB} = -174 \text{dBm} + 9.54 \text{dB} + 18 \text{dB} + 70 \text{dB} + 3 \text{dB} = -73.5 \text{dBm}$$

(diecioisís)

Donde se leyó la cifra de ruido [Figura 30](#) y:

$$10 \log\left(\frac{kT}{.001}\right) = 10 \log(1000(4E - 21)) = -174 \text{dBm}. \quad (17)$$

Habiendo determinado la señal mínimamente detectable, en la salida, una señal de salida máxima establecida por alguna restricción determinará el rango dinámico. Por lo general, una especificación de rango dinámico simple utiliza la potencia de compresión de -1dB como potencia de salida máxima. De la discusión anterior sobre la compresión de -1dB, sabemos que la potencia de salida real en la frecuencia fundamental es -1dBm menos que el punto de compresión informado de -1dB, y que la verdadera potencia sinusoidal alcanzable es aproximadamente 2.1dBm menos que esto debido al aumento en el poder que muestra en el fundamental cuando la salida se acerca a una onda cuadrada. Con estas consideraciones, parecería más realista usar una potencia de salida máxima de 3dBm menos que la potencia de compresión medida de -1dB. Ir a [Figura 17](#) y restando 3dBm de la compresión medida de -1dB a la frecuencia máxima de funcionamiento producirá una potencia de salida utilizable máxima con la carga correspondiente de 14,5dBm. Al restar la señal mínima detectable en la salida de esto, se muestra un rango dinámico de $14,5 - (-73,5) = 88 \text{ dB}$.

Un enfoque alternativo es definir un rango dinámico libre de espurios. Este enfoque establece la potencia de salida máxima para producir un nivel espurio de tercer orden igual a la señal mínima detectable. En este punto, las señales espurias generadas por el amplificador están justo igualando lo que se puede detectar a partir de una consideración de ruido de fondo. De [Figura 23](#), los niveles espurios de tercer orden son:

$$P_S = 2 \left(\frac{3}{2} P_0 - IM3 \right) \quad (18)$$

Estableciendo esto igual a la señal mínima detectable y resolviendo para P_0 :

$$\begin{aligned} P_S &= 2 \left(\frac{3}{2} P_0 - IM3 \right) = -174 \text{dBm} + 10 \log G_A + 10 \log(B) + 3 \text{dB} \\ P_{0 \text{ max}} &= \frac{1}{3} \left[-174 \text{dBm} + 10 \log G_A + NF + 10 \log(B) + 3 \text{dB} + 2(IM3) \right] \end{aligned} \quad (19)$$

Colocando la señal detectable mínima previamente desarrollada y sacando la intercepción de 20MHz de [Figura 24](#) muestra una potencia de salida libre de espurias máxima de:

$$P_{0 \text{ max}} = \frac{1}{3} \left[-73.5 + 2(28) \right] = -5.8 \text{dBm} \quad (20)$$

y un rango dinámico libre de espurios de:

$$\text{DRf} = -5,8 \text{ dBm} - (-73,5 \text{ dBm}) = 67,7 \text{ dB} \quad (21)$$

Una verificación adicional de este rango dinámico libre de espurias es recordar que la potencia de salida total para la condición de 2 tonos de igual potencia (que generará el nivel de espurias en la señal mínima detectable) es en realidad una envolvente de voltaje que es el doble de las señales individuales, o, 6dBm más alto en potencia. Esto implicaría una potencia de salida total de 0dBm cuando las señales espurias apenas se elevan por encima del nivel mínimo de ruido. Esto está muy por debajo del rango dinámico establecido por el límite de compresión de -1dB.

Otra forma de interpretar la trama espuria de tercer orden de [Figura 24](#) es calcular el nivel absoluto de potencia espuria a medida que la potencia de salida aumenta y simplemente compararlo con la potencia de señal mínima detectable en la salida. El poder espurio absoluto puede derivarse de los datos de [Figura 24](#) como simplemente el valor del eje x menos el valor del eje y, $(P_o - (P_{AGo} - P_{AGs})) = P_{AGs}$. Cuando el rango libre de espurias medido está en una región de pendiente -1 (2→4dBm en la línea de 20MHz), P_s permanece constante a medida que aumenta la potencia de salida. El uso de los datos medidos reales, en lugar de una intercepción, puede convertirse en una forma más adecuada de comparar la potencia espuria con el ruido de fondo cuando el nivel espurio comienza a estabilizarse y volverse constante (para una pieza como el CLC404) justo por debajo del mínimo. señal detectable.

Por ejemplo, si la señal mínima detectable fuera realmente -68dBm en el ejemplo considerado anteriormente, la señal espuria de tercer orden igualaría este nivel a una potencia de salida de 4dBm en lugar del nivel de -4dBm que se prediría a partir de la ecuación utilizada anteriormente con la estimación de potencia baja de una intercepción de 28dBm. Aumentar la ganancia del amplificador en 6dB elevaría el nivel de ruido de salida a -67,5 para aprovechar este rendimiento espurio mejorado a potencias de salida más altas. Hacer esto en realidad produciría un rango dinámico libre de espurias de 72dB frente a los 68dB calculados anteriormente.

Los principales determinantes del rango dinámico son el ancho de banda de potencia de ruido, la figura de ruido, la compresión de -1dB y las señales espurias de tercer orden de 2 tonos. Para maximizar el rango dinámico, se pueden tomar los siguientes pasos:

1. Limite el ancho de banda de potencia de ruido después del amplificador tanto como sea posible.
2. Para reducir la figura de ruido, haga funcionar el amplificador con la ganancia más alta posible de acuerdo con las limitaciones de ancho de banda y/o use el amplificador con ganancias de inversión altas. Alternativamente, usando una configuración de amplificador no inversor acoplado por transformador como se describe en [OA-14 Mejora del ruido del amplificador para el informe de aplicación de amplificadores de tercera intercepción alta \(SNOA389\)](#) normalmente puede reducir la cifra de ruido al nivel de 6dB.
3. Si los límites de compresión de -1dB son inadecuados, utilice un amplificador de tensión de alimentación superior (como los amplificadores híbridos que ofrece Texas Instruments) o aumente la tensión de alimentación por encima del valor recomendado. Los amplificadores monolíticos de bajo voltaje de Texas Instruments especifican un voltaje máximo en las clavijas de alimentación de 14 voltios. Aumentar los suministros de $\pm 5V$ a $\pm 6V$ (o usar un solo suministro de 12V y los circuitos de suministro únicos descritos anteriormente) generalmente aumentará la potencia de salida máxima utilizable en 2 dBm.
4. Asegúrese de considerar el rendimiento espurio real si no se sigue una característica de intercepción. Aumentar la corriente de suministro (si es posible) o aumentar la impedancia de carga puede reducir drásticamente los términos de distorsión de tercer orden. Recuerde que la red de retroalimentación permanece como un límite superior en la carga de salida. Referencia [\[4\]](#) describe una técnica adicional de modelado de ganancia de bucle que se puede utilizar para mejorar aún más el rendimiento de la distorsión.

13 Conclusiones

Los amplificadores de retroalimentación de corriente de alta velocidad pueden ofrecer considerables ventajas de rendimiento cuando se utilizan en aplicaciones de FI y RF. La ganancia flexible y la capacidad de impedancia de E/S se pueden utilizar en beneficio de los diseñadores al adaptar el amplificador a los requisitos específicos. Los cambios de ganancia de última hora se pueden acomodar con cambios en el valor de la resistencia en lugar de requerir un nuevo amplificador. La VSWR de E/S excepcional y el aislamiento inverso son fácilmente alcanzables utilizando amplificadores operacionales de banda ancha. Aunque algo diferente, el rango dinámico se puede calcular o medir y comparar entre amplificadores operacionales y amplificadores de RF más típicos.

Una de las ventajas más significativas de los amplificadores de retroalimentación de corriente de banda ancha es el bajo nivel de espurias de tercer orden para su disipación de potencia en reposo relativamente baja. La mayoría de los amplificadores monolíticos de Texas Instruments disipan menos de 150 mW y entregan intercepciones de más de 40 dBm por debajo de 10 MHz. El principal inconveniente de los amplificadores operacionales de bucle cerrado es su rápida caída en el rendimiento de la distorsión a medida que la ganancia del bucle disminuye a frecuencias más altas. Otra área de mejora son las cifras de ruido relativamente altas que utilizan topologías de amplificadores operacionales estándar. El uso de un transformador de entrada puede reducir la figura de ruido general a alrededor de 6dB (ver [OA-14 Mejora del ruido del amplificador para el informe de aplicación de amplificadores de tercera intercepción alta \(SNOA389\)](#)). Técnicas de circuitos externos adicionales, junto con un nuevo amplificador operacional de bajo ruido (el CLC425),

muestran un potencial para figuras de ruido tan bajas como 2dB. Para aplicaciones de IF y RF por debajo de 100 MHz, y particularmente por debajo de 50 MHz (cuando se requiere un alto rango dinámico libre de espurias), una solución de amplificador operacional de banda ancha probablemente pueda ofrecer un rendimiento significativo, disipación de potencia y ventajas de precio sobre los amplificadores de ganancia fija más típicos. [Apéndice A](#) resume la comparación entre los amplificadores de RF y los amplificadores operacionales de banda ancha.

14 Referencias

1. **Diseño de parámetros S**, Nota de aplicación 154 de Hewlett Packard.
2. **Modelos de error para la medición de sistemas**, Jim Fitzpatrick, MicroWave Journal, mayo de 1978.
3. **Análisis y Síntesis de Redes Pasivas y Activas**, Aram Budak; Houghton, Mifflin, 1974.
4. **Informe de aplicación de intercepción de 2 tonos OA-22 que empuja los amplificadores operacionales de baja potencia en reposo a más de 55 dBm** [SNOA394](#)).
5. **Amplificadores de transistores de microondas: análisis y diseño**, Guillermo González; Prentice Hall, Inc., 1984.

Nota: Los circuitos incluidos en este informe de aplicación han sido probados con piezas de Texas Instruments que pueden haber quedado obsoletas y/o reemplazadas con productos más nuevos. Consulte la tabla de conversión de CLC a LMH para encontrar la pieza de repuesto adecuada para el dispositivo obsoleto.

Apéndice A Tabla de comparación de amplificadores

Parámetro	Amplificadores de RF	Amplificadores operacionales de Texas Instruments
Ganar	Casi siempre ganancia fija	Fácilmente ajustable en un amplio rango
Banda ancha	Capacidad limitada < 1MHz. Puede ser de muy alta frecuencia. Generalmente, rango de 2 décadas.	capacidad de CC. Límite superior alrededor de 100 MHz para que coincida con las especificaciones de planitud del amplificador de RF
VSWR de E/S	Típicamente 1.5:1	Se puede ajustar para que coincida mucho mejor a través de 100 MHz que los amplificadores de RF
Aislamiento Inverso	20 a 30dB se considera bueno. No demasiado dependiente de la frecuencia.	Mucho mejor aislamiento posible se degrada a altas frecuencias. Mejor no invertir que invertir.
Figura de ruido	Puede ser muy bajo 2 a 5dB típico	Varía con el ajuste de ganancia. Ganancias más altas mejor, pero tocando fondo alrededor de 12dB para un amplificador operacional típico. El circuito se puede mejorar a < 5dB
3er orden	Niveles moderados, necesidades altas Incorporar números excelentes. Relativamente independiente de la frecuencia.	Muy buenas intercepciones para potencia inactiva. Fuerte dependencia de la frecuencia: se degrada rápidamente a las Puede mejorarse a bajas frecuencias. Ver referencia[4] .
- Compresión 1dB	Buenos niveles para suministros de tensión. Relativamente independiente de la frecuencia. - 1dB + 3er intercepto están relacionados con el orden.	Requiere más espacio libre para la potencia de salida disponible. Cae rápidamente con la frecuencia debido a la velocidad de respuesta -1dB y el tercer orden no está relacionado.
Corriente de suministro	Por lo general, suministro de polaridad única. Alta corriente de reposo frente a PoCapability.	Suministros bipolares. Casi todos pueden funcionar con un solo suministro. Corrientes de reposo mucho más bajas para PoCapability.

Apéndice B Términos armónicos y de intermodulación para una función de transferencia polinomial de quinto orden

Para una señal de entrada que son dos señales sinusoidales:

$$V_i = A \cos 2\pi f_1 t + B \cos 2\pi f_2 t$$

$$f_1 = f_0 - \Delta f$$

$$f_2 = f_0 + \Delta f$$

Procesado a través de una función de transferencia polinomial de quinto orden:

$$V_o = k_0 + k_1 V_i + k_2 V_i^2 + k_3 V_i^3 + k_4 V_i^4 + k_5 V_i^5$$

produce las siguientes frecuencias y coeficientes:

Términos de frecuencia y coeficientes en orden de frecuencia ascendente

Frecuencia	Coeficiente	
corriente continua	$k_0 + k_2(A_2/2 + B_2/2) + K_4(3/8 \times A_4 + 3/8 \times B_4 + 3/2 \times A_2 B_2)$	
$2\Delta f$	$(K_2 + AB/2) + 2K_4(A_3 B + AB_3) + 5/4 \times K_5(A_4 B + AB_4)$	Intermod de segundo orden
F_0	$k_5 \times 10/16 \times A_3 B_2$	Intermod de 5° orden
$F_0 - 3\Delta f$	$k_3 \times 3/4 \times AB_2 + 30/16 \times K_5 A_2 B_3$	Intermod de tercer orden
$F_0 - \Delta f (=f_1)$	$k_1 + k_3(3/4 \times A_3 + 3/2 \times A_2 B) + K_5(5/8 \times A_5 + 30/8 \times A_3 B_2 + 15/8 \times AB_4)$	Bajar tono de prueba f_1
F_0	Sin coeficiente	
$F_0 - \Delta f (=f_2)$	$k_1 + k_3(3/4 \times B_3 + 3/2 \times AB_2) + k_5(5/8 \times B_5 + 30/8 \times A_2 B_3 + 15/8 \times A_4 B)$	Tono de prueba superior f_2
$F_0 + 3\Delta f$	$k_3 \times 3/4 \times A_2 B + 30/16 \times K_5 A_3 B_2$	Intermod de tercer orden
$F_0 + 5\Delta f$	$k_5 \times 10/16 \times A_2 B_3$	Intermod de 5° orden
$2f_0 + 4\Delta f$	$2K_4 A_3 B$	Intermod de cuarto orden
$2f_0 + 2\Delta f (=2f_1)$	$k_2 \times A_2 B_2/2 + K_4 \times A_4 B_2/2 + 3/2 \times K_4 A_2 B_2$	2do armónico para f_1
$2f_0$	$k_2 \times AB/2 + 2K_4(A_3 B + AB_3) + k_5 \times 5/4 \times (A_4 B + AB_4)$	Intermod de segundo orden
$2f_0 + 2\Delta f (=2f_2)$	$k_2 \times A_2 B_2/2 + K_4 \times A_4 B_2/2 + 3/2 K_4 A_2 B_2$	2do armónico para f_2
$2f_0 + 4\Delta f$	$2K_4 A_3 B$	Intermod de cuarto orden
$3f_0 - 5\Delta f$	$5/16 \times K_5 A_4 B$	Intermod de 5° orden
$3f_0 - 3\Delta f (=3f_1)$	$K_3/4 \times A_3 + k_5/16 \times A_5$	3er armónico para f_1
$3f_0 - \Delta f$	$3/4 \times K_3 A_2 B + 30/16 \times K_5 A_2 B_3$	Tercer orden superior Intermod
$3f_0$	Sin coeficiente	
$3f_0 - \Delta f$	$3/4 \times K_3 A_2 B + 30/16 \times K_5 A_3 B_2$	Tercer orden superior Intermod
$3f_0 - 3\Delta f (=3f_2)$	$K_3/4 \times B_3 + k_5/16 \times B_5$	3er armónico para f_2
$3f_0 - 5\Delta f$	$5/16 \times K_5 A_4 B$	Intermod de 5° orden
$4f_0 - 4\Delta f (=4f_1)$	$1/8 \times K_4 A_4$	4to armónico para f_1
$4f_0 - 2\Delta f$	$2K_4 A_3 B$	Intermod de cuarto orden
$4f_0$	Sin coeficiente	
$4f_0 - 2\Delta f$	$2K_4 A_3 B$	Intermod de cuarto orden
$4f_0 - 4\Delta f (=4f_2)$	$1/8 \times K_4 B_4$	4to armónico para f_2
$5f_0 - 5\Delta f (=5f_1)$	$1/16 \times K_5 A_5$	5to armónico para f_1
$5f_0 - 3\Delta f$	$5/16 \times K_5 A_4 B$	Intermod de 5° orden
$5f_0$	Sin coeficiente	
$5f_0 - 3\Delta f$	$5/16 \times K_5 A_4 B$	Intermod de 5° orden
$5f_0 - 5\Delta f (=5f_2)$	$1/16 \times K_5 B_5$	5to armónico para f_2

NOTICIA IMPORTANTE

Texas Instruments Incorporated y sus subsidiarias (TI) se reservan el derecho de realizar correcciones, mejoras, mejoras y otros cambios en sus productos y servicios de semiconductores según JESD46, último número, y discontinuar cualquier producto o servicio según JESD48, último número. Los compradores deben obtener la información relevante más reciente antes de realizar pedidos y deben verificar que dicha información esté actualizada y completa. Todos los productos semiconductores (también denominados en el presente como "componentes") se venden sujetos a los términos y condiciones de venta de TI proporcionados en el momento de la confirmación del pedido.

TI garantiza el rendimiento de sus componentes según las especificaciones aplicables en el momento de la venta, de acuerdo con la garantía de los términos y condiciones de venta de productos semiconductores de TI. Se utilizan pruebas y otras técnicas de control de calidad en la medida en que TI lo considere necesario para respaldar esta garantía. Excepto cuando lo exija la ley aplicable, no necesariamente se realizan pruebas de todos los parámetros de cada componente.

TI no asume ninguna responsabilidad por la asistencia de las aplicaciones o el diseño de los productos de los Compradores. Los compradores son responsables de sus productos y aplicaciones que utilizan componentes de TI. Para minimizar los riesgos asociados con los productos y aplicaciones de los Compradores, los Compradores deben proporcionar protecciones operativas y de diseño adecuadas.

TI no garantiza ni declara que se otorga ninguna licencia, ya sea expresa o implícita, bajo ningún derecho de patente, derecho de autor, derecho de trabajo enmascarado u otro derecho de propiedad intelectual relacionado con cualquier combinación, máquina o proceso en el que se utilicen los componentes o servicios de TI. La información publicada por TI sobre productos o servicios de terceros no constituye una licencia para usar dichos productos o servicios ni una garantía o aprobación de los mismos. El uso de dicha información puede requerir una licencia de un tercero bajo las patentes u otra propiedad intelectual del tercero, o una licencia de TI bajo las patentes u otra propiedad intelectual de TI.

La reproducción de partes significativas de la información de TI en los libros de datos o en las hojas de datos de TI está permitida solo si la reproducción se realiza sin alteraciones y está acompañada de todas las garantías, condiciones, limitaciones y avisos asociados. TI no es responsable de dicha documentación alterada. La información de terceros puede estar sujeta a restricciones adicionales.

La reventa de componentes o servicios de TI con declaraciones diferentes o más allá de los parámetros establecidos por TI para ese componente o servicio anula todas las garantías expresas e implícitas para el componente o servicio de TI asociado y es una práctica comercial desleal y engañosa. TI no es responsable de dichas declaraciones.

El Comprador reconoce y acepta que es el único responsable del cumplimiento de todos los requisitos legales, reglamentarios y relacionados con la seguridad relacionados con sus productos, y cualquier uso de los componentes de TI en sus aplicaciones, sin perjuicio de cualquier información o soporte relacionado con las aplicaciones que pueda proporcionar TI. El Comprador declara y acepta que tiene toda la experiencia necesaria para crear e implementar salvaguardas que anticipen las consecuencias peligrosas de las fallas, controlen las fallas y sus consecuencias, reduzcan la probabilidad de fallas que puedan causar daños y tomen las medidas correctivas adecuadas. El Comprador indemnizará por completo a TI y sus representantes por cualquier daño que surja del uso de cualquier componente de TI en aplicaciones críticas para la seguridad.

En algunos casos, los componentes de TI pueden promocionarse específicamente para facilitar las aplicaciones relacionadas con la seguridad. Con dichos componentes, el objetivo de TI es ayudar a los clientes a diseñar y crear sus propias soluciones de productos finales que cumplan con los estándares y requisitos de seguridad funcional aplicables. No obstante, dichos componentes están sujetos a estos términos.

Ningún componente de TI está autorizado para su uso en FDA Clase III (o equipo médico vital similar) a menos que los funcionarios autorizados de las partes hayan firmado un acuerdo especial que rijan específicamente dicho uso.

Solo aquellos componentes de TI que TI ha designado específicamente como grado militar o "plástico mejorado" están diseñados y destinados para su uso en aplicaciones o entornos militares/aeroespaciales. El Comprador reconoce y acepta que cualquier uso militar o aeroespacial de los componentes de TI que hayan **no** así designado es únicamente a riesgo del Comprador, y ese Comprador es el único responsable del cumplimiento de todos los requisitos legales y reglamentarios en relación con dicho uso.

TI ha designado específicamente ciertos componentes que cumplen con los requisitos de ISO/TS16949, principalmente para uso automotriz. En cualquier caso de uso de productos no designados, TI no será responsable de ningún incumplimiento de ISO/TS16949.

Productos

Audio	www.ti.com/audio
Amplificadores	amplificador.ti.com
Convertidores de datos	dataconverter.ti.com
Productos DLP®	www.dlp.com
DSP	dsp.ti.com
Relojes y temporizadores	www.ti.com/relojes
Interfaz	interfaz.ti.com
Lógica	logica.ti.com
Gestión de energía	power.ti.com
Microcontroladores	microcontrolador.ti.com
rfid	www.ti-rfid.com
Aplicaciones OMAP Procesadores	www.ti.com/omap
Conectividad Inalámbrica	www.ti.com/wirelessconnectivity

Aplicaciones

Automoción y transporte	www.ti.com/automotive
Comunicaciones y telecomunicaciones	www.ti.com/communications
Computadores y periféricos Electrónica	www.ti.com/computers
de consumo	www.ti.com/consumer-apps
Energía e Iluminación	www.ti.com/energy
Industrial	www.ti.com/industrial
Médico	www.ti.com/medical
Seguridad	www.ti.com/security
Imágenes y video espacial,	www.ti.com/space-avionics-defense
aviónica y defensa	www.ti.com/video

Comunidad TI E2E

e2e.ti.com