

Un enfoque novedoso para los ADC de RF de alta velocidad adaptados a la banda estrecha

Rob Reeder

Application Engineer
High-speed data converters

Para aquellas aplicaciones que no requieren un muestreo de banda ancha (1 GHz a 2 GHz o más), lograr una adaptación de banda estrecha (NB) de solo cientos de megahercios en los circuitos de la parte frontal de un convertidor analógico a digital (ADC mediante un balun o transformador puede resultar complejo. Esto es especialmente importante en los sistemas con altas frecuencias intermedias que, a menudo, se digitalizan en sistemas modernos de comunicaciones o radar para desempeñar el procesamiento de señales en el dominio digital.

En este artículo, describiré un proceso sencillo para maximizar su ADC sin perder demasiado tiempo realizando simulaciones. En unos sencillos pasos, este proceso resuelve cientos de megahercios de ancho de banda (BW) en cualquier ubicación de banda base o frecuencia intermedia, siempre y cuando se encuentre dentro del propio ancho de banda nominal del ADC.

Elegir el ADC y el balun

Comprender los requisitos de la aplicación por adelantado es crucial a la hora de seleccionar el tipo de ADC correcto y, en última instancia, determinar el enfoque de desarrollo de la parte frontal. Suponga que hay una velocidad de muestreo definida, número de canales, tipo de interfaz de salida digital y funciones digitales internas útiles que podría utilizar o que son necesarias para la aplicación. Utilizaré el convertidor ADC3669 en este ejemplo de interfaz de banda estrecha.

Para comenzar, primero debe comprender las características de entrada analógica del ADC elegido. Si se desplaza hacia abajo hasta la sección de parámetros de entrada analógica de cualquier hoja de datos del convertidor, debería ver el R||C paralelo especificado en las tablas de especificaciones. De lo contrario, compruebe si hay un modelo de entrada analógica simplificado. Como última opción, utilice los parámetros S del ADC, que normalmente se enumeran en la página web del producto. Por ejemplo, en la hoja de datos de ADC3669 se enumera una entrada de modelo con una resistencia (R) = 100 Ω y un condensador (C) = aproximadamente 1.85 pF (agregado) términos de impedancia diferencial. Consulte la figura 1.

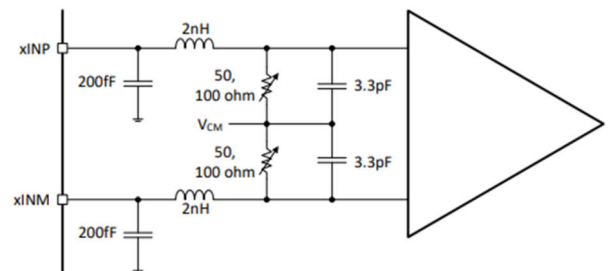


Figura 1. Modelo de entrada analógica en la hoja de datos ADC3669

El siguiente paso es elegir el transformador o balun adecuado para el ADC, que incluye la comparación de estas especificaciones entre proveedores: la pérdida de retorno (RL), la pérdida de inserción y el desequilibrio de fase y magnitud. Si estos parámetros no se especifican en la hoja de datos, pregunte al fabricante o mida utilizando un analizador de redes vectoriales o VNA.

La elección entre un transformador acoplado de flujo estándar o un balun dependerá de los requisitos de BW. Los transformadores estándar suelen ser <1 GHz, mientras que un balun puede alcanzar un BW mucho más alto. La referencia [1] describe en detalle los requisitos paramétricos de los transformadores y baluns, así como los requisitos del ADC.

En el caso de una adaptación de NB, el ejemplo propone una red de adaptación reactiva RCL (resistencia-condensador-inductor) donde el último componente se conecta en derivación.

topologías y pads de adaptación, consulte la figura 2 y las referencias [2] y [3]. Recopilar y comprender los requisitos de la aplicación le habilitará seleccionar el BW y el balun de la parte frontal. Para el ejemplo, seleccioné el balun TCM2-33WX+ de minicircuitos con una relación de impedancia de 1:2 y 3 GHz de BW después de medir y comprender las capacidades de este balun a partir de ejemplos anteriores utilizados en el módulo de evaluación (EVM) ADC3669. El TCM2-33WX+ proporciona un accionamiento de entrada relativamente bajo para alcanzar el rango de entrada a escala completa del ADC.

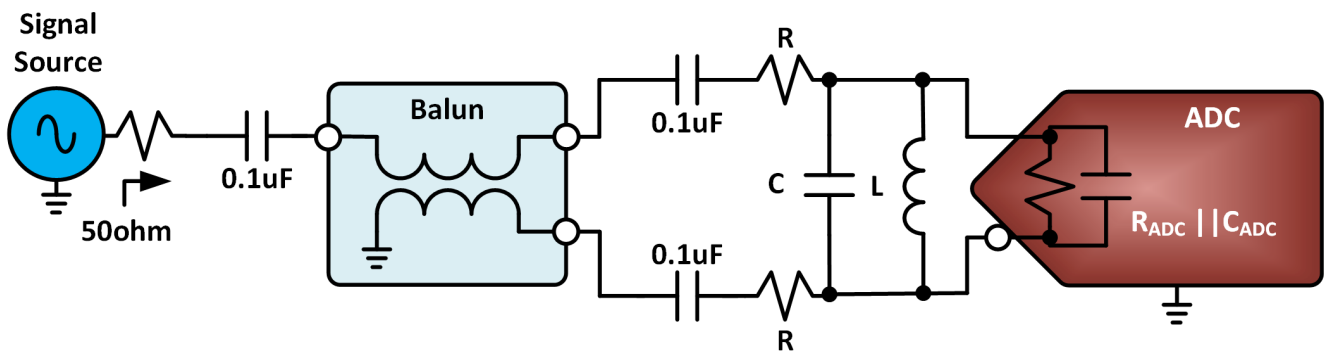


Figura 2. Interfaz de la parte frontal y colocación de componentes

Resolución para R

Para realizar una coincidencia reactiva RCL, determine primero el valor R de la parte frontal. Puede dividir la terminación entre el primario y el secundario del balun. Sin embargo, en este ejemplo solo terminamos el secundario del balun para minimizar el número de componentes necesarios. Según la aplicación y la línea de la cadena de señal, una terminación dividida en el primario y secundario del balun puede tener más sentido.

Como se muestra a continuación, los cálculos revelan cómo resolver el valor de la R que completa la terminación diferencial requerida por el secundario del balun. Un buen punto de partida para configurar la terminación diferencial secundaria es utilizar el caso ideal, 100 Ω, ya que este balun tiene una relación de

impedancia de 1:2. El balun tiene pérdidas y parásitos que cambian con frecuencia. Por lo tanto, para iniciar el cálculo y obtener una terminación del valor de la R más adecuada, utilice el número RL del balun en la frecuencia central especificada (940 MHz en el ejemplo) para calcular la impedancia característica (Zo) a la que el balun debe ajustarse correctamente para una transferencia optimizada de potencia de la señal a la carga.

El ejemplo ilustra cómo calcular la terminación secundaria del balun elegido. La hoja de datos TCM2-33WX+ especifica -16.3 dB a 940 MHz. Con este valor, resuelva la impedancia característica reflejada en el secundario del balun (Ecuación 1):

$$RL = -16.3dB \text{ at } 940MHz = 20 \log \left(\frac{50 - Z_o}{50 + Z_o} \right) = 10 \left(\frac{-16.3}{20} \right) = \left(\frac{50 - Z_o}{50 + Z_o} \right) \quad (1)$$

Por lo tanto, $Z_o = 36.72 \Omega$ (impedancia primaria).

En un balun de impedancia ideal de 1:2 Ω , 100 Ω en el secundario deben ser iguales a 50 en el primario. Consulte la figura 3. Sin embargo, este no es el caso en la actualidad, como se muestra en el cálculo. Para determinar la impedancia real reflejada de vuelta en el primario, utilice el valor de Z_o encontrado en el paso anterior y calcule de forma inversa para obtener la terminación adecuada en el lado secundario (ecuación 2):

$$\frac{Z(\text{Primary Reflected})}{Z(\text{Secondary Ideal})} = \frac{Z(\text{Primary Ideal})}{Z(\text{Secondary Reflected})} \quad (2)$$

Por lo tanto, $\left(\frac{36.72}{100}\right) = \left(\frac{50}{X}\right)$, donde al despejar $X = 136.1 \Omega$.

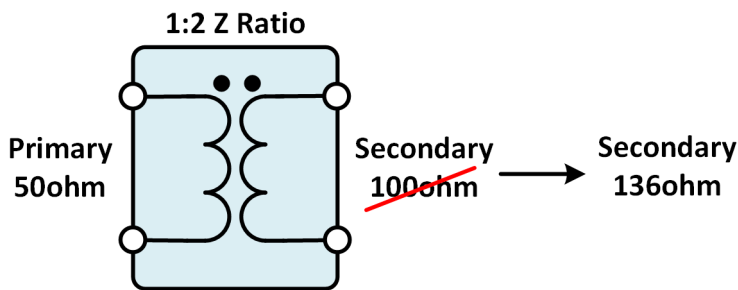


Figura 3. Un balun o transformador de impedancia de 1:2

Dado que a esta frecuencia el balun presenta ciertas pérdidas no contabilizadas, la terminación de 136 Ω en el secundario ayuda a compensarlas y proporciona un mejor valor de terminación inicial. De este modo, se logra reflejar la impedancia correcta hacia el primario del balun para esta frecuencia central intermedia específica. La adaptación adecuada de la impedancia logrará una coincidencia más cercana a 50 Ω en el primario para producir la máxima potencia de la señal transferida desde la fuente.

La terminación secundaria de 136 Ω es una terminación agregada. Debido a que el propio ADC ya tiene una terminación diferencial de 100 Ω en su interior, coloque

una resistencia en serie de 33 Ω a cada lado del secundario. Revise la figura 2 de nuevo. Ahora resolvió el valor R requerido.

Un RL de -16 dB a 940 MHz puede permitirle utilizar valores de resistencia más pequeños o posiblemente eliminarlos por completo. Sin embargo, recomiendo mantener las resistencias en el diseño, ya que la impedancia diferencial interna del ADC tiene un rango de tolerancia de $\pm 10\%$ a partir de las variaciones del proceso; el RL del balun también tendrá tolerancias. Agregar una pequeña cantidad de resistencia adicional ayuda a mantener la impedancia general más precisa. Podrá notar esto de cerca en los valores de los parámetros S del ADC a 940 MHz.

Resolución para la L

El siguiente paso es “cancelar por resonancia” el C interno del ADC para determinar un inductor de derivación equivalente o un valor L para la coincidencia. Para elegir este valor, busque primero el valor C interno del ADC mediante uno de dos métodos:

- Utilice el modelo de convertidor analógico a digital (ADC) que se muestra en la hoja de datos (Figura 1) para determinar el valor agregado de la capacitancia interna o C parásita, estimado en aproximadamente 1.85 pF.
- Utilice los parámetros S de la página web ADC3669. Consulte la referencia [4].

El segundo enfoque ofrece un número capacitivo más preciso en la frecuencia de interés, ya que el valor capacitivo encontrado a 940 MHz será más absoluto en comparación con el primer enfoque, donde el valor C en el modelo cubre todo el rango del BW de entrada del ADC. Repasemos ambos enfoques para comprender las ventajas y desventajas.

En ambos métodos, la idea es simplemente establecer los dos elementos reactivos para ser iguales (ecuación 3):

$$X_C = \frac{1}{(2\pi \times f \times C)} \text{ and } X_L = 2\pi \times f \times L \quad (3)$$

A continuación, configure f en la frecuencia central de resonancia de su aplicación de banda estrecha (NB). Para el ejemplo, voy a utilizar 940 MHz.

En el primer método, si f = 940 MHz,

$$\frac{1}{(2\pi \times 940M \times 1.85p)} = 2\pi \times 940M \times L \quad (4)$$

Luego, se resuelve L = 15.5 nH.

En el segundo método, debe utilizar los parámetros S y trazarlos en un simulador para determinar el valor C a 940 MHz; consulte la figura 4.

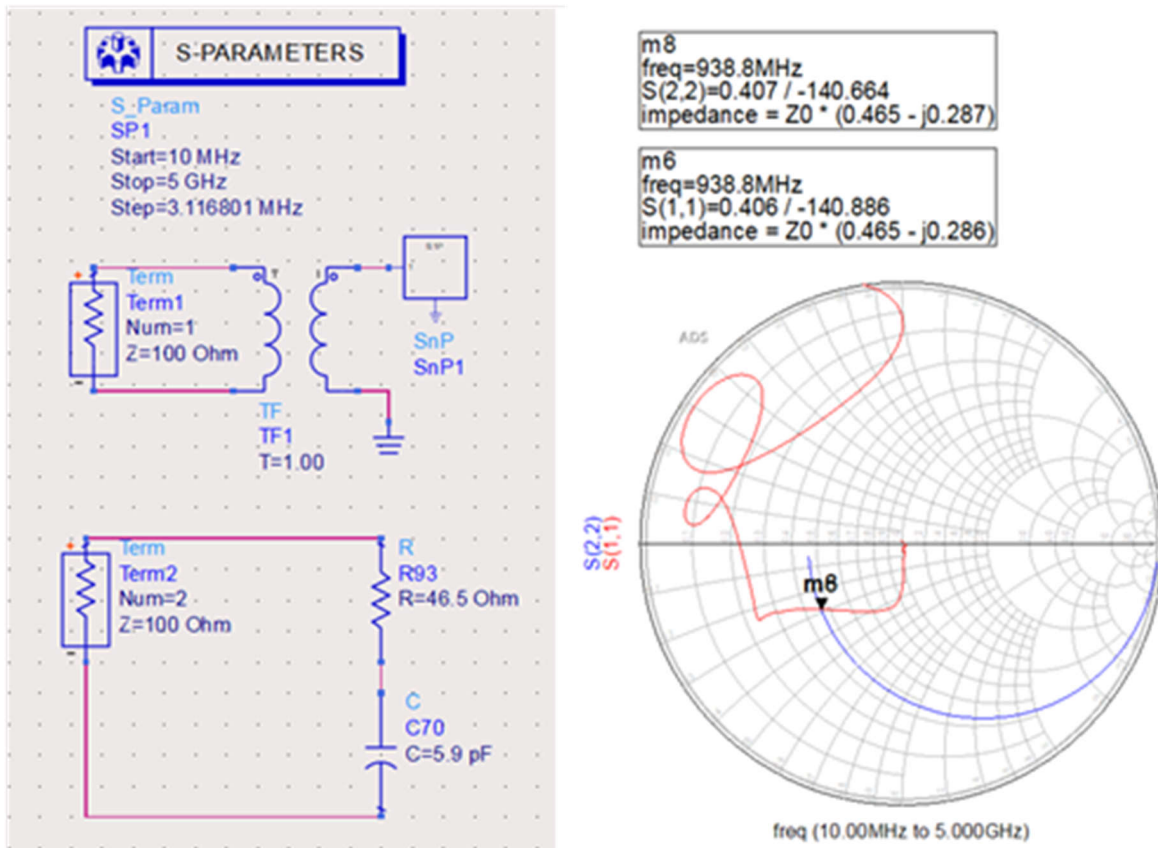


Figura 4. Gráfico smith de la entrada analógica de ADC3669 a 940 MHz

El segundo método es un poco más complejo; el gráfico smith traza los parámetros S en una configuración R + jXc en serie. El R + jXc necesita transformarse en paralelo para que el R y el Xc estén en paralelo, o R||Xc. Consulte la figura 5 y la ecuación 4:

$$Impedance = Z_o \times (R + jX_C) \text{ or } 100 \times (0.465 - j0.287) = 46.5 - j28.7 \quad (5)$$

Utilice la ecuación 5 para obtener la transformación paralela:

$$R_p = \left(\frac{46.5^2 + (-28.7)^2}{46.5} \right) = 64.2\Omega \quad (6)$$

Al recordar las dos resistencias elevadas de 33 Ω que se utilizaron para establecer el valor de R en la sección anterior, la terminación resistiva total que ve el balun alcanza los 130.2 Ω, lo cual se acerca más a los 100 Ω diferenciales que el balun vería idealmente con un valor de R menor o directamente nulo.

A continuación, resuelva para el condensador paralelo a 940 MHz, consulte la ecuación 6:

$$C_p = \frac{\frac{-28.7}{(46.5^2 + -28.7^2)}}{\frac{2}{\pi}} = 1.62 \text{ pF} \quad (7)$$

Ahora utilice la misma ecuación de arriba para encontrar el valor L de derivación apropiado.

Si $f = 940 \text{ MHz}$, $C = 1.62 \text{ pF}$, entonces

$$\frac{1}{(2\pi \times 940M \times 1.62p)} = 2\pi \times 940M \times L \quad . \text{ Esto resuelve}$$

a $L = 18.1 \text{ nH}$.

Estos dos valores C se encuentran en los dos métodos anteriores (p. ej.: 1.85 pF y 1.62 pF) están en el orden de la misma magnitud. Por lo tanto, debe considerar los parásitos inductivos tanto internos como externos de L que se agregan en función de su diseño.

También es posible simular toda la parte frontal en el paquete del simulador ADS, como se muestra en la figura 6, que utiliza los parámetros S del balun TCM2-33WX+ y el ADC3669. Los resultados de la simulación mostrados en la figura 7 muestran un RL muy bueno ($< -15 \text{ dB}$). Esto indica que 18 nH es una buena coincidencia a 940 MHz.

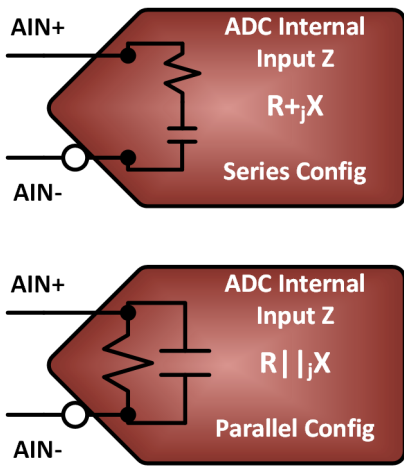


Figura 5. Representaciones en serie y en paralelo de la resistencia (R) y capacitancia (C) internas del ADC

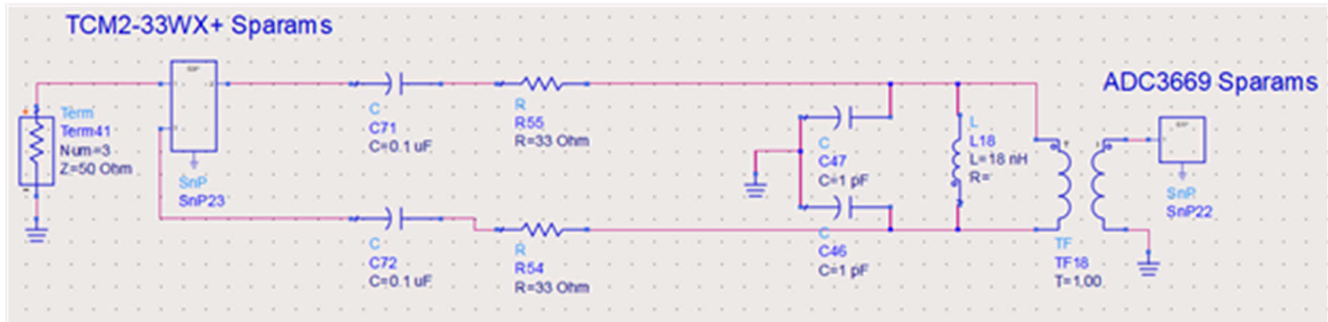


Figura 6. Modelo de simulación en ADS de la parte frontal con adaptación en derivación de 18 nH

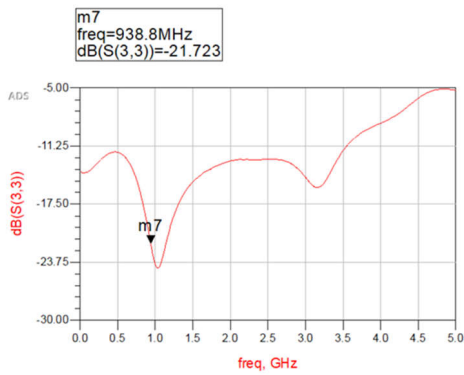


Figura 7. Gráfico simulado de las pérdidas de retorno (S11) de la respuesta con adaptación en derivación de 18 nH

A continuación, comparemos nuestros resultados simulados con algunos datos medidos en el laboratorio. La figura 8 ilustra el uso del EVM ADC3669 para implementar la coincidencia de la parte frontal con el fin de medir una respuesta de planitud de la banda de paso. El punto de resonancia está centrado, pero la adaptación resulta tener un ancho de banda ligeramente mayor al esperado. Aquí es donde la simulación puede ser inadecuada. Un solucionador de simulación electromagnética 3D podría ser capaz de capturar todos los parásitos de la placa para obtener una coincidencia de 1:1 entre la simulación y las mediciones de laboratorio. Sin embargo, hay algunos matices de segundo y tercer orden para descubrir. A continuación, agregaremos una derivación C para completar la coincidencia reactiva de RCL y hacer que la medición de laboratorio sea más estrecha, como se esperaba.

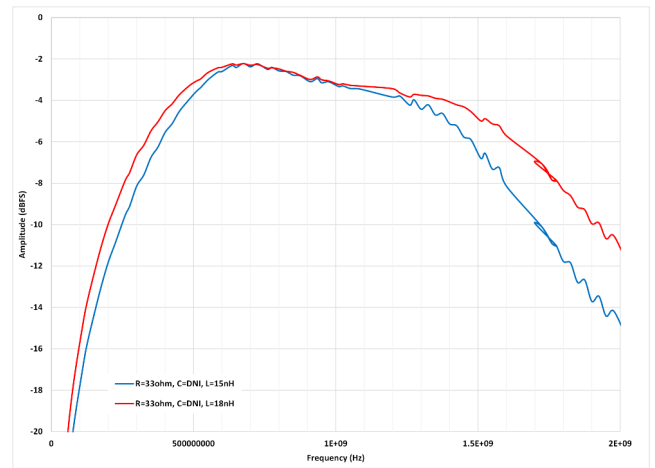


Figura 8. Barrido de planitud de banda de paso con valor L instalado

Resolución para C

Para mejorar aún más la coincidencia de ancho de banda estrecha (en otras palabras, hacerla más estrecha), agregue el último componente en la coincidencia reactiva RCL de la figura 2. Colocar el término C en paralelo con el inductor que crea un tanque LC. Parece contradictorio agregar capacitancia de nuevo a la coincidencia de la parte frontal después de colocar el inductor de 18 nH para combatir la capacitancia interna del ADC, pero ajusta la coincidencia del filtro. Para resolver un valor C paralelo para completar el tanque LC, utilice la ecuación 7:

$$f_o = \frac{1}{(2\pi \times \sqrt{LC})} \text{ or } 940\text{MHz} = \frac{1}{(2\pi \times \sqrt{18\text{n} \times C})} \tag{8}$$

Esto da como resultado C = 1.6 pF.

Pongamos este valor (condensador de 1.6 pF o valor estándar más cercano) en el diseño de la parte frontal y volvamos a ejecutar el barrido BW de banda de paso; consulte la figura 9.

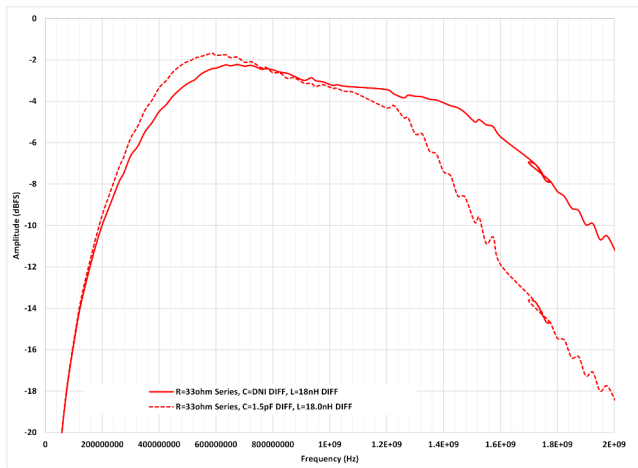


Figura 9. Barrido de la planitud de la banda pasante con los valores de L y C instalados

Como se puede ver, agregar el condensador adicional de 1.5 pF en paralelo con el inductor de 18 nH, creando ese tanque LC, no mejora ni reduce realmente la coincidencia (consulte la curva mini guionada).

El método del tanque LC funcionará, pero con algunas consideraciones. Eliminar la C interna resolviendo el valor de L externo (18 nH) ayudará, pero puede que no sea del todo la solución final. Para implementar esto con precisión, debe utilizar un valor C mucho mayor para eliminar por completo cualquier parásito interno y residual externo de C. Compite con balun y parásitos de trazados, así como con el condensador de muestreo interno del ADC, que es de naturaleza dinámica a medida que el interruptor de muestreo se abre y se cierra rápidamente.

Elijamos un valor mayor para C, como 9.1 pF, y volvamos a calcular L usando nuevamente la ecuación 7:

$$f_o = \frac{1}{(2\pi \times \sqrt{LC})} \text{ or } 940\text{MHz} = \frac{1}{(2\pi \times \sqrt{L \times 9.1p})} \quad (9)$$

Esto da como resultado L = 3 nH.

Con estos valores en lugar del diseño de la parte frontal, la figura 10 muestra los resultados después de volver a ejecutar el barrido BW de banda de paso.

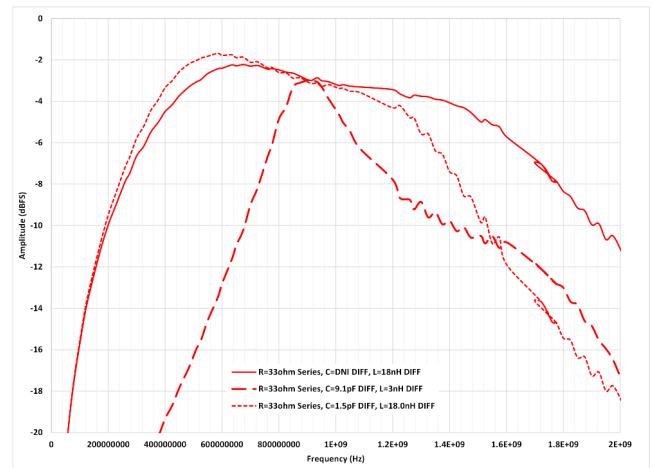


Figura 10. Barrido de la planitud de la banda pasante con los nuevos valores de L y C instalados

Como puede ver, hay una mejora considerable al reducir la coincidencia de ancho de banda a 350 MHz de ancho (la curva punteada gruesa) aumentando el C externo para mejorar aún más la respuesta de coincidencia de NB. Por lo general, un buen punto de partida es utilizar al menos el doble del valor de C basado en la red de muestreo interna total del ADC. Agregar este término externamente solo mejorará aún más RL en la banda de elección.

A continuación, puede ajustar el valor L, el valor C, o ambos para ayudar a ampliar, limitar o cambiar la BW necesaria para satisfacer las necesidades de su aplicación. Tendrá que recordar estos valores para el diseño, el balun y el modelo de entrada ADC; no es posible simular todos los matices parásitos y podría ser necesaria cierta experiencia empírica para medir la coincidencia correctamente.

La figura 11 ilustra la relación señal a ruido (SNR) y los armónicos de segundo y tercer orden (HD2 y HD3) recopilados sobre el ejemplo de la aplicación NB para verificar aún más el rendimiento del ADC dentro de la banda de 940 MHz.

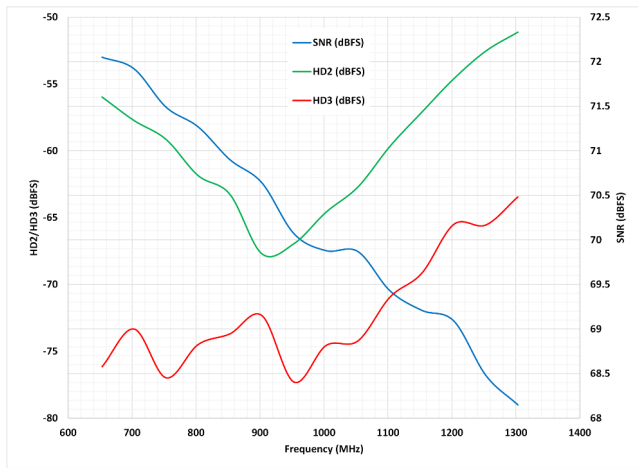


Figura 11. Rendimiento de CA resultante para SNR, HD2 y HD3 en función del rango de frecuencias de la adaptación NB

Una frecuencia central de entrada analógica de 940 MHz está un poco fuera de la especificación de medición de la hoja de datos del ADC. Sin embargo, los valores recolectados siguen la tendencia correcta para todas las mediciones recolectadas, SNR, HD2 y HD3, y la degradación continuará produciéndose a medida que el RL de entrada se degrada >940 MHz para este ADC en particular.

Conclusión

No tiene que ser un simulador experto al desarrollar una aplicación de adaptación de banda estrecha para su ADC de muestreo de RF de alta velocidad particular. Este enfoque de adaptación de NB se puede utilizar para ayudar a fortalecer cualquier filtrado ascendente en la cadena de señales de RF. En primer lugar, aborde la parte resistiva del esfuerzo de adaptación de NB utilizando los valores de pérdida de retorno del balun elegido de su hoja de datos para ayudar a mejorar la pérdida de retorno de la red de la parte frontal de entrada. A continuación, utilice los parámetros S dados del ADC, el modelo de entrada de la hoja de datos o los valores del elemento agrupado R||C del ADC en las tablas de especificaciones como punto de partida para su coincidencia de banda estrecha, en su banda de frecuencia de interés. Tenga en cuenta que el balun y el diseño de la PCB contribuyen a los componentes pasivos necesarios para completar

la coincidencia. Asegúrese de que estos se tienen en cuenta, así como un punto de partida.

Con un poco de simulación para proporcionar dirección y algunas matemáticas sencillas, puede acelerar su próximo diseño de convertidor de RF de alta velocidad en poco tiempo.

Referencias

1. Reeder, Rob. **“Comparación de las partes frontales de los convertidores A/D de alta velocidad/RF activo versus pasivo”**. Nota de aplicación de Texas Instruments, literatura No. SLAAET1, marzo de 2025.
2. Reeder, Rob. **“El 3.er dB: ¿por qué un panel de red de atenuación con pérdida funciona bien con ADC de RF?”** Nota de aplicación de Texas Instruments, literatura No. SLVAG01, febrero de 2025.
3. Reeder, Rob y Luke Allen. **“El arte de la adaptación pasiva de un convertidor A/D de entrada analógica de alta velocidad”**. Nota de aplicación de Texas Instruments, literatura No. SBAA665, diciembre de 2024.
4. Texas Instruments. n.d. **Módulo de evaluación ADC3669**. Consultado el 23 de septiembre de 2025.
5. **Convertidor analógico a digital de canal doble, de 16 bits, 250 MSPS y 500 MSPS ADC3668, ADC3669** Hoja de datos de Texas Instruments, documentación No. SBASAL3B, septiembre de 2024, revisado en junio de 2025.
6. **“Transformador RF de montaje superficial TCM2-33WX+.”** Hoja de datos de los minicircuitos, literatura No. ECO-013812.
7. Keysight Technologies. n.d. **Advanced Design System (ADS) market-leading circuit design and simulation software**. Consultado el 23 de septiembre de 2025



AVISO IMPORTANTE Y EXENCIÓN DE RESPONSABILIDAD

TI PROPORCIONA DATOS TÉCNICOS Y DE CONFIABILIDAD (INCLUIDAS HOJAS DE DATOS), RECURSOS DE DISEÑO (INCLUIDOS DISEÑOS DE REFERENCIA), ASESORAMIENTO SOBRE APLICACIONES U OTROS DISEÑOS, HERRAMIENTAS WEB, INFORMACIÓN DE SEGURIDAD Y OTROS RECURSOS "TAL CUAL" Y CON TODOS LOS FALLOS. ADEMÁS, SE EXIME DE LA RESPONSABILIDAD SOBRE TODA GARANTÍA, EXPRESA E IMPLÍCITA, INCLUIDAS, SIN LIMITACIÓN, LAS GARANTÍAS IMPLÍCITAS DE COMERCIABILIDAD, IDONEIDAD PARA UN FIN DETERMINADO O NO INFRACCIÓN DE LOS DERECHOS DE PROPIEDAD INTELECTUAL DE TERCEROS.

Estos recursos están destinados a desarrolladores expertos que diseñan con productos de TI. Usted es el único responsable de (1) seleccionar los productos de TI adecuados para su aplicación, (2) diseñar, validar y probar su aplicación, y (3) garantizar que su aplicación cumpla con los estándares correspondientes, así como cualquier otro requisito de seguridad, protección o de otro tipo.

Estos recursos están sujetos a cambios sin previo aviso. TI le concede permiso para usar estos recursos solo para el desarrollo de una aplicación que use los productos de TI descritos en el recurso. Queda prohibida la reproducción y exhibición de estos recursos. No se concede ninguna licencia a ningún otro derecho de propiedad intelectual de TI ni a ningún derecho de propiedad intelectual de terceros. TI se exime de toda responsabilidad por cualquier reclamación, daño, costo, pérdida y obligación que surja de su uso de estos recursos, y usted indemnizará plenamente a TI y a sus representantes en dichos casos.

Los productos de TI están sujetos a **los Términos de venta de TI, las Pautas generales de calidad de TI** u otros términos correspondientes que estén disponibles en [ti.com](https://www.ti.com) o proporcionados junto con dichos productos de TI. La provisión de estos recursos por parte de TI no amplía ni altera de ningún otro modo las garantías correspondientes de TI o las exenciones de responsabilidad sobre la garantía de los productos de TI. A menos que TI designe explícitamente un producto como personalizado o específico para el cliente, los productos de TI son dispositivos estándar, de catálogo y de uso general.

TI objeta y rechaza cualquier término adicional o diferente que usted pueda proponer.

Derechos de autor ©2025, Texas Instruments Incorporated

Última actualización de 10/2025

IMPORTANT NOTICE AND DISCLAIMER

TI PROVIDES TECHNICAL AND RELIABILITY DATA (INCLUDING DATASHEETS), DESIGN RESOURCES (INCLUDING REFERENCE DESIGNS), APPLICATION OR OTHER DESIGN ADVICE, WEB TOOLS, SAFETY INFORMATION, AND OTHER RESOURCES "AS IS" AND WITH ALL FAULTS, AND DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EXPRESS AND IMPLIED, INCLUDING WITHOUT LIMITATION ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, regulatory or other requirements.

These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI intellectual property right or to any third party intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you fully indemnify TI and its representatives against any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

TI's products are provided subject to [TI's Terms of Sale](#), [TI's General Quality Guidelines](#), or other applicable terms available either on ti.com or provided in conjunction with such TI products. TI's provision of these resources does not expand or otherwise alter TI's applicable warranties or warranty disclaimers for TI products. Unless TI explicitly designates a product as custom or customer-specified, TI products are standard, catalog, general purpose devices.

TI objects to and rejects any additional or different terms you may propose.

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

Last updated 10/2025