

# Ein neuartiges Konzept für die Schmalband-Anpassung von Hochgeschwindigkeits-HF-ADCs

**Rob Reeder**

Application Engineer  
High-speed data converters

Bei Anwendungen, die keine Breitbandabtastung (1 GHz bis 2 GHz oder mehr) benötigen, kann es schwierig sein, eine Schmalband-Anpassung (NB für Narrowband, benötigt nur Hunderte Megahertz) mit Balun oder Transformator-Frontend-Schaltung für einen Analog-Digital-Wandler (ADC) zu entwerfen. Dies gilt insbesondere bei Systemen mit hohen Zwischenfrequenzen, die in modernen Kommunikations- und/oder Radarsystemen digitalisiert werden, um die Signalverarbeitung im digitalen Bereich durchzuführen.

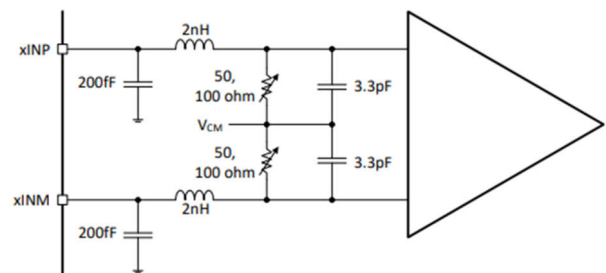
Dieser Artikel beschreibt einen einfachen Prozess zur Maximierung Ihres ADC ohne lange Simulationsausfallzeiten. In wenigen einfachen Schritten löst dieser Prozess an jedem Basisband- oder Zwischenfrequenzstandort Hunderte Megahertz Bandbreite (BW) auf, solange sie innerhalb der eigenen Nennbandbreite des ADC liegt.

## Auswahl von ADC und Balun

Es ist von entscheidender Bedeutung, die Anwendungsanforderungen im Vorfeld zu verstehen, um den richtigen ADC-Typ auszuwählen und schließlich den Frontend-Entwicklungsansatz festzulegen.

Angenommen, es gibt eine festgelegte Abtastrate, Anzahl von Kanälen, digitale Ausgangsschnittstelle und nützliche interne digitale Funktionen, die Sie verwenden könnten oder die für die Anwendung erforderlich sind. In diesem Schmalband-Frontend-Beispiel verwende ich den Wandler ADC3669.

Zunächst müssen Sie die Eigenschaften des Analogeingangs des von Ihnen ausgewählten ADC verstehen. Wenn Sie im Datenblatt eines beliebigen Wandlers nach unten zum Abschnitt mit den Analogeingangsparametern scrollen, sollten Sie in den Spezifikationstabellen den parallelen R||C sehen. Ist dies nicht der Fall, überprüfen Sie, ob ein vereinfachtes Analogeingangsmodell vorhanden ist. Als letzte Option verwenden Sie die S-Parameter des ADC, die typischerweise auf der Produktwebseite aufgeführt sind. Das Datenblatt von ADC3669 listet beispielsweise einen Modelleingang mit einem Widerstand (R) = 100  $\Omega$  und einem Kondensator (C)  $\approx$  1,85 pF (aggregiert) Differenzialimpedanzbedingungen auf. Siehe Abbildung 1.



**Abbildung 1.** Analogeingangsmodell im Datenblatt von ADC3669

Im nächsten Schritt wählen Sie den richtigen Transformator oder Balun für den AD. Vergleichen Sie dazu unter anderem diese Spezifikationen zwischen Anbietern: Rückflussdämpfung (RL), Einfügungsverlust sowie Phasen- und Größenordnungsungleichheit. Wenn diese Parameter nicht auf dem Datenblatt angegeben

sind, fragen Sie beim Hersteller nach, oder messen Sie sie mit einem Vektornetzwerkanalysator (VNA).

Die Wahl zwischen einem standardmäßigen flussgekoppelten Transformator oder einem Balun hängt von den BW-Anforderungen ab. Standard-Transformatoren sind oft < 1 GHz, während ein Balun eine viel höhere Bandbreite erreichen kann. Referenz [1] beschreibt die Parameter- und ADC-Anforderungen an Transformator und Balun ausführlich.

Zur NB-Anpassung erfordert das Beispiel eine reaktive Widerstand-Kondensator-Induktor-Anpassung (RCL-Anpassung) an die letzte Komponente im

Shunt. Abbildung 2 und die Referenzen [2] und [3] liefern Informationen zu den passenden Pads und Topologien. Wenn Sie die Anwendungsanforderungen zusammenfassen und verstehen, können Sie die Frontend-Bandbreite und den Balun korrekt auswählen. Ich habe beispielsweise den Balun TCM2-33WX+ von Mini-Circuits mit einem Impedanzverhältnis von 1:2 und 3 GHz Bandbreite gewählt, nachdem ich die Fähigkeiten dieses Baluns für frühere Beispiele auf dem ADC3669-Evaluierungsmodul (EVM) gemessen und verstanden habe. TCM2-33WX+ bietet einen relativ niedrigen Eingangsantrieb, um den vollen Eingangsbereich des ADC zu erreichen.

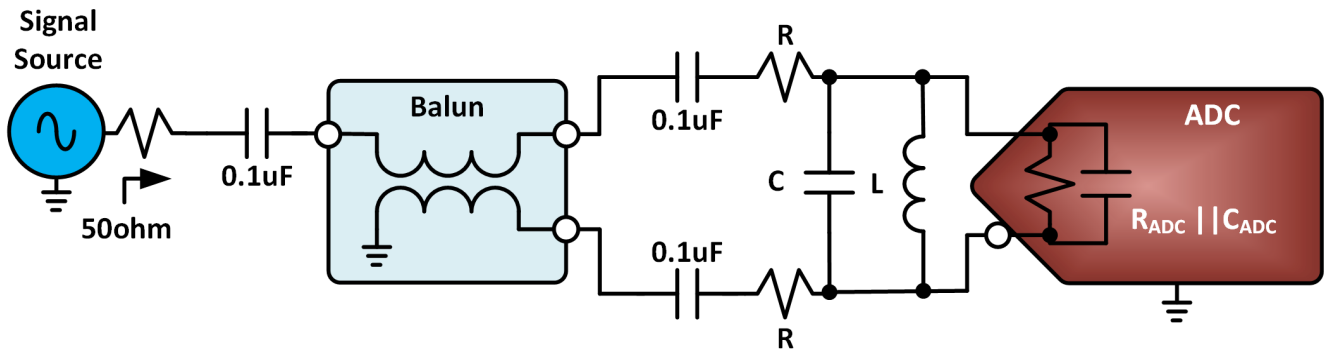


Abbildung 2. Frontend-Schnittstelle und Komponentenplatzierung

## Lösen nach R

Um eine reaktive RCL-Anpassung durchzuführen, müssen Sie zunächst den R-Wert des Frontends ermitteln. Sie könnten die Terminierung zwischen Primär- und Sekundärwicklung des Baluns aufteilen, aber in diesem Beispiel terminieren wir nur die Sekundärwicklung des Baluns, um die Anzahl der erforderlichen Komponenten zu minimieren. Je nach Anwendung und Signalkettenaufbau kann eine geteilte Terminierung über Primär- und Sekundärwicklung des Baluns sinnvoller sein.

Wie unten gezeigt, ergeben die Formeln, wie der R-Wert berechnet werden kann, welcher die von der Sekundärwicklung des Baluns benötigte Differenzialterminierung vervollständigt. Ein

guter Ausgangspunkt für die Einrichtung der Differenzialterminierung der Sekundärwicklung ist die Verwendung des Idealfalls, 100 Ω, da dieser Balun ein Impedanzverhältnis von 1:2 aufweist. Der Balun weist Verluste und Parasitäreffekte auf, die sich mit der Frequenz ändern. Um die Berechnung zu starten und eine ordnungsgemäße R-Wert-Terminierung zu erhalten, verwenden Sie daher den RL-Wert des Baluns bei der angegebenen Mittenfrequenz (im Beispiel 940 MHz), um den Wellenwiderstand ( $Z_0$ ) zu berechnen, auf den der Balun für die optimierte Signalleistungsübertragung an die Last richtig abgestimmt werden muss.

Das Beispiel zeigt, wie Sekundärwicklungsterminierung des ausgewählten Baluns berechnet wird. Das Datenblatt

von TCM2-33WX+ gibt  $-16,3$  dB bei  $940$  MHz an. Lösen Sie unter Verwendung dieses Wertes für den Wellenwiderstand, wie er von der Sekundärwicklung des Baluns reflektiert wird (Gleichung 1):

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

Es ergibt sich  $Z_o = 36,72 \Omega$  (Primärimpedanz).

In einem idealen 1:2-Impedanz-Balun sollten  $100 \Omega$  auf der Sekundärwicklung  $50 \Omega$  auf der Primärwicklung entsprechen; siehe Abbildung 3. Dies ist jedoch in der Realität nicht der Fall, wie aus der Berechnung hervorgeht. Um die tatsächliche Impedanz zu bestimmen, die zurück auf die Primärwicklung reflektiert wird, verwenden Sie den Wert von  $Z_o$  im vorherigen Schritt und rechnen Sie zurück, um die richtige Terminierung auf der Sekundärwicklung zu erhalten (Gleichung 2):

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

Man erhält  $\left( \frac{36.72}{100} \right) = \left( \frac{50}{X} \right)$ , wobei die Lösung für  $X = 136,1 \Omega$ .

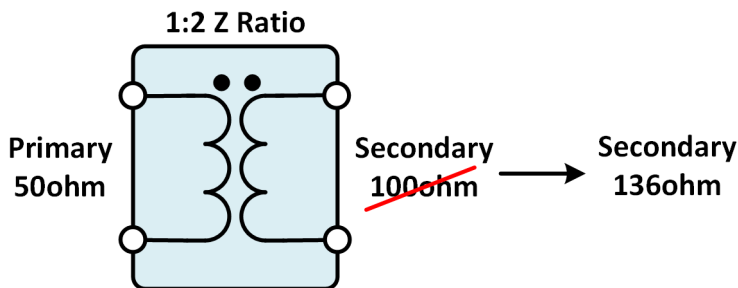


Abbildung 3. 1:2-Impedanz-Balun oder Transformator

Da der Balun bei dieser Frequenz einige nicht berücksichtigte Verluste aufweist, trägt die Sekundärwicklungsterminierung von  $136 \Omega$  dazu bei, diese Verluste zu kompensieren und bietet einen besseren Anfangsterminierungswert für die Sekundärwicklung, was die richtige Impedanz

bei dieser spezifischen Zwischenmittelfrequenz auf die Primärwicklung des Baluns reflektiert. Eine ordnungsgemäße Impedanzanpassung erreicht eine nähere  $50\text{-}\Omega$ -Anpassung auf der Primärwicklung, um die maximale von der Quelle übertragene Signalleistung zu erhalten.

Die Sekundärwicklungsterminierung von  $136 \Omega$  ist eine aggregierte Terminierung. Da der ADC selbst bereits eine Differenzialterminierung von  $100 \Omega$  aufweist, platzieren Sie auf jeder Seite der Sekundärwicklung einen Serienwiderstand von  $33 \Omega$ . Sehen Sie sich Abbildung 2 erneut an. Sie haben nun den erforderlichen R-Wert berechnet.

Ein RL von  $-16$  dB bei  $940$  MHz ermöglicht es Ihnen möglicherweise, kleinere Widerstandswerte zu verwenden oder sie sogar vollständig zu eliminieren. Ich empfehle jedoch, Widerstände im Design zu belassen, da die interne Differenzialimpedanz des ADC einen Toleranzbereich von  $\pm 10\%$  durch Prozessschwankungen hat; auch die RL des Baluns hat Toleranzen. Durch das Hinzufügen eines geringen zusätzlichen Widerstands wird die Gesamtimpedanz genauer gehalten, wie Sie sehen, wenn Sie die S-Parameterwerte des ADC bei  $940$  MHz genau betrachten.

### Lösen nach L

Der nächste Schritt besteht darin, den internen C des ADC „herauszuschwingen“, um einen äquivalenten Shunt-Induktor-/L-Wert für die Anpassung zu ermitteln. Um diesen Wert auszuwählen, bestimmen Sie zunächst den internen C-Wert des ADC mithilfe einer von zwei Methoden:

- Verwenden Sie das im Datenblatt angegebene ADC-Modell (Abbildung 1), um die aggregierte parasitäre interne Frontend-Kapazität (C-Wert) zu bestimmen, der auf ca.  $1,85$  pF geschätzt wird.
- Verwenden Sie die S-Parameter auf der Webseite für ADC3669. Siehe Referenz [4].

Der zweite Ansatz bietet einen präziseren Kapazitätswert bei der relevanten Frequenz, da der bei 940 MHz ermittelte kapazitive Wert im Vergleich zum ersten Ansatz absoluter ist, bei dem der C-Wert im Modell den gesamten Eingangsbandbreitenbereich des ADC abdeckt. Lassen Sie uns beide Ansätze anschauen, um die Kompromisse zu verstehen.

Bei beiden Methoden sollen die beiden reaktiven Elemente einfach als gleich festgelegt werden (Gleichung 3):

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

Stellen Sie dann f auf die Resonanzmittenfrequenz Ihrer NB-Anwendung ein. In diesem Beispiel verwende ich 940 MHz.

Bei der ersten Methode gilt für f = 940 MHz:

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

Dann ergibt die Lösung nach L = 15,5 nH.

Bei der zweiten Methode müssen Sie die S-Parameter verwenden und in einem Simulator darstellen, um den C-Wert bei 940 MHz zu bestimmen; siehe Abbildung 4.

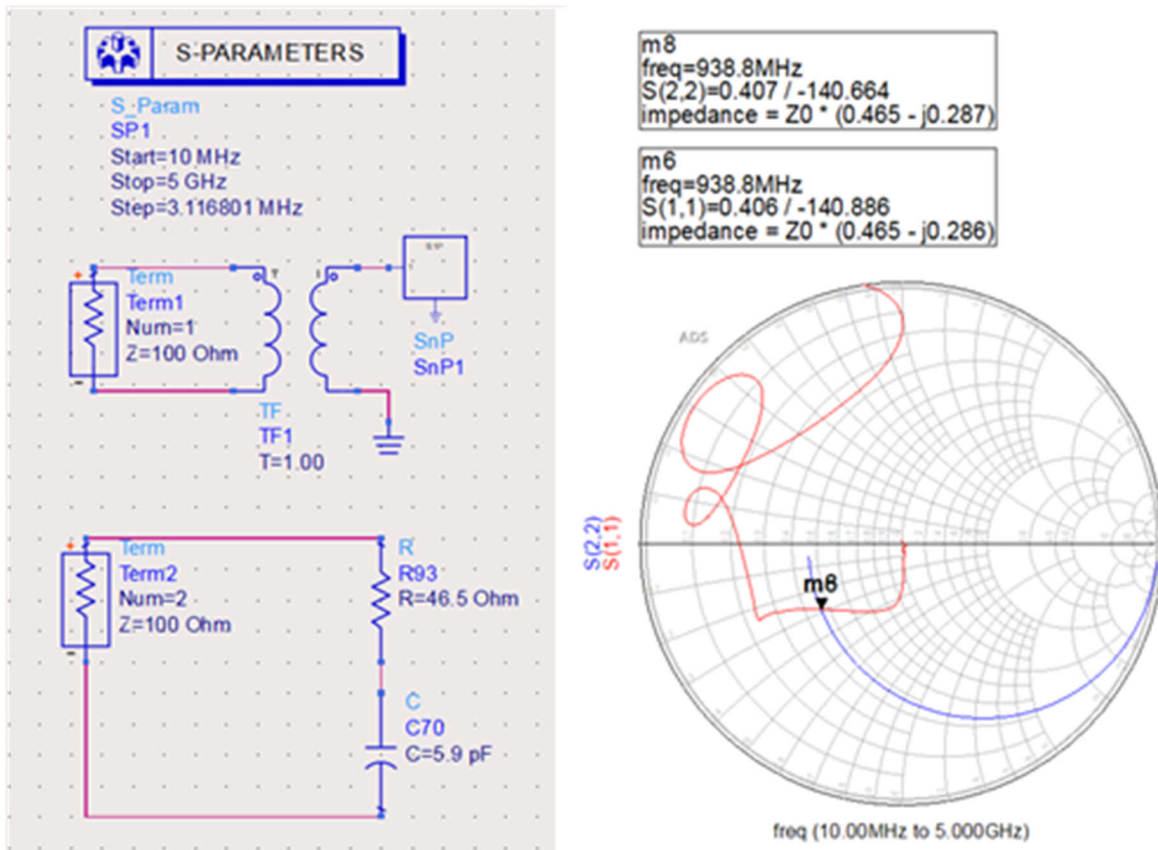


Abbildung 4. Smith-Diagramm des Analogeingangs von ADC3669 bei 940 MHz

Die zweite Methode ist etwas aufwendiger; das Smith-Diagramm stellt die S-Parameter in einer Konfiguration mit seriell R + jXc dar. R + jXc muss

paralleltransformiert werden, damit R und Xc parallel sind, also R||Xc. Siehe Abbildung 5 und Gleichung 4:

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

Verwenden Sie Gleichung 5, um die Paralleltransformation zu erhalten:

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

Durch die beiden überdimensionierten 33-Ω-Widerstände, die zur Bildung des R-Werts im vorherigen Abschnitt verwendet wurden, wird die vom Balun empfangene aggregierte ohmsche Terminierung auf 130,2 Ω gebracht, was näher an einem 100-Ω-Differenzial liegt, das der Balun idealerweise mit einem kleineren oder gar keinem R-Wert empfangen würde.

Lösen Sie als Nächstes nach dem Parallelkondensator bei 940 MHz, siehe Gleichung 6:

$$C_p = \frac{\frac{-28.7}{(46.5^2 + -28.7^2)}}{\frac{2}{\pi} \cdot (-28.7 \times 10^6)} = 1.62pF \quad (7)$$

Verwenden Sie jetzt dieselbe Gleichung wie oben, um den entsprechenden Shunt-L-Wert zu ermitteln.

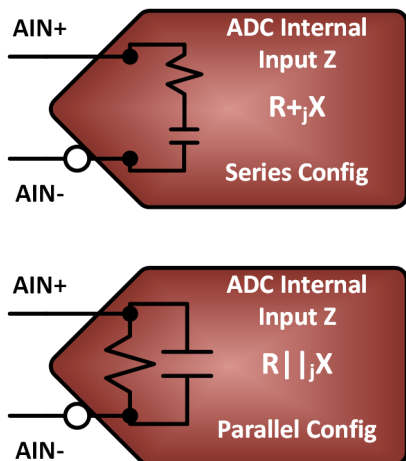
Wenn  $f = 940 \text{ MHz}$  und  $C = 1,62 \text{ pF}$ , dann gilt

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

nach  $L = 18,1 \text{ nH}$ .

Die beiden C-Werte, die mit den beiden oben genannten Methoden gefunden wurden (z. B. 1,85 pF und 1,62 pF) befinden sich in derselben Größenordnung. Daher müssen Sie die internen induktiven L-Parasitäreffekte sowie die externen L-Parasitäreffekte berücksichtigen, die je nach Layout hinzugefügt werden.

Es ist auch möglich, das gesamte Frontend in einem ADS-Simulator-Gehäuse zu simulieren, das die S-Parameter des Baluns TCM2-33WX+ und von ADC3669 verwendet, wie in Abbildung 6 gezeigt. Die Simulationsergebnisse in Abbildung 7 zeigen eine sehr gute RL ( $< -15 \text{ dB}$ ), was darauf hinweist, dass 18 nH eine gute Anpassung bei 940 MHz ist.



**Abbildung 5.** Darstellungen von Reihe zu Parallel der internen R und C des ADC

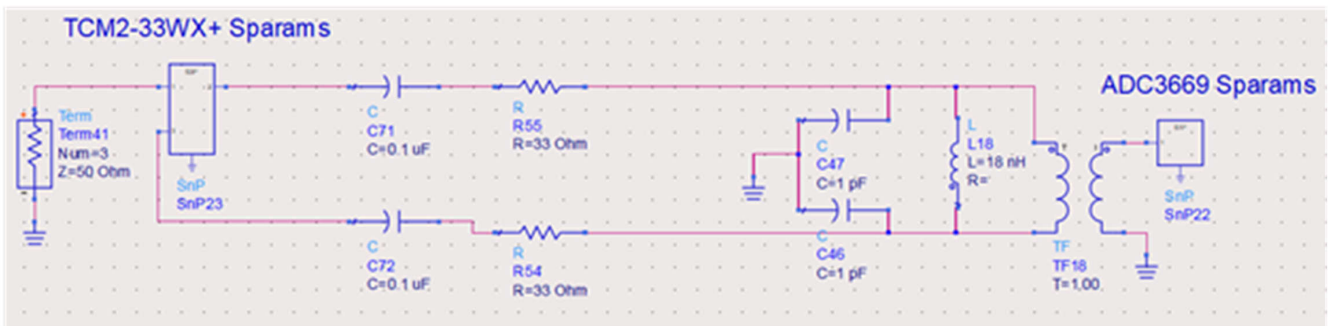


Abbildung 6. ADS-Simulations-Frontend-Modell mit 18-nH-Shunt-Anpassung

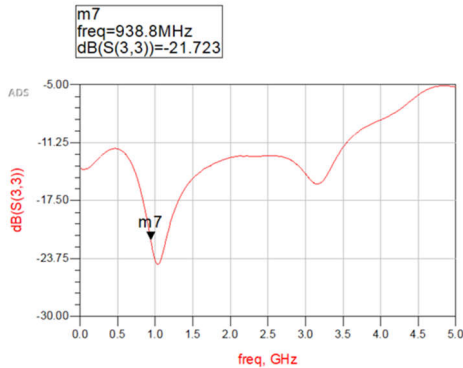


Abbildung 7. Simuliertes RL-Diagramm (S11) mit 18-nH-Shunt-angepasster Antwort

Als Nächstes vergleichen wir unsere simulierten Ergebnisse mit einigen im Labor gemessenen Daten. Abbildung 8 zeigt, wie ADC3669-EVM zur Implementierung der Frontend-Anpassung zum Messen einer Durchlassbandebenheitsantwort verwendet wird. Der Resonanzpunkt ist zentriert, aber die Anpassung ist ein wenig breitbandiger als erwartet. Hier kann Simulation unzureichend sein. Ein elektromagnetischer 3D-Simulationslöser kann möglicherweise alle Parasitäreffekte der Platine erfassen, um eine genauere 1:1-Übereinstimmung zwischen der Simulation und den Labormessungen zu erzielen. Es gibt jedoch auch einige Nuancen zweiter und dritter Ordnung, die noch aufzudecken sind. Als Nächstes fügen wir einen Shunt C hinzu, um die reaktive RCL-Anpassung abzuschließen, um die Labormessung wie erwartet schmaler zu machen.

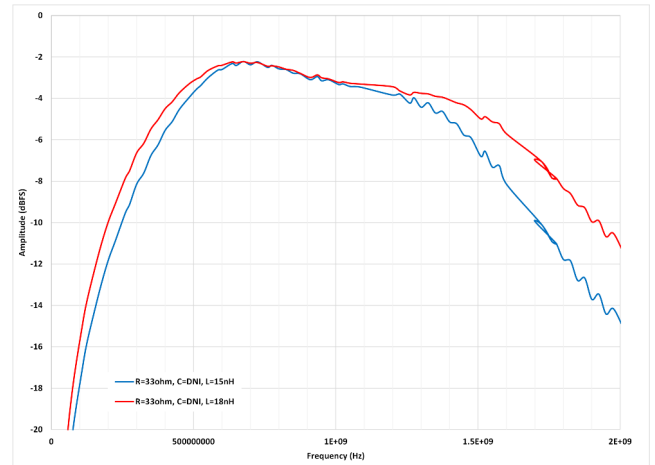


Abbildung 8. Abtastung der Durchlassbandebenheit mit installiertem L-Wert

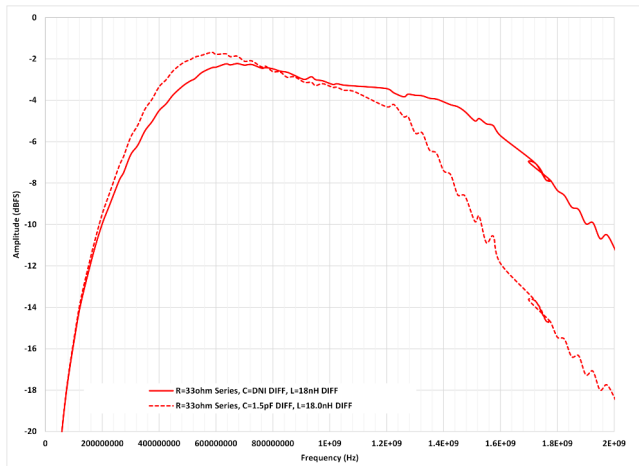
### Lösen nach C

Um die Schmalbandbreitenanpassung weiter zu verbessern (d. h., sie schmaler zu machen), fügen Sie die letzte Komponente der reaktiven RCL-Anpassung aus Abbildung 2 hinzu. Platzieren Sie die C-Terminierung parallel zum Induktorum einen LC-Tank zu schaffen. Es scheint zunächst unlogisch, wieder Kapazität in die Frontend-Anpassung einzufügen, nachdem der 18-nH-Induktor platziert wurde, um die interne Kapazität des ADC zu bekämpfen, aber die Filteranpassung wird enger. Um einen parallelen C-Wert zur Vervollständigung des LC-Tanks zu berechnen, verwenden Sie Gleichung 7:

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

Lösung für C = 1,6 pF.

Wir setzen also diesen Wert (1,6-pF-Kondensator oder nächstgelegener Standardwert) in das Frontend-Design ein und führen die BW-Abtastung des Durchlassbandes erneut aus; siehe Abbildung 9.



**Abbildung 9.** Abtastung der Durchlassbandeigenheit mit installierten L- und C-Werten

Wie zu sehen ist, verbessert oder verengt das Hinzufügen des zusätzlichen 1,5-pF-Kondensators parallel zum 18-nH-Induktor, wodurch der LC-Tank entsteht, die Anpassung nicht wirklich (siehe kleinstgestrichelte Linie).

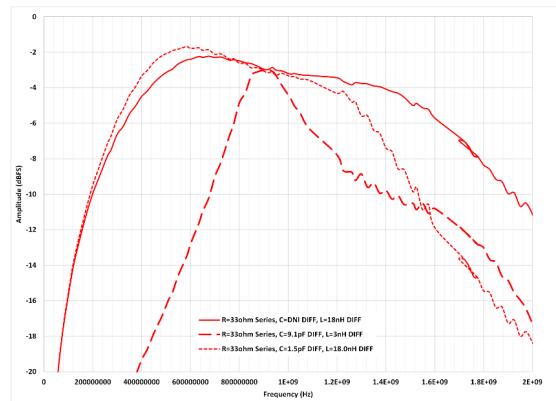
Die Methode des LC-Tanks funktioniert, erfordert jedoch einige Überlegungen. Das Entfernen des internen C durch Lösen des externen L-Werts (18 nH) hilft, stellt aber möglicherweise nicht die abschließende Lösung dar. Um dies korrekt zu implementieren, müssen Sie einen viel größeren C-Wert verwenden, um alle internen und verbleibenden externen C-Parasitäreffekte vollständig zu entfernen. Sie kämpfen gegen Parasitäreffekte von Balun und Spur sowie den internen Abtastkondensator des ADC, der dynamisch ist, da der Abtastschalter schnell öffnet und schließt.

Wählen wir also einen höheren Wert für C, wie z. B. 9,1 pF, und lösen Gleichung 7 erneut nach L:

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

Lösung für L = 3 nH.

Abbildung 10 zeigt die Ergebnisse nach der erneuten Ausführung der Abtastung der Durchlassband-BW mit diesen Werten im Front-End-Design.

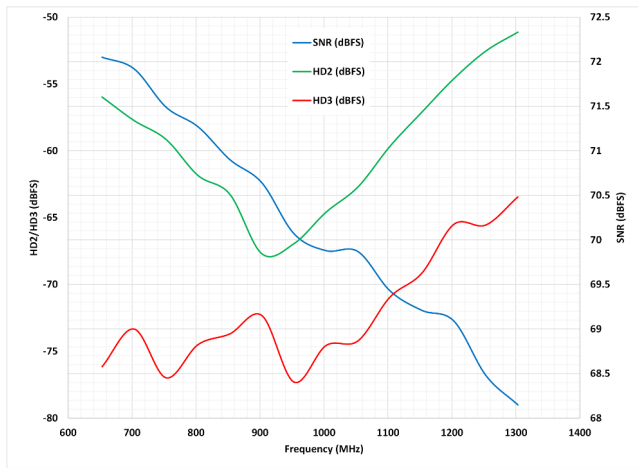


**Abbildung 10.** Abtastung der Durchlassbandeigenheit mit neuen L- und C-Werten

Wie Sie sehen, gibt es eine erhebliche Verbesserung bei der Verengung der Bandbreite auf 350 MHz (dicke gestrichelte Linie), indem das externe C erhöht wird, um die Antwort der NB-Anpassung weiter zu verbessern. In der Regel ist es empfehlenswert, mindestens den doppelten Wert von C basierend auf dem internen Abtastnetzwerk des aggregierten ADC als Ausgangspunkt zu verwenden. Durch das externe Hinzufügen dieser Terminierung wird die RL in der Bandbreite der Wahl nur noch weiter verbessert.

Sie können dann den L-Wert, den C-Wert oder beides anpassen, um die für Ihre Anwendungsanforderungen erforderliche Bandbreite zu erweitern, zu verengen oder zu verschieben. Sie müssen sich diese Werte für das Layout, den Balun und das ADC-Eingangsmodell merken. Es ist nicht möglich, alle parasitären Nuancen zu simulieren. Möglicherweise sind empirische Erfahrungen erforderlich, um die Anpassung richtig zu erfassen.

Abbildung 11 zeigt das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) und die im NB-Anwendungsbeispiel erfassten Oberschwingungen zweiter und dritter Ordnung (HD2 und HD3), um die Leistung des ADC innerhalb des 940 MHz-Bandes weiter zu überprüfen.



**Abbildung 11.** Resultierende AC-Leistung von SNR, HD2 und HD3 im Vergleich zum NB-Anpassungs-Frequenzbereich

Eine Mittenfrequenz des Analogeingangs von 940 MHz liegt etwas außerhalb der Messspezifikation im ADC-Datenblatt. Die erfassten Werte folgen jedoch dem richtigen Trend für alle erfassten Messungen, SNR, HD2 und HD3, und eine Verschlechterung tritt weiterhin auf, wenn die Eingangs-RL für diesen bestimmten ADC > 940 MHz abnimmt.

## Fazit

Bei der Entwicklung einer Schmalband-Anpassungsanwendung für Ihren speziellen HF-Abtast-ADC mit hoher Geschwindigkeit müssen Sie kein Experte für Simulationen sein. Dieser NB-Anpassungs-Ansatz kann verwendet werden, um jede vorgelagerte Filterung in der HF-Signalkette zu verstärken. Adressieren Sie zunächst den ohmschen Teil der NB-Anpassungsarbeit, indem Sie die Rückflussdämpfungswerte des ausgewählten Baluns aus seinem Datenblatt verwenden, um die Rückflussdämpfung des Eingangs-Frontend-Netzwerks zu verbessern. Verwenden Sie als Nächstes die angegebenen S-Parameter des ADC, das Eingangsmodell aus dem Datenblatt oder die zusammengefassten R||C-Werte der Elemente in den Spezifikationstabellen als Ausgangspunkt für Ihre NB-Anpassung in Ihrem relevanten Frequenzband. Beachten Sie, dass der Balun und das Platinenlayout zu den passiven Komponenten beitragen, die zur Vervollständigung der Anpassung erforderlich sind.

Stellen Sie sicher, dass auch diese von Anfang an berücksichtigt werden.

Mit einer kleinen Simulation zur Richtungsüberprüfung und einigen einfachen mathematischen Operationen können Sie Ihr nächstes Hochgeschwindigkeits-HF-Wandler-Design in kürzester Zeit beschleunigen.

## Quellennachweise

1. Reeder, Rob. „[Vergleichen aktiver und passiver Highspeed-/HF-ADC-Frontends](#)“, Anwendungshinweis von Texas Instruments, Literaturnr. SLAAET1, März 2025.
2. Reeder, Rob. „[Das 3. dB: Warum ein verlustreiches Dämpfungsnetzwerkpad gut mit HF-ADC funktioniert](#)“, Anwendungshinweis von Texas Instruments, Literaturnr. SLVAG01, Februar 2025.
3. Reeder, Rob und Luke Allen. „[Die hohe Kunst der passiven Anpassung eines Highspeed-ADC mit Analogeingangs-Frontend](#)“, Anwendungshinweis von Texas Instruments, Literaturnr. SBAA665, Dezember 2024.
4. Texas Instruments. O. D. [ADC3669 – Evaluierungsmodul](#), abgerufen am 23. September 2025.
5. „[ADC3668, ADC3669 – Zweikanaliger Analog-zu-Digital-Wandler, 16 Bit, 250 MSPS und 500 MSPS](#)“, Datenblatt von Texas Instruments, Literaturnr. SBASAL3B, September 2024, überarbeitet Juni 2025.
6. „[TCM2-33WX+ – oberflächenmontierter HF-Transformator](#)“, Datenblatt von Mini-Circuits, Literaturnr. ECO-013812.
7. Keysight Technologies. O. D. [Advanced Design System \(ADS\) – marktführende Schaltungsdesign- und Simulationssoftware](#), abgerufen am 23. September 2025.



## WICHTIGER HINWEIS UND HAFTUNGSAUSSCHLUSS

TI STELLT TECHNISCHE UND ZUVERLÄSSIGKEITSDATEN (EINSCHLIESSLICH DATENBLÄTTER), DESIGNRESSOURCEN (EINSCHLIESSLICH REFERENZDESIGNS), ANWENDUNGS- ODER ANDERE DESIGNBERATUNG, WEB-TOOLS, SICHERHEITSMFORMATIONEN UND ANDERE RESSOURCEN „WIE BESEHEN“ UND MIT ALLEN FEHLERN ZUR VERFÜGUNG. UND SCHLIESST ALLE AUSDRÜCKLICHEN UND STILLSCHWEIGENDEN GEWÄHRLEISTUNGEN AUS, EINSCHLIESSLICH UND OHNE EINSCHRÄNKUNG ALLER STILLSCHWEIGENDEN GEWÄHRLEISTUNGEN DER MARKTGÄNGIGKEIT, DER EIGNUNG FÜR EINEN BESTIMMTEN ZWECK ODER DER NICHTVERLETZUNG VON RECHTEN

Diese Ressourcen sind für qualifizierte Entwickler gedacht, die mit TI-Produkten entwickeln. Sie allein sind verantwortlich für (1) die Auswahl der geeigneten TI Produkte für Ihre Anwendung, (2) das Design, die Validierung und den Test Ihrer Anwendung und (3) die Sicherstellung, dass Ihre Anwendung die geltenden Normen sowie alle anderen Sicherheits- und sonstigen Anforderungen erfüllt.

Diese Ressourcen können jederzeit und ohne Vorankündigung geändert werden. Sie erhalten von TI die Erlaubnis, diese Ressourcen ausschließlich für die Entwicklung von Anwendungen mit den in der Ressource beschriebenen TI-Produkten zu verwenden. Jede andere Vervielfältigung und Darstellung dieser Ressourcen ist untersagt. Es wird keine Lizenz für andere Rechte am geistigen Eigentum von TI oder an Rechten am geistigen Eigentum Dritter gewährt. TI übernimmt keine Verantwortung für und Sie schützen TI und seine Vertreter gegen Ansprüche, Schäden, Kosten, Verluste und Verbindlichkeiten, die sich aus Ihrer Nutzung dieser Ressourcen ergeben.

Produkte von TI werden gemäß den [Verkaufsbedingungen von TI](#) , den allgemeinen [Qualitätsrichtlinien von TI](#) , oder anderen geltenden Bedingungen, die entweder auf [ti.com](#) verfügbar sind oder in Verbindung mit solchen TI-Produkten bereitgestellt werden. Durch die Bereitstellung dieser Ressourcen durch TI werden die geltenden Garantien oder Gewährleistungsausschlüsse von TI für TI-Produkte weder erweitert noch verändert. Sofern TI ein Produkt nicht ausdrücklich als kundenspezifisch oder nach Kundenwunsch gefertigt bezeichnet, handelt es sich bei TI-Produkten um Standard-, Katalog- und Allzweckgeräten.

TI widerspricht allen zusätzlichen oder abweichenden Bedingungen, die Sie möglicherweise vorschlagen und lehnt sie ab.

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

Letzte Aktualisierung 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