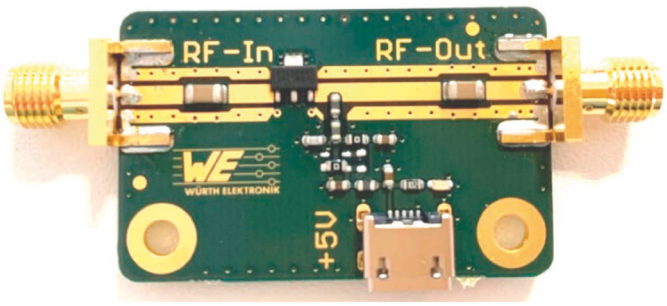
HF-Gain-Blockverstärker mit integriertem Multilayer-Ferrit für Breitbandbetrieb



Die Verfügbarkeit eines universell einsetzbaren Hochfrequenzverstärkers wird bei den Entwicklungsingenieuren immer wichtiger. Hierzu ist es möglich, einen vielseitigen HF-Verstärker zu entwickeln, der in viele Kategorien, von 5G-Systemen bis hin zu Funk- und Antennenanwendungen, passt. Der Standardprozess bei der Änderung des Übertragungsfrequenzbereichs eines bestehenden HF-Verstärkers erfordert in der Regel ein neues Design, das umfangreiche Simulationen und eine neue Leiterplatte beeinhaltet. Bei der Entwicklung sind einige wichtige Parameter wie die Frequenz und die Verstärkung zu berücksichtigen. Durch optimale passive Bauelemente und ein gut konzipiertes Layout können die Übertragungseigenschaften des Verstärkers optimiert werden.

Multilayer-Ferrit statt Standardspule

Eine Schlüsselkomponente dabei ist die Induktivität zur Entkopplung der HF von der DC-Versorgung. Neben der üblichen Vorgehensweise, eine Standardinduktivität zu verwenden, ist eine weitere geeignete Alternative die Verwendung eines Multilayer-Ferrits. Zum Vergleich und zur Bewertung des Ferrits und der Induktivität in dieser Applikation, wurde ein Evaluierungsboard eines HF-Verstärkers erstellt, um das Ergebnis durch Messungen zu verifizieren (Aufmacherbild).

Hier nun werden Überlegungen zum Schaltungs-Design beschrieben und verschiedene Empfehlungen zum Erreichen optimaler Parameter anhand von zwei HF-Verstärkerbeispielen gegeben. Der Vorteil eines qualitativ hochwertigen universellen HF-Verstärkers liegt darin, dass der Anwender das gleiche Design für viele verschiedene Applikationen einsetzen kann, da in der Regel für Änderungen weder Zeit noch Budget vorhanden sind.

Bauelementeauswahl im Überblick

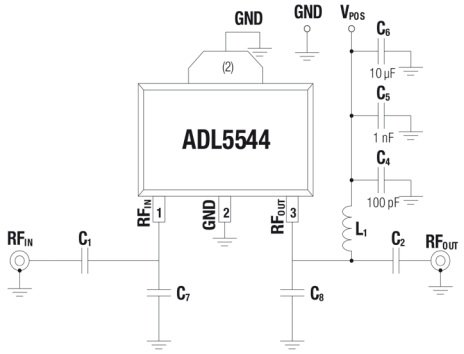
Ziel ist es, eine alternative Methode zur Auswahl der Komponenten, im Vergleich zur üblichen empfohlenen Applikationsschaltung im Datenblatt, zu bieten. Online-Tools, wie z.B. REDEXPERT von Würth Elektronik, sind hilfreich, um elektrische Eigenschaften von Bauelementen anhand realer Messwerte des gleichen Serientyps miteinander zu vergleichen.

Zur Durchführung der Messung wurden zwei Blockverstärker mit ähnlicher Verstärkung, der ADL5544 und der HMC311ST89, beide von Analog Devices, ausgewählt. Wie aus Tabelle 1 hervorgeht, stimmen die Spezifikationen nahezu überein. Die Hauptunterschiede sind die spezifizierte Betriebsbandbreite, die Rauschzahl und der Stromverbrauch, wobei der ADL5544 über einen integrierten Vorwiderstand (R_{BIAS}) zur Strombegrenzung verfügt und der HMC311ST89 einen externen Vorwiderstand benötigt.

Parameter	ADL5544	HMC311ST89
Verstärkung	17 dB	16 dB
Betriebsbandbreite	30 MHz to 6 GHz	DC to 6 GHz
Impedanzanpassung	50 Ω	50 Ω
Spannungsversorgung	5 V	5 V
Rauschzahl	2.9 dB	4.5 dB
Stromverbrauch	55 mA	54 mA
Vorwiderstand (R_{BIAS})	integriert	Nicht integriert
Typ	InGaP HBT	GaAs InGaP HBT
Package	SOT89	SOT89

Tabelle 1: Daten der ausgewählten HF-Verstärker

Der ADL5544 ist ein unsymmetrischer HF/ZF-Verstärker mit einer Verstärkung von 17 dB und einem breitbandigen Betrieb von 30 MHz bis 6 GHz. Der Schaltkreis verfügt über eine unabhängige Bias-Steuerschaltung, die im IC integriert ist, s. Bild. Der Schaltplan entspricht der Grundschaltung des Verstärkers, die Tabelle zeigt eine Liste der empfohlenen LC-Konfigurationen für den Betrieb in verschiedenen Frequenzbändern. Demnach kann die Konfiguration der Platine angepasst werden, um im jeweiligen Frequenzband die beste Leistung zu erzielen. Die empfohlenen AC-Koppelkondensatoren (C1

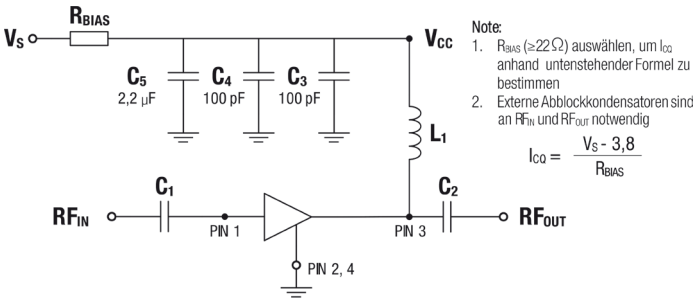


Frequenzband	AC-Koppelkondensator (0402)		Induktivitäten (0603HP)	HF Anpassungskondensatoren (0402)	
	C_1	C_2	L_1	C_7	C_8
100 MHz bis 500 MHz	100 nF	100 nF	1000 nH	-	-
500 MHz bis 4 GHz	100 pF	100 pF	100 nH	-	-
4 GHz bis 6 GHz	100 pF	100 pF	12 nH	0,1 pF	0,1 pF

Bild 1: ADL5544-Beschaltung und Anwendungsinformationen lt. Hersteller

Quelle ist die gleichnamige Application Note ANP101 2022-05-09 von Joanne Wu, Würth Elektronik www.we-online.de

redaktionell stark gekürzt



Empfohlene Bauteilwerte

Bauteil	Frequenz (MHz)							
	50	900	1900	2200	2400	3500	5200	5800
L_1	270 nH	56 nH	18 nH	18 nH	15 nH	8,2 nH	3,3 nH	3,3 nH
C_1, C_2	0,01 µF	100 pF	100 pF	100 pF	100 pF	100 pF	100 pF	100 pF

Bild 2: HMC3311ST89-Beschaltung und Anwendungsinformationen lt. Hersteller

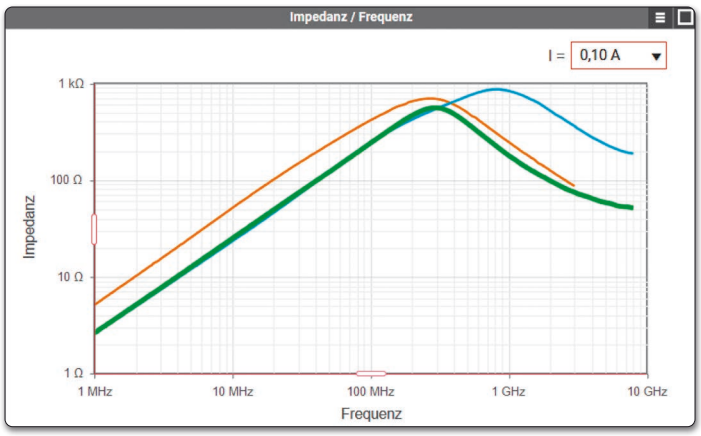


Bild 3: Vergleich der Impedanzkurven von WE-CBF 742792656 (gelb), WE-CBF HF 742863160 (blau) und WE-TMSB 74269262601 (grün) bei 100 mA

und C2) liegen zwischen 100 nF und 100 pF. Für L1 zur Entkopplung des HF-Signals werden drei Werte für die drei Frequenzbereiche empfohlen. Dies ist in der Entwurfsphase Standard und gibt dem Anwender die Flexibilität, das Frequenzspektrum zu bestimmen und Bauelemente entsprechend zu ändern.

Der HMC311ST89 ist ein Single-Ended-Blockverstärker, s. Bild 2. Für eine stabilere Stromquelle kann ein kleiner, stromsparender und kostengünstiger linearer LED-Treiber verwendet werden. Der BCR402W beispielsweise bietet im Gegensatz zu einem Vorwiderstand eine bessere Stromregelung bei sehr geringem Spannungsabfall. Die Koppelkondensatoren C1 und C2 sind alle auf 100 pF ausgelegt, im Frequenzbereich um die 50 MHz liegt der Zielwert jedoch laut Datenblatt bei 10 nF. Dagegen wird eine Reihe verschiedener Induktivitäten (L1) in Abhängigkeit von einer bestimmten Frequenz empfohlen.

Die Auswahl der Drossel hängt vom Betriebsfrequenzbereich des Verstärkers ab. Daher muss, wenn sich die Design-Spezifikationen ändern, eine neue Induktivität ausgewählt werden. Hier nun wird der Multilayer-Ferrit als unkonventionelle Alternative zur Induktivität vorgestellt, der einen universellen Einsatz zu geringeren Kosten ermöglicht.

Tabelle 2 zeigt eine Liste von Multilayer-Ferriten und Induktivitäten, die für den Einsatz als HF-Drossel in der beschriebenen Applikation verglichen wurden. Die WE-KI und die WE-KI HC (High Current) sind drahtgewickelte keramische Induktivitäten, die ideal für HF-Anwendungen sind. Die vom Hersteller empfohlenen Werte von 56 und 100 nH (s. Bilder 1 und 2) bilden die Grundlage für den Vergleich mit den alternativen Multilayer-Ferriten.

Mehr über Multilayer-Ferrite

Multilayer-Ferrite erlauben eine hohe Dämpfung über einen breiten Frequenzbereich. Ihre Funktion besteht hauptsächlich darin, hochfrequente Störungen in Signalzweigen zu reduzieren, indem sie im hohen Frequenzbreich als Impedanz wirken, die Gleichstromsignale durchlässt und Wechselstromsignale „herausfiltert“. Da Multilayer-Ferrite in der Regel mit Impedanzwerten angegeben werden, müssen wir die Induktivität abschätzen, um sie der empfohlenen Anwendung zuzuordnen:

$$L = Z/(6{,}28 \times f)$$

Faktoren wie der DC-Bias (Sättigung durch Gleichstrom) haben bei üblichen Spulen einen geringeren Einfluss auf den Erhalt der Induktivität, solange das Bauelement nicht über den Sättigungsstrom hinaus betrieben wird. Im Gegensatz dazu hat der DC-Bias auf Multilayer-Ferrite einen großen Einfluss, und der Strom verändert die Induktivität über einen bestimmten Frequenzbereich. Die Multilayer-Ferrite sättigen sich in Abhängigkeit des durchfließenden DC-Stroms (Bias), wodurch sich die Impedanzkurve im Bereich <100 MHz ändert und die Eigenre-

Serie	Artikelnummer	Typ	L (nH)	Z @ 100 MHz (Ω)	R_{DC} (Ω)	I_{DC} (A)
WE-CBF	742792656	Multilayer Ferrit	1194	750	0,35	0,9
WE-CBF HF	742863160	Multilayer Ferrit	955	600	0,22	0,5
WE-TMSB	74269262601	Multilayer Ferrit	955	600	0,10	1,5
WE-KI	744761156A	Induktivität	56	-	0,31	0,6
WE-KI HC	744917210	Induktivität	100	-	0,54	0,47

Tabelle 2: Werte der ausgewählten Induktivitäten

WE-CBF HF 742863160	Frequenz		
TC @ 100 mA	100 MHz	500 MHz	6000 MHz
Impedanz Z	240 Ω	750 Ω	200 Ω
Induktivität L	382 nH	239 nH	5.3 nH
2L	764 nH	478 nH	10.6 nH

Tabelle 3: Berechnete Induktivität des WE-CBF HF 742863160

	Bereich 10 kHz – 1 GHz			
Kondensator	100 µF, 1206	47 µF, 0805	100 nF, 0402	100 pF, 0402
Impedanz	0,33 – 1,28 Ω	0,522 – 1,10 Ω	180 – 5,53 Ω	10k - 0,797 Ω

Tabelle 4: WCAP-CSGP Kondensatoren, Impedanz in verschiedenen Frequenzbereichen

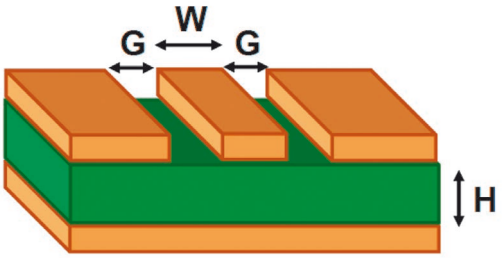


Bild 4: Geerdeter koplanarer Wellenleiter

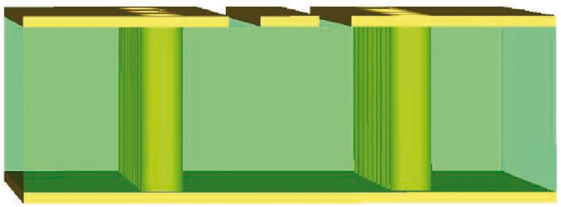


Bild 5: Querschnittsansicht eines geerdeten koplanaren Wellenleiters mit beidseitigen Durchkontaktierungen

sonanzfrequenz (SRF) sich zu höheren Frequenzen verschiebt. Daher sollte eine Annäherung der Impedanz in Abhängigkeit des Betriebsstromes in Betracht gezogen werden, um die korrekte Induktivität bei der Anwendung anzunähern. Mit der messtechnisch basierten Online-Design-Plattform REDEXPERT lassen sich die Impedanz und andere elektrische Eigenschaften beliebiger Multilayer-Ferrite von Würth Elektronik bei jeder Betriebsfrequenz und jedem DC-Bias bestimmen.

Lt. Datenblatt beträgt die Stromaufnahme etwa 55 mA. Wie Bild 3 zeigt, beträgt der kleinste in REDEXPERT dargestellte Nennstromwert für alle ausgewählten Multilayer-Ferrite 100 mA. Daher ergibt die dargestellte Kurve eine niedrigere Impedanz und stellt damit einen ungünstigeren Fall dar. Dieser kann als Worst Case angenommen werden.

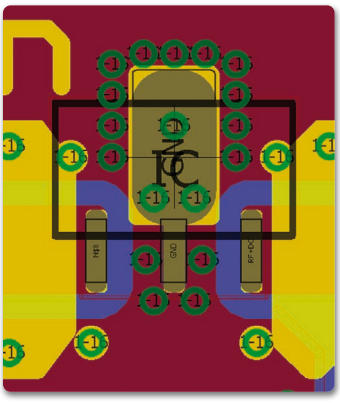


Bild 6: In die Grundfläche des PCB-Layouts eingebettete Vias

Der WE-CBF HF 742863160 mit einem Bias-Strom von 100 mA soll als Beispiel die Situation verdeutlichen. Der Induktivitätswert L ergibt sich durch die Impedanz Z = 240 Ohm bei 100 MHz zu 382 nH. Die für verschiedene Frequenzen berechneten Induktivitäten sind in Tabelle 3 aufgeführt und zeigen, dass im Bereich von 100 bis 500 MHz die Induktivität zwischen 382 nH und 239 nH liegt. Da diese Spanne unter dem empfohlenen Bereich liegt, muss durch Hinzufügen eines zweiten Multilayer-Ferrites in Serie für einen optimalen Wert gesorgt werden.

Insgesamt bieten Multilayer-Ferrite die Möglichkeit, das größtmögliche Frequenzspektrum abzudecken. Im Gegensatz dazu stehen die einzeln selektierten Induktivitäten, die lediglich für unterschiedliche Frequenzbereiche geeignet sind.

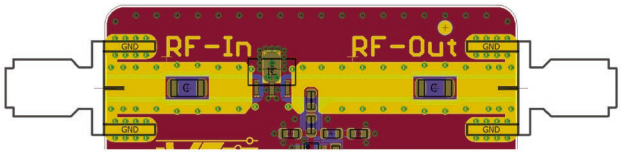


Bild 7: Entfernung der Lötstopplackschicht (gelb)

Auswahl des DC-Abblockkondensators

Das Hinzufügen eines DC-Abblockkondensators führt bei hohen Frequenzen zu einer Diskontinuität in der Übertragungsleitung, weshalb die Wahl eines geeigneten Kondensators entscheidend ist. Kondensatoren mit kleineren Werten haben normalerweise eine höhere Resonanzfrequenz (SRF) als größere Werte. Dies kann anhand des REDEXPERT-Diagramms beurteilt werden. Für optimale Ergebnisse wählt man abhängig vom Frequenzbereich der Applikation die Werte so, dass ein für das Signal niederimpedanter Pfad entsteht, der den Gleichstrom blockiert.

Neben einer niedrigen Impedanz ist auch eine breitbandige Nutzbarkeit erforderlich, um das gesamte Spektrum des Verstärkers auszunutzen. In Tabelle 4 ist eine Aufschlüsselung der Impedanzwerte von 10 kHz bis 1 GHz zusammengefasst.

PCB-Layout-Design

Um die Leistung des Verstärkerblocks zu maximieren, sollten HF-Layout-Techniken verwendet werden. Wichtig ist die Minimierung von Verlusten durch Impedanzfehlanpassung, die zu Störungen führen, wenn das Signal von einer Impedanz nicht auf eine andere abgestimmt wird. Daher ist es ideal, wenn die Signalleitungen mit geerdeten koplanaren Wellenleitern ausgeführt werden (50 Ohm). Hier wurde der Standardaufbau einer zweilagigen Leiterplatte mit TG135-FR4-Kernmaterial 1,55 mm verwendet. Die Impedanz des Wellenleiters wird gemäß Bild 4 durch Variation der Parameter Leiterbahnbreite W, Dielektrizitätskonstante e_r, Spaltbreite G und Dicke H des Substrats berechnet. Außerdem sollten gute Erdungstechniken angewandt werden, um eine niederimpedante Verbindung zur Masselage herzustellen. Eine angemessene Anzahl von Durchkontaktierungen (Vias, s. Bild 5) sollte verwendet werden, um die Masseebenen zu verbinden („Durchkontaktierungszaun“). Das hilft, Streufelder zwischen den Masseebenen abzufangen, um Kopplungen zu reduzieren und die Verluste zu minimieren. Dies ist entlang beider Seiten des koplanaren Wellenleiters besonders wichtig.

Die meisten ICs benötigen direkt unter dem Bauteil eine solide Massefläche, um eine

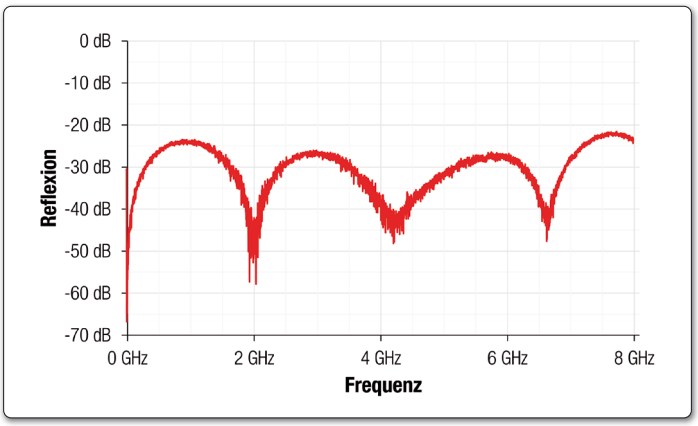


Bild 8: Reflexionsverhalten einer RF-Übertragungsleitung (S11)

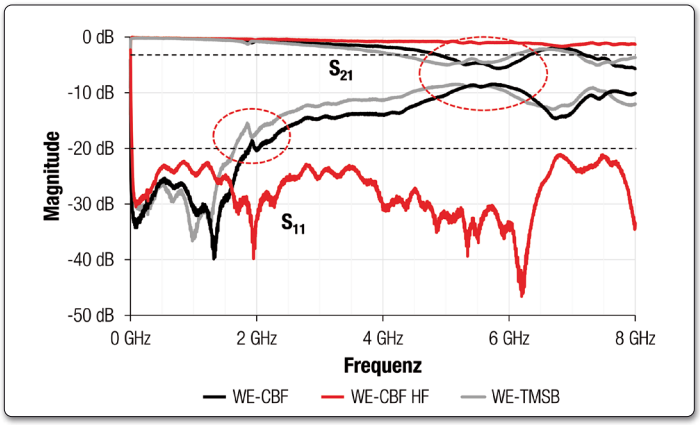


Bild 9: Übertragung des HF-Signals mit WE-CBF HF, WE-CBF und WE-TMSB

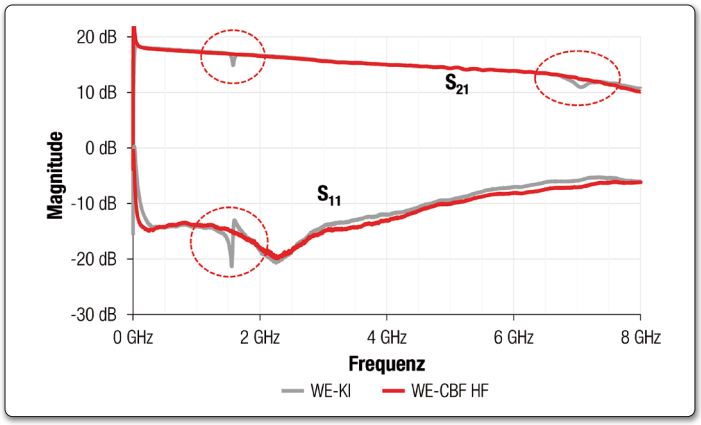


Bild 10: S-Parameter des HF-Verstärkers ADL5544 im Vergleich mit WE-KI und WE-CBF HF

gute Erdung zu gewährleisten. Durch die Verwendung mehrerer thermischer Durchkontaktierungen (Ground Pads), die die Oberseite mit der Unterseite verbinden, wird ein verteilter Wärmeübergang erreicht; das Beispiel in Bild 6 ist eine empfohlene Konfiguration, bei der drei Durchgangslöcher in das Leiterplattenlayout eingebettet sind und ein zusätzlicher Via-Zaun den Chip umgibt.

Lötstopplack verhindert die Oxidation und bietet eine elektrische Isolierung, um Bereiche vor der Aufnahme von Lot zu schützen. Dies bietet viele Vorteile, z.B. die Möglichkeit, nur dort zu löten, wo es notwendig ist, oder Kurzschlüsse zu vermeiden, die durch Lötbrücken von eng nebeneinander liegenden Leiterbahnen entstehen. Andererseits hat Lötstopplack aufgrund seiner verlustbehafteten Eigenschaften einen negativen Einfluss auf HF-Übertragungsleitungen. Lötstopplack hat eine hohe Dielektrizitätskonstante und trägt daher zur Erhöhung der Dielektrizitätskonstante des Leiterbahnsystems bei. Da der Lötstopplack in flüssiger Form aufgetragen wird, kann die Dicke nicht gut kontrolliert werden. Bei hohen Frequenzen führt der Verzicht auf den Lötstopplack zu geringeren Verlusten und zu einer besseren HF-Übertragung. Bild 7 zeigt das Layout mit partieller Aussparung des Lötstopplacks (gelbe Bereiche).

Um die zusätzliche Streukapazität auf der Leiterbahn zu kompensieren, die durch die Abmessungen des Kondensators bedingt ist, muss nicht nur die Breite, sondern auch die zusätzliche Höhe des Bauelements durch Anpassung der Leiterbahnstruktur um den Kondensator herum ausgeglichen werden. Die Streukapazität kann, wie in Bild 7 zu erkennen, durch Vergrößerung des Abstands zwischen Leiterbahn und Masseabschirmung kompensiert werden.

Eine Änderung der HF-Leiterbahnbreite führt zu Diskontinuitäten. Die Impedanz der Leiterbahn kann mit einer TDR-Messung geprüft werden. Auch die Reflexions- und Transmissionsmessungen von S-Parametern können weitere Informationen liefern und dazu dienen, zu analysieren, ob die Leiterplattenverluste einen Einfluss auf die Anwendung haben. Bild 8 zeigt ein gutes Beispiel über Reflexionen einer HF-Signalleitung auf einer optimierten Leiterplatte.

Vergleich von verschiedenen Multilayer-Ferriten

Bild 9 betrifft die Übertragung des HF-Signals mit WE-CBF HF, WE-CBF und WE-TMSB. Trotz ähnlicher elektrischer Eigenschaften ist ihre Auswirkung unterschiedlich. Die S-Parameterwerte für die WE-CBF und die WE-TMSB sind ähnlich. Deutlich besser schnitt die WE-CBF HF ab. Ein Grund für den Unterschied liegt in der inneren Struktur dieses Multilayer-Ferrits. So sind die inneren Wicklungen vertikal geschichtet. Der Vergleich zeigt, dass es bei der Auswahl der Komponenten wichtig ist, nicht nur alternative Komponenten zu wählen, sondern die richtigen für die Anwendung.

In Bild 10 sind die Übertragungseigenschaften für den ADL5544 mit einer WE-KI-HF-Induktivität dargestellt. Bei dem WE-CBF HF ist die Ausgangsverstärkung ähnlich. Dies zeigt, dass beide Bauteile ein ähnliches Verstärkungsprofil bewirken. In dieser Anwendung wird die Bias-Stromquelle als hochimpedantes Element für das HF-Signal betrachtet. Die Stromquelle soll es ermöglichen, das Signal möglichst nicht zu beeinflussen und zusätzlich einen Gleichstrom für die Versorgung des Verstärkermoduls bereitzustellen. Zusätzlich ist der Impedanzverlauf mit einer scharfen Eigenresonanzspitze versehen, die auf die parasitäre Kapazität zurückzuführen ist. Aus diesem Grund gibt es bei der Anwendung der HF-Induktivität als Entkopplung deutlich erkennbare Spitzenwerte. Diese liegen im Falle der Durchgangsdämpfung S21 bei 1572 und bei 7050 MHz. Bei diesen Frequenzen sind auch deutliche Diskontinuitäten zu erkennen, wie die Reflexionsdämpfung S11 zeigt.

Im Vergleich zwischen der Durchgangsdämpfung S21 erreicht der HMC311ST89 einen geringeren Gradienten als der ADL5544, sodass die Verstärkung über das gesamte Frequenzspektrum stabil bleibt (Bild 11). Ein zu berücksichtigender Faktor ist der Einfluss des Bias-Netzwerks. ◄

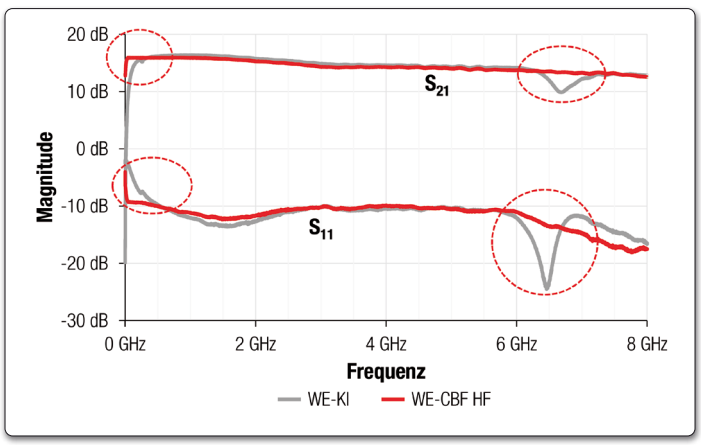


Bild 11: S-Parameter des HF-Verstärkers HMC311ST89 im Vergleich mit WE-KI und WE-CBF HF