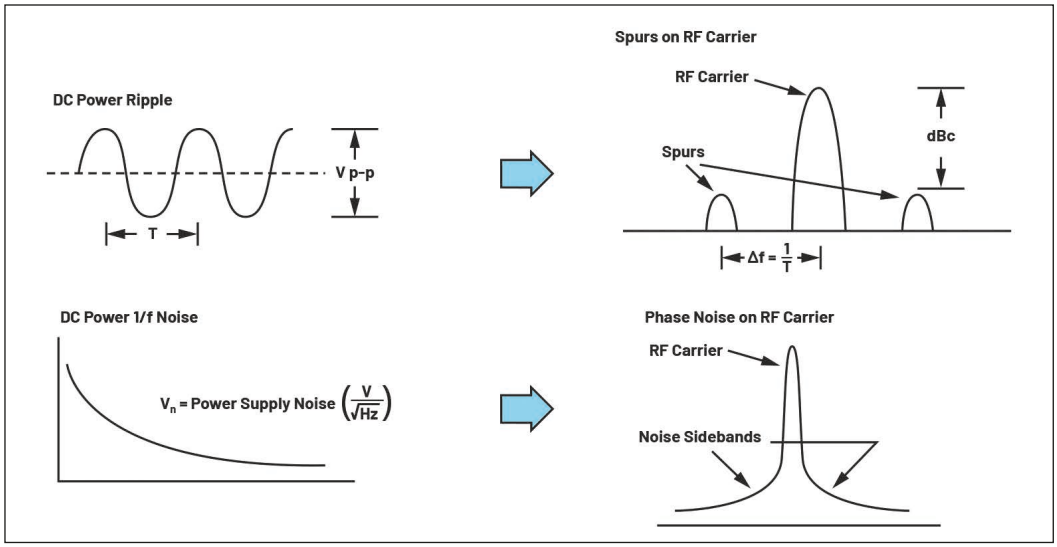
Wie man die beste Lösung mit dem geringsten Phasenrauschen findet

Stromversorgung einer HF-Signalkette

Dieser Artikel untersucht die Effekte, die Stromversorgungsentwicklungen auf das Phasenrauschen von HF-Verstärkern haben.



Hochfrequenzsysteme werden immer komplexer bei erhöhter Leistungsfähigkeit, wie streng einzuhaltende Verbindungs- und Rauschbudgets. Dabei ist das Sicherstellen eines sachgerechten Designs der gesamten Signalkette wichtig. Ein dabei häufig nicht beachteter Bereich ist die Gleichspannungsversorgung. Das Thema DC Power spielt eine wichtige Rolle im System, kann aber auch unerwünschte Effekte auslösen. Eine wichtige Messung bei HF-Systemen ist das Phasenrauschen, eine Kennzahl, die abhängig von der Wahl der Stromversorgung verringert werden kann. Mit den im Artikel versammelten Daten kommt man zu dem Schluss, dass eine geeignete Wahl von Leistungsmodulen eine Verbesserung des Phasenrauschens um bis zu 10 dB zur Folge haben kann und wichtig für die Optimierung der Leistungsfähigkeit der HF-Signalkette ist.

Autoren:
Mitchel Sternberg,
System Applications Engineer
Erkan Acar,
RF Systems Applications Engineer
David Ng,
Power Systems Manager
Sydney Wells,
Applications Engineer
Analog Devices, Inc.
www.analog.com

Was ist Phasenrauschen?

Phasenrauschen ist das Rauschen, das in einem Signal vorhanden ist, welches von einem unerwarteten Vor- (lead) oder Nacheilen (lag) hervorgerufen wird beim Eintreffen des Signals auf der Empfangsseite eines Systems. Genau wie das Amplitudenrauschen, das ein Verschieben oder Abweichen von der nominalen Signalamplitude ist, ist Phasenrauschen ein Verschieben bzw. Abweichen von der nominalen Phasenlage des Signals.

Ideale Oszillatoren erzeugen eine Sinuswelle, wie in Gleichung 1 ausgedrückt:

$$V_{ideal}(t) = A\ sin(2\pi ft)$$

Diese Sinuswelle hat eine perfekte Periode und die Fouriertransformation von $V_{ideal}(t)$ ist als Deltafunktion bei der Frequenz des Ausgangssignals repräsentiert. Eine realistischere Darstellung eines Oszillatorausgangs schließt auch zufällige Schwankungen in der Phase (und Amplitude) mit ein, was in Gleichung 2 berücksichtigt ist:

$$V_{real}(t) = [A + E(t)]\ sin(2\pi ft + \phi(t))$$

Dieses Signal beinhaltet einen stochastisches Vorgang, der die Verschiebung der Signalphase um einen bestimmten Betrag beschreibt. Diese Phasenverschiebung bewirkt, dass die Fouriertransformation des nichtlinearen Taktausgangs mehr so aussieht wie in Bild 1 dargestellt. Weil sich die Phase nur leicht verschiebt, gibt es nun mehr als nur eine Frequenzkomponente im Signal. Deshalb wird das Signal um die Mittenfrequenz gespreizt.

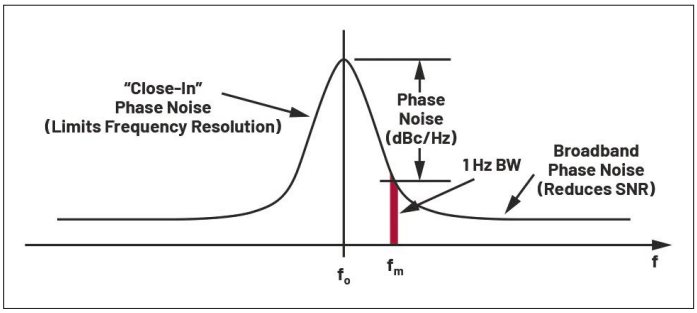


Bild 1: Phasenrauschen eines nichtidealen Sinussignals

Ursache und Beitrag des Phasenrauschens

Eine wichtige, jedoch häufig nicht beachtete Ursache für Phasenrauschen ist die DC-Stromversorgung der Signalkette. Jedes Rauschen oder jede Welligkeit auf den Strompegeln zur Stromversorgung der Signalkette können sich intern einkoppeln. Dies kann zu einem erhöhten Phasenrauschen führen, das kritische Frequenzkomponenten in der übertragenen Bandbreite überdeckt, oder Störfrequenzspitzen (Spurs) in einem bestimmten Abstand vom Träger induzieren kann. Diese Spannungsspitzen können besonders schwer zu handhaben sein, da sie nahe am Träger liegen und wegen der strikten Anforderungen an das Übertragungsband eine Herausforderung für Filter darstellen (Aufmacherbild).

Zum Phasenrauschen können viele verschiedene Faktoren beitragen. Es gibt drei Hauptquellen, bekannt als weißes Rauschen, Schrot- und 1/f-Rauschen oder Funkelrauschen (Flicker). Das weiße Rauschen wird von der zufälligen thermischen Bewegung von freien Elektronen verursacht, wenn Strom fließt. Es gleicht dem Schrotrauschen, das vom zufälligen Charakter des Stromflusses stammt. Anders als Weißes- oder Schrotrauschen ändert sich Funkelrauschen mit der Frequenz. Es entsteht an

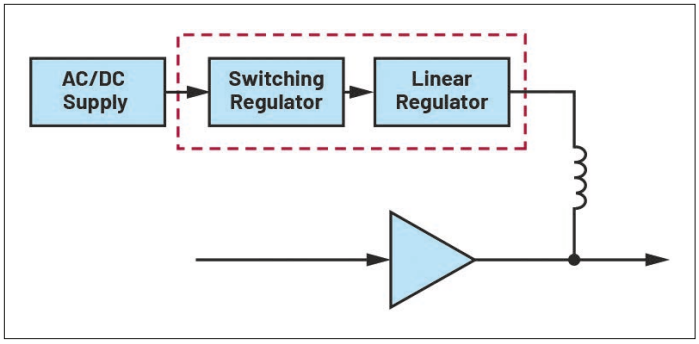


Bild 2: Stromversorgungstopologie in einer HF-Signalkette

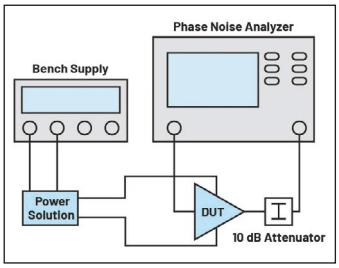


Bild 3: Vereinfachtes Blockdiagramm des im Experiment genutzten Testaufbaus

Defekten in der Gitterstruktur von Halbleitern und ist ebenfalls zufällig. Funkelrauschen nimmt mit der Frequenz ab, weshalb eine niedrige 1/f-Eckfrequenz sehr wünschenswert ist. Typische Phasenrauschkurven sind aus Regionen angenähert, die eine Flanke von 1/fx aufweisen, wobei x = 0 die Region des Weißen Rauschens ist (Flankensteilheit 0 dB/Dekade) und x = 1 mit der Flickerphasenregion (Flankensteilheit 0...20 dB/Dekade) korrespondiert. Die Regionen für x = 2, 3 und 4 liegen näher an der Trägerfrequenz.

Stromversorgungslösungen

Das Sicherstellen einer sauberen Arbeitspunkteinstellung (Biasing) und Stromversorgung von Leistungsverstärkern in einer HF-Signalkette kann zur Herausforderung werden, besonders, wenn Drain-Spannungen auch als Ausgang benutzt werden. Auf dem Markt findet man zahlreiche unterschiedliche Stromversorgungslösungen und -topologien. Welche Stromversorgungslösung man wählen sollte hängt von der Applikation und den Systemanforderungen ab.

Für dieses Experiment wurden die Daten unter Einsatz von linearen LDO-Reglern (low dropout) und Abwärtsschaltreglern gewonnen, wie in Bild 2 gezeigt. Abwärtsschaltende Regler sind die typische Lösung für große Spannungsabfälle mit hohem Wirkungsgrad und geringen Betriebstemperaturen. Schaltnetzteile können höhere Spannungen wie 12 V auf üblichere Spannungen für Halbleiter-Chips, wie 3,3 V und 1,8 V herabsetzen. Sie können jedoch auch schwerwiegendes Schaltrauschen oder große Welligkeit auf der Ausgangsspannung hervorrufen, was zu beträchtlichen Einschränkungen der Leistungsfähigkeit führt. LDO-Regler können diese Spannungen ebenfalls herunterwandeln, bei geringerem Rauschen; allerdings manifestiert sich ihre Verlustleistung hauptsächlich in der Wärmeentwicklung. Der Einsatz eines LDO-Reglers ist eine gute Wahl, wenn die Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung gering ist, aber bei einem thermischen Widerstand von der Sperrschicht zur Umgebungstemperatur, der oberhalb von 30 K/W liegt, wird der hohe Stromverbrauch von FPGAs und ASICs deshalb schnell die Leistungsfähigkeit des LDO-Reglers einschränken.

Testaufbau

Das hier beschriebene Experiment nutzt drei unterschiedliche Stromversorgungsprodukte von Analog Devices: LTM8063, LTM4626 und LT3045. Tabelle 1 fasst einige Spezifikationen aus den Datenblättern für die eingesetzte Stromversorgung zusammen. Das Eingangssignal durchläuft den Frequenzbereich von 100, 200, 500 MHz und 1 GHz bis 10 GHz. Das Phasenrauschen wurde mit einem Frequenz-Offset von 10 Hz bis 30 MHz analysiert. Der Testaufbau ist in Bild 3 dargestellt. Das HF-Eingangssignal wurde mit dem Phasenrauschanalysator FSWP50 von Rohde & Schwarz intern generiert. Dieser Oszillator zeigt eine hervorragende Leistung und wurde genutzt, weil jedes zusätzliche Phasenrauschen oder modulierte Spannungsspitzen, die von der Stromversorgung induziert wurden, deutlich erkennbar sind. Um einen Block in der Signalkette zu repräsentieren, wurden zwei Verstärker von Analog Devices verwendet.

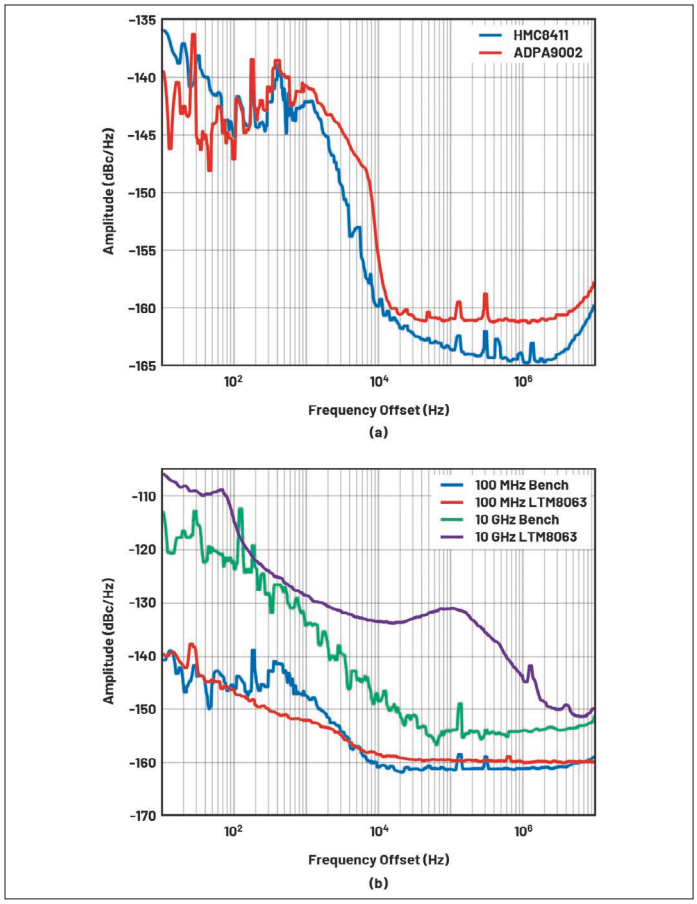


Bild 4: (a) Leistung von HMC8411 und ADPA9002 bei 2 GHz und (b) Phasenrauschverlauf des ADPA9002 bei zwei unterschiedlichen Eingangsfrequenzen, wenn er vom Labornetzteil (Bench) und dem LTM8063 versorgt wird

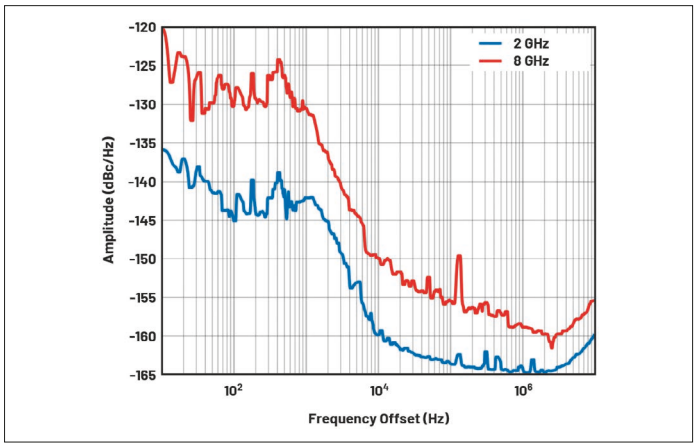


Bild 5: Phasenrauschgang des HMC8411 mit dem LTM8063, das Bild zeigt das Verhältnis Phasenrauschen/Frequenz

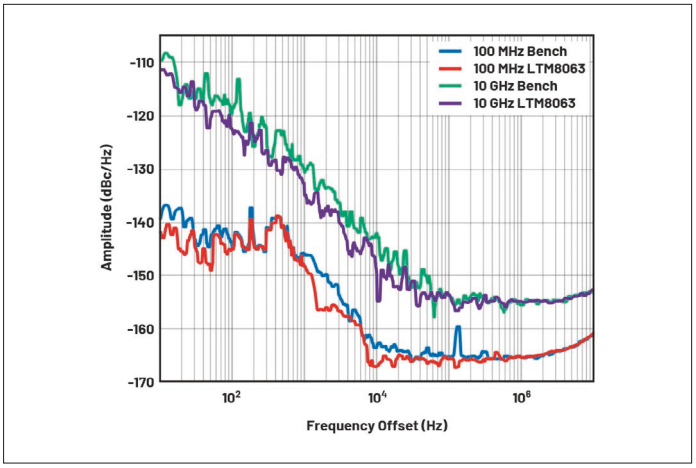


Bild 6: Phasenrauschverlauf des HMC8411 bei zwei unterschiedlichen Eingangsfrequenzen, versorgt vom Labornetzteil und dem LTM8063

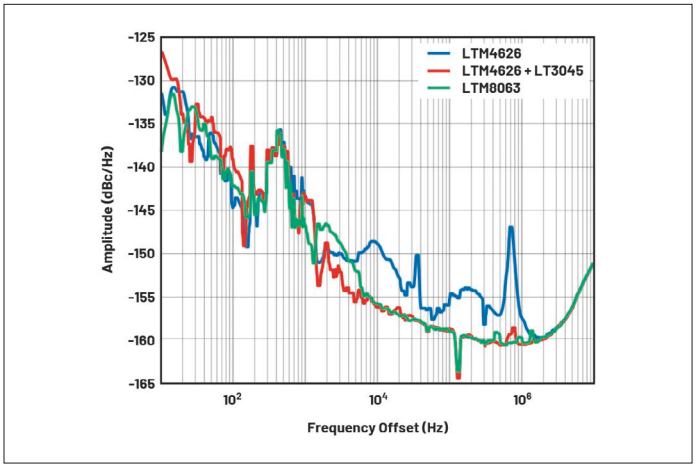


Bild 7: Phasenrauschgang des HMC8411 mit verschiedenen Stromversorgungen, $f_c = 5$ GHz

Ergebnisse

Bild 4 vergleicht den Phasenrauschgang des Leistungsverstärkers, wenn er über den LTM8063 und ein Labornetzteil (Bench) versorgt wird. Wenn der Leistungsverstärker die 1/f-Frequenzen überschritten hat, zeigt er eine geringfügig niedrigere Leistung. Er zieht deutlich mehr Versorgungsstrom, was in ungefähr 2 dB bis 4 dB Verschlechterung des beobachteten Phasenrauschens resultiert.

Bild 5 zeigt den Phasenrauschverlauf des HMC8411 bei Eingangsfrequenzen von 2 und 8 GHz. Dieser Verlauf folgt recht genau dem in Gleichung 3 definierten allgemeinen Phasenrauschen/Frequenz-Verhältnis.

$$\phi(fc) \propto 20 log\left(\frac{f_c}{f_{ref}}\right)$$

Dieses Verhältnis zeigt, dass jede Verdopplung der Eingangsfrequenz in einer etwa 6-dB-Steigerung des Phasenrauschens resultiert. Dies kann man besonders bei einer vierfachen Frequenzerhöhung erkennen, die in rund 12 dB Steigerung bei einem Frequenz-Offset von 10 Hz bis 100 Hz führt.

Bild 6 zeigt den Phasenrauschgang des HMC8411 bei 100 MHz und 10 GHz, versorgt vom LTM8063 im Vergleich mit der Versorgung durch ein Labornetzteil. Der Phasenrauschgang bei der Versorgung über das Labornetzteil wurde dabei als Basis genutzt, um die Leistung von bestimmten Stromversorgungslösungen zu beurteilen. Der LTM8063 hat, verglichen mit der Versorgung über das Labornetzteil, eine herausragende Leistung über verschiedene Frequenzen, die nur zu ungefähr 2 dB Erhöhung im Breitband-Grundrauschen führt.

Üblicherweise wird ein Hochstrommodul wie das LTM4626 als Hauptstromversorgung verwendet, so dass das Stromverteilungsnetz entsprechend der Anforderungen jedes Schaltungsblocks heruntergesetzt werden kann. In Bild 7 kann man erkennen, dass der LTM8063 ein ähnliches Phasenrauschverhalten zeigt wie der LTM4642 gefolgt von dem extrem rauscharmen LDO-Regler LT3045. Wenn die vom LTM8063 gelieferten Spannungen und Ströme die Designanforderungen erfüllen, kann diese Stromversorgungslösung deutliche Einsparungen bezüglich Kosten und Leiterplattengröße bringen.

Bild 8a belegt, dass Schaltnetzteile in unterschiedlichen Frequenzbändern ein deutlich unterschiedliches Verhalten zeigen können. Die beiden Bausteine LTM8063 und LTM4626 haben einen etwa gleich vernachlässigbaren Einfluss auf das Phasenrauschen des LNA unterhalb von 5 kHz, unterscheiden sich oberhalb aber deutlich. Der LTM4626 wurde entwickelt und optimiert, um digitale Highend-Produkte zu versorgen. Diese Geräte erfordern üblicherweise einen hohen Wirkungsgrad und ein schnelles Einschwingverhalten, so dass ihre Stromversorgungen Charakteristika aufweisen, wie eine sehr geringe passive Impedanz, schnelle Schaltflanken-Raten sowie hohe Regelschleifenverstärkung und Bandbreite. Diese Eigenschaften können einige Millivolt an Störungen in der Ausgangsspannung verursachen. Obwohl in einem digitalen System unerheblich, können diese Störungen die Leistungsfähigkeit eines Bauteils in der Signalkette beeinträchtigen. Dennoch, das Ausgangspektrum mit dem LTM4626 zeigt mit einem SFDR von 102,7 dB keine erkennbaren Spannungsspitzen, wie in Bild 8b zu sehen. Der LTM8063 wurde hingegen auf geringes Rauschen – sowohl bei der EMI als auch des Ausgangs – ausgelegt, was seine Leistung für Anwendungen in der Signalkette optimiert. Er zeigt eine sehr gute Stabilität bei niedrigen Frequenzen, geringe Ausgangsstörungen und deutlich weniger Rauschen bei der Schaltgrundfrequenz und ihren Harmonischen.

Parameter	LTM8063	LTM4626	LT3045
Topologie	abwärtswandelndes µModule	abwärtswandelndes µModule	LDO-Regler
Eingangsspannungsbereich	3,2 bis 40 V	3,1 bis 20 V	1,8 bis 20 V
Ausgangsspannungsbereich	0,8 bis 15 V	0,6 bis 5,5 V	0 bis 15 V
Ausgangsstrom	2 A	12 A	500 mA
Rauschen	~ 15 mV ripple	~ 35 mV ripple	1 µV rms
Schaltfrequenz	200 kHz bis 2 MHz	600 kHz bis 2 MHz	–

Tabelle 1. Spezifikationen aus den Datenblättern der benutzten Stromversorgungslösung

Zusammenfassung

Es ist wichtig alle Rauschquellen zu beachten, wenn man eine Analyse der Signalkette durchführt. Eine gemeinhin übersehene Quelle dafür ist die DC-Stromversorgung, die sich einkoppeln kann und die Leistungsfähigkeit der Signalkette ernsthaft beeinträchtigen kann. Die Ergebnisse hier ergaben, dass eine perfekte Wahl von Leistungsmodulen entscheidend ist und zu einer Verbesserung des Phasenrauschens bei 10 kHz Offset um bis zu 10 dB führen kann.

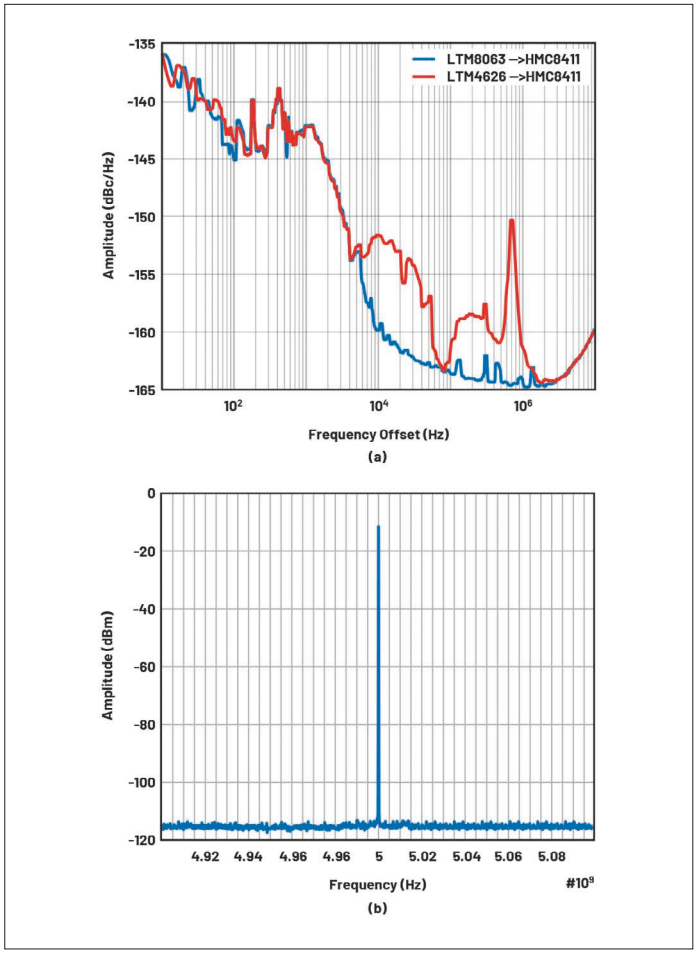


Bild 8: (a) Phasenrauschgang des HMC8411 bei 5 GHz, versorgt von unterschiedlichen Schaltreglers und (b) Spektrum des HMC8411, versorgt vom LTM4626, wobei keine Spannungsspitzen (Spurs) auftreten

Für diese Anwendung zeigte der LTM8063 die besten Ergebnisse. Obwohl der LTM4626 gefolgt vom LT3045 ein vergleichbares Phasenrauschverhalten zeigte, ist die umfassende Kenntnis der korrekten Stromversorgung für die richtige Wahl sehr wichtig, um die HF-Signalkette zu optimieren.

Referenzen

Acar, Erkan. "Why a Fully Integrated Translation Loop Device Achieves the Best Phase Noise Performance." Analog Devices, Inc., April 2021.

Bergeron, Jarrah. "Analyzing and Managing the Impact of Supply Noise and Clock Jitter on High Speed DAC Phase Noise." Analog Dialogue, Vol. 51, No. 1, März 2017.

Delos, Peter und Jarrett Liner. "Improved DAC Phase Noise Measurements Enable Ultralow Phase Noise DDS Applications." Analog Dialogue, Vol. 51, No. 3, August 2017.

Kester, Walt. "MT-008 Tutorial: Converting Oscillator Phase Noise to Time Jitter." Analog Devices, Inc., 2009.

Liu, Leo. "Comprehensively Understand and Analyze Switching Regulator Noise." Analog Devices, Inc., Januar 2019. ◀

Parameter	HMC8411	ADPA9002
Frequenzbereich	10 MHz bis 10 GHz	DC bis 10 GHz
V_{DD} (typisch)	5 V	12 V
I_{DD} (typisch)	56 mA	385 mA
Verstärkung	15,5 dB	15 dB
P1-dB-Ausgangskomprimierung (typisch)	20 dBm	29 dBm

Tabelle 2: Datenblattspezifikationen der verwendeten HF-Verstärker

Über die Autoren

Mitchel Sternberg ist System Applications Engineer im Instrumentations Team von Analog Devices. Seine Arbeitserfahrung umfasst die Signalketten-Designanalyse, Signal- und Leistungsintegrität und drahtlose Kommunikationssysteme. Vorher hatte Mitchel verschiedene Stellen als Testingenieur und Hardwareentwickler für Ethernet-Konformitätsprüfungen inne. Mitchell besitzt einen Titel als B.S. in Elektrotechnik von der University of New Hampshire in Durham, New Hampshire. Er ist erreichbar unter: mitchell.sternberg@analog.com

David Ng ist Power Systems Manager bei Analog Devices in Kalifornien. Er managt die Entwicklung von Stromversorgungslösungen für Hochleistungs-A/D-, und -D/A-Wandler, Transceiver, Verstärker und weitere Bausteine in der Signalkette für Industrie, Luft- und Raumfahrt sowie das Gesundheitswesen. David gründete und baute die Produktlinie LTM8000-µModule in einen erfolgreichen und sehr profitablen Geschäftsbereich aus. Er ist erreichbar unter: david.ng@analog.com.

Erkan Acar erhielt sowohl einen Titel als Ph.D. als auch M.S. von der Duke University in Durham, North Carolina. Erkan hat zahlreiche Forschungs- und Entwicklungsprojekte über preisgünstige HF-Tests, automatische Testausrüstungen, und Signal- und Leistungsintegrität für schnelle Schnittstellen geleitet. Derzeit gilt sein Interesse den HF- und Millimeterwellen-Signalketten, die vom Basisband bis zu 110 GHz und darüber reichen. Er ist zu erreichen unter: erkan.acar@analog.com.

Sydney Wells ist derzeit im Field Development Rotational Program bei ADI und trainiert für ihre künftige Rolle als Field Applications Engineer. Sie erwarb 2020 ihren Bachelor-Titel in Elektrotechnik an der University of Connecticut. Sydney hat zuvor an der Evaluierung von Spannungswandlern, in der Fertigungsautomatisierung und im Supplier Development Engineering gearbeitet. Derzeit interessiert sie sich besonders für Leistungselektronik und Messtechnik. Sie ist erreichbar unter: sydney.wells@analog.com.