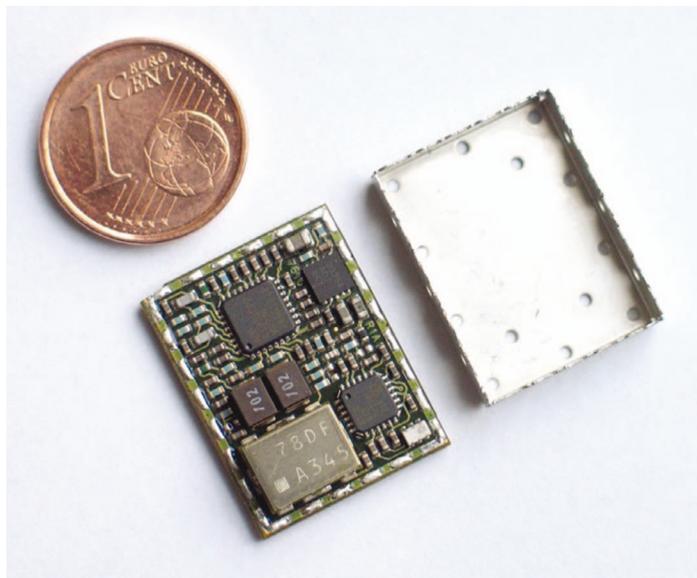


Revolution und Evolution bei der Frequenzsynthese:

## Leistungssteigerung, Miniaturisierung und einfacheres Design der PLL/VCO-Technik



**Im Mittelpunkt des Artikels stehen die Fortschritte, die in den letzten Jahren beim Design von Mikrowellenschaltungen erzielt wurden.**

Die Erzeugung von Frequenzen im Mikrowellenbereich hielt für Ingenieure in den vergangenen Jahren erhebliche Herausforderungen bereit. Es ging nicht ohne fundiertes Wissen in der Analog-, Digital-, Hochfrequenz- und Mikrowellenelektronik, speziell auf dem Gebiet der PLL- und VCO-ICs (Phase-Locked Loop, Voltage Controlled Oscillator) im Zusammenhang mit den Forderungen an abstimmbare Filter und breitbandige Verstärker.

Der Artikel beschreibt die Fortschritte, die in den letzten Jahren beim Design von Mikrowellenschaltungen erzielt wurden und die dazu geführt haben, dass die durch geringes Phasenrauschen gekennzeichnete VCO-on-Silicon-Technologie heute einen Frequenzbereich von einer Oktave abdecken kann. Im selben IC integrierte Ausgangsteiler ermöglichen die Abdeckung mehrerer Oktaven niedrigerer Frequenzen, und mit Vervielfachern lassen sich mit einem einzigen IC Frequenzen bis zu 32 GHz erzeugen. Fortschritte bei den Fractional-N-PLL-Synthesizern haben den Gesamt-RMS-Jitter bei Mikro-

wellenfrequenzen auf nur mehr 60 fs gedrückt bei gleichzeitig unendlich hoher Frequenzauflösung und minimalen Störtönen. Breitbandige Filter mit geringer Einfügedämpfung lassen sich mit diesen integrierten PLL/VCO-ICs kombinieren, um die Spektraleigenschaften des gesamten Systems zu verbessern, wodurch die Realisierung von Lokaloszillatoren im Mikrowellen- und Millimeterwellenbereich erheblich vereinfacht wird.

### Einführung

Lokale Oszillatoren (LOs) sind ein entscheidender Bestandteil von modernen Kommunikations-, Automotive-, Industrie- und Messanwendungen. Ob es um das Konvertieren von Signalen aus dem Basisband in den HF-Bereich auf- oder abwärts, um das Erzeugen von Rampenfrequenzen für Radarsysteme im Kfz-Bereich, um die Materialprüfung oder die Entwicklung von Messinstrumenten für den Bau und die Prüfung von Schaltungen für diese Anwendungen geht – man findet überall LOs. Fortschritte

in der Schaltungs- und Prozesstechnologie haben dazu beigetragen, die Kosten, die Komplexität und den Flächenbedarf solcher Schaltungen zu verringern. Außerdem machen die modernen integrierten Schaltungen das Design-in von LOs wesentlich einfacher als früher, als noch ein vielfältigerer Mix aus aktiven und passiven Technologien benötigt wurde.

In der Vergangenheit kamen in der Mehrzahl der LOs für 2G-Kommunikationsanwendungen (z.B. GSM) noch Integer-N-PLLs wie der ADF4106 von Analog Devices zum Einsatz, zusammen mit einem schmalbandigen T-Package-VCO wie dem VCO190-1846T. Größtenteils waren diese VCOs wegen ihres hohen Gütefaktors (Q) sehr gut geeignet, um die anspruchsvollen Phasenrauschspezifikationen dieses Standards zu erfüllen. Damalige Mobiltelefone unterstützten nur jeweils einen Mobilfunkstandard, und der Standard selbst sah nur begrenzte Datenraten vor (allerdings verhalf die hervorragende Abdeckung der 2G-Netze den

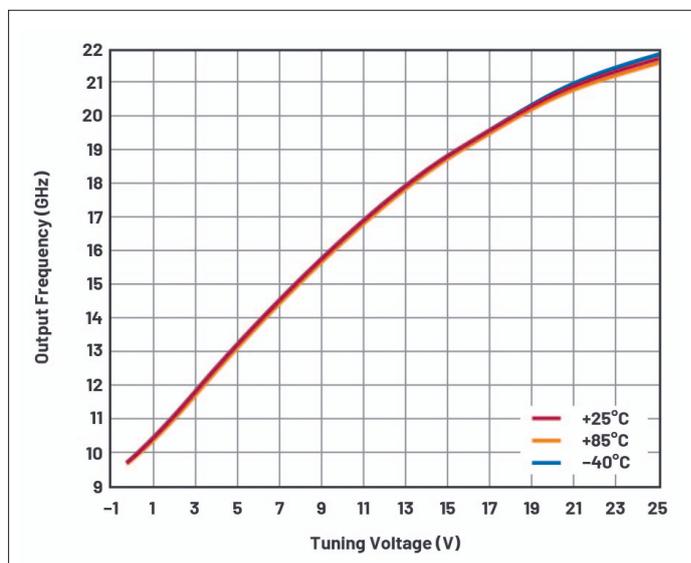


Bild 1: Abstimmbereich des HMC733

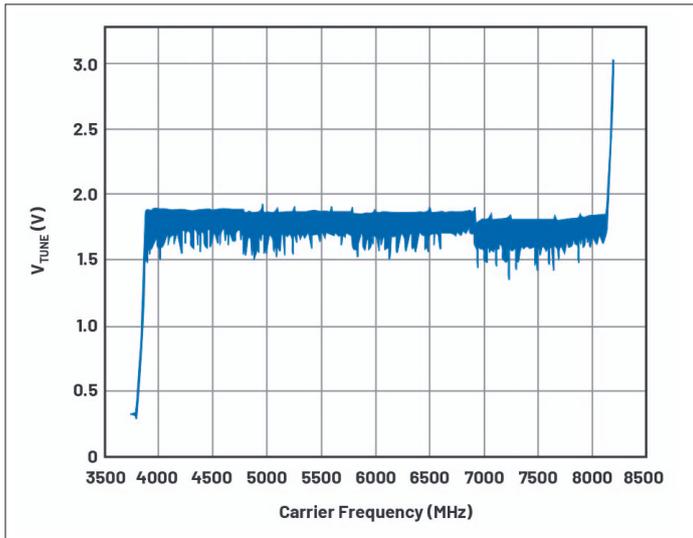


Bild 2: Frequenz des ADF4371 als Funktion der Abstimmspannung  $V_{TUNE}$

Mobiltelefonen zu einer breiten Marktakzeptanz). Die LOs in den Basisstationen waren vorwiegend als Module implementiert, die wiederum aus mehreren ICs und VCO-Submodulen bestanden, siehe Aufmacherbild (LO-Modul für die drahtlose Kommunikation).

Die Nachfrage nach höheren Over-the-Air-Datenraten sowie nach Kompatibilität zu verschiedenen weltweit gebräuchlichen Mobilfunkstandards trieb die Entwicklung von Breitband-VCOs voran, die es ermöglichen, einen größeren Teil des neu verfügbaren Frequenzspektrums zu nutzen, als es mit einem schmalbandigen VCO möglich war.

Das dazu notwendige Mikrowellen-Backhaul-Netzwerk musste nicht nur diesen Datendurchsatz gewährleisten, sondern dabei gleichzeitig Modulationsraten höherer Ordnung unterstützen sowie die Konfigurierbarkeit für unterschiedliche Bereiche und Standards verbessern, damit die Netzwerkanbieter ihren Entwicklungsaufwand reduzieren und die Rentabilität ihrer Investitionen steigern konnten. Um die Entwicklung dieser Netzwerke zu unterstützen, kamen in typischen Signal-Analyzern große und schwere YIG-Oszillatoren (Yttrium-Eisen-Granat) sowie Filter zum Einsatz, die auf ähnlich sperriger Technik beruhen.

## Verbesserungen bei den VCOs

Die bedeutendste technische Herausforderung bei der Entwicklung integrierter Mikrowellen-VCOs aus Silizium stellte der begrenzte Gütefaktor  $Q$  dar, der mit den verfügbaren Wafer-Fertigungsprozessen erzielt werden konnte. In vielen Fällen fiel dieser vom dreistelligen Bereich, wie er für die in T-Package-VCOs verwendeten, gewickelten Induktivitäten typisch war, auf knapp über 10. Dies hatte wegen der durch die Leeson-Gleichung formulierten Restriktionen erheblichen Einfluss auf das Phasenrauschen:

$$L_{PM} = 10 \log \left[ \frac{FkT}{A} \frac{1}{8Q_L^2} \left( \frac{f_O}{f_m} \right)^2 \right] \quad (1)$$

Demnach steht das Phasenrauschen LPM in umgekehrt-quadratischem Verhältnis zu einem höheren  $Q$  des VCO, was letztendlich zu einem kleineren Frequenzbereich führt.

Mit breitbandigen Single-Core-VCOs aus Galliumarsenid (GaAs) oder Silizium-Germanium (SiGe) ließ sich das Problem des Zusammenhangs zwischen Frequenzbereich und Rauschen lösen, indem der Abstimmspannungsbereich von 5 V (typisch für die meisten siliziumbasierten PLL-Ladungspumpen) auf 15 oder sogar 30 V vergrößert wurde. Hierdurch

blieb der Gütefaktor des Resonators unverändert, während die erweiterte Abstimmbarkeit des Varaktors zu einem größeren Abstimmbereich führte, ohne dass sich das Phasenrauschen verschlechterte. Die Herausforderung dieses erweiterten Abstimmspannungsbereichs bewältigte man, indem man aktive Tiefpassfilter einsetzte und die üblicherweise 5 V betragende Ladungspumpenspannung auf 15 oder gar 30 V an hob. (Bild 1 zeigt den Abstimmbereich des HMC733.) Diese aktiven Filter benötigen rauscharme, für hohe Spannungen geeignete Operationsverstärker. Ein typischer Mikrowellen-LO bestand folglich aus einem PLL-Baustein (ADF4106) zusammen mit einem Operationsverstärker, einem GaAs-VCO und häufig auch einem zusätzlichen externen Teiler, der das VCO-Signal auf die maximal zulässige Eingangsfrequenz der PLL-Schaltung (6 GHz im Fall des ADF4106) herunterteilte. GaAs-VCOs arbeiteten üblicherweise im S-Band oder darüber, da diese Resonatorschaltungen erst oberhalb von 2 GHz optimal wirken.

Große Sorgfalt war beim Leiterplattenentwurf erforderlich, der fundiertes Wissen auf dem Stromversorgungs-, Analog-, HF- und Mikrowellen-Sektor

erforderte. Das Design des PLL-Filters und die Simulation seiner Performance setzten eine Menge Erfahrung in der Regelungstheorie und in der Rauschmodellierung sowie die Vertrautheit mit jedem einzelnen Bauteil voraus. Da es alles andere als einfach war, sich diese Erfahrung in diesen Disziplinen anzueignen, fand man die entsprechenden Fähigkeiten vorwiegend bei älteren Entwicklern mit jahrzehntelanger Erfahrung im Hardwaredesign vor.

Der niedrige Gütefaktor lässt sich mit verschiedenen Techniken anheben. In einer Bausteinfamilie wie der Reihe ADF4360 sorgen Bond-Drähte, die über die Oberseite des Chips führen und mit Bondpads verbunden sind, für einen Gütefaktor von ungefähr 30. Dicke Metallinduktivitäten steigerten den Gütefaktor ebenfalls, und die Verbesserungen am Gütefaktor des Varaktors trugen entscheidend dazu bei, den  $Q$ -Wert des Resonators anzuheben, was eine weitere Verbesserung des Phasenrauschens ergab.

Die BiCMOS-Prozesse, die für die Hochfrequenz-VCO- und N-Teiler-Schaltungsteile verwendet wurden, sowie CMOS-Logikschaltungen zum Hin- und Wegschalten verschiedener Kondensatoren ermöglichten, dass breitbandige PLL- und

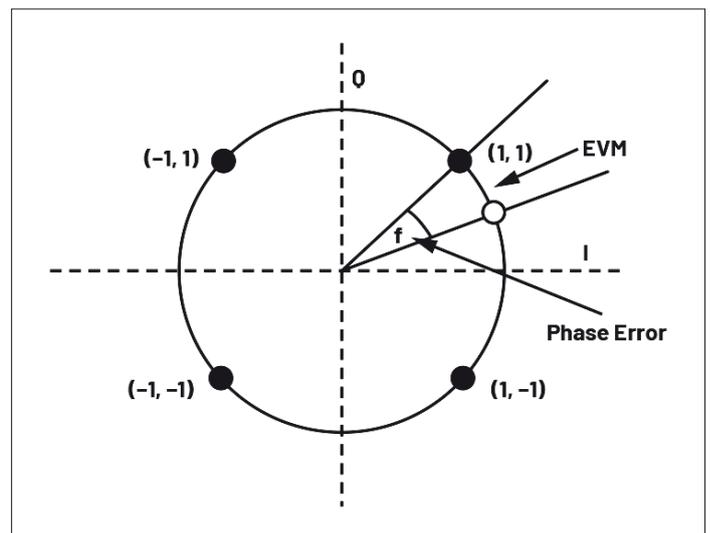
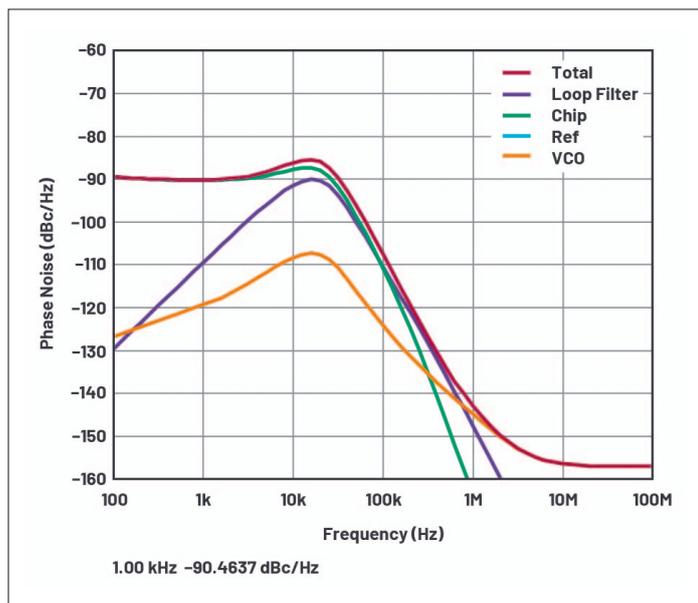


Bild 3: Phasenfehler und damit verbundene Phasenfehleramplitude (EVM) bei QPSK-Modulation



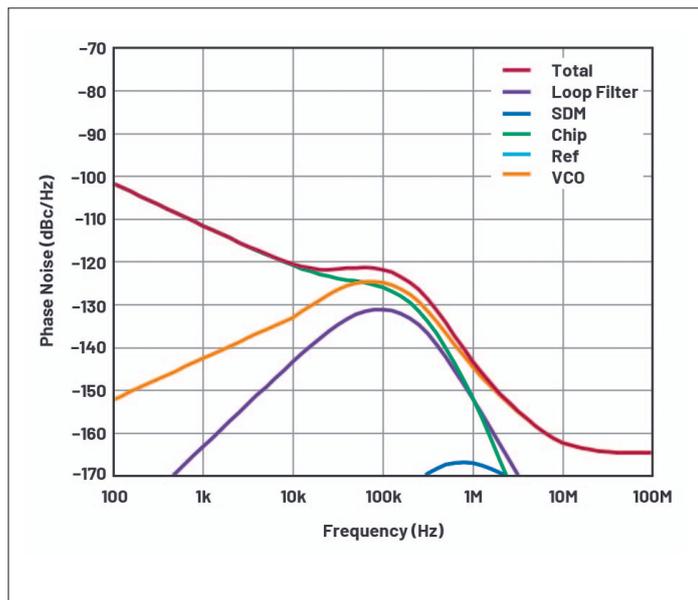
**Bild 4: Phasenrauschen der Integer-N-PLL ADF4106 mit VCO 1901846T**

VCO-ICs machbar wurden, deren kleinere Abmessungen und größere Frequenzbereiche für eine rasche Akzeptanz in der drahtlosen Kommunikationstechnik sorgen.

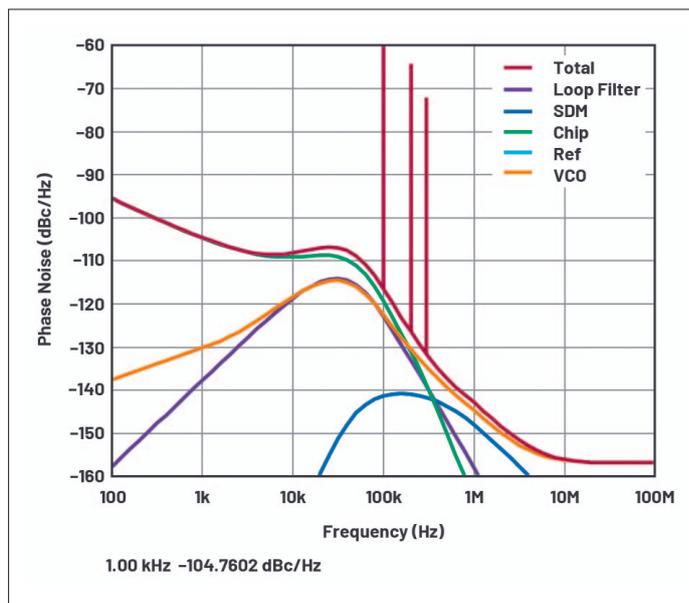
Diesem Konzept folgte man bei vielen breitbandigen LOs. Schließlich ist ein VCO, der eine volle Oktave abdeckt, überaus vorteilhaft, denn eine Frequenzteilerbank gestattet die Erzeugung von Frequenzen in einem Bereich, der nur durch die niedrigste verfügbare VCO-Frequenz

und das größte verfügbare Teiler-verhältnis begrenzt ist.

Ein entscheidender Durchbruch im Design von VCOs auf Siliziumprozessen war die Unterteilung des VCO-Bereichs in mehrere Teilbänder, was durch das Ein- oder Ausschalten verschiedener Kondensatorbänke möglich wurde. Hierdurch ließ sich ein größerer Frequenzbereich abdecken, ohne dass aufgrund der Absenkung des Gütefaktors des Oszillatorresonators Abstriche beim Phasenrauschen



**Bild 6: Phasenrauschen des ADF4371**



**Bild 5: Phasenrauschen der Fractional-N-PLL ADF4153A mit VCO 1901846T**

hingegenommen werden mussten. Gleichzeitig war die Verwendung von Ladungspumpen mit geringerer Spannung möglich, was den Einsatz zusätzlicher Operationsverstärker erübrigte, die außerdem eine höhere Versorgungsspannung benötigten.

Im Zuge weiterer Verbesserungen wurde die Zahl der VCO-Bänder vom zwei- in den dreistelligen Bereich erhöht. Sogar zusätzliche separate, einander überlappende VCO-Kerne, die nach Bedarf ein- oder ausgeschaltet wurden, wurden auf monolithischen ICs entwickelt, sodass eine weitergehende Optimierung des Phasenrauschens möglich war, wie im Fall des ADF4371 (Bild 2). Man erkennt den eklatanten Unterschied zwischen dem Single-Core-VCO des HMC733 in Bild 1 und dem Multiband-VCO des ADF4371.

## Verbesserungen bei den PLLs

Die Nachfrage nach höheren Datenraten erforderte geringere Fehlervektoramplituden (Error Vector Magnitude, EVM – s. Bild 3); ein Wert, der vom Beitrag des PLL-Synthesizers zum Inband-Phasenrauschen in einer schmalbandigen Funk-Applikation dominiert wurde. Der hohe N-Wert von 9000, der bei einem Kanalraster von 200 kHz für

eine Ausgangsfrequenz von 1,8 GHz erforderlich war, bedeutete wegen des  $20\lg(N)$  betragenden Beitrags des N-Teilers inband einen gravierenden Nachteil. Modulationsverfahren höherer Ordnung wie etwa 64 QAM verlangten nach einem niedrigeren EVM-Wert, was wiederum die Entwicklung, Einführung und Verwendung von Fractional-N-Synthesizern wie ADF4153A und ADF4193 vorantrieb. Diese entkoppelten das Kanalraster von der PFD-Frequenz (Arbeitsfrequenz des Phasen-Frequenz-Diskriminators), wodurch sich wiederum das Inband-Rauschen entscheidend verringerte. Die Vorteile dieser Maßnahme werden an einem Vergleich des ADF4106 mit dem ADF4153A (Bilder 4 und 5) deutlich: Das Inband-Rauschen verbessert sich von  $-90$  dBc/Hz auf  $-105$  dBc/Hz. Diese Berechnung wurde übrigens mit dem Tool ADI-simPLL durchgeführt, mit dem sich sämtliche PLL-Lösungen von Analog Devices simulieren lassen.

Die Fractional-N-Technik brachte den zusätzlichen Vorteil kürzerer Einschwingzeiten mit sich, da dank der höheren PFD-Frequenzen nun größere Schleifenbandbreiten möglich waren. Die durch die Fractional-N-Technik entstehenden

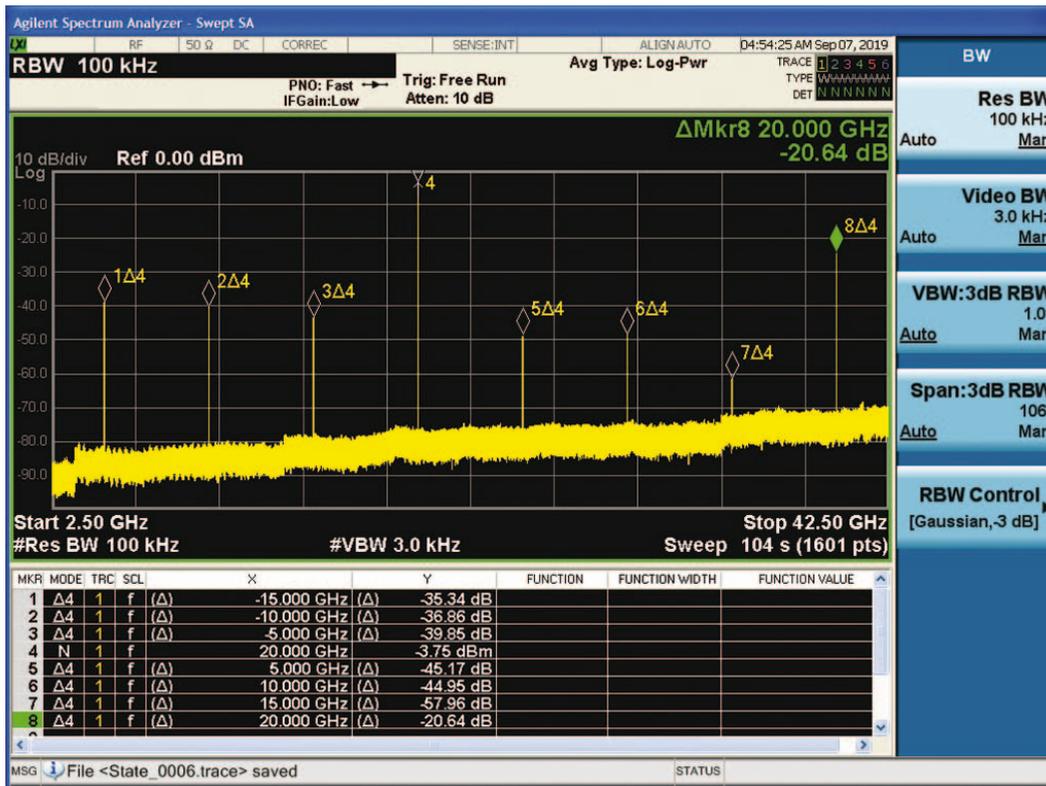


Bild 9: 20-GHz-Ausgangssignal des ADF4371

auf Ganzzahlgrenzen (Integer Boundaries) fallen, ist das Spektrum hier wesentlich reiner, sodass weniger Zeit auf das Untersuchen, Beseitigen oder Abmildern der Auswirkungen dieser problematischen Artefakte der Frequenzgenerierung verwendet werden muss.

Das niedrige Niveau der Inband-Integer Boundary Spurs (IBS) von -55 dBc hat zur Folge, dass die Störlinien im Anschluss an den PLL-Filter stark abgeschwächt sind. Wird beispielsweise ein 40-kHz-Filter mit einem Kanalraster von 400 kHz verwendet, sorgt die 35 dB betragende Dämpfung durch den Filter dafür, dass die Störlinie an dem Kanal, welcher der Ganzzahlgrenze am nächsten liegt, bei -90 dBc erscheint. Die Möglichkeit zur Verwendung hoher PFD-Frequenzen bis zu 160 MHz bewirkt zudem, dass es weniger Ganzzahlgrenzen gibt – nämlich bei einer PFD-Frequenz von 160 MHz fünfmal weniger als bei einer PFD-Frequenz von 32 MHz.

Die Möglichkeit zur Anhebung der PFD-Frequenz und der Frequenzauflösung wurde begleitet von Verbesserungen der Kennzahl (Figure of Merit, FOM) der PLLs, nämlich von -216 dBc/Hz im Fall des ADF4153 auf -233 dBc/Hz (frac-Modus) im ADF4371. Ein Vergleich des ADIsimPLL-Graphen in Bild 4, der den ADF4106 bei der Erzeugung eines Ausgangssignals von 1,85 GHz zeigt (bei einer PFD-Frequenz von 200 kHz im Integer-Modus mit 10 kHz Schleifenbandbreite) mit dem ADF4371 (PFD-Filter 160 kHz, Schleifenbandbreite 150 kHz) lässt einen Unterschied von 20 dB bei einem Offset von 1 kHz erkennen und macht den technischen Fortschritt bei den PLL-Synthesizern deutlich.

Neben der Verbesserung des integrierten RMS-Phasenjäters von 1 ps auf 51 fs ist eine weitere Beobachtung hervorzuheben: Während in der Vergangenheit der Gütefaktor der Induktivität die RMS-Rauscheigenschaften dominierte, gibt das erheblich verbesserte Inband-Rauschen –

ermöglicht durch den niedrigeren FOM-Wert und die Fractional-N-Technik – dem Anwender nun die Möglichkeit, die Bandbreite des Schleifenfilters auf 150 kHz zu erhöhen, jegliches VCO-Rauschen innerhalb dieser Bandbreite zu unterdrücken und die im Bereich von 10 bis 100 kHz erkennbare Verschlechterung, die das RMS-Rauschen üblicherweise dominiert, zu reduzieren. Eine PLL-Referenzquelle mit besseren Spezifikationen hat entscheidenden Anteil am Erreichen dieses besseren Inband-Phasenrauschens, aber die Performance- und Flexibilitäts-Verbesserungen eines solchen Vorgehens lassen diesen Kompromiss für die Mehrzahl der Anwender akzeptabel erscheinen. In einigen Fällen kann das geringere Inband-Rauschen neuerer Fractional-N-PLLs mit dem von Offset- oder Translation-Loop-PLLs konkurrieren. Bei ihnen kommt im Rückkopplungspfad vom VCO zum PFD ein Mischer zum Einsatz, was die Frequenzerzeugung – von besonders anspruchsvollen Anwendungen einmal abgesehen – entscheidend vereinfacht.

Der Grundton-Frequenzbereich des VCOs im ADF4371 reicht von 4 bis 8 GHz, wobei es sich um den optimalen Punkt hinsichtlich der VCO-Phaseneigenschaften des SiGe-Prozesses handelt, mit dem der Baustein hergestellt wird. Zur Erzeugung höherer Frequenzen werden Vervielfacher verwendet. Ein Redesign des VCOs für den doppelten Frequenzbereich ist etwas problematisch, denn das Rauschen verschlechtert sich um mehr als die 6 dB, die man infolge des Hochskalierens des VCO-Frequenzbereichs erwarten würde. Eingebaut ist deshalb ein Frequenzverdoppler, der den Bereich des VCOs von 8 auf 16 GHz vergrößert, zusammen mit einem Viervierfachen, der den von 4 bis 8 GHz reichenden Bereich des VCOs auf 16 bis 32 GHz ausweitet. In beiden Fällen erzeugt der Vervielfacher einige unerwünschte Produkte, darunter der VCO-Feedthrough zusammen mit dem Zwei-, Drei- und Fünffachen der VCO-Frequenz. Um die Anforderungen an die Filter zu entschärfen, enthält jede Vervielfacherschaltung Mitlauffilter zum Abstimmen des Ausgangs. Dies führt zu einer Leistungsmaximierung der gewünschten Frequenz gegenüber den nicht gewollten Produkten. Die Subharmonischen werden typisch auf nur 45 dB vom verdoppelten Ausgang und 35 dB vom vervierfachen Ausgang unterdrückt.

## Breitbandbetrieb

Schon an dem gerade gezeigten Beispiel aus dem Schmalbandbereich wird die Überlegenheit der neueren PLL/VCO-Technik deutlich. Noch signifikantere Verbesserungen aber ergeben sich bei der breitbandigen Frequenzerzeugung mit dem ADF4371 und einem Vergleich mit der Kombination aus dem PLL-Baustein HMC704 und dem VCO HMC733. Der Anwender hat es bei der diskreten Lösung mit zahlreichen Herausforderungen zu tun, wenn es darum geht, einen sauberen, variablen LO von 20 bis 29 GHz zu realisieren:

- Zunächst muss die Ausgangsleistung des HMC733 auf der Leiterplatte aufgeteilt und auf eine für den HMC704 geeignete Frequenz heruntergeteilt werden. Deshalb wird ein externer Frequenzteiler (der HMC492) benötigt, der den Bereich von 10 bis 14,5 GHz auf die für den HMC704 geeigneten 5 bis 7,25 GHz teilt.

• Anschließend muss ein Frequenzverdoppler (HMC576) den Bereich von 10 bis 15 GHz auf 20 bis 30 GHz vervielfachen.

• Zum Erzeugen der Abstimmspannung für den HMC733 wird ein aktives Tiefpassfilter benötigt – in diesem Fall mit einem ADA4625-1-Operationsverstärker. Dies setzt außerdem voraus, dass die Versorgungsspannung für den Operationsverstärker einen hinreichend großen Abstimmspannungsbereich (in diesem Fall 15 V) an dessen Ausgang erlaubt.

• Schwankungen der Abstimmungsempfindlichkeit  $k_V$  über den Bereich des VCOs müssen kompensiert werden. Dies geschieht meist durch Anpassen des Ladungspumpenstroms mit dem Ziel, das Produkt aus Ladungspumpen- und VCO-Verstärkung auf gleichem Niveau zu halten.

• Das VCO-Übersprechen (Feedthrough) nach dem Vervielfacher HMC576 beträgt etwa -20 dBc. Da der Abstimmfilter im ADF4371 unerwünschte Vervielfacherprodukte um 35 dB unterdrückt, wird jegliche nachfolgende Filterung erheblich vereinfacht.

Die PLL/VCO-Kombination ADF4371 generiert diesen Frequenzbereich im Gegensatz dazu direkt und benötigt dafür nur eine externe Referenz hoher Qualität (Bild 7). Das Layout kann vom EV-ADF4371SD2Z kopiert werden, wobei auch die zugehörige Spannungsversorgungslösung übernommen wird. Auch das Design des Schleifenfilters vereinfacht sich signifikant, da Schwankungen der VCO-Tuning-Empfindlichkeit

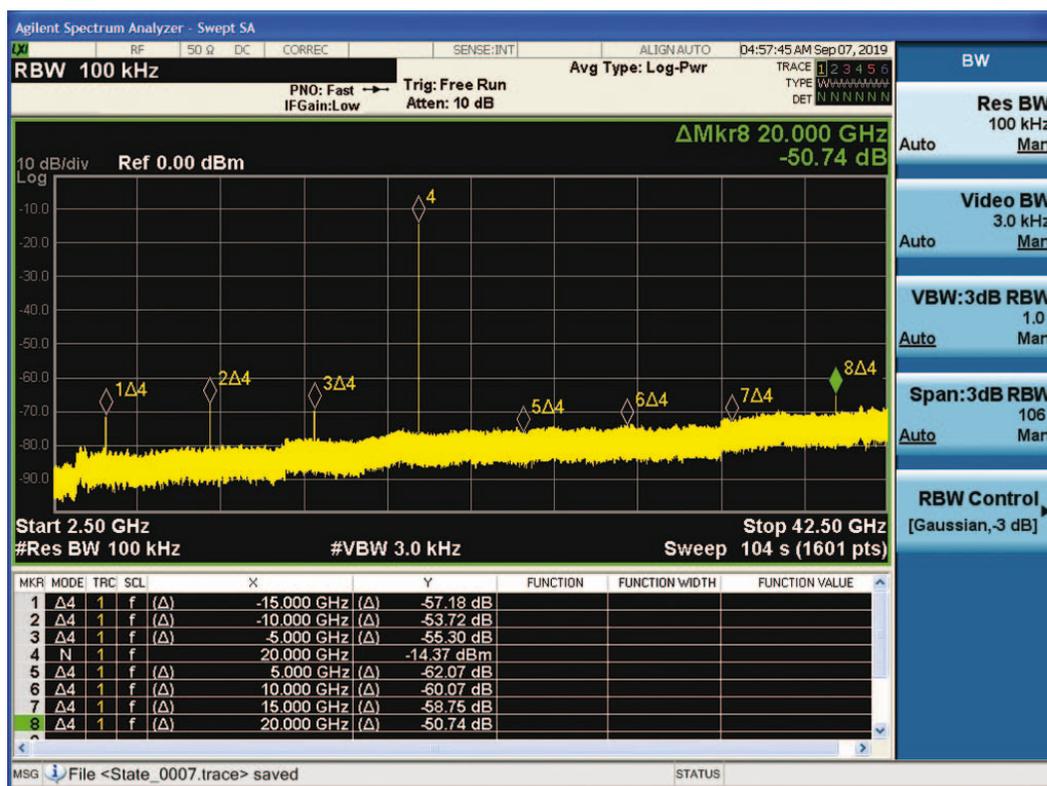


Bild 10: 20-GHz-Ausgangssignal des ADF4371 bei Verwendung des Filters ADMV8432

$k_V$  keiner Kompensation durch den Endanwender bedürfen und auch kein aktives Filterelement erforderlich ist. Statt Wochen in die Auswahl der Bauelemente zu investieren und beträchtliche Zeit für die Entwicklung der Simulationsmodelle für jedes diskrete Bauteil aufzuwenden, kann der Anwender ADIsimPLL für das Design und die Simulation der zu erwartenden Performance nutzen, dessen simulierte Performance mit den Ergebnissen aus der praktischen Evaluierung des Evaluationboards zum ADF4371 sehr eng übereinstimmt. Die geringere Zahl der Bauelemente und der höhere Integrationsgrad bringen klare Vorteile für die Abmessungen und das Gewicht des Systems. Darüber hinaus wird auch noch eine deutliche Verbesserung erzielt, denn der berechnete integrierte RMS-Jitter des ADF4371 beträgt nur 60 fs, verglichen mit 160 fs bei der diskreten Lösung.

Die Bauteil- und Platzersparnis wird im Blockschaltbild (Bild 8) klar deutlich. Die insgesamt für die aktiven Bauelemente und den Power-Splitter benötigte

Fläche beträgt 96 mm<sup>2</sup>, wenn man die Entkopplungskondensatoren und die übrigen erforderlichen passiven Bauelemente nicht berücksichtigt, während für den ADF4371 lediglich 49 mm<sup>2</sup> benötigt werden. Wenn der Stromverbrauch reduziert werden soll, kann sich der Anwender auch dafür entscheiden, den VCO mit 3,3 V zu versorgen.

Im Grundton-VCO-Modus ist die spektrale Reinheit des ADF4371 am höchsten, und die unerwünschten Störlinien (nicht inband) beschränken sich auf die Oberschwingungen des VCOs. Für viele Wandlertaktanwendungen ist die Tatsache, dass es sich um Rechteckwellen handelt, nicht nur unproblematisch, sondern kann sogar wünschenswert sein. Dagegen müssen für Anwendungen in Messinstrumenten die breitbandigen Störfrequenzen typischerweise kleiner als 50 dBc sein. Abstimmbare Oberwellenfilter können bei der Beseitigung dieser Oberschwingungen helfen. Die speziell entwickelten Bausteine ADMV8416/ADMV8432 eig-

nen sich ideal, um die Ausgangssignale des ADF4371 zu filtern.

Der ADMV8432 ist ein abstimmbarer Bandpass mit einem spezifizierten Mittenfrequenzbereich von 16 bis 32 GHz, einer typischen 3-dB-Bandbreite von 18% der Mittenfrequenz, einer typischen Einfügedämpfung von 9 dB sowie einer Breitband-Unterdrückung von über 30 dB. Der Baustein wurde eigens für die Verwendung am Vervielfacherausgang des ADF4371 entwickelt. Der abstimmbare Bandpass ADMV8416 ist für einen Frequenzbereich von 7 bis 16 GHz ausgelegt und bietet eine typische 3-dB-Bandbreite von 16% der Mittenfrequenz, eine typische Einfügedämpfung von 8 dB und eine Breitband-Unterdrückung von mehr als 30 dB und ist für den Einsatz am Verdopplerausgang des ADF4371 vorgesehen (Bild 9 und 10).

ADMV8416 und ADMV8432 basieren auf einer Architektur mit zwei sich überlappenden Bändern und eingebauten HF-Schaltern, was unter Beibehaltung hervorragender Unterdrü-

Parameter	diskrete PLL/VCO-Vervielfacherlösung	ADF4371
Zahl der aktiven Bauelemente	5	1
Ausgangsfrequenzbereich (GHz)	20 bis 29	16 to 32
Leistungsaufnahme (W)	1,42	1,83 (5 V für VCO)/ 1,4 (3,3 V für VCO)
Unterdrückung der Subharmonischen (dBc)	-20	-35
RMS-Jitter ([1 kHz bis 100 MHz]/f <sub>s</sub> )	160	60
IC-Flächenbedarf (einschl. Power Splitter) (mm <sup>2</sup> )	96	49

Die Tabelle vergleicht die Lösungen gemäß Bild 7 und 8

ckungseigenschaften für einen weiteren Frequenzbereich sorgt. Die Bandauswahl erfolgt mit einem digitalen Logik-Steuersignal an einen zusätzlich benötigten Pegelumsetzer. Letzterer stellt sicher, dass die internen HF-Schalter mit der korrekten Vorspannung angesteuert werden, um einen IIP-3-Wert (Third-Order Intercept) von mehr als 34 dBm zu erzielen.

In jedem Frequenzband werden die abstimmbaren Filter mit einem zwischen 0 und 15 V liegenden analogen Signal gesteuert, dessen Strom weniger als 1 µA beträgt. Erzeugt wird diese Steuerspannung normalerweise mit einem DAC und einer Treiberschaltung auf Basis eines Operationsverstärkers. Zum Beispiel ergibt der DAC AD5760 mit einem nachfolgenden Operationsverstärker ADA4898 eine relativ hohe Abstimmgeschwindigkeit und eine rauscharme Ansteuerspannung für die Filter. Kommt es weniger auf die Geschwindigkeit an, lässt sich der Abstimmport der Filter auch direkt vom DAC ansteuern.

Angesichts des Performance-Werte dieser analog abstimmbaren Filter können diese – mit nur etwas mehr Verlustleistung – zum Entfernen unerwünschter Oberschwingungen aus den Verdoppler- und Vervielfacherausgängen des Synthesizers ADF4371 verwendet werden. Obwohl zur Kompensation der Einfügedämpfung zusätzliche Verstärkerstufen erforderlich sein können, sind die Filter

doch in der Regel kleiner als eine diskrete, geschaltete Filterbank – speziell dann, wenn Abstimmbarkeit über einen weiten Bereich gewünscht wird. Darüber hinaus verbessert sich der Störfrequenzabstand des Synthesizers typisch von -35 dBc vor den Filtern auf -55 dBc danach. Die Kopplung des ungefilterten, nicht benutzten Ausgangs kann sich auf das Übersprechen auswirken und sollte sorgfältig modelliert werden, damit die volle Unterdrückung im Sperrband des Filter-IC zum Tragen kommt.

## Zusammenfassung

Die Weiterentwicklung im Bereich der Frequenzerzeugung, unter Einbeziehung verschiedener Innovationen bei den Prozess-, Schaltungs- und Gehäusetechnologien, bietet den Anwendern gegenüber früheren diskreten Lösungen mehr Funktionalität und Performance, verbunden mit kleineren Abmessungen. Der Trend zu breiteren Frequenzbändern hat den nötigen Anstoß zur Entwicklung von ICs gegeben, die für Frequenzbereiche bis zu 32 GHz mehrere Oktaven abdecken. Die Flexibilität und Einfachheit, die durch die breitbandigen PLLs/VCOs möglich wird, beschleunigt das Design deutlich und verkürzt die Markteinführungszeit für den Endanwender.

Die Forderung nach spektraler Reinheit hat zudem Innovationen bei den Filter-ICs vorangetrieben, die sich mit diesen neuentwickelten Synthesizer-

ICs kombinieren lassen, um Millimeterwellen-Signalquellen von geringem Phasenrauschen und hoher spektraler Reinheit

für die Anforderungen moderner Wireless-Anwendungen zu konfigurieren. Mit dem kostenlosen Simulationswerkzeug ADIsimPLL können Anwender die Performance von PLL-Bausteinen evaluieren und vergleichen. Die einfach anzuwendende, intuitive Benutzeroberfläche des Tools und die schnellen Verhaltensmodelle leisten wirksame Hilfestellung bei der Bauelementauswahl. So sorgt ADIsimPLL für eine große Zeitersparnis seitens der Entwickler, die sonst mehrere verschiedene mathematische Modelle in vielen verschiedenen Bereichen entwickeln müssten, um Performance-Prognosen zu erstellen. ◀

## Die Autoren



David Mailloux arbeitet als Product Applications Engineer in der RF and Microwave Business Unit von Analog Devices. An der University of Massachusetts Lowell erwarb er im Fach Elektrotechnik im Jahr 2010 ein Bachelor-Diplom, gefolgt von einem Master-Diplom im Jahr 2012. Von 2010 bis 2015 arbeitete Mailloux bei Hittite Microwave und Symmetricom (jetzt Microchip Technology). Er besitzt Erfahrung in der Entwicklung von Oszillatoren sowohl auf der Halbleiter- als auch auf der Modul-Ebene, und sein theoretischer Hintergrund wird durch Erfahrung in der praktischen Laborarbeit ergänzt. Im Jahr 2015 kam Mailloux als Product Applications Engineer zu ADI und war im Support für hochintegrierte Auf- und Abwärts-wandler und abstimmbare Filterprodukte tätig. Darüber hinaus befasste er sich

im technischen Support mit spannungsgesteuerten Oszillatoren, PLL-Schaltungen, Frequenzteilern und Frequenzvervielfachern. Zu erreichen ist er unter [david.mailloux@analog.com](mailto:david.mailloux@analog.com).



Ian Collins erwarb am University College Cork einen Abschluss in Elektrotechnik und Elektronik und ist seit 2000 in der RF and Microwave Group von Analog Devices tätig. Zurzeit arbeitet er als Applications Manager in der Microwave Frequency Generation Group, die sich hauptsächlich mit PLL- (Phase-Locked Loop) und VCO-Produkten (Voltage Controlled Oscillator) befasst. Wenn er nicht arbeitet oder Zeit mit seiner jungen Familie verbringt, widmet er sich der Fotografie, dem Theater (sowohl auf als auch vor der Bühne), dem Lesen und dem Musikhören. Sie erreichen ihn unter [ian.collins@analog.com](mailto:ian.collins@analog.com).