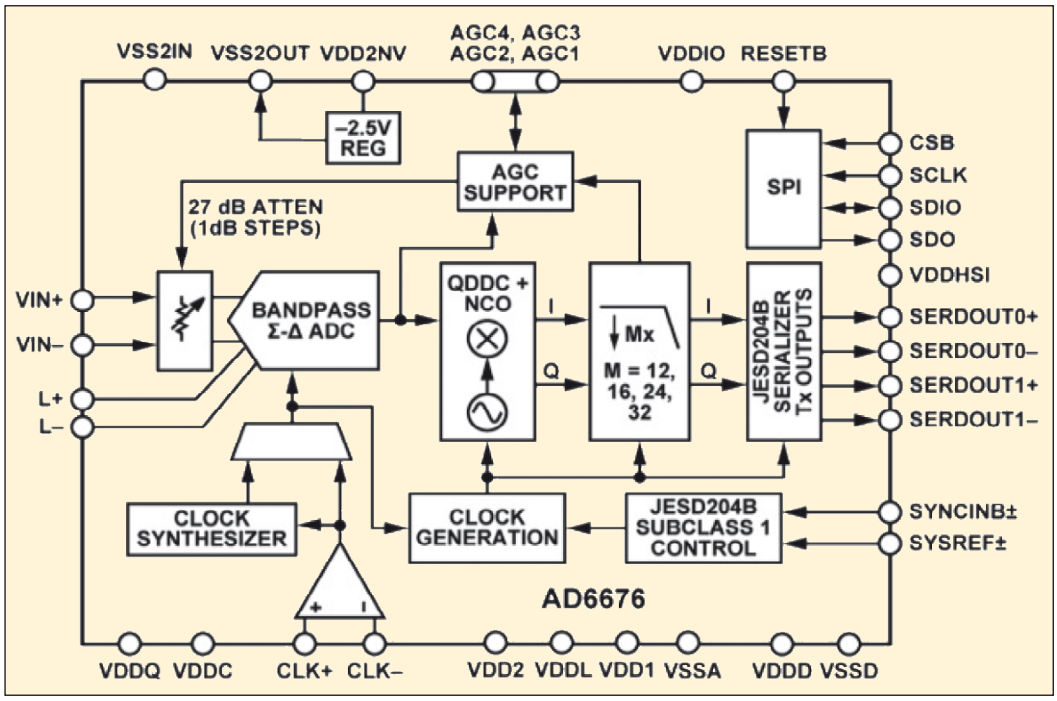
Empfängerbausteine für die nächste Generation von Mikrowellen-Punkt-zu-Punkt-Modems



Punkt-zu-Punkt-Links sind ein integraler Bestandteil von zellularen mobilen Netzwerken, denn sie dienen als Anbindung an den übergeordneten Netzknoten (Backhaul) – liegen also zwischen Zellenseiten (BTS/Node Bs, Basis-Transceiver-Station/Knoten B) und den Funksteuerungen (BSC/RNCs, Base Station Controller/Radio Network Controllers, Funknetzwerk-Steuereinrichtungen) – und zwar in über 50% der globalen Einsatzfälle, wo Glasfaser-Links sich aus Kostengründen verbieten. Der neuerliche starke Anstieg im Datenaufkommen beim mobilen Netzwerkverkehr, ausgelöst durch den Wechsel hin zu Smartphones, zeigt sich beispielsweise beim Video Streaming und führte die existierenden Mikrowellen-Backhaul-Equipment-Fähigkeiten an ihre Grenzen.

Als Folge davon, dass der Datenfluss auf dem Backhaul-Netzwerk mit Blick auf die Notwendigkeiten bei LTE und LTE Advanced zu skalieren ist, werden die zukünftigen Generationen von Microwave Links in Richtung folgender Ziele verändert werden müssen:

- Ausgehend von der heutigen QAM256 erfolgt eine Weiterentwicklung hin zu einer digitalen Modulation höheren Grades, wie QAM4096; dies bedeutet eine Anstieg von 50% bei der Datenkapazität bei einer festen Kanalzuordnung.
- Hinzu kommt die Unterstützung von Kanalzuordnungen, ausgehend von 56 MHz heute, von 112 MHz im traditionellen Bereich 6...42 GHz. Jedes Verdoppeln der Kanalbandbreite bedeutet eine proportionale Zunahme des Datendurchsatzes, wobei das Carrier-to-Noise Ratio (CNR) konstant bleibt.
- Ausnutzung von Betriebstechniken wie Polarisations-Diversity, Channel Aggregation und N x N Line, dies besonders in Form von MIMO

Natürlich hat das Ganze seinen Preis. Um die Kombination eines höheren QAM Levels und höherer Kanalbandbreite zu gewährleisten, muss der Mikrowellen-Link einen höheren Dynamikbereich erhalten, damit die geforderte minimale EVM-Performance (Error Vector Magnitude, Fehlwinkel) weiterhin sichergestellt ist. Dies gilt besonders, weil die Empfängerempfindlichkeit mit jeder Verdopplung bei der QAM oder Bandbreite um 3 dB reduziert wird.

Weil das Mikrowellen-Equipment flexibel bleiben muss, sind zusätzliche Betrachtungen erforderlich, um alle möglichen Arbeits- und Einsatzszenarien in der Zukunft abzusichern und gleichzeitig eine einfache Filterung im Empfänger und eine einfache AGC-Fähigkeit (Automatic Gain Control, automatische Verstärkungsregelung) zu gewährleisten zwecks verbesserter Performance und Kostenreduktion.

Ein weiterer Industrietrend

ist die Bereitstellung von vollwertigen Outdoor Units (ODUs), in denen das gesamte Funk-Modem und der Transceiver mit den Schalt- und Multiplexing-Units und dem Traffic Interface kombiniert werden. Es entsteht eine sich selbst versorgende Box, montiert in einem Turm oder in einer äquivalenten Struktur. Dieser Trend wurde durch Capex/Opex (Capital Expenditure/Operational Expenditure, Investitionsausgaben) auf neue Höhen getrieben, während die verbliebene Struktur auf dem alten Niveau verblieben ist. Traditionelle gesplittete Indoor (IDU)/Outdoor (ODU) Systems versorgen die Mikrowellen/HF-Sektion in der ODU über koaxiale Kabel mit dem Rest des Systems, das über einen geeigneten Equipment-Schutz (IDU) verfügt. Die Koaxialkabel können bis zu 300 m lang sein und führen einen bidirektionalen Datenverkehr mit einem Diplexer, um das Empfänger-ZF-Signal bei 140 MHz vom Sender-ZF-Signal im Bereich 340...400 MHz zu isolieren.

Während dies ein bemerkenswerter Trend ist, besteht der Hauptanteil an heute und vermutlich in den nächsten Jahren ausgeliefertem Mikrowellen-Equipment aus herkömmlichen Split-IDU/ODU-Systemen. Es wäre vorteilhaft für die Performance des Microwave Equipments, wenn es gelänge, die Backend-Modem-Transceiver-Architektur voranzubringen, indem man sich beim Design auf Mittel zurückbesinnt, die sowohl die bestehenden Systeme als auch die ODU-Plattformen der nächsten Generation unterstützen. Die vor kurzer Zeit erreichten Verbesserungen sowohl bei Highspeed DACs als auch ADCs (Sampling Rates weit über 1,5 GSPS) bedeuten die Möglichkeit, QAM-Signale auf

Quelle: High Dynamic Range IF Receiver Simplifies Design of Next-Generation µW Point-to-Point Modems, by Paul Hendriks, Analog Devices Inc., 2014 frei übersetzt von FS

hohen ZFs mit herausragender Genauigkeit zu digitalisieren, um 4096 QAM und noch fortschrittlichere Verfahren zu unterstützen. Außerdem entfällt die Notwendigkeit jeglicher Quadraturfehlerkorrektur, wie sie bei der traditionellen analogen I/Q-Implementation noch unumgänglich war. Hinzu kommen ein höherer Dynamikbereich, verbunden mit einem hohen möglichen Oversampling, was es erlaubt, das Hauptaugenmerk auf die Filterung im digitalen Bereich zu legen, sodass sich die Anzahl von analogen Filtern reduziert. Im Sender haben Highspeed DACs wie AD9142 und AD9136 bereits begonnen, die traditionellen DACs und dualen I/Q-Modulatoren zu ersetzen. Dabei wird eine außergewöhnliche EVM Performance erreicht, und zwar ohne die Notwendigkeit der Senderkalibrierung. Mit dem AD6676 wurde auch im Empfängerbereich der Mangel an 1,5+ GSPS ADCs überwunden.

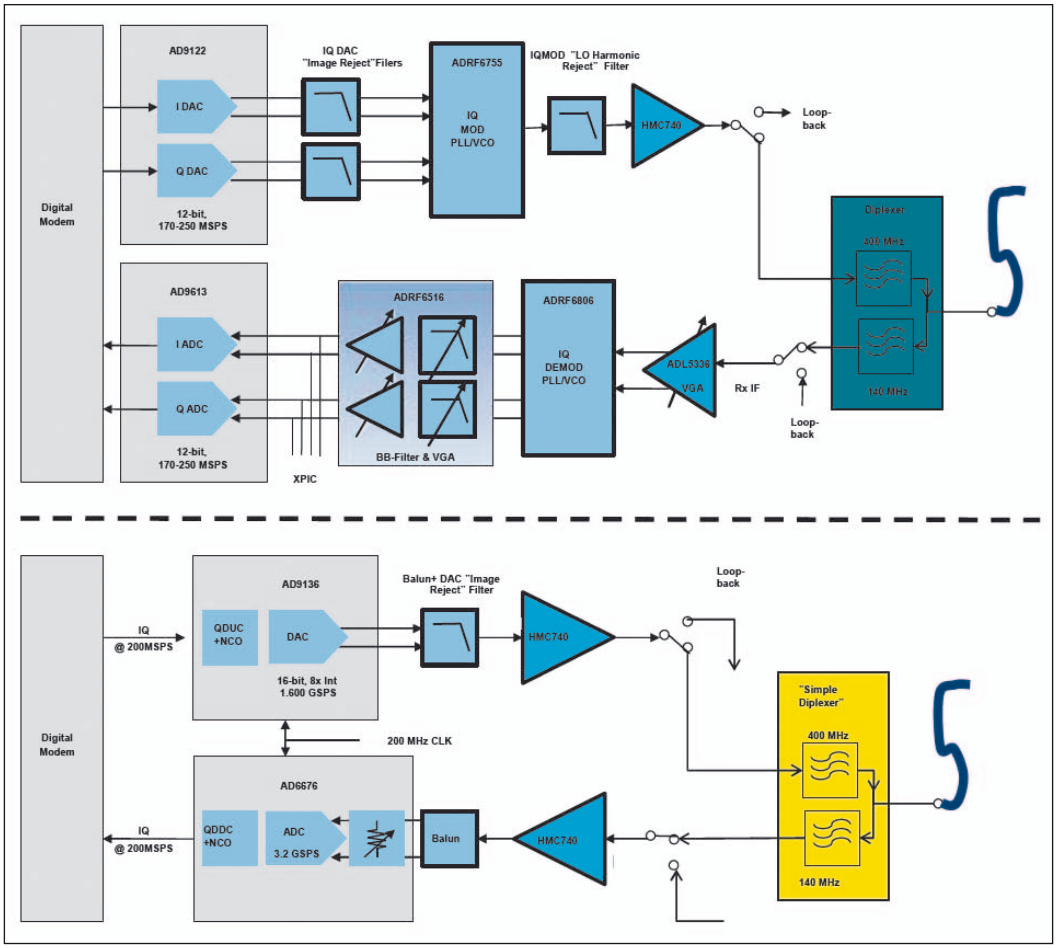


Bild 1: Vergleich der Strukturen von herkömmlichem Direct-Conversion IDU Transceiver und IDU Transceiver mit Highspeed DAC/ADC für DDS (Direct Digital Synthesis) und Digitalisierung des Tx- und Rx-QAM-Signals

Der AD6676

ist das erste Breitband-ZF-Empfängersubsystem, welches auf einem Bandpass Σ-Δ ADC basiert und unterstützt ZF-Signalbandbreiten bis zu 160 MHz, wobei er mit einer internen Taktrate bis zu 3,2 GHz arbeitet. Den genaueren Innenaufbau zeigt das Aufmacherbild.

Es ist die hohe Oversampling-Fähigkeit des Σ-Δ ADCs, welche die Erfordernisse bei der analogen ZF-Filterung außerordentlich vereinfacht. Diese spielte eine große Rolle bei älteren ADCs, um die Signale auf Nachbarkanälen sowie Interferenzen und Blocker zu unterdrücken, wirkte sich aber negativ auf die Empfängerempfindlichkeit aus. Weiterhin ist es der hohe Dynamikbereich des modernen ADCs, der einen Rauschteppich (NSD Floor, Noise Spectral Density) von nur -160 dB FS/Hz* (für Schmalband-QAM-Kanäle) ermöglicht. Dies reduziert den Aufwand für die Diplexer-Sender-zu-Empfänger-Isolation bzw. den erforderlichen AGC-Bereich für die Kompensation von Fading. Der AD6676 besitzt auch einen digitalen 27-dB Attenuator mit 1 dB Auflösung, der zur Kalibrierung des statischen Verstärkungsfehlers infolge der Toleranzen der internen Komponenten und der Variation beim Verlust im Koaxialkabel genutzt werden kann.

Nun soll untersucht werden, wie man das ZF-Empfängersubsystem AD6676 zusammen mit einem Highspeed DAC wie dem AD9136 nutzen kann, um auf unkomplizierte Weise einen traditionellen IDU Transceiver zu vereinfachen und gleichzeitig seine Performance zu verbessern. Der oben in Bild 1 angedeutete Transceiver nutzt eine Direktmisch-Implementation und unterstützt normalerweise geringe Empfänger- und Sender-ZFs von 140 bzw. 400 MHz. Die Ansprüche von Direktmisch-Transceiver-Architekturen sind gut dokumentiert, sie lassen sich mit I/Q-Balance-Kalibrierung, DC-Offset-Korrektur, abstimmbarer Basisband-I/Q-Filterung und einem durchdachten Design des Diplexers zwecks Unterdrückung von Senderstörverlusten bewältigen. Während herkömmliche IDU Transceiver maximale Kanalbandbreiten von 56 MHz und 256 QAM unterstützen, stehen heute Transceiver bereit, bei denen diese Kanalbandbreite verdoppelt und der QAM Level verachtfacht wurden, um den Herausforderungen der Direktmisch-Architektur besser begegnen zu können. Neuerliche Fortschritte bei der Highspeed-ADC/DAC-Technologie eröffnen die Möglichkeit, vom klassischen Ansatz abzugehen hin zu einem digitalen IDU, wie in Bild 1 unten skizziert. Diese Transceiver-Implementierung erfordert lediglich vier ICs, um eine nahezu perfekte Performance bei erheblich abgeschwächtem

* Decibels relative to Full Scale, logarithmische Einheit mit absoluter, oft linearer Skala in einem digitalen System. Ein analoger Full-Scale-Pegelwert erzeugt den maximalen linearen Wert in der digitalen Wortbreite des A/D-Wandlers. Die dB-FS-Werte kennen jedoch für ein einzelnes Sample nur negative Werte und 0 als Vollaussteuerung. Zur Darstellung auf der dB-FS-Skala wird der digitalisierte Spannungswert umgerechnet.

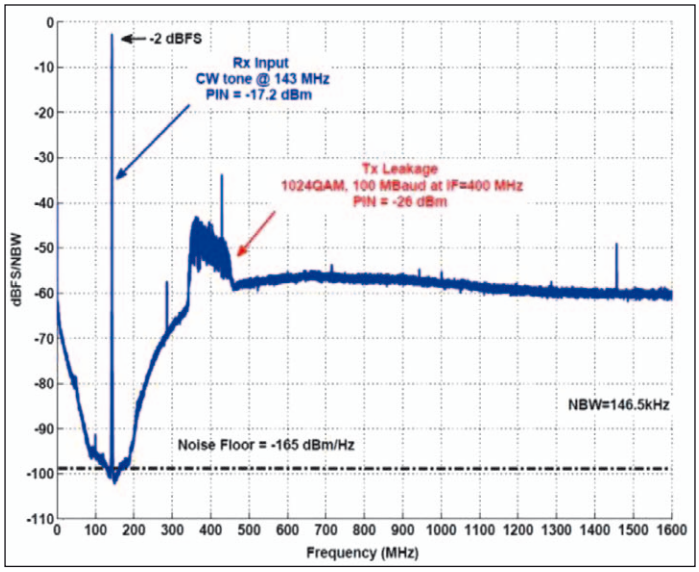


Bild 2: Gemessene Leistungsfähigkeit des Dynamikbereichs eines Rx Lineups mit HMC740 und AD6676 vor der digitalen Down-Konvertierung auf eine ZF von null

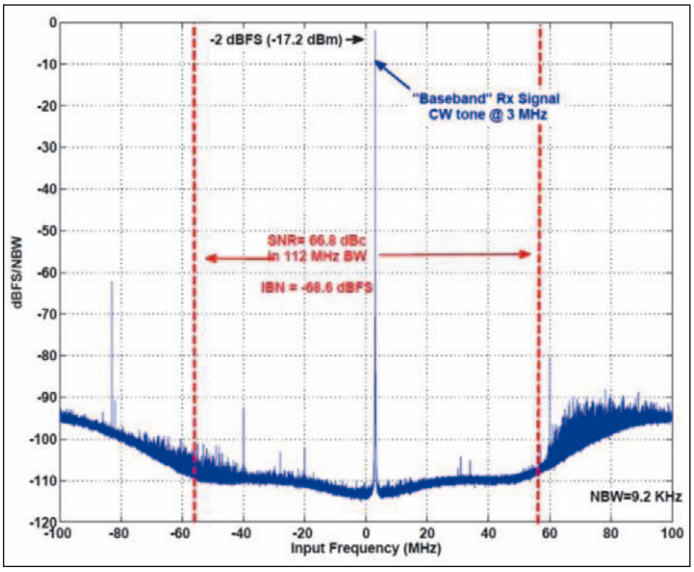


Bild 4: Der hohe Dynamikbereich des AD6676 vereinfacht die Anforderungen an die Rx-Filter bei großer Toleranz gegenüber Nachbarkanal-Interferenzen

Aufwand für die Filterung zu erzielen.

Senderseitig

ist ein Highspeed DAC wie der AD9136 mit seiner Samplingrate von 1,6 GSPS in der Lage, ein 112-MHz/1024-QAM-Signal auf einer IF mit bemerkenswerter EVM Performance zu synthetisieren, sodass der Hauptanteil des Transmitter-Link-Fehlerkorrektur-Budgets für die ODU reserviert werden kann (wogegen die zusätzlichen Effekte von Phasenrauschen und Linearität meist zu einer EVM-Herabsetzung führen).

Während sonst ein Tiefpassfilter erforderlich ist, um die erste DAC-Spiegelfrequenz auf 1,2 GHz zu unterdrücken, hat sich nun die Situation entspannt. Benötigt wird zwar ebenso noch ein Filter für 1,2 GHz, jedoch handelt es sich um die bis zu 12 dB geringere dritte Harmonische von des I/Q Modulator/LO. Dieses LO-Harmonischen-Unterdrückungsfilter kann also deutlich anspruchsloser sein.

Eine Regelung der Sendleistung zum Ausgleich der Kabelverluste ist innerhalb des AD9136 möglich, wobei sich die EVM Performance über einen Regelbereich von 15 dB nur unerheblich verschlechtert.

Empfängerseitig

digitalisiert der AD6676 das 112-MHz/1024-QAM-Signal innerhalb eines bemerkenswerten Dynamikbereichs und mit hervorragender Genauigkeit, und das gerade auch bei Vorhandensein von (meist durch Sender-Interferenz verursachter) hoher Transmitter (Signal) Leakage** infolge einer leichteren Gestaltung des Diplexerfilters, wie in Bild 2 und 3 dargestellt. In diesem Beispiel wurde der AD6676 so konfiguriert, dass er 112 MHz Kanalbandbreite bei auf 3 dB eingestelltem internen Attenuator unterstützt, sodass das effektive auf den Eingang bezogene Rauschmaß des Vorverstärkers HMC740 bei 10 dB bestehen bleibt. Der Plot in Bild 2 zeigt das Ergebnis der FFT des Datenausgangs des Σ-Δ ADCs im AD6676 (lediglich für Demonstrationszwecke), wobei eine Transmitter Leakage von -26 dBm, zentriert auf 400 MHz mit einem CW-Ton von -17,2 dBm auf 143 MHz (der das Signal repräsentiert) kombiniert wurde.

Hervorzuheben ist, dass das dem abstimmbaren Bandpass des Σ-Δ ADCs zuzuordnende Rauschverhalten auf einen hohen Dynamikbereich in der Region um die gewünschte IF ausgerichtet ist (hoch bis zu -160 dB FS/Hz). Der Plot in Bild 3 zeigt die FFT-Darstellung der 16-Bit breiten und mit 200 MSPS abgetasteten I/Q-Daten, welche auf eine ZF von null gebracht wurden, nach der digitalen Down-Konvertierung und einer 16x-Dezimierungsfilterung. Von Bedeutung ist, dass das digitale Filter entsprechend einem 112-MHz-Bandpass mit einer Wirkung von 85 dB dafür sorgt, dass das Außerbandrauschen und das Transmitter-Leakage-Signal kein Aliasing bewirken können. Verbleibendes Rauschen außerhalb des 112-MHz-Bandpasses wird durch die RRC-Filter des Modems ausgeblendet.

Das Inbandrauschen, auf dem das kräftige CW-Testsignal von -2 dB FS lag, betrug -68,6 dB FS. Wenn ein Full-Scale-1024-QAM-Empfangssignal ein Peak-zu-RMS-Verhältnis (Scheitelfaktor) von 10 dB diesen CW-Ton ersetzte, waren 7 dB zusätzliche Zurücknahme erforderlich, um ein ADC-Clipping zu vermeiden. In diesem Fall betrug die Empfänger-IDU-Eingangsleistung -9 dB FS (oder -24,2 dBm) bei einem CNR von etwa 60 dB. Im Zuge der Vereinfachung des Diplexerfilter-Designs wurde die Sender-zu-Empfänger-Unterdrückung des Diplexers zu 20 dB angesetzt, sodass ein -6-dBm-Sendesignal, wie es in der Praxis auch vorliegt, eine Leistung von -26 dBm am Eingang des Empfänger-Vorverstärkers erzeugt. Für Einsatzfälle mit kürzeren Kabellängen zwischen IDU und ODU sollte der Attenuator des AD6676 auf einen höheren Wert gestellt werden, um höhere QAM-Pegel für die ODU tolerieren zu können.

Von hoher Bedeutung ist die Fähigkeit des IDU-Empfängers, ein QAM-Signal auch noch auf sehr geringen Empfindlichkeits-Levels (BER $<10^{-6}$ mit aktivierter FFC) bei Präsenz eines naheliegenden unerwünschten Signals erkennen zu können. Der vielleicht herausfordernste Testfall (per ETSI EN 301 390 V 1.2.1) liegt vor, wenn ein CW-

** weiterführend: Low-Noise Active Cancellation of Transmitter Leakage and Transmitter Noise in Broadband Wireless Receivers for FDD/Co-Existence, by Jin Zhou, Anandaroop Chakrabarti, Peter R. Kinget, and Harish Krishnaswamy

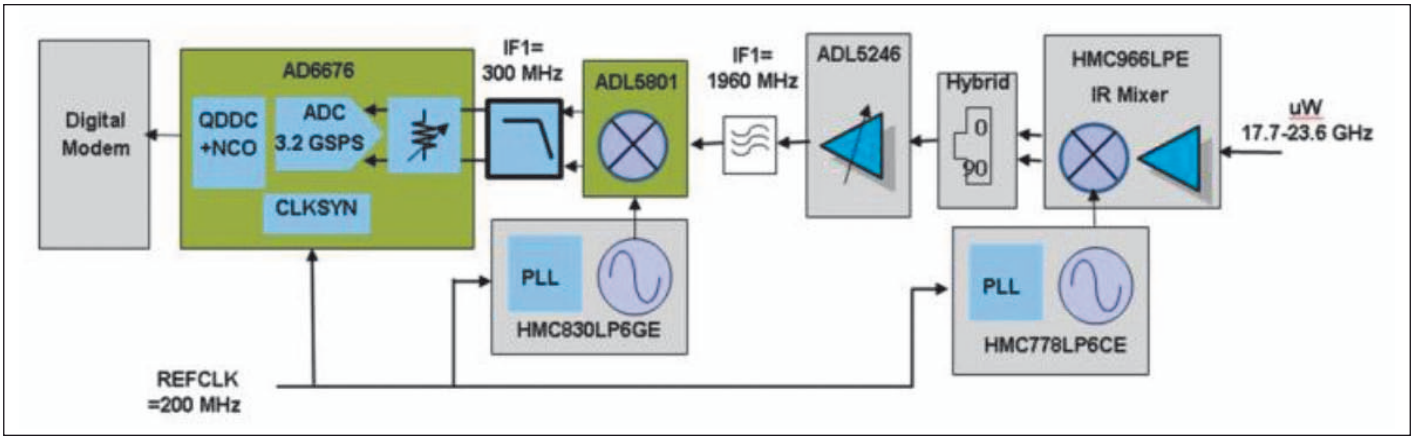


Bild 5: Der ZF-Verstärker des AD6676 eignet sich auch für das Design eines High-Performance ODU Rx Lineups

Interferenzton (Blocker) mit 30 dB mehr Leistung gegenüber dem QAM-Signal lediglich mit einem 2,5x Kanal-Offset bezüglich des QAM-Signals platziert wird.

Es muss herausgestellt werden, dass abstimmbare oder umschaltbare Filterbänke, wie man sie in heutigen Empfängern findet, meist unter dem Gesichtspunkt dieser Spezifikation eingesetzt werden, während das Modem Kanalbandbreiten von 3,5 bis 56 MHz unterstützen muss. Das geschilderte Beispiel repräsentiert die kommende Generation mit 112 MHz Kanalbandbreite, wobei man annehmen darf, dass die benachbarte CW-Interferenz ausreichend von einem festen 112+ MHz Kanalfilter unterdrückt wird. welches auch noch eine Spiegelfrequenz-Unterdrückung in erster Linie für die letzte Downconversion-Stufe innerhalb der RF-Signalverarbeitungskette der ODU bewirkt. Tatsächlich sollte das selbe Filter noch eine ausreichende Blocker-Unterdrückung bei Offsets von 70 und 140 MHz für die 28 und 56 MHz betragenden Kanalbandbreiten-Fälle bieten. Bei Kanalbandbreien von 14 MHz oder darunter fällt der CW-Ton in den Durchlassbereich des Filters, sodass hier eine zusätzliche Bandpass-Filterung bei 140 MHz erforderlich wird, oder man digitalisiert mit dem ADC und filtert dann digital.

Eine AD6676-basierte IDU-Empfängerarchitektur hat unverzüglich den Dynamikbereich zur Unterstützung dieses Szenarios ohne extra Filterung. Bild 4 zeigt die FFT-Darstellung des AD6676s bei exakt dem gleichen Empfänger-Lineup wie in Bild 2 und 3, nur mit der Ausnahme, dass die Bandbreite des Σ-Δ ADCs auf 56 MHz reduziert wurde. In diesem Beispiel wurde ein -32-dBm-CW-Ton mit 175 MHz (bzw. 35 MHz Offset) dem stets präsenten -26-dBm-Transmitter-Leakage-Signal auf 400 MHz hinzugefügt. Dieser CW-Ton korrespondiert mit einem -17-dB-FS-Eingangspegel aus Sicht des AD6676 und wurde so gewählt, dass er 30 dB höher ist als ein -47-dB-FS/1024-QAM-Signal entsprechend der minimalen Empfindlichkeit (CNR = 36 dB). Der CW-Interferenzton kann noch um bis zu 15 dB erhöht werden, was die herausragende Designreserve bezüglich des Rauschens der HF/Mikrowellen-Schaltung unterstreicht. In Abwesenheit dieses Blockers kann man den Pegel des 1024-QAM-Nutzsignals um bis zu 38 dB erhöhen, sodass ein zusätzlicher Spielraum für den Dynamikbereich zu konstatieren ist, der den IDU-Empfänger befähigt, gut mit Fading umzugehen.

Den gleichen Vorteil eines hohen Dynamikbereichs, den der AD6676 für das IDU-Design bietet, kann auch ein komplettes ODU-Empfänger-Design erreichen. Bild 5 zeigt, wie der AD6676 in einer Empfänger-Anordnung für eine von 18 bis 23 GHz geeignete ODU eingesetzt werden kann, wenn er mit einer Baugruppe – bestehend aus einem Balance-RF-Mischer, wie dem ADL5801, einem Mikrowellen-Mischer mit Spiegelfrequenzunterdrückung, wie dem HMC966 und einem RF-VGA wie dem ADL5246 - kombiniert wird. Beachten Sie, dass andere µW-Bänder im 6-bis 43 GHz-Bereich durch die Auswahl unterschiedlicher Image-Reject-Mischer, µW PLLs und möglicherweise auch durch Wahl einer anderen ersten IF ebenfalls unterstützt werden können. Im skizzierten Fall der vollständigen ODU gibt es keine Kabel, welche die ZF-Wahlmöglichkeiten einschränken könnten, sodass der AD6676 für eine ZF über 300 MHz eingerichtet werden kann, was die Anforderungen an die HF-Filterung mit Blick auf Spiegelfrequenzen vereinfacht. Das HF-Filter für 1960 MHz ist für die Unterstützung von Kanalbandbreiten bis zu 112 MHz spezifiziert. Wird der AD6676-interne Attenuator auf 0 dB gesetzt, dann liegt der kombinierte Rauschflur von ADL5801 und AD6676 unter -157 dB FS/Hz für Kanalbandbreiten von 56 MHz, was einem äquivalenten Rauschmaß von 17 dB entspricht. Die sich einstellende Übertragungs-/Umsetzungsverstärkung von ADL5246 und HMC966 lässt sich aufgrund des unmittelbaren Dynamikbereichs von ADL5801/AD6676 optimieren. Die AGC-Schwelle des ADL5246 lässt sich so einstellen, dass die Heraufregelung der Verstärkung bei einem Pegel beginnt, wo die BER des Modem-Empfängers unter einen vorbestimmten Wert fällt. Dieser hybride Ansatz führt dazu, dass die HF-AGC nur bei sehr geringen Eingangspegeln aktiv wird, was einer Verbesserung der Empfängerempfindlichkeit gleichkommt.

Zusammengefasst

lässt sich Folgendes feststellen: Die kommende Generation von Mikrowellen-Punkt-zu-Punkt-Verbindungen muss es ermöglichen, Kanalbandbreiten im Bereich 3,5 bis 112 MHz zu unterstützen. Sie muss mit höheren Dynamikbereichen arbeiten, um sukzessive höhere M-QAM-Pegel (M-ary Quadrature Amplitude Modulation) innerhalb breiterer Fadingreserven zu ermöglichen. Das ZF-Empfänger-Subsystem AD6676 ermöglicht eine standardmäßige Mikrowellen-Point-to-Point-Plattform, welche herkömmliche IDU/ODU-Split-Systeme ebenso gut wie neuere ODU-Plattformen unterstützt. Für die IDU/ODU-Split-Systeme bedeutet ihr herausragend hoher Dynamikbereich, dass man eine exzellente Modulationsgenauigkeit (EVM) auch beim Auftreten starker Interferenzsignale aufrechterhalten kann, ohne aufwändige Filter einsetzen zu müssen. Für vollständige ODU-Systeme reduziert der unmittelbar sich ergebende Dynamikbereich den erforderlichen HF-AGC-Bereich sowie den Aufwand bei der HF-Filterung. ◄