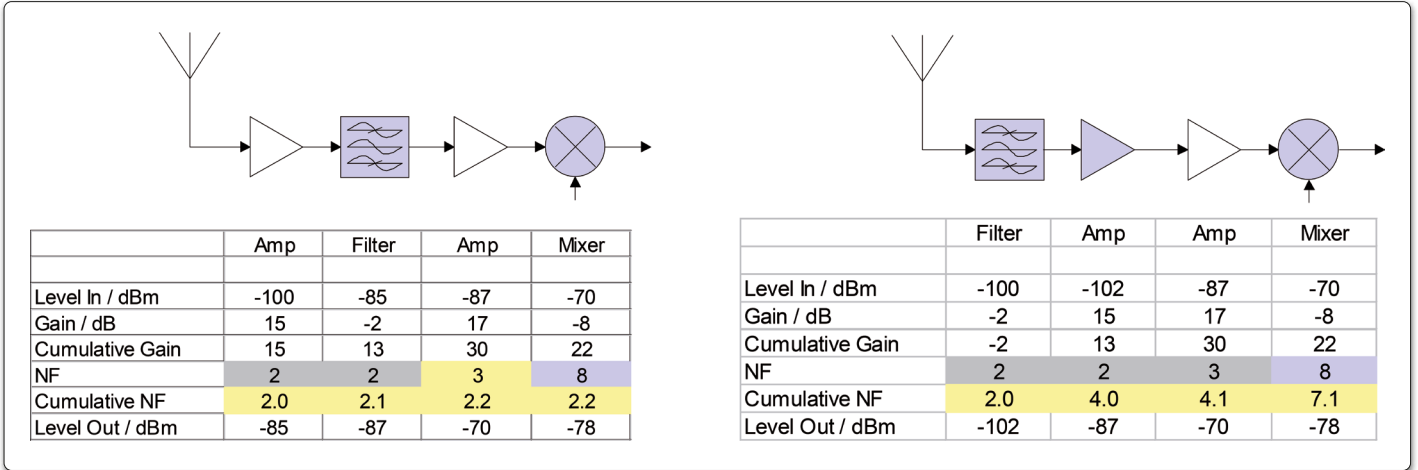


Wie entwirft man ein Funksystem?

Dieser Beitrag soll dem Ingenieur, der neu auf diesem Gebiet ist, einen Überblick über die Entwicklung von Funksendeempfängern geben.



Es wird gezeigt, wie die Anforderungen an ein Funkgerät aus den

Berechnungen des Verbindungsbudgets abgeleitet werden und dann das Modulationsschema sowie die Sender- und Empfänger-kaskaden so gestaltet werden, dass sie diese erfüllen.

Einführung

In seiner Grundform geht es beim Entwurf von HF-Systemen darum, Module wie Verstärker, Oszillatoren und Mischer miteinander zu verbinden, um eine funktionale Empfänger- oder Senderkette zu bilden. Um ein Funkgerät von Grund auf zu entwerfen, muss der Entwickler jedoch über Kenntnisse der Komponenten

verfügen, die mit dem Funkgerät zusammenarbeiten, wie z.B. die Benutzerschnittstelle, die Basisbandfunktionalität, die Stromversorgung und die Antenne. Schon vorher ist es wichtig, die Kundenanforderungen und das Budget für die Funkverbindung zu analysieren, um ein Pflichtenheft zu erstellen.

Dazu sollen nun Methoden zur Berechnung der erforderlichen Funkleistung vorgestellt werden, um danach den Prozess der Kaskadierung von Modulen zur Bildung einer HF- oder ZF-Kette

durchzuspielen. Dies beginnt mit Verstärkungsberechnungen und führt dann in die Bereiche „Verstärkungskompression, Intermodulation, Filterung und Rauschzahl“. Um den Überblick zu vervollständigen, werden die Themen „Modulationsverfahren“ und „Kompromisse beim Verbindungsbudget“ kurz erwähnt.

Der Link-Haushalt

Um ein Funksignal von A nach B zu übertragen, ist es notwendig, ein Signal mit ausreichender Leistung in die richtige Richtung zu senden. Mit Abstand R von der Antenne vermindert sich die Leistung eines Funksignals im freien Raum folgendermaßen (Pfadverlust):

$$Path\ loss = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \text{ dB}$$

In der Praxis kommen noch Verluste durch Hindernisse wie Vegetation, Gebäude und Hügel dazu. Weiter ist zu beachten, dass der Pfadverlust im freien Raum mit der Frequenz zunimmt, sodass höhere Frequenzen eher für die Kommunikation über kürzere Entfernungen genutzt werden. Daher wurden Modelle zur Vorhersage von Pfadverlusten veröffentlicht, die die lokale Funkumgebung berücksichtigen. Modelle wie das von Hata [1] berech-

nen einen mittleren Pfadverlust für ein großes Gebiet, während Modelle wie das von Lee [2] die durch natürliche und künstliche Strukturen verursachten Effekte herausrechnen, um eine gebietspezifische Vorhersage zu ermöglichen. Neuerdings gibt es Computer-Vorhersagemodelle, die ein Pfadverlustmodell mit detaillierten Kartierungsdaten kombinieren, sodass die Abdeckung eines Senders an einem bestimmten Ort vorhergesagt werden kann.

Um das Budget einer Funkverbindung zu berechnen, werden die Leistung des Senders und die Empfindlichkeit des Empfängers mit ihren Antennengewinnen zu den Pfadverlusten addiert. Nehmen wir zum Beispiel einen Sender mit einer Leistung von 10 dBm, der über eine Antenne mit einem Gewinn von 7 dBi an einen Empfänger mit einer Antenne mit 0 dBi und einer Empfindlichkeit von -110 dBm sendet. Der maximale Pfadverlust, den diese Verbindung erliden kann, ist die Summe der Antennengewinne und der Differenz zwischen der Sendeleistung und der Empfangsempfindlichkeit, in diesem Fall 127 dB. Aus (1) lässt sich errechnen, dass dies im freien Raum einer Reichweite von 35 km bei 1 GHz entspricht. In einer typischen

Quelle:
 „The Basics of Radio System Design“
 Mark Hunter
 Plextek Communications
 Technology Consultants
 www.plextek.co.uk
 übersetzt und leicht gekürzt
 von FS

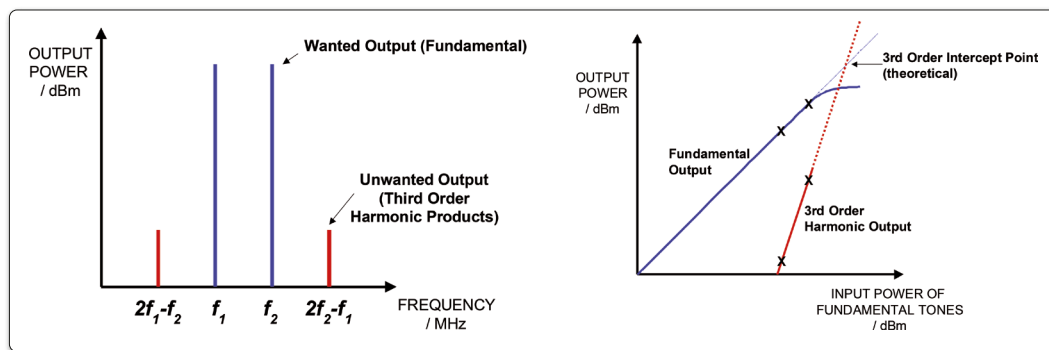


Bild 1: Gut Bekanntes zum IP3

Mobilfunkumgebung würde sich die Reichweite jedoch stark verringern.

Neben dem Pfadverlust beeinflussen Faktoren wie Reflexion, Beugung und Interferenz die Signalqualität. Dem Systementwickler stehen eine Reihe von Hilfsmitteln zur Verfügung, um solchen Beeinträchtigungen entgegenzuwirken. Die Antenne ist ein besonders wichtiger Faktor, da eventuell ihre Höhe vergrößert werden kann, um über Hindernisse hinwegsehen zu können. Eine Antenne mit hohem Gewinn wirkt Pfadverlusten in einer bestimmten Richtung entgegen und vermeidet zudem Störungen aus einer anderen Richtung. Zwei oder mehr Antennen können in einem Diversity-Schema verwendet werden, bei dem der Empfänger (oder Sender) die Antenne mit der besten Signalqualität zu einem bestimmten Zeitpunkt wählt.

Digitale Techniken werden auch zunehmend eingesetzt, um Störungen zu bekämpfen und Fehler in Systemen zu reduzieren. Etwa digitale Entzerrer gleichen Kanalstörungen aus, z.B. reflektierte Versionen eines Signals, die kurz nach dem Direktsignal ankommen (ähnlich dem Geisterbild beim analogen Fernsehen). Bei der Vorwärtsfehler-

korrektur werden die zu übertragenden Daten digital codiert, damit Fehler im Empfänger erkannt und korrigiert werden können. Diese Korrektur wird in vielen Anwendungen, wie Mikrowellen-Punkt-zu-Punkt-Verbindungen, Mobiltelefonie und Telemetrie, eingesetzt.

So geht es weiter: Blocks in Kaskade

Nach der Berechnung des Verbindungsbudgets und der Auswahl geeigneter

Komponententechnologien kann eine Anforderungsspezifikation erstellt werden, anhand derer die Kaskade von Funkmodulen entworfen werden kann. Am einfachsten gelingt das mit dem Dezibel.

Bei der Arbeit mit einer Verstärkungskaskade ist es notwendig, den Signalpegel zu berücksichtigen, der jedem Modul zugeführt wird, da Komponenten wie Mischer und Verstärker nur eine begrenzte Signalleistung abgeben können. Ein nützliches Maß für die Menge an Leistung, die ein Gerät erzeugen kann, ist der 1-dB-Kompressionspunkt. Bei niedrigen Signalpegeln wird ein Gerät als linear angesehen, aber wenn das Eingangssignal erhöht wird, beginnt das Signal am Ausgang hinter dem Eingangs-

signal zurückzufallen. Wenn der Rückfall 1 dB erreicht, wird die Eingangsleistung oder die Ausgangsleistung gemessen und als Eingangs-1-dB-Punkt oder Ausgangs-1-dB-Punkt bezeichnet.

Bei einer Sende- oder Empfangskette sollte der Signalpegel an Komponenten wie Verstärkern und Mischern mit ihren 1-dB-Kompressionspunkten verglichen werden, um sicherzustellen, dass diese nicht überschritten werden. Auch Komponenten, die gemeinhin als linear gelten, wie z.B. Filter, sollten überprüft werden, um sicherzustellen, dass ihre maximale Nennleistung nicht überschritten wird.

Der Intercept-Punkt dritter Ordnung ist ein Maß für die Linearität, das den Anteil der Oberschwingungen dritter Ordnung beschreibt, der in einem Gerät erwartet werden kann. Wenn die Amplitude eines Signals durch Geräte wie Mischer und Verstärker beschnitten wird, entstehen Oberwellen. Produkte dritter Ordnung sind wichtig, da sie im Gegensatz zu Produkten zweiter Ordnung nahe an der Nutzfrequenz liegen. Um die Ober-

schwingungen dritter Ordnung eines Geräts zu messen, werden zwei Töne f_1 und f_2 an den Eingang gelegt, und die Oberschwingungen dritter Ordnung können auf einem Spektrumanalysator angezeigt werden, wie in Bild 1 dargestellt. Der Pegel der Grundschwingung und der Ausgangspegel dritter Ordnung werden aufgezeichnet, und die beiden Linien werden bis zu dem theoretischen Punkt verlängert, an dem sie sich schneiden würden. Es ist zu beachten, dass der Schnittpunkt dritter Ordnung (IP3) theoretisch ist und sich je nach dem

Signalpegel, von dem aus er extrapoliert wird, leicht verändert.

Bei einer Kaskade von HF-Modulen ist es oft nützlich, den kaskadierte IP3 darzustellen. Es folgt der Ausdruck für den IP3 von zwei kaskadierten Blöcken: (Formel 2)

IP3 kann sich auf den Eingang oder den Ausgang eines Moduls beziehen, und es ist darauf zu achten, dass immer angegeben wird, welcher IP3 gemeint ist, um Verwechslungen zu vermeiden. Dies ist besonders wichtig bei einer Sende- oder Empfangskaskade, da alle Module auf dieselbe Weise beschrieben werden müssen, damit ihr kaskadierter IP3 berechnet werden kann.

Ein anderes wichtiges Thema ist die Filterung. Vorfilter, ZF-Filter und Tiefpassfilter am Ausgang müssen optimal funktionieren. Die Bandpassfunktion eines ZF-Filters kann auch so ausgelegt werden, dass andere Frequenzbänder gedämpft werden, die

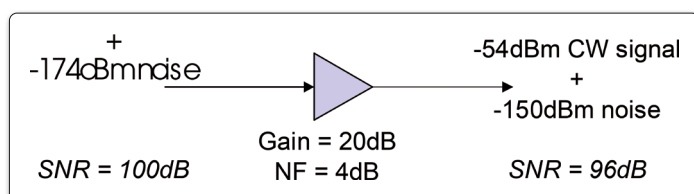


Bild 2: So kommt beispielsweise beim stolzen SNR von 100 dB zustande

$$\begin{array}{c}
 \boxed{I_1} \rightarrow \boxed{I_2, G_2} \rightarrow I_0 \\
 \\
 I_0 := 10 \cdot \log \left(\frac{1}{\frac{1}{10^2} + \frac{1}{10^{I_1 + G_2}}} \right) \quad \text{All terms in dB}
 \end{array}$$

Formel 2

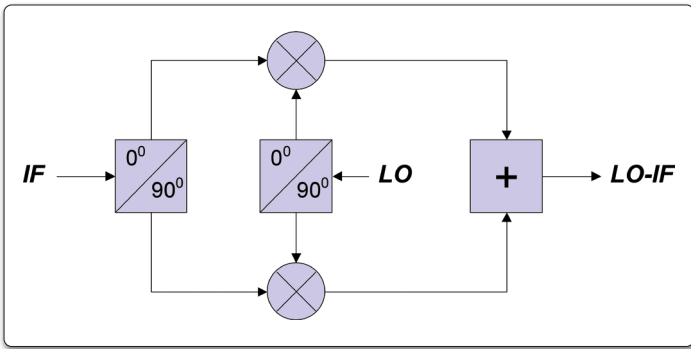


Bild 3: Prinzip Einseitenbandmischer

ansonsten den Eingangsverstärker überlasten könnten. Das ZF-Signal am Ausgang der ersten Abwärtswandlung enthält ein ganzes Band von Signalen. Ein Schmalbandfilter wird verwendet, um den gewünschten Kanal auszuwählen und andere Kanäle im Band abzuschwächen. Da die Mittenfrequenz des Schmalbandfilters fest ist, wird der durchstimmbare lokale Oszillator verwendet, um den gewünschten Kanal auf die Mitte des Filterdurchlassbereichs abzustimmen.

Alternativ kann der erste Mischer verwendet werden, um die HF auf eine höhere ZF hochzusetzen. Dies wird verwendet, wenn die HF-Bandbreite in Bezug auf die Mittenfrequenz hoch ist, da die höhere ZF dem abstimmbaren Oszillator einen proportional niedrigeren Abstimmbereich ermöglicht.

Der abschließende Mischer wandelt das ZF-Signal in ein Basisband um, damit es dann in den Demodulator eingegeben werden kann. Ein Tiefpassfilter wird verwendet, um hochfrequentes Rauschen in den Analog/Digi-

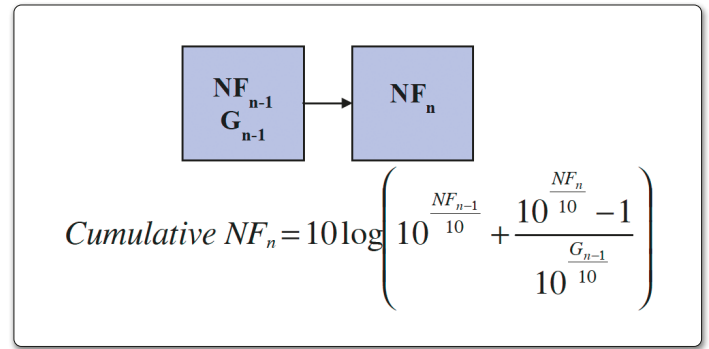
tal-Wandler zu reduzieren und um Aliasing des Nutzsignals zu verhindern.

In Sender- und Empfängerketten wird eine Vielzahl von Filterschemata verwendet, aber das Konzept des HF-Bandpassfilters, des Kanalauswahlfilters und des Tiefpass-Basisbandfilters kann auf viele Entwürfe angewendet werden.

Thermisches Rauschen und Phasenrauschen

Jede aktive Komponente hat ein elektronisches Rauschen, das durch die Betriebsbedingungen (Versorgungsspannung/Temperatur) minimiert werden kann.

Unvermeidbar ist das thermische Rauschen: Die Rauschleistung eines Widerstands wird durch die auf Boltzmann zurückgehende klassische Gleichung angegeben. Für den Designer ist wichtig zu wissen, dass dieses mit der Bandbreite zunehmende Rauschen auch für den Innenwiderstand einer Quelle gilt, vom System nicht irgendwie vermieden werden kann. Wei-



Formel 3

ter fundamental für Entwickler: Bei einer Temperatur von 290 K (Raumtemperatur) beträgt das thermische Grundrauschen -174 dBm in einer Bandbreite von 1 Hz.

Bild 2 bringt ein Beispiel, wie sich das in der Praxis auswirkt.

Eine alternative Methode, das Rauschen auszudrücken, ist übrigens die Angabe seiner äquivalenten Rauschtemperatur. Die folgende Gleichung beschreibt die kumulative Rauschzahl von zwei kaskadierten Modulen. Sie kann für Module wie Filter und passive Mischer verwendet werden, die keine Verstärkung haben, wenn ihr Verlust in Dezibel anstelle ihrer Rauschzahl verwendet wird (Formel 3):

Das Aufmacherbild veranschaulicht die Bedeutung der Rauschzahl und der Verstärkung des „vorderen Teils“ für die gesamte kumulative Rauschzahl eines Empfängers. Der erste Fall zeigt einen rauscharmen Verstärker vor

Das Phasenrauschen eines lokalen Oszillators mischt sich bei der Frequenzmischung in Sender und Empfänger mit dem modulierten Nutzsignal. Eines der Ergebnisse ist, dass das Nutzsignal im Frequenzbereich zusätzlich zu seinen Modulationsseitenbändern auch Phasenrausch-Seitenbänder aufweist. Der Effekt ist im Zeitbereich als Phasenfehler der Modulation zu erkennen.

Eine schlechte Phasenrauschleistung kann auch zu hohen Pegeln unerwünschter Nachbarkanalleistung führen, die von Sendern abgestrahlt werden, und zusätzlich zu einer schlechten Nachbarkanalselektivität in Empfängern. Wenn der Systementwickler die Anforderungen an den übertragenen Störpegel und die Demodulatoreigenschaften kennt, kann er den Pegel des Phasenrauschens bei verschiedenen Frequenzabweichungen vom Nutzton festlegen und so übermäßiges Übertragungsrauschen und Demodulationsfehler vermeiden.

Einseitenband-Modulator

Es wird davon ausgegangen, dass der Leser mit der Multiplikationswirkung eines Mixers vertraut ist, die zur Erzeugung von zwei Tönen im Frequenzbereich führt:

$$2 \cos(A) \cos(B) \equiv \cos(A+B) + \cos(A-B)$$

Die Wirkung eines Mixers führt zu zwei Produkten, von denen eines normalerweise das erwünscht und das andere unerwünscht ist, sodass eines der beiden herausgefiltert werden muss. Durch Hinzufügen

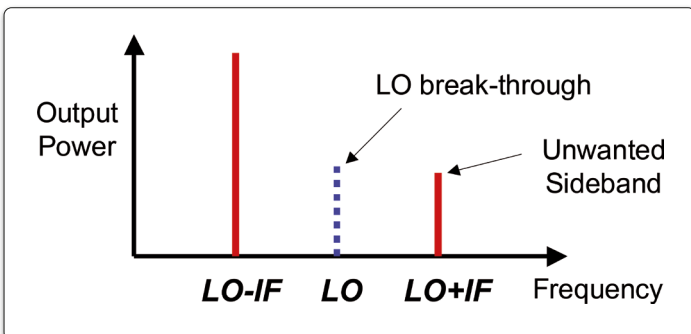


Bild 4: Spektrum Einseitenbandmodulator/Spiegelfrequenzunterdrückungs-Mischer

einem Bandpass-ZF-Filter. Dies ergibt ein niedriges kumulatives Rauschmaß von 2,2 dB am Ausgang des Mixers, aber der rauscharme Verstärker bleibt ungeschützt vor großen Out-of-Band-Störsignalen. Der zweite Fall ist identisch, mit der Ausnahme, dass die Positionen des Filters und des Verstärkers vertauscht wurden. Die kumulative Rauschzahl hat sich beträchtlich erhöht, aber der Frontend-Verstärker ist nun vor unerwünschten Out-of-Band-Störsignalen geschützt.

eines zusätzlichen Mischers und zweier 90-Grad-Phasenschieber, wie in Bild 3 dargestellt, kann eines der Seitenbänder ausgelöscht werden:

$$\sin(A)\sin(B) + \cos(A)\cos(B) \equiv \cos(A - B)$$

Die folgende Gleichung zeigt auch, dass durch einfaches Vertauschen der Phasenschieberausgänge des Oszillators das andere Seitenband gewählt werden kann

$$\sin(A)\cos(B) + \cos(A)\sin(B) \equiv \sin(A + B)$$

Diese Anordnung wird in der Regel verwendet für Einseitenband-Modulation (SSB) und zur Spiegelfrequenz-Unterdrückung. Wenn der Einseitenbandmischer in einem Empfänger verwendet wird, kann er zur Unterdrückung der unerwünschten Frequenz bei der Abwärtswandlung eingesetzt werden. Das gleiche Prinzip lässt sich in Sendern verwenden, um die Notwendigkeit der Filterung des unerwünschten Mischerprodukts zu verringern.

Bild 4 zeigt den Ausgang eines SSB-Modulators. Es ist zu erkennen, dass trotz der gerade bemühten Mathematik die nichtideale Vervielfachung von realen Mischern zu einem unerwünschten Seitenband und Lokaloszillator am Ausgang führt. Dies ist in der Regel auf kleine DC-Offsets an den Eingängen der Mischer zurückzuführen, die sich durch Kalibrierung mit einstellbaren Spannungsteilern minimieren lassen.

Ein typischer SSB-Modulator kann eine Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes von 10 bis 25 dB erreichen, aber mithilfe der Kalibrierung lässt sich dies auf 40 oder 50 dB erhöhen.

IQ-Modulation

Bild 5 zeigt eine Modifikation des SSB-Modulators. Die zu übertragenden Daten werden mit einem Seriell/Parallel-Wandler in zwei Ströme aufgeteilt. Bei der Quadratur-Phasenumtastung (QPSK) wird für je zwei Datenbits eines an den I- und eines an den Q-Kanal gesendet. So entsteht eine Konstellation von I und Q mit vier „Symbolen“, die

jeweils durch zwei Bits beschrieben werden.

Da die digitalen Daten schnelle Flanken haben und Oberwellen enthalten, wird ein Tiefpassfilter verwendet, um die Modulation zu formen und ihre Bandbreite zu begrenzen. Die für QPSK verwendeten Filter sind vom Typ des erhöhten Kosinus, der die Daten so formt, dass die Interferenz zwischen aufeinanderfolgenden Symbolen, die sogenannte Intersymbol-Interferenz, minimiert wird. Ein weiteres

gängiges Filter ist das Gauß-Filter, das für die Kommunikationsstandards DECT und GSM verwendet wird. Die Filter können entweder analog oder digital sein, wobei die Digital-/Analog-Wandler in Bild 5 je nach Bedarf direkt vor oder nach den Filterblöcken angeordnet sind.

Um dieses Prinzip noch zu erweitern, kann der Seriell-Parallel-Wandler ein Wort ausgeben, das mehr als ein Bit auf jedem der I- und Q-Kanäle enthält. Mit zwei Bits pro I- und Q-Kanal beschreiben vier Bits jedes Symbol. Dies wird als 16 QAM (Quadratur-Amplituden-Modulation) bezeichnet, da es 16 mögliche

Symbole gibt (Bild 6).

Wie zu erwarten, sind auch andere Modulationsverfahren 2ⁿ QAM möglich, die n Bits pro Symbol enthalten. Der Vorteil dieser größeren Anzahl von Bits pro Symbol besteht darin, dass beide die gleiche Funkbandbreite für eine bestimmte Symbolrate nutzen. So lassen sich z.B. mit 256 QAM (8 Bits pro Symbol) 40 Mbit/s in derselben Bandbreite übertragen wie mit 16 QAM (4 Bits pro Symbol) 20 Mbit/s, da

beide eine Symbolrate von 5 Mio. Symbolen/s haben. Proakis [3] gibt eine gute technische Beschreibung mit Berechnungen zu Fehlerraten und erforderlicher Bandbreite. Alternativ dazu bietet [4] einen anschaulichen Überblick und ist leichter zu lesen.

Leider gehen diese Vorteile auf Kosten des Signal/Rausch-Verhältnisses (SNR), das die ver-

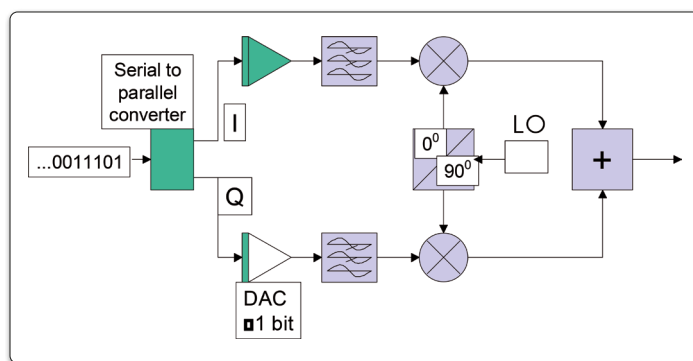


Bild 5: Prinzip IQ-Modulator

schiedenen Modulationsverfahren benötigen, um die gleiche Bitfehlerrate zu erreichen. Aus diesem Grund werden für Punkt-zu-Punkt-Mikrowellenverbindungen mit hoher Datenrate häufig Modulationsverfahren hoher Ordnung verwendet, die ein gutes SNR garantieren können, während die meisten Mobiltelefonsysteme

Verfahren niedriger Ordnung mit nur zwei Bits pro Symbol verwenden, da die Kommunikationsreichweite (Abdeckung) von größter Bedeutung ist. Für jedes Funksystem wird ein Modulationsverfahren gewählt, das von der Bedeutung der Bandbreite, der verfügbaren Sendeleistung, der erforderlichen Reichweite, der

Datenrate sowie der Komplexität und den Kosten der erforderlichen Modulatoren und Demulatoren abhängt.

Zusammenfassung

Wie man sieht, beginnt der Prozess der Entwicklung eines kompletten Funksystems mit einer Studie der Anforderungen, um eine Spezifikation des Verbindungsbudgets und der Leistung zu erstellen. Die Spezifikation wird dann verwendet, um Sender- und Empfängerkaskaden zu entwerfen, die diese Anforderungen erfüllen. Die Bereiche „Ausbreitung“ und „Modulationstechniken“ sind für den Konstrukteur

bei der Definition neuer Funk-systeme wichtig.

Der Entwurf eines Senders oder Empfängers ist in der Regel

ein iterativer Prozess des Kompromisses zwischen Leistung, Größe, Kosten und Stromverbrauch. Der Systementwickler muss einen guten Überblick über all diese Faktoren haben, um sinnvolle Spezifikationen erstellen zu können!

Referenzen

- [1] Hata, M: Empirical Formula for Propagation in Land Mobile Radio Services, IEEE Trans. Vehic. Tech. Vol. 29, No. 3, 1980
- [2] Adawi, N, Bertoni, Hetal: Coverage Prediction for Mobile Radio Systems Operating in the 800/900MHz Frequency Range, IEEE Trans. Vehic. Tech. Vol. 37, No. 1, 1988
- [3] Proakis, J: Digital Communications, Kapitel 5, 3rd Edition, McGraw-Hill 1995
- [4] Hewlett Packard: Digital Modulation in Communications Systems - An Introduction, Application Note 1298, 1997 ◀

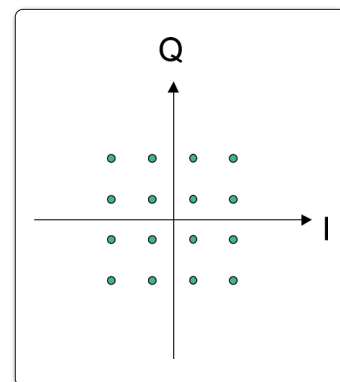


Bild 6: Konstellation von 16 QAM