

Modulation und Signalgenerierung mit R&S® Signalgeneratoren

Educational Note

Produkte:

- R&S®SMB100A
- R&S®SMBV100A
- R&S®SMC
- HM8134-3 / HM8135
- HMF2525 / HMF2550

Signalgeneratoren sind in der elektrischen Messtechnik ein wichtiger und nicht mehr wegzudenkender Bestandteil. Mit den erzeugten Testsignalen werden Komponenten wie Filter und Verstärker oder ganze Baugruppen gespeist, um deren Verhalten und Eigenschaften zu bestimmen bzw. zu testen. Im ersten Teil dieser Educational Note werden die Einsatzgebiete und die wichtigsten Signalgeneratortypen vorgestellt. Dem folgt eine Beschreibung über den Aufbau und die Funktionsweise von analogen und Vektor-Signalgeneratoren. Zum besseren Verständnis von Datenblattangaben wird auf die wichtigsten Parameter eines Signalgenerators näher eingegangen.

Neben der Ausgabe von spektral reinen Signalen ist vor allem die Erzeugung von analog und digital modulierten Signalen eine wichtige Aufgabe von HF-Signalgeneratoren. Im zweiten Teil werden deshalb die Grundlagen der wichtigsten analogen und digitalen Modulationsverfahren vorgestellt.

Der dritten Teil dieser Educational Note enthält Übungsaufgaben zu den Themen analoge und digitale Modulation. Alle vorgestellten Messungen erfolgen mit dem Vektorsignalgenerator R&S®SMBV100A und dem Spektrumanalysator R&S®FSV

Anmerkung:

Die aktuelle Version dieses Dokuments findet man auf unserer Homepage:
<http://www.rohde-schwarz.com/appnote/1MA225>.

Inhaltsverzeichnis

1	Was ist ein Signalgenerator?	4
1.1	Wozu benötigt man Signalgeneratoren?	4
1.2	Welche Signalgeneratortypen gibt es?	5
1.2.1	Analoge Signalgeneratoren	6
1.2.2	Vektor-Signalgeneratoren	20
1.2.3	Arbitrary Waveform-Generatoren (ARB)	35
1.3	Wichtige Kenngrößen von Signalgeneratoren	38
1.3.1	Phasenrauschen	38
1.3.2	Nebenaussendungen	43
1.3.3	Frequenzstabilität	48
1.3.4	Pegelgenauigkeit und Pegeleinstellzeit	49
1.3.5	Error Vector Magnitude (EVM)	51
1.3.6	Nachbarkanalleistung (ACP)	53
1.3.7	Anpassung (VSWR)	54
2	Modulationsverfahren	60
2.1	Analoge Modulationsverfahren	60
2.1.1	Amplitudenmodulation	61
2.1.2	Zeitfunktion und Frequenzspektrum der Amplitudenmodulation	61
2.1.3	Arten der Amplitudenmodulation	68
2.1.4	Winkelmodulation	71
2.1.5	Zeitfunktion und Frequenzspektrum	71
2.1.6	Unterscheidung der Winkelmodulation in Frequenz- und Phasenmodulation	75
2.1.7	Frequenzmodulation mit Vorverzerrung	76
2.1.8	Vor- und Nachteile der Frequenzmodulation im Vergleich zur Amplitudenmodulation	77
2.2	Digitale Modulationsverfahren	78
2.3	Prinzip der IQ-Modulation	79
2.4	Digitale Modulation eines Sinusträgers	81
2.4.1	Amplitudenumtastung (ASK)	82
2.4.2	Frequenzumtastung (FSK)	83
2.4.3	Phasenumtastung (PSK)	87
2.4.4	Quadraturamplitudenmodulation (QAM)	94
2.4.5	Vergleich verschiedener Phasenumtastverfahren	97
2.4.6	Crest-Faktor / Linearitätsanforderungen	98

2.5	Zugriffsverfahren	99
3	Übungsaufgaben	101
3.1	Amplitudenmodulation.....	101
3.1.1	Messaufbau	101
3.1.2	Messung	102
3.2	Frequenzmodulation.....	105
3.2.1	Messaufbau	105
1.1	Messung	105
3.3	Versuch digitale Modulationsverfahren	109
3.3.1	Messaufbau	110
3.3.2	Konfigurieren der Geräte	110
3.3.3	Messen von digitalen Signalen	114
3.4	Versuch Frequenzgangmessung	127
3.4.1	Messaufbau	127
3.4.2	Versuchsdurchführung.....	128
4	Literatur	132

1 Was ist ein Signalgenerator?

Ein Signalgenerator erzeugt elektrische Signale mit einem charakteristischen Zeitverlauf. Abhängig vom Signalgeneratortyp reichen die erzeugten Signalformen vom einfachen Sinus, Sägezahn, Rechteck über analog modulierte Signale wie AM, FM, PM bis zu komplexen digital modulierten Signalen wie sie etwa im Mobilfunk (GSM, UMTS, LTE etc.) verwendet werden. Der Frequenzbereich reicht dabei von einigen kHz bis in den zweistelligen GHz Bereich. Mit zusätzlichen externen Frequenzervielfacher sind sogar Signalfrequenzen bis einige hundert GHz möglich. Die Frequenz des Ausgangssignales lässt sich dabei in der Regel in sehr kleinen Schritten ($< 1\text{Hz}$) einstellen.

Die in automatisierten Messplätzen der Produktion eingesetzten HF-Generatoren können je nach Ausstattung über eine LAN-Anbindung, USB-Schnittstelle oder eine GPIB-Schnittstelle ferngesteuert werden.

Bei HF-Signalgeneratoren unterscheidet man hauptsächlich zwischen

- analogen Signalgeneratoren und
- Vektor-Signalgeneratoren.

1.1 Wozu benötigt man Signalgeneratoren?

Signalgeneratoren finden sowohl in der Entwicklung als auch in der Produktion elektronischer Baugruppen und Komponenten ihre Hauptanwendung. Dazu wird das vom Signalgenerator erzeugte Signal einer zu testenden HF-Baugruppe (Verstärker, Filter etc.) zugeführt. Das Ausgangssignal der Baugruppe wird anschließend mit einem geeigneten Messgerät wie einem Spektrum-/Signalanalysator, Oszilloskop, Leistungsmesser etc. analysiert (Bild 1-1). Anhand der Analyseergebnisse lässt sich feststellen ob sich die Baugruppe wie erwartet verhält. Moderne Signalgeneratoren bieten neben den üblichen Einstellungen für Frequenz, Amplitude oder Modulationsart die Möglichkeit das Testsignal mit Rauschen zu beaufschlagen oder eine Mehrwegeausbreitung (Fading) des Eingangssignals zu simulieren. Damit kann zum Beispiel das Verhalten eines Empfängers bei stark verrauschten Empfangssignalen, die zusätzlich über eine Mehrwegeausbreitung den Empfänger erreichen, untersucht werden.

Obwohl Signalgeneratoren keine Messgeräte im engeren Sinne sind, werden sie wegen der oben beschriebenen Anwendung auch als Messender bezeichnet.

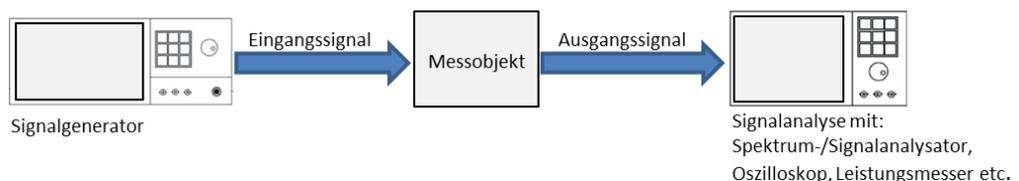


Bild 1-1: Der Signalgenerator liefert das Testsignal für den Funktionstest des angeschlossenen Messobjekts

1.2 Welche Signalgeneratortypen gibt es?

Die Auswahl des richtigen Signalgenerators hängt immer von der Anwendung ab. Wichtige Kriterien sind Frequenzbereich, Pegelbereich, Spektrale Reinheit, Modulierfähigkeit (analog, digital) sowie die Möglichkeit, Signale mit bestimmten Störungen zu beaufschlagen (Rauschen, Simulation von Mehrwegeausbreitung)

Einfache Signalgeneratoren für den Niederfrequenzbereich werden als **Tongenerator** bezeichnet. Üblicherweise wird mit einem Tongenerator ein sinusförmiges, rechteckförmiges oder sägezahnförmiges elektrisches Signal im für den Menschen hörbaren Frequenzbereich, d. h. 20 bis 20.000 Hz erzeugt. Das Ausgangssignal ist sowohl in Frequenz als auch Amplitude manuell einstellbar. Hauptanwendung finden Tonfrequenzgeneratoren in der akustischen Messtechnik und in der Elektroakustik. Sie werden dabei in Kombination mit einem geeigneten Tonpegelmessgerät eingesetzt. So lässt sich zum Beispiel feststellen ob der erzeugte Messton ein Tonübertragungssystem mit gewünschtem Pegel durchläuft. Bei einer gewobbelten Messung kann in Kombination mit einem geeigneten Pegelmessgerät (z.B. Oszilloskop, Spektrumsanalysator, Leistungsmessgerät) der komplette Frequenzgang eines Übertragungssystems aufgenommen werden, indem die Ausgangsfrequenz kontinuierlich verstellt wird bzw. bei Verwendung eines Spektrumanalysators dieser die Frequenz mitgeführt.

Signalgeneratoren, die nur einfache, periodische Signale erzeugen, werden als **Funktionsgeneratoren** bezeichnet. Meist sind das Sinus-, Rechteck- und Dreieckschwingungen. Heutzutage sind überwiegend digitale Funktionsgeneratoren im Einsatz. Diese arbeiten mit direkter digitaler Synthese (DDS) (siehe auch Kapitel [1.2.1.1](#)) und können verschiedene periodische Signalverläufe generieren. Funktionsgeneratoren werden beispielsweise zur Überprüfung von elektronischen Schaltungen wie Verstärker und Filter eingesetzt.

Signalgeneratoren für die Erzeugung von hochfrequenten Sinusschwingungen werden auch als **Messsender** bezeichnet. Oft verfügen diese über eine Wobbelfunktion die das wiederholte Durchlaufen eines einstellbaren Frequenzbereiches ermöglicht. Der Frequenzbereich reicht dabei von einigen kHz bis in den zweistelligen GHz Bereich. Bei den HF-Generatoren unterscheidet man zwischen **analogen und Vektor-Signalgeneratoren**. Analoge Signalgeneratoren bieten Möglichkeit das Ausgangssignal analog in Frequenz- und Amplitude zu modulieren. Auch die Erzeugung von gepulsten Signalen ist möglich. Vektor-Signalgeneratoren bieten zusätzlich die Möglichkeit digital modulierte Signale für eine Vielzahl von Standards aus dem Bereich Mobilfunk, digitales Radio- und TV etc. zu erzeugen. Wie bei den analogen Signalgeneratoren wird auch hier ein hochfrequentes Trägersignal moduliert.

ARbitrary Waveform Gen. sind Vektor-Signalgeneratoren, bei denen die Modulationsdaten vorab, also nicht in Echtzeit berechnet und im RAM-Speicher des Instruments abgelegt werden. Das Ausgangssignal ist dabei immer ein Basisbandsignal. Der Vorteil dieser Generatoren ist, dass nahezu jede erdenkliche Signalform mit ihnen erzeugt und beliebig oft wiederholt werden kann. ARBs werden als universelle Signalquelle im Entwicklungs-, Forschungs-, Test- und auch Servicebereich eingesetzt.

Im Rahmen dieser Educational Note wird im Folgenden auf HF-Signalgeneratoren (analog, vektor-moduliert) sowie auf Arbitrary Waveform Generatoren näher eingegangen.

1.2.1 Analoge Signalgeneratoren

Bei analogen Signalgeneratoren liegt der Schwerpunkt auf der Erzeugung eines hochqualitativen HF-Signals. Unterstützt werden die analogen Modulationsarten AM / FM und ϕ M. Mit manchen Geräten können auch exakte Pulssignale mit unterschiedlicher Charakteristik erzeugt werden.

Analoge Generatoren sind für Frequenzen bis in den Mikrowellenbereich erhältlich. Neben einem Frequenz-Sweep (dt.: Wobbeln) über einen frei einstellbaren Frequenzbereich bieten einige Geräte auch die Möglichkeit den Ausgangspegel in vorgegebenen Grenzen zu durchlaufen (Pegel-Sweep). Damit lassen sich wie bei einem Funktionsgenerator Signalformen wie Sägezahn oder Dreieck erzeugen. Wie erwähnt kann der Pegel mit vorher festgelegtem Puls-/ Pauseverhältnis eine wiederkehrende Folge von rechteckigen Amplitudenverläufen ausgeben. Analoge Generatoren zeichnen sich typischerweise vor allem aus durch:

- sehr hohe spektrale Reinheit (Non-Harmonics) z.B. -100 dBc
- sehr geringes Eigenrauschen (Broadband Noise) z.B. -160 dBc
- sehr geringes Phasenrauschen (SSB Phase Noise) z.B. -140 dBc/Hz (bei 10 kHz Trägerabstand, $f = 1$ GHz, 1 Hz Messbandbreite).

Analoge Signalgeneratoren werden eingesetzt:

- als stabiles Referenzsignal für den Einsatz als Local Oscillator, d.h. als Quelle für Messungen des Phasenrauschens oder als Kalibrier-Referenz.
- als Universalgerät für Messungen von Verstärkung, Linearität, Bandbreite usw.
- bei der Entwicklung und dem Test von HF- und anderen Halbleiter-Chips, z.B. von A/D-Konvertern
- für Empfänger-Tests (Zwei-Ton-Tests, Erzeugen von Stör- und Blocking-Signalen)
- für EMV-Tests (EMV= Elektromagnetische Verträglichkeit)
- als ATE (Automatic Test Equipment) in der Produktion
- für Avionik-Anwendungen (z.B. VOR, ILS)
- für Radar-Tests
- für militärische Anwendungen

Bild 1-2 zeigt beispielsweise eine spezielle Pulsfolge für Radar-Anwendungen:

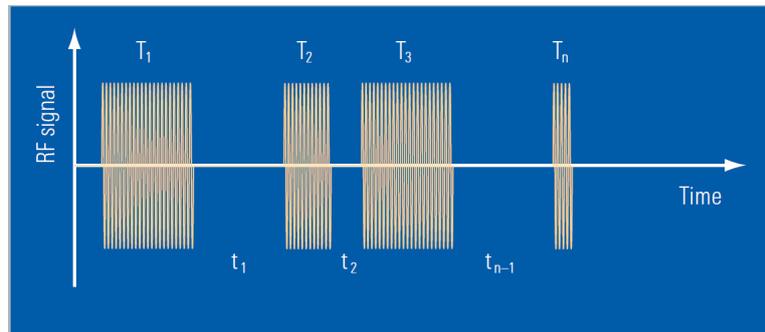


Bild 1-2: Kombination von Pulsen mit unterschiedlicher Breite und Pausendauer für Radar-Anwendungen

Analoge Signalgeneratoren sind mit unterschiedlichen Spezifikationen in allen Preisklassen erhältlich. Für die Auswahl können, die im in Kapitel [1.3 Wichtige Kenngrößen von Signalgeneratoren](#), genannten Kriterien entscheidend sein. Das sind beispielsweise das Erreichen einer geforderten hohen Ausgangsleistung oder ein schnelles Einschwingen von Frequenz und Pegel, eine bestimmte Pegel- und Frequenzgenauigkeit, ein niedriges VSWR, ggf. auch die Bauart und das Gewicht des Generators.

1.2.1.1 Aufbau und Funktionsweise eines analogen Signalgenerators

In [Bild 1-3](#) ist der prinzipielle Aufbau eines analogen HF-Signalgenerators dargestellt. Im Wesentlichen besteht ein Signalgenerator aus drei Hauptfunktionsblöcken:

- dem Synthesizer zur Schwingungserzeugung
- der automatischen Pegelregelung für einen konstanten Ausgangspegel
- Der Ausgangsstufe mit Verstärkern und Stufenteiler zur Steuerung der Ausgangsleistung

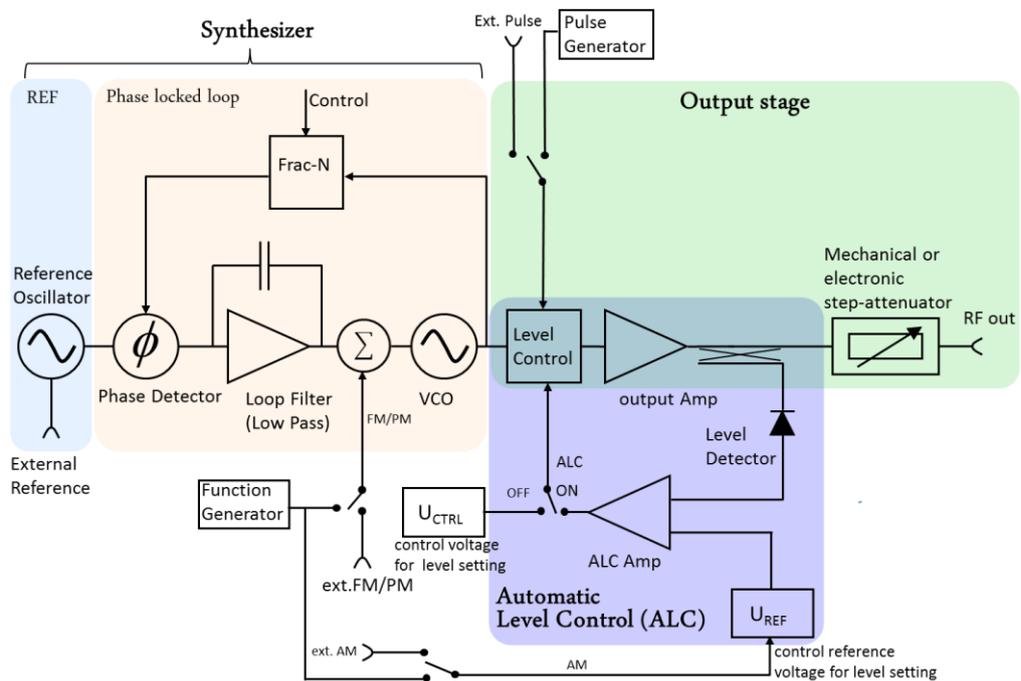


Bild 1-3: Schematischer Aufbau eines analogen HF-Signalgenerators

Synthesizer:

Kernstück des Generators ist der zur Schwingungserzeugung verwendete Synthesizer. Der Begriff Synthesizer beschreibt ein Funktionsprinzip bei dem die Schwingungen synthetisch aus den Schwingungen eines Quarzes mit fester Referenzfrequenz (Reference Oszillator) durch Teilen und Vervielfachen abgeleitet sind. In der Regel kann ein Signalgenerator auch über einen Referenzfrequenz Eingang auf ein zugeführtes Referenzsignal synchronisiert werden. Dies ermöglicht die Synchronisierung mit anderen Messgeräten wie beispielsweise einem Spektrumanalysator. Da die Frequenz eines Quarzes eine hohe Langzeitstabilität und eine geringe Abhängigkeit von der Temperatur aufweist, werden für die Erzeugung der Referenzfrequenz Quarzoszillatoren eingesetzt. Die Qualität eines Oszillators wird generell nach der Stabilität von Amplitude, Frequenz und Phase beurteilt. Die Stabilität kann durch die Verwendung temperaturkompensierten Quarzoszillatoren (TCXO, Temperature Controlled Crystal Oscillator) noch weiter erhöht werden. Dieser bestehen aus einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO: Voltage Controlled Oscillator) und einer Kompensationsschaltung, die der Temperaturabhängigkeit des Oszillators entgegenwirkt. Die Frequenzgenauigkeit dieser Oszillatoren liegt bei unter 100 ppm (ppm: parts per million also 10^{-6}) und sind damit bis zu zehntausendmal genauer als ein, aus diskreten Bauteilen aufgebauter, LC-Schwingkreis. Dennoch unterliegt eine TCXO immer noch einer kleinen, für präzise Anwendungen jedoch störenden thermischen Frequenzdrift. Zur weiteren Erhöhung der Frequenzgenauigkeit ist für die meisten Signalgeneratoren deshalb ein sogenannter Quarzofen (OCXO: Oven Controlled Crystal Oscillator) optional erhältlich. Bei einem OCXO befindet sich der Quarzoszillator in einer beheizten temperaturgeregelten Kammer. Durch das Regeln der Temperatur des Schwingquarzes und der Oszillatorschaltung auf einen Wert über der Raumtemperatur, kann die Schwingkreisfrequenz weiter stabilisiert und

so eine höhere Genauigkeit als ohne Heizung erzielt werden. Je nach verwendeten Oszillatortyp und Anwendung liegt die Betriebstemperatur im Bereich von +30 °C bis +85 °C. Die Genauigkeit kann damit gegenüber einem TCXO um den Faktor tausend verbessert werden und liegt damit im Bereich von 0.001 ppm also bei 10^{-9} . Ebenfalls verbessert wird die Frequenzdrift, hervorgerufen durch die Alterung des Oszillators, das sogenannte Aging. Hier verbessert sich der Wert um den Faktor 100 von 10^{-6} / Jahr auf 10^{-8} / Jahr. Aufgrund dieser unvermeidbaren Alterung des Referenzoszillators und um eine hohe Absolutgenauigkeit zu gewährleisten kann ein regelmäßiger Abgleich der Referenzfrequenz notwendig sein, wenn dies die Anwendung erfordert.

Für die Frequenzvervielfachung wird meist eine phasenstarre Regelschleife (PLL: Phase Locked Loop) verwendet. Das Grundprinzip einer PLL ist in Bild 1-4 dargestellt.

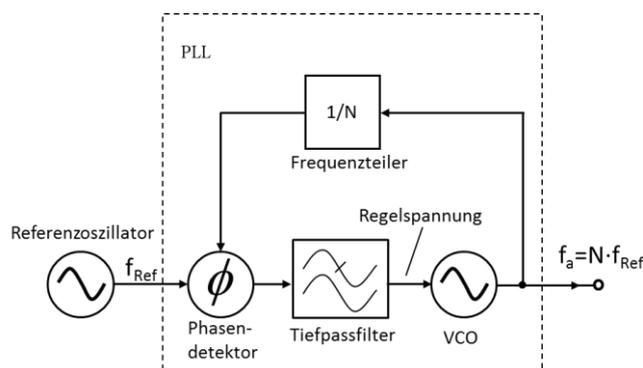


Bild 1-4: PLL Blockschaltbild

Die Schaltung entspricht der Struktur eines Regelkreises. Er besteht aus drei Funktionsgruppen, einem Phasendetektor für den Phasenvergleich, einem Schleifenfilter mit Tiefpasscharakter zur Filterung von Signalanteilen höherer Frequenz aus der Steuerspannung des Phasendetektors sowie dem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO). Die Eingangs- und Ausgangsgröße einer PLL ist eine Frequenz. In der Regelschleife wird die Phasenlage eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) mit der Hilfe eines Phasenvergleichers (Phase Detektor) mit der Referenzphasenlage des Referenzoszillators verglichen. Aus der Abweichung wird eine Steuerspannung gewonnen mit welcher der Oszillator mehrmals in der Sekunde in seiner Phasenlage nachgeregelt wird. In einem Signalgenerator wird das Prinzip der PLL für die Frequenzvervielfachung genutzt. Dazu wird die VCO Ausgangsfrequenz mittels eines digital programmierbaren Frequenzteilers mit dem ganzzahligen Teilungsfaktor N geteilt und über den Rückkopplungszweig dem Phasendetektor zugeführt (Integer-N PLL). Bei eingerasteter PLL ist die Ausgangsfrequenz f_a dann genau N-mal der Eingangsfrequenz f_e des Referenzoszillators. Der große Vorteil dieses Verfahrens ist, dass die erzeugte Frequenz über einen großen Frequenzbereich in Stufen variiert werden kann und dennoch die gleiche Stabilität und Genauigkeit wie der Referenzquarzoszillator besitzt.

Der Nachteil dieses Verfahrens ist, dass aufgrund der ganzzahligen Frequenzvervielfachung die Schrittweite der Frequenzeinstellung (= Frequenzauflösung) gleich groß wie die Referenzfrequenz ist. Soll eine möglichst kleine Frequenzauflösung realisiert werden, kann die Frequenz des Referenzoszillators vor der PLL mittels eines Frequenzteilers entsprechend heruntergeteilt werden. Um hohe Frequenzen zu erzeugen muss aufgrund der dann kleinen Schrittweite ein entsprechen hoher Teilungsfaktor N (wirkt am Ausgang der

PLL als Multiplikator) gewählt werden. Dies wiederum wirkt sich negativ auf das Phasenrauschen (siehe dazu Kapitel 1.3.1) des Ausgangssignales aus, welches mit $20 \log(N)$ dB ansteigt. Bei einem Signalgenerator mit einer Schrittweite von 100 kHz und einer maximalen Generatorfrequenz von 1 GHz würde das Phasenrauschen bis 1GHz um $20 \log(10.000)$ dB = 80 dB ansteigen. Für eine niedrige Referenzfrequenz ist außerdem eine schmale Regelbandbreite notwendig. Die Einrastzeit hängt im wesentlichen von der Regelbandbreite ab. Je kleiner diese ist desto langsamer wird die PLL.

Um die genannten Nachteile hoher Teilungsfaktoren und der damit verbundenen Verschlechterung des Phasenrauschens zu begegnen, werden Synthesizer auch wie in Bild 1-5 dargestellt mit mehreren PLLs realisiert.

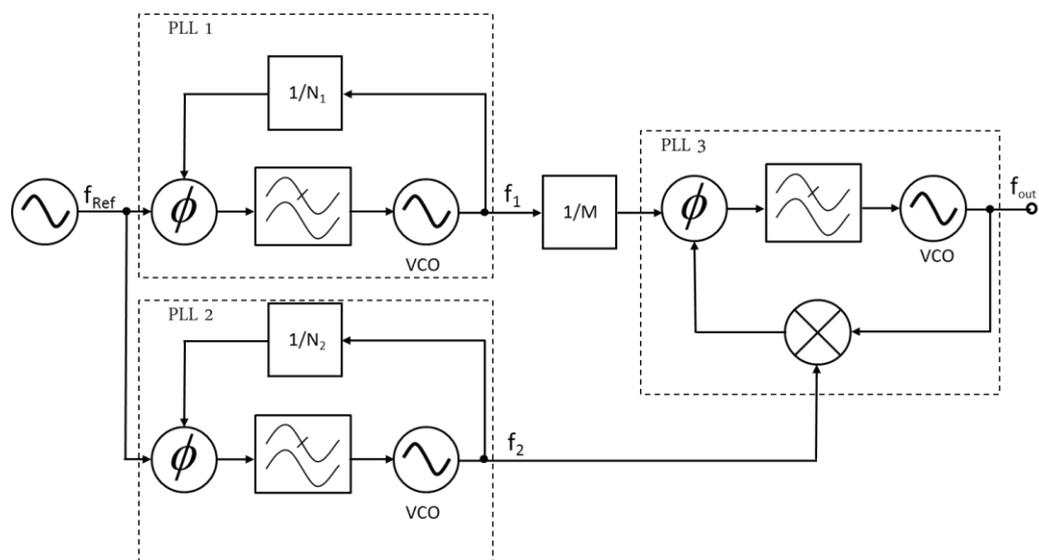


Bild 1-5: Multiloop Synthesizer (Multi-PLL)

Zur Realisierung von feinen Frequenzschritten befindet sich im oberen Signalpfad am Ausgang der ersten PLL (PLL₁) ein Frequenzteiler. Größere Frequenzschritte werden im unteren Pfad mittels einer zweiten PLL (PLL₂) realisiert. Am Ausgang einer weiteren PLL (PLL₃), die anstelle eines Frequenzteilers einen Mischer im Rückkoppelzweig enthält, ergibt sich für die Ausgangsfrequenz mit den Teilungsfaktoren N_1 , N_2 , und M folgender Zusammenhang:

Gleichung 1-1:

$$f_{out} = f_{ref} \cdot \left(\frac{N_1}{M} + N_2 \right)$$

Mit der Wahl von beispielsweise $N_1 = 100$, $M = 100$ und $N_2 = 99$ wird wie im obigen Beispiel aus einer Referenzfrequenz $f_{ref} = 10$ MHz eine Ausgangsfrequenz von 1 GHz erzeugt ($f_{out} = 1$ GHz). Als minimale Schrittweite ergibt sich 100 kHz. Im Vergleich zu der in Bild 1-4 dargestellten einfachen PLL ergibt sich aufgrund der deutlich niedrigeren Teiler Werte ein geringeres Phasenrauschen für das Ausgangssignal. Außerdem kann man aus Gleichung 1-1 erkennen, dass mit einer Multi PLL durch entsprechende Wahl von N_1 und M auch gebrochen Faktoren für die Frequenzvervielfachung und somit sehr kleine Frequenzschritte erzeugt werden können. Nachteilig einer Multi-PLL ist, dass für ein stabiles Ausgangssignal alle PLLs

eingerstet sein müssen und dadurch keine extrem kurzen Frequenzeinstellzeiten möglich sind.

Zusammenfassend zeigt sich für die Dimensionierung einer Integer-N PLL, dass eine hohe Frequenzauflösung im Widerspruch zu den Forderungen nach spektraler Reinheit und kurzer Einrastzeit steht. Eine Multi-PLL liefert kleine Schrittweiten bei geringen Phasenrauschen. Jedoch ist die Frequenzeinstellzeit (engl. Frequency Settling Time) für manche Anwendungen wie beispielsweise in der Produktion nicht ausreichend.

Um eine schnellere Einstellzeit zu erreichen wird bei modernen Signalgeneratoren deshalb im Rückkopplungspfad einer PLL ein Frequenzteiler, der die VCO-Frequenz durch gebrochene Faktoren dividiert, eingesetzt (siehe [Bild 1-3](#))

Dazu wird der Teilfaktor von unterschiedlichen ganzzahligen Werten zeitlich so variiert, dass sich im Mittel der gewünschte gebrochene Einstellwert ergibt. Ein Beispiel: für den Teilungsfaktor 100,5 wird die eine Hälfte der Zeit durch 100 und für die restliche Zeit durch 101 geteilt. Im Mittel ergibt sich daraus der angestrebte Wert von 100,5. Regelkreise, die nach diesem Prinzip arbeiten, werden als Fractional-N PLL bzw. Fractional-N Synthesizer bezeichnet. Am Ausgang des Phasendetektors entstehen dabei allerdings Störsignale (engl. fractional spurs), die mit geeigneten Gegenmaßnahmen (Delta-Sigma-Verfahren) kompensiert oder gefiltert werden müssen. Mit Fractional-N Synthesizern lassen sich beliebig feine Frequenzauflösungen bei gleichzeitig kurzen Einrastzeiten und sehr hoher spektraler Reinheit realisieren. Zur weiteren Reduzierung des Phasenrauschens werden Fractional-N Synthesizer auch als Multiloop Fractional-N Synthesizer nach dem in [Bild 1-5](#) dargestellten Prinzip ausgeführt.

Besonders phasenrauscharme Synthesizer werden nach dem DDS-Konzept (Direct Digital Synthesis) realisiert. Dieses Konzept beruht auf einem Verfahren aus der digitalen Signalverarbeitung zur Erzeugung periodischer, bandbegrenzter Signale mit beliebig feiner Frequenzauflösung. DDS stellt heute neben der PLL die wichtigste Methode zur Generierung von Signalen mit bis in den mHz-Bereich feineinstellbarer Frequenz dar und hat weite Verbreitung in der Messtechnik gefunden.

Da zur Erzeugung von hohen Frequenzen noch keine geeigneten D/A-Wandler zur Verfügung stehen, ist das DDS-Konzept auf Taktfrequenzen bis ca. 1 GHz beschränkt. In Signalgeneratoren (Funktionsgeneratoren) für den Frequenzbereich bis zu mehreren hundert MHz wird DDS oft als alleiniges Konzept zur Signalerzeugung eingesetzt. Um die Vorteile von PLL Synthesizer und DDS zu nutzen wird bei Signalgeneratoren für höhere Frequenzen oftmals eine Kombination aus beiden Konzepten verwendet.

In [Bild 1-6](#) ist der prinzipielle Aufbau des DDS-Konzeptes dargestellt.

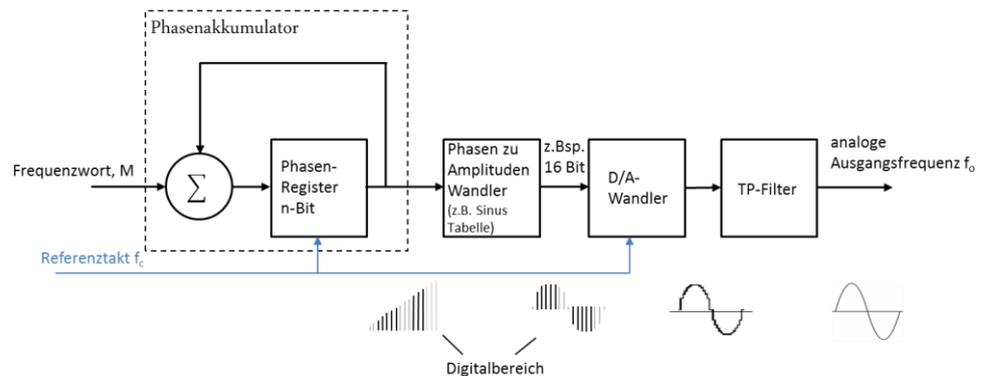
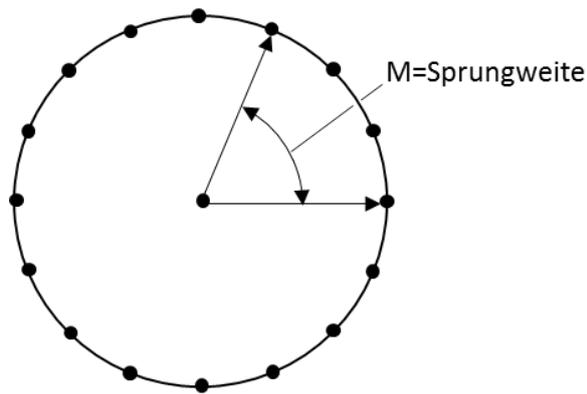


Bild 1-6: DDS Blockdiagramm

DDS basiert auf einem Phasenakkumulator welcher aus einem digitalen Addierwerk kombiniert mit einem Register samt Rückkopplung besteht. Das Register entspricht dabei einem Speicher für die aktuelle Phasenlage. Dieser Phasenakkumulator addiert pro Taktschritt über die Rückkopplung und das Phasenregister das zugeführte Frequenzwort und fungiert somit als Zähler. Das digitale Frequenzwort, mit einer Länge von 24-Bit bis 48-Bit, ist der gewünschten Ausgangsfrequenz äquivalent. Der momentane Zählerstand entspricht dabei einem bestimmten Phasenwinkel. Der Phasenakkumulator kann wie in Bild 1-7 auch als digitales Phasenrad, welches in n gleiche Teile unterteilt ist, betrachtet werden. Das Phasenrad besitzt einen Zeiger, der bei jedem Impuls des Referenztaktes um eine bestimmte Anzahl von Punkten bzw. Winkleinheiten weiter gedreht wird. Die Veränderung der Ausgangsfrequenz geschieht über die Variation des Frequenzwortes M welches auch als Sprungweite interpretiert werden kann. Bei einer Sprungweite des Zeigers von $M=1$ und einem 32-Bit breiten Phasenakkumulator sind 2^{32} Takte notwendig bis der Phasenzeiger 360° durchlaufen hat und durch das Überlaufen des Phasenakkumulators ein neuer Zyklus bei 0° Phasenwinkel von neuem beginnt. Mit $M = 2$ überspringt der Zeiger jeden zweiten Phasenpunkt und rotiert daher doppelt so schnell was zu einer Verdopplung der Ausgangsfrequenz führt. Die mit DDS erreichbare Frequenzauflösung relativ zur Taktfrequenz hängt ausschließlich von der Wortbreite des Phasenakkumulators ab. Eine typische Wortbreite beträgt 32 bit, damit beträgt die Frequenzauflösung bei 200 MHz Systemtakt etwa 0,046 Hz bei einer maximalen Ausgangsfrequenz von theoretisch der halben Taktfrequenz, also 100 MHz.



n	Punkteanzahl 2^n
8	256
12	4096
16	65536
20	1048576
24	16777216
28	268435456
32	4294967296
48	281474976710656

Bild 1-7: Digitales Phasenrad

Der digitale Ausgangswert des Phasenakkumulators wird dann einem Phasen-zu-Amplituden Wandler zugeführt, mit dem die Phaseninformation anhand der dort abgelegten Kurvenform in eine Amplitude umgewandelt wird (Bild 1-8)

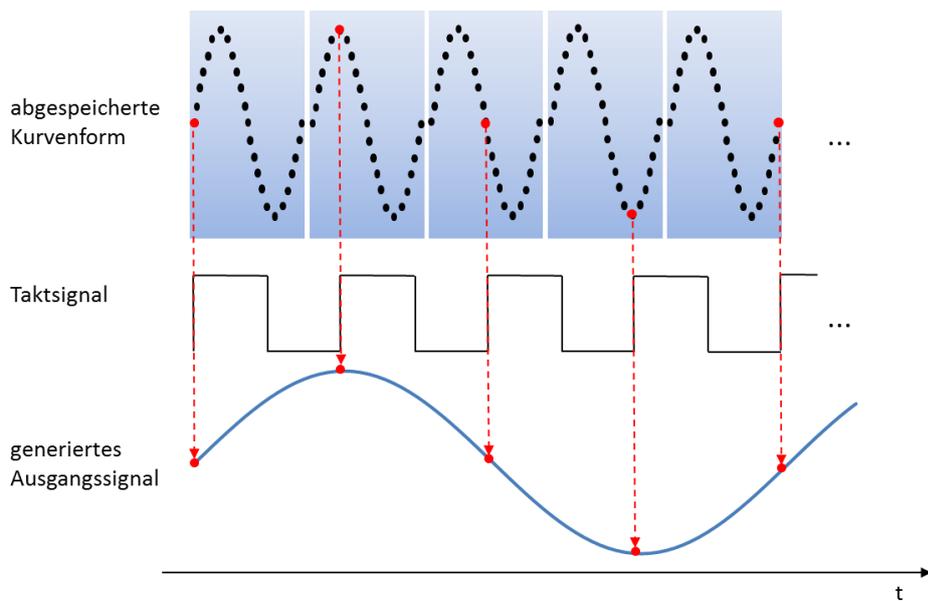


Bild 1-8:

Die so erzeugte Frequenz ergibt sich zu:

Gleichung 1-2:

$$f_0 = \frac{M \cdot f_c}{2^n}$$

Mit:

M: Frequenzwort (Sprungweite)

f_c : Taktfrequenz

2^n : Anzahl der Punkte der abgespeicherten Kurvenform

Die maximal mögliche Frequenz, unter Berücksichtigung des Abtasttheorems, beträgt

$$f_0 = \frac{f_c}{2}. \text{ Daraus ergibt sich, dass die Bedingung } M \leq 2^n/2 \text{ eingehalten werden muss.}$$

Nach dem Phasen/Amplituden-Wandler werden die aneinandergereihten digitalen Datenwerte mit einem D/A-Wandler in ein analoges stufenförmiges Signal umgewandelt und anschließend mit einem Tiefpassfilter zu einem Sinussignal geformt.

Die spektrale Reinheit des Ausgangssignals hängt dabei im Wesentlichen vom D/A Wandler ab. Für die Genauigkeit der generierten Frequenz ist die Qualität des Taktsignals und die Auflösung (Punkteanzahl der der quantisierten Sinusschwingung) ausschlaggebend. Da DDS keine Einschwingzeit für eine Regelung benötigt, bietet dieses Konzept in Abhängigkeit der D/A Wandler Taktfrequenz sehr schnelle Frequenzeinstellzeiten bis in den ns-Bereich.

In Bild 1-9 ist der Verlauf des Phasenrauschen eines Signalgenerators mit und ohne DDS dargestellt. Im unteren Frequenzbereich bis etwa 250 MHz (blaue Kurve) führt der Einsatz von DDS (hier im Vergleich zu konventionellen Synthesizerkonzept mit PLL) zu deutlich niedrigerem Phasenrauschen.

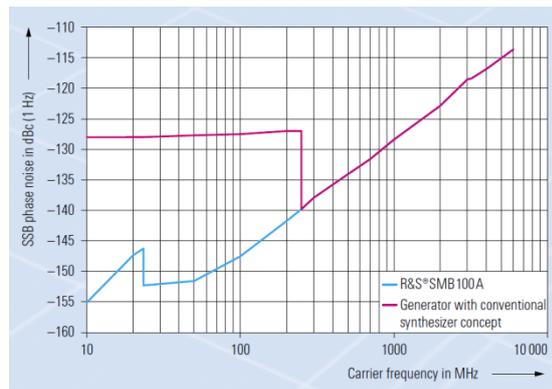


Bild 1-9: Phasenrauschen mit und ohne DDS

Neben einer Sinusschwingung lassen sich mit DDS relativ einfach auch oft benötigte Signalformen erzeugen. Da die Phase innerhalb jeder Periode linear ansteigt und dann auf Null zurückspringt, kann der Phasenwert direkt zur Erzeugung einer Sägezahnsschwingung als Signalwert ausgegeben werden. Ebenso einfach lässt sich ein Dreieckssignal erzeugen. Dazu wird der Phasenwert als vorzeichenbehaftete Binärzahl interpretiert und anschließend der Absolutwert berechnet. DDS wird daher auch häufig in digital realisierten Funktionsgeneratoren eingesetzt.

Die technische Realisierung von DDS kann sehr einfach sowohl in einem FPGA (Field Programmable Gate Array), DSP (Digital Signal Processor) oder auch ASIC (Application Specific Integrated Circuit) erfolgen. Durch entsprechende funktionale Erweiterungen der DDS ist auch eine FM-/PM-Modulation oder Amplitudenmodulation des Ausgangssignals einfach realisierbar. DDS-Schaltkreise mit integriertem D/A-Wandler sind heute mit Taktfrequenzen größer 1GHz verfügbar.

Unabhängig von den oben beschriebenen Synthesizertypen kann ein Signalgenerator durch eine zusätzliche Generatorsteuerung auch als Wobbelgenerator eingesetzt werden. D.h. das Ausgangssignal durchläuft ein durch Start- und Stopffrequenz vorgegebenes Frequenzband mit der eingestellten Frequenzauflösung. Zusammen mit einem Spektrumanalysator kann der Signalgenerator beispielsweise als

Mitlaufgenerator für die Messung der Filterübertragungsfunktion eingesetzt werden. Viele Signalgeneratoren und Analytoren bieten dafür entsprechende Funktionen zur Ablaufsteuerung (Synchronisation, Frequenzeinstellung etc.) über eine Fernsteuerungsschnittstelle an.

Neben der Frequenzgenauigkeit und der Qualität der erzeugten Schwingung ist die Pegelgenauigkeit und die Größe des einstellbaren Pegelbereichs ein weiteres wichtiges Merkmal eines Signalgenerators. Wie in Bild 1-3 dargestellt, wird das vom Synthesizer erzeugte Signal über die Ausgangsstufe an die Ausgangsbuchse des Signalgenerators geführt. Die Ausgangsstufe hat im wesentlichen die Aufgabe der Pegelregelung. Dazu enthält sie neben einer automatischen Pegelregelung (Automatic Level Control, ALC), Stufenabschwächer und abhängig vom Generatormodell auch einen Leistungsverstärker zur Erzeugung hoher Pegel.

ALC:

Die automatische Pegelregelung (ALC) befindet sich in der Ausgangsstufe vor dem Stufenabschwächer. In Bild 1-10 ist Aufbau und die Funktionsweise dargestellt. Die ALC hat drei Aufgaben:

- PegelEinstellung mit kleiner Schrittweite (bis 0,01dB)
- Konstant halten des Pegels über Temperatur und Zeit
- Amplitudenmodulation (AM) durch Veränderung des Führungswerts.

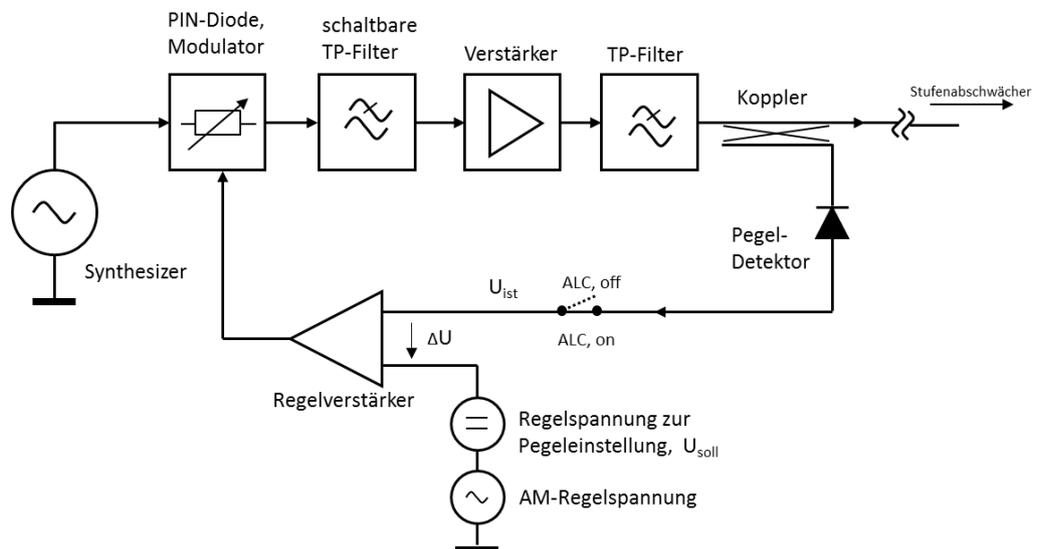


Bild 1-10: Aufbau einer automatischen Pegelregelung (ALC)

Für die Pegelregelung wird das Synthesizersignal einem pin-Diodenmodulator zugeführt. Die pin-Diode stellt für höhere Frequenzen einen gleichstromgesteuerten Widerstand dar, mit dem sich die Amplitude steuern lässt. Die anschließenden schaltbaren TP-Filter dienen der Unterdrückung von Oberwellen. Mit dem folgenden Verstärker wird die Grund-Einfügedämpfung des Modulators wieder ausgeglichen. Harmonische die über dem Frequenzbereich des Synthesizers liegen, werden anschließend noch mit einem TP-Filter unterdrückt. Bei einer automatischen

Pegelregelung wird das Ausgangssignal über einen Regelkreis auf einen eingestellten Wert konstant gehalten. Für die Regelung wird ein Teil des Ausgangssignals mit Hilfe eines Richtkopplers mit bekanntem Koppeldämpfungsverlauf ausgekoppelt und einer Detektordiode zugeführt. Ein Regelverstärker im Rückkopplungspfad vergleicht die zum eingestellten Pegel äquivalente Soll-Spannung U_{soll} mit der Ist-Spannung U_{ist} . Aus der Differenz der beiden Spannungen wird dann die Korrekturgleichspannung zur Steuerung der pin-Diode abgeleitet. Mit einer ALC ist eine sehr genaue elektronische Pegeldämpfung bis zu 40 dB also beispielsweise von -15 dBm bis +25 dBm und kleinen Schrittweiten bis zu 0,01 dB realisierbar. Mit einer ALC lässt sich außerdem, mit einer vom Nutzsinal abhängigen Änderung der Regelspannung (U_{soll}), sehr leicht eine amplitudenmodulierte Schwingung erzeugen.

Typischerweise ist die ALC bei den meisten Anwendungen eingeschaltet. Bei pulsmodulierten Signalen würde eine ALC jedoch zu Pegelschwankungen des Ausgangspulsfolge führen. Deshalb bieten Signalgeneratoren mit ALC die Möglichkeit diese auszuschalten. Eine weitere Anwendung, bei der sich die ALC negativ auf die Messung auswirkt, sind Mehrtonmessungen mit zwei Signalgeneratoren. Bild 1-11 zeigt eine Mehrtonmessung zur Bestimmung des IP3 (Intercept Point 3. Ordnung) eines Verstärkers. Dabei werden dem Verstärker zwei pegelgleiche Signale aber mit unterschiedlicher Frequenz f_1 und f_2 über einen HF-Kombinierer zugeführt. Das Ausgangsspektrum des Verstärkers wird mit einem Spektrumanalysator bestimmt. Aus dem Intermodulationsabstand dritter Ordnung a_{IM3} (Pegelabstand zwischen der Grundwelle und dem Intermodulationsprodukt 3. Ordnung) kann dann der IP3 berechnet werden. Viele Spektrumanalysatoren bieten dafür eine spezielle Messfunktion an, die den IP3 berechnet und anzeigt.

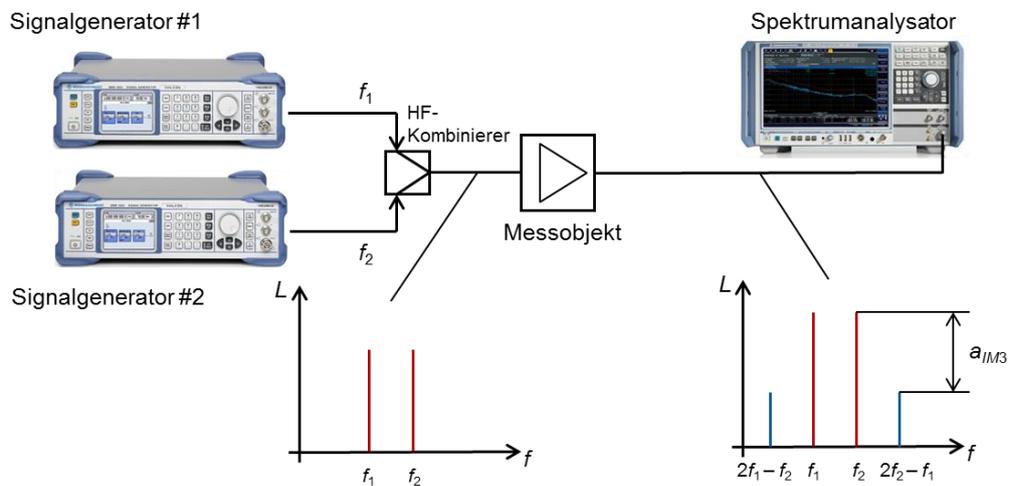


Bild 1-11: Messaufbau für eine IP3 Messung an einem Verstärker

Bild 1-12 zeigt den Einfluss der ALC auf das Messergebnis bei einer Mehrtonmessung. Obwohl kein Messobjekt eingefügt ist, erscheinen am Ausgang des HF-Kombinierers neben den Grundwellen mit den Frequenzen f_1 und f_2 Intermodulationsprodukte. Die Ursache liegt in der begrenzten Isolation des HF-Kombinierers und in der begrenzten Richtschärfe (Direktivität) des Richtkopplers in der ALC. Sofern der Abstand der beiden Generatorsignale innerhalb der Regelbandbreite der ALC liegt, gelangt ein Teil des Ausgangssignales von Generator 2 bzw. Generator 1 als Störsignal in die ALC Regelschleife des jeweils anderen Generators (aus Gründen der Übersichtlichkeit ist in Bild 1-12 nur der Einfluss von Generator 2 auf Generator 1 dargestellt).

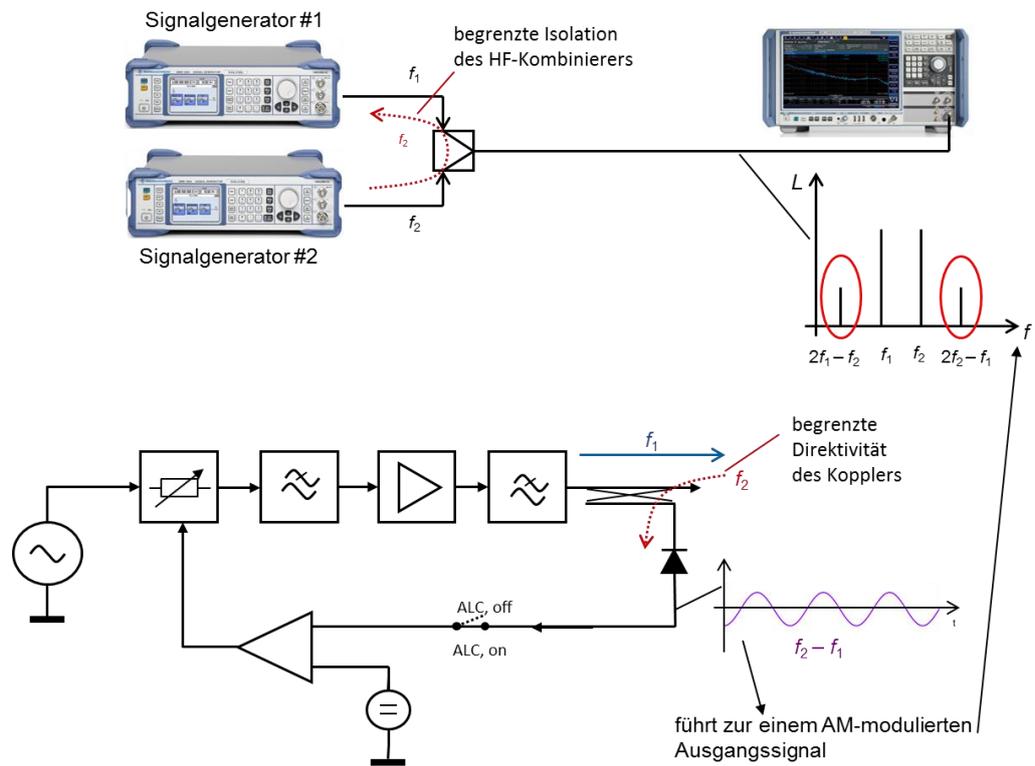


Bild 1-12: Einfluss der ALC bei einer Mehrtonmessung

Dieses Störsignal bewirkt eine AM-Modulation auf beiden Testsignalen. Dadurch entstehen folgende untere und obere Seitenbänder:

Seitenbänder um Träger mit Frequenz f_1 :

$$f_1 \pm (f_2 - f_1)$$

→USB: $2f_1 - f_2$

→OSB: f_2

Seitenbänder um Träger mit Frequenz f_2 :

$$f_2 \pm (f_2 - f_1)$$

→USB: f_1

→OSB: $2f_2 - f_1$

Daraus ist ersichtlich, dass die Seitenbänder genau auf die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung für die IP3 Messung fallen und diese dadurch verfälschen. Um dies zu verhindern muss bei dieser Art der Messung die ALC an beiden Signalgeneratoren ausgeschaltet werden. Ist der Frequenzabstand der beiden Generatorsignale größer als die Regelbandbreite der ALC, hat der Störsignalanteil von Generator 1 bzw. 2 keinen Einfluss auf die ALC und kann daher aktiv bleiben.

Pegeldämpfung mit Stufenabschwächer:

Da die von der ALC realisierbare Pegeldämpfung für viele Anwendungen nicht ausreichend ist, wird zwischen der ALC und dem Signalgenerator Ausgang noch ein Stufenabschwächer eingefügt, der auch als Eichleitung bezeichnet wird. Mehrere hochgenaue Dämpfungsglieder mit unterschiedlichen Dämpfungswerten werden über HF-Schalter zu verschiedenen Dämpfungswerten kombiniert (Bild 1-13). Dabei ist ein Stufenabschwächer so aufgebaut, dass er neben der Signalabschwächung idealerweise keinen Einfluss auf das Signal nimmt.

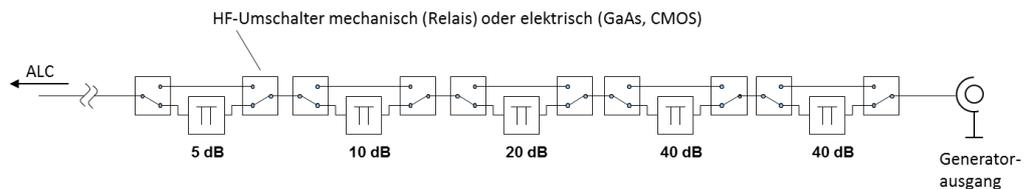


Bild 1-13: Eichleitung mit maximal 115 dB Dämpfung

In Signalgeneratoren werden mechanische und elektronische Eichleitungen eingesetzt (Bild 1-15). Bei der mechanischen Eichleitung werden für die Umschalter Relais verwendet. Der Vorteil liegt in der geringen Einfügedämpfung der Schalter, der geringen Temperaturdrift und der sehr guten Anpassung (VSWR). Darüber hinaus sind mechanische Eichleitungen die einzigen, welche für Frequenzen im höheren zweistelligen GHz-Bereich eingesetzt werden können. Nachteilig sind die relativ lange Umschaltzeit, sowie die begrenzte Lebensdauer von einigen Millionen Schaltzyklen. Für Produktionsanwendungen sind sie daher nur bedingt geeignet.

Bei der elektronischen Eichleitung werden Halbleiter-Schalter in GaAs- oder CMOS-Technologie verwendet. Sie bieten deutlich schnellere Umschaltzeiten und unterliegen keiner mechanischen Abnutzung. Nachteilig ist die höhere Temperaturdrift im Vergleich zur mechanischen Eichleitung. Zusätzlich ist die Einfügedämpfung einer elektronischen Eichleitung deutlich höher als bei einer mechanischen. Um dies auszugleichen wird zum Erreichen höherer Ausgangspegel vor dem Signalgeneratorausgang eine Leistungsverstärker zugeschaltet (Bild 1-14). Dies wirkt sich negativ auf die spektrale Reinheit des Ausgangssignals aus. Da die Einfügedämpfung mit der Frequenz immer weiter ansteigt, können elektronische Stufenabschwächer in GaAs-Technologie sinnvollerweise nur bis ca. 6. GHz und in CMOS-Technologie nur bis ca. 12 GHz eingesetzt werden.

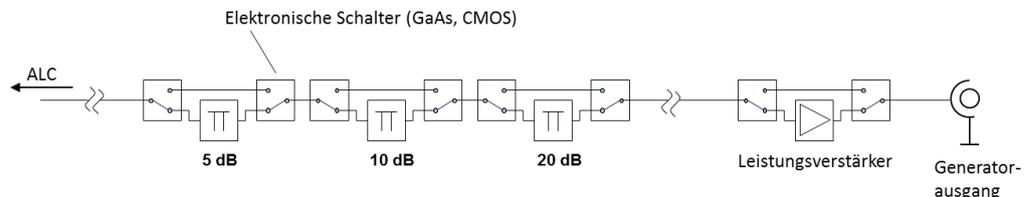


Bild 1-14: Elektronische Eichleitung mit nachgeschaltetem Leistungsverstärker

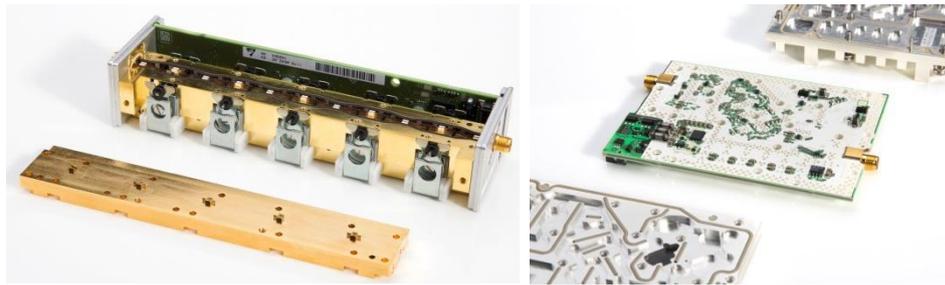


Bild 1-15: Mechanische Eichleitung (links), elektronische Eichleitung (rechts)

Die Kurvenverläufe in Bild 1-16 zeigen die Pegelabweichung eines Signalgenerators bei vier verschiedenen Frequenzen. Der Vergleich zwischen der mechanischen Eichleitung und der elektronischen Eichleitung zeigt, dass die Gesamtabweichung bezogen auf einen eingestellten Referenzpegel bei letzterer im Mittel größer ist. In bestimmten Pegelbereichen ist die Pegelgenauigkeit aber durchaus mit dem eines mechanisch geschalteten Dämpfungsglieds vergleichbar. Die Kurven der elektronischen Eichleitung im Bild 1-16 unten zeigen zudem einen glatteren Pegelverlauf über den gesamten Dynamikbereich, so daß eine evtl. Kompensation einfacher wird.



Bild 1-16: Die gemessene relative Pegelabweichung vom eingestellten Pegel bei einer mechanisch Eichleitung (oben) und bei der elektronischen Eichleitung (unten). Blau: 89 MHz, rot: 900 MHz, grün: 1,9 GHz, gelb: 3,3 GHz.

1.2.2 Vektor-Signalgeneratoren

Vektor-Signalgeneratoren zeichnen sich dadurch aus, dass sie das (von extern oder intern, analog oder digital bereitgestellte) Modulationssignal auf die HF Frequenz hochsetzen und ausgeben. Das Modulationssignal wird im sog. Basisband als komplexer IQ-Datenstrom rechnerisch erzeugt und bearbeitet. Dazu gehört auch eine rechnerische Filterung, ggf. ein Begrenzen der Amplitude (Clipping) oder beispielsweise ein Aufprägen von Unsymmetrien etc. Manche Generatoren können ferner z.B. Gauß'sches Rauschen dem erzeugten Signal hinzufügen. Dieses dient beispielsweise zur Untersuchung bis zur welcher Grenze ein verrauschtes Signal von einem Empfänger noch richtig demoduliert werden kann. Manche Generatoren sind darüber hinaus in der Lage, rechnerisch eine Mehrwege-Ausbreitung (Fading, MIMO) des späteren HF-Signals zu simulieren. Wie beim Hinzufügen von Rauschen kann auch hier untersucht werden, wie Eigenschaften der Empfangssignale die Demodulation im Empfänger beeinflussen. Im Allgemeinen geschieht die gesamte Aufbereitung des Basisband-Signals durch Berechnung in Echtzeit. Eine Ausnahme bilden die ARB-Basisband Generatoren, siehe Kap. 1.2.3.

Die erzeugten Basisband-IQ-Daten werden schließlich auf eine HF-Betriebsfrequenz konvertiert (es gibt auch Vektor-Generatoren, die nur im Basisband arbeiten, ohne auf HF-Signale umzusetzen) Vektor-Signalgeneratoren verfügen oft auch über analoge oder digitale IQ-Eingänge, um extern erzeugte Basisbandsignale einzukoppeln.

Mit der IQ-Technik (siehe auch Kapitel 2.3 [Prinzip der IQ-Modulation](#)) lassen sich beliebige einfache wie komplexe, digitale wie analoge Modulationsarten realisieren, Einzelträger- ebenso wie Multiträger-Signale. Das von einem Spektrumanalysator demodulierte Signal in

Bild 1-17 wurde von einem Vektor-Signalgenerator erzeugt. Einen praktischen Nutzen hat dieser „Vier-Quadranten-Bierkrug“ natürlich nicht, zeigt aber, dass mit einem modernen Vektor-Signalgenerator nahezu jede Signalform erzeugt werden kann.



Bild 1-17: Darstellung eines von einem Vektor-Signalgenerator erzeugten Signals im IQ-Diagramm

Die Anforderungen an die Vektor-Signalgeneratoren kommen in erster Linie aus den Anforderungen der Mobilfunk-Standards, aber auch aus der kabelgebundenen digitalen Breitbandübertragung und aus A&D-Applikationen (Erzeugen von modulierten Pulsen).

Die Haupteinsatzgebiete der Vektor-Signalgeneratoren sind:

- Erzeugen von Standard-konformen Signalen für Mobilfunk, digitales Radio- und TV, GPS, moduliertes Radar etc.

- Testen von digitalen Empfängern oder Baugruppen in Entwicklung und Produktion
- Simulieren von Signal-Verschlechterungen (Rauschen, Fading, Clipping, Einfügen von Bitfehlern)
- Erzeugen von Signalen für Mehr-Antennen-Systeme (Multiple In / Multiple Out, MIMO), ohne und mit Phasenkohärenz für Beam-Forming
- Erzeugen von modulierten Störsignalen (Interferer) für Blocking-Tests und Messungen der Nachbarkanal-Unterdrückung

Bild 1-18 zeigt am Beispiel eines digitalen Nachrichtenübertragungssystems den typischen Anwendungsbereich für einen Vektor-Signalgenerator. Dieser Bereich umfasst die senderseitige Erzeugung von digitalen Basisbandsignalen, Codierung und umsetzen in die HF-Lage. Die für den Sender dargestellte Signalabtastung mit anschließender A/D-Wandlung muss ein Vektor-Signalgenerator nicht abdecken, da dieser ohnehin in der Lage ist digitale Signale zu erzeugen. Neben der Basisbandsignalerzeugung können moderne Geräte dem Signal zusätzliches Rauschen (AWGN: additive white Gaussian noise) hinzufügen und Mehrwegausbreitung (Fading) simulieren. Mit diesen Funktionen lassen sich Signale erzeugen wie Sie nach der Übertragung durch einen realen, mit Störungen belasteten, Funkkanal beim Empfänger ankommen. In dieser Educational Note wird auf die Simulation des Übertragungskanal nicht näher eingegangen. Für die Signalanalyse auf Empfängerseite wird meist ein Spektrumanalysator eingesetzt (siehe Educational Note 1MA201).

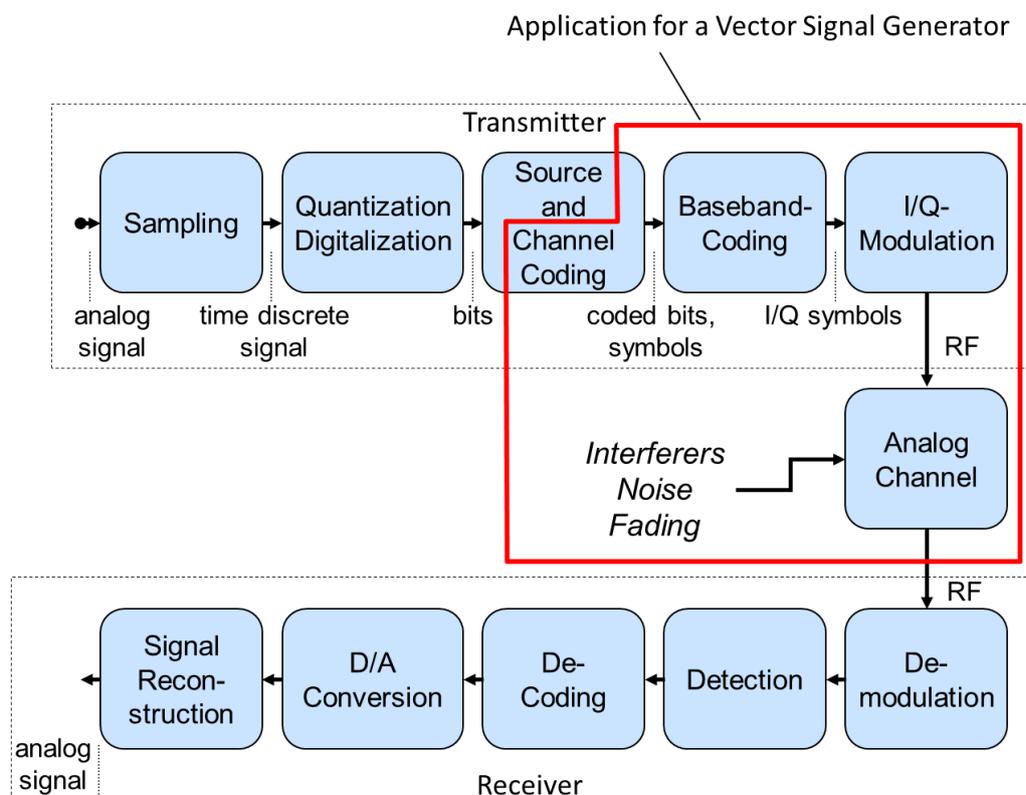


Bild 1-18: Prinzip der digitalen Datenübertragung (Sprache, Daten) mit Anwendungsbereich für einen Vektor Signalgenerator

Bild 1-19 zeigt beispielhaft einen Teil der von einem Vektor-Signalgenerator unterstützten vorprogrammierten Standards:

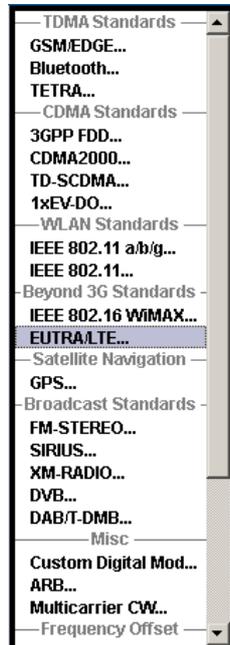


Bild 1-19: Vorprogrammierte Standards bei einem Vektor-Signalgenerator

Für die meisten, der in obigem Bild gezeigten Kommunikation-Standards, sind Testsignale durch sogenannte Testmodelle mit einer vom Standard vorgegebenen Konfiguration vordefiniert. Mit den Testmodellen werden, die im Standard festgelegten Messungen, immer mit geeigneten Signalen durchgeführt. Darüber hinaus werden Messungen dadurch leichter vergleichbar. Die Testmodelle können in einem Vektor-Signalgenerator bereits normgerecht vorprogrammiert sein. Bild 1-20 zeigt eine Auswahl sogenannter Testmodells beim LTE-Standard.

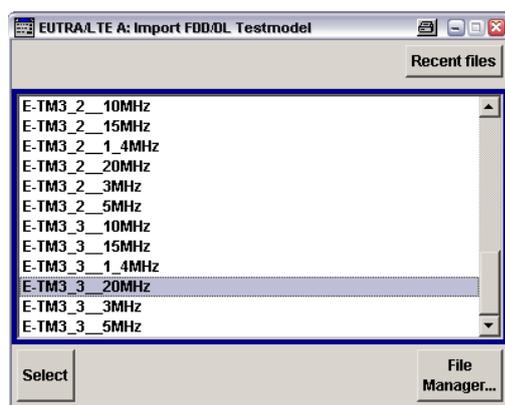


Bild 1-20: Teil der vorprogrammierten Testmodells für den Mobilfunk-Standard LTE

Bild 1-21 zeigt das Spektrum des angewählten Testmodells E-TM3_3_20MHz.

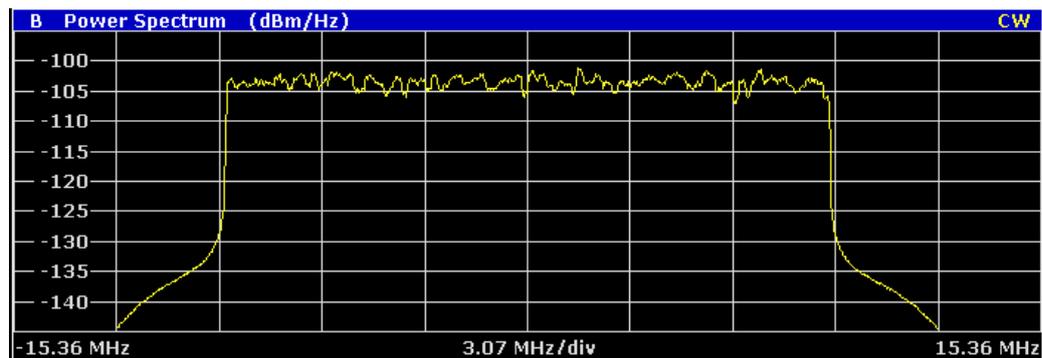


Bild 1-21: Multicarrier-Spektrum des LTE Testmodells E-TM3_3_20MHz

Das Spektrum ist ca. 18 MHz breit. Genauer betrachtet besteht es aus 1201 OFDM-Einzelträgern im Abstand von jeweils 15 kHz, die aufgrund der eingestellten Bildschirmauflösung hier ineinanderfließen.

Bild 1-22 zeigt das Konstellationsdiagramm (IQ-Darstellung) des Testmodells.

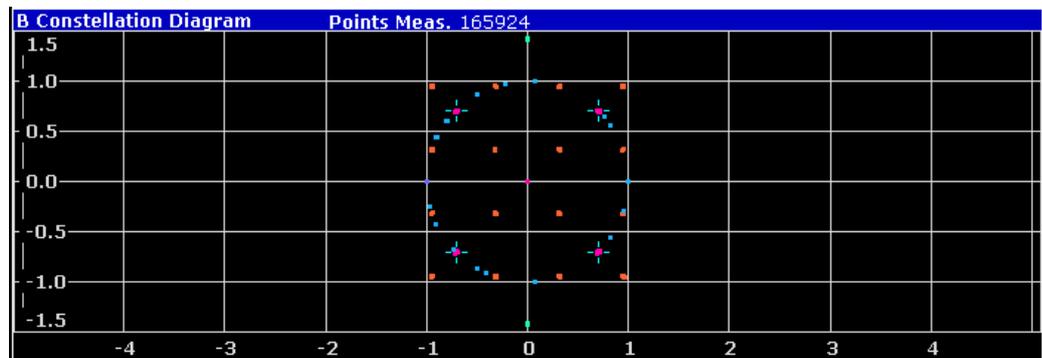


Bild 1-22: Gesamt-Konstellation beim LTE Testmodell E-TM3_3_20MHz

Beim verwendeten Signal sind einzelne Kanäle unterschiedlich moduliert. Hier sind alle vorkommenden Modulationsarten in einer Darstellung zusammengefasst: BPSK (cyan), QPSK (rot mit blauen Kreuzen), 16-QAM (orange) und die LTE-typischen CAZAC Bits (Constant Amplitude Zero Autocorrelation, blau) auf dem Einheitskreis.

Neben den vordefinierten Testmodellen und Einstellungen bieten moderne Vektor-Signalgeneratoren die Möglichkeit nahezu alle Parameter eines digitalen Standards zu verändern. Dadurch lassen sich für fast alle denkbaren Szenarien Signale erzeugen, die für spezielle Tests in der Entwicklung und Produktion benötigt werden. Bild 1-23 zeigt beispielsweise das Eingabefenster für die freie Konfiguration eines LTE-Frames.

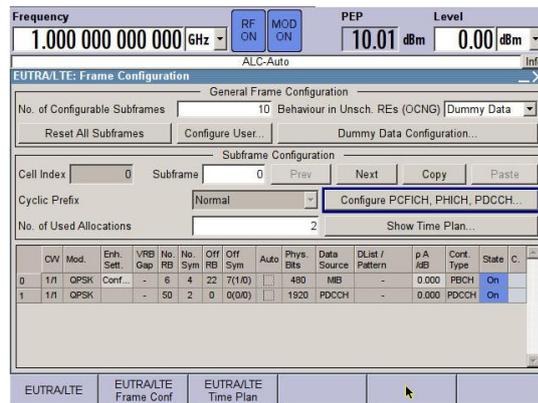


Bild 1-23: Konfiguration eines LTE Frames

Vektor-Signalgeneratoren verfügen meist über komfortable Trigger-Möglichkeiten. Damit lassen sich beispielsweise Generator-Bursts exakt in ein vorgegebenes Zeitraster einpassen (z.B. GSM-Bursts in die richtigen Time Slots).

Parallel zum Datenstrom liefern diese Generatoren i.a. auch sogenannte Marker-Signale an Gerätebuchsen. Diese können programmierbar an beliebigen Punkten im Datenstrom aktiviert werden (z.B. Burst- oder Frame-Anfang), um ein Messobjekt oder Messgeräte zu steuern.

Digital modulierte HF-Signale weisen teilweise sehr hohe Crest-Faktoren auf. Das heißt, das Verhältnis von Mittel- zu Spitzenwert der Amplitude kann nicht selten mehr als 10 dB betragen. Schon geringe Nichtlinearitäten in den analogen Blöcken des Generators (Mischer, Endstufe) können leichter zu Oberwellen und Intermodulationsprodukte führen als bei klassischen analoge Modulationen. In dieser Beziehung unterscheiden sich einzelne Generatoren erheblich.

Wichtige mit digitaler Modulation verbundene Kenngrößen für einen Vektor-Signalgenerator sind die Modulationsbandbreite und max. erzielbare Symbolrate, die Modulationsqualität (Error Vector Magnitude EVM) und die Nachbarkanalunterdrückung (Adjacent Channel Power ACP oder Adjacent Channel Leakage Ration ACLR). Siehe dazu weiter in Kapitel [1.3 Wichtige Kenngrößen von Signalgeneratoren](#). Moderne Generatoren sind zukunftssicher, d.h. sie übertreffen die Anforderungen aktuell gängiger Mobilfunkstandards erheblich. Dazu kommt die Anzahl der unterstützten internationalen Standards.

Allgemeine Kriterien für die Auswahl eines Vektor-Signalgenerators sind - ebenso wie bei den analogen Generatoren - beispielsweise die geforderte Ausgangsleistung, die Einschwingzeiten von Frequenz und Pegel, eine bestimmte Pegel- und Frequenzgenauigkeit, und ein niedriger Reflektionskoeffizient bzw. ein niedriges VSWR. Dazu kommen beispielsweise noch niedrige EVM Werte, hoher Dynamikbereich für ACP Messungen und die Anzahl der unterstützten Standards.

1.2.2.1 Aufbau und Funktionsweise eines Vektor-Signalgenerators

Der Aufbau eines Vektor-Signalgenerators ist dem eines analogen Generators in den wesentlichen Blöcken identisch. Synthesizer und Ausgangstufe mit ALC und Stufenabschwächer sind auch hier enthalten. Wie in [Bild 1-24](#) dargestellt, sind zur Erzeugung der Modulation (analog und digital) bzw. Erzeugung von

standardkonformen Mobilfunksignalen ein Basisbandgenerator und ein I-Q Modulator enthalten.

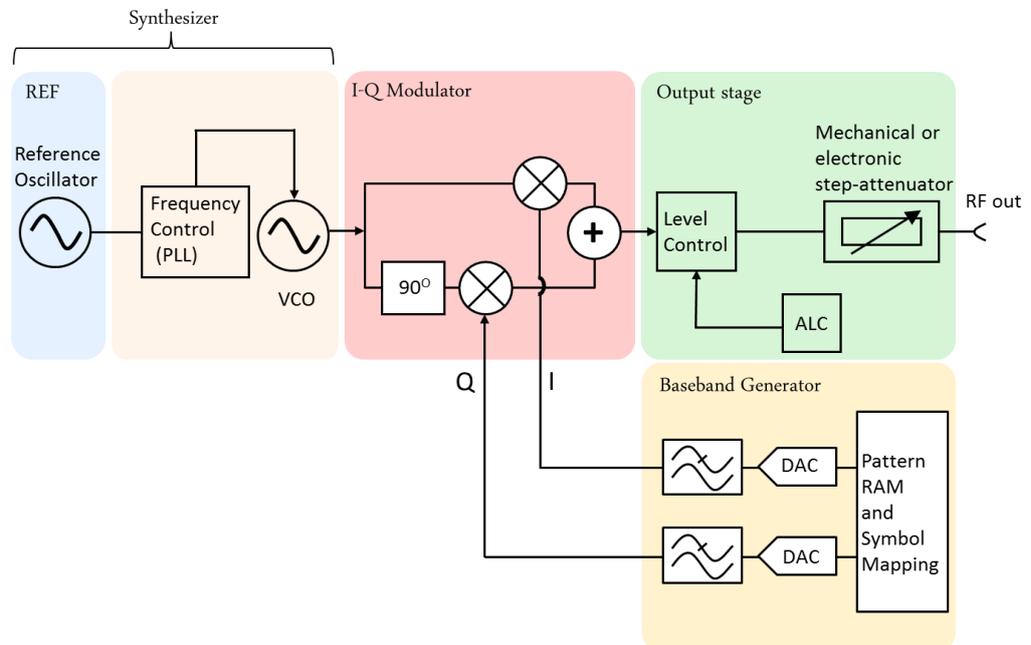


Bild 1-24: Schematischer Aufbau eines Vektor-Signalgenerators

Basisbandgenerator

Ein Vektor Signalgenerator erzeugt modulierte Signale nach dem Prinzip der IQ-Modulation (siehe auch Kapitel 2.3). Ein häufig bereits integrierter Basisbandgenerator liefert in Echtzeit die Modulationsdaten welche dann mittels IQ-Modulator einen HF-Träger modulieren. Alternativ kann ein Vektorsignalgenerator über einen externen reinen Basisbandgenrator mit den komplexen Modulationssignalen und einem universellen analogen I- und Q- Eingang versorgt werden. Eine Versorgung auf digitalem Wege ist ebenfalls gängig, jedoch gibt es hierfür nur herstellerspezifische Eingänge, da kein industrieweit vereinbarter Standard für digitale Modulation bei Signalgeneratoren besteht.

In Bild 1-25 ist die Funktionsweise eines Basisbandgenerators dargestellt. Im ersten Schritt berechnet und generiert ein Datengenerator (Realtime Coder) die digitalen Modulationsdaten für den eingestellten Signalstandard aus den Bereichen Mobilfunk, Satellitennavigation, Avionik, Broadcast etc. Die Rohdaten aus dem Datengenerator können bei Bedarf einer Fehlerschutzkodierung, der sogenannten Kanalkodierung, unterzogen werden. Bei der Kanalkodierung wird den Nutzdaten eine Redundanz hinzugefügt. Mit speziellen Verfahren lassen sich so Übertragungsfehler, welche durch Störungen im Übertragungskanal verursacht werden, korrigieren. Welches Kodierverfahren zum Einsatz kommt hängt vom eingestellten Signalstandard ab und ist in dessen Spezifikation festgeschrieben. Der so erzeugte Datenstrom wird in einem Speicher abgelegt. Anschließend wird eine, von der Modulationsart abhängige, Anzahl von Bits zu einem Symbol zusammengefasst. In diesem Beispiel einer QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) Modulation ergeben zwei Bits ein Symbol. Mit QPSK lassen sich also pro Symbol zwei Bits übertragen. Für höhere Datenraten werden Modulationsverfahren höherer Ordnung verwendet. So werden beispielsweise bei einer 256 QAM Modulation pro Symbol 8 Bits übertragen. Dies führt zu 256 verschiedenen möglichen I/Q Werten (Signalzuständen) ($2^8 = 256$). Nach der Umwandlung in Symbole erfolgt das sogenannte Mapping. Über das Mapping werden die Symbole über eine Abbildungsvorschrift (Mappingtabelle) in Punkte der I/Q Ebene abgebildet. In diesem Beispiel erscheinen die Symbole einer QPSK Modulation nach dem Mapping als Punkte bzw. Vektor in allen vier Quadranten der I/Q-Ebene welche auch als Konstellations Diagramm oder Zustandsdiagramm bezeichnet wird. Gegen den Uhrzeigersinn stellen die vier Punkte damit die Bitfolge 00, 01, 10 und 11 dar.

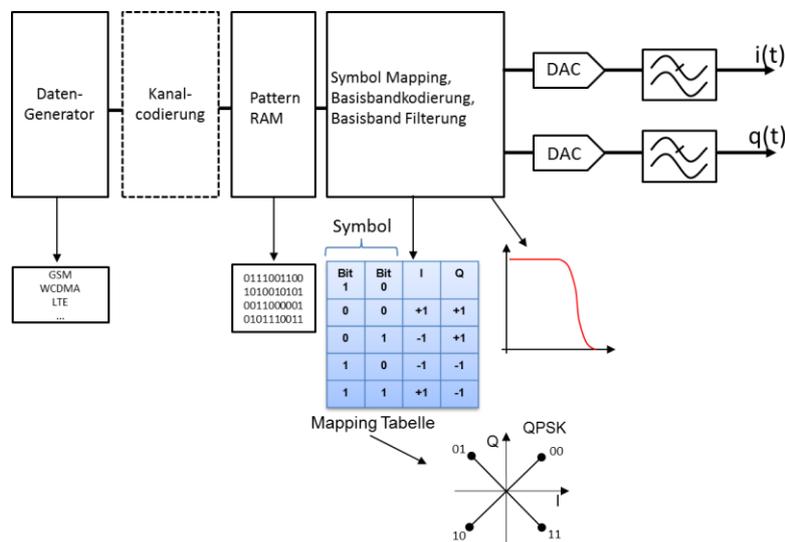


Bild 1-25: Funktionsweise eines Basisbandgenerators

Bild 1-26 zeigt die Datenströme $i(t)$ und $q(t)$ nach dem Mapping eines mit QPSK modulierten Signales und der daraus abgeleiteten Vektorposition.

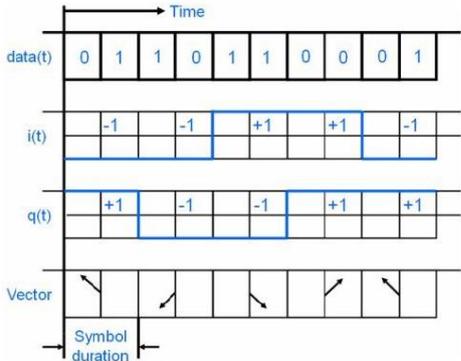


Bild 1-26: Zeitlicher Verlauf von $i(t)$ und $q(t)$ bei QPSK

Um die Datenrate zu erhöhen muss mit einem Symbol eine höhere Anzahl von Bits übertragen werden. Dies leistet beispielsweise eine 32-APSK Modulation (32 Amplitude and Phase Shift Keying), die bei DVB-S2 (Digital Video Broadcasting - Satellite) eingesetzt wird. Statt zwei Bits wie bei QPSK werden mit 32APSK 5 Bits pro Symbol übertragen. Um alle möglichen Bitkombinationen darzustellen zu können sind $2^5 = 32$ Punkte im Konstellations-Diagramm notwendig. Wie aus Bild 1-27 ersichtlich wird auch bei ASPK der Träger in Phase und Amplitude moduliert. Da die einzelnen Konstellations-Punkte dichter beieinander liegen als beispielsweise bei der QPSK Modulation sind Modulationsverfahren höherer Ordnung dadurch störanfälliger. Dies ist deshalb der Fall, weil ein z.B. durch Rauscheffekte ungenau platzierter Konstellationspunkt leichter mit einem benachbarten Konstellationspunkt verwechselbar ist. Deshalb ist es wichtig, dass der Sender bzw. Vektor Signalgenerator digital modulierte Signale mit hoher Qualität erzeugen kann. Bei einer idealen Modulation gibt es keine Abweichung der erzeugten Symbole von der Idealkonstellation. Siehe dazu auch Kapitel 1.3.5 Error Vector Magnitude (EVM).

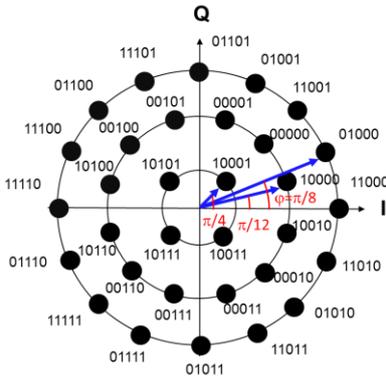


Bild 1-27: Constellation Diagram einer 32 ASPK Modulation

Bei einer digitalen Modulation kann es durch das Auftreten bestimmter Symbolfolgen zu extremen Sprüngen zwischen zwei Punkten im Konstellations Diagramm kommen. Ändert sich beispielsweise das Symbol von 11001 nach 11111 (Bild 1-27) kommt es sogar zu einem Wechsel von Maximalamplitude-Nulldurchgang-Maximalamplitude was aufgrund des hohen Crest-Faktor die Verstärkung solcher Signale aufwendig macht. Zur Vermeidung dieser Nulldurchgänge werden spezielle Modulationsverfahren wie $\pi/4$ -DQPSK (siehe dazu Kapitel 2.4.3) verwendet. Zur Vermeidung von hohen Crest-Faktoren (Verhältnis von Spitzenwert zu Effektivwert, siehe Kapitel 2.4.6) findet im Basisband außerdem eine Basisbandcodierung statt. Diese soll durch mit einer geeigneten Codiervorschrift verhindern, dass bei einem Symbolwechsel möglichst kleine Amplitudensprünge ohne Nulldurchgänge entstehen (Bild 1-28).

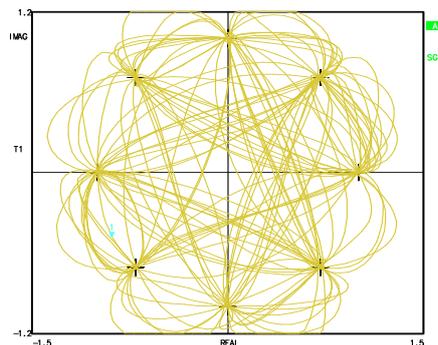


Bild 1-28: Vermeidung von großen Amplitudensprüngen durch Verwendung einer $\pi/4$ -DQPSK Modulation.

Die Datenströme aus Bild 1-26 stellen im Zeitbereich rechteckige Pulsfolgen mit der Impulsdauer Δt und einer Pulsperiodendauer T da. Im Frequenzbereich entspricht dies einem Spektrum deren Spektrallinien im Abstand $1/T$ auftreten. Die Umhüllende der Spektrallinien folgt einer $\sin(x)/x$ Funktion mit theoretisch unendlicher Bandbreite (Bild 1-29) und Nulldurchgängen mit periodischen Frequenzabständen $1/\Delta t$.

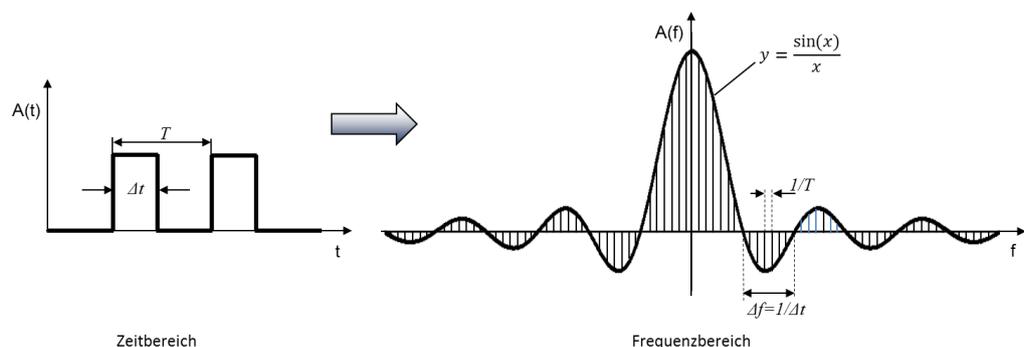


Bild 1-29: Pulsfolge im Zeit- und Frequenzbereich

Wird ein hochfrequenter Träger mit der Impulsfolge aus dem Basisband moduliert, ergibt sich ebenfalls ein Spektrum mit einem $\sin(x)/x$ Verlauf. Das Spektrum ist aber um den Wert der Trägerfrequenz f_c aus dem Nullpunkt verschoben (Bild 1-30).

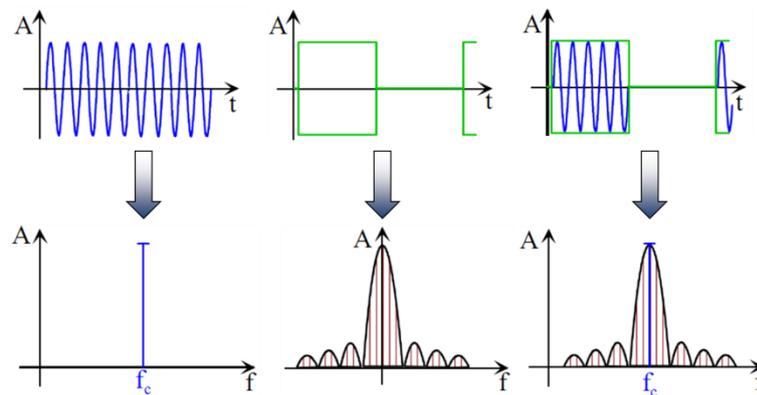


Bild 1-30: Spektrum eines mit Rechteckpulsen modulierten Trägers

Um das zur Verfügung stehende Frequenzband besser nutzen zu können bzw. benachbarte Frequenzbänder bei der Datenübertragung nicht zu stören, ist es notwendig die Bandbreite durch ein geeignetes Filter zu begrenzen. Da sich Filter für den Basisbandbereich mit weniger Aufwand als digitale Filter realisieren lassen findet die Filterung schon im Basisband statt. Gegenüber einer denkbaren Filterung des späteren HF-Signals ergeben sich dabei folgende Vorteile:

- Die Filterung benötigt keine Bauelemente, sie erfolgt rein rechnerisch im Signalgenerator.
- Im Basisband genügt ein Tiefpass zur Filterung, ein Bandpass ist nicht erforderlich.
- Die Filterparameter sind konstant. Es wird kein abstimmbares Filter benötigt (wie es in der HF-Lage für die unterschiedlichen Kanalfrequenzen erforderlich wäre).

Für die Demodulation eines digital modulierten Signales ist es ausreichend die Grundwelle der $\sin(x)/x$ Funktion zu übertragen (Bild 1-31).

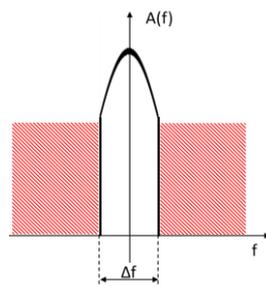


Bild 1-31: Begrenzte Bandbreite der $\sin(x)/x$ Funktion

In der Praxis wird aber nicht, wie in [Bild 1-31](#) dargestellt, die Filterung mit einem Rechteckfilter vorgenommen. Rechteckfilter (auch: „idealer Tiefpass“) führen zu störenden starken Überschwingern im Zeitbereich ([Bild 1-30](#)). Dadurch können die einzelnen Bits einer Bitfolge zeitlich nicht mehr korrekt unterschieden werden. Um dies zu vermeiden werden Filter mit spezieller Filtercharakteristik bzw. speziellem Flankenverlauf eingesetzt. Beispiele hierfür sind Kosinus Rolloff-Filter (Raised Cosine Filter) und Gauß-Filter. Die Impulsantworten im Zeitbereich für die genannten Filtertypen sind in [Bild 1-32](#) dargestellt.

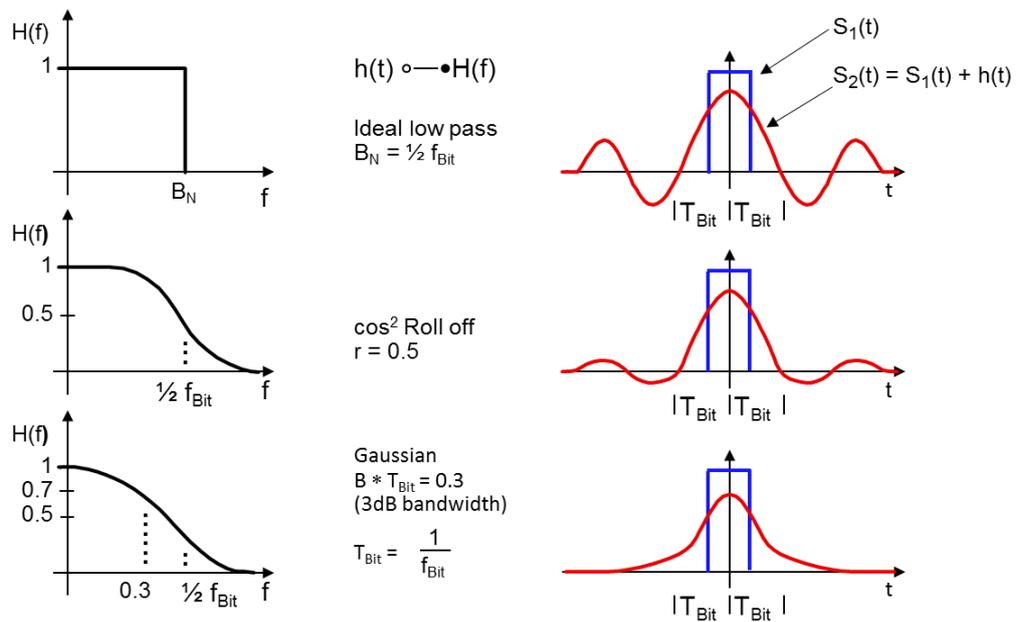


Bild 1-32: Impulsantwort $S_2(t)$ bei verschiedenen Filtertypen mit der Übertragungsfunktion $H(f)$

Das Kosinus-Roll-off-Filter (Raised-Cosine-Filter) gehört zu der Gruppe der Nyquist-Filter und erfüllt damit die erste Nyquistbedingung. Dies bedeutet, dass zeitlich aufeinanderfolgende Signalpulse nach der Filterung im Zeitraster des Abtastsignals Nullstellen besitzen und damit vorausgehende und nachfolgende Pulse zu den Abtastzeitpunkten nicht beeinträchtigen. Damit ist eine zeitlich diskrete Signalübertragung ohne Intersymbolinterferenz (ISI) sichergestellt. D.h. die einzelnen Sendeimpulse schieben sich zeitlich nicht ineinander und bleiben dadurch unterscheidbar. Um die benötigte Bandbreite weiter zu minimieren, gibt es auch Fälle in denen Intersymbolinterferenz im Übertragungskanal bewusst zugelassen werden. Dazu wird das Basisband Signal mit einem RRC-Filter (Root-Raised-Cosine-Filter) geformt. Das RRC-Filter entspricht der Wurzel (engl. root) aus dem Raised-Cosine-Filter. Mit ihm ist es möglich die Charakteristik des Raised-Cosine-Filters auf Sender und Empfänger zu verteilen. Es stellt dann ein so genanntes Matched Filter dar und maximiert am Empfänger das Signal-Rausch-Verhältnis. Das RRC-Filter für sich alleine weist dabei eine Intersymbolinterferenz (ISI) auf. Erst die Kombination der beiden RRC-Filter am Sender und Empfänger ergibt ein Kosinus Roll-off Filter und damit im Idealfall eine ISI-freie Übertragung, welche dann wieder eine zeitliche Unterscheidung der einzelnen Impulse möglich macht. Das RRC-Filter ist neben dem Gauß-Filter eines der am häufigsten eingesetzten Filter zur Impulsformung bei der digitalen Signalübertragung.

Die Übertragungsfunktion des Raised-Cosine-Filters und des RRC-Filters ist neben der Symbolrate ($1/T$) vom sogenannten Roll-off-Faktor r , abhängig. In [Bild 1-33](#) ist die Übertragungsfunktion der oben genannten Filter und der daraus angeleitete Roll-off-Faktor dargestellt. Der Roll-off-Faktor kann Werte zwischen 0 und 1 annehmen und beeinflusst die Steilheit der Übertragungskennlinie.

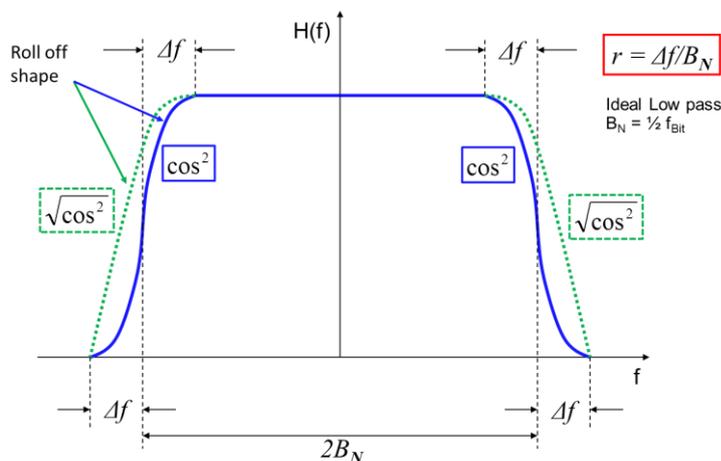


Bild 1-33: Definition Roll-off-Faktor

Bild 1-34 zeigt die Übertragungsfunktion $H(f)$ und Zeitfunktion $h(t)$ eines Raised-Cosine-Filters mit vier verschiedenen Roll-off-Faktoren. Für $r = 0$ ergibt sich ein idealer Tiefpass mit rechteckförmiger Übertragungsfunktion, $r = 1$ führt dagegen zu einer maximal flachen Kosinusflanke. Für Zwischenwerte von r ist der Frequenzgang in einem bestimmten Bereich annähernd konstant und fällt erst dann mit abnehmenden Werten für r mit einer etwas steileren Kosinusflanke ab. Die Filterbandbreite nimmt mit größer werdendem Roll-off-Faktor zu. Für den Maximalwert von $r=1$ tritt die maximale Bandbreite bei $1/T$ auf. Ein abnehmender Roll-off-Faktor erzeugt eine steiler werdende Filterflanke und führt im Zeitbereich zu größeren unerwünschten Überschwingungen. Um Bandbreite einzusparen wird in der Praxis dennoch meist ein kleiner Roll-off-Faktor im Bereich von 0,2 bis 0,5 verwendet. So verwendet beispielsweise der Mobilfunkstandard UMTS für die darin verwendeten Impulsfilter einen Roll-off-Faktor von $r = 0,22$.

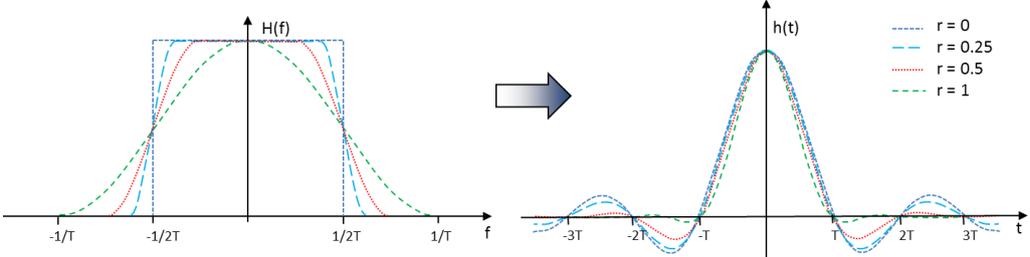


Bild 1-34: Übertragungsfunktion $H(f)$ und Zeitfunktion $h(t)$ eines Raised-Cosine-Filters mit verschiedenen Roll-off-Faktoren

Gauß-Filter zeigen in der Impulsantwort keine Überschwingung auf. Sie werden beispielsweise bei dem digitalen Modulationsverfahren Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK) bei GSM verwendet. Die rechteckförmigen Sendesymbole werden dabei in Impulse mit der Form einer gaußschen Glockenkurve und geringerem Bandbreitenbedarf umgewandelt (Bild 1-35).

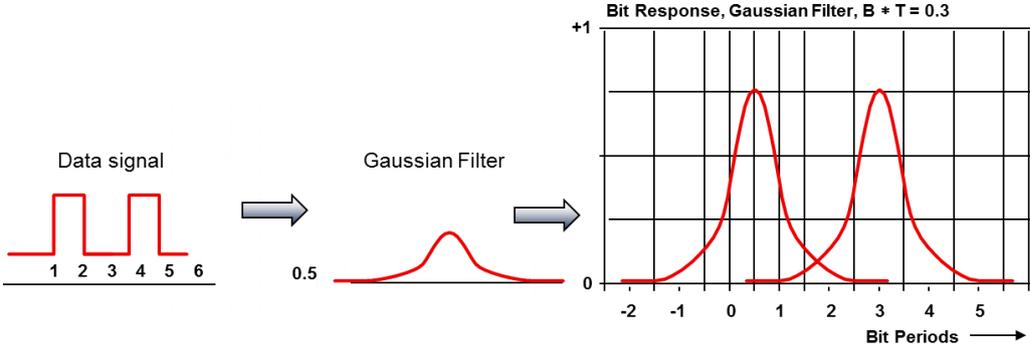


Bild 1-35: Filterung von Rechteckdatensymbolen mit einem Gauß-Filter

Welche Filtertyp und welche Filterparameter (z.B. Roll-off-Faktor) eingesetzt werden, hängt vom verwendeten Mobilfunkstandard ab und ist in dessen Spezifikationen angegeben. Ein Vektor-Signalgenerator muss also auch in der Lage sein die Basisbandfilterung mit unterschiedlichen Filtertypen durchführen zu können. Bei den meisten Signalgeneratoren lassen sich die Filterparameter für Entwicklungsaufgaben auch manuell einstellen. Die Filterung geschieht durch Echtzeitberechnung von digitalen Filtern. Zu guter Letzt werden die gefilterten und codierten Basisbandsignale in analoge I- und Q-Signale umgewandelt, für die Signalformung tiefpassgefiltert und dem IQ-Modulator (siehe nächstes Kapitel) zugeführt.

Jede Filterung führt zwangsläufig zu einer Verschleifung der Übergänge. [Bild 1-36](#) zeigt den Verlauf gefilterter Basisbandsignale $i(t)$ und $q(t)$. Hier handelt es um ein um 3GPP UMTS-Signal (zweifaches BPSK-Signal).

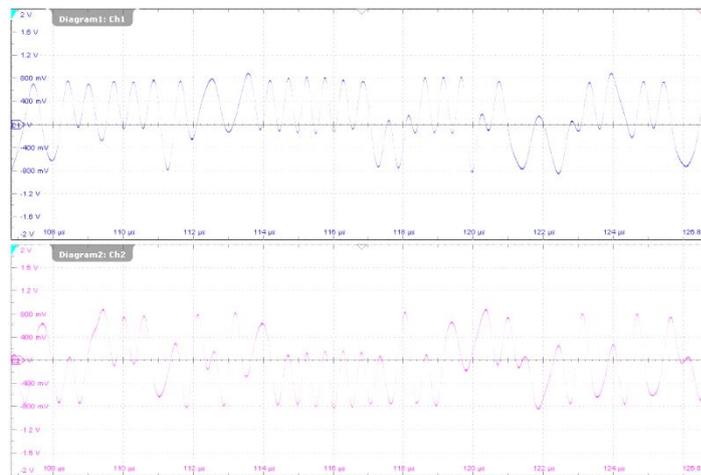


Bild 1-36: Gefilterte IQ-Signale

Diese Signale erinnern in keiner Weise mehr an sprunghafte Datenwechsel.

[Bild 1-37](#) zeigt links die Positionen einer IQ-Konstellation zu den Symbolzeitpunkten und rechts den kontinuierlichen Verlauf des IQ-Vektors. Aufgrund der Filterung folgt dieser nicht mehr der kürzesten geraden Verbindung zwischen den Symbolen, sondern beschreibt den Filterverlauf der Symbolübergänge.

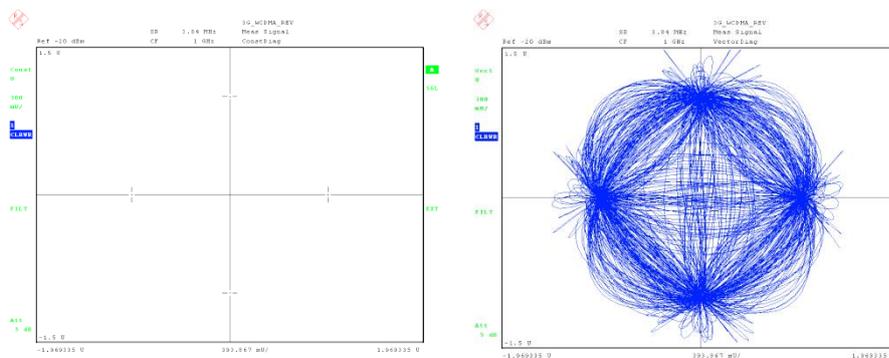


Bild 1-37: Konstellation (links) und kontinuierliche Vektor-Darstellung

I-Q Modulator

Bild 1-38 zeigt die Funktionsweise eines I-Q Modulators. Dieser besteht im Wesentlichen aus zwei Mixern und einem Signalsummierer. Als Lokaloszillator (LO) für die Mixer dient das unmodulierte Ausgangssignal des Synthesizers. Das modulierte HF-Signal $A(t)$ entsteht durch Addition je eines mit $i(t)$ und eines mit $q(t)$ modulierten - aber um 90° phasenverschobenen - Trägers.

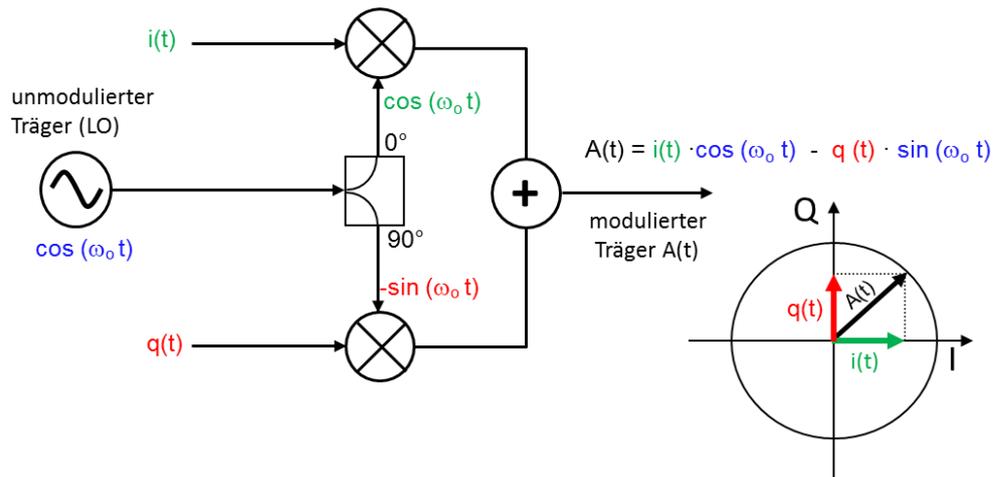


Bild 1-38: Funktionsweise eines I-Q Modulators

Mit einem I-Q Modulator können somit durch die Änderung von Betrag und Phase eines Vektors nahezu beliebige Vektorsignalformen erzeugt werden (Bild 1-39)

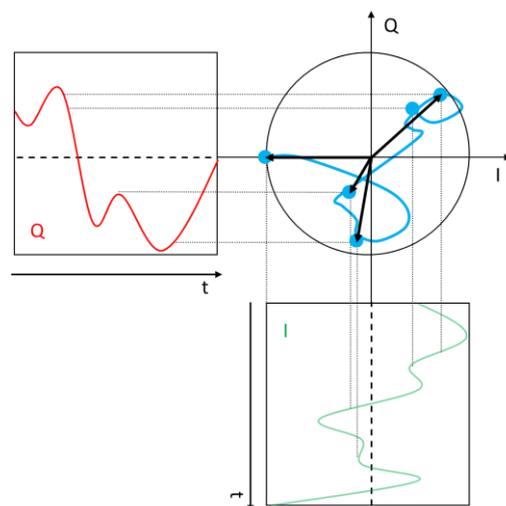


Bild 1-39: Erzeugung eines Signals aus dem I und Q Signal mit I-Q Modulator

Für noch mehr Flexibilität bei der Signalerzeugung können einige Signalgeneratoren optional auch einen Arbitrary Waveform-Generatoren (ARB) als Basisbandsignalquelle enthalten (siehe dazu Kapitel 1.2.3). Dieser erzeugt Signale mit nahezu unbegrenzter Komplexität. Nachteilig ist, dass die Signalerzeugung nicht in Echtzeit möglich ist und eine vorberechnete Signalform vorliegen muss. Diese wird beispielsweise mit einer PC-Software oder einem Mathematikprogramm erzeugt.

1.2.3 Arbitrary Waveform-Generatoren (ARB)

Arbitrary Waveform-Generatoren (ARB) sind spezielle Vektor-Signalgeneratoren für das Basisband, bei denen die Modulationsdaten vorab (nicht in Echtzeit) berechnet und im RAM-Speicher des Instruments abgelegt werden. Die Ausgabe des Speicherinhalts erfolgt dann mit der Echtzeit-Symbolrate. Viele Vektor-Signalgeneratoren verfügen über eine ARB-Option, siehe Auswahlliste in [Bild 1-19](#). In Einsatz und Anwendung unterscheiden sich ARB-Generatoren von den Echtzeit-Vektor-Generatoren in folgenden Punkten:

- Der Inhalt des IQ-Datenstromes eines ARB ist vollkommen frei festlegbar, was die Bezeichnung Arbitrary (beliebig) .
- Es sind nur zeitlich begrenzte oder zyklische Signale möglich (der Speicher hat eine endliche Tiefe).

Die Speichertiefe und die Wortbreite der IQ-Datensätze sind zusätzliche Kenngrößen beim ARB. Zudem erlauben einige ARB Generatoren, verschiedene Teile eines Speichers mit mehreren vorab berechneten Wellenformen („Segmente“) ohne weitere Vorabberechnung beim Abspielen hintereinander zu setzen.

Wie bei den Echtzeitgeneratoren gibt es verschiedene Trigger-Möglichkeiten und die parallel zum Abspielen der Wellenform mögliche Ausgabe sogenannter Marker-Signale, um angeschlossene Hardware und Messgeräte zu steuern. Der Anwender kann für Produktionstests verschiedene Signalformen unterschiedlicher Dauer zu einer Sequenz aneinanderfügen (siehe [Bild 1-40](#)). Die Reihenfolge und Dauer wird entweder am ARB über ein Fernsteuerprogramm oder durch ein externes Triggersignal festgelegt. Die Ausgangssequenz kann dann zum Beispiel aus Datenströmen mit unterschiedlichen Bitraten bestehen, die in der Fertigung überprüft werden müssen.

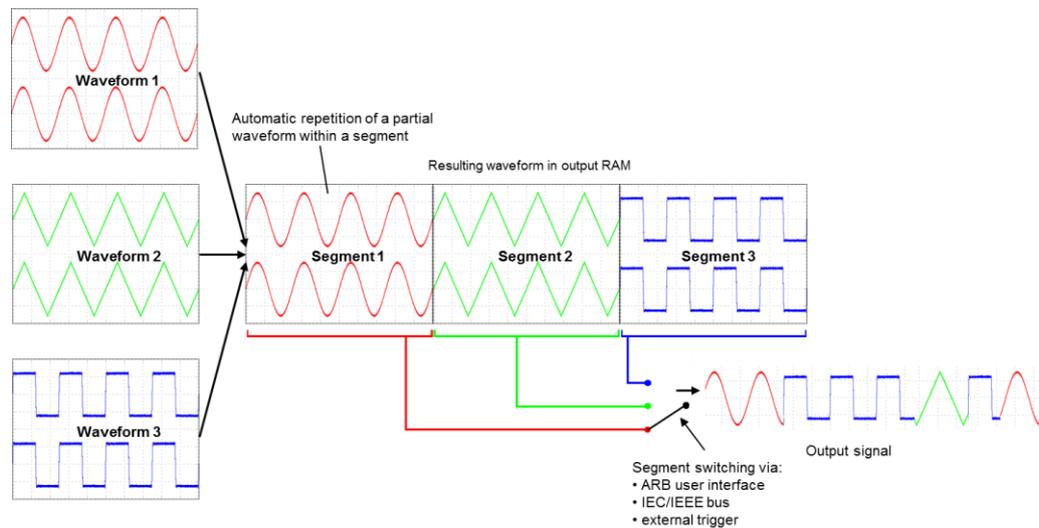


Bild 1-40: Aneinanderreihung verschiedener Signalformen zu einer Sequenz

Manche ARB-Generatoren können als Basisband-Quelle additiv Gauß'sches Rauschen hinzurechnen; manche sind ebenfalls in der Lage, eine Mehrwege-Ausbreitung (Fading) und Mehr-Antennensysteme (MIMO) des späteren HF-Signals zu simulieren. Vielfach bieten Hersteller von ARB-Generatoren Software an, um Standard-Modulationssequenzen (IQ-Datensätze) zu erstellen. Bild 1-41 zeigt als Beispiel einige Fenster der Simulationssoftware R&S® WinIQSIM2.

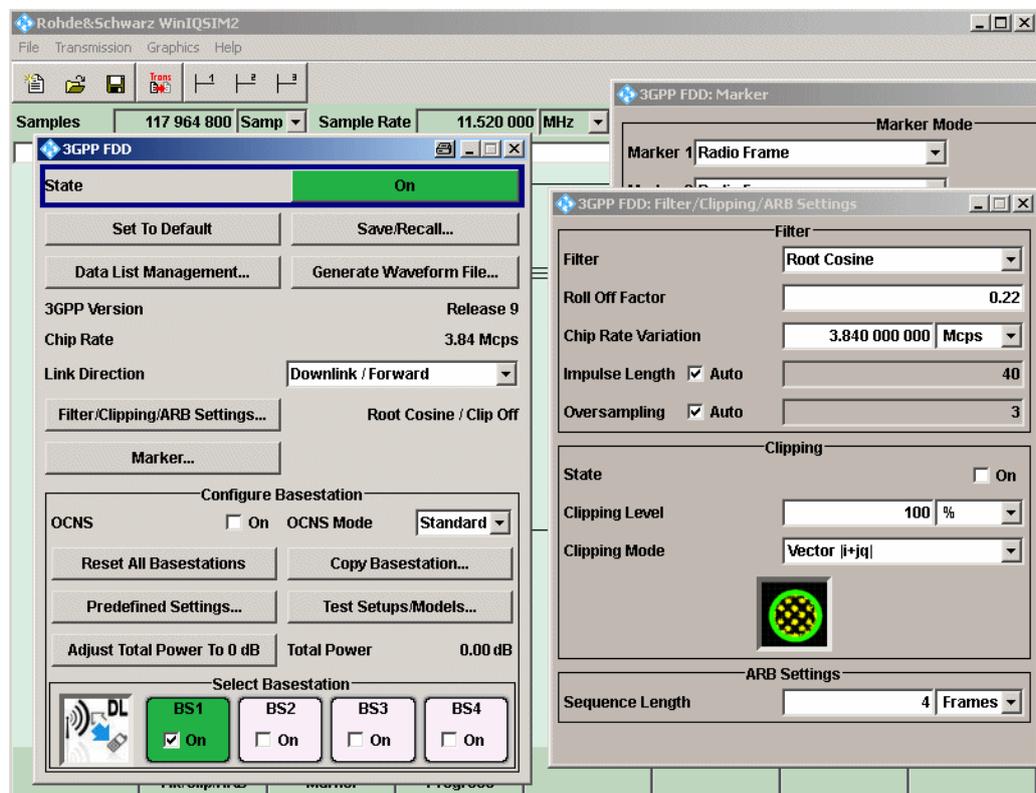


Bild 1-41: PC-Programm zur Berechnung der IQ-Daten von Standard-Signalen

Gewählt wurde hier der Mobilfunkstandard 3GPP FDD (UMTS). Erstellt wird der Downlink, also das Signal von einer Basisstation (BS) zum Mobiltelefon. Das Programm kann die Signale von bis zu vier Basisstationen erzeugen; in [Bild 1-41](#) ist nur BS1 aktiv. Die Filterung entspricht dem UMTS-Standard. Ein *Clipping* erfolgt nicht. Die Gerätebuchse *Marker1* wird später ein Signal bei jedem neuen *Radio Frame* liefern.

Sind alle nötigen Eingaben erfolgt, startet man durch Click auf die Schaltfläche *Generate Waveform File* die Berechnung der IQ-Daten. Ist diese abgeschlossen, überträgt man die Daten vom Programm aus zum ARB und kann sofort die Ausgabe starten.

[Bild 1-42](#) zeigt den prinzipiellen Aufbau eines ARB. Die Im Speicher abgelegten Signalformen werden mit dem Sequenzer zu einer vorgegebenen Sequenz zusammengestellt und an den Sample Rate Converter (Resampler) weitergeleitet.

Mit dem Resampler wird ein variabler Speicher Symboltakt an eine feste Taktrate des D/A-Wandlers angeglichen. Dies hat zwei wesentliche Vorteile. Zum einen arbeitet der D/A-Wandler immer mit der optimalen Taktrate für bestmögliche Auflösung und zum anderen wird durch den variablen Speichertakt der Speicher optimal ausgenützt. D.h. durch die Veränderung des Takts kann eine möglichst lange Sequenz erzeugt werden.

Folgendes Beispiel soll dies verdeutlichen:

Ein ARB mit einer Speichertiefe von 1 Gsample kann ein GSM Signal mit 270 ksamples/s und 3-fach Oversampling von 1234 s Länge erzeugen

($t = \frac{1 \text{ Gsample}}{3 \cdot 270 \text{ ksample}}$). Würde der Speicher mit demselben Takt des D/A-Wandlers von beispielsweise 300 MHz getaktet sein, würde sich die ausgebbare Signaldauer auf 3,3 s verkürzen ($t = \frac{1 \text{ Gsample}}{300 \text{ Msample/s}}$).

Da der D/A-Wandler immer im optimalen Bereich getaktet wird, besitzt das Ausgangssignal einen, vom Speichertakt unabhängigen, hohen störungsfreien Dynamikbereich, welcher auch als SFDR (Spurious-Free Dynamic Range) bezeichnet wird.

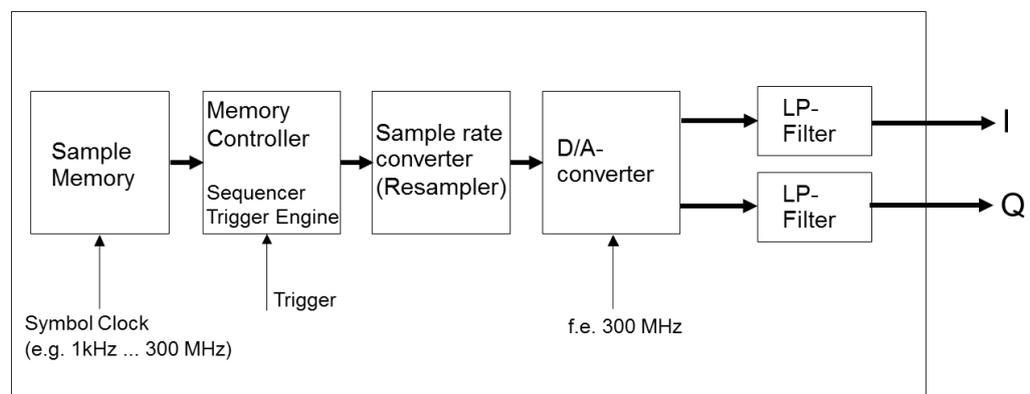


Bild 1-42: ARB Blockdiagramm

1.3 Wichtige Kenngrößen von Signalgeneratoren

Ein als ideal angenommener Signalgenerator stellt an seinem Ausgang ein unverzerrtes Sinussignal mit exakt der eingestellten Frequenz und dem eingestellten Pegel bereit. Bild 1-43 zeigt ein ideales Sinussignal im Zeit- und Frequenzbereich.

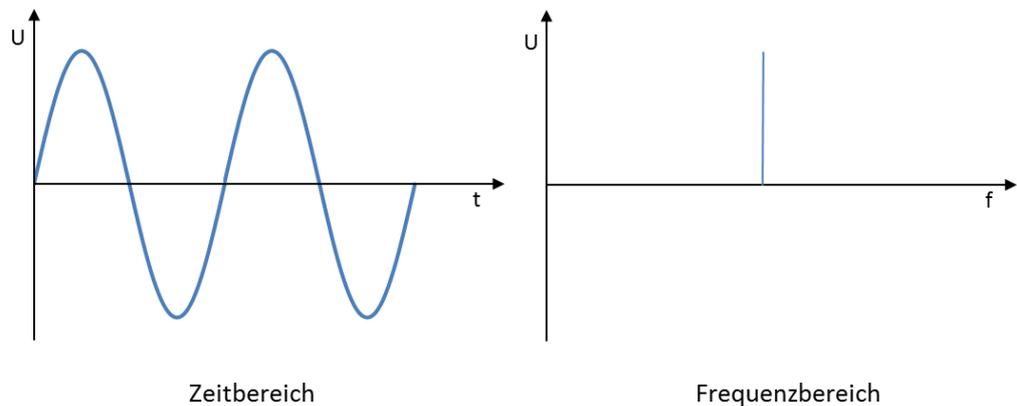


Bild 1-43: Ausgangssignal eines idealen Signalgenerators im Zeit- und Frequenzbereich

Da ein Signalgenerator aus realen Komponenten mit nicht idealen Eigenschaften aufgebaut ist, erscheinen am Ausgang neben dem gewünschten Trägersignal mit der Frequenz f_T (T: Träger) auch noch weitere unerwünschte Signale. Auch das Trägersignal selbst ist in der Realität mit einem Pegelfehler und einem Frequenzfehler behaftet. Bedingt durch Phasenrauschen stellt sich das reale Trägersignal im Spektrum auch nicht durchgehend als schmale Linie bzw. als Diracimpuls dar (siehe Bild 1-44)

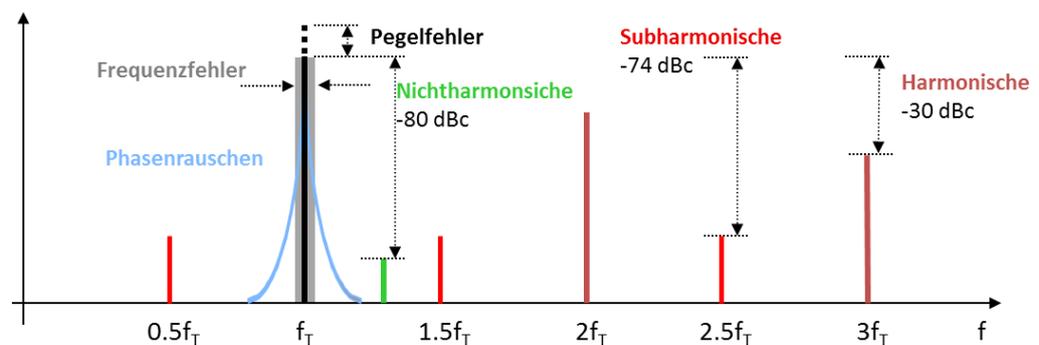


Bild 1-44: Reales Spektrum eines nicht idealen Signalgenerators

Im Folgenden werden die wichtigsten Kenngrößen eines Signalgenerators zur Beurteilung der Signalqualität näher betrachtet.

1.3.1 Phasenrauschen

Phasenrauschen ist ein Maß für die Kurzzeitstabilität von Oszillatoren, wie sie auch in einem Signalgenerator zur Erzeugung von Signalen unterschiedlicher Frequenz und Form verwendet werden. Ursache für Phasenrauschen sind Schwankungen von Phase

bzw. Frequenz sowie Amplitude eines Oszillator-Ausgangssignals, wobei letztere meist zu vernachlässigen sind. Diese Schwankungen wirken wie eine Modulation. Das Phasenrauschen tritt in der Regel symmetrisch um den Träger auf, daher genügt es, Phasenrauschen nur auf einer Seite des Trägers zu betrachten. Seine Amplitude wird daher als Einseitenband-Phasenrauschen SSB (engl. **Single Sideband Phasenoise**) in einem definierten Trägerabstand (Offset) bezogen auf die Trägeramplitude spezifiziert. Die spezifizierten Werte sind dabei meistens relativ, also als Rauschleistungspegel innerhalb einer Bandbreite von 1 Hz angegeben. Die Einheit ist dementsprechend dBc (1 Hz) oder dBc/Hz, wobei mit der Erweiterung "c" der Bezug auf den Träger (engl. carrier) angedeutet wird. Da die Phasenrauschleistung niedriger als die Trägerleistung ist, sind in Spezifikationen eines Signalgenerators negative Zahlenwerte zu erwarten. Die Auswirkungen von Phasenrauschen sind in [Bild 1-45](#) dargestellt.

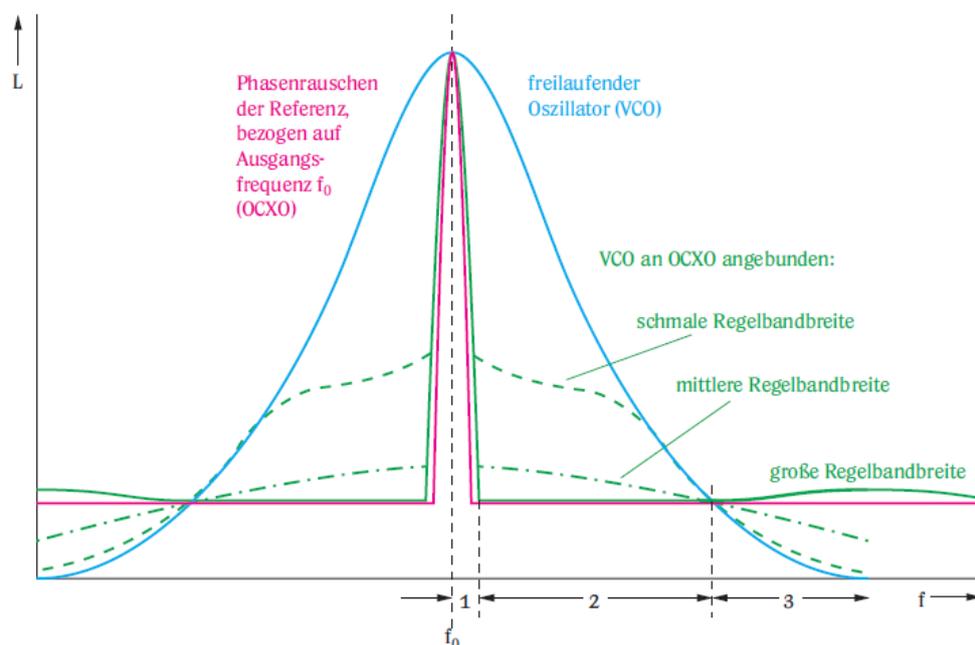


Bild 1-45: Phasenrauschen eines OCXO, eines VCO sowie einen an den OCXO angebundenen VCO bei verschiedenen Regelbandbreiten

Im Idealfall erwartet man bei einem reinen Sinussignal im Frequenzbereich lediglich eine einzige Spektrallinie. Tatsächlich aber ist das Spektrum eines durch einen realen Oszillator erzeugten Signals deutlich breiter. Das Signal jedes Oszillators weist Phasenrauschen mehr oder weniger ausgeprägt auf. Durch entsprechende schaltungstechnische Vorkehrungen kann es bis zu einem gewissen Grad lediglich minimiert, aber nie ganz beseitigt werden. In modernen Signalgeneratoren sind die schwingungserzeugenden Oszillatoren als Synthesizer ausgeführt, d. h. die eigentlichen Oszillatoren sind über Phasenregelkreise wie in [1.2.1.1](#) beschrieben an eine hochgenaue Referenzfrequenz, z.B. 10 MHz angebunden. Abhängig von der Regelbandbreite dieser Anbindung wird die Charakteristik des Phasenrauschens beeinflusst. Es können daher folgende Teilbereiche unterschieden werden (siehe auch Bereiche 1, 2 und 3 in [Bild 1-45](#)):

- Nahe am Träger (Frequenzoffset bis etwa 1 kHz)

In diesem Bereich ist das Phasenrauschen aufgrund der Vervielfachung in der Regelschleife höher als das des Referenzoszillators.

- Bereich bis zur oberen Grenze der Regelbandbreite (ab etwa 1 kHz)
Innerhalb der Regelbandbreite entspricht das Phasenrauschen dem Summenrauschen mehrerer Komponenten des Regelkreises, wie z.B. des Teilers, des Phasendetektors und des vervielfachten Referenzsignals. Die obere Grenze dieses Bereichs ist abhängig vom Signalgenerator bzw. vielmehr von der Art des verwendeten Oszillator
- Bereich außerhalb der Regelbandbreite
Außerhalb der Regelbandbreite wird das Phasenrauschen praktisch ausschließlich durch das Phasenrauschen des Oszillators im nicht-synchronisierten Betrieb bestimmt. Es fällt in diesem Bereich mit 20 dB je Dekade ab.

In [Bild 1-45](#) ist das Phasenrauschen für verschiedene Regelbandbreiten dargestellt. Interessant dabei ist der Vergleich des Phasenrauschens des freilaufenden Oszillators mit dem Phasenrauschen bei Anbindung an die Referenz mit verschiedenen Regelbandbreiten. Folgende Fälle sind dabei zu unterscheiden:

- Große Regelbandbreite
Die Schleifenverstärkung des Regelkreises ist so groß, daß das Rauschen des an die Referenz angeschlossenen Oszillators auf das Rauschen der Referenz abgesenkt wird. Weitab vom Träger wird aufgrund der Phasendrehung durch die Filterung das Phasenrauschen jedoch angehoben.
- Mittlere Regelbandbreite
Die Schleifenverstärkung reicht nicht aus, um nahe am Träger das Referenzrauschen zu erreichen. Die Anhebung des Phasenrauschens weitab vom Träger ist allerdings geringer als bei einer großen Regelbandbreite.
- Schmale Regelbandbreite
Das Phasenrauschen weitab vom Träger wird gegenüber dem freilaufenden Oszillator nicht verschlechtert. Nahe am Träger ist es jedoch verglichen mit mittlerer und großer Regelbandbreite deutlich höher.

Mathematische Betrachtung des Phasenrauschens:

Das Ausgangssignal $u(t)$ eines idealen Oszillators kann durch

Gleichung 1-3:

$$u(t) = U_0 \sin(2\pi f_0 t) \quad \text{beschrieben werden mit}$$

U_0 Amplitude des Signals

f_0 Frequenz des Signals und

$2\pi f_0 t$ Phase des Signals

Beim realen Signal sind sowohl die Amplitude als auch die Phase des Signals Schwankungen unterworfen:

Gleichung 1-4:

$$u(t) = (U_0 + \varepsilon(t)) \sin(2\pi f_0 t + \Delta\varphi(t)) \quad \text{mit}$$

$\varepsilon(t)$ Amplitudenschwankung des Signals und

$\Delta\varphi(t)$ (Phasenschwankung oder) Phasenrauschen des Signals.

Beim Term $\Delta\varphi(t)$ sind zwei Arten zu unterscheiden:

- Deterministische Phasenschwankung z.B. durch Netzbrumm oder aufgrund mangelnder Unterdrückung anderer Frequenzen bei der Signalaufbereitung. Diese Schwankungen machen sich in diskreten Störlinien bemerkbar.
- Zufällige Phasenschwankungen, die durch thermisches Rauschen, Schrotrauschen oder Flickerrauschen in den aktiven Elementen von Oszillatoren entstehen.

Ein Maß für das Phasenrauschen ist die Rauschleistungsdichte bezogen auf 1 Hertz Bandbreite:

Gleichung 1-5:

$$S_{\Delta\varphi}(f) = \frac{\Delta\phi_{\text{rms}}^2}{1\text{Hz}} \frac{\text{rad}^2}{\text{Hz}}$$

In der Praxis benutzt man meistens den Einseitenbandrauschabstand L zur Charakterisierung der Phasenrauscheigenschaften eines Oszillators. Er ist definiert als das Verhältnis der Rauschleistung in einem Seitenband P_{SSB} (Single SideBand, SSB, gemessen in 1 Hz Bandbreite) zur Signalleistung $P_{Carrier}$ bei einem Frequenzabstand f_{offset} vom Träger (siehe auch [Bild 1-46](#)).

Gleichung 1-6:

$$L(f_{\text{offset}}) = \frac{P_{\text{SSB}}(1\text{Hz})}{P_{\text{Carrier}}}$$

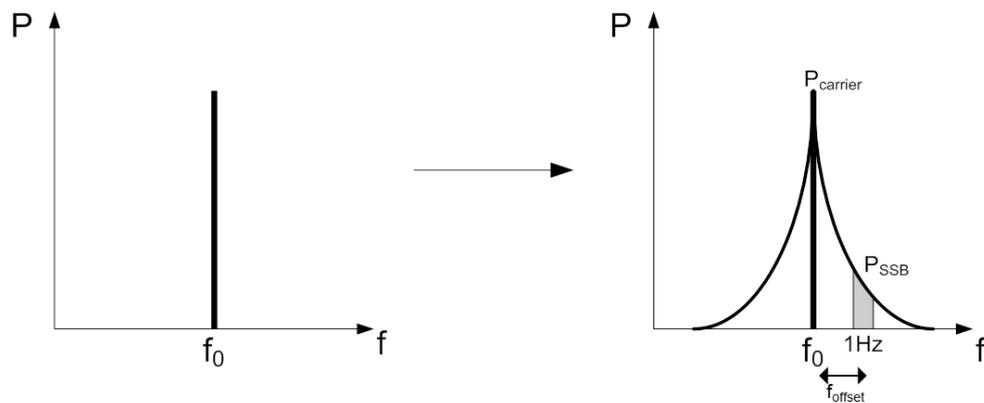


Bild 1-46: Ideales Signal und Signal mit Phasenrauschen

Wenn die Modulationsseitenbänder durch Rauschen sehr klein sind, d.h., der Phasenhub sehr viel kleiner als 1 rad ist, kann die Rauschleistungsdichte in den Einseitenbandrauschabstand umgerechnet werden:

Gleichung 1-7:

$$L(f) = \frac{1}{2} S_{\Delta\phi}(f)$$

Üblicherweise wird der Einseitenbandrauschabstand im logarithmischen Maßstab angegeben:

Gleichung 1-8:

$$L_c(f_{\text{offset}}) = 10 \lg(L(f_{\text{offset}})) \text{ dBc}$$

In [Bild 1-47](#) ist das Einseitenbandphasenrauschen eines Signalgenerators über dem Frequenzabstand zum Träger dargestellt. Da die zur Signalerzeugung verwendeten Komponenten frequenzabhängige Eigenschaften besitzen und für die höheren Frequenzen weitere Signalpfade für die Signalerzeugung notwendig sind, ist das Phasenrauschen auch von der gerade eingestellten Frequenz des Signalgenerators abhängig. In [Bild 1-47](#) ist diese Abhängigkeit für einige Trägerfrequenzen von 10 MHz bis 6 GHz dargestellt. Daraus ist zu erkennen, dass das Phasenrauschen mit der Frequenz in etwa kontinuierlich zunimmt.

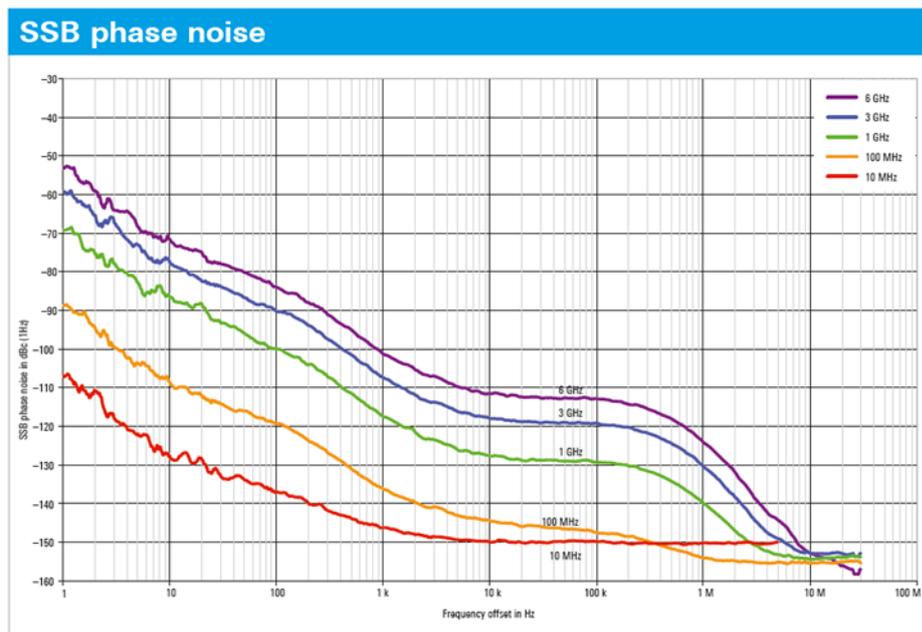


Bild 1-47: Einseitenbandphasenrauschen in Abhängigkeit des Frequenzabstandes bei verschiedenen Trägerfrequenzen

Niedrige Phasenrauschwerte wie in [Bild 1-47](#) dargestellt, sind besonders wichtig wenn ein Signalgenerator als stabiles Referenzsignal beispielsweise für Messungen des Phasenrauschens oder als Kalibrier-Referenz im Service eingesetzt werden soll. Auch zur Charakterisierung immer schnellere A/D-Wandler sind jitter-arme Mikrowellen-Signale, also Signale mit geringem Einseitenband-Phasenrauschen – besonders auch in Trägernähe – unerlässlich.

1.3.2 Nebenaussendungen

Die in [Bild 1-44](#) dargestellten Nebenaussendungen (Harmonische und Subharmonische) entstehen durch Nichtlinearitäten von Komponenten (Verstärker, Mischer etc.) im Signalpfad des Signalgenerators. Im Folgenden wird darauf näher eingegangen.

Ein ideales lineares Zweitor überträgt Signale vom Eingang zum Ausgang, ohne sie zu verzerren. Die Spannungsübertragungsfunktion eines solchen Zweitors lautet:

Gleichung 1-9:

$$u_a(t) = G_U \cdot u_e(t)$$

mit $u_a(t)$ Spannung am Ausgang des Zweitors

$u_e(t)$ Spannung am Eingang des Zweitors

G_U Spannungsverstärkung des Zweitors

Solche idealen Zweitore lassen sich in der Praxis nur mit passiven Bauelementen

realisieren. So können z. B. resistive Dämpfungsglieder als ideal angenommen werden. Hingegen weisen Zweitore, die Halbleiterbauelemente enthalten, also z. B. Verstärker oder Mischer, Nichtlinearitäten auf. Die Übertragungsfunktion lässt sich in diesem Fall durch eine Potenzreihe annähern. Es gilt:

Gleichung 1-10:

$$u_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot u_e^n(t) = a_1 \cdot u_e(t) + a_2 \cdot u_e^2(t) + a_3 \cdot u_e^3(t) + \dots$$

mit $u_a(t)$: Spannung am Ausgang des Zweitors
 $u_e(t)$: Spannung am Eingang des Zweitors
 a_n : Koeffizient des jeweiligen nichtlinearen Elements der Spannungsverstärkung

In den meisten Fällen genügt die Betrachtung des quadratischen sowie kubischen Glieds, so dass die Potenzreihe nach [Gleichung 1-10](#) nur bis $n = 3$ entwickelt werden muss. Signalgeneratoren sollen möglichst verzerrungsfreie Signale liefern. Die Linearität ist daher ein wichtiges Kriterium zur Beurteilung eines Signalgenerators. Die Auswirkungen von Nichtlinearitäten eines Zweitors auf dessen Ausgangsspektrum hängen vom Eingangssignal ab:

Einton-Aussteuerung

Liegt am Eingang des Zweitors ein einzelnes sinusförmiges Signal $u_e(t)$ an mit

Gleichung 1-11:

$$u_e(t) = \hat{U}_e \cdot \sin(2 \pi f_{e,1} \cdot t)$$

mit \hat{U}_e Spitzenwert von $u_e(t)$
 $f_{e,1}$ Frequenz von $u_e(t)$,

so spricht man von Einton-Aussteuerung. Durch Einsetzen von [Gleichung 1-11](#) in [Gleichung 1-10](#) lässt sich zeigen, dass durch die Nichtlinearitäten Harmonische des Eingangssignals mit den Frequenzen $f_{n,H} = n \cdot f_1$ entstehen (siehe [Bild 1-48](#)).

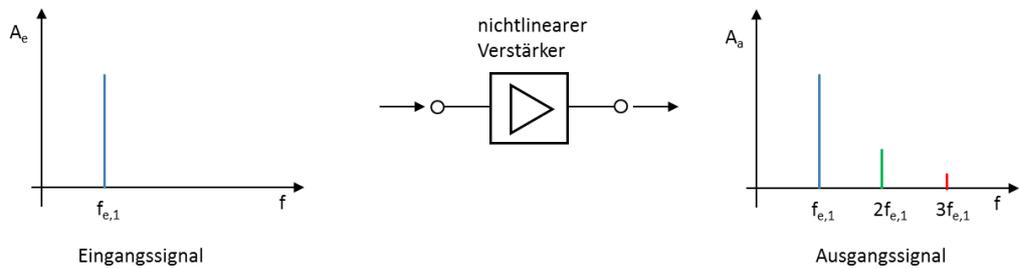


Bild 1-48: Spektrum vor und nach einem nichtlinearen Zweitor

Die Pegel dieser Harmonischen hängen von den Koeffizienten a_n in Gleichung 1-10 ab. Es besteht aber auch eine Abhängigkeit von der Ordnung n der jeweiligen Harmonischen sowie vom Eingangspegel. Bei Erhöhung der Eingangspegel steigen die Pegel von Harmonischen überproportional mit ihrer Ordnung, d.h. eine Änderung des Eingangspegels um Δ dB führt zu einer Änderung des Harmonischen-Pegels um $n \cdot \Delta$ dB sowie vom Eingangspegel.

Im Datenblatt werden die Harmonischen relativ zum Trägersignal in dBc (c: carrier) angegeben. Bild 1-49 zeigt ein Beispiel für die Angaben in einem Datenblatt. Zur Spezifikation der Harmonischen gehört neben der Frequenzangabe auch die Angabe des Ausgangspegels bis zu dem die Angaben für die Harmonischen gelten. Ist der Pegelabstand der Harmonischen zum Trägersignal für die Anwendung nicht ausreichend, gibt es wie in diesem Beispiel optionale Filter um die Harmonischen noch weiter abzusenken. In Bild 1-50 sind die Messergebnisse der 2. und 3. Harmonischen über der Frequenz grafisch dargestellt.

Harmonics		
R&S [®] SMB-B101/-B102/-B103/-B106	1 MHz < f ≤ 6 GHz; level ≤ 13 dBm ⁶	< -30 dBc
-B112/-B112L ¹	f > 6 GHz; level ≤ 10 dBm ⁶	
R&S [®] SMB-B120/-B120L/-B140/-B140L ¹ **	standard; level ≤ 8 dBm ⁶	
	f > 1 MHz	< -30 dBc
	with R&S [®] SMB-B25, R&S [®] SMB-B26 option low harmonic, low harmonic filter on, level ≤ 10 dBm ⁶	
	1 MHz < f ≤ 150 MHz	< -30 dBc
	150 MHz < f ≤ 3 GHz	< -58 dBc
	3 GHz < f ≤ 20 GHz	< -50 dBc
	f > 20 GHz	< -60 dBc (meas)

¹) ohne / mit elektronischer Eichleitung; ²) ohne / mit mechanischer Eichleitung

Bild 1-49: Beispiel für die Spezifikation von Harmonischen

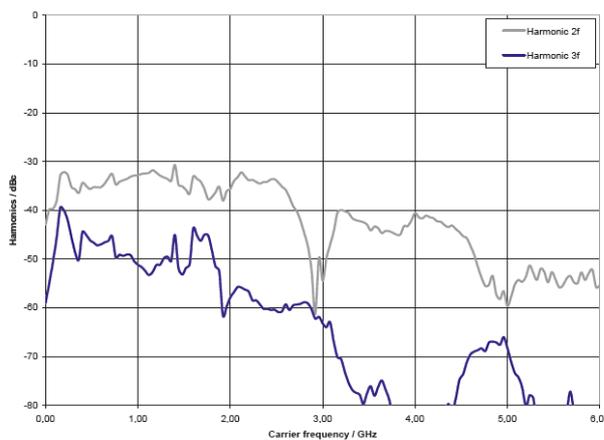


Bild 1-50: Grafische Darstellung der 2. und 3. Harmonische bis 6 GHz, Ausgangsleistung +15 dBm (gemessen)

Zweitonaussteuerung

Neben den oben beschriebenen Harmonischen entstehen bei der Signalgenerierung auch Nichtharmonische Signalanteile. Diese werden beispielsweise, bedingt durch die begrenzte Isolation von Signalpfaden, durch Übersprechen vom internen Netzteil oder durch Übersprechen anderer im Signalgenerator vorhandener Taktfrequenzen verursacht. Dazu gehören zudem solche Intermodulationsprodukte die bei einer Zweitonaussteuerung von nichtlinearen Komponenten entstehen. Bei Zweitonaussteuerung wird am Eingang des Zweitores ein Signal $u_e(t)$ bestehend aus zwei sinusförmigen Signalen gleicher Amplitude angelegt.

Für das Eingangssignal gilt:

Gleichung 1-12:

$$u_e(t) = \hat{U}_e \cdot \sin(2 \pi f_{e,1} \cdot t) + \hat{U}_e \cdot \sin(2 \pi f_{e,2} \cdot t)$$

mit \hat{U}_e Spitzenwert der beiden sinusförmigen Signale

$f_{e,1}, f_{e,2}$ Signalfrequenzen

Durch Einsetzen von Gleichung 1-12 in die nichtlineare Übertragungsfunktion nach Gleichung 1-10 erhält man u. a. die in Tabelle 1-1 aufgeführten Mischprodukte am Ausgang des Zweitores. Es wird dabei stets die Kreisfrequenz ω mit $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_{e,1}$ und $\omega_2 = 2 \cdot \pi \cdot f_{e,2}$ angegeben.

Gleichspannungsanteil	$a_2 \cdot 0,5 (\hat{U}_{e,1}^2 + \hat{U}_{e,2}^2)$
Grundwellen (1. Harmonische)	$a_1 \cdot \hat{U}_{e,1} \cdot \sin(\omega_1 t)$ $a_1 \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot \sin(\omega_2 t)$
2. Harmonische	$a_2 \cdot 0,5 \cdot \hat{U}_{e,1}^2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_1 t)$ $a_2 \cdot 0,5 \cdot \hat{U}_{e,2}^2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_2 t)$
Intermodulationsprodukte 2. Ordnung	$a_2 \cdot \hat{U}_{e,1} \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot \cos(\omega_1 - \omega_2)t$ $a_2 \cdot \hat{U}_{e,1} \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot \cos(\omega_1 + \omega_2)t$
3. Harmonische	$a_3 \cdot 0,25 \cdot \hat{U}_{e,1}^3 \cdot \sin(3 \cdot \omega_1 t)$ $a_3 \cdot 0,25 \cdot \hat{U}_{e,2}^3 \cdot \cos(3 \cdot \omega_2 t)$
Intermodulationsprodukte 3. Ordnung	$a_3 \cdot \hat{U}_{e,1}^2 \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot 0,75 \cdot \sin(2\omega_1 + \omega_2)t$ $a_3 \cdot \hat{U}_{e,1}^2 \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot 0,75 \cdot \sin(2\omega_2 + \omega_1)t$ $a_3 \cdot \hat{U}_{e,1}^2 \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot 0,75 \cdot \sin(2\omega_1 - \omega_2)t$ $a_3 \cdot \hat{U}_{e,1}^2 \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot 0,75 \cdot \sin(2\omega_2 - \omega_1)t$

Tabelle 1-1: Mischprodukte bei Zweitonaussteuerung

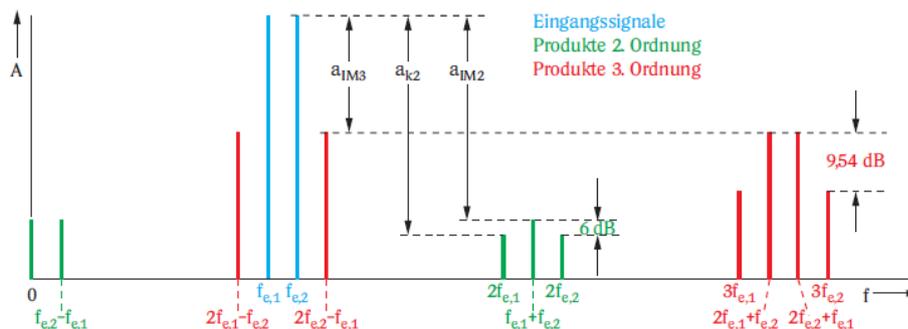


Bild 1-51: Ausgangsspektrum eines nichtlinearen Zweitores bei Zweitonaussteuerung

Neben den Harmonischen entstehen nun zusätzlich Intermodulationsprodukte, auch Differenzöne genannt (Bild 1-51). Die Ordnung von Intermodulationsprodukten entspricht der Summe der Ordnungszahlen der beteiligten Komponenten. Für das Produkt bei $2 \cdot f_{e,1} + 1 \cdot f_{e,2}$ ergibt sich z. B. die Ordnung $2 + 1 = 3$. In Tabelle 1-1 sind nur Produkte bis zur 3. Ordnung berücksichtigt. Während geradzahlige Intermodulationsprodukte (z.B. 2. Ordnung) im Frequenzbereich stets weitab von den beiden Eingangssignalen liegen, treten ungeradzahlige Intermodulationsprodukte niedriger Ordnung (z.B. 3. oder 5. Ordnung) immer in unmittelbarer Umgebung der Eingangssignale auf.

Je nach Anwendung können sich Produkte sowohl geradzahlig als auch ungeradzahlig Ordnung störend auswirken. Wie bei den Harmonischen höherer Ordnung führt auch hier eine Pegeländerung beider Sinusträger am Eingang um Δ dB zu einer Pegeländerung des jeweiligen Intermodulationsprodukts um $n \cdot \Delta$ dB. Erhöht man z.B. die Ansteuerung eines Verstärkers um 3 dB, wächst das Intermodulationsprodukt 3. Ordnung um 9 dB. Bild 1-52 veranschaulicht diesen Zusammenhang am Beispiel der Intermodulationsprodukte 2. und 3. Ordnung:

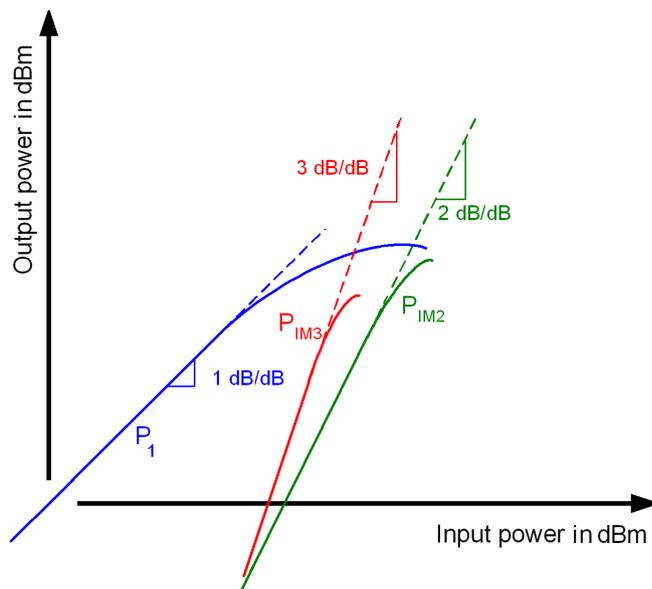


Bild 1-52: Kennlinien von Fundamental (blau) und Intermodulationsprodukten 2. (grün) und 3. Ordnung (rot)

Damit die Angabe von Nichtharmonischen verschiedener Signalgeneratoren vergleichbar wird, muss der Pegel und der Frequenzabstand zum Träger mit angegeben werden (Bild 1-53).

Nonharmonics	CW, level > -10 dBm (level > 0 dBm for instruments without step attenuator), offset > 10 kHz from carrier	
	$f \leq 23.4375$ MHz	< -70 dBc
	23.4375 MHz < $f \leq 1500$ MHz	< -70 dBc, < -84 dBc (typ.)
	1500 MHz < $f \leq 3$ GHz	< -64 dBc, < -78 dBc (typ.)
	3 GHz < $f \leq 6.375$ GHz	< -58 dBc, < -72 dBc (typ.)
	6.375 GHz < $f \leq 12.75$ GHz	< -52 dBc, < -66 dBc (typ.)
	12.75 GHz < $f \leq 25.5$ GHz	< -46 dBc, < -60 dBc (typ.)
	25.5 GHz < $f \leq 40$ GHz	< -40 dBc, < -54 dBc (typ.)

Bild 1-53: Beispiel für die Datenblattangabe von Nichtharmonischen

Für die Beurteilung der spektralen Reinheit eines Generatorsignales ist neben der Bewertung von Phasenrauschen, Harmonischen und Nichtharmonischen auch die Angabe der Subharmonischen („Untertonreihe“) notwendig. Die Frequenzen der Subharmonischen haben ein ganzzahliges Teilverhältnis zur Trägerfrequenz:

- 1. Subharmonische $1/2 \cdot f_T$
- 2. Subharmonische $1/3 \cdot f_T$
- n-te Subharmonische $f_T/(n+1)$

Subharmonische Frequenzanteile entstehen im Signalgenerator ausschließlich durch den Einsatz von Frequenzvervielfachern. Zeigt ein Beispiel für die Angabe von Subharmonischen aus einem Datenblatt. Auch hier ist der Bezug auf die Trägerausgangsleistung, also die Angabe als Vergleichsgröße in dBc notwendig. Bei dem Signalgenerator im Beispiel unten wird unterhalb von 6.375 GHz keine Frequenzvervielfacher verwendet, es treten in diesem Bereich keine Subharmonischen auf.

Subharmonics	level > -10 dBm (level > 0 dBm for instruments without step attenuator)	
	f < 6.375 GHz	none
	6.375 GHz < f ≤ 20 GHz	< -55 dBc
	20 GHz < f ≤ 40 GHz	< -50 dBc

Bild 1-54: Beispiel für die Datenblattangabe von Subharmonischen

1.3.3 Frequenzstabilität

Zur Charakterisierung der Frequenzstabilität unterscheidet man zwischen Langzeitstabilität und Kurzzeitstabilität.

Mit der Kurzzeitstabilität erfasst man statistische oder deterministische Schwankungen der Frequenz um einen Mittelwert. Unter ihrem Einfluss verbreitert sich die Spektrallinie eines monofrequenten Signals. Dabei sind zwei Arten von Frequenzschwankungen zu unterscheiden: zufällige und deterministische Schwankungen. Deterministische (oder systematische, periodische) Schwankungen sind auf diskrete Modulationsfrequenzen zurückzuführen. Sie treten also als diskrete Nebenlinien nahe der mittleren Frequenz in Erscheinung und können auf bekannte Ursachen, bzw. Netzbrummen oder Mischprodukte zurückgeführt werden. Zufällige (oder statistische) Frequenz- oder Phasenschwankungen werden als Phasenrauschen bezeichnet (siehe [1.3.1 Phasenrauschen](#)).

Die Langzeitstabilität bezieht sich auf eine Änderung der mittleren Frequenz, verursacht durch langsame Veränderungen der frequenzbestimmenden Komponenten (Oszillatoren). Eine temperaturbedingte Ausdehnung einer resonanten Struktur kann beispielsweise eine Frequenzänderung bewirken. Die Langzeitstabilität wird häufig durch eine relative Frequenzänderung pro Zeiteinheit beschrieben. Die Spezifikation der Langzeitstabilität setzt sich aus mehreren Einzelparametern zusammen (siehe [Bild 1-55](#)).

Reference frequency

Frequency error	at time of calibration in production	$< 1 \times 10^{-7}$
	with R&S [®] SMB-B1/R&S [®] SMB-B1H option	$< 1 \times 10^{-8}$
Aging (after 10 days of uninterrupted operation)	standard	$< 1 \times 10^{-6}/\text{year}$
	with R&S [®] SMB-B1 option	$< 1 \times 10^{-9}/\text{day}, < 1 \times 10^{-7}/\text{year}$
	with R&S [®] SMB-B1H option	$< 5 \times 10^{-10}/\text{day}, < 3 \times 10^{-8}/\text{year}$
Temperature effect (0 °C to +50 °C)	standard	$< 2 \times 10^{-6}$
	with R&S [®] SMB-B1 option	$< 1 \times 10^{-7}$
	with R&S [®] SMB-B1H option	$< 1 \times 10^{-8}$
Warm-up time	to nominal thermostat temperature with R&S [®] SMB-B1/R&S [®] SMB-B1H option	$\leq 10 \text{ min}$

Bild 1-55: Spezifikation der Frequenzstabilität

- Der Frequenzfehler gibt die Genauigkeit des Referenzoszillators zum Zeitpunkt der Produktion bzw. der Nachjustierung bei der Kalibrierung an.
- Da der Referenzoszillator einer Alterung unterliegt, wird die daraus resultierende Frequenzabweichung pro Tag bzw. pro Jahr angegeben. Aus dieser Angabe kann berechnet werden, wann der Oszillator im Service wieder nachjustiert werden muss. Das zeitliche Intervall für die Nachjustierung ergibt sich aus der, für die Anwendung noch zulässigen, Frequenzabweichung.
- Zusätzlich zu den oben genannten Abweichungen muss für die Berechnung der gesamten Frequenzgenauigkeit die Abweichung durch Temperatureinflüsse addiert werden.

Wie im Kapitel 1.2.1.1 unter dem Punkt "Synthesizer" beschrieben, hängt die Frequenzgenauigkeit eines Signalgenerators von dem verwendeten Frequenzoszillator ab. Standardmäßig wird bei den meisten Signalgeneratoren ein TCXO als Referenzoszillator verwendet. Für höhere Ansprüche an die Frequenzgenauigkeit können in der Regel Signalgeneratoren optional mit einem OCXO ausgestattet werden. Deshalb werden in den Spezifikation für die Frequenzstabilität zusätzlich die Werte für den OCXO angegeben (Bild 1-55, SMB[®]-B1: OCXO Reference Oscillator, SMB[®]-B1H: Reference Oscillator high Performance). Neben dem Vorteil der höheren Frequenzgenauigkeit bietet ein OCXO eine kürzere Aufwärmzeit. Erst nach dieser Zeit sind die im Datenblatt angegebenen Spezifikationen gültig. In diesem Beispiel beträgt die Aufwärmzeit mit dem Standard Frequenzoszillator 30 min. Mit OCXO wird die Aufwärmzeit auf 10 min verkürzt (Bild 1-55).

1.3.4 Pegelgenauigkeit und Pegelstellzeit

Wie in Kapitel 1.2.1.1 beschrieben, hängen Pegelgenauigkeit und Pegelstellzeit von dem verwendeten Synthesizer-Konzept, dem Typ der Eichleitung und der Verwendung der ALC ab. Bild 1-1 zeigt ein Beispiel für die Angabe des Pegelfehlers für verschiedene Frequenzbereiche aus einem Datenblatt. Aufgrund der hohen Präzision einer mechanischen Eichleitung und der ebenfalls verbesserten Anpassung der HF-Ausgangsbuchse ist der Pegelfehler keiner als bei einem Signalgenerator ohne Eichleitung.

Level error	ALC state on, temperature range +18 °C to +33 °C	
Ohne Eichleitung → R&S®SMB-B101/-B102/-B103/ -B106/-B112	9 kHz ≤ f ≤ 200 kHz ⁴	< 1.0 dB
	200 kHz < f ≤ 3 GHz	< 0.5 dB
	f > 3 GHz	< 0.9 dB
Mit mechanischer Eichleitung → R&S®SMB-B112L	200 kHz < f ≤ 3 GHz	< 0.7 dB
	f > 3 GHz	< 1.1 dB
R&S®SMB-B120L/-B140L	200 kHz < f ≤ 3 GHz	< 0.7 dB
	3 GHz < f ≤ 20 GHz	< 1.1 dB
	20 GHz < f ≤ 40 GHz	< 1.2 dB
R&S®SMB-B120/-B140	level > -90 dBm	level ≤ -90 dBm
	200 kHz < f ≤ 3 GHz	< 0.5 dB
	3 GHz < f ≤ 20 GHz	< 0.9 dB
	20 GHz < f ≤ 40 GHz	< 1.0 dB

Bild 1-56: Spezifikation des Pegelfehlers mit mechanischer Eichleitung bzw. ohne Eichleitung

Wie in Kapitel 1.2.1.1 unter "Pegeldämpfung mit Stufenabschwächer" beschreiben, wird bei dem Einsatz einer elektronischen Eichleitung ein Leistungsverstärker für den Ausgleich der Eichleitungsdämpfung nachgeschaltet. Dies führt neben der Verschlechterung der spektralen Reinheit auch zu einer Erhöhung des Pegelfehlers. Die Diagramme in Bild 1-57 und Bild 1-58 stellen den Pegelfehler in Abhängigkeit des Ausgangspegel für verschiedene Frequenzen dar. Bild 1-58 zeigt den negativen Einfluss auf die Pegelgenauigkeit bei eingeschaltetem Leistungsverstärker.

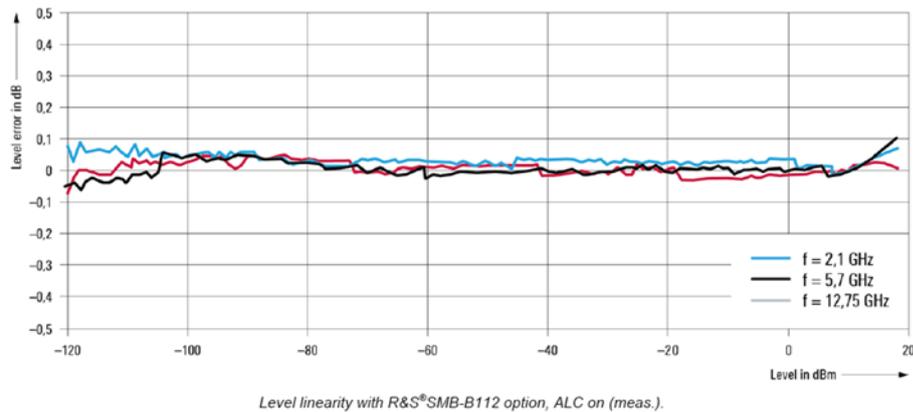


Bild 1-57: Pegelfehler mit elektronischer Eichleitung bei verschiedenen Frequenzen

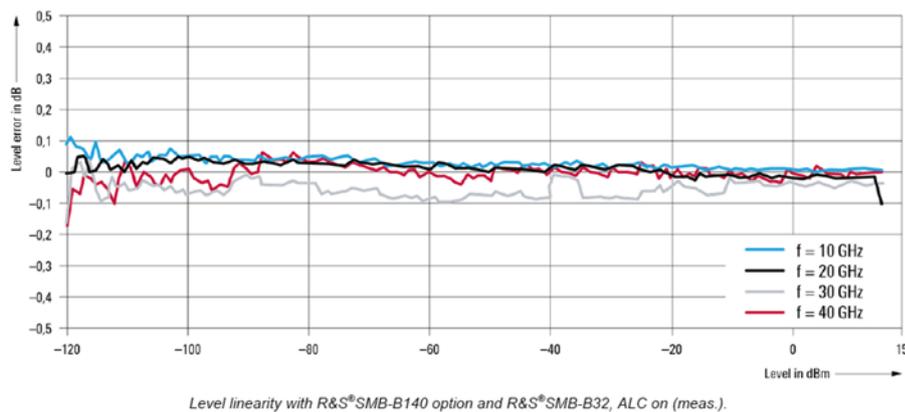


Bild 1-58: Pegelfehler mit elektronischer Eichleitung und Leistungsverstärker bei verschiedenen Frequenzen

Bild 1-59 zeigt ein Beispiel für Spezifikation der Pegelstellzeit. Bei der Notwendigkeit die mechanische Eichleitung zu schalten verlängert sich die Einstellzeit deutlich.

Level setting times

Setting time	level deviation < 0.1 dB ⁵ from final value, with GUI update stopped, temperature range +18 °C to +33 °C, without switching of the mechanical step attenuator
	after IEC/IEEE bus delimiter
	ALC state on < 2.5 ms
	with switching of the mechanical step attenuator
	ALC state on < 25 ms

Bild 1-59: Spezifikation der Pegelstellzeit

1.3.5 Error Vector Magnitude (EVM)

Eine wichtige Kenngröße für die Modulationsqualität bei einem Vektor-Signalgenerator ist die Error-Vector-Magnitude (EVM). Die EVM ist ein Maß für die Abweichung der erzeugten Symbole von der Idealkonstellation (siehe Bild 1-60) und entspricht dem Verhältnis zwischen dem Fehlervektor V_{error} und dem idealen Referenzvektor V_{ref} .

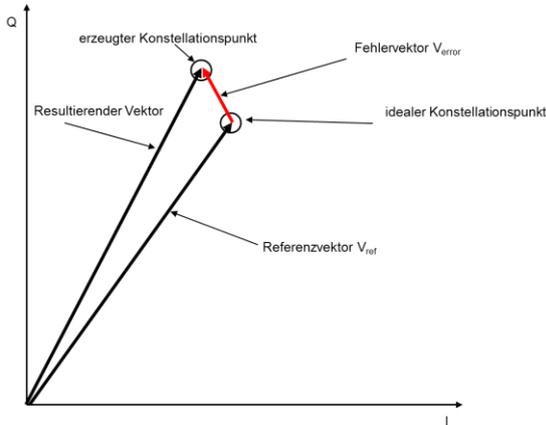


Bild 1-60: Modulationsfehler durch Abweichung der Symbole von der Idealkonstellation

Der Fehlervektor V_{error} reicht in der komplexen IQ-Ebene vom idealen Konstellationspunkt bis zum vom Signalgenerator erzeugten (realen) Konstellationspunkt. Der Referenzvektor V_{ref} reicht vom Nullpunkt zum idealen Konstellationspunkt.

Typischerweise wird der EVM-Wert in Dezibel (dB) oder Prozent (Gleichung 1-13 und Gleichung 1-14).

Gleichung 1-13:

$$EVM(dB) = 10 \log \left(\frac{V_{error}}{V_{ref}} \right)$$

Gleichung 1-14:

$$EVM(\%) = 100 \% \cdot \sqrt{\frac{V_{error}}{V_{ref}}}$$

Höherwertigere Modulationsarten wie beispielsweise 16-QAM (siehe Kapitel 2.4.4) mit geringeren Symbolabständen reagieren empfindlicher auf Vektor-Fehler als einfachere Modulationsarten mit größeren Symbolabständen. Bild 1-61 zeigt links das Konstellationsdiagramm eines um 45° gedrehten QPSK-Signales in einem Signal-Rausch-Abstand (Carrier / Noise, C / N) von 20 dB. Der EVM-Wert beträgt hier in diesem Beispiel 26 %. Trotz des hohen EVM ist eine Symbolerkennung durch die großen Symbolabstände ohne Probleme möglich. Hingegen ist bei dem 16-QAM-Signal nach Bild 1-61 rechts bei gleichem C / N nur teilweise eine richtige Symbolzuordnung möglich, was zu einer erhöhten Bitfehlerwahrscheinlichkeit führt.

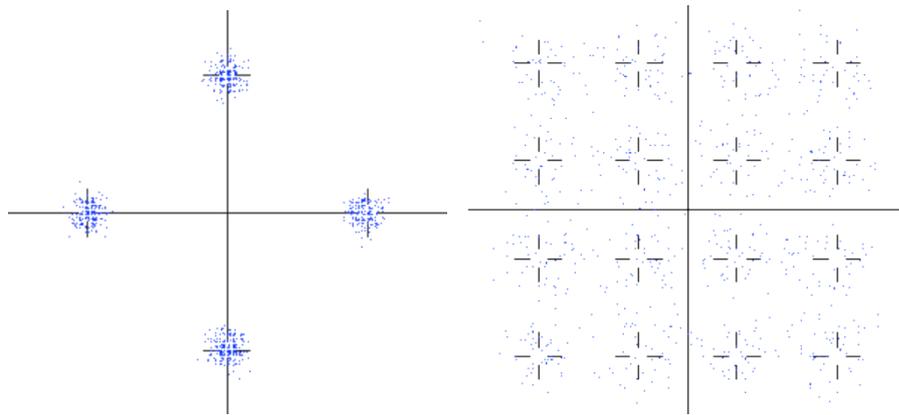


Bild 1-61: Konstellations-Diagramme für QPSK und 16-QAM mit gleichem C/N

Obwohl der Signal-Rausch-Abstand der beiden Signale im linken und rechten Bild gleich ist, ist die EVM bei 16-QAM mit 47,9 % deutlich höher als bei QPSK. Dies hängt damit zusammen, dass die mittlere Vektor-Länge des Referenzvektors, auf die der Error-Vektor bei der Berechnung bezogen wird, bei 16 QAM deutlich kleiner ist als bei QPSK.

In der Praxis wird zur Beurteilung des Empfängers die Demodulationsqualität und somit auch die EVM gemessen. Um den Einfluss des erzeugten Signales auf das Messergebnis so klein wie möglich zu halten, ist es daher wichtig, dass der Signalgenerator ein Signal mit hoher Modulationsqualität, also niedrige EVM, erzeugt. Die EVM eines Vektor-Signalgenerators hängt von der Basisbandfilterung, Modulationsart, Symbolrate und bei Mobilfunksignalen damit auch von dem ausgewählten Mobilfunkstandard ab (siehe dazu Auszug aus einem Datenblatt in Bild 1-62).

Modulation performance for main digital standards

Measured values except otherwise stated.

Standard	GSM	EDGE	WCDMA 3GPP		CDMA2000®	IEEE 802.11a/g	IEEE 802.11ac	WiMAX™ BW = 10 MHz	LTE
			1DPCH	TM1-64					
Frequency	400 MHz to 2000 MHz	400 MHz to 2000 MHz	1800 MHz to 2200 MHz	1800 MHz to 2200 MHz	800 MHz	2400 MHz to 2485 MHz; 5150 MHz to 5825 MHz	2400 MHz to 2485 MHz; 5150 MHz to 5825 MHz	5000 MHz	1800 MHz to 2200 MHz
EVM	–	0.25 % (typ.)	0.4 % (typ.)	0.4 %	0.4 %	0.6 %	0.44 %	0.4 %	0.4 %

Modulation performance for custom digital modulation

Deviation error with 2FSK, 4FSK	deviation 0.2 to 0.7 × symbol rate Gaussian filter with $B \times T = 0.2$ to 0.7	
	symbol rate up to 2 MHz	0.4 % (meas.)
	symbol rate up to 10 MHz	1.2 % (meas.)
Phase error with MSK	Gaussian filter with $B \times T = 0.2$ to 0.7	
	bit rate up to 10 MHz	0.3° (meas.)
EVM with QPSK, OQPSK, $\pi/4$ -DQPSK, 8PSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM	cosine, root cosine filter with $\alpha = 0.2$ to 0.7	
	symbol rate up to 5 MHz	0.5 % (meas.)
	symbol rate up to 20 MHz	2.0 % (meas.)

Bild 1-62: Beispiel einer EVM Spezifikation

1.3.6 Nachbarkanalleistung (ACP)

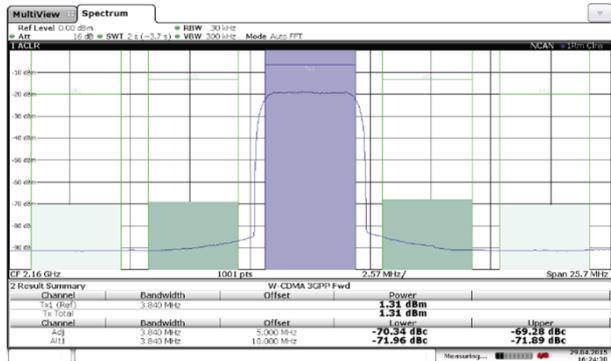
Um bei der Nachrichtenübertragung möglichst vielen Teilnehmern einen ungestörten Empfang zu ermöglichen, ist es in jedem Fall erforderlich, dass die im Frequenzbereich benachbarten Übertragungskanäle nicht gestört werden. Ein Maß für die Störung ist die Nachbarkanalleistung, die möglichst klein sein soll und entweder absolut (in dBm) oder relativ, bezogen auf die Kanalleistung im Sendekanal angegeben wird. Die Nachbarkanalleistung wird als Adjacent Channel Power (ACP), Adjacent Channel Leakage Power Ratio (ACLR) oder Adjacent Channel Power Ratio (ACPR) genannt. Die unerwünschten Nebenaussendungen werden vorrangig durch Verstärker und deren Intermodulationsprodukte 3. Ordnung im ersten Nachbarkanal (Adjacent Channel) und durch Intermodulationsprodukte 5. Ordnung im zweiten Nachbarkanal (Alternate Channel) verursacht. Um die Verstärker in Bezug auf erzeugte Störleistung in Nachbarkanal testen zu können ist es wichtig, dass das vom Vektorsignalgenerator erzeugte Testsignal selbst eine sehr hohe Nachbarkanalleistungsunterdrückung aufweist. Dieser ACPR-Wert ist daher neben der EVM ein weiteres wichtiges Qualitätsmerkmal für einen Vektor-Signalgenerator. Wie aus dem Datenblattauszug in ersichtlich, ist auch dieser Wert vom erzeugten Signal bzw. vom ausgewählten Standard abhängig.

Modulation performance for main digital standards

Measured values except otherwise stated.

Standard	GSM	EDGE	WCDMA 3GPP		CDMA2000®	IEEE 802.11a/g	IEEE 802.11ac
			1DPCH	TM1-64			
Frequency	400 MHz to 2000 MHz	400 MHz to 2000 MHz	1800 MHz to 2200 MHz	1800 MHz to 2200 MHz	800 MHz	2400 MHz to 2485 MHz; 5150 MHz to 5825 MHz	2400 MHz to 2485 MHz; 5150 MHz to 5825 MHz
Adjacent channel power ratio (ACPR) in dB							
Channel spacing	200 kHz	200 kHz	5 MHz	5 MHz	30 kHz	20 MHz	160 MHz
In adjacent channel	-38	-38	-69	-67 (typ.)	-79 at 0.75 MHz	-42	-50
In alternate channel	-70	-70	-74	-71 (typ.)	-91 at 1.98 MHz	-55	-56
In 2nd alternate channel	-78	-78	-	-	-	-56	-56

Bild 1-63: ACPR Spezifikation in Abhängigkeit vom Standard



Digital standard 3GPP FDD test model 1, 64 DPCHs ACLR (meas.).

Bild 1-64: ACPR Spezifikation in Abhängigkeit vom Standard

1.3.7 Anpassung (VSWR)

Signalgeneratoren sind meist für 50 Ω-Systeme ausgelegt. Damit möglichst viel der generierten Leistung vom angeschlossenen Verbraucher bzw. vom Messobjekt aufgenommen werden kann, müssen der Signalgeneratorausgang und der Verbrauchereingang möglichst genau 50 Ohm betragen. Nur mit einer guten Anpassung ist gewährleistet, dass es zu keinen Signalreflexionen kommt und die Fehlanpassungsunsicherheit klein gehalten wird.

Die Fehlanpassungsunsicherheit ε wird folgendermaßen berechnet:

Gleichung 1-15:

$$\epsilon = \pm 20 \lg(1 + r_G \cdot r_L) \text{ dB}$$

mit

r_G : Reflexionsfaktor des Generators

r_L : Reflexionsfaktor der Last (Verbraucher)

Definition des Reflektionsfaktors:

Jede Art von leitungsgebundener hochfrequenter Leistungsübertragung spielt sich zwischen einer Quelle und einem Verbraucher ab. Quelle und Verbraucher sind dazu über einen genormten Wellenleiter, zum Beispiel ein Stück koaxiale Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_0 , verbunden (Bild 1-65).

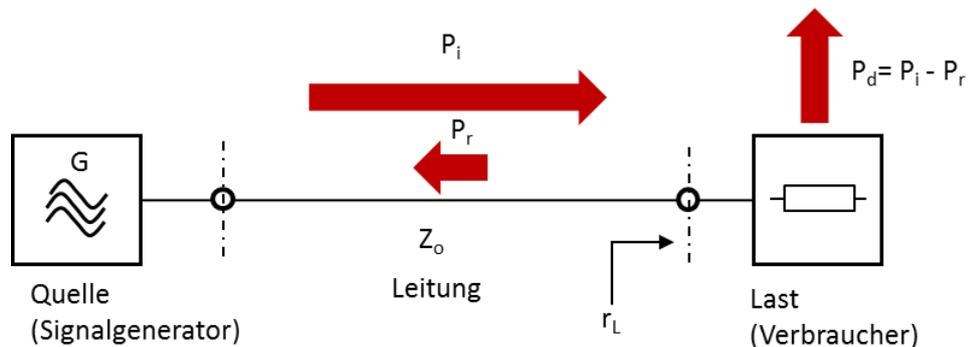


Bild 1-65: Leistungsfluss zwischen Quelle und Verbraucher

Die Quelle liefert ein sinusförmiges Signal mit konstanter Amplitude. Der Leitungsabschnitt wird als verlustfrei angenommen. Wenn alle Einschwingvorgänge abgeklungen sind, haben sich zwei stationäre Wellen ausgebildet. Die eine fließt von der Quelle zum Verbraucher (Vorlauf), die andere in umgekehrter Richtung (Rücklauf). Die beiden Wellen führen die Vorlaufleistung P_i (Incident Power) und die im Allgemeinen kleinere Rücklaufleistung P_r (Reflected Power) mit sich. Das Verhältnis P_r/P_i hängt nur von der Anpassung des Verbrauchers an den Wellenleiter ab.

Das Maß für die Anpassung eines Verbrauchers ist der Reflexionsfaktor r_L :

Gleichung 1-16:

$$r_L = \sqrt{\frac{P_r}{P_i}}$$

Bei idealer Anpassung wird keine Leistung vom Verbraucher reflektiert ($P_r = 0$). Damit folgt $r_L = 0$. Wird die gesamte Leistung reflektiert ($P_r = P_i$) ergibt sich $r_L = 1$. D.h. der die Werte für den Reflexionsfaktor liegen immer zwischen 0 und 1. Für die meisten Berechnungen reicht es aus allein den Betrag des Reflexionsfaktors zu verwenden. Sonst ist ergänzend die Angabe des Phasenwinkels ϕ_L nötig. Betrag r_L und Phase ϕ_L können dann zum komplexen Reflexionsfaktor Γ_L zusammengefasst werden.

Der Reflexionsfaktor kann auch als Rückflussdämpfung a_r angegeben werden (Gleichung 1-17, Bild 1-66). Diese gibt an um welchen Wert in dB die reflektierte Leistung gegenüber der Vorlaufleistung gedämpft ist.

Gleichung 1-17:

$$a_r = 20 \lg \frac{1}{r_L} \text{ dB}$$

Wie in Bild [Bild 1-65](#) dargestellt wird dem Verbraucher netto nur die Differenz von Vor- und Rücklaufleistung zugeführt. Sie bezeichnet man daher auch als Nutzleistung oder absorbierte Leistung P_d (Absorbed Power):

Gleichung 1-18:

$$P_d = P_i + P_r$$

Üblicherweise wird in den Spezifikationen eines Signalgenerators die Anpassung aber nicht mit dem Reflexionsfaktor angegeben. Eine ebenfalls gebräuchliches Maß für die Anpassung ist das sogenannte Stehwellenverhältnis VSWR (Voltage Standing Wave Ratio).

Definition Stehwellenverhältnis:

Das durch Überlagerung von vor- und rücklaufender Welle entstehende Interferenzmuster wird als stehende Welle bezeichnet. Es ist mit einer halben Leitungswellenlänge periodisch. An den Stellen, wo Spannung und Stromstärke beider Wellen gleich- oder gegenphasig sind, bilden sich Extremwerte. Das Verhältnis der Maxima zu den Minima ist ein Maß für den Betrag des verbrauchenseitigen Reflexionsfaktors. Diese Welligkeit s und die Extremwerte können auf Messleitungen sehr genau bestimmt werden. Geläufiger als der Begriff Welligkeit ist die Bezeichnungen Stehwellenverhältnis VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) oder nur SWR. Anders als beim Reflexionsfaktor wird das Stehwellenverhältnis nicht aus dem Verhältnis von Leistungen berechnet sondern aus den Extremspannungswerten der stehenden Welle. Für s bzw. VSWR ergibt sich folgende Definition:

Gleichung 1-19:

$$s = VSWR = SWR = \frac{U_{max}}{U_{min}}$$

Zwischen dem Stehwellenverhältnis und dem Reflexionsfaktor besteht folgender Zusammenhang:

Gleichung 1-20:

$$VSWR = \frac{1 + r_L}{1 - r_L}$$

Für Anpassung mit $r_L = 0$ ergibt sich VSWR= 1. Für Totalreflexion mit $r_L=1$ ergibt sich VSWR= ∞ . Der Wertebereich für VSWR liegt also zwischen 0 und ∞ (siehe auch [Bild 1-66](#)).

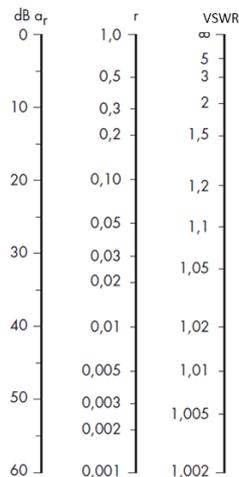


Bild 1-66: Umrechnung zwischen Reflexionsfaktor r, Rückflussdämpfung a_r und Stehwellenverhältnis VSWR

Die Bezeichnung VSWR ist so populär, dass sie auch zur Beschreibung der quellseitigen Anpassung verwendet werden. Das darf jedoch nicht darüber hinwegtäuschen, dass hinter dem Ersetzen von r_L durch r_G in Gleichung 1-20 eine bloße Definition ohne physikalischen Hintergrund steht. Für das VSWR eines Signalgenerators kann also auch folgende Gleichung angegeben werden:

Gleichung 1-21:

$$VSWR = \frac{1 + r_G}{1 - r_G}$$

Da der im Signalgenerator verwendete Eichleitungstyp einen Einfluss auf die Generatoranpassung haben kann, wird der VSWR Wert in der Regel für verschiedene Gerätekonfigurationen angegeben. [Bild 1-67](#) zeigt ein Beispiel aus einem Signalgenerator Datenblatt.

VSWR		
Output impedance VSWR in 50 Ω system, ALC state on		
Mit elektronischer Eichleitung	R&S®SMB-B101/-B102/-B103/-B106/-B112	f > 200 kHz < 1.8
Ohne Eichleitung	R&S®SMB-B112L/-B30	f > 200 kHz < 2.0
Mit mechanischer Eichleitung	R&S®SMB-B120/-B140	1 MHz < f ≤ 20 GHz < 1.6 (meas.) 20 GHz < f ≤ 40 GHz < 1.8 (meas.)

Bild 1-67: Auszug aus dem R&S® SMB100A Signalgenerator Datenblatt

Im folgenden Beispiel wird die Fehlanpassungsunsicherheit eines Signalgenerators mit angeschlossenem Verbraucher bzw. Messobjekt berechnet.

Anpassung des Generators : VSWR_G= 1,6 (R&S® SMB100A bis 20 GHz)

Anpassung des Verbrauchers: VSWR_V= 1,7

Damit die Fehlanpassungsunsicherheit nach Gleichung 1-15 berechnet werden kann, wird der Reflexionsfaktor r_G und r_L nach Auflösen von Gleichung 1-20 und

Gleichung 1-21 nach r_L bzw. r_G aus dem bekannten Stehwellenverhältnis wie folgt berechnet:

$$r_G = \frac{VSWR_G - 1}{VSWR_G + 1} = \frac{1,6 - 1}{1,6 + 1} = 0,23$$

$$r_G = \frac{VSWR_L - 1}{VSWR_L + 1} = \frac{1,7 - 1}{1,7 + 1} = 0,26$$

Für die Fehlanpassungsunsicherheit folgt:

$$\varepsilon = \pm 20 \lg(1 + r_G \cdot r_L) \text{ dB} = \pm 20 \lg(1 + 0,23 \cdot 0,26) \text{ dB} = \pm 0,5 \text{ dB}$$

Das bedeutet beispielsweise bei einer Generatorleistung von +10 dBm (10 mW), dass die Leistung am Verbraucher aufgrund der Fehlanpassungsunsicherheit im Bereich von 9,5 dBm (8,91 mW) und 10,5 dBm (11,22 mW) liegt. Wenn die Fehlanpassungsunsicherheit für eine bestimmte Anwendung noch zu groß ist, kann diese durch das Einfügen eines Dämpfungsgliedes weiter verringert werden (Bild 1-68). Dies ist natürlich nur dann sinnvoll wenn die erforderliche Leistung, die am Verbraucher benötigt wird, dadurch noch erreichbar ist.

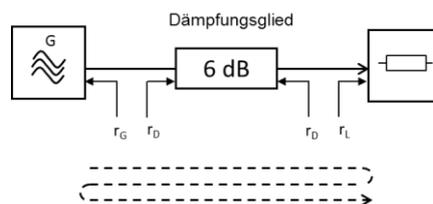


Bild 1-68: Verbesserung der Generatorabpassung mit Dämpfungsglied

Für das oben genannte Beispiel folgt durch das Einfügen eines 6 dB Dämpfungsgliedes für die Fehlanpassungsunsicherheit:

$$\varepsilon = 20 \lg(1 + r_G \cdot r_L \cdot r_D^2) \text{ dB} = 20 \lg(1 + 0,23 \cdot 0,26 \cdot 0,5^2) \text{ dB} = 0,13 \text{ dB}$$

mit

$$r_D = 10^{\frac{a_D}{20 \text{ dB}}} = 10^{\frac{-6 \text{ dB}}{20 \text{ dB}}} = 0,5 \text{ (aus Gleichung 1-17)}$$

Die Leistung am Verbraucher aufgrund der Fehlanpassungsunsicherheit liegt nun im Bereich von 9,87 dBm (9,71 mW) und 10,13 dBm (10,30 mW).

Für eine schnelle Bestimmung der zu erwarteten Fehlanpassungsunsicherheit in % kann diese auch aus dem untenstehenden Diagramm (Bild 1-69) bestimmt werden.

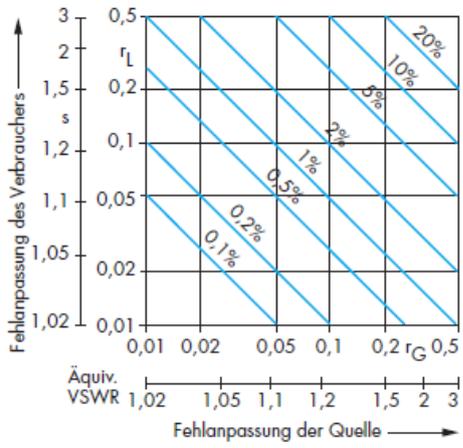


Bild 1-69: Fehlanpassungsunsicherheit für die Vorlaufleitung und an Z_0 verfügbare Leistung

2 Modulationsverfahren

Um elektrische Nachrichtensignale effizient und möglichst verzerrungsarm übertragen zu können ist es notwendig die Signale den physikalischen Eigenschaften des Übertragungskanals anzupassen. Dazu wird ein Trägersignal durch das Nutzsignal (Sprache, Musik, Daten) in seiner Amplitude, Frequenz oder Phasenwinkel so verändert, dass eine effiziente Ausnutzung des Übertragungskanales möglich wird. Diesen Vorgang nennt man Modulation. Das Sendesignal belegt im Bereich der Trägerfrequenz eine vom Nutzsignal abhängige Bandbreite. Das Trägersignal selbst ist bezüglich der übertragenen Nachricht ohne Bedeutung und kann bei bestimmten Modulationsarten unterdrückt werden. Da nur hochfrequente Signale als elektromagnetische Welle über eine Antenne abgestrahlt werden können, ist es beispielsweise bei der drahtlosen Signalübertragung unabdingbar einen modulierten hochfrequenten Träger zu Übertragung zu verwenden. Empfängerseitig wird das Nutzsignal durch einen Demodulator zurückgewonnen (Bild 2-1). Beim Übertragungskanal unterscheidet man zwischen leitungsgebundener Übertragung über elektrischer Kabel oder Lichtwellenleiter und leitungsungebundener Funkübertragung mittels Antennen.



Bild 2-1: Signalweg in der Nachrichtenübertragung mit modulierten Signalen

Modulationsverfahren, die als Träger ein kontinuierliches Signal wie beispielsweise eine Sinusschwingung verwenden, werden als zeitkontinuierlich bezeichnet. Die zeitkontinuierlichen Verfahren unterteilen sich in wertkontinuierliche und wertdiskrete Modulationsverfahren. Die wertkontinuierliche Beeinflussung eines zeitkontinuierlichen Trägers wird als analoge Modulation bezeichnet. Wird der Träger wertdiskret beeinflusst spricht man von digitaler Modulation

Zur besseren Ausnutzung des Übertragungskanals werden Nutzsignal auch mit Hilfe der Multiplextechnik parallel über einen gemeinsam genutzten Kanal übertragen. Die praktische Umsetzung der verschiedenen Multiplextechniken wie Zeitmultiplex, Frequenzmultiplex oder Codemultiplex erfolgt auch hier durch Einsatz geeigneter Modulationsverfahren.

2.1 Analoge Modulationsverfahren

Bei analogen Modulationen werden analoge Nutzsignale wie beispielsweise Sprach-, Musik oder Bildsignale kontinuierlich verarbeitet ohne dass eine Digitalisierung der Sendesignalwerte vorgenommen wird. Analoge Modulationsverfahren lassen sich in zwei Hauptgruppen einteilen: In die Amplitudenmodulation und in die Winkelmodulation. Aus diesen beiden Modulationstechniken lassen sich alle weiteren analogen Modulationsarten ableiten. In Tabelle 2-1 sind die wichtigsten analogen Modulationsarten aufgeführt.

Modulationsart	Abkürzung
Amplituden Modulation	AM
Einseitenbandmodulation (single-sideband modulation)	ESB-AM (SSB)
Restseitenbandmodulation (vestigial-sideband modulation)	RSB-AM (VSB)
Zweiseitenbandmodulation mit Trägerunterdrückung (double-sideband suppressed carrier)	ZSB-AM o.Tr. (DSBSC)
Frequenzmodulation	FM
Phasenmodulation	PM

Tabelle 2-1: Übersicht der wichtigsten analogen Modulationsverfahren

2.1.1 Amplitudenmodulation

Bei der Amplitudenmodulation (AM) wird die Information des Nutzsignals kontinuierlich in der Amplitudenauslenkung des Sendesignals abgebildet. Dabei wird das niederfrequente Nutzsinal aus dem Basisband in eine hochfrequente Frequenzlage umgesetzt. Durch die Umsetzung in einen höheren Frequenzbereich treten neue Frequenzkomponenten auf. Diese ergeben sich aus dem Produkt des modulierenden Nutzsignals und der Trägerschwingung. Bei einer linearen AM ändert sich die Amplitude der Trägerschwingung linear mit dem Wert des Nutzsignals und es treten nur Komponenten erster Ordnung auf.

Wichtige Anwendungen der Amplitudenmodulation sind:

- Rundfunk in verschiedenen Frequenzbändern (Langwelle, Mittelwelle, Kurzwelle)
- Fernsehen, abhängig von der verwendeten Fernsehnorm
- Amateurfunk (meist in modifizierter Form als Einseitenbandmodulation)
- Flugnavigation (ADF und VOR)
- Flugfunk

2.1.2 Zeitfunktion und Frequenzspektrum der Amplitudenmodulation

Bild 2-2 zeigt das Prinzip der AM-Modulation. Das Nutzsinal $u_s(t)$ mit überlagerter Gleichspannung U_0 sowie das Trägersignal $u_T(t)$ wird einem Amplitudenmodulator zugeführt. Am Ausgang des AM-Modulators erscheint das Modulationsprodukt $u_{AM}(t)$. Der Gleichanteil (U_0) stellt dann nach der Modulation im modulierten Signal den Anteil des Trägersignals dar.

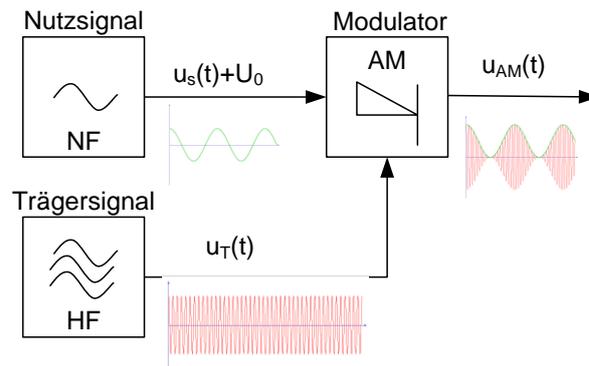


Bild 2-2: Amplituden Modulator

Der Modulator hat folgende Übertragungsfunktion:

Gleichung 2-1:

$$u_M(t) = u_{AM}(t) = (u_S(t) + U_0) \cdot \frac{u_T(t)}{\hat{u}_T(t)}$$

Durch die Beeinflussung der Trägeramplitude geht die konstante Amplitude \hat{u}_T der Trägerschwingung dabei in eine zeitabhängige Amplitude $\hat{u}_{AM}(t)$ über. Der Ruhewert \hat{u}_T wird dabei von dem Gleichanteil U_0 bestimmt. Der maximale Amplitudenhub $\Delta\hat{u}_T$ ist proportional zur Amplitude \hat{u}_S des modulierenden Signals. Die Beeinflussung der Amplitude der Trägerschwingung lässt sich dann folgendermaßen darstellen:

Gleichung 2-2:

$$\hat{u}_{AM}(t) = \hat{u}_T + \Delta\hat{u}_T \cdot \cos\omega_S t$$

mit:

$$\text{Kreisfrequenz: } \omega_S = 2\pi f_S$$

Mit dem Modulationsgrad m wird angegeben, wie stark das modulierende Nutzsignal die Amplitude des modulierten Trägersignals beeinflusst und wird als relative Änderung der Trägeramplitude definiert (Gleichung 2-3).

Gleichung 2-3:

$$m = \frac{\Delta\hat{u}_T}{\hat{u}_T}$$

Somit kann Gleichung 2-2 auch geschrieben werden als:

Gleichung 2-4:

$$\hat{u}_{AM}(t) = \hat{u}_T + (1 + m \cdot \cos\omega_S t)$$

Für die Zeitfunktion der amplitudenmodulierten Schwingung ergibt sich schließlich folgende Gleichung:

Gleichung 2-5:

$$u_{AM}(t) = \hat{u}_{AM}(t) \cdot \cos\omega_T t = \hat{u}_T \cdot (1 + m \cdot \cos\omega_S t) \cdot \cos\omega_T t$$

Aus Gleichung 2-5 ergibt sich der in Bild 2-3 dargestellte Zeitverlauf eines Trägersignals welches mit einem Modulationsgrad von 60% durch sinusförmigen Nutzsignals moduliert ist.

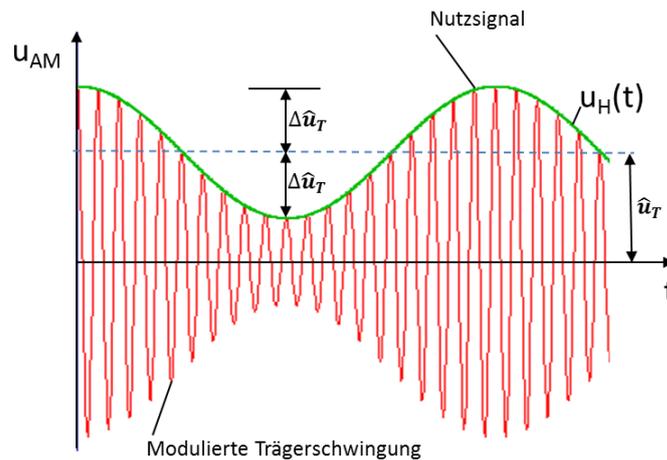


Bild 2-3: Zeitfunktion eines amplitudenmodulierten Signals

Der Wert des Modulationsgrades liegt in der Regel zwischen 0 und 1. Bei $m = 0$ ist die Trägerschwingung unmoduliert und nur der Träger wird übertragen. $m = 1$ bedeutet eine hundertprozentige Amplitudenmodulation. Dabei berühren sich die begrenzenden Hüllkurven des Nutzsignals an ihren Minimalwerten. Für den Fall $m > 1$ findet eine sogenannte Übermodulation statt. Hervorgerufen wird dies wenn am Modulator eine höhere Signalamplitude anliegt als diese für $m=1$ notwendig ist. In diesen Fall treten Phasensprünge auf, sodass das Nutzsignal nur verzerrt zurückgewonnen werden kann. Um dies zu vermeiden wird die Amplitude des modulierenden Signals vor der Modulation begrenzt.

Mit Hilfe der Beziehung $\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta)$ lässt sich mathematisch umformen und wie folgt darstellen:

Gleichung 2-6:

$$u_{AM}(t) = \underbrace{\hat{u}_T \cdot \cos \omega_T t}_{\text{Trägerschwingung}} + \underbrace{\hat{u}_T \frac{m}{2} \cdot (\cos \omega_T + \omega_s) t}_{\text{obere Seitenschwingung}} + \underbrace{\hat{u}_T \frac{m}{2} \cdot (\cos \omega_T - \omega_s) t}_{\text{untere Seitenschwingung}}$$

Aus Gleichung 2-6 ist ersichtlich, dass im Modulationsprodukt neben der Trägerschwingung mit der Frequenz f_T noch zwei weitere Schwingungen bei den Frequenzen f_T+f_s und f_T-f_s auftreten. Die Amplitude der beiden Seitenschwingungen ist vom Modulationsgrad m abhängig und nimmt bei hundertprozentiger AM-Modulation ($m=1$) maximal den halben Wert der Trägeramplitude \hat{u}_T an. Daraus ergibt sich für eine amplitudenmodulierte Schwingung folgende Darstellung im Frequenzbereich:

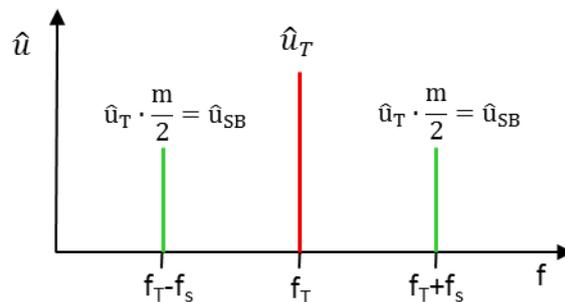


Bild 2-4: Frequenzspektrum einer Amplitudenmodulation

Wie aus Bild 2-4 zu erkennen ist, liegen die untere und obere Seitenschwingung symmetrisch zur Frequenz des Trägers. Da in der Praxis das Nutzsignal wie beispielsweise Musik oder Sprache aus einer einzigen Frequenz sondern aus einem Frequenzband (f_{Smin} bis f_{Smax}) besteht, erhält man ein um das Trägersignal symmetrisch angeordnetes oberes Seitenband (OSB) und unteres Seitenband (USB) (siehe Bild 2-5). Die Bandbreite, die zur Übertragung des AM-Signales notwendig ist, ergibt sich zu:

Gleichung 2-7:

$$B_{AM} = 2 \cdot f_{Smax}$$

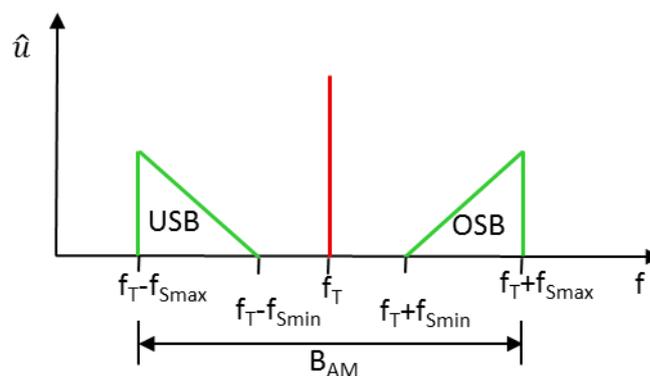


Bild 2-5: Seitenbänder eines amplitudenmodulierten Signals

In der Praxis kann man aus dem Zeitverlauf bzw. dem Frequenzspektrum den Modulationsgrad bestimmen. Dazu ermittelt man im Zeitbereich mit einem Oszilloskop dem Maximal- und Minimalwert aus der Hüllkurve (Bild 2-6) und berechnet daraus den Modulationsgrad mit folgender Gleichung:

Gleichung 2-8:

$$m = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}}$$

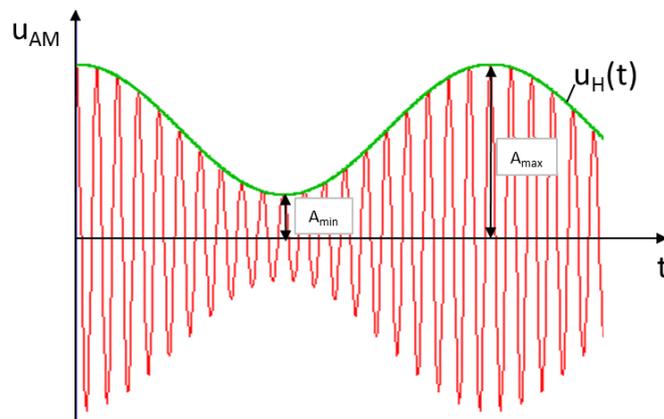


Bild 2-6: Maximal- und Minimalwert eines amplitudenmodulierten Signals

Im Frequenzbereich kann man den Modulationsgrad mit einem Spektrumanalysator aus dem Verhältnis Seitenschwings- zu Trägeramplitude folgendermaßen berechnen (siehe auch Bild 2-4):

Gleichung 2-9:

$$m = 2 \cdot \frac{\Delta \hat{u}_{SB}}{\hat{u}_T}$$

In der Regel stellt ein Spektrumanalysator die Signalamplituden im logarithmischen Maßstab dar (Bild 2-7). Aus der Differenz ΔL von Trägerpegel L_T und Seitenschwingspegel L_{SB} kann der Modulationsgrad nach Gleichung 2-10 ohne Umrechnung in den lineare Größen berechnet werden.

Gleichung 2-10:

$$m = 10^{\left(\frac{6 \text{ dB} - \Delta L}{20 \text{ dB}}\right)}$$

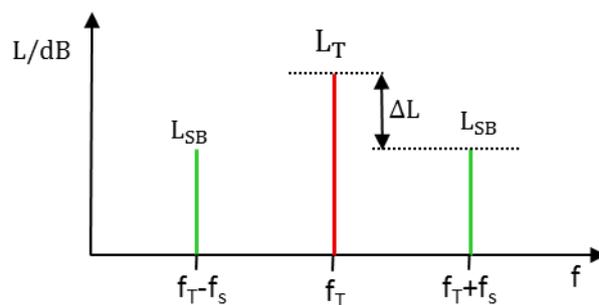


Bild 2-7: Logarithmisches Frequenzspektrum eines amplitudenmodulierten Signals

Eine weitere Möglichkeit den Modulationsgrad zu bestimmen ist das Verfahren dem Modulationstrapez. Dieses erhält man, wenn man das Oszilloskop im XY-Modus betreibt. Dabei wird der horizontalen Ablenkung (X-Ablenkung) das modulierende Signal $u_s(t)$ und der vertikalen Ablenkung (Y-Ablenkung) das amplitudenmodulierte Signal $u_{AM}(t)$ zugeführt. Als Oszillogramm ergibt sich dann bei $m < 1$ ein Trapez mit den Seiten $2 \cdot A_{\max}$ und $2 \cdot A_{\min}$. (Berechnung des Modulationsgrades nach Gleichung 2-8). Bei $m = 1$ geht das Trapez in ein Dreieck über ($A_{\min} = 0$). Bei Übermodulation ($m > 1$) ist eine Ausweitung des Dreiecks zu erkennen (Bild 2-8).

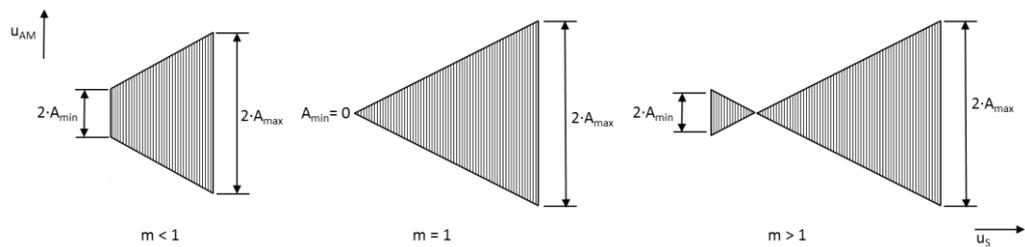


Bild 2-8: Modulationstrapez bei verschiedenen Modulationsgradwerten

Liegt eine Phasenverschiebung zwischen dem modulierenden Signal und der Hüllkurve vor, wird die untere und obere Begrenzung des Trapez durch eine Ellipse dargestellt (Bild 2-9).

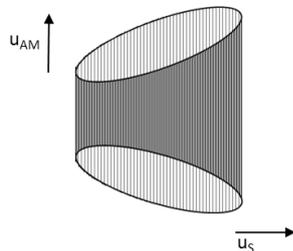


Bild 2-9: Modulationstrapez bei auftretender Phasenverschiebung zwischen Hüllkurve und modulierendem Nutzsignal.

Zusätzlich kann man mit Hilfe des Modulationstrapezes eine qualitative Aussage über die Linearität der Amplitudenmodulation abgeben. Dazu wird dem Oszilloskop das modulierende Signal einer zweiten y-Ablenkung zugeführt. Bei entsprechender Amplitudeneinstellung erhält man eine schräge Gerade, die sich bei einer linearen AM mit der oberen Abgrenzung des Modulationstrapezes deckt. Bei nichtlinearer AM ist die Abweichung der Geraden von der oberen Begrenzung, besonders bei großem Modulationsgrad, deutlich zu erkennen (Bild 2-10).

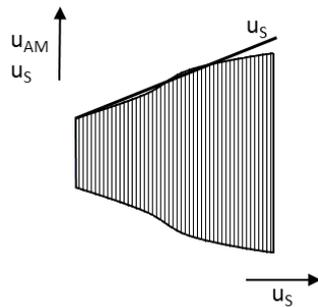


Bild 2-10: Kontrolle der Linearität mit Modulationstrapez

Komplexe Darstellung und Zeigerdiagramm

Das Modulationsprodukt einer amplitudenmodulierten Schwingung lässt sich auch mit Hilfe des Zeigerdiagramms darstellen. Unter Zuhilfenahme der komplexen Schreibweise lässt sich Modulationsprodukt mit untenstehender Beziehung darstellen:

Gleichung 2-11:

$$\underline{u}_{AM}(t) = \underbrace{\hat{u}_T \cdot e^{-j\omega_T t}}_{\text{Trägerschwingung}} + \underbrace{\hat{u}_T \frac{m}{2} \cdot e^{j(\omega_T + \omega_S)t}}_{\text{obere Seitenschwingung}} + \underbrace{\hat{u}_T \frac{m}{2} \cdot e^{j(\omega_T - \omega_S)t}}_{\text{untere Seitenschwingung}}$$

Wie Gleichung 2-11 zeigt, setzt sich das Modulationsprodukt aus Addition von drei Zeigern zusammen. Trägt man die drei Zeiger in einem Diagramm auf (Bild 2-11) liegen die Zeiger der oberen bzw. unteren Seitenschwingung symmetrisch zum Trägerzeiger. Wie bei einem Kräfteparallelogramm setzt sich der resultierende Zeiger aus den beiden Zeigern der Seitenschwingung zusammen.

Nimmt man den Trägerzeiger als starr an, so rotieren die beiden Zeiger der oberen und unteren Seitenschwingung in entgegengesetzter Richtung mit der Frequenz ω_S (Bild 2-12). Daraus ergibt sich, dass die resultierende momentane Amplitude des modulierten Signals immer in die gleiche Richtung des Trägerzeigers zeigt und somit in Phase zum Trägersignal ist. Die Länge des resultierenden Zeigers ist dabei identisch mit dem Momentanwert der Umhüllenden $U_H(t)$. Aus der Zeigerdarstellung erkennt man auch, dass sich die Amplitude des hochfrequenten Gesamtsignals, bestehend aus Trägerfrequenz und Seitenbändern im Rhythmus der Modulation ändert. Die Amplitude des Trägers \hat{u}_T bleibt konstant. Dies lässt sich entweder mit einem Spektralanalysator, bei dem die Auflösebandbreite kleiner als die Modulationsbandbreite des AM Signals eingestellt ist, oder durch die Zuhilfenahme eines schmalbandigen Bandpasses, der die Modulation nicht passieren lässt, nachweisen.

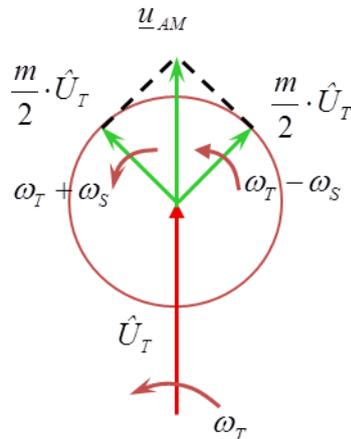


Bild 2-11: Zeigerdiagramm einer amplitudenmodulierten Schwingung mit rotierendem Trägerzeiger

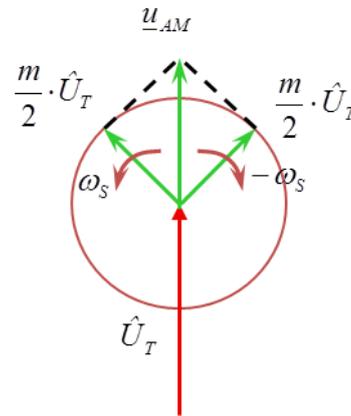


Bild 2-12: Zeigerdiagramm einer amplitudenmodulierten Schwingung mit feststehendem Trägerzeiger

2.1.3 Arten der Amplitudenmodulation

Wie unter 2.1.2 beschrieben, setzt sich eine amplitudenmodulierte Schwingung aus Trägerschwingung und zwei Seitenbändern für das Nutzsignal zusammen. Der Nachteil daraus ist, dass der Träger selbst keine Nachricht enthält und die Nachricht bzw. das Nutzsignal auf zwei Seitenbänder gleichermaßen verteilt ist. Daraus ergeben sich entscheidende Nachteile: zu einem benötigt die AM-Modulation eine hohe Ausgangsleistung (Träger + zwei Seitenbänder) und zum anderen eine große Bandbreite für ein redundantes Seitenband. Alleine durch die Aufteilung der Leistung auf die beiden Seitenbänder reduziert sich die Leistung eines Seitenbandes dabei um 50%. Diesen Nachteilen begegnet man mit speziellen Abwandlungen der Amplitudenmodulation, wie die Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger, die Einseitenbandmodulation (SSB) oder auch die Restseitenbandmodulation. Anwendungen findet die Amplitudenmodulation beispielsweise bei dem analogen Rundfunk auf Mittelwelle und der analogen Fernsehtechnik. Einseitenbandmodulation ist technisch aufwendiger, nutzt aber das Frequenzband effizienter und findet beispielsweise Anwendung im Kurzwellenbereich (Seefunk, Flugfunk, Amateurfunk).

2.1.3.1 Zweiseitenbandmodulation mit Trägerunterdrückung

Die Leistung einer amplitudenmodulierten Schwingung wird aus dem Frequenzspektrum (Bild 2-5) abgeleitet und beträgt:

Gleichung 2-12:

$$P_{AM} = P_T + P_{USB} + P_{OSB} = P_T \cdot \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

Bei unmoduliertem Signal ($m = 0$) ist die Leistung der amplitudenmodulierten Schwingung P_{AM} gleich der Leistung des Trägers P_T . Bei 100% AM-Modulation ($m = 1$) folgt, dass die Trägerleistung mindestens 66% der Gesamtleistung beträgt. Zur Reduzierung der Sendeleistung von bis zu zwei Drittel, liegt es daher nahe das

Trägersignal ganz oder teilweise zu unterdrücken. Zur Demodulation im Empfänger muss das Trägersignal als Bezugsgröße wieder zugeführt werden.

Zur Unterdrückung des Trägers wird in der Übertragungsfunktion des Modulators (Gleichung 2-1) der Gleichanteil U_0 zu Null gesetzt. Im Modulationsprodukt verschwindet dadurch die Trägerkomponente und man erhält eine Zweiseitenband-Amplitudenmodulation ohne Träger oder Zweiseitenbandmodulation (ZSB-AM, ZM).

Für die Zeitfunktion einer Zweiseitenbandmodulation ergibt sich daher folgende Gleichung:

Gleichung 2-13:

$$u_{ZSB}(t) = \hat{u}_{SB}(t) \cdot \cos(\omega_T + \omega_S)t + \cos(\omega_T - \omega_S)t$$

oder in komplexer Schreibweise:

Gleichung 2-14:

$$\underline{u}_{ZSB}(t) = \hat{u}_{SB} \cdot e^{j(\omega_T + \omega_S)t} + \hat{u}_{SB} \cdot e^{j(\omega_T - \omega_S)t}$$

Durch die Unterdrückung des konstanten Trägeranteils \hat{u}_T tritt bei der Umhüllenden $u_H(t)$ beim Nulldurchgang ein 180° Phasensprung auf. Die Umhüllende besteht jetzt aus Sinushalbwellen, deren Folgefrequenz der doppelten Signalfrequenz entspricht.

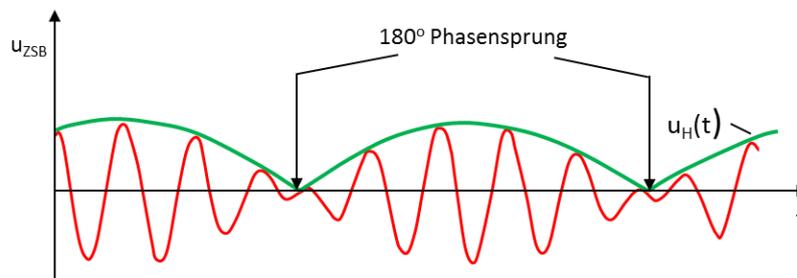


Bild 2-13: Zeitverlauf einer Zweiseitenband Modulation mit Trägerunterdrückung

Die belegte Bandbreite einer ZSB-AM ist gleich mit der Amplitudenmodulation ohne Trägerunterdrückung und hat daher in der Praxis kaum Bedeutung. Jedoch dient das Modulationsprodukt der ZSB-AM als Ausgangsgröße für eine Einseitenbandmodulation.

2.1.3.2 Einseitenbandmodulation

Um die benötigte Bandbreite zu reduzieren wird bei der Einseitenband-Amplitudenmodulation (ESB-AM, EM) nur ein Seitenband durch Unterdrückung des zweiten Seitenbandes übertragen. Dies ist möglich da beide Seitenbänder die gleiche Information enthalten. Neben dem Bandbreitenvorteil wird bei einer EM die gesamte Sendeenergie ausschließlich für den Informationsgehalt des Signales verwendet. Dadurch werden bei gleicher Sendeleistung eine größere Reichweite und ein höherer Störabstand erzielt. In manchen Fällen wird zusammen mit dem Seitenband noch ein Restträger als Bezugsgröße für die Demodulation übertragen. Aufgrund der heute

verfügbaren genauen Sende- und Empfangsoszillatoren hat diese Modulationsart aber nur eine geringe Bedeutung.

2.1.3.3 Restseitenbandmodulation

Bei der Übertragung von Informationssignalen mit sehr niedrigen Frequenzanteilen muss bei einer Restseitenbandmodulation zur Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes ein Filter mit sehr hoher Flankensteilheit verwendet werden. Abgesehen vom hohen technischen Aufwand haben steilflankige Filter aber den Nachteil, dass sie an der Grenze zum Durchlassbereich eine starke Gruppenlaufzeit aufweisen. Insbesondere Impulsförmige Signale werden bei der Übertragung dadurch stark verzerrt. Abhilfe schafft eine Restseitenbandmodulation (RSB-AM, RM). Dafür werden Filter mit einer relativ flach abfallenden Übertragungsfunktion verwendet. Dadurch wird ein Teil des eigentlich zu unterdrückenden Seitenbandes (Restseitenband) mit übertragen (Bild 2-14).

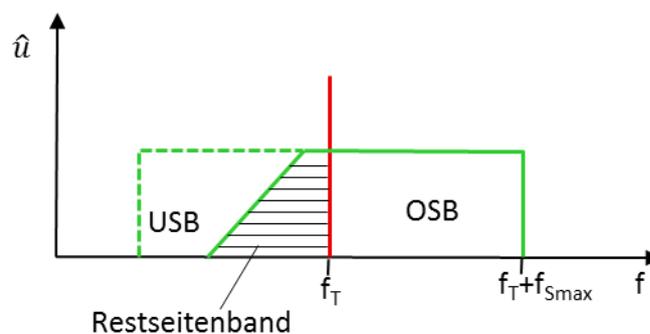


Bild 2-14: Teilweise Unterdrückung des unteren Seitenbandes bei der Restseitenbandmodulation

Da durch die RSB-AM das obere Seitenband ganz und das untere Seitenband nur zum Teil übertragen wird, würde nach der Demodulation die Signalamplituden der tiefen und hohen Frequenzen unterschiedlich stark auftreten. Um dies auszugleichen, wird vor der Demodulation ein Filter mit Nyquistflanke eingesetzt. Die Trägerfrequenz liegt dabei auf halber Höhe der schräg verlaufenden Filterflanke (Bild 2-15). Dieses Filter hat im Bereich der tiefen Frequenzen des oberen Seitenbandes eine geringere Verstärkung als am oberen Ende bei hohen Signalfrequenzen. Diese Abschwächung wird vom Anteil des unteren Seitenbandes, das noch unter der Nyquistflanke liegt, aufgehoben. Dem Demodulator kann somit ein Signal mit ausgeglichenem Amplituden-Frequenzgang zugeführt werden. Die zurückgewonnene Information ist weitgehend frei von linearen Verzerrungen. Angewandt wird die RSB-AM zum Beispiel zur Übertragung des Bildträgers. Die Flankenbreite des Nyquistfilters im Fernsehempfänger beträgt 1,5 MHz.

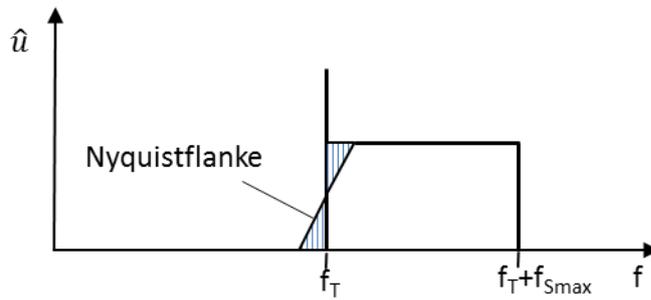


Bild 2-15: Ausgleich des Frequenzganges durch einen Filter mit Nyquistflanke auf der Empfangsseite.

2.1.4 Winkelmodulation

Bei einer Winkelmodulation wird im Gegensatz zur AM nicht die Amplitude sondern der Phasenwinkel einer Trägerschwingung in Abhängigkeit des Nutzsignals verändert. Da dadurch auch gleichzeitig eine Änderung der Trägerfrequenz stattfindet kann die Winkelmodulation als Phasenmodulation (PM) oder Frequenzmodulation betrachtet werden. Auf die Unterscheidungsmerkmale wird in Kapitel 2.1.6 näher eingegangen. Bei beiden Modulationen bleibt die Amplitude des Trägersignals konstant.

Bei der Gruppe der Winkelmodulationen, dazu zählen vor allem die Frequenzmodulation (FM) und die Phasenmodulation (PM), wird das Nutzsinal in dem Phasenwinkel des Trägersignals abgebildet. Dabei kommt es zu einer Änderung der Trägerfrequenz bzw. der Phasenlage des Trägersignals. Anwendung finden diese Techniken beispielsweise im analogen UKW-Hörfunk.

2.1.5 Zeitfunktion und Frequenzspektrum

Bild 2-16 zeigt das Prinzip der Winkelmodulation. Das Nutzsinal $u_s(t)$ mit überlagerter Gleichspannung U_0 sowie das Trägersignal $u_T(t)$ wird einem Winkelmodulator zugeführt.

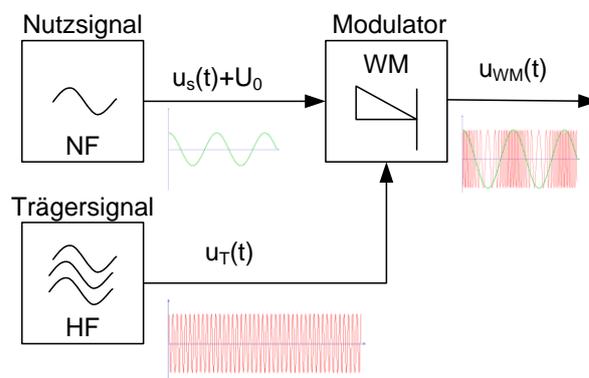


Bild 2-16: Winkelmodulator

Ausgangspunkt für die Winkelmodulation ist eine sinusförmige Trägerschwingung:

Gleichung 2-15:

$$u_T(t) = \hat{u}_T \cdot \cos \omega_T t = \hat{u}_T \cdot \cos \varphi_T(t)$$

$$\text{mit } \varphi_T(t) = \omega_T \cdot t = 2\pi \cdot f_T \cdot t$$

Bei konstanter Trägerfrequenz f_T wächst der Phasenwinkel $\varphi_T(t)$ proportional mit der Zeit an (Bild 2-17a). Durch den Winkelmodulator erfolgt eine Beeinflussung des Trägerphasenwinkels durch das Nutzsignal. Im Modulationsprodukt $u_{WM}(t)$ wird aus dem Phasenwinkel $\varphi_T(t)$, der vom Nutzsignal abhängige Phasenwinkel $\varphi_{WM}(t)$ Dieser setzt sich dann aus einem zeitproportionalen Anteil $\varphi_T(t)$, und dem vom Nutzsignal abhängigen Wechselanteil $\varphi_{TW}(t)$ (Bild 2-17b).

Gleichung 2-16:

$$\varphi_{WM}(t) = \varphi_T(t) + \varphi_{TW}(t) = \omega_T \cdot t + \Delta\varphi_T \cdot \cos \omega_S t$$

$\Delta\varphi_T$ wird als Phasenhub bezeichnet. Er ist proportional zur Amplitude \hat{u}_S des Nutzsignals und stellt die maximale Änderung des Phasenwinkels $\varphi_{WM}(t)$ bezogen auf den Trägerphasenwinkel $\varphi_T(t)$ dar.

Die Zeitfunktion einer winkelummodierten Schwingung kann somit angegeben werden zu:

Gleichung 2-17:

$$u_{WM}(t) = \hat{u}_T \cdot \cos(\omega_T \cdot t + \Delta\varphi_T \cdot \cos \omega_S \cdot t) \text{ (siehe auch Bild 2-17d).}$$

Ausgehend aus dem allgemein gültigen Zusammenhang $\omega = \frac{d\varphi_{WM}}{dt}$

berechnet sich die Momentanfrequenz $f_{WM}(t)$ einer winkelummodierten Schwingung zu:

Gleichung 2-18:

$$f_{WM}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_{WM}}{dt} = f_T - \Delta\varphi_T \cdot f_S \cdot \sin \omega_S \cdot t = f_T - \Delta f_T \cdot \sin \omega_S \cdot t$$

(siehe auch Bild 2-17c).

Aus Gleichung 2-18 erkennt man, dass sich die Momentanfrequenz $f_{WM}(t)$ aus dem konstanten Frequenzanteil f_T und dem Wechselanteil $f_{TW} = -\Delta f_T \cdot \sin \omega_S t$ zusammensetzt. Der Frequenzhub ergibt sich zu:

Gleichung 2-19:

$$\Delta f_T = \Delta\varphi_T \cdot f_S$$

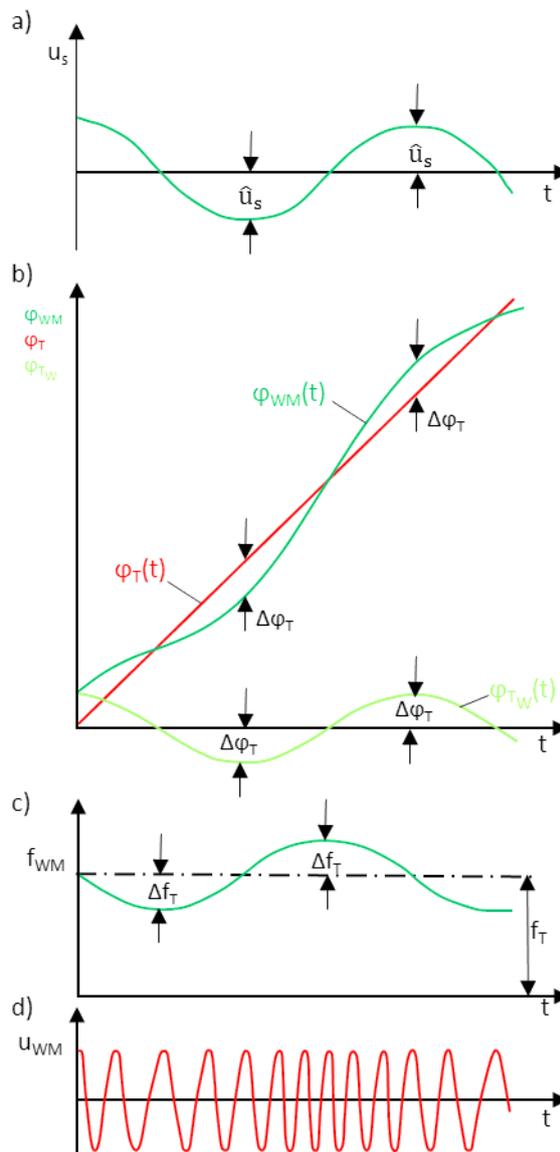


Bild 2-17: Phasenwinkel und Frequenz eines winkelmodulierten Signals in Abhängigkeit des Nutzsinals. a) Nutzsinal, b) Phasenwinkel, c) Frequenz, d) Zeitfunktion der winkelmodulierten Schwingung

Wie bei der Amplitudenmodulation (siehe [Gleichung 2-11](#)) lässt sich aus der Gleichung für die Winkelmodulation $u_{WM}(t)$ eine Darstellung für das Frequenzspektrum ableiten. Da sich der Ausdruck $\cos(\omega_T \cdot t + \Delta \varphi_T \cdot \cos \omega_S \cdot t)$ aus [Gleichung 2-17](#): hier aber nicht mit Hilfe trigonometrische einfach umformen lässt, ist die Ableitung nur über den Übergang zur komplexen Schreibweise mit anschließender Verwendung der Potenzreihenentwicklung der e-Funktion möglich. Auf die genaue Herleitung wird an dieser Stelle nicht näher eingegangen. Als Ergebnis dieser Vorgehensweise erhält man folgendes Ergebnis:

Gleichung 2-20:

$$u_{WM}(t) = \hat{u}_T \cdot [J_0(\Delta\varphi_T) \cdot \cos \omega_T t - J_1(\Delta\varphi_T) \cdot [\sin(\omega_T + \omega_S) t + \sin(\omega_T - \omega_S) t] - J_2(\Delta\varphi_T) \cdot [\cos(\omega_T + 2\omega_S) t + \cos(\omega_T - 2\omega_S) t] + J_3(\Delta\varphi_T) \cdot [\sin(\omega_T + 3\omega_S) t + \sin(\omega_T - 3\omega_S) t] + \dots]$$

Aus obiger Gleichung ist ersichtlich, dass im Spektrum einer winkelmodulierten Schwingung neben dem Trägersignal mit der Frequenz f_T theoretisch noch unendlich viele diskrete Seitenschwingungen bei den Frequenzen $f_T \pm n \cdot f_S$ symmetrisch zur Trägerfrequenz auftreten. Die Amplitudenwerte der einzelnen Frequenzkomponenten ergeben sich aus den Funktionswerten der Bessel-Funktionen erster Gattung $J_n(\Delta\varphi_T)$ und n-ter Ordnung (Bild 2-18). In Bereichen in denen die Bessel-Funktionen im Negativen verlaufen werden die Amplitudenwerte des Seitenlinienpaars im Spektrum weiterhin positiv dargestellt. Im Phasendiagramm zeigt sich dies durch eine Phasenverschiebung von 180° .

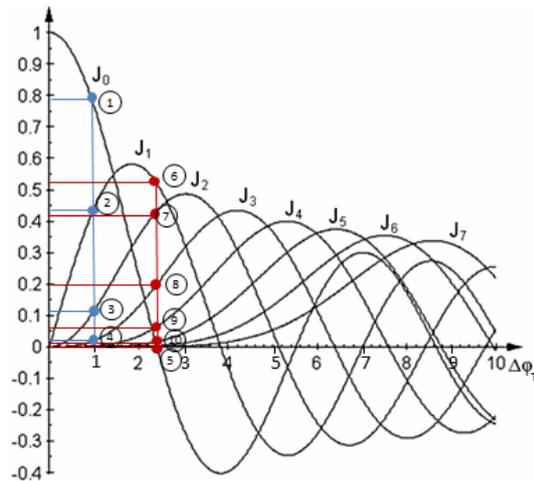


Bild 2-18: Bessel-Funktion $J_n(\Delta\varphi_T)$ für $n=0$ bis 7 über einen Bereich von $\Delta\varphi_T = 0$ bis $\Delta\varphi_T = 10$

Für die in Bild 2-18 beispielhaft ausgewählten Werte für $\Delta\varphi_T$ ($\Delta\varphi_T = 1$, blau und $\Delta\varphi_T = 2,4$, rot) ergeben sich für eine sinusförmig winkelmodierte Schwingung die in Bild 2-19 dargestellten Spektren.

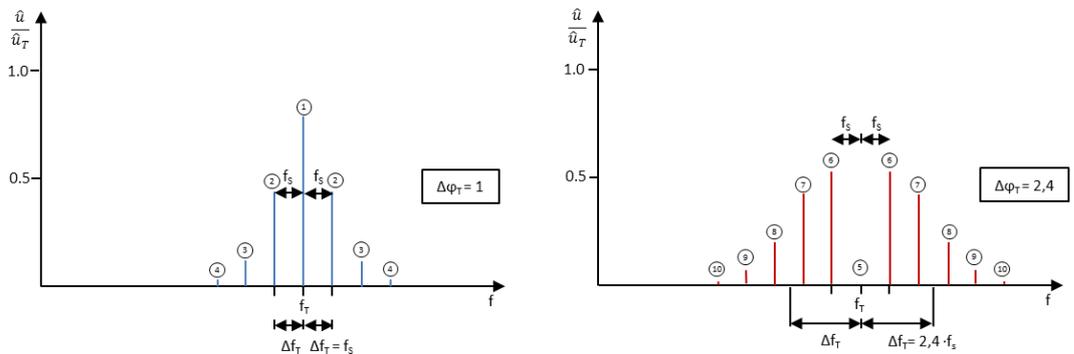


Bild 2-19: Frequenzspektren einer winkelmodulierten Schwingung bei verschiedenen Werten des Phasenhubs $\Delta\varphi_T$

Wie aus den Bessel-Funktionen ersichtlich, können die Trägerschwingung bzw. einzelne Seitenschwingungen bei bestimmten Werten von $\Delta\varphi_T$ zu Null werden. So verschwindet beispielsweise bei $\Delta\varphi_T = 2.4$ die Trägerkomponente vollständig aus dem Spektrum. Weiteres ist zu erkennen, dass die Trägeramplitude vom Phasenhub abhängt und unmoduliert ($\Delta\varphi_T = 0$) den größten Wert annimmt.

Gemäß [Gleichung 2-20](#) kann die Bandbreite eines winkelmodulierten Signals sehr groß werden. Insbesondere die Zunahme der Phasenhub bewirkt das immer mehr Seitenschwingungen erscheinen. In der Praxis rechnet man deshalb mit einer endlichen Bandbreite. Hierbei werden alle Spektrallinien bis auf 10 % bzw. 1% der Trägeramplitude berücksichtigt. Es liegen somit 90 % bzw. 99% der Spektrallinien innerhalb der mit [Gleichung 2-21](#) bzw. [Gleichung 2-22](#) errechneten Bandbreiten.

Gleichung 2-21:

$$B_{WM_{10\%}} = 2 \cdot f_{s_{\max}} \cdot (\Delta\varphi_T + 1) \text{ für mittlere Übertragungsgüte}$$

Gleichung 2-22:

$$B_{WM_{1\%}} = 2 \cdot f_{s_{\max}} \cdot (\Delta\varphi_T + 2) \text{ für hohe Übertragungsgüte}$$

Daraus ergibt sich auch, dass die Bandbreite eines winkelmodulierten Signals ($\Delta\varphi_T > 0$) immer größer ist als die Bandbreite eines AM- Signals.

2.1.6 Unterscheidung der Winkelmodulation in Frequenz- und Phasenmodulation

Bei der Winkelmodulation treten Frequenzmodulation (FM) und Phasenmodulation (PM) gleichzeitig auf. Der Momentanphasenwinkel $\varphi_{WM}(t)$ berechnet sich nach [Gleichung 2-16](#), die Momentanfrequenz $f_{WM}(t)$ nach [Gleichung 2-18](#). Zusätzlich besteht ein grundlegenden Zusammenhang zwischen Frequenz- und Phasenhub

nach [Gleichung 2-19](#): $\Delta f_T = \Delta\varphi_T \cdot f_s$

Dennoch wird bei der Winkelmodulation in der Praxis nach FM und PM unterschieden. Der Unterschied ergibt sich aus dem Verfahren wie das Modulationsprodukt einer winkelmodulierten Schwingung erzeugt wurde. Weder aus dem Modulationsprodukt noch aus der Darstellung als Zeitfunktion $u_{WM}(t)$ lässt sich eine Aussage darüber machen, ob es sich um eine FM oder PM handelt. Möglich ist eine Unterscheidung durch das Betrachten des Spektrums bei unterschiedlichen Frequenzen eines sinusförmigen Nutzsinals. Wie aus [Bild 2-20](#) ersichtlich, hat eine Änderung der Nutzsinalfrequenz sowohl bei FM als auch bei PM eine Änderung des Abstandes zwischen den Spektrallinien zur Folge. Handelt es sich um eine Phasenmodulation bleiben die Amplituden der Frequenzkomponenten von der Nutzsinalfrequenz unbeeinflusst. Im Gegensatz dazu, ändern sich bei Frequenzmodulation die Amplituden von Träger und Seitenschwingungen.

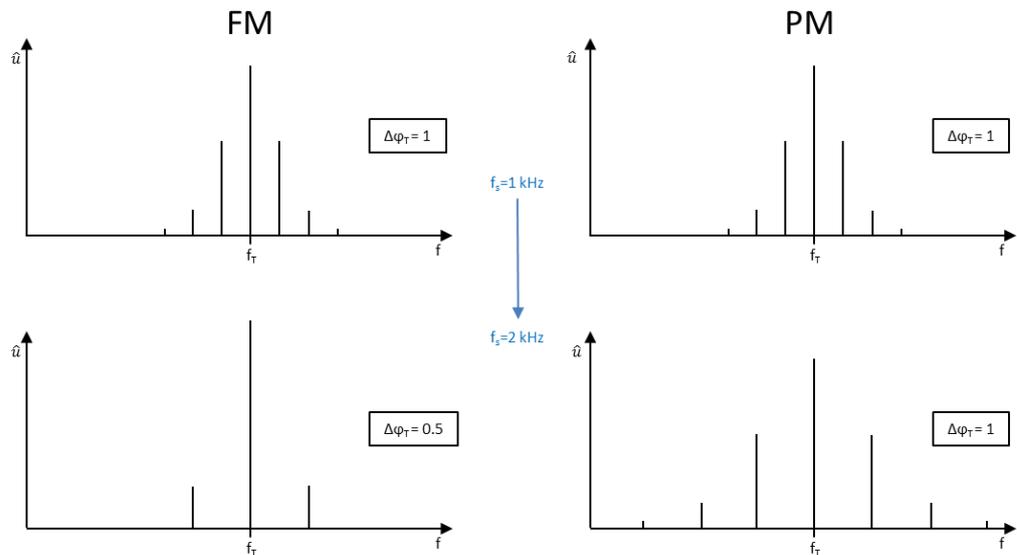


Bild 2-20: Frequenzspektren bei FM und PM bei unterschiedlichen Frequenzen und konstanter Amplitude \hat{u}_s des Nutzsignals

Daraus folgt für die Frequenzmodulation: nach Änderung der Frequenz des Nutzsignals mit gleichbleibender Amplitude bleibt der Frequenzhub konstant und der Phasenhub ändert sich umgekehrt proportional mit der Nutzsignalfrequenz.

Für eine Phasenmodulation folgt: nach Änderung der Frequenz des Nutzsignals mit gleichbleibender Amplitude bleibt der Phasenhub konstant und der Frequenzhub ändert sich direkt proportional mit der Nutzsignalfrequenz.

In der Praxis hat eine reine Phasenmodulation im analogen Bereich nur wenig Bedeutung. Bei digitalen Anwendungen ist sie jedoch sehr wichtig und kommt häufig zur Anwendung (2.4.3).

2.1.7 Frequenzmodulation mit Vorverzerrung

Bei FM werden bei hohen Frequenzen des Nutzsignals die Amplituden der Seitenschwingungspaare kleiner und dadurch der Signal-Rauschabstand bei der Funkübertragung reduziert. Der Grund dafür ist, dass sich der Phasenhub umgekehrt proportional zur Nutzsignalfrequenz verhält ($\Delta\varphi_T \sim \frac{1}{f_s}$).

In der FM-Rundfunktechnik wird dieser Nachteil des abnehmenden Phasenhubs zu höheren Frequenzen durch eine senderseitige Vorverzerrung des Signales mit einem RC-Hochpass vor dem Modulator, der sogenannten Preemphase, ausgeglichen. Durch sie werden die Amplituden hoher Frequenzen nichtlinear angehoben. Durch diese Vorverzerrung verfügt das FM-Sendersignal immer frequenzmodulierte als auch phasenmodulierte Eigenschaften. Damit man empfangsseitig wieder einen linearen Amplitudenfrequenzgang erhält, muss die Amplitudenanhebung für die hochfrequenten Signalanteile nach dem FM-Demodulator durch eine entgegengesetzt wirkende Deemphase mit Hilfe eines Tiefpasses rückgängig gemacht werden.

In entsprechenden Normen sind die entsprechenden Zeitkonstanten für die Ver- und Entzerrung festgelegt. Daraus können dann die dazugehörigen Grenzfrequenzen für den Hoch- bzw. Tiefpass berechnet werden.

2.1.8 Vor- und Nachteile der Frequenzmodulation im Vergleich zur Amplitudenmodulation

Da fast alle Störsignale während der Funkübertragung auf die Signalamplitude wirken, die Frequenz aber nicht verändern, ist ein wesentlicher Vorteil der FM eine höhere Störuneempfindlichkeit. Bei der FM-Demodulation wird das Nutzsignal aus der Abfolge der Signalnulldurchgänge zurück gewonnen, daher bleiben Amplitudenänderungen des FM-Signals folgenlos solange der Empfänger weder übersteuert noch an seiner Empfindlichkeitsgrenze betrieben wird. Zudem ist der Dynamikbereich der FM größer als bei AM und wird nur durch den Abstand zum Nachbarsender eingeschränkt. Der relativ große Abstand der Sender Trägerfrequenzen bei UKW ermöglicht eine qualitativ gute NF-Übertragung, da fast deren gesamte Bandbreite genutzt werden kann. Beim FM-Rundfunk beträgt die Bandbreite 15 kHz, beim AM-Rundfunk dagegen nur 4,5 kHz. Bei AM ist die maximale Nutzsignalfrequenz abhängig vom Abstand zum Nachbarträger und bei 4,5 kHz Abstand ist daher die obere Grenzfrequenz ähnlich niedrig wie bei der Telefonie.

Nachteilig bei FM ist, dass durch die notwendige Signalvorverzerrung (siehe Kapitel [2.1.7](#)) der technische Aufwand für die Realisierung höher ist als bei AM.

2.2 Digitale Modulationsverfahren

Der Einfluss von Störsignalen auf das zu übertragende Nachrichtensignal lässt sich reduzieren indem bei dem verwendeten Modulationsverfahren das Spektrum des Nachrichtensignals auf ein breites Spektrum aufgeweitet wird. Beispiele dafür sind die in Kapitel 2.1.4 beschriebene analoge Frequenz- und Phasenmodulation.

Eine andere, effektivere Möglichkeit ein Signal möglichst störungsfrei zu übertragen, ist die Verwendung von digitalen Modulationsverfahren. Nur mit ihnen ist es möglich ein gestörtes Nachrichtensignal mit Hilfe von geeigneten Verfahren wie der Codierung, am Empfänger bei der im Rahmen der Dekodierung möglichen Fehlerkorrektur zu regenerieren. Bewertet werden können die Störeinflüsse einiger digitaler Modulationsverfahren beispielsweise mittels Augendiagramm oder in Form der Darstellung von Sendesymbolen in der komplexen Ebene (Konstellations-Diagramm).

Das digitale Nachrichtensignal wird entweder in seiner ursprünglichen Frequenzlage über einen Leitungskanal übertragen (Basisbandübertragung), oder über Funk. Bei Funk erfolgt die Übertragung durch Modulation (Tastung) eines Hochfrequenzträgers.

Verfahren für die Basisbandübertragung sind beispielsweise Pulscodemodulation und die Deltamodulation (Differenz-Pulscodemodulation). Auf diese Modulationsarten wird im Rahmen dieser Educational Note nicht näher eingegangen. Die Funkübertragung durch Tastung eines hochfrequenten Sinusträgers, wie sie beispielsweise im Mobilfunk Verwendung findet, wird dagegen in Kapitel 2.4 näher beschrieben.

Bei digitalen Modulationsverfahren werden Symbole, die für Sender und Empfänger jeweils eindeutig definiert sind, übertragen. Ein Symbol stellt dabei die kleinsten Nachrichten- / Informationselemente dar. Diese fassen - je nach Modulationsart - n einzelne Bits zusammen, wobei n aus der Menge der natürlichen Zahlen stammt. Diese Symbole bilden den Zahlenvorrat, mit dem eine Modulationsart arbeitet. Maßgeblich für den Durchsatz der Luftschnittstelle sind die Symbolrate und die Anzahl der Bits pro Symbol. Die Form der Symbole muss durch Filterung (Basisbandfilterung) so verändert werden, dass das zur Übertragung notwendige Spektrum innerhalb der vorgeschriebenen Bandbreite des Übertragungskanals bleibt. Analoge Signale (Sprache, Musik) müssen für die Übertragung mit einem digitalen Modulationsverfahren digitalisiert werden. Diese digitalen Daten werden dann auf die auszusendenden Symbole abgebildet (Mapping). Die digitale Modulation liefert nur zu bestimmten Abtastzeitpunkten, gültige Werte und ist daher zeitdiskret. Der zeitliche Abstand der Abtastzeitpunkte wird Symbolrate genannt. Außerdem wird bei digitaler Modulation nur eine endliche Anzahl unterschiedlicher Werte übertragen und wird deshalb als wertdiskret bezeichnet. Die Anzahl der mit n Bits darstellbaren Zahlen beträgt 2^n . Bezogen auf das übertragene Informationssignal handelt es sich bei einer digitalen Modulation daher um ein zeit- und wertdiskrete Modulationsverfahren. Der Zeitverlauf des hochfrequenten Modulationssignals ist dagegen wieder zeit- und wertkontinuierlich.

Einige der digitalen Modulationstechniken lassen sich direkt von analogen Modulationsverfahren ableiten. Betrachtet man ein digital modulierte Signal in der Zeigerdarstellung so ist die digitale Modulation nichts anderes als eine analoge Modulation mit einer endlichen Anzahl diskreter Zustände.

Speziell für den Bereich Mobilfunk nimmt die Phasenmodulation eine hier wichtige Rolle ein (siehe 2.4.3). Es gibt allerdings auch eine Vielzahl digitaler Modulationen die

nicht direkt von analogen Verfahren stammen und auf die hier nicht näher eingegangen wird. So zum Beispiel die Pulsweitenmodulation, die eine spezielle digitale Winkelmodulation darstellt und auch zur zeitlichen Abtastung (zeitdiskrete Abtastung) eines analogen Signals verwendet werden kann.

Bei Verwendung von digitalen Modulationsverfahren ist es auch möglich, den Nutzdatenstrom auf mehrere unterschiedliche Träger aufzuteilen (Multi-Carrier Modulation). Die führt zu einer zusätzliche Möglichkeit, sich den Eigenschaften eines Übertragungskanals möglichst optimal anzupassen. Kommt es innerhalb des Nutzspektrums zu einer schmalbandigen Störung können mit diesem Verfahren, die von der Störung betroffenen Träger von der Datenübertragung ausgeschlossen werden. Damit sinkt zwar der gesamte Datendurchsatz etwas ab, die Datenübertragung ist aber trotz Störung weiterhin möglich. Da sich destruktive Interferenzen durch Mehrwegempfang (Fading) jeweils nur auf einzelne Träger auswirken, bietet eine Multi Carrier Übertragung auch hier einen klaren Vorteil gegenüber einem Einträgerverfahren.

Ein typisches Multi-Carrier Verfahren ist Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) welches bei dem Mobilfunkstandard LTE (Long Term Evolution) Anwendung findet. Dazu gehören auch noch das Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex (COFDM) Verfahren welches beispielsweise im terrestrischen digitalen Fernsehen DVB-T eingesetzt wird.

2.3 Prinzip der IQ-Modulation

Klassische analoge Modulationsarten variieren das Signal eines HF-Trägers in nur einer Dimension. Die Amplitudenmodulation verändert nur die Amplitude $A(t)$; die Frequenz- und die Phasenmodulation wirken nur auf die Frequenz bzw. die Phase $\varphi(t)$ des Trägers. Die Amplitudenmodulation erfolgt meist in der HF-Ausgangsstufe, die Frequenz- und Phasenmodulation in den Oszillatorstufen. Die Form des Modulationssignals entspricht der Form des Nutzsignals.

Moderne IQ-Modulatoren variieren das HF-Trägersignal in zwei Dimensionen. Sie synthetisieren das Modulationssignal aus der Summe zweier sogenannter Basisbandsignale, $i(t)$ und $q(t)$. $i(t)$ nennt man die Inphase-, $q(t)$ die Quadrature-Komponente. Orthogonal aufgetragen spannen beide in der IQ-Ebene einen Vektor mit der Länge $A(t)$ und der Phase $\varphi(t)$ auf, siehe [Bild 2-21](#). $i(t)$ und $q(t)$ sind normiert, also stets ≤ 1 .

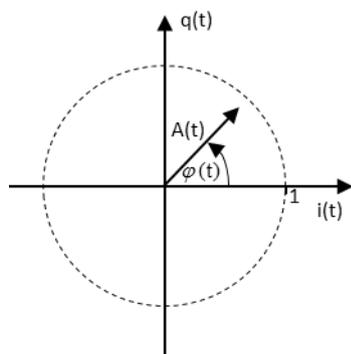


Bild 2-21: Basisband-Vektor in der IQ-Ebene

Das modulierte HF-Signal entsteht durch Addition je eines mit $i(t)$ und eines mit $q(t)$ modultierten - aber um 90° phasenverschobenen - Trägers, siehe [Bild 2-22](#).

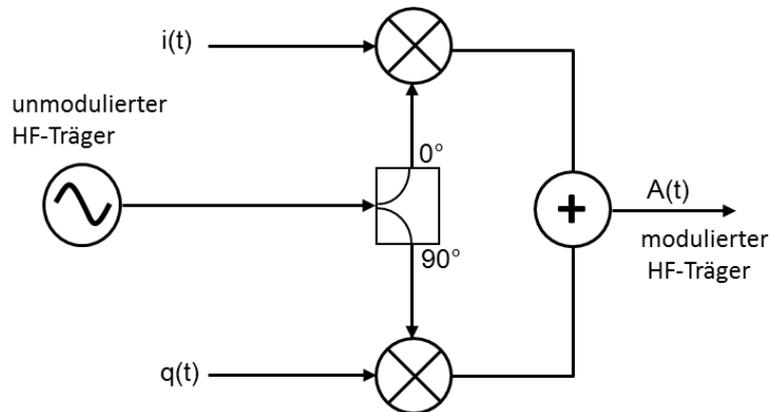


Bild 2-22: Up-Conversion der Basisbandsignale

Mit Hilfe der zwei Basisband-Signale kann man somit zu jedem Zeitpunkt sowohl Betrag als auch Phase des modultierten Signals festlegen. Damit lassen sich beispielsweise auch die analogen Modulationsarten recht einfach realisieren:

Eine Amplitudenmodulation erzielt man durch Variieren der Länge des Vektors $\varphi(t)$ in Abhängigkeit der Zeit, ohne die Phase zu ändern. Eine Frequenz- bzw. eine Phasenmodulation erzielt man dadurch, dass man die Phase $\varphi(t)$ des Summen-Vektors entsprechend variiert, ohne die Amplitude zu ändern. (Siehe auch IQ-Modulator in Kapitel [1.2.2.1](#))

Konstellationsdiagramm

Im Konstellationsdiagramm (Zustandsdiagramm) wird die Inphase- und die Quadraturphasekomponente des digital modultierten Signals graphisch dargestellt. Dadurch ergibt sich ein Vektor mit Amplitude und Phase des betrachteten Trägers zum Abtastzeitpunkt im kartesischen Koordinatensystem. Da die zu übertragenden Symbole komplexe Zahlen repräsentieren, können sie als Punkte im Konstellationsdiagramm, welches der komplexen Ebene entspricht, dargestellt werden. Diese Punkte entsprechen dabei den Endpunkten der jeweiligen IQ-Vektoren.

[Bild 2-23](#) zeigt das Konstellationsdiagramm von Binary Phase Shift Keying (BPSK) und 4-PSK (siehe Kapitel [2.4.3](#)). Außerdem ist festzuhalten, dass die eingezeichneten IQ-Zustände nur zu den sogenannten Symbolzeitpunkten eingeschwingen sind. Zwischenzeitlich gibt es naturgemäß Übergänge.

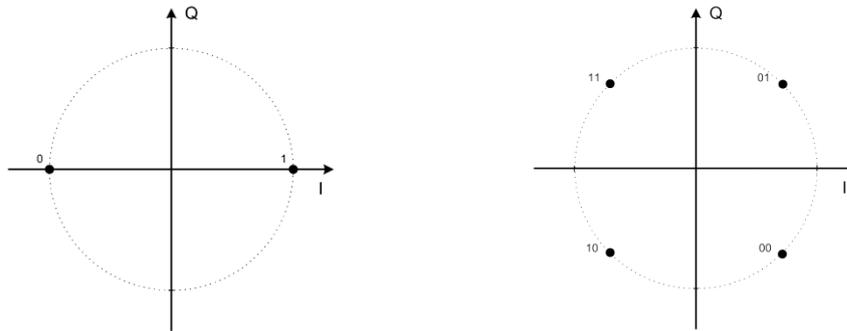


Bild 2-23: Konstellation-Diagramm für BPSK (links) und 4-PSK (rechts)

2.4 Digitale Modulation eines Sinusträgers

Wie bei der analogen Modulation erfordert die drahtlose Übertragung eines digitalen Basisbandsignals ebenfalls eine Umsetzung in eine höhere Frequenzlage durch Modulation einer sinusförmigen Trägerschwingung. Dabei kann die Trägerschwingung auch hier in einem oder mehreren seiner Parameter Amplitude, Frequenz oder Phase von dem digitalen Basisbandsignal beeinflusst werden. Da das digitale Signal nur zwischen festen Signalwerten schwankt, spricht man nicht mehr von Modulation sondern von einer Tastung der Trägerschwingung. Dies führt somit zu folgenden drei Möglichkeiten der Tastung (Bild 2-24):

- Amplitudenumtastung (Amplitude Shift Keying, ASK)
- Frequenzumtastung (Frequency Shift Keying, FSK)
- Phasenumtastung (Phase Shift Keying, PSK)

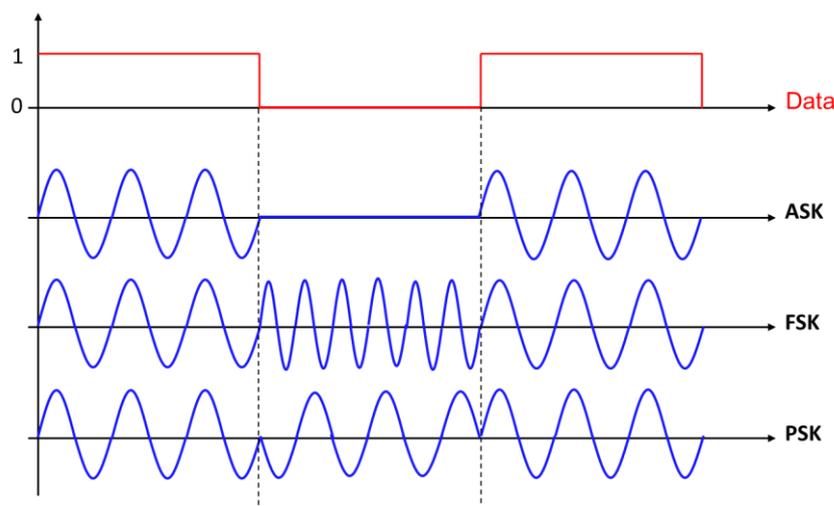


Bild 2-24: Verschiedene Arten der Trägertastung

Mit einem Träger, der $M = 2^n$ Zustände der Amplitude, Frequenz oder Phase annehmen kann eine Gruppe von n Bit in einem Taktschritt gleichzeitig übertragen werden. Im Namen von M -wertigen Verfahren wird $M=2,4,8...$ im Namen mit angegeben, wie z. Bsp. 2-ASK, 4-PSK oder 8-FSK.

2.4.1 Amplitudenumtastung (ASK)

Verändert eine digitale Bitfolge nur die Trägeramplitude, liegt eine Amplitudenumtastung vor. Beim digitalen High-Bit "1" wird die maximale Trägeramplitude gesendet. Bei einem Low-Bit "0" schaltet der Träger ab (Bild 2-25). ASK kann mit mehreren Abstufungen der Trägeramplitude durchgeführt werden. Beispielsweise lassen sich mit vier Amplitudenstufen gleichzeitig 2 Bit (00, 01, 10, 11) mit doppelter Datenrate übertragen. Da sich Störungen im Übertragungskanal fast immer als Amplitudenstörungen zeigen, ist die mehrwertige ASK stör anfälliger.

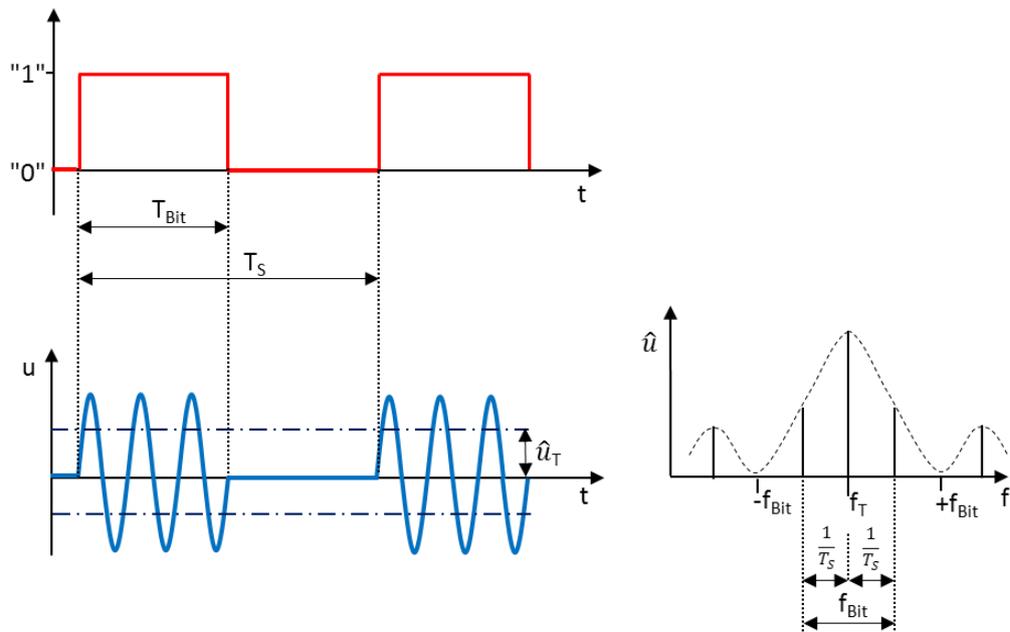


Bild 2-25: Amplitudenumtastung ASK im Zeit- und Frequenzbereich für eine periodische 1-0-Bitfolge

Die Amplitudenumtastung des binäre Codesignals in Bild 2-25 mit der Schrittdauer T_{Bit} und der Periodendauer T_S wird mit den Werten $2 \cdot \hat{u}_T$ und 0 für die Trägeramplitude vorgenommen. So lässt sich für ein 2-ASK Signal folgendermaßen darstellen:

Gleichung 2-23:

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{für logisch "0"} \\ \hat{u}_T \cdot \cos \omega_T t & \text{für logisch "1"} \end{cases}$$

Das Spektrum des Modulationsproduktes erhält man durch Faltung des Codesignalspektrums mit der Trägerfrequenz f_T bzw. durch Multiplikation der Fourier-Reihenentwicklung

Gleichung 2-24:

$$c(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\cos 2\pi \frac{t}{T_S} - \frac{1}{3} \cos 2\pi \frac{3t}{T_S} + \dots \right)$$

mit der Trägerschwingung

Gleichung 2-25:

$$u_T(t) = \hat{u} \cdot \cos \omega_T t$$

Das resultierende Spektrum der getasteten Trägerschwingung enthält dann die Information des Codesignals im oberen und unteren Seitenband symmetrisch zum Träger ([Bild 2-25](#) rechts unten). Im Vergleich zur analogen AM ist die Bandbreite der ASK größer. Dies hat zur Folge, dass innerhalb eines Sendefrequenzbereiches weniger Sender ungestört nebeneinander senden können. Zu Erkennung des Signalzustandes ist es ausreichend wenn durch geeignete Filtermaßnahmen nur das Spektrum bis zu den ersten Seitenschwingungen übertragen wird.

Die mindest notwendige Übertragungsbandbreite beträgt:

Gleichung 2-26:

$$B_{HF} = 2 \cdot \frac{1}{T_S} = f_{Bit}$$

Damit die Schrittfrequenz f_{bit} sicher übertragen wird und der Empfänger das Signal noch eindeutig decodieren kann, wird in der Praxis die Bandbreite meist um den Faktor 1,4 größer gewählt, also

Gleichung 2-27:

$$B_{HF,pr} = 1,4 \cdot f_{Bit}$$

2.4.2 Frequenzumtastung (FSK)

Verändert eine digitale Bitfolge nur die Trägerfrequenz, liegt eine Frequenzumtastung vor. Dabei wird die Frequenz einer Trägerschwingung zur digitalen Datenübertragung sprunghaft verändert. So werden bei einem 2-FSK Verfahren die binären Zustände "0" und "1" mit den Frequenzen f_1 und f_2 übertragen (siehe [Bild 2-27](#)). Diese beiden Kennfrequenzen sind symmetrisch zur Trägerfrequenz f_T angeordnet. Bei der 4-FSK überträgt jede Symbolfrequenz zwei Bits gleichzeitig, wobei jeweils eine Frequenz dem Symbol 00, 01, 10 oder 11 zugeordnet ist.

Die Umschaltung zwischen den einzelnen Frequenzen kann auf verschiedenen Wegen erfolgen. Bei der einfachsten Möglichkeit schaltet die digitale Information direkt zwischen zwei eigenständigen Oszillatoren mit der Frequenz f_1 und f_2 um. Dieses Verfahren wird auch als "harte FSK" bezeichnet. Da die einzelnen Oszillatoren beliebige Phasenlagen zueinander aufweisen, erfolgt zu den einzelnen Umschaltzeitpunkten im Regelfall ein un stetiger Übergang und es entsteht ein diskontinuierlicher Phasenverlauf ([Bild 2-26](#)). Die Fourieranalyse eines solchen FSK-Signals zeigt einen unerwünscht hohen Bandbreitenbedarf. Ein 2-FSK Sendesignal kann bei rechteckförmiger "harter" Tastung folgendermaßen beschrieben werden:

Gleichung 2-28:

$$u(t) = \begin{cases} \hat{u}_T \cdot \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) & \text{für logisch "0"} \\ \hat{u}_T \cdot \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2) & \text{für logisch "1"} \end{cases}$$

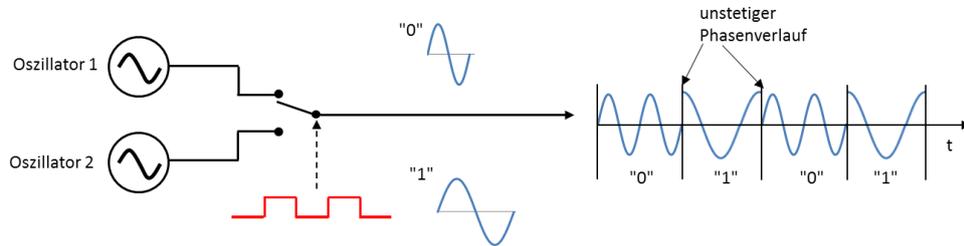


Bild 2-26: "Harte" FSK Tastung

Aufgrund des hohen Bandbreitenbedarfs wird für gewöhnlich ein FSK-Signal mit kontinuierlichem Phasenverlauf, wie in Bild 2-27 gezeigt, verwendet. Diese Form wird auch als CPFSK (Continuous Phase FSK) bezeichnet. Das Signal kann beispielsweise durch den Einsatz eines spannungsgesteuerten Oszillators oder mit Hilfe eines I-Q Modulators erzeugt werden. Der Bandbreitenbedarf ist geringer, da der einzige Oszillator beim Umschalten auf sich bezogen synchron ist und keine Phasensprünge verursacht. Die "harte" Umschaltung wird dabei durch einen kontinuierlichen Verlauf ersetzt. Damit ergibt sich ein kleinerer Bandbreitenbedarf und man spricht von einer „weichen FSK“. Durch das nicht abrupte Umschalten der Sendefrequenzen kommt es allerdings auch zu Intersymbolinterferenzen, welche die Demodulation erschweren können.

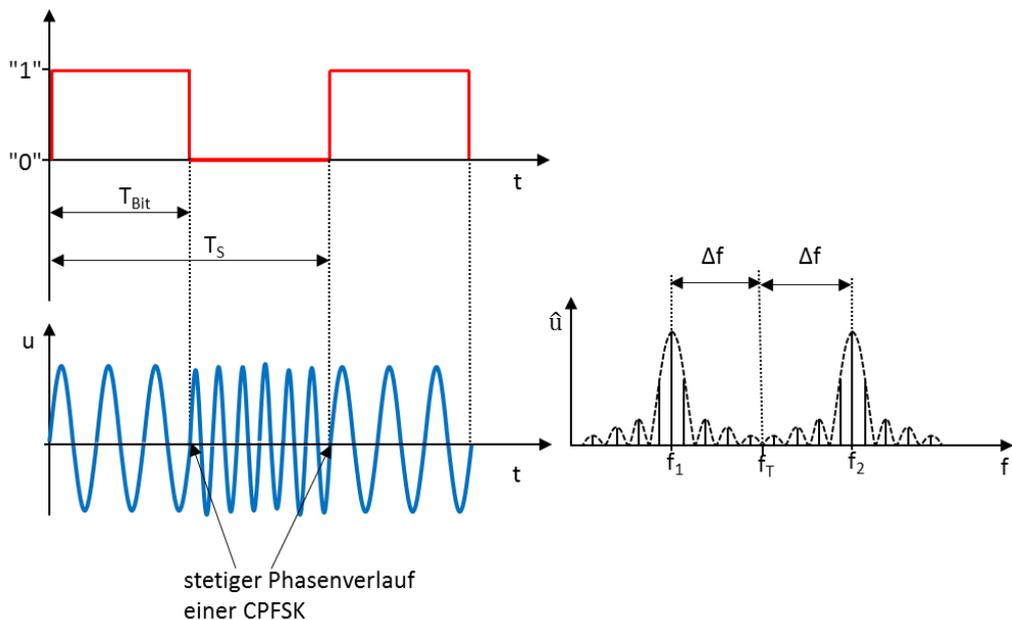


Bild 2-27: 2-FSK Frequenzumtastung im Zeit- und Frequenzbereich für eine periodische 1-0-Bitfolge

Ein 2-FSK Signal kann auch als Überlagerung von zwei amplitudengetasteten Schwingungen mit den Frequenzen f_1 und f_2 betrachtet werden. Daraus ergibt sich das Spektrum durch eine Überlagerung der Spektren der beiden amplitudengetasteten

Signale. Die erforderliche Bandbreite für ein 2-FSK Signal hängt vom Frequenzhub Δf bzw. der Frequenzdifferenz $|f_1 - f_2| = 2 \cdot \Delta f$ ab. Für $2 \cdot \Delta f \gg \frac{1}{T_{Bit}}$ ergibt sich für eine periodische 1-0-Bitfolge ein symmetrisches Spektrum wie in [Bild 2-27](#) rechts unten. Bei ungleicher Verteilung der Bitfolge wird auch das Spektrum unsymmetrisch. Für $2 \cdot \Delta f > \frac{1}{T_{Bit}}$ erhält man als Näherung folgende Bandbreite:

Gleichung 2-29:

$$B_{HF} = 2 \cdot (\Delta f + B)$$

Mit: B = Bandbreite des Basisbandsignals

Der Modulationsindex m bei FSK ist das Produkt aus Gesamtfrequenzhub ($2 \cdot \Delta f$) und der zeitlichen Dauer T_{Bit} eines Symbols:

Gleichung 2-30:

$$m = 2 \cdot \Delta f \cdot T_{Bit}$$

Der Frequenzhub Δf ist wie bei der analogen FM als maximale Abweichung der Augenblicksfrequenz von der Trägerfrequenz f_T definiert. Wie aus [Gleichung 2-30](#) ersichtlich, nimmt der Modulationsindex ab, wenn der Abstand der beiden Frequenzen f_1 und f_2 sich bei gleichbleibender Symbolrate verringert. Der kleinstmögliche Wert von m, der noch eine orthogonale FSK ermöglicht, beträgt 0,5. Nur bei einer orthogonalen FSK mit ganzzahligen Vielfachen von $m = 0,5$ wird die Intersymbolinterferenz zwischen einzelnen Symbolen minimal was zu einer minimalen gegenseitigen Beeinflussung führt. Für $m = 0,5$ spricht man deshalb von Minimum Shift Keying, MSK. Das Verfahren ist auch unter der Bezeichnung FFSK (Fast Frequency Shift Keying) bekannt. Bei MSK ist Δf zwischen binär "1" und "0" exakt die Hälfte der Datenrate.

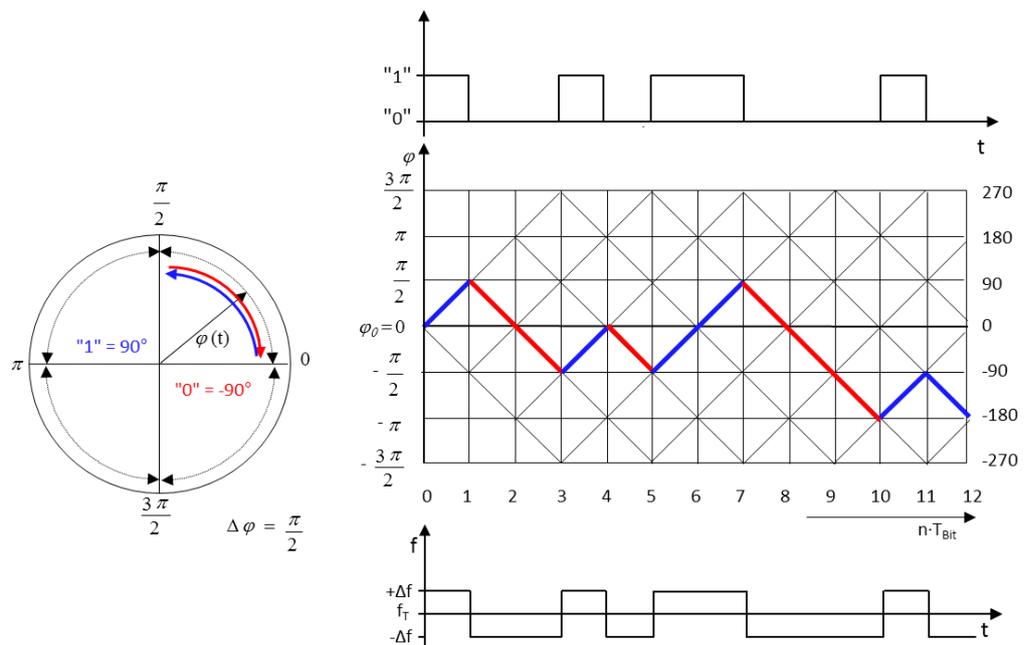


Bild 2-28: Zusammenhang zwischen Datensignal, Frequenz und Phase bei MSK

In Bild 2-28 ist der Frequenz- und Phasenverlauf einer MSK dargestellt. Man erkennt, dass die MSK wie die CPFSK einen stetigen Phasenverlauf aufweist. An den jeweiligen Bitgrenzen findet eine Phasendrehung von $+90$ oder -90 für logisch "1" bzw. "0" statt. Dadurch entstehen dadurch bei jedem Bitwechsel Knickstellen in der Phase. An diesen Stellen treten um die die Trägerfrequenz f_T die Frequenzsprünge $+\Delta f$ bzw. $-\Delta f$ auf. Um Bandbreite zu sparen wird der digitale Datenstrom vor der Modulation mit einem Gaußfilter gefiltert und aus der MSK wird eine GMSK (Gaussian Filtered Minimum Shift Keying). Durch das Filter werden die steilen Flanken der rechteckförmigen digitalen Signale abgeflacht und hochfrequente Anteile des Signales fallen weg. GMSK überträgt wie eine 2-FSK nur ein Bit pro Symbol. Da die Modulation durch Phasendrehung um $\pm \pi/2$ erfolgt, ergeben sich genau vier mögliche Zustände. Im Spektrum bewirkt dies eine Frequenzverschiebung, welche einem Viertel der Symbolfrequenz entspricht. Der Pegel des modulierten Signals, d.h. die Länge des IQ-Vektors, bleibt konstant. Abhängig von der Vorgeschichte ist die tatsächliche Phasendrehung aber wegen der GMSK-typischen Filterung teilweise etwas größer oder kleiner als $\pi/2$. Dadurch entstehen, wie in Bild 2-29 dargestellt, pro Quadrant drei mögliche Signalzustände.

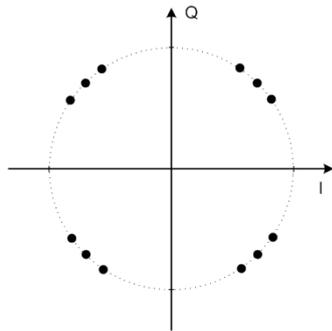


Bild 2-29: Konstellations-Diagramm für GMSK

Bei GMSK werden die Nebenkeulen im Spektrum, die benachbarte Kanäle stören können, deutlich reduziert. GMSK wird beispielsweise beim Mobilfunkstandard GSM (Global System for Mobile Communications) für die Datenübertragung genutzt. Durch die Filterung des binären Signals werden die $3,7 \mu\text{s}$ breiten Rechtecke zu $18,5 \mu\text{s}$ langen Gauß-Impulsen umgeformt. Bild 2-30 zeigt einen Vergleich der Spektren von MSK und GMSK welche neben GSM beispielsweise auch bei DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunications) Verwendung findet. Der Term $B \cdot T$ mit $T=T_{\text{Bit}}$ beschreibt dabei die Effizienz der Filterung. Dieser Term normiert die Filterbandbreite B auf die Bitdauer T_{Bit} . $B \cdot T_{\text{Bit}} = \infty$ bedeutet MSK, also keine Filterung. Je kleiner der Wert von dem Bandbreitenzeitprodukt wird, desto weniger ausgeprägt sind die Nebenkeulen, desto kleiner ist die benötigte Bandbreite aber desto größer wird die Intersymbolinterferenz. Diese Überlagerungen und daraus resultierenden Fehlinterpretationen benachbarter Bits im Empfänger kann nach der Demodulierung durch eine Fehlerkorrektur ausgeglichen werden.

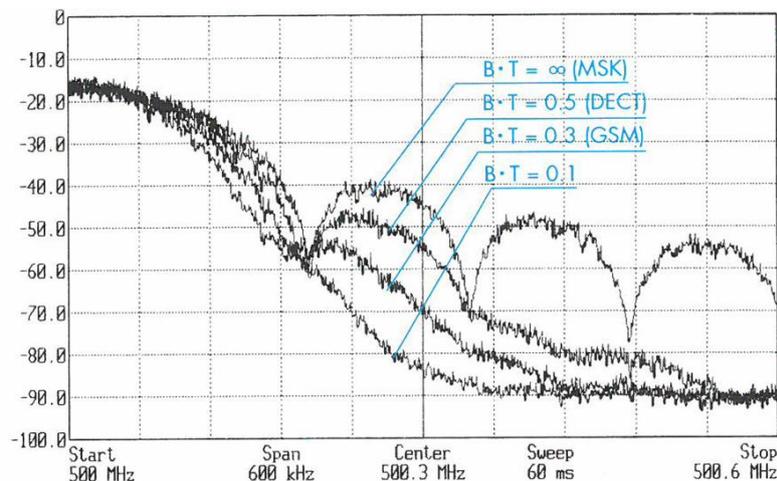


Bild 2-30: Spektren von GMSK bei verschiedenen Werten von B·T

Bei GSM wurde GMSK u.a. auch deshalb verwendet da es keine Schwankungen in der Amplitude gibt. Im Vektor Diagramm liegen die Konstellationspunkte auf einem Kreis um den Nullpunkt. Der Vorteil davon ist, dass ein GMSK Signal ohne Verzerrungen mit einem einfachen Verstärker der Klasse C im Schaltbetrieb verarbeitet werden kann. Schaltverstärker haben einen sehr hohen Wirkungsgrad von üblicherweise über 80% und ermöglichen damit langen Akkulaufzeit für das Mobiltelefon. Die Bruttodatenrate von GSM beträgt in einem Zeitschlitz aber nur 33,85 kbit/s was für Sprachübertragung ausreichend ist aber den heutigen Ansprüche an mobile Datenübertragung nicht mehr gerecht werden kann. Für hohe Datenraten sind höherwertige Modulationsarten (bei denen auch die Amplitude moduliert wird) notwendig. Signale mit höherem Crest-Faktor stellen höhere Anforderungen an den Verstärker, dieser arbeitet dann auch nicht mehr im Schaltbetrieb, die Leistungsaufnahme ist deshalb größer.

2.4.3 Phasenumtastung (PSK)

Bei der Phasenumtastung wird die Phase einer Trägerschwingung entsprechend der digitalen Bitfolge umgetastet. Dabei werden jedem zu übertragenden Symbol absolute Phasenlagen zugeordnet. Zur besseren Unterscheidbarkeit verteilt man die Phasenzustände meist gleichmäßig auf 360° . Grundlage für alle Phasenumtastverfahren bildet die Zweiphasenumtastung 2-PSK welche auch als BSK (Binary-Shift-Keying) bezeichnet wird. Zur Darstellung der binären "0" bzw. "1" gibt es bei 2-PSK zwei Phasenzustände mit 180° Phasenwechsel. BPSK überträgt somit pro Symbol nur ein Bit. Es gibt daher $2^1 = 2$ verschiedene Symbole bzw. Zustände siehe (Bild 2-31). Die Symbolrate ist gleich der Bitrate.

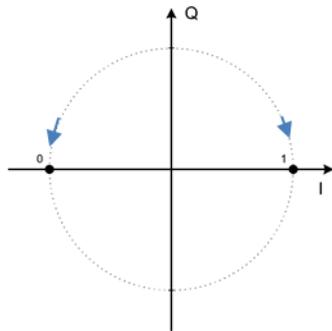


Bild 2-31: Konstellations-Diagramm für BPSK

So lässt sich eine 2-PSK bei Rechtecktaktung beispielsweise folgendermaßen darstellen:

Gleichung 2-31:

$$u(t) = \begin{cases} \hat{u}_T \cdot \cos\omega_T t & \text{für logisch "1"} \\ -\hat{u}_T \cdot \cos\omega_T t & \text{für logisch "0"} \end{cases}$$

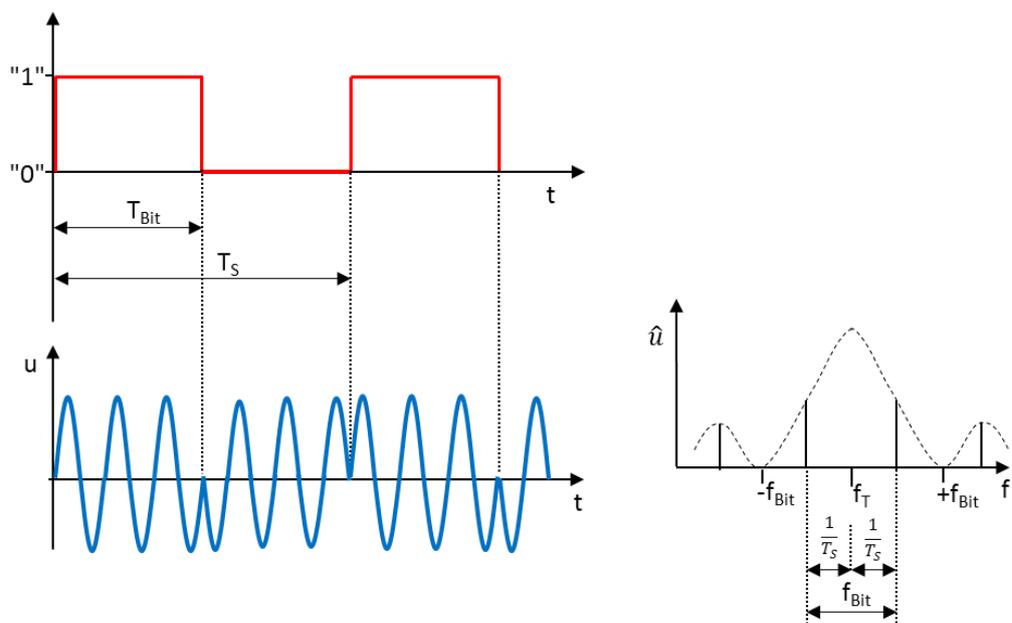


Bild 2-32: 2-PSK Phasenumtastung im Zeit- und Frequenzbereich für eine periodische 1-0-Bitfolge

Bild 2-32 zeigt das Datensignal und das Modulationsprodukt im Zeitbereich sowie dessen Spektrum. Wechselt der Signalzustand des digitalen Signals, erfolgt jeweils ein Phasensprung der Trägerschwingung um 180° . Das Spektrum des digitalen Modulationssignals erscheint dabei zu beiden Seiten des unterdrückten Trägers. Der Abstand der beiden ersten Seitenschwingungen beträgt f_{Bit} . An den Nulldurchgängen der Einhüllenden finden die Phasensprünge statt. Für die Übertragung des Signals bzw. für die Phasenentscheidung im Empfänger reicht theoretisch eine Bandbreite von $B_{HF} = f_{Bit}$ aus. Wie bei einer 2-ASK wird auch bei einer 2-PSK in der Praxis mit dem Wert aus Gleichung 2-32 gerechnet.

Gleichung 2-32:

$$B_{HF,pr} = 1,4 \cdot f_{Bit}$$

Zweiwertige Tastverfahren wie die 2-FSK weisen eine hohe Störfestigkeit auf (siehe auch "Bitfehlerwahrscheinlichkeit" weiter unten), da aber nur ein Bit pro Symbol übertragen werden kann, ist die Bandbreitenausnutzung gering. Höhere Übertragungsraten lassen sich beispielsweise mit einem 4-PSK Verfahren erreichen. 4-PSK wird vorwiegend auch als QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) bezeichnet. Bei QPSK werden zwei Bit pro Symbol übertragen. Es gibt daher $2^2 = 4$ verschiedene Symbolzustände (Bild 2-33).

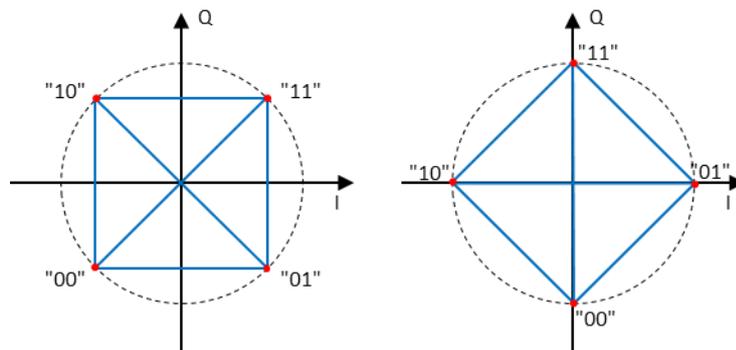


Bild 2-33: Beispiele für mögliche Phasenzustände und Sprungwege (blau) einer QPSK im Konstellations-Diagramm

Man beachte, dass hier jeder Phasenzustand von jedem anderen "angesprungen" werden kann. Im Gegensatz zu GMSK entsprechen die eingetragenen Positionen definierten Symbolen. Aus den Symbolen im linken Beispiel aus Bild 2-33 ergibt sich damit folgende Zuordnungstabelle (Mapping Table)

Symbol (Dibit)	$\Delta\varphi$
1 1	$+45^\circ$
0 1	$+135^\circ$
0 0	-135°
1 0	-45°

Tabelle 2-2: OPSK-Mapping Table

In Bild 2-34 ist das QPSK-Signal für eine Symbolfolge 10 11 01 10 00 dargestellt. Für den Träger wurde $u_T(t) = \hat{u}_T \cdot \cos(\omega_T t + \frac{3\pi}{4} + \Delta\varphi)$ angenommen. Die Tastung erfolgt nach der Mapping Table aus Tabelle 2-2.

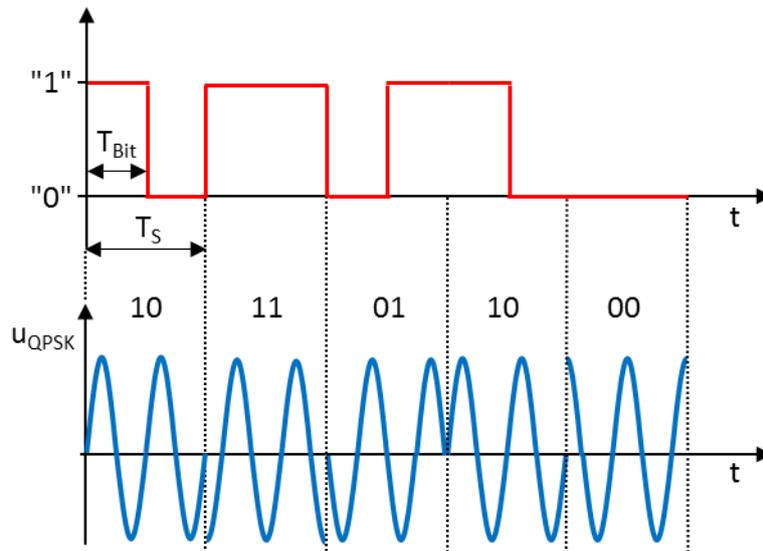


Bild 2-34: Zeitverlauf eines binären Signals und der mit QPSK getasteten Trägerschwingung

Die Dauer eines Signalschritts T_S beträgt bei QPSK: $T_S = 2T_{\text{bit}}$. Die Breite des Spektrums von QPSK wird gegenüber 2-PSK (siehe Bild 2-32) um die Hälfte verringert. D.h. im Spektrum von 2-PSK aus Bild 2-32 wird f_{bit} durch $f_{\text{bit}}/2$ ersetzt und es ergibt sich für QPSK folgendes Spektrum:

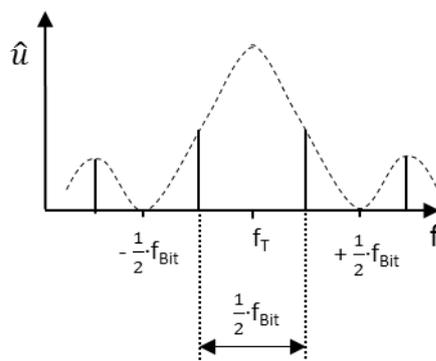


Bild 2-35: QPSK Spektrum

Mit der Beschränkung auf das erste Seitenschwingungspaar beträgt die mindestens notwendige Übertragungsbandbreite für QPSK:

Gleichung 2-33:

$$B_{HF} = \frac{1}{2} f_{\text{Bit}}$$

Damit die Schrittfrequenz f_{bit} sicher übertragen wird und der Empfänger das Signal noch eindeutig decodieren kann, wird in der Praxis die Bandbreite auch bei QPSK um den Faktor 1,4 größer gewählt, also

Gleichung 2-34:

$$B_{HF} = 0,7 \cdot f_{\text{Bit}}$$

QPSK besitzt also eine theoretisch doppelt so hohe Bandbreiteneffizienz (Bitrate je Hz Bandbreite) als 2-PSK. Erklärbar ist dies dadurch, dass eine QPSK als ein

Quadraturverfahren aus zwei 2-PSK Verfahren mit um 90° versetzten Trägern, aufgefasst werden kann. Durch diese Orthogonalität kommt es zu keiner gegenseitigen Beeinflussung bzw. Störung der beiden 2-PSK Signale. Dies ermöglicht eine Verdopplung der Datenrate ohne Erhöhung der Übertragungsbandbreite. Für das Erreichen derselben Bitfehlerraten liegt bei QPSK der erforderliche Signal-Störabstand jedoch um 3 dB höher als bei 2-PSK. Mehr dazu weiter unten im Absatz "Bitfehlerwahrscheinlichkeit "

Wichtige Varianten von QPSK:

Wie aus [Bild 2-33](#) ersichtlich, führt der Übergang zwischen zwei diagonal gegenüber liegenden Sendesymbolpunkten (10 nach 01 und 11 nach 00) in der komplexen Ebene durch den Nullpunkt. D.h. die Trägerleistung variiert stark und geht beim Nulldurchgang auf null zurück. Dadurch entsteht eine unerwünscht starke AM-Modulation des Trägers. Unerwünscht deshalb, weil bei Modulationsverfahren mit nicht konstanter Hüllkurve wie beispielsweise GMSK, die nichtlineare Klasse C Verstärker mit hohem Wirkungsgrad und niedrigem Energieverbrauch nicht eingesetzt werden können. Um starke Signalverzerrungen zu vermeiden, müssten stattdessen

- lineare A-Verstärker mit schlechterem Wirkungsgrad, oder
- rechenintensive Signalverzerrung zur Korrektur der Verstärkereigenschaften

eingesetzt werden. Wie in [Bild 2-35](#) dargestellt, fehlt bei der QPSK-Modulation, wie übrigens bei jedem phasenmodulierten HF-Trägers, im Spektrum die Spektrallinie für die Trägerfrequenz f_T . Dadurch ist der Bezug der aktuellen Phasenlage zur Phase des unmodulierten Trägers nicht vorhanden. Die QPSK erschwert aufgrund der Nulldurchgänge die Rückgewinnung des Trägers für eine kohärente Demodulation. Unter einer kohärenten Demodulation versteht man dabei die exakte Rekonstruktion der Trägerfrequenz mit zugehöriger Phasenlage.

Eine Abhilfe für die genannten Probleme stellt $\pi/4$ -DQPSK Modulation dar. Dabei wird, unabhängig von den Nutzdaten, nach jedem Sendesymbol ein zusätzlicher Phasensprung von $\pi/4$ (45°) vorgenommen. Damit wird sichergestellt, dass der Übergang zwischen zwei Symbolen niemals durch den Ursprung geht und immer eine Trägeramplitude gesendet wird (siehe [Bild 2-36](#)).

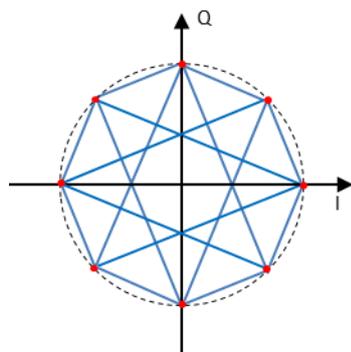


Bild 2-36: $\frac{\pi}{4}$ - DQPSK zur Vermeidung von Nulldurchgängen

Zusätzlich wird die Information nicht über die aktuelle Phasenlage, sondern über die Differenz zur vorherigen Phasenlage übertragen. Daher stammt auch der Name

$\pi/4$ -DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying). Der große Vorteil bei diesem Verfahren ist, dass keine kohärente Demodulation mehr notwendig ist und damit die aufwendige Rekonstruktion des Trägers entfällt. Außerdem wird die Taktsynchronisation auf der Empfängerseite erleichtert, da unabhängig von den Nutzdaten und deren Codierung immer regelmäßig Phasensprünge im Empfangssignal vorhanden sind. In [Tabelle 2-3](#) sind die erlaubten Phasenzustände einer $\pi/4$ -DQPSK dargestellt. Daraus kann man entnehmen, dass $\pi/4$ -DQPSK nur noch 45° und 135° Drehungen der Phase zulässt.

Symbol (Dibit)	Phasenübergang $\Delta\varphi$
0 0	$0 \cdot \pi/2 + \pi/4 = 45^\circ$
0 1	$1 \cdot \pi/2 + \pi/4 = 3\pi/4 = 135^\circ$
1 1	$2 \cdot \pi/2 + \pi/4 = 5\pi/4 = 225^\circ = -135^\circ$
1 0	$3 \cdot \pi/2 + \pi/4 = 7\pi/4 = 315^\circ = -45^\circ$

Tabelle 2-3: Erlaubte Phasenzustände bei $\pi/4$ -DQPSK

Eine weitere Möglichkeit Nulldurchgänge und die damit verbundene Absenkung der Amplitude zu vermeiden, bietet die Offset-QPSK (OQPSK). Um dies zu erreichen beträgt die maximale Phasenänderung bei OQPSK nur noch 90° statt 180° wie der herkömmlichen QPSK. Bei QPSK laufen die beiden Bitströme aus denen die I- und Q-Signale erzeugt werden synchron, d.h. ihre Zeichenübergänge fallen zeitlich zusammen. Wenn nun beide Binärsignale gleichzeitig ihren Zustand ändern führt dies bei QPSK zu einer Phasenänderung von 180° . Bei OQPSK werden die beiden Datenströme mit einer halben Schrittdauer T_S bzw. mit der Bitdauer T_{Bit} zueinander verschoben den Modulatoren für I und Q zugeführt ([Bild 2-37](#)), so dass sie sich nicht mehr gleichzeitig ändern.

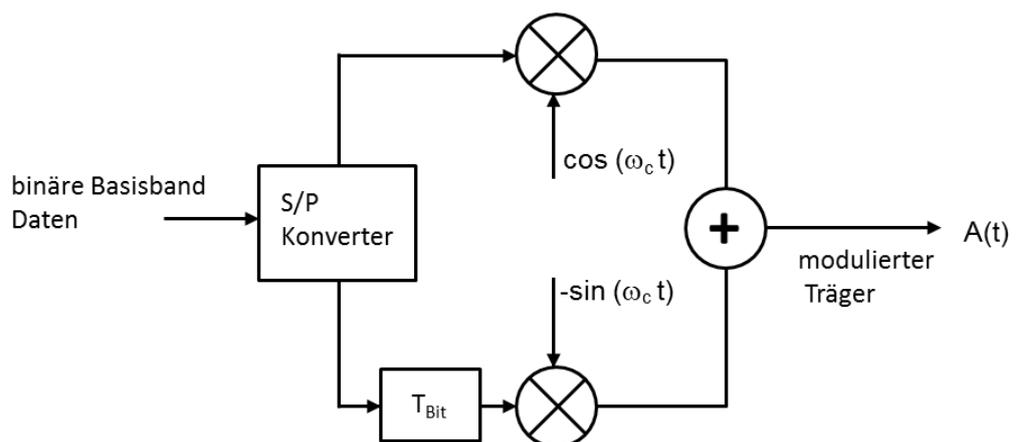


Bild 2-37: Erzeugung einer Offset-QPSK

Somit liefert zu einem bestimmten Zeitpunkt jeweils nur einer der beiden Modulatoren bei einer Bitänderung auch eine Phasenänderung. 180° Phasensprünge sind damit ausgeschlossen und teilen sich in zwei Sprünge von je 90° auf. Ein Beispiel dafür ist in [Bild 2-38](#) dargestellt.

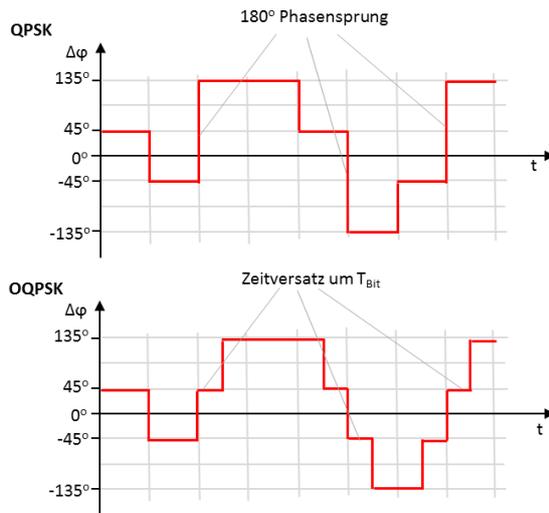


Bild 2-38: Zeitlicher Phasenverlauf von QPSK und OQPSK

Im Gegensatz zur reinen QPSK folgen Zustandsübergänge nun der Form eines von den vier Zuständen begrenzten Quadrates. Diagonale Wege durch den Nullpunkt werden vermieden (Bild 2-39).

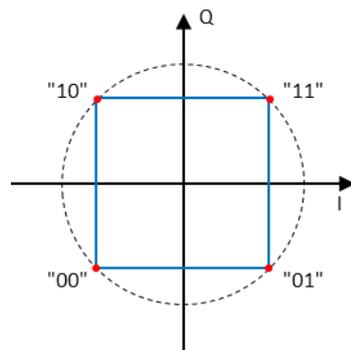


Bild 2-39: Mögliche Phasenzustände einer OQPSK ohne Nulldurchgang

Bitfehlerwahrscheinlichkeit:

Bei konstantem Signal-Rausch-Abstand erreicht man mit dem 2-PSK Verfahren die geringste Bitfehlerwahrscheinlichkeit. Die Störanfälligkeit nimmt bei einer höherwertigen PSK stetig zu. Da jedoch mehr Bits pro Symbol übertragen werden steigt die Datenrate an. Beispielsweise werden bei einer 8-PSK mit acht möglichen Trägerzuständen jeweils 3 Bits pro Schritt bzw. Symbol übertragen. Bild 2-40 zeigt die Phasenzustände einer 2-PSK und einer 8-PSK im Zeigerdiagramm. In den Diagrammen ist die Entscheidungsgrenze bzw. der Entscheidungsraum für die eindeutige Erkennung des Signalzustandes eingetragen. Man erkennt, dass für eine fehlerfreie Demodulation des Signalzustandes "1", die Amplitude eines Störsignals fast den Wert des Nutzträgers erreichen darf. Bei der 8-PSK ist der Entscheidungsraum deutlich kleiner, so dass schon eine erheblich kleinere Amplitude eines Störsignals zu einem Übertragungsfehler führen kann.

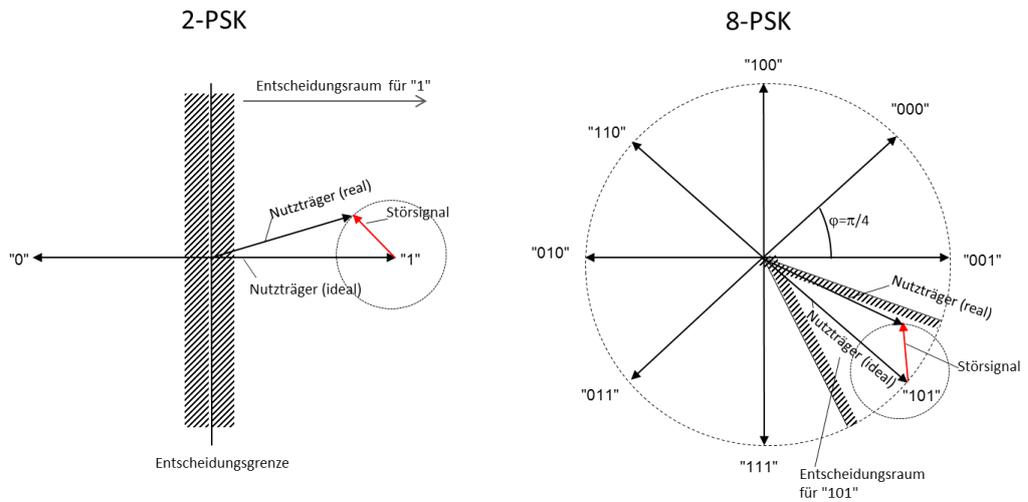


Bild 2-40: Signalzustände und Entscheidungsraum eines 2-PSK und 4-PSK Signals im Zeigerdiagramm

2.4.4 Quadraturamplitudenmodulation (QAM)

In den vorangegangenen Kapiteln wurden digitale Modulationsverfahren vorgestellt bei denen jeweils immer nur in einem Parameter (Amplitude, Frequenz, Phase) einer Trägerschwingung durch ein modulierendes binäres Signal zur Datenübertragung verändert wurde. Eine Steigerung der Übertragungsrate erreicht man durch Modulation der Amplitude und der Phase eines Hochfrequenzträgers. Das Verfahren welches Amplituden- und Phasenmodulation vereint ist die Quadraturamplitudenmodulation (QAM, engl.: Quadrature Amplitude Modulation). Während bei PSK die Signalzustände auf einem Kreis liegen, ist dies durch die sich verändernde Amplitude nicht mehr der Fall. Einzige Ausnahme davon ist die 4-QAM welche mit 4-PSK/QPSK identisch ist (siehe Bild 2-41, (links). Bild 2-41 (rechts) zeigt als Beispiel dafür die Signalzustände für 16-QAM. Übertragen werden dabei vier Bits pro Symbol. Daraus ergeben sich $2^4 = 16$ Symbole. Die Symbolrate beträgt eine $\frac{1}{4}$ der Bitrate. Bei dieser Symbolanordnung im Konstellations-Diagramm sind drei unterschiedliche Amplitudenwerte vorhanden. Dabei kommt ein Amplitudenwert mit acht verschiedenen Phasenwerten und zwei Amplituden mit vier Phasenwerten vor.

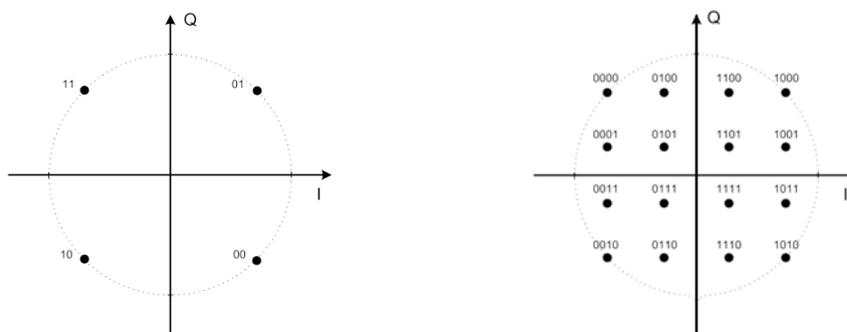


Bild 2-41: Konstellations-Diagramm für links 4-QAM bzw. 4-PSK(QPSK) und für rechts 16-QAM

Bild 2-42 zeigt ein weiteres Beispiel für die Anordnung der Symbole für eine 16-QAM. Daraus ergeben sich vier unterschiedliche Werte für Amplitude mit je vier Werten für die Phase.

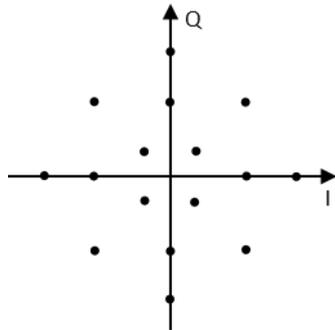


Bild 2-42: 16-QAM mit vier Amplitudenwerten mit je vier verschiedenen Phasen

Eine QAM erfordert im Vergleich zu einer PSK mit gleicher Wertigkeit M und bei gleicher Bitfehlerwahrscheinlichkeit weniger Leistung. Für eine QAM-Signal gilt allgemein:

Gleichung 2-35:

$$u(t) = I(t) \cdot \cos \omega_T t - Q(t) \cdot \sin \omega_T t$$

Mit $\omega_T = 2\pi f_T$

Für die komplexe Einhüllende des QAM-Signals gilt:

Gleichung 2-36:

$$\underline{u}(t) = I(t) + jQ(t) = \hat{u}_T(t) \cdot e^{j\varphi(t)}$$

Aus Gleichung 2-36 erkennt man, dass sowohl die Amplitude \hat{u}_T als auch die Phase $\varphi(t)$ des modulierten Trägers zeitabhängig ist.

Aus Bild 2-41 rechts erkennt man wie in der IQ-Ebene der Einheitskreis und die innenliegende Fläche von einer höherwertigen QAM, wie der 16-QAM, effizient zur Verteilung der Symbole genutzt wird. Allerdings verringert sich mit zunehmender Anzahl der Symbole zwangsläufig der Abstand benachbarter Zustände (Bild 2-43). Damit sind die Symbole empfängerseitig schwieriger auseinanderzuhalten, insbesondere, wenn sie bei einer schlechten Funkverbindung verrauscht sind.

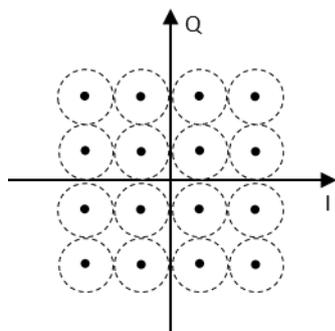


Bild 2-43: 16-QAM mit zulässigen Bereichen in denen eine eindeutige Symbolerkennung möglich ist

Daher kommt beispielsweise die digitale Modulation 256-QAM (256-Quadrature Amplitude Modulation) nach Bild 1-43 bei Mobilfunkstandards nicht zum Einsatz. 256 QAM und weitaus höherwertige Modulationen werden aber in pegelsicheren störarmen Breitband-Kabelnetzen wie DVB-C verwendet. Die Symbolrate ist die Bitrate / 8, die 256 QAM überträgt acht Bit pro Symbol. Es gibt $2^8 = 256$ Symbole.

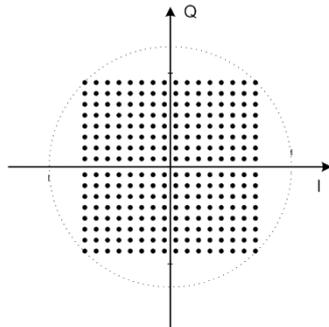


Bild 2-44: Konstellations-Diagramm für 256-QAM

Je höherwertiger die Modulation, d.h. je geringer die Symbolabstände, desto mehr nähert sich die diskrete Modulation bezüglich der Nutzung von Amplitude und Phase einer kontinuierlichen Modulation. Es gilt jedoch zu beachten, dass die Änderung des IQ-Vektors pro Zeiteinheit bei analoger Modulation relativ gering, hingegen bei der digitalen Modulation im Allgemeinen recht groß ist. Der IQ-Vektor muss zwischen beliebigen Symbolen hin und her "springen".

In folgender Tabelle zeigt eine Übersicht welche Modulationsarten bei wichtigen Standards aus dem Bereich Mobilfunk sowie Audio- und Videobroadcast Verwendung finden:

Standard	Übertragungsverfahren	Modulation
GSM	Single Carrier	GMSK
EGPRS	Single Carrier	8-PSK (3Pi/8 rotation)
TETRA	Single Carrier	Pi/4-DQPSK, 16QAM, 64QAM
UMTS, HSPA, HSPA+	CDMA	QPSK, 16QAM, 32QAM
LTE	COFDM	QPSK – 64QAM
DVB-S	Single Carrier	QPSK
DVB-S2	Single Carrier	QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK
DVB-T	COFDM	QPSK, 16QAM, 64QAM
DVB-C	Single Carrier	64QAM, 256QAM
WLAN	COFDM	DBPSK – 64QAM
DAB	COFDM	DQPSK

Tabelle 2-4: Anwendungen von digitalen Modulationsverfahren

2.4.5 Vergleich verschiedener Phasenumtastverfahren

Die Auswahl des richtigen digitalen Modulationsverfahrens hängt von den Ansprüchen an die Bandbreitennutzung und an die Störsicherheit ab.

Die für alle Phasenumtastverfahren notwendige HF-Bandbreite nach dem 1. NYQUIST Kriterium bis zur ersten Harmonischen des schnellstmöglichen Wechsels beträgt:

Gleichung 2-37:

$$B_{HF} = 2 \cdot \frac{1}{2 \cdot T_S} = \frac{1}{T_S}$$

Mit $T_S = n \cdot T_{Bit}$ folgt:

Gleichung 2-38:

$$B_{HF} = 2 \cdot \frac{1}{2 \cdot n \cdot T_{Bit}} = \frac{1}{n} \cdot f_{Bit} = \frac{1}{n} \cdot \frac{r_{Bit}}{Bit}$$

Wie aus [Gleichung 2-37](#) und [Gleichung 2-38](#) ersichtlich, hängt die Bandbreite von der Schrittweite T_S bzw. der Symbolrate $1/T_S$ ab. Die Symbolrate wiederum kann über die Wertigkeit 2^n , d.h. über die Anzahl der Symbole, auf die Bitrate r_{Bit} bzw.

Bitfolgefrequenz f_{Bit} des binären Signals bezogen werden. Daraus leitet sich aus 2^n -wertigen Signalelementen eine theoretisch maximal mögliche Bandbreitenausnutzung ab ([Gleichung 2-39](#)).

Gleichung 2-39:

$$\frac{r_{Bit}}{Bit} = n \frac{bit/s}{Hz}$$

Die praktische erreichbare Bandbreitenausnutzung liegt darunter, da nach [Gleichung 2-32](#) mit einer größeren Bandbreite gerechnet werden muss. Daraus folgt für die Praxis, dass sich die Bandbreitenausnutzung um den Faktor 0,7 verringert ([Gleichung 2-40](#))

Gleichung 2-40:

$$\frac{r_{Bit}}{Bit} = 0,7 \cdot n \frac{bit/s}{Hz}$$

Der Vergleich von verschiedenwertigen Phasenumtastverfahren und Quadraturamplitudenverfahren in [Tabelle 2-5](#) zeigt, dass die Bandbreitenausnutzung mit der Wertigkeit des Verfahrens zunimmt bzw. die Bandbreite bei gegebener Bitrate reduziert werden kann. Der Tabelle ist auch zu entnehmen, dass mit einer ansteigenden Bandbreitennutzung ein stetig zunehmender Signal- zu Rauschabstand C/N (Signal to Noise) notwendig wird um eine bestimmte Bitfehlerrate BER (Bit Error Rate) nicht zu überschreiten.

Modulation	2-PSK	4-PSK	8-PSK	16-PSK	16-QAM	32-QAM	64-QAM
Amplitudenzustände	1	1	1	1	3	5	9
Phasenzustände	2	4	8	16	12	28	52
Trägerzustände	2	4	8	16	16	32	64
Theoretisch maximale Bandbreitenausnutzung in (Bit/s)/Hz	1	2	3	4	4	5	6
Praktische Bandbreitenausnutzung in (Bit/s)/Hz	0,7	1,4	2,1	2,8	2,8	3,6	4,2
C/N in dB für BER=10 ⁻⁶ , praktisch	10,7	13,7	18,8	24	20,5	24	27

Tabelle 2-5: Vergleich von verschiedenen Phasenumtastverfahren

2.4.6 Crest-Faktor / Linearitätsanforderungen

Die Amplitude des modulierten HF-Sendesignals ist stets proportional zu der jeweiligen Vektorlänge im Basisband - auch zwischen den Symbolzeitpunkten. Betrachtet man dies bezüglich, stellt man fest, dass der Einheitskreis bei den Übergängen zwischen den Symbolen häufig überschritten wird. Das Verhältnis von Spitzenwert zum Mittelwert nennt man den Crest-Faktor. Er bestimmt, welche Leistungsreserven für die Sende-Endstufe vorgehalten werden müssen.

Ebenso zeigt [Bild 2-45](#) dass Signaleinbrüche stattfinden, welche durch den Ursprung bis auf den Wert Null zurückgehen. Für eine empfängerseitig fehlerfreie Demodulation ist es wichtig, den Signalverlauf insgesamt unverzerrt zu senden. Die Sende-Endstufe muss also nicht nur Aussteuerreserven für hohe Leistungen bereithalten, sondern auch über den gesamten Leistungsbereich Bereich von 0 Watt bis zur Maximalleistung eine sehr hohe Linearität aufweisen.

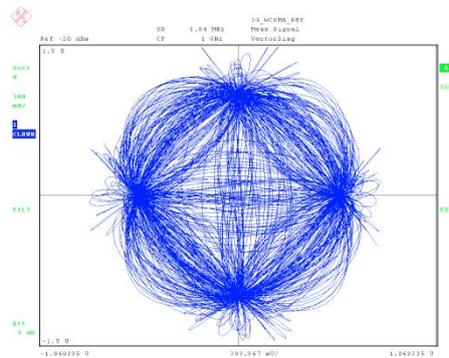


Bild 2-45: Konstellation und kontinuierliche Vektor-Darstellung

GSM verwendet hauptsächlich die beiden Modulationsverfahren GMSK und 8-PSK. Bei GMSK verläuft der IQ-Vektor idealerweise ausschließlich auf dem Einheitskreis. Der Crestfaktor = 1, Leistungsspitzen oder Amplituden-Einbrüche gibt es theoretisch nicht.

Bei der Verwendung von 8-PSK vermeidet man die Nulldurchgänge, die beim Wechseln zwischen im IQ-Diagramm gegenüberliegenden Symbolen vorgegeben sind, dadurch, dass das Konstellations Diagramm zwischen den Symboltakte um $3\pi/8$ gedreht wird. Das Vektordiagramm in [Bild 2-46](#) demonstriert die gewünschte Wirkung, es sind keine Nulldurchgänge mehr vorhanden. Der Verlauf der Sendeleistung in [Bild 2-47](#) zeigt während der Datenübertragung zwar Pegelbrüche um ca. 12 dB, aber nicht bis auf null. Die Anforderungen an die Linearität der Sende-Endstufe sind dadurch abgemildert.

Durch die Drehung ergeben sich dadurch quasi 16 Symbol-Zustände, die empfängerseitig bei der Demodulation wieder zurückgerechnet werden.

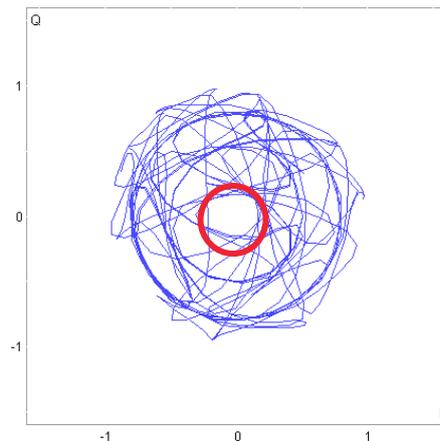
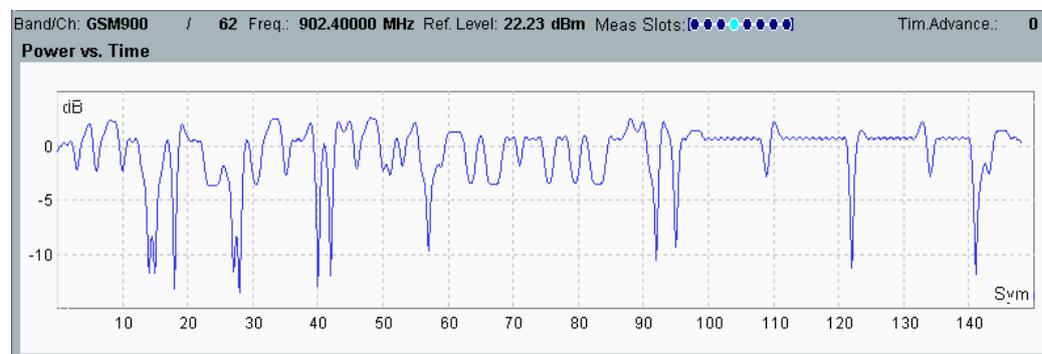


Bild 2-46: Vermeidung von Nulldurchgängen durch Rotation der Konstellation

Bild 2-47: Verlauf der Hüllkurvenleistung eines $3\pi/8$ gedrehten 8-PSK-modulierten Signals

2.5 Zugriffsverfahren

Digitale Mobilfunknetze sind zellular eingerichtet. Man nutzt dabei die Tatsache, dass die Reichweite von Funkwellen begrenzt ist und definiert ein Gebiet, innerhalb dessen Mobilfunkteilnehmer von jeweils derselben Basisstation (BS) versorgt werden, als eine Funkzelle. An den Empfangsgrenzen wird ein Mobiltelefon (auch Mobilstation MS, User Equipment UE) automatisch zur Basisstation der am besten geeigneten Nachbarzelle weitergereicht (Handover). Meist findet hier ein Frequenzwechsel statt. In der nächst-weiteren Zelle ist die ursprüngliche Frequenz möglicherweise bereits wieder nutzbar (Frequency Re-Use).

Weil jede Funkzelle räumlich begrenzt ist, gibt es eine endliche Anzahl zu bedienender Mobilfunkteilnehmer. Oder umgekehrt: die Größe einer Mobilfunkzelle wird vor allem durch die geforderte Kapazität bestimmt. Da die vorhandenen Ressourcen Frequenz, Zeit und - hier vorweggenommen - Code begrenzt sind, muss man an Orten mit potenziell hoher Teilnehmerzahl viele Basisstationen mit entsprechend kleiner Leistung einrichten. Regionen mit kleiner Teilnehmerzahl lassen sich in großen Zellen durch entsprechend leistungsstarke Basisstationen versorgen. Es geht darum - unabhängig vom Uplink- / Downlink-Duplex - mehreren Teilnehmern gleichzeitig feste Anteile an den Ressourcen Frequenz, Zeit und Code zur Verfügung zu stellen.

Dazu sind vor allem drei unterschiedliche Verfahren im Einsatz:

- Frequency Division Multiple Access FDMA,
- Time Division Multiple Access TDMA und
- Code Division Multiple Access CDMA.

Moderne Vektor-Signalgenerator sind in der Lage diese Verfahren zur standardkonformen Erzeugung von Signalen anzubieten.

Bild 2-48 zeigt die prinzipiellen Unterschiede. Es sind hier vereinfachend jeweils nur fünf (farblich unterschiedlich repräsentierte) Teilnehmer angenommen, die zudem alle mit der gleichen Leistung vertreten sind. Dies ist in der Praxis selten der Fall, aber hier zur Unterscheidung der Verfahren ohne Bedeutung.

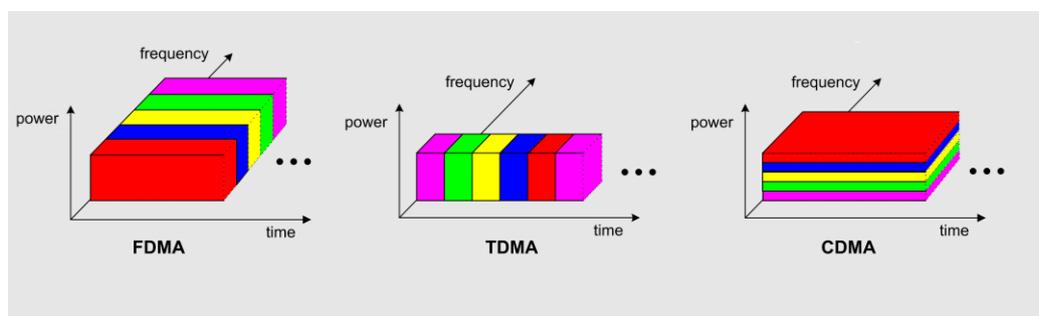


Bild 2-48: Drei wichtige Zugriffsmethoden

FDMA verteilt die Mobilfunk-Teilnehmer einer Zelle auf verschiedene Frequenzen. In Bild 2-48 werden fünf Teilnehmern fünf Frequenzen zugewiesen. Bei FDD sind es fünf Frequenz-Pärchen. FDMA ist sehr einfach zu realisieren. Das Verfahren ist vor allem bei kleinen Zellgrößen sinnvoll, wenn die belegten Frequenzen bereits in geringer Entfernung wiederverwendet werden können. FDMA wird häufig in Kombination mit TDD eingesetzt, z.B. bei DECT¹ und WLAN² (beide Standards spezialisiert auf Nahverbindungen)

¹ Digital Enhanced Cordless Telecommunications

² Wireless Local Area Network

3 Übungsaufgaben

3.1 Amplitudenmodulation

Amplitudenmodulation zählt zu den ältesten Modulationsarten. Auch wenn diese Form der Modulation in der heutigen Welt eine untergeordnete Rolle spielt, eignen sich amplitudenmodulierte Signale sehr gut um die Grundlagen der Modulation zu verstehen.

Das Ziel dieser Laborübung ist das Erzeugen amplitudenmodulierter Signale sowie das Beobachten und Messen variabler Modulationsparameter. Des Weiteren soll ein Gefühl für die verschiedenen Signalformen im Zeit- und Spektralbereich vermittelt werden.

3.1.1 Messaufbau

Um die Modulationssignale generieren und messen zu können wird wie in [Bild 3-1](#) gezeigt ein Generator, ein Signalanalysator sowie ein Oszilloskop benötigt. Mit dem Oszilloskop werden gleichzeitig das Modulationssignal sowie das unmodulierte Nutzsignal gemessen.

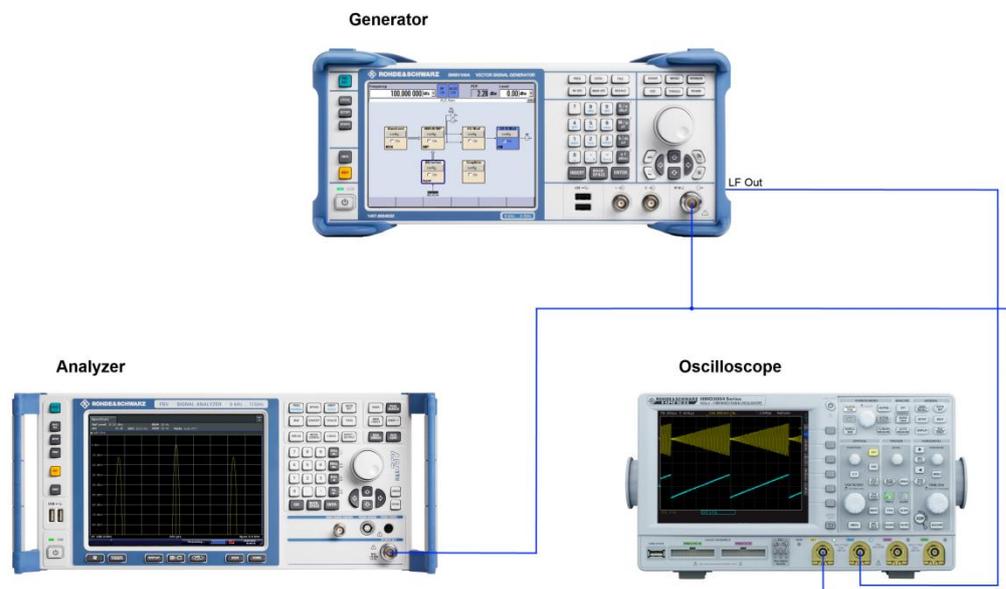


Bild 3-1: Messaufbau für die Messung von AM-Signalen

3.1.2 Messung

► Stellen Sie den Signalgenerator folgendermaßen ein:

Trägerfrequenz 100 kHz
 Signalfrequenz 1 kHz
 Amplitude 0 dBm
 Modulationsgrad beliebig
 LF Gen Shape Sine

Die Einstellungen können im „RF/A Mod“ Untermenü „Amplitude Modulation“ vorgenommen werden, siehe [Bild 3-2](#).

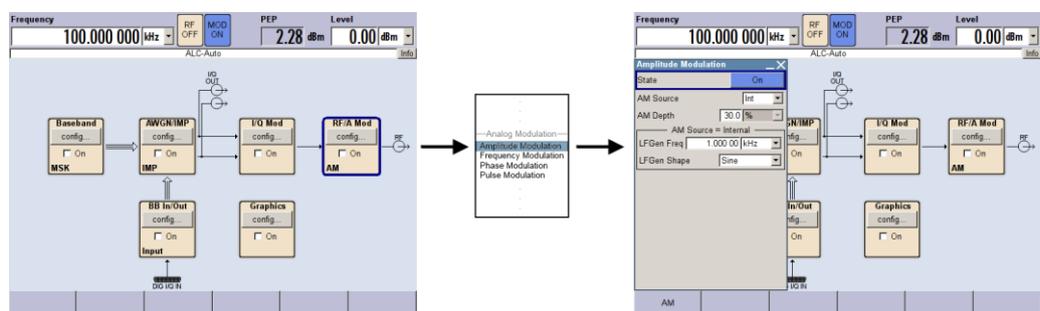


Bild 3-2: Sequenz der vorzunehmenden Generatoreinstellungen

Soll das Nutzsignal am Oszilloskop dargestellt werden, muss zuerst die Ausgabe des LF-Generators des SMBV eingeschaltet werden.

► Schalten Sie die Option „LF Output State“ im „RF/A Mod“ Untermenü „LF Generator / Output“ auf ON und stellen Sie 500 mV als Pegel ein, siehe [Bild 3-3](#).

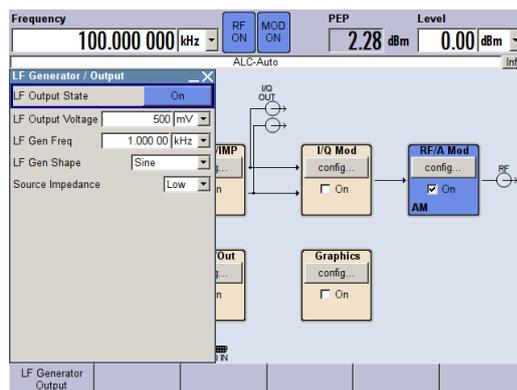


Bild 3-3: Einstellen des LF Generators

► Nehmen Sie am Oszilloskop geeignete Einstellungen vor

Am Bildschirm sollten mindestens 2 Perioden des Nutzsignals klar ablesbar sein, sowie das modulierte und ursprüngliche Signal angezeigt werden. Verifizieren Sie beide Signale. Achten Sie hierbei besonders auf die Phasenlage.

Verändern Sie den Modulationsgrad sowie andere Parameter und beobachten Sie die Auswirkungen auf das Zeitsignal.

Messungen im Zeitbereich

Im Zeitbereich kann der Modulationsgrad mittels der Formel $m = \frac{\hat{u}_{c,max} - \hat{u}_{c,min}}{\hat{u}_{c,max} + \hat{u}_{c,min}} = \frac{\hat{u}_s}{\hat{u}_c}$ berechnet werden, siehe Bild 3-4.

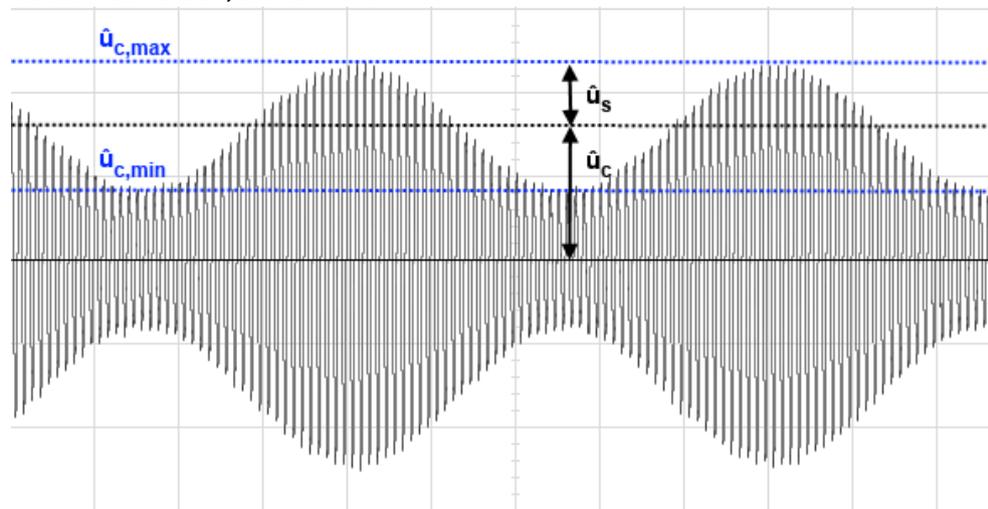


Bild 3-4: Ermittlung des Modulationsindex in der zeitlichen Darstellung

- ▶ Berechnen Sie für Ihren Fall den Modulationsgrad mit Hilfe des Oszilloskops!
- Zur schnellen Bestimmung des Modulationsgrades oder der Erkennung nichtlinearer Verzerrungen kann auch das Modulationstrapez eingesetzt werden.
- ▶ Schalten Sie das Oszilloskop in den XY-Betrieb um.
 - ▶ Variieren Sie den Modulationsgrad und beobachten Sie die Auswirkungen!

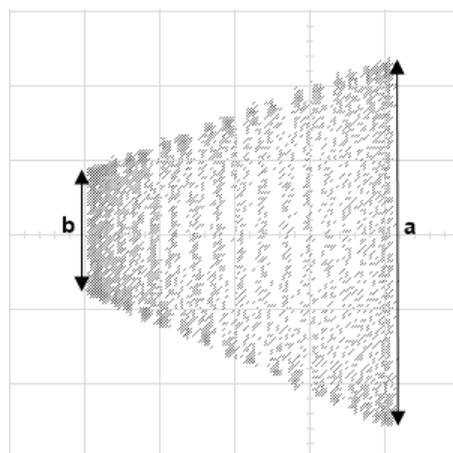


Bild 3-5: Modulationstrapez

Mit Hilfe des Modulationstrapezes (siehe Bild 3-5) kann der Modulationsgrad durch

$$m = \frac{a-b}{a+b}$$

bestimmt werden.

- ▶ Berechnen Sie für Ihren Fall den Modulationsgrad mit Hilfe des Modulationstrapezes!
- ▶ Welche Formen hat das Modulationstrapez für $m < 1$, $m = 1$ und $m \rightarrow \infty$? Welchem Spezialfall der AM entspricht $m \rightarrow \infty$?

Messungen im Frequenzbereich

- ▶ Stellen Sie folgende Werte beim Signalanalysator ein:

Frequenz 100 kHz

Spanne 10 kHz

- ▶ Stellen Sie am Generator verschiedene Signalformen ein und beobachten Sie das Spektrum

LF Gen Shape Square, Triange, ...

- ▶ Welche Bandbreitforderung muss der Kanal jeweils erfüllen, dass verzerrungsfreie Übertragung möglich ist?

Auch im Spektrum kann mit Hilfe der Formel $m = \frac{\hat{u}_{sb}}{\hat{u}_c}$ der Modulationsgrad bestimmt werden. Hierbei muss beachtet werden, dass sich die Leistung des Nutzsignals auf die beiden Seitenbänder aufteilt und wie in Bild 3-6 in dBm dargestellt wird.

- ▶ Wie könnte die Leistungsbilanz der Übertragung verbessert werden? Was muss dann beachtet werden?

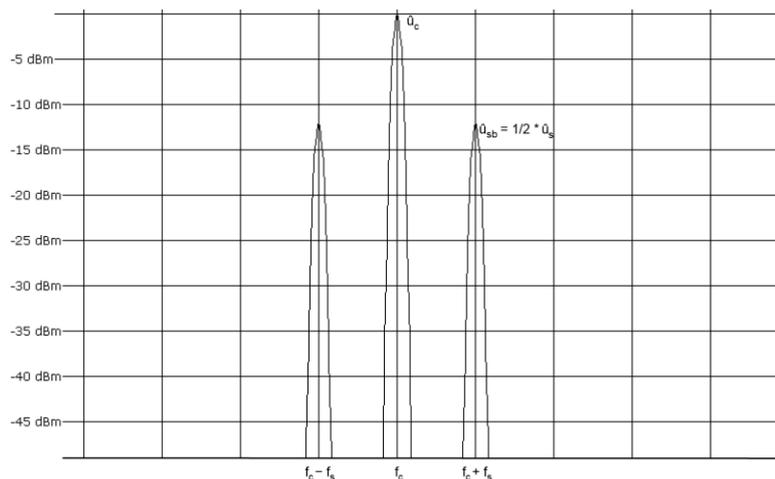


Bild 3-6: Bestimmung des Modulationsindex aus dem Spektrum

- ▶ Bestimmen Sie in Ihrem Fall den Modulationsgrad aus dem Spektrum!
- ▶ Die Trägerleistung eines AM-Signals ist auf 7 dBm eingestellt, der Modulationsgrad beträgt 50 %. Wie groß ist die Leistung eines Seitenbandes?

3.2 Frequenzmodulation

Das Ziel dieser Laborübung ist das Erzeugen und Beobachten frequenzmodulierter Signale im Zeit- und Spektralbereich sowie der Vergleich zwischen Frequenz- und Phasenmodulation. Abschließend wird noch ein FM-Stereo Signal erzeugt, analysiert und mit Rauschen überlagert.

3.2.1 Messaufbau

Um die Modulationssignale generieren und messen zu können wird wie in [Bild 3-7](#) gezeigt ein Generator, ein Signalanalysator sowie ein Oszilloskop benötigt. Mit dem Oszilloskop werden gleichzeitig das Modulationssignal sowie das unmodulierte Nutzsignal (Ausgang *LF Out*) gemessen.

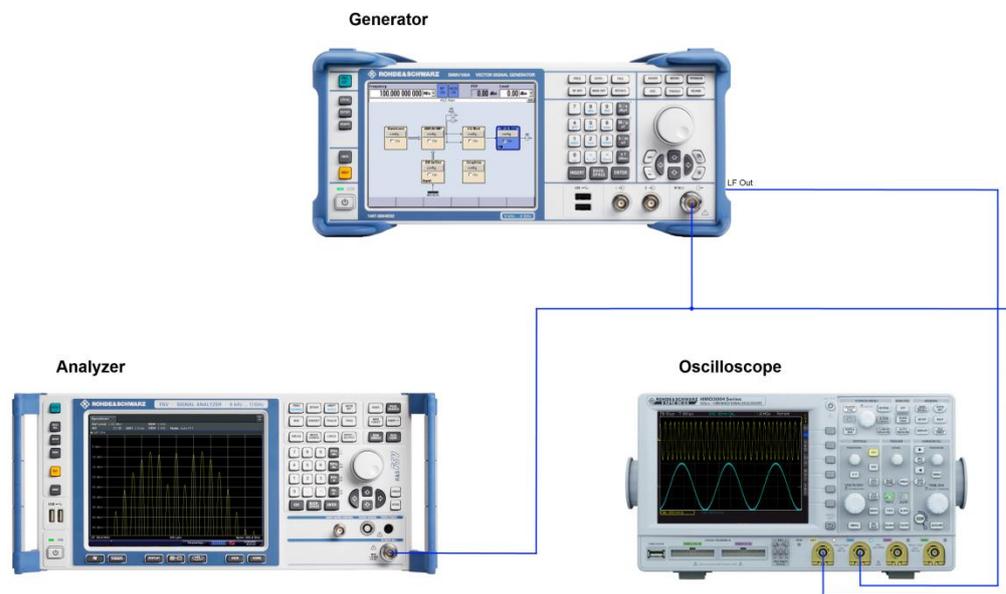


Bild 3-7: Hardware Setup für die Messung von AM-Signalen

1.1 Messung

Zuerst wird eine für UKW-Rundfunksender typische Einstellung der Frequenzmodulation verwendet.

- ▶ Stellen Sie den Funktionsgenerator folgendermaßen ein:

Trägerfrequenz	100 MHz
Signalfrequenz	15 kHz
Amplitude	0 dBm
FM Mode	normal
Frequenzhub	75 kHz
LF Gen Shape	Sine

Die Einstellungen können im „RF/A Mod“ Untermenü „Frequency Modulation“ vorgenommen werden, siehe [Bild 3-8](#). Der Block muss anschließend noch durch die „TOGGLE“-Taste aktiviert werden.

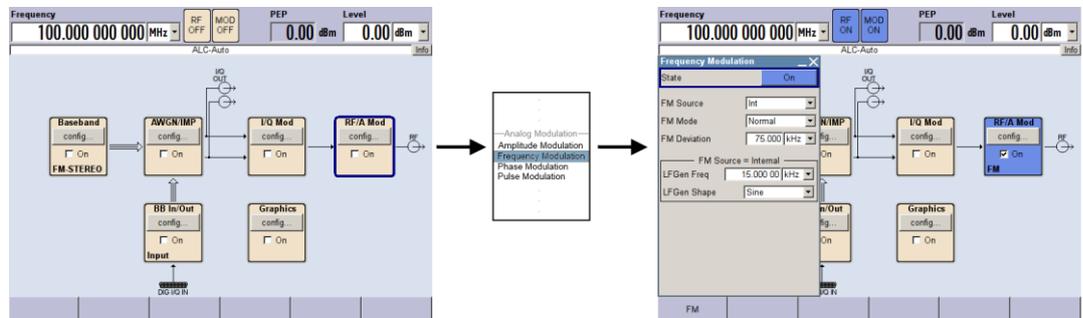


Bild 3-8: Sequenz der vorzunehmenden Generatoreinstellungen

- ▶ Stellen Sie den Spektrumanalysator geeignet ein. Welche Bandbreite sollte mindestens dargestellt werden?
- ▶ Wie verändert sich das Spektrum, falls der Frequenzhub oder die Frequenz des Nutzsignals geändert wird?
- ▶ Verringern Sie die Nutzsignalfrequenz in kleinen Schritten bis circa 13,7 kHz. Welche Besonderheit ist zu beobachten? Wo im Besselspektrum kann das Signal eingeordnet werden?
- ▶ Setzen Sie die Frequenz des Signals wieder auf 15 kHz zurück.

Frequenz- und Phasenmodulation sind sehr eng miteinander verwandt. Nachfolgend sollen Unterschiede und Gemeinsamkeiten der beiden Modulationsarten gezeigt werden.

- ▶ Berechnen Sie den Modulationsindex/Phasenhub für die aktuellen Einstellungen.
- ▶ Wechseln Sie zur Phasenmodulation. Folgen Sie hierbei der Sequenz von [Bild 3-8](#), wobei als Modulationsart „*Phase Modulation*“ verwendet wird.

▶ Stellen Sie Ihr Ergebnis für den Modulationsindex unter „*PhiM Deviation*“ ein.

Das Spektrum sollte sich trotz Wechsel der Modulationsart nicht verändert haben!

- ▶ Verringern Sie wieder die Nutzsignalfrequenz. Welche Unterschiede zur Frequenzmodulation können Sie feststellen und warum?

Wechseln Sie wieder zur Frequenzmodulation mit den Einstellungen aus [Bild 3-8](#).

Anschließend soll die einfachste Form einer digitalen Frequenzmodulation untersucht werden.

- ▶ Ändern Sie „LF Gen Shape“ im „Frequency Modulation“-Untermenü auf „Square“
- ▶ Variieren Sie den Frequenzhub der Modulation und beobachten Sie die Änderungen im Spektrum. Welche Besonderheiten ergeben sich bei großen und bei kleinen Hübten?
- ▶ Welche Bandbreite wäre nun nötig und welcher Modulationsart entspricht das Signal?

Um die Frequenzmodulation auch am Oszilloskop gut erkennbar darzustellen, müssen in der Realität ungebräuchliche Parameter verwendet werden.

- ▶ Stellen Sie den Funktionsgenerator folgendermaßen ein:

Trägerfrequenz	100 kHz
Signalfrequenz	5 kHz
Amplitude	0 dBm
FM Mode	normal
Frequenzhub	30 kHz
LF Gen Shape	Sine

Soll das Nutzsignal am Oszilloskop dargestellt werden, muss zuerst die Ausgabe des LF-Generators des SMBVs eingeschaltet werden.

- ▶ Schalten Sie die Option „LF Output State“ im „RF/A Mod“ Untermenü „LF Generator / Output“ auf ON und stellen Sie 500 mV als Pegel ein, siehe [Bild 3-9](#)

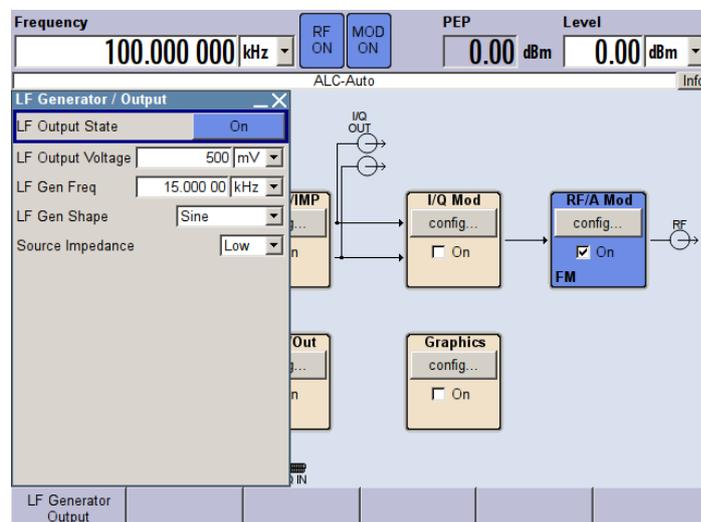


Bild 3-9: Einstellen des LF Generators

- ▶ Beobachten Sie das Signal am Oszilloskop
- ▶ Schalten Sie wieder auf ein Rechteckförmiges Signal um.

- ▶ Drücken Sie hierzu den „MODE“-Knopf und aktivieren Sie die FM-Stereo Messungen.

Das FM-Stereo Signal soll nun angehört und mit Rauschen überlagert werden.

- ▶ Wechseln Sie in zurück zur Darstellung des Spektrums und stellen Sie den Signalanalysator hierzu folgendermaßen ein:

Frequenz 100 MHz
 Frequenzspanne Zero Span

- ▶ Fügen Sie einen Marker auf 100 MHz hinzu und aktivieren Sie die Funktion „Marker Demod“ → FM durch den Knopf „MKR FUNCT“.

Das Signal ist über Kopfhörer oder Lautsprecher deutlich zu hören. Mit künstlich addiertem Rauschen kann die Störfestigkeit von FM-Signalen getestet werden.

- ▶ Stellen Sie am Generator den Ausgangspegel auf -15 dBm ein.
- ▶ Wählen Sie über den „AWGN/IMP“-Block den Unterpunkt „AWGN...“ aus. Übernehmen Sie die Einstellungen von [Bild 3-12](#).

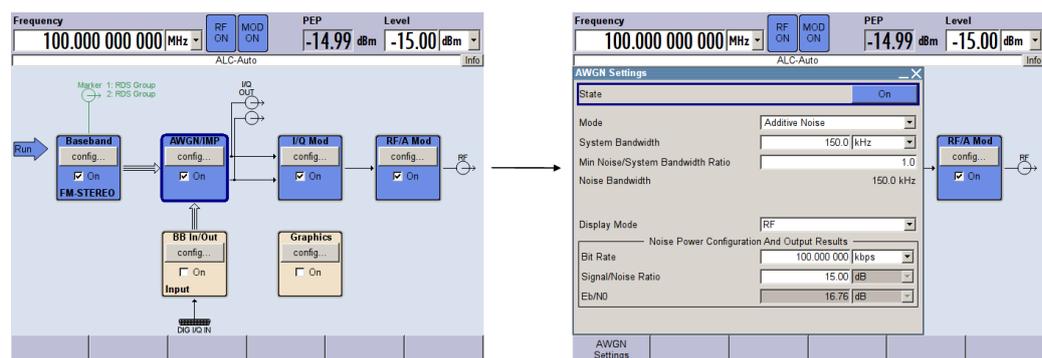


Bild 3-12: Überlagerung von additivem Rauschen

- ▶ Verifizieren Sie ob das Audiosignal noch gut hörbar demoduliert werden kann.

Hierbei ist es von Vorteil, als Audioquelle im Generator eine .wav Datei ausgewählt zu haben.

- ▶ Verändern Sie die AWGN-Einstellungen und ermitteln Sie das minimal nötige SNR!

3.3 Versuch digitale Modulationsverfahren

Das Ziel dieser Laborübung ist das Erzeugen und Beobachten digital modulierter Signale im Zeit- und Spektralbereich. Außerdem werden gängige Darstellungs- und Messmethoden wie I/Q-Diagramme und BER-Messungen beschrieben.

3.3.1 Messaufbau

Der Testaufbau besteht aus einem Generator und einem Signalanalysator. In diesem Experiment misst und analysiert der Signalanalysator verschiedene mit dem Generator erzeugte Modulationssignale.

Um die Modulationssignale generieren und messen zu können muss der Analysator wie in [Bild 3-13](#) gezeigt über den externen Trigger- (Marker Out 1 / Ext. Trigger In) und externen Referenzeingang (Ref Out / Ref In) mit dem Generator verbunden

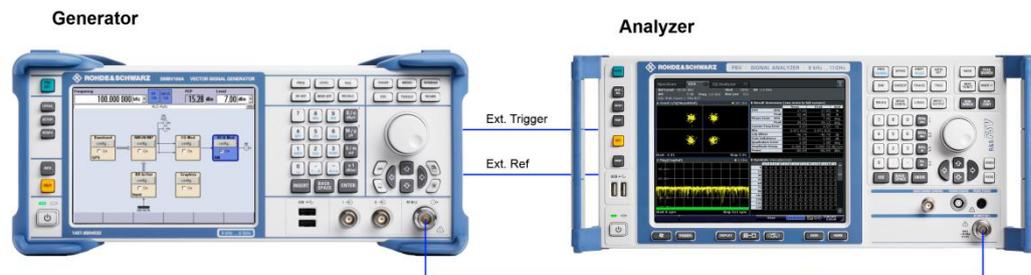


Bild 3-13: Hardware Setup für die Messung von digital modulierten Signalen

3.3.2 Konfigurieren der Geräte

Vor Beginn der Messungen werden beide Geräte in den Grundzustand versetzt.

- ▶ Betätigen Sie die grüne „PRESET“-Taste an beiden Geräten.

Als erste Modulationsform wird QPSK untersucht.

Vorbereiten des Generators

- ▶ Stellen Sie den Funktionsgenerator folgendermaßen ein:

Frequency	1 GHz
Level	-30 dBm
Data Source	PRBS
PRBS Type	PRBS 9
Standard	GSM (wird automatisch -> User)
Symbolrate	1 Msym/s
Coding	Off
Modulation Type	PSK -> QPSK
Filter	Root Cosine
Roll Off Factor	0.1

Die Einstellungen können im „BASEBAND“-Untermenü „Custom Digital Mod...“ vorgenommen werden, siehe [Bild 3-14](#).

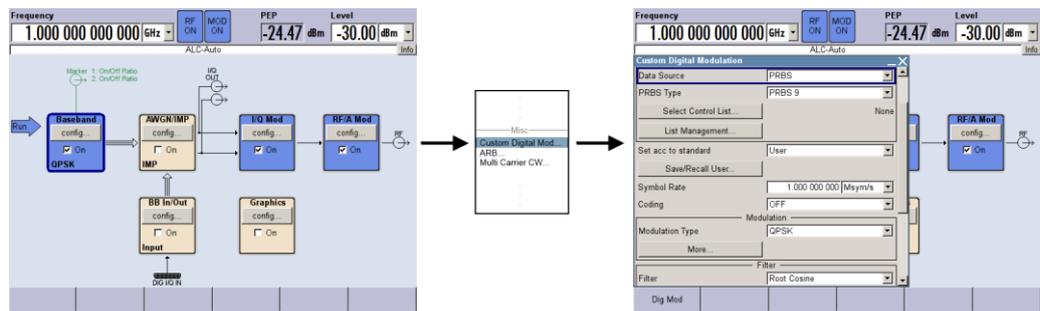


Bild 3-14: Sequenz der vorzunehmenden Generatoreinstellungen

Für genaue Messungen müssen die externe Referenz, der externe Trigger sowie einige Synchronisierungseinstellungen konfiguriert werden.

Die Datenquelle PRBS9 erzeugt eine zufällige Bitfolge der Länge $2^9 - 1$. Der Generator soll demzufolge alle 511 Bits einmal ein externes Triggersignal senden.

► Wählen Sie im Untermenü *Custom Digital Modulation* den Punkt *Trigger/Marker ...* aus und nehmen Sie folgende Einstellungen vor, siehe Bild 3-15 :

<i>Mode</i>	<i>Auto</i>	
<i>Marker 1:</i>	<i>On Time</i>	<i>1 sym</i>
	<i>Off Time</i>	<i>510 sym</i>

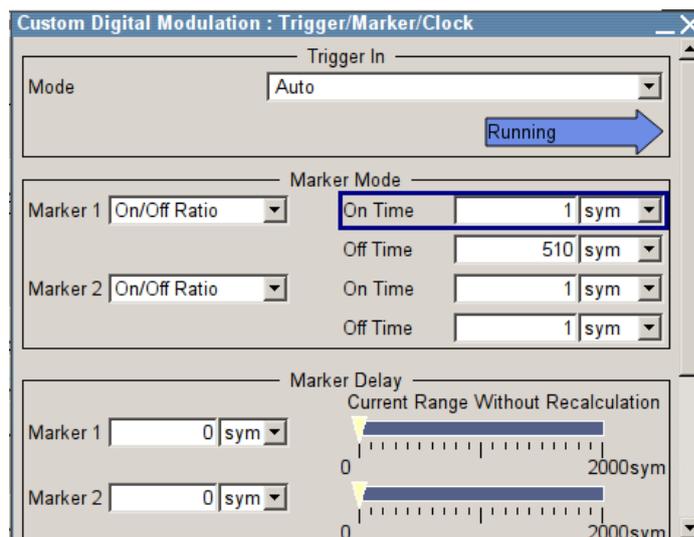


Bild 3-15: Einstellung des externen Triggers

Vorbereiten des Analysators

Aktivieren Sie den VSA (Vector Signal Analyzer) – Modus des Analysators.

► Drücken Sie den Hardkey *Mode* und starten Sie durch einen Klick auf den Bildschirm den Modus *VSA*.

Zusätzlich muss der Analysator noch auf eine externe Referenz umgeschaltet werden:

► Drücken Sie den Hardkey *Setup* und wählen Sie unter *Reference* den Punkt *Ext* aus.

Durch Betätigung des Hardkeys *MEAS* werden verschiedene, für die Messungen relevante, Softkeys am Bildschirm angezeigt.

- ▶ Wählen Sie auf dem Bildschirm den Softkey *Settings Overview*, siehe Bild 3-16.

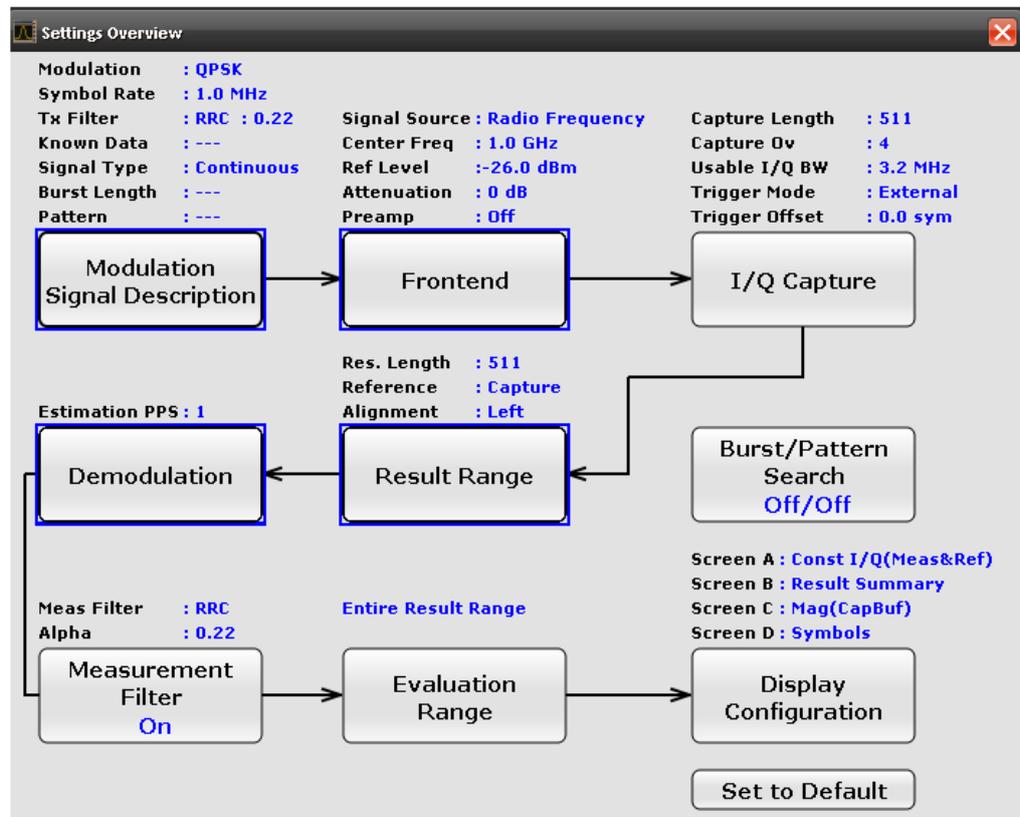


Bild 3-16: Einstellungen des Analysators

Hier erhalten Sie einen Überblick über die gesamte Verarbeitungskette.

- ▶ Stellen Sie im Block *Modulation Signal Description* folgende Parameter ein:

Modulation Settings:

Type	PSK
Order	QPSK
Mapping	Natural
Symbol Rate	1.0 MHz

Transmit Filter:

Type	RRC
Alpha/BT	0.1

- ▶ Stellen Sie im Block *Frontend* folgende Parameter ein:

Frequency	1.0 GHz
-----------	---------

- ▶ Stellen Sie im Block *Frontend*, im Untermenü *I/Q Capture* folgende Parameter ein:

Trigger Settings:

Trigger Mode	external
--------------	----------

Data Capture Settings:

Capture Length	511 sym
----------------	---------

- ▶ Stellen Sie im Block *Demodulation*, im Untermenü *Measurement Filter* folgenden Parameter ein:

Alpha/BT 0.1

Damit alle 511 Bits ausgewertet werden, muss die *Result Range* entsprechend angepasst werden.

► Stellen Sie im Block *Result Range* im Untermenü *Measurement Filter* folgenden Parameter ein:

Result Length 511

3.3.3 Messen von digitalen Signalen

Der Generator sendet mit den aktuellen Einstellungen zufällige QPSK-modulierte Daten an den Analysator, welche sich alle 511 Bits wiederholen.

Aktivieren Sie um die Messungen durchführen zu können alle Blöcke des Generators.

► Benutzen Sie hierfür die Taste *TOGGLE*.

Sie sollten nun auf dem Analysator ein stehendes Bild, ähnlich Bild 3-17 erhalten.

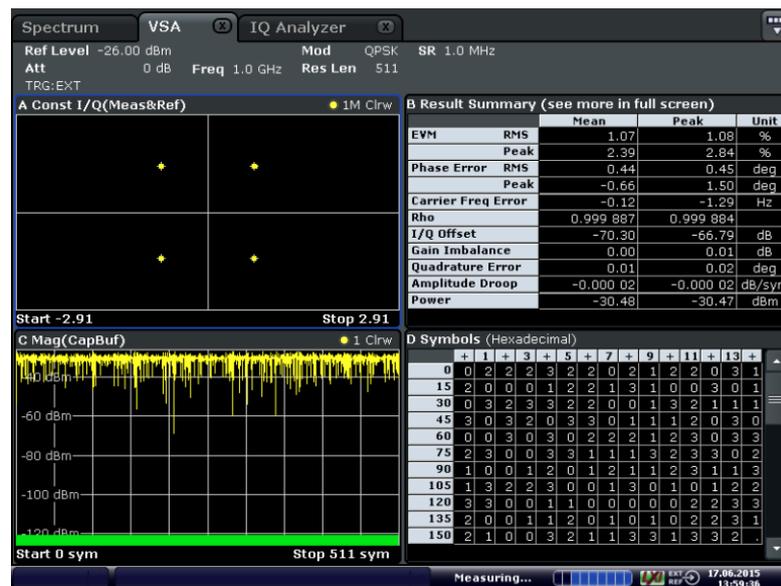


Bild 3-17: QPSK-Messung

Der Analysator teilt die Anzeige mit den aktuellen Einstellungen in 4 Bereiche auf (v.l.n.r.):

- Das Konstellationsdiagramm, welches die Symbole als Punkte in der komplexen Ebene darstellt.
- Eine Tabelle mit verschiedenen Messergebnissen.
- Eine Darstellung mit der Signalamplitude der 511 aufgezeichneten Symbole.
- Die dekodierten Symbole als Tabelle.

Beobachten Sie das Spektrum der Übertragung.

► Wechseln Sie zu dem Tab *Spectrum*. Welche Bandbreite muss für eine optimale Darstellung angezeigt werden?

► Ändern Sie den Roll-Off Faktor des Filters am Generator. Wie wirkt sich diese Änderung auf das Spektrum aus und welche Auswirkungen sind für die Signalübertragung zu erwarten?

Häufig können auch die Übergänge zwischen den möglichen Zuständen von Interesse sein. Der *IQ Analyzer* visualisiert sämtliche gemessenen Signalzustände.

► Drücken Sie den Hardkey *Mode* und wählen Sie den *IQ Analyzer*.

► Wählen Sie unter *Display Config* die Option *IQ Vector* aus und stellen Sie das Ergebnis unter Verwendung der Funktion *Level* optimal dar. Sie sollten ein Ergebnis ähnlich Bild 3-18 erhalten.

Der Roll-Off Faktor hat nicht nur Auswirkungen auf das Spektrum, auch in der IQ-Vektor Darstellung lässt sich der Einfluss dieser Variablen gut erkennen.

► Welche Veränderungen erwarten Sie bei Benutzung verschiedener Roll-Off Faktoren?

► Variieren Sie den Faktor im gesamten Bereich und verifizieren Sie Ihre Annahmen.

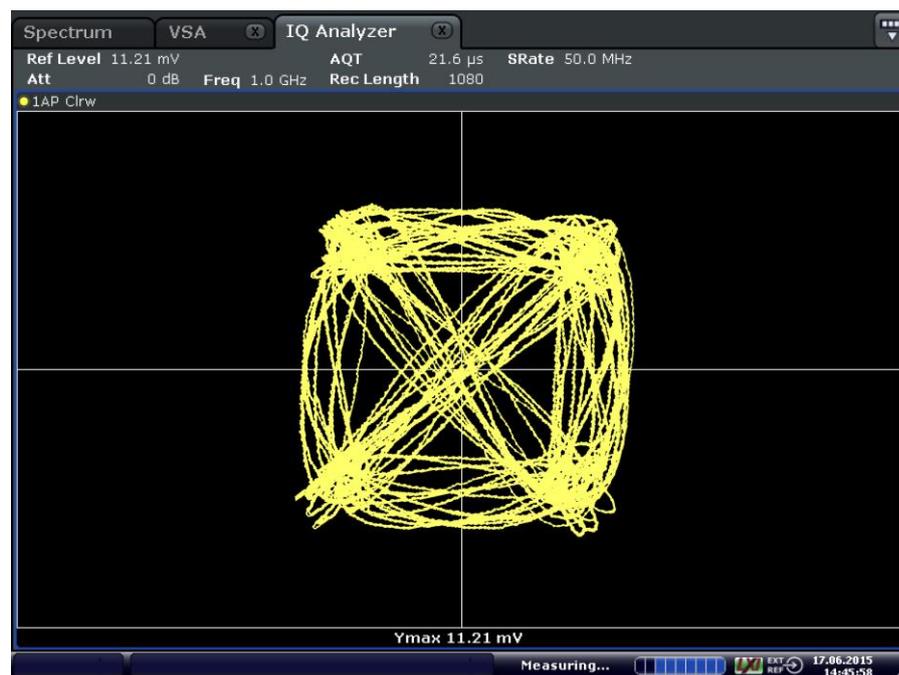


Bild 3-18: I/Q Diagramm von QPSK

Einfluss von Störgrößen bei QPSK-Modulation

Der Generator R&S® SMBV unterstützt verschiedenste Optionen zur Beeinflussung der Signalqualität.

► Welches Ergebnis erwarten Sie, bei eingeschaltetem Quadratur-Offset?

► Öffnen Sie auf dem Generator das Menu *I/Q Mod* -> *I/Q Settings*. Nehmen Sie folgende Einstellungen vor:

Impairments:

State *On*

Quadrature Offset *10 deg*

Achten Sie darauf, dass der Signalanalysator nicht automatisch den Offset kompensiert.

- ▶ Öffnen Sie das Menü *Settings Overview* (sollte die Option nicht als Softkey angezeigt werden, muss einmal der Hardkey *MEAS* betätigt werden). Im Untermenü *Demodulation* kann die Option deaktiviert werden.
- ▶ Ist das Signal bei diesen Einstellungen noch erkennbar? Wechseln Sie zum VSA-Modus und verifizieren Sie ihre Erwartungen.
- ▶ Beobachten Sie besonders die Auswirkung auf die EVM-Messung.
- ▶ Stellen Sie den Quadratur-Offset auf *0 deg* zurück.

- ▶ Beobachten Sie die Auswirkungen auf das Konstellationsdiagramm und das Spektrum.
- ▶ Welches minimale SNR ist für diese Übertragung notwendig? Überprüfen Sie Ihre Erwartung.
- ▶ Ist bei einem Signal wie in Bild 3-20 noch eine fehlerfreie Übertragung zu erwarten? Was genau gibt die EVM Messung an und wie ist dieser Wert hier einzuordnen?

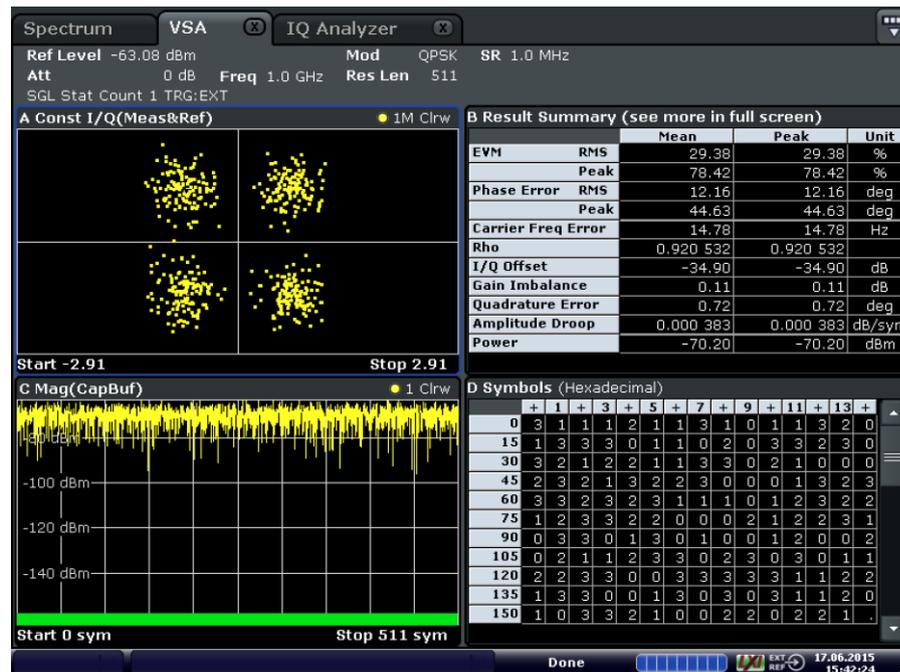


Bild 3-20: Niedriges SNR bei QPSK

Häufig wird bei Übertragungen ein RRC-Filter zur Unterdrückung von Intersymbolinterferenzen (ISI) eingesetzt. Dieser Filter ist üblicherweise, um bestmögliche Rauschunterdrückung zu erzielen, in zwei Teile aufgesplattet: Jeweils ein Filter im Sender und einer im Empfänger, deren Kombination die Raised-Cosinus-Übertragungsfunktion ergeben.

- ▶ Hat eine Änderung des Roll-Off Faktors Auswirkungen auf die EVM-Messung? Welcher Faktor erzielt die besten Messwerte als Resultat und warum wird dieser Faktor trotzdem in der Praxis nicht verwendet?
- ▶ Testen Sie andere Filter und deren Verhalten bei Störungen. Beachten Sie die notwendigen Einstellungen auf Sender- und Empfängerseite.
- ▶ Wechseln Sie wieder zum RRC-Filter.

Die Verwendung einer QPSK-Modulation stellt besondere Forderungen an den Verstärker, die vor Allem für mobile Geräte nachteilig sind.

- ▶ Welche Nachteile hat QPSK und wie können diese umgangen werden?

$\frac{\pi}{4}$ – QPSK fügt, um die Nachteile des QPSK-Verfahrens zu kompensieren, einen zusätzlichen Phasensprung nach jedem Sendesymbol ein.

- ▶ Erhöhen Sie den Pegel der Übertragung wieder auf -30 dBm.
- ▶ Stellen Sie am Generator und am Analysator jeweils die Modulationsart $\frac{\pi}{4}$ - QPSK ein.
- ▶ Beobachten Sie die Besonderheit des Verfahrens im *IQ Analyzer* Modus des Analysators, siehe [Bild 3-21](#). (Die Übergänge lassen sich bei höheren Signalpegeln besser beobachten.)

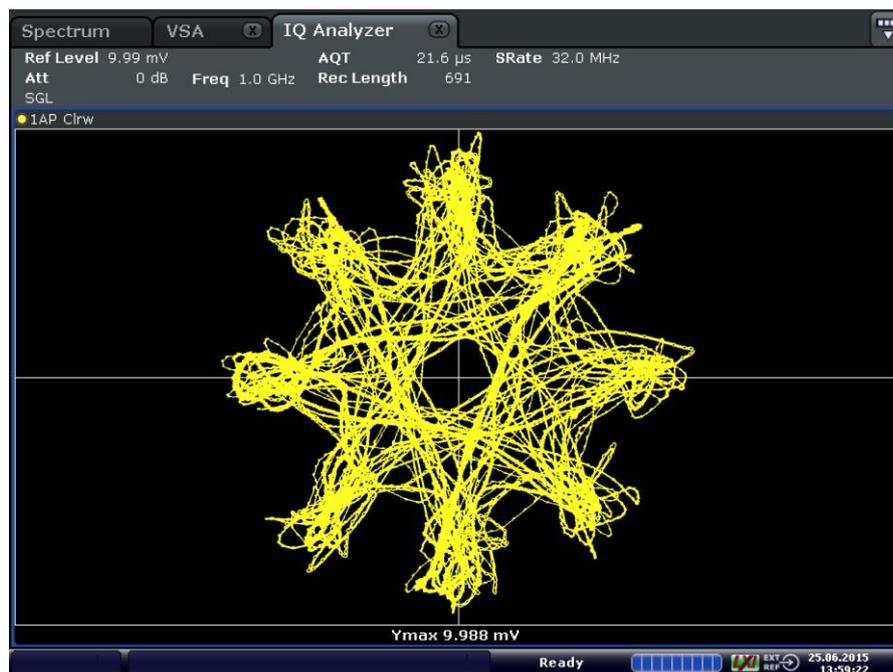


Bild 3-21: IQ-Diagramm von $\frac{\pi}{4}$ - QPSK

- ▶ Ist ein Unterschied in der Störsicherheit zu erkennen?

QAM Signale

Bei der Modulationsart QAM wird der zur Verfügung stehende Signalraum durch Einfügen weiterer Signalzustände verbessert.

- ▶ Stellen Sie am Generator und am Analysator jeweils die Modulationsart 16 QAM ein.
- ▶ Fügen Sie nun wieder den gleichen I- und Q-Offset ein, wie zuvor bei QPSK. Bewerten Sie das Ergebnis, siehe auch [Bild 3-22](#).
- ▶ Testen Sie verschiedene SNR-Werte und vergleichen Sie das Ergebnis mit den QPSK-Messungen.

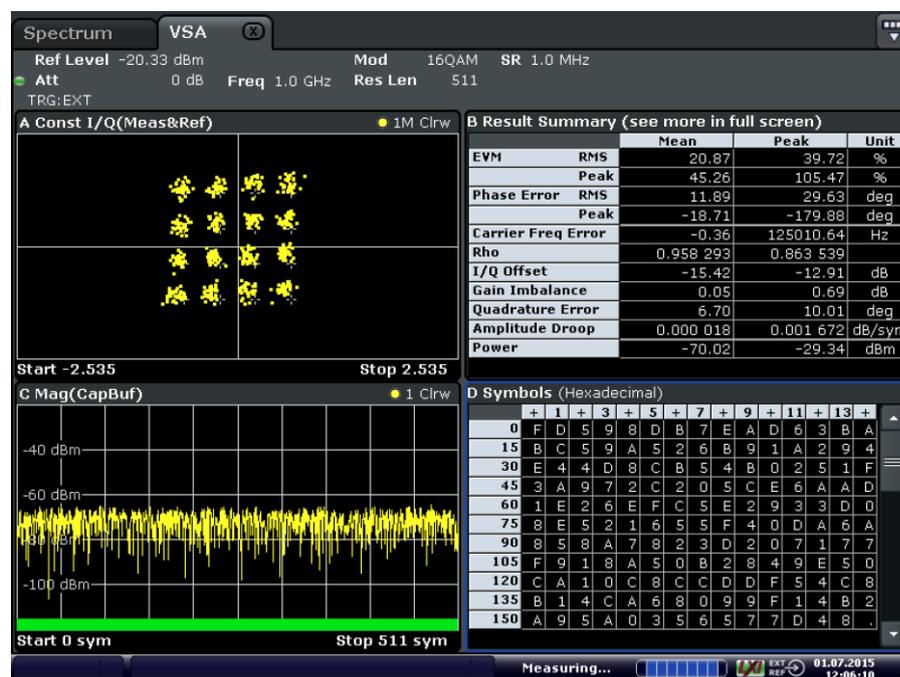


Bild 3-22: 16 QAM mit I- und Q-Verzerrungen

Wenn nicht nur mit Zufallsfolgen gearbeitet werden soll, können auch sogenannte Datenlisten generiert werden. Mit deren Hilfe lassen sich eine bessere Synchronisation und eine eindeutige Demodulation erreichen sowie Bitfehlerratenmessungen durchführen.

Im folgenden Abschnitt erstellen Sie eine Datenliste auf dem Generator und demodulieren die Daten mit Hilfe des Signalgenerators und geeigneten Synchronisationsfolgen.

- ▶ Wählen Sie dazu im *Custom Digital Modulation* Fenster unter dem Untermenü *Data Source* den Punkt *List Management* aus.
- ▶ Durch *Select Data List to Edit -> New List* und Auswahl eines Speicherortes sowie Namens kann eine neue Liste erstellt werden.

Wählen Sie diese Liste aus und füllen Sie diese mit 32 Hexadezimalwerten. Siehe [Bild 3-23](#).

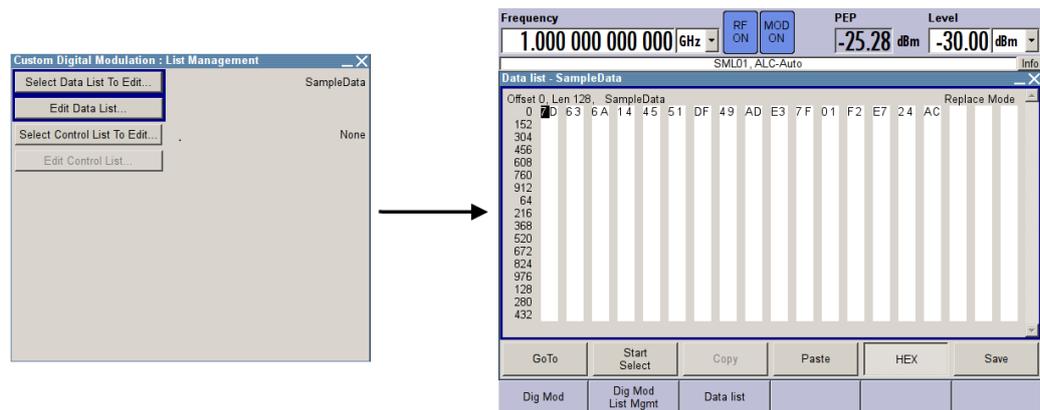


Bild 3-23: Erstellen einer Datenliste mit 32 Hexadezimalwerten

Dadurch, dass die Bitfolge bekannt ist, muss der externe Trigger nicht benutzt werden.

- ▶ Wechseln Sie im Untermenü *I/Q Capture* auf den Triggermodus *Free Run*, siehe [Bild 3-16](#).
- ▶ Stellen Sie zusätzlich eine *Capture Length* von 256 Symbolen ein.

Mit Hilfe eines bekannten Musters kann das QPSK-modulierte Signal eindeutig demoduliert werden. Dazu muss dem Analysator ein Ausschnitt der Daten übergeben werden.

- ▶ Drücken Sie den Hardkey *MEAS CONFIG* und wählen Sie den Unterpunkt *Config Pattern* aus.
- ▶ Unter *All Patterns* können Sie durch *New* ein neues Muster erstellen. Wählen Sie einen Ausschnitt aus der zuvor erstellten Liste aus und ergänzen Sie den Dialog geeignet, siehe [Bild 3-24](#).

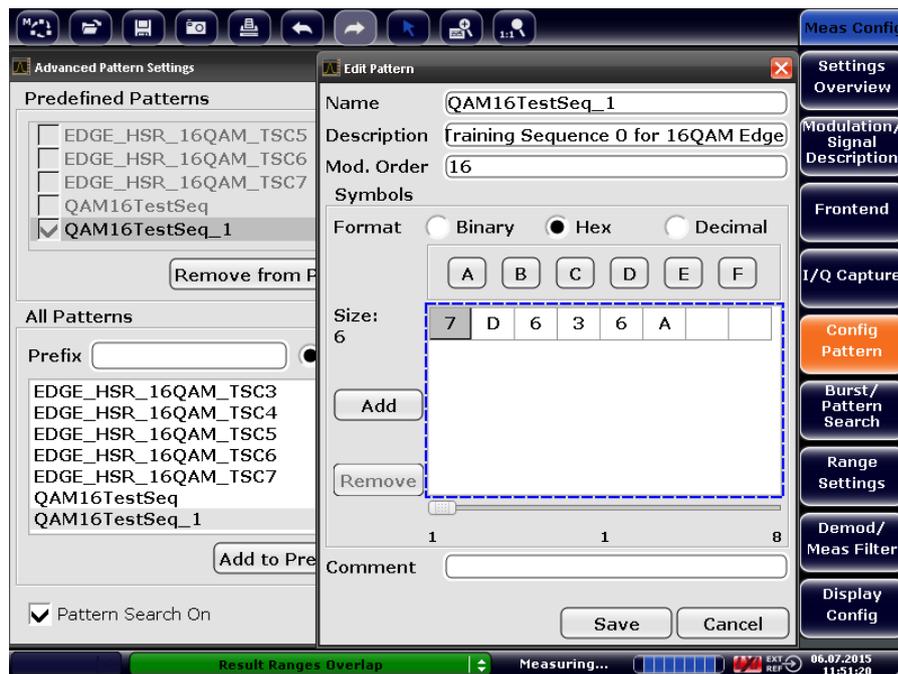


Bild 3-24: Erstellen eines bekannten Musters

- ▶ Speichern Sie das Muster anschließend und übertragen Sie die Einstellungen in die Spalte *Predefined Patterns*.
- ▶ Unter dem Menüpunkt *Burst/Pattern Search* kann das zuvor gespeicherte Muster geladen werden. Der Analysator sollte die Bitfolge im Signal erkennen und sich korrekt synchronisieren, siehe Bild 3-25.

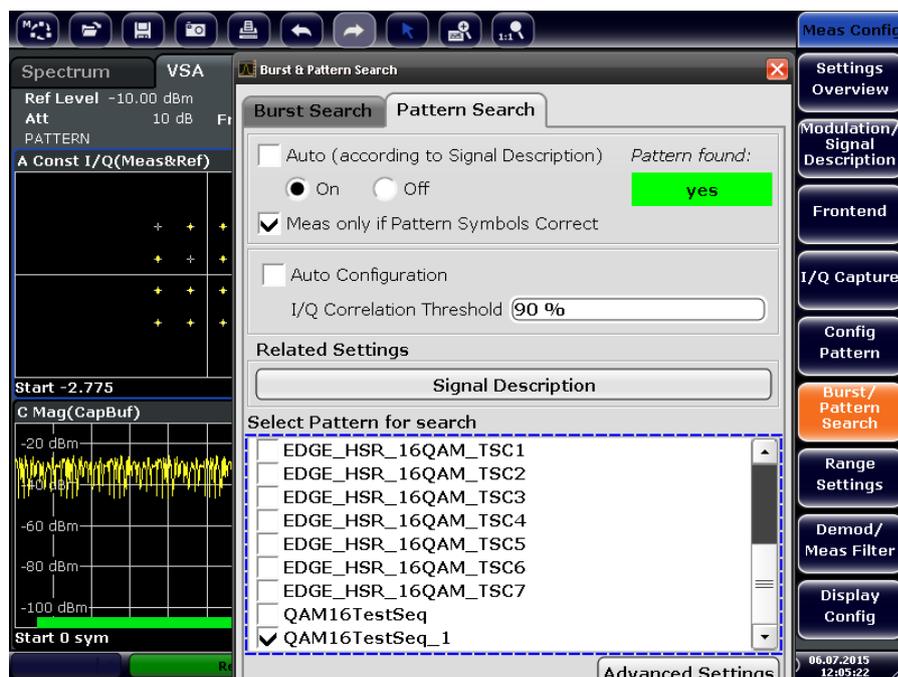


Bild 3-25: Synchronisierung auf ein Bitmuster

Für Synchronisierungszwecke eignen sich verschiedene Muster unterschiedlich gut.

- ▶ Wie lässt sich das Muster optimieren?
- ▶ Fügen Sie im Generator Rauschen hinzu und testen Sie verschiedene Muster und Korrelationseinstellungen, siehe [Bild 3-25](#).

BER Messungen

Mit dem Wissen über den Inhalt des Datensignals kann eine Bitfehlerratenmessung durchgeführt werden um ein Maß für die Qualität der Übertragung zu erhalten.

Dazu muss dem Analysator eine Datei im .xml Format mit Informationen über die Beschaffenheit des Signals übergeben werden. Für das Muster aus [Bild 3-23](#) hat die Datei folgenden Inhalt.

```
<RS_VSA_KNOWN_DATA_FILE
Version="01.00">
<Comment> 16 QAM for BLER Testing </Comment>
<Base>16</Base>
<ModulationOrder>16</ModulationOrder>
<ResultLength>32</ResultLength>
<Data>7D 63 6A 14 45 51 DF 49 AD E3 7F 01 F2 E7 24 AC</Data>
</RS_VSA_KNOWN_DATA_FILE>
```

Laden Sie die Datei in den R&S® FSV.

- ▶ Im Menüpunkt *Modulation Signal Description* kann die Datei unter dem Punkt *Known Data* geladen werden.

Übernehmen Sie die restlichen Einstellungen gemäß [Bild 3-26](#).

- ▶ Das Muster *QAM16TestSeq* umfasst den Inhalt der gesamten Übertragung ($7D_n \dots AC_n$).
- ▶ Die Messung der BER kann im Unterpunkt *Display Configuration -> Modulation Accuracy -> Bit Error Rate* konfiguriert werden.

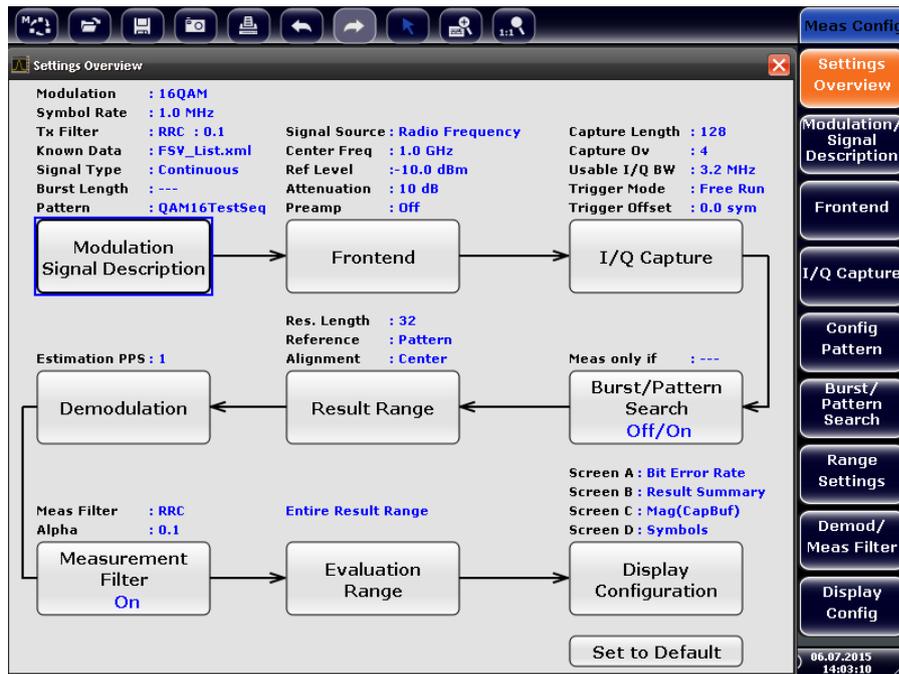


Bild 3-26: Einstellungen für die Messung der BER

Bei geringem Rauschen sieht das Ergebnis wie in Bild 3-27 dargestellt aus.

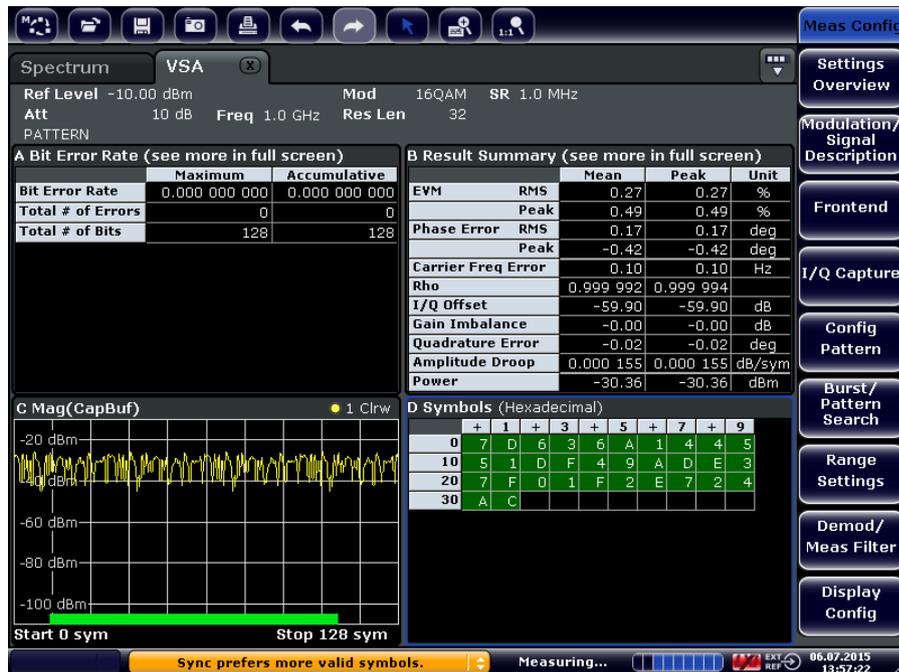


Bild 3-27: BER Messung unter guten Bedingungen

UMTS Signale

Abschließend wird ein einfaches UMTS-Mobilfunksignal erstellt und einige Parameter gemessen. Ziel ist, ein Verständnis für das Spektrum und den grundsätzlichen Aufbau der WCDMA-Signale zu erlangen.

Konfigurieren Sie den Signalgenerator für UMTS Signale.

- ▶ Öffnen Sie in dem Block *Baseband* den Unterpunkt *3GPP FDD*, welcher unter *CDMA Standards* zu finden ist.
- ▶ Aktivieren Sie die Generierung von UMTS Signalen über *State* -> *On*.
- ▶ Erhöhen Sie die Frequenz auf 2110 MHz (Band 1).

Der Generator erzeugt nun Downlink UMTS Signale von einer simulierten Basisstation.

Vergewissern Sie sich, dass der Analysator auf die korrekte Frequenz eingestellt ist und betrachten Sie zunächst das Spektrum der WCDMA-Übertragung.

Der Analysator muss für die Messung einer UMTS Basisstation in den Modus *3G FDD BTS* umgeschaltet werden.

- ▶ Wechseln Sie hierzu über den Hardkey *MODE* in den Modus *3G FDD BTS*.

Bevor Sie Messungen durchführen, ist es empfehlenswert sich mit den möglichen Einstellungen des Analysators in diesem Modus vertraut zu machen.

- ▶ Öffnen Sie die Übersichtsdarstellung mit Hilfe des Softkeys *Settings Overview*, siehe [Bild 3-28](#).

Die erste Messung ([Bild 3-29](#)), die Ihnen beim Öffnen des *3G FDD BTS* Modus angezeigt wird, stellt den Pegel aller gefundenen Kanäle (gelb) im gewählten Slot dar. Codes, die keinem Kanal zugeordnet werden konnten, sind in Türkis dargestellt.

- ▶ Welchem Zweck dienen die *Channelization Codes* und die *Scrambling Codes*?

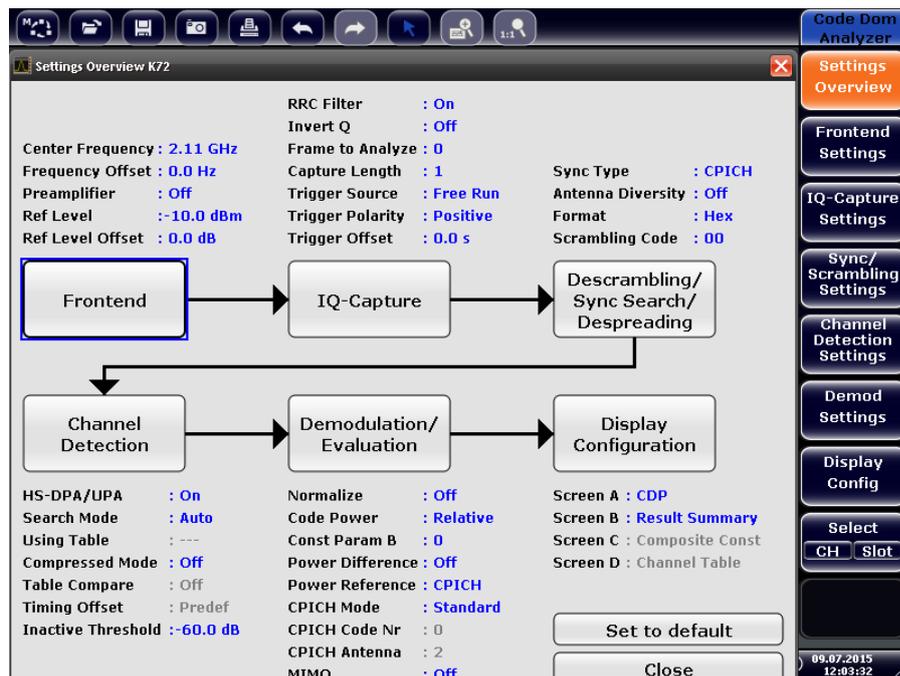


Bild 3-28: Übersicht der UMTS-Einstellungen

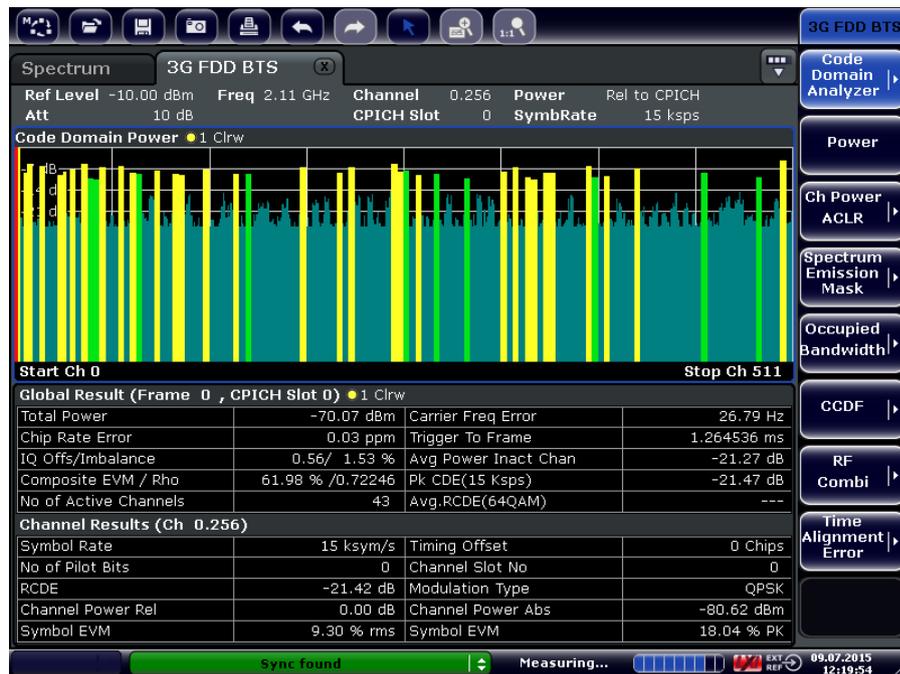


Bild 3-29: Darstellung aller detektierten Kanäle und deren Pegel

Der R&S® FSV erlaubt auch die kombinierte Messung der Pegel benachbarter Kanäle (ACLR), der belegten Bandbreite und Spektrumsmasken (SEM).

► Aktivieren Sie die *RF Combi* Messung.

In der Mitte wird der aktuell benutzte Kanal (TX1, blau) mit den Nachbarkanälen (Adj, Alt1) auf jeder Seite dargestellt. Der Kanalabstand beträgt 5 MHz, die Signalbandbreite

3.84 MHz für jeden Kanal. Der Analysator misst den durchschnittlichen Signalpegel jedes Kanals und stellt die Ergebnisse tabellarisch dar.

Das Spektrum mit den zugehörigen Masken erlaubt eine Überprüfung der Konformität des UMTS-Signals.

3.4 Versuch Frequenzgangmessung

Dieser Versuch zeigt wie ein Signalgenerator in Kombination mit einem Spektrumanalysator zur Frequenzgangmessung eines Filters, Verstärkers etc. eingesetzt werden kann. In der Praxis wird ein Signalgenerator für diese Messung verwendet wenn der verfügbare Spektrumanalysator keinen eingebauten Mitlaufgenerator besitzt oder der vorhandene Mitlaufgenerator den geforderten Frequenzbereich bzw. Ausgangsleistungsbereich nicht abdeckt.

3.4.1 Messaufbau

Der Testaufbau besteht aus einem Signalgenerator und einem Spektrumanalysator (Bild 3-30). Das Messobjekt wird mit einem unmodulierten Sinussignal mit unterschiedlicher Frequenz gespeist. Das Ausgangssignal des Messobjekts wird mit einem Spektrumanalysator gemessen. Bei der Verwendung eines Verstärkers als Messobjekt ist darauf zu achten, dass die Ausgangsleistung des Verstärkers die maximal verträgliche Eingangsleistung des Spektrumanalysators nicht überschreitet. Dazu ist ein geeignetes Dämpfungsglied zum Schutz des Spektrumanalysators zu verwenden. Bei einer automatisierten Messung des Frequenzganges ist eine zusätzliche Fernsteuerverbindung über GPIB (General Purpose Interface Bus) oder LAN notwendig. Für die automatische Messung im zweiten Teil des Versuchs, muss der Analysator mit einer externen Generatorsteuerung (R&S® FSV-B10) ausgestattet sein.

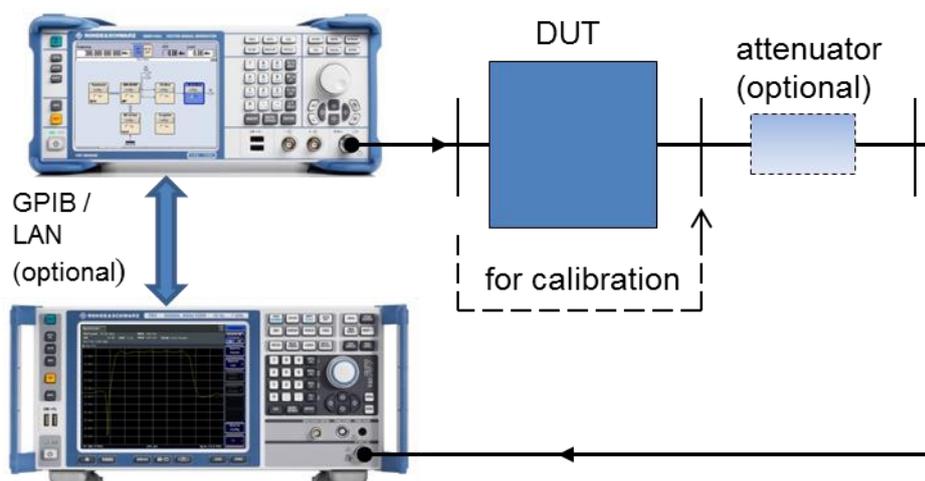


Bild 3-30 Messaufbau zur Frequenzgangmessung mit Signalgenerator und Spektrumanalysator

3.4.2 Versuchsdurchführung

Zur Versuchsdurchführung kann als Messobjekt beispielsweise ein Frequenzfilter oder Verstärker verwendet werden. Beispielhaft wird im Folgenden ein Bandpassfilter mit einer Mittenfrequenz von 380 MHz verwendet. Der Frequenzgang wird einem Bereich von 10 MHz um die Mittenfrequenz mit einer Schrittweite von 500 kHz bestimmt.

Manuelle Messung des Frequenzganges:

- ▶ Drücken Sie am Signalgenerator und am Spektrumanalysator die *PRESET* Taste.

Vor der Messung muss der Versuchsaufbau kalibriert werden. Dazu wird der Frequenzgang der verwendeten Messkabel und des eventuell vorhandenen Dämpfungsgliedes aufgenommen und anschließend zur Korrektur der Messwerte verwendet.

- ▶ Verbinden Sie zum Kalibrieren die beiden Messkabel ohne Messobjekt ([Bild 3-30](#)).
- ▶ Legen Sie in Abhängigkeit des verwendeten Messobjektes, den zu untersuchenden Frequenzbereich und eine sinnvolle Frequenzschrittweite fest.

Anmerkung: Ist der Frequenzbereich nur einige MHz breit kann davon ausgegangen werden, dass das verwendete Kabel in diesem Bereich eine konstante Dämpfung aufweist. In diesem Fall ist es ausreichend die Kalibrierung bei nur einer Frequenz in der Mitte des Frequenzbereichs durchzuführen.

- ▶ Stellen Sie am Signalgenerator die Frequenz für den ersten Messpunkt mit einem für das Messobjekt geeigneten Pegel für ein. Der Pegel bleibt für die gesamte Kalibrierung und anschließende Messung unverändert. Stellen Sie sicher, dass das Signal nicht moduliert ist. Da in diesem Beispiel der Frequenzbereich nur 10 MHz beträgt wird nur ein Korrekturwert bei der Mittenfrequenz bestimmt.

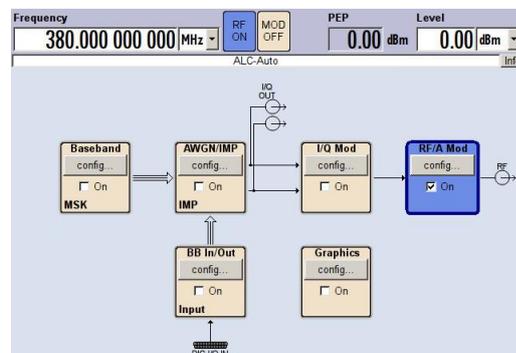


Bild 3-31 Signaleinstellung am Signalgenerator für die Kalibrierung bei der Kanalmittefrequenz des verwendeten Bandpasses.

- ▶ Stellen Sie am Spektrumanalysator die Messfrequenz und einen geeigneten Referenzpegel, der sich nach dem Signalpegel des Generators richtet, ein. Messen Sie mit dem Spektrumanalysator den Pegel des Signals mit einem Marker. In diesem Beispiel beträgt die Kabeldämpfung bzw. der Korrekturwert 0,25 dB ([Bild 3-32](#)). Bei der Messung einer größeren Anzahl von Korrekturwerten, tragen Sie alle Werte in eine Tabelle mit zugehöriger Frequenz ein. Verwenden Sie dazu, falls vorhanden, ein Tabellenkalkulationsprogramm.

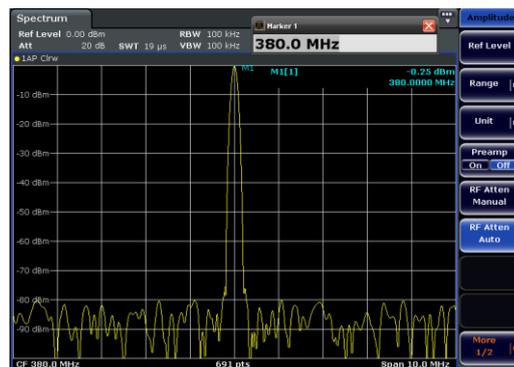


Bild 3-32 Messung des Korrekturwertes bei der Bandpassmittenfrequenz

- ▶ Fügen Sie wie in Bild 3-30 dargestellt, das Messobjekt zwischen dem Signalgenerator und dem Spektrumanalysator ein.
- ▶ Stellen Sie am Signalgenerator nacheinander die Messfrequenzen mit der festgelegten Schrittweite ein und messen Sie den Ausgangspegel am Messobjekt mit dem Spektrumanalysator. Tragen Sie die Messwerte zu den zugehörigen Kalibrierwerten in einer weiteren Spalte zu den Korrekturwerten ein.

Bild 3-33 zeigt beispielhaft das Ergebnis der Messung. Mit einem Tabellenkalkulationsprogramm lässt sich aus den Messwerten der Frequenzgang grafisch leicht darstellen.

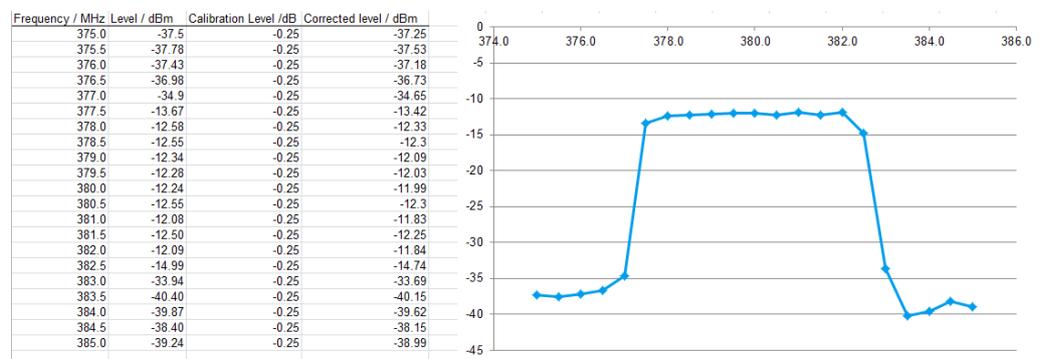


Bild 3-33 Frequenzgang eines Bandpasses

Automatisierte Messung des Frequenzganges:

Mit der sogenannten externen Generatorsteuerung wird die Messung des Frequenzganges deutlich vereinfacht. Mit dieser, meist optional erhältlichen Steuerung, ist der Spektrumanalysator in der Lage die Generatorfrequenz synchron zum eigenen Frequenzablauf zu steuern.

- ▶ Verbinden Sie den Signalgenerator mit der GPIB Buchse der Option R&S® FSV-B10 oder via LAN.

Einstellungen am R&S® FSV:

- ▶ Stellen Sie den für die Messung notwendigen Frequenzbereich und Referenzpegel ein.
- ▶ Drücken Sie die *INPUT/OUTPUT* Taste und wählen Sie *Tracking Generator -> Source Config*
- ▶ Konfigurieren Sie den Generatorpegel und stellen *Source Freq. Coupling* auf *Auto*. Mit der Einstellung *Auto* wird der Frequenzbereich des Spektrumanalysators übernommen.
- ▶ Konfigurieren Sie das Interface (Generatortyp, LAN oder GPIB und Geräteadresse)

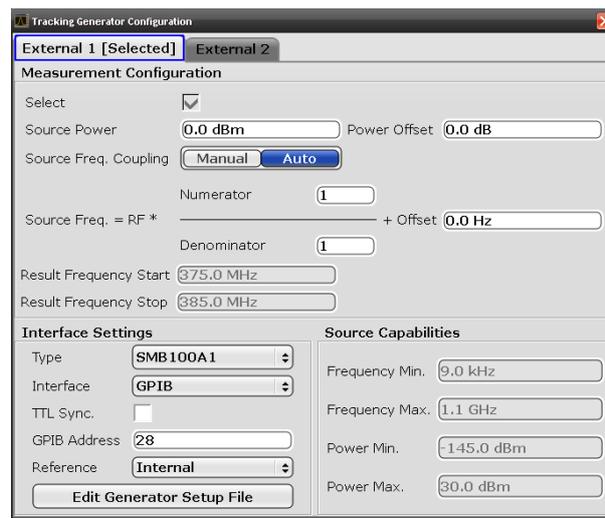


Bild 3-34 Einstellungen für den externen Mitlaufgenerator

- ▶ Aktivieren Sie den Generator mit *Source RF EXTERNAL 1 ON*
- Kalibrieren:
- ▶ Verbinden sie die beiden Messkabel (ohne Messobjekt)
 - ▶ Wählen Sie *Source Cal*
 - ▶ Starten Sie die Kalibrierung mit *Calibrate Transmission* und warten Sie bis die Kalibrierung abgeschlossen ist.
 - ▶ Fügen Sie wie in [Bild 3-30](#) dargestellt, das Messobjekt zwischen dem Signalgenerator und dem Spektrumanalysator ein.

Am Spektrumanalysatordisplay erscheint nun der Frequenzgang des Messobjektes wie in [Bild 3-35](#) beispielhaft dargestellt.

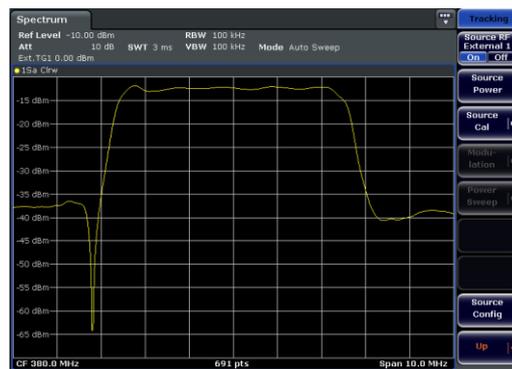


Bild 3-35 Automatische Frequenzgangmessung mit externem Signalgenerator als Mitlaufgenerator

- ▶ Welche Vorteile bietet die automatisierte Messung in Gegensatz zur manuellen Messung?
- ▶ Betrachten Sie die Ergebnisse in [Bild 3-33](#) und [Bild 3-35](#). Wie erklären sich die teilweise unterschiedlichen Kurvenverläufe?
- ▶ Welche Einflüsse können durch die Kalibrierung korrigiert werden?

4 Literatur

- [1] **Analog Devices. 1999.** A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis. 1999.
- [2] **Dr. Banerjee, Markus. 2001.** Möglichkeiten und Genauigkeiten der elektronischen PegelEinstellung. 2001. NEUES von Rohde & Schwarz® Heft 171.
- [3] **Liebl, Detlev. 2014.** Moderne Mobilfunkmessungen. *Educational Note*. s.l. : Rohde & Schwarz®, 2014. 1MA231_3d.
- [4] **Mäusl, Rudolf. 1988.** Analoge Modulationsverfahren. s.l. : Hüthig Verlag, 1988. Bd. 1.
- [5] —. **1991.** Digitale Modulationsverfahren. s.l. : Hüthig Verlag, 1991. Bd. 2.
- [6] **National Instruments. 2015.** NI Tutorial. *Understanding Direct Digital Synthesis*. 2015.
- [7] **Pehl, Erich. 1998.** Digitale und analoge Nachrichtenübertragung. s.l. : Hüthig Verlag, 1998. 2.
- [8] R&S® SMB100A RF and Microwave Signal Generator Brochure.
- [9] R&S® SMBV100A Vector Signal Generator User Manual.
- [10] R&S® SMF Microwave Signal Generator Brochure.
- [11] R&SV® SMBV100A Vector Signal Generator SMBV100A Specifications Data Sheet 6.00.
- [12] **Rauscher, Christoph. 2011.** Grundlagen der Spektrumanalyse. s.l. : Rohde & Schwarz®, 2011. 5.
- [13] **Rohde & Schwarz®.** Digitale Modulation im Mobilfunk. PD 757.3470.12.
- [14] —. Spannungs- und Leistungsmeßtechnik. PD 757.0835.13.
- [15] **Texas Instruments. 1999.** Fractional/Integer-N PLL Basics. 1999. Technical Brief SWRA029.
- [16] **Wolf, Josef. 1995.** Messung des Phasenrauschens mit den Spektrumanalysatoren der FSE-Familie. *Application Note 1EPAN 16D*. s.l. : Rohde & Schwarz, 1995.

Rohde & Schwarz

Der Elektronikkonzern Rohde & Schwarz bietet innovative Lösungen auf den Arbeitsgebieten Messtechnik, Rundfunk- und Medientechnik, sichere Kommunikation, Cyber-Sicherheit sowie Funküberwachungs- und -ortungstechnik. Vor mehr als 80 Jahren gegründet, ist das selbstständige Unternehmen in über 70 Ländern mit einem engmaschigen Vertriebs- und Servicenetz präsent.

In seinen angestammten Arbeitsgebieten zählt der Elektronikkonzern zu den führenden Anbietern weltweit. Der Firmensitz ist in München, Deutschland. Ergänzend steuern je ein regionales Headquarter in Singapur sowie in Columbia, USA, die Geschäfte.

Regional Kontakt

Europa, Afrika, Mittlerer Osten
+49 89 4129 12345
customersupport@rohde-schwarz.com

Nord Amerika
1 888 TEST RSA (1 888 837 87 72)
customer.support@rsa.rohde-schwarz.com

Lateinamerika
+1 410 910 79 88
customersupport.la@rohde-schwarz.com

Asien Pazifik
+65 65 13 04 88
customersupport.asia@rohde-schwarz.com

China
+86 800 810 82 28 | +86 400 650 58 96
customersupport.china@rohde-schwarz.com

Nachhaltige Produktgestaltung

- Umweltverträglichkeit und ökologischer Fußabdruck
- Energie-Effizienz und geringe Emissionen
- Langlebigkeit und optimierte Gesamtbetriebskosten



Die Nutzung dieses Dokuments und der mitgelieferten Programme darf nur unter Anerkennung der Nutzungsbedingungen erfolgen, die im Downloadbereich der Rohde & Schwarz-Website aufgeführt sind.

R&S® ist eingetragenes Warenzeichen der Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG. Eigennamen sind Warenzeichen der jeweiligen Eigentümer.

