

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 78 (1987)

Heft: 15

Artikel: Digitale Richtfunkgeräte mit PSK- und QAM-Modulation : übertragungstechnische Grundkonzepte

Autor: Leuenberger, K.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-903892>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 29.03.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Digitale Richtfunkgeräte mit PSK- und QAM-Modulation: Übertragungstechnische Grundkonzepte

K. Leuenberger

Ausgehend vom grundsätzlichen Aufbau eines modernen digitalen Richtfunkgerätes behandelt der Autor die prinzipiellen Eigenheiten der vor allem im terrestrischen Richtfunk verwendeten PSK- und QAM-Modulationen sowie einige grundsätzliche Aspekte der PSK- und QAM-Übertragungstechnik. Zur Erfüllung der Nyquist-Bedingungen erforderliche Filterfunktionen sowie Signalspektren werden formuliert und entsprechende Rechenresultate dargestellt.

En partant de la constitution fondamentale d'un équipement de faisceaux hertziens numérique moderne, l'auteur décrit les caractéristiques principales des modulations PSK et QAM utilisées surtout pour la transmission terrestre, ainsi que les quelques aspects fondamentaux de cette technique de transmission. Pour satisfaire aux conditions de Nyquist, les fonctions de filtrage requises sont formulées, ainsi que les spectres des signaux. Les résultats de calculs concernant ces fonctions sont représentés.

Adresse des Autors

Dr. Kurt Leuenberger, GD PTT, Hauptabteilung
Forschung und Entwicklung, Technisches
Zentrum, 3000 Bern 29.

1. Einleitung

Im Rahmen der laufenden Digitalisierung der Übertragungsnetze für zukünftige Integrierte Fernmeldesysteme ist auch die Bereitstellung digitaler Netze auf drahtloser Basis erforderlich. Moderne digitale Mikrowellen-Richtfunkgeräte für die terrestrische Übertragung weisen Bitraten bis zu etwa 200 Mbit/s pro Richtfunkkanal sowie bis zu etwa 16 Richtfunkkanäle pro Frequenzband und Richtung auf. Im Mikrowellengebiet übliche Reflektorantennen können heute bis zu drei oder vier Frequenzbänder gleichzeitig übertragen.

Als grundsätzliche Modulationsmethoden haben sich bereits seit einigen Jahren die im folgenden beschriebenen PSK- und QAM-Versionen durchgesetzt. Ein wichtiges Attribut dieser Modulationsarten ist die kohärente Detektion, die punkto Detektionsempfindlichkeit optimale Verhältnisse bietet. Die zur kohärenten Demodulation des Modulationssignals notwendige Oszillatorstabilität kann heute im Bereich in der elektrischen Übertragung ohne weiteres realisiert werden, während sie im optischen Gebiet noch eines der hauptsächlichsten Forschungsziele darstellt [1]. Es ist aber durchaus denkbar, dass in Zukunft die kohärente Übertragung (frequenz- oder phasenkohärent) auch in der Faseroptik Fuss fassen wird; Übertragungsraten von 2 Gbit/s sind im Labor mit entsprechend kohärenten Quellen bereits erreicht worden.

Im Vergleich zum Satellitenfunk ist beim terrestrischen Richtfunk die Übertragungsdistanz pro Teilstrecke sehr viel kleiner. Trotzdem darf eine gewisse Antennengrösse auch bei terrestrischen Verbindungen aus Interferenzgründen nicht unterschritten werden. Eine Leistungsmarge im Bereich von etwa 30 bis 40 dB als Reserve bei Ausbreitungsschwund ist bei heutigen Systemen üblich. Im weiteren kann ein

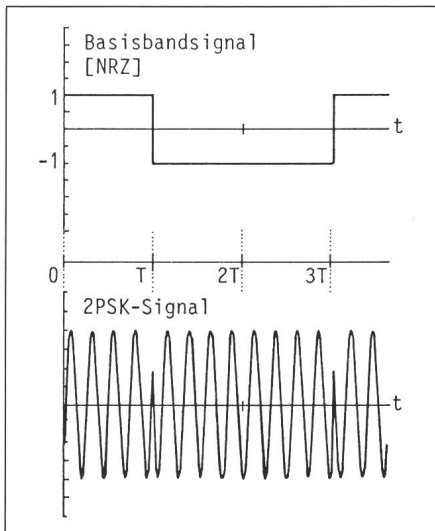
Teil der Marge unter Anwendung der Formel von Shannon

$$C = B \log_2(1 + S) \quad (1)$$

mit S = Signal-zu-Geräusch-Verhältnis am Regeneratoreingang zur Erhöhung der Kanalkapazität C (bit/s) bei gegebener Bandbreite B (Hz) verwendet werden [2]. Oder umgekehrt, die Bandbreite kann proportional zum Logarithmus der Leistungsreserve reduziert werden, solange S bedeutend über 1 (entsprechend 0 dB) liegt. Signalcodierungen, die eine hohe spektrale Effizienz, d.h. ein hohes Verhältnis der Bitrate (bit/s) zur Bandbreite (Hz), zur Folge haben, sind seit längerer Zeit bekannt.

Eine der einfachsten digitalen Modulationsarten, die 2PSK-(phase-shift-keying- oder Phasentast-)Modulation, entsteht durch Multiplikation des NRZ-(Non-Return-to-Zero-)Signals im Basisband mit einem Trägersignal, z.B. durch Anwendung eines Ringmodulators, bekannt auch als DBM (Double-balanced Mixer). Die ungefilterte NRZ-Ausgangssequenz sowie das resultierende Modulationsprodukt (ursprünglicher Träger mit 180°-Phasen-Sprüngen) sind in Figur 1 dargestellt. Die dabei auftretenden beiden Phasenvektoren (bezogen auf die Trägerphase) sind in Figur 2a dargestellt. Das resultierende Modulationsspektrum gleicht dem Original-Basisbandspektrum und ist symmetrisch zur unterdrückten Trägerfrequenz angeordnet (AM-Modulation mit unterdrücktem Träger).

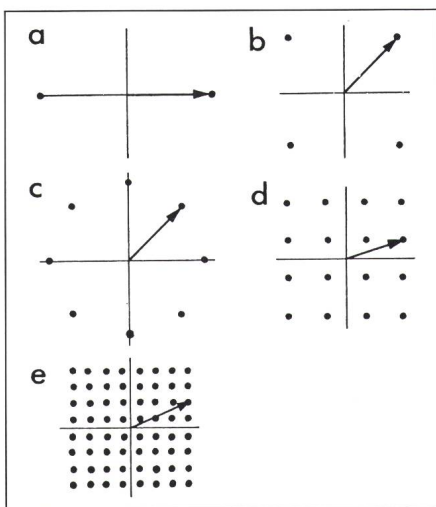
Bei einer 4PSK-Modulation werden zwei um 90° phasenverschobene (orthogonale) Träger (z.B. Sinus- und Cosinusfunktion der gleichen Frequenz) mit separaten Datenströmen moduliert. Die beiden resultierenden Modulationssignale sind grundsätzlich als unabhängig zu betrachten, so dass sich bei der Summierung der Signale keine



Figur 1 2PSK-Modulation im Zeitbereich

Veränderung der Modulationsbandbreite, wohl aber eine Verdoppelung der Übertragungsrate ergibt. Durch die orthogonale Anordnung der beiden 2PSK-Signale ergibt sich das Vektordiagramm in Figur 2b.

Falls man beliebige Vektorlängen zulässt und damit auf eine konstante Amplitude verzichtet, erhält man bei Modulationen höherer Ordnung, d.h. bei einer grösseren Zahl möglicher Phasenvektor-Endpunkte, günstigere Abstände zwischen den Endpunkten selbst und damit bessere Störabstände bei gegebenem Signalpegel. Die entstehende Modulationsart wird dann als M-QAM (M-wertige Quadratur-Amplituden-Modulation) bezeichnet.

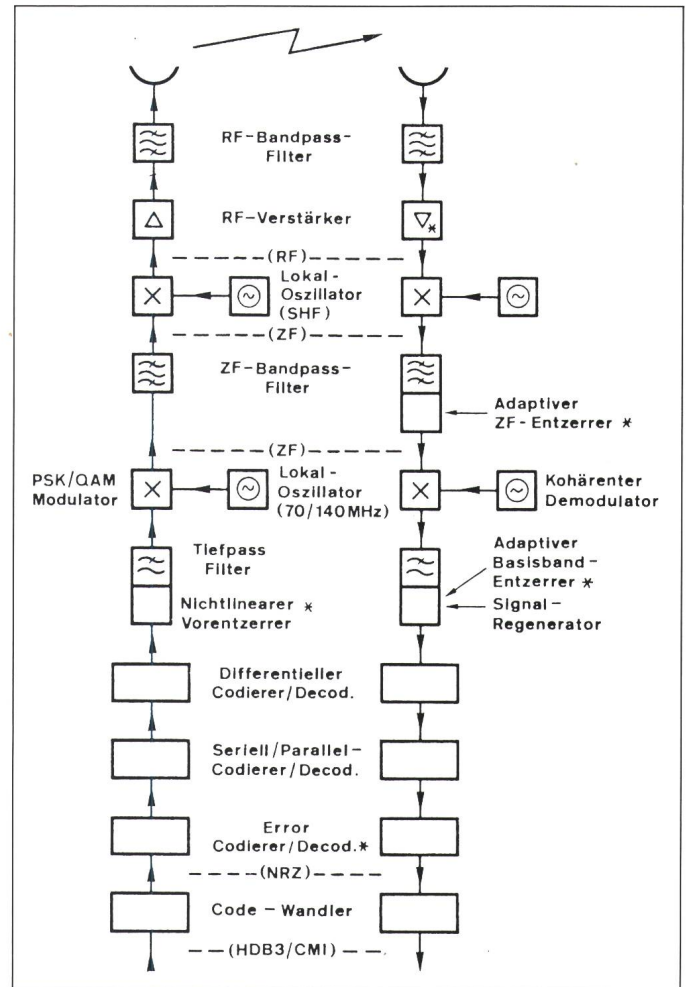


Figur 2 Phasenvektordiagramme für PSK/QAM-Modulationsarten

- a 2PSK-Modulation
- b 4PSK-Modulation
- c 8PSK-Modulation
- d 16QAM-Modulation
- e 64QAM-Modulation

Figur 3 Blockdiagramm eines digitalen Richtfunk-Sender-Empfängers mit PSK/QAM-Modulation

* Optionen



2. Systemaufbau

Den grundsätzlichen Aufbau einer digitalen PSK/QAM-Übertragung, wie sie z.B. in einem digitalen Richtfunkgerät realisiert ist, zeigt die Figur 3.

2.1 Basisband-Signalverarbeitung (Codierung/Decodierung)

Die geltende internationale Norm für die Codierung digitaler Signale an externen Systemschnittstellen ist die CCITT-Empfehlung G.703. Die dabei vorgesehenen Datenraten sind z.B. 2, 8, 34 und 140 Mbit/s. Der HDB-3-Code (High Density Bipolar) lässt drei, der ausschliesslich bei 140 Mbit/s verwendete CMI-Code (Coded Mark Inversion) zwei Stufen zu.

Zu Testzwecken, d.h. als Ersatz für ein wirkliches Übertragungssignal, wird eine definierte periodische Sequenz mit einer Periode von $2^N - 1$ Bits (z.B. $N = 23$) verwendet. Das Leistungsspektrum dieser, mittels binärer

Logik (NRZ-Code) erzeugten, sogenannten Pseudozufallssequenz (PRBS, Pseudo-Random Binary Sequence) entspricht praktisch jenem eines ideal zufälligen Signals. Aus verschiedenen, hier nicht weiter erläuterten Gründen werden vor der eigentlichen Modulation auch wirkliche Signale mit einer solchen PRBS-Sequenz im sogenannten Scrambler multipliziert. Damit entsteht u.a. ein signalunabhängiges Leistungsspektrum. Der Descrambler im Empfänger führt die umgekehrte Operation durch.

Modulationstheoretische Betrachtungen zeigen, dass eine optimale Demodulation der PSK- oder QAM-Signale einen kohärenten Träger erfordert. Der Träger muss also im Empfänger phasenrichtig regeneriert werden. Wie in einem späteren Abschnitt erwähnt wird, ist dazu im einfachsten Fall eine Quadrierung des zu detektierenden Signals mittels eines entsprechenden nichtlinearen Elementes notwendig. Eine nachfolgende Frequenzteilung führt bei diesem Verfahren allerdings zu einer Mehrdeutigkeit der

Phase um $\pm \pi$. Diese kann durch Verwendung einer sogenannten differentiellen Codierung vermieden werden.

Grundsätzlich kann man den zu übertragenden Bitstrom mit einer speziellen Codierung zur Fehlerreduktion (Fehlerdetektion und Korrektur) versehen, wozu ein gewisser Prozentsatz an Zusatzbits erforderlich ist. Bei Richtfunkübertragungen lohnt sich allerdings der Aufwand heute noch nicht; eine Verbesserung des Systemwertes lässt sich, falls notwendig, auf günstigere Art erreichen. Fehlerkorrigierende Codes sind ausserdem nur bei Gaußscher Fehlerverteilung anwendbar. Diese kann aber z.B. bei Mehrwegschwund nicht vorausgesetzt werden.

Bei den Modulationsarten 8PSK, 16QAM und 64QAM wird für jeden der beiden orthogonalen gegeneinander um 90° phasenverschobenen Träger eine Mehrstufenmodulation durchgeführt. Es gibt eine Vielzahl schaltungstechnischer Methoden, diese Modulationen zu verwirklichen. Grundsätzlich muss aber der digitale Datenstrom je orthogonalen Träger in einen Code mit mehr als zwei Amplitudenstufen (pro Achse) umgewandelt werden. Wie aus Figur 2 ersichtlich ist, erfordern z.B. 16QAM zwei vierstufige und 64QAM zwei achtstufige Modulationen. Die Umwandlung geschieht somit in diesen Fällen durch je einen 2- bzw. einen 3-Bit-D/A-Wandler.

2.2 Modulation

Bei 4PSK (Fig. 2a) sind die vier vorgesehenen Vektorpositionen um je 90° phasenverschoben angeordnet. Die Modulation kann zum Beispiel durch Einschaltung diskreter Verzögerungen erreicht werden. Eine andere, bereits in der Einleitung beschriebene Methode, die als 4QAM-Modulation bezeichnet werden kann, besteht aus der 2PSK-Modulation von zwei zueinander orthogonalen Trägern und der Überlagerung der jeweiligen Modulationssignale. Diese zweite Methode wird speziell in modernen Geräten angewandt.

Falls jedoch bei der 4PSK, generiert durch die 4QAM-Methode, sämtliche Übergänge zwischen den gegenüberliegenden Vektorpositionen zugelassen werden, ergeben sich durch den dabei entstehenden Nulldurchgang starke Amplitudenschwankungen. Durch Sender-Nichtlinearitäten können so Signalverzerrungen entstehen, die sich z.B. auch in einer Verbreite-

rung des Leistungsspektrums besonders im Bereich der sogenannten «Seitenzipfel» äussern.

Die Ansprüche an die Senderlinearität können verringert (und damit die Leistungseffizienz erhöht) werden, wenn man solche 180° -Phasensprünge vermeidet.

Dazu eignen sich neben der direkten Phasenmodulation zwei Methoden, auf die hier nicht näher eingegangen werden soll, nämlich die Offset-QPSK- und die MSK-Methode.

Wie Figur 2c zeigt, wird bei der 8PSK- gegenüber der 4PSK-Modulation die Anzahl der möglichen Vektorpositionen verdoppelt. Man kann eine 8PSK-Modulation wiederum durch Ein- und Ausschalten entsprechender Phasenverzögerungen generieren; es ist aber auch hier möglich, die QAM-Methode mit entsprechender mehrstufiger Signal-Vorcodierung und anschliessender Trägermodulation anzuwenden. Bei einer 8PSK wird die spektrale Effizienz d.h. das Verhältnis der Bit/s pro Hz Bandbreite noch höher als bei der 4PSK. Allerdings nähert man sich damit bereits der Grenze der Effizienz der PSK-Modulation.

Bei den eigentlichen QAM-Modulationsarten, wie z.B. 16QAM und 64QAM (Fig. 2d, e), werden zwei orthogonale Träger mit zwei separaten mehrstufigen Datenströmen multipliziert. Bei den meisten Anwendungen sind die beiden Datenströme miteinander synchronisiert. Eine M-QAM-Modulation kann z.B. wiederum mit zwei Ringmodulatoren und entsprechenden Mehrstufen-Basisbandsignalen an den Eingängen (je vierstufig bei 16QAM, je achtstufig bei 64QAM) erzeugt werden. Mit einer 16QAM-Modulation wird beispielsweise der komplexe Vektorbereich in bezug auf Amplitude und Phase besser ausgenutzt als mit einer 16PSK-Modulation.

2.3 Übertragungsmodule

Bei der PSK-Modulation ist zu berücksichtigen, dass während Übergängen von einem Vektorstatus zum anderen eine gewisse Amplitudenvariation auftritt, die von der Signalcodierung wie auch von der gewählten Filterung abhängt. Moderne Mikrowellen-Halbleiterverstärker mit GaAs-FET besitzen in bezug auf Linearität gute Eigenschaften, jedoch ist deren Ausgangsleistung im Bereich über etwa 6 GHz noch auf einige Watt beschränkt. Für höhere Leistungen müs-

sen Wanderfeldröhren (TWT) verwendet werden.

Die Eingangsstufen eines digitalen Richtfunkgerätes müssen praktisch dieselben Anforderungen erfüllen wie diejenigen bei analoger Übertragung, z.B. mit FM-Modulation. Die höchsten Anforderungen in bezug auf Linearität werden, wie bei den übrigen Komponenten der Übertragungskette, bei Modulationsarten wie 64QAM oder gar 256QAM gestellt. Bei höheren Datenraten wie 140Mbit/s werden heute in Europa mehrheitlich Richtfunkgeräte mit 16QAM-Modulation eingesetzt. Entsprechende Geräte mit 64 QAM und 256QAM sind in Entwicklung oder werden bereits in Testlinks erprobt.

2.4 Demodulation

Die Demodulationsschaltung ist vielleicht die wichtigste und kritischste Komponente im ganzen Übertragungssystem. Die einzelnen Übertragungsfunktionen der Übertragungskette (Fig. 2) müssen in erster Linie darauf ausgerichtet sein, an der Detektionsschwelle im Regenerator eine Pulssequenz zu erzeugen, die möglichst frei ist von internen (z.B. Intersymbol-) wie auch externen (Rauschen, Nebenkanal-)Störungen. Eine ausgezeichnete Stabilität der Demodulationsschaltung ist dabei absolut notwendig. Eine optimale Detektion muss sowohl bei extremen klimatischen Verhältnissen als auch nach Alterung des Gerätes gewährleistet sein.

2.4.1 Trägerregeneration (Carrier)

Bei der kohärenten PSK- und QAM-Demodulation wird der Vektorstatus (Amplitude und Phase) des Modulationssignals mit demjenigen des Trägers verglichen. Da im ankommenden Modulationssignal der Träger nicht vorhanden ist, muss er zuerst reproduziert werden. Dazu sind folgende Methoden bekannt:

- Durch Quadrieren des Modulationssignals (z.B. mit einem DBM) entsteht eine diskrete spektrale Komponente auf der doppelten Trägerfrequenz, aus der der Träger abgeleitet werden kann.
- Der Träger kann aus einem sogenannten Costas-Loop regeneriert werden. Costas hat dieses Prinzip in den fünfziger Jahren im Zusammenhang mit der kohärenten Detektion von amplitudenmodulierter Sprachübertragung mit unterdrücktem Träger dargelegt. Inzwischen ist das

Demodulationsprinzip so modifiziert worden, dass es sowohl für M-PSK als auch für M-QAM kompatibel ist (Fig. 4). Wichtig in der Praxis ist die Erfüllung folgender Kriterien:

- Eine saubere Regeneration des Trägers muss auch bei sehr kleinem Signal/Geräusch-Abstand, z.B. bei BER (Bit Error Ratio) $< 10^{-2}$ möglich sein¹, d.h. die Trägerregeneration darf in bezug auf den zu erzielenden Geräuschabstand des Gerätes keinen limitierenden Faktor darstellen.
- Die Toleranz der Synchronisierungsschaltung (Phase Lock Loop) und der Zusatzschaltungen für den Halte- und Fangbereich (Acquisition and Capture Range) soll genügend gross sein.

Nach der kohärenten Detektion des ZF-Signals befindet sich das Signal im Basisband. Hier muss im allgemeinen noch eine letzte Filterung stattfinden, damit die Übertragungsfunktion über Sender und Empfänger die noch zu diskutierenden Nyquist-Bedingungen erfüllt.

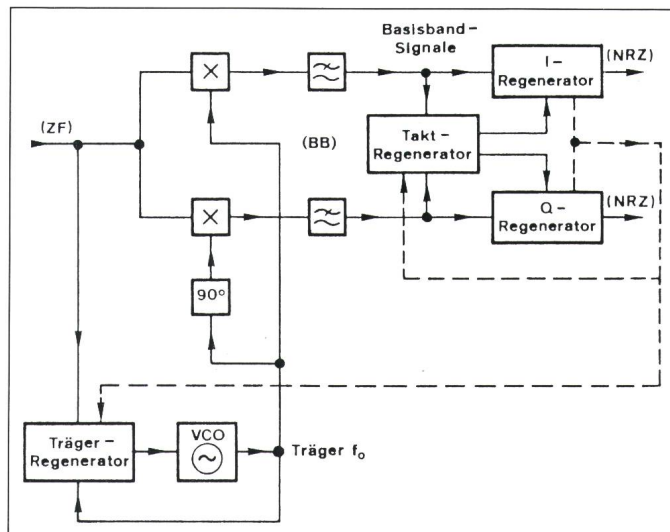
2.4.2 Taktgeneration (Clock)

Die Regeneration des Taktes (im Basisband) kann ähnlich stattfinden wie die des Trägers. Aus Gründen der Einfachheit kommt vor allem die Quadrrieremethode zum Zug, allenfalls mit aktiven Schaltkreisen. So entsteht eine spektrale Komponente auf der Taktfrequenz, die zur Synchronisation eines weiteren PLL benützt werden kann. Ein Aspekt von einiger Bedeutung für den Takt-Regenerationskreis ist dessen Verhalten in bezug auf Jitter (Phasenrauschen). Einerseits sollte das regenerierte Signal möglichst frei von Jitter sein, andererseits sollte allfälliger auf der Modulation vorhandener Jitter eine minimale Reduktion der Empfindlichkeit des Regenerators bewirken.

Am Regenerator stellt sich ein Jitterproblem vor allem dann, wenn am Basisbandeingang des Sendeteils kein spezieller PLL vorhanden ist.

Sonst liegt das Problem der Jitterverträglichkeit hauptsächlich bei dieser Reduzierschaltung, die allfälligen

Figur 4
Prinzipschema der Träger-, Takt- und Signalregeneration bei einem Richtfunkempfänger mit M-QAM-Modulation



Jitter von der Anschlussseite her reduzieren muss. Im übrigen sind die Jitterspezifikationen durch die bereits erwähnten Bestimmungen von CCITT, Rec. G.703, international festgelegt.

2.4.3 Regeneration des Signals

Das Ausgangssignal des Takt-PLL wird schliesslich dazu benützt, eine Abtastschaltung (Sample and Hold) zu triggern, welche die Basisband-Pulsformen im optimalen Zeitpunkt abtastet. Im allgemeinen sind die Signalfrequenzen der beiden orthogonalen Modulationen synchronisiert (Fig. 4). Es ist demzufolge meistens nur ein Taktregenerator notwendig.

3. PSK/QAM-Filterung und Modulationsspektren

Nach der Einführung in die Systemtechnik des PSK- bzw. QAM-Modulationsverfahrens wird im folgenden auf die theoretischen Grundlagen, speziell auf die durch die Basisband-, ZF- und RF-Filterung definierte Übertragungsfunktion eingegangen.

3.1 Grundlagen

Eine wichtige Eigenschaft eines PSK- und QAM-Modulationsspektrums ist seine enge Verwandtschaft mit dem ursprünglichen Basisband-Signalspektrum. Diese ergibt sich daraus, dass die Modulation als Multiplikation des Basisbandsignals mit einem Trägersignal dargestellt werden kann (AM mit unterdrücktem Träger). Es gilt also der Verschiebungssatz der Fourier-Theorie, und anstelle der Signalspektren und Filterfunktionen auf der trägermodulierten Ebenen können

somit im folgenden sämtliche entsprechenden Funktionen in äquivalenter Form im Basisband (Trägerfrequenz bei Null) dargestellt werden, wobei aber positive und negative Frequenzen zu betrachten sind.

Binäre (zweistufige) Basisband-Datenströme übertragen je Datenperiode 1 bit. Falls die Stufenzahl von zwei auf M Stufen erhöht wird, kann je Datenperiode ein Symbol übertragen werden, das einer Sequenz von $\log_2(M)$ bit entspricht.

Damit ergibt sich als Symbolrate f_s in Funktion der Bitrate f_b :

$$f_s = \frac{f_b}{\log_2(M)} \quad (2)$$

Bei der QAM-Modulation mit zwei orthogonalen Trägern ergibt sich für jeden der beiden Träger eine Stufenzahl von \sqrt{M} , wie z.B. aus Figur 2c, d, e ersichtlich ist. Das Leistungsspektrum (spektrale Leistungsdichte) ergibt sich bei unkorrelierter Pulsfolge (die Wahrscheinlichkeit eines Pulswertes ist unabhängig von den vorhergehenden Pulswerten) bei einem Basisbandpuls der Amplitude A und der Pulsdauer T_s (Dauer eines Symbolpulses $T_s = 1/f_s$ mit $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ aus

$$P(f) = T_s [A \text{sinc}(fT_s)]^2 \quad [\text{W/Hz}] \quad (3)$$

Die Breite dieses Spektrums ist unendlich, und eine Übertragung von idealen Rechteckpulsen kommt demnach in der Praxis nicht in Frage.

Die beiden in der digitalen Basisbandübertragung formulierten Nyquistkriterien dienen auch bei PSK und QAM als Basis.

¹ Die normale Abschaltsschwelle eines Empfängers liegt bei $BER < 10^{-3}$

Erstes Kriterium:

Die Übertragung einer binären Pulssequenz mit der Symbolrate f_s im Basisband ist theoretisch möglich über einen Kanal mit der Bandbreite

$$B_0 f_s / 2 = f_n \quad (4)$$

Diese Übertragung lässt sich ohne Pulsübersprechen (Intersymbolinterferenz) verwirklichen.

Die erforderliche Grenzfrequenz f_n wird als Nyquist-Frequenz bezeichnet, womit sich bei Trägermodulation die entsprechende Bandbreite

$$B_1 = 2f_n = 2B_0 \quad (5)$$

ergibt.

Da die Filterfunktion $H(f)$ eine ideale Rechteckform besitzen müsste, kann das erste Nyquist-Kriterium für praktische Anwendungen höchstens als Grenzfall zur Kenntnis genommen werden.

Ein weiteres Theorem erweitert den im ersten Kriterium definierten Freiheitsgrad. Es definiert die Bedingungen in bezug auf die Kanalübertragungsfunktion bzw. die Impulsform am Kanalausgang (Demodulator) für Fälle von realisierbaren Übertragungsfunktionen. Die Bandbreite des Kanals liegt in diesen Fällen etwas über dem nach dem ersten Theorem erreichbaren Optimum. Wichtig ist jedoch, dass es bei Erfüllung der angegebenen Bedingungen immer noch möglich ist, bei der Detektion der Pulse eine ideale Pulstrennung zu erreichen.

Zweites Kriterium:

Eine Pulssequenz mit der Symbolrate f_s kann durch einen Basisbandkanal mit der Bandbreite

$$B = (1 + \alpha) f_n, 0 < \alpha < 1 \quad (6)$$

ohne Pulsübersprechen übertragen werden, falls folgende Bedingungen eingehalten werden:

Die im ersten Kriterium definierte Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ soll durch eine Zusatzfunktion $H_2(f)$ im Bereich $(1 - \alpha) f_n < f < (1 + \alpha) f_n$ so modifiziert werden, dass

$$H_2(f - f_n) = -H_2(-(f - f_n)) \quad (7)$$

das heisst, die Zusatzfunktion $H_2(f)$ muss asymmetrisch zu $f = f_n$ sein.

Eine häufig verwendete Kanalübertragungsfunktion, die die Nyquist-Kriterien erfüllt, ist die sogenannte

Bitrate nach CCITT Rec. G. 703 [Mbit/s]	Nyquist-Frequenz f_n [MHz] bei entsprechender Modulationsart (Nyquist-Bandbreite = $2 f_n$)			
	4 PSK 4 QAM	8 PSK	16 QAM	64 QAM
2,048	0,512	0,342	0,256	0,171
8,448	2,112	1,408	1,056	0,704
34,368	8,592	5,728	4,296	2,864
139,264	34,816	23,211	17,408	11,605

Tabelle I Skalierung der Spektren und Filterfunktionen

Cosinusflankenfunktion (Raised Cosine). Sie ist mathematisch definiert durch

$$H(f) = \begin{cases} 1/f_n & , 0 < f < f_{-\alpha} \\ \frac{1}{2f_n} \left[1 - \sin \frac{\pi}{2\alpha f_n} (f - f_n) \right] & , f_{-\alpha} < f < f_{+\alpha} \end{cases} \quad (8)$$

mit $f_{-\alpha} = (1 - \alpha) f_n$ und $f_{+\alpha} = (1 + \alpha) f_n$, wobei der Flankenfaktor α im Bereich $0 < \alpha \leq 1$ definiert ist.

Für die Funktion wird ein linearer Phasenfaktor = $\exp j(\Phi_0 f / f_n)$ zugelassen, was einer konstanten Gruppenlaufzeit entspricht.

Aus der Übertragungsfunktion von Gl. (8) ergibt sich durch Fouriertransformation die Impulsantwort

$$h(t) = \text{sinc}(2f_n t) \cdot \frac{\cos(2\pi\alpha f_n t)}{1 - (4\alpha f_n t)^2} \quad (9)$$

Das Leistungsspektrum im Basisband am Regenerator in Funktion des Eingangs-Signalspektrums ist $S_i(f)$. Nach der Demodulation mit dem kohärenten Träger wird daraus

$$S_r(f) = |H(f)|^2 S_i(f) \quad (10)$$

Da wir zunächst von Deltapulsen am Eingang ausgehen, ist

$$S_i(f) = 1 \quad (11)$$

und damit

$$S_r(f) = |H(f)|^2 \quad (12)$$

Wenn nun, wie es in der Praxis meistens der Fall ist, von Rechteckpulsen (NRZ) ausgegangen wird, muss die Übertragungsfunktion entsprechend modifiziert werden, damit das zweite Nyquist-Kriterium am Regenerator erfüllt ist.

Mit $S_i(f) = P(f)$ nach Gl. (3) erhält man

$$S_r(f) = |H(f)|^2 \cdot \frac{1}{|H_k(f)|^2} \cdot S_i(f) \quad (13)$$

womit wiederum das Resultat von Gl. (12) erreicht wird. Die Korrektur wird dabei meistens im Sendeteil durch die sogenannte $\sin(x)/x$ -Kompensation mit $|H_k(f)|^2 = 1/P(f)$ realisiert.

3.2 Nebenkannalselektion

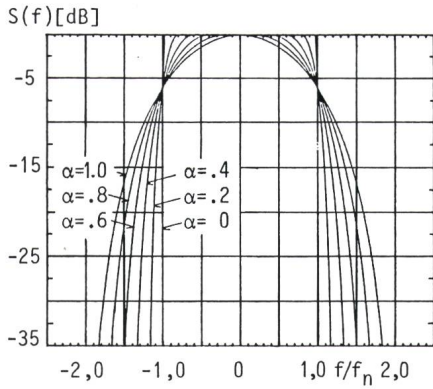
Für die spektrale Effizienz im Frequenzraster ist neben den Antenneneigenschaften und den Ausbreitungsstatistiken besonders die Nebenkannalunterdrückung im Empfänger von Bedeutung. Aus dem Spektrum $S_s(f)$ (Senderausgang) und der Filterfunktion $H_c(f) = \sqrt{H(f)}$ (Empfängerfilterung, bis zum Regenerator) lässt sich die Störleistung $P(f_d)$ in Funktion des Kanalabstandes f_d für einen einzelnen Nebekanal berechnen. Unter der Annahme, dass ein Störkanal einem Rauschsignal gleichzusetzen ist, ergibt sich die Störleistung

$$P_i(f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} |H_c(f)|^2 S_s(f - f_d) df \quad (14)$$

4. Kommentare zu den Beispielen

Leistungsspektren, Filterfunktionen sowie Einzelpulsverläufe und Augen-diagramme am Regenerator wurden für die verschiedenen Modulationsarten berechnet, unter Anwendung der Formeln für den Kosinusflankentyp. Im Frequenz- sowie im Zeitbereich wurde je eine normierte horizontale Skala angewandt. Im Frequenzbereich wird die Nyquist-Frequenz f_n definiert nach den Gleichungen (2) und (4). Referenzdaten in bezug auf Richtfunksysteme mit CCITT-Übertragungsraten sind in Tabelle I angegeben.

Die Spektren und Filterfunktionen, die am Regenerator auftreten, werden in den Darstellungen wiederum auf das Basisband bezogen. Der symmetrische Teil für negative Frequenzen wurde aus Gründen der Analogie des trägermodulierten Signals beibehal-



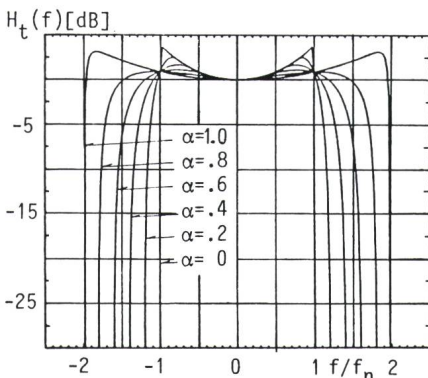
Figur 5 PSK- und QAM-Leistungsspektren am Regenerator

ten. Im Zeitbereich entspricht eine Zeiteinheit (UI , Unit Interval) einer Symbolperiode, d.h. $UI = T_s = 1/f_s = 1/2f_n$.

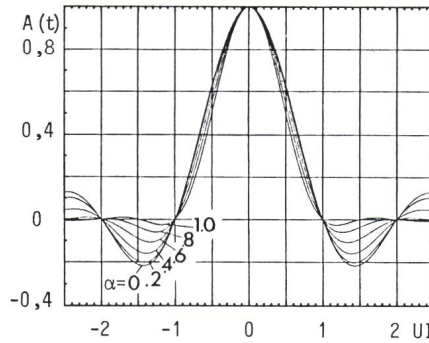
Spektrn für Pulssequenzen nach dem zweiten Kriterium (Cosinusflanke): In der Figur 5 sind die Cosinusflankenspektren dargestellt, mit verschiedenen α -Faktoren am Regenerator (Basisband). Die 3-dB-Bandbreite der Spektren ändert nur wenig mit α , jedoch nimmt die Flankensteilheit mit kleineren α stark zu.

Filterfunktionen, Cosinusflanke: Die Darstellung nach Figur 6 zeigt die Filterfunktionen im Sender (mit $\sin x/x$ -Kompensation) unter der üblichen Annahme, dass am Modulator von Rechteckpulsen ausgegangen wird. Die mathematische Formulierung entspricht jener von Abschnitt 3.1. Es wird angenommen, dass die Filterung im übrigen im Sendeteil gleich ist wie im Empfangsteil.

Nyquist-Einzelpulse: Figur 7 zeigt den Verlauf von Einzelpulsen am Regenerator im Zeitbereich. Die Bedingungen des zweiten Kriteriums sind erfüllt, denn für sämtliche α -Werte verläuft der Puls so, dass im Abtastpunkt ein Maximum auftritt und in den entsprechenden, um ganze Einheitsintervalle verschobenen Abtastpunkten



Figur 6 PSK- und QAM-Filterfunktionen



Figur 7 Nyquist-Einzelpulse
 UI Unit Interval

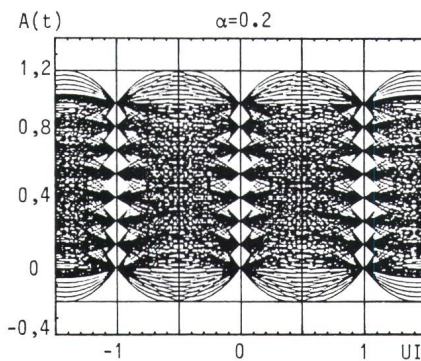
durch Nullstellen eine Intersymbolinterferenz vermieden wird. Bei $\alpha = 0$ tritt die stärkste Überschwingtendenz auf.

Augendiagramm 64QAM: Das Augendiagramm (Darstellung von Pulstransienten) wird dargestellt für $\alpha = 0,2$ für eine der beiden achtstufigen Komponenten der 64QAM-Modulation (Fig. 8). Die Figur zeigt die Überlagerung einer Vielzahl von möglichen Pulstransienten, wie sie in der Praxis auch oszillographisch darstellbar ist.

Nebenkandämpfung am Regenerator: Unter der Annahme einer Aufteilung der Übertragungsfunktion zu gleichen Teilen im Sender und im Empfänger sowie variablem Parameter α der Cosinusflanke wurde nach Gl. (14) die theoretische Übersprechdämpfung bezüglich eines Nebenkansals berechnet (Fig. 9). Dabei ist f_d der relative Frequenzabstand des Nebenkantägers.

5. Verzerrungen der Übertragungsfunktion und Korrekturmöglichkeiten

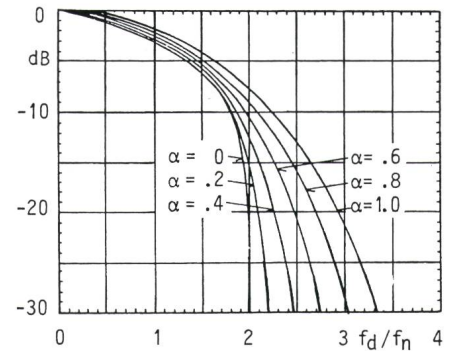
Auf längeren Wellenausbreitungspfaden können sich temporär ungünstige Ausbreitungsbedingungen ergeben, welche sich z.B. als Signalschwund am Empfänger bemerkbar machen.



Figur 8 Augendiagramm 64 QAM

8-Stufen-Pulstransienten am Eingang des I- bzw. Q-Regenerators

UI Unit Interval



Figur 9 Nachbarkanalunterdrückung am Regeneratoreingang

f_d Abstand der Nachbarträgerfrequenz zur Nutzträgerfrequenz
 f_n Nyquistfrequenz
 α Nyquistflankenfaktor

stige Ausbreitungsbedingungen ergeben, welche sich z.B. als Signalschwund am Empfänger bemerkbar machen. Neben dem möglichen Schwund durch Starkregen, der bei Frequenzen unter 10 GHz meist eine untergeordnete Rolle spielt, muss auf längeren Teilstrecken vor allem der Schwund durch sogenannte Mehrwegausbreitung berücksichtigt werden. Bei Breitbandkanälen ist dabei nicht nur der Pegelschwund selbst, sondern auch die dispersive Verzerrung des Kanals durch Selektivschwund zu berücksichtigen, welche ohne spezielle Vorkehrungen zu Übertragungsfehlern führen kann.

Zu einer weitgehenden Reduktion der erwähnten Schwundeffekte sowie der linearen Kanalverzerrungen sind heutige Richtfunkgeräte neben Diversitysystemen (Frequenz- oder Raumdiversity) mit adaptiven Entzerrern ausgerüstet [3]. Durch Anwendung solcher Zusatzsysteme sind die Breitband-Richtfunkverbindungen der PTT (140 Mbit/s pro Richtkanal) mit den zur digitalen Übertragung massgebenden Qualitäts- und Verfügbarkeitsforderungen des CCITT kompatibel. Die Teilstreckenlängen liegen dabei durchschnittlich bei etwa 70 km sowie maximal bei etwa 100 km.

Bibliographie

- [1] R.A. Linke and P.S. Henry: Coherent optical detection: A thousand calls on one circuit, IEEE Spectrum, February 1987, pp. 52...57.
- [2] W. Guggenbühl: Von der analogen zur digitalen Signalverarbeitung. Bull. SEV/VSE 77(1986)11, S. 606...612.
- [3] K. Leuenberger: Digital Radio Systems Examined—Part I: General State of the Art, Part II: Modulation and Transmission Characteristics, Microwave Systems News and Communications Technology, Jan. 86, pp. 81...92, Feb. 86, pp. 131...143.