

Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 62 (1984)

Heft: 3

Artikel: Aufbau und Eigenschaften von digitalen Richtfunkgeräten mit PSK- und QAM-Modulation

Autor: Leuenberger, Kurt

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-875777>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 12.01.2026

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

Aufbau und Eigenschaften von digitalen Richtfunkgeräten mit PSK- und QAM-Modulation

Kurt LEUENBERGER, Bern

Zusammenfassung. Der Autor behandelt neben dem grundsätzlichen Aufbau eines modernen digitalen Richtfunkgerätes die prinzipiellen Eigenheiten der im terrestrischen Richtfunk vor allem verwendeten PSK- und QAM-Modulationen. In beiden Modulationsarten geschieht die Detektion mit einem Referenzträger, der im Empfänger regeneriert wird. Im Unterschied zur PSK erfolgt bei QAM neben einer Phasen- auch eine Amplitudenmodulation. QAM soll in naher Zukunft auch im digitalen Fernverbindungsnetz der PTT für die 140-Mbit/s-Übertragung eingesetzt werden. Mögliche Übertragungsverzerrungen, deren Ursachen und Elimination, z. B. durch Anwendung adaptiver Entzerrerschaltungen, werden schliesslich diskutiert. (Ein später erscheinender Artikel wird besonders den übertragungstechnischen Aspekten und der erreichbaren spektralen Effizienz von digitalen Richtfunksystemen gewidmet.)

Architecture et propriétés d'équipements hertziens numériques fonctionnant en modulation PSK et QAM

Résumé. Outre les questions fondamentales d'architecture d'un équipement hertzien numérique moderne, l'auteur décrit les principales propriétés des modulations PSK et QAM utilisées pour les liaisons hertziennes terrestres. Dans les deux genres de modulation, la détection s'effectue avec une porteuse de référence qui est régénérée dans le récepteur. Contrairement au système PSK, le procédé QAM combine la modulation de phase et la modulation d'amplitude. Dans un proche avenir, la modulation QAM sera aussi utilisée dans le réseau interurbain numérique des PTT pour les transmissions à 140 Mbit/s. L'article traite aussi d'éventuelles distorsions de transmission, de leurs causes et de leur suppression, notamment par l'emploi d'égaliseurs-adaptateurs. (Un article qui paraîtra ultérieurement sera plus particulièrement réservé aux aspects de la technique de transmission et à l'efficacité spectrale réalisable dans les systèmes à faisceaux hertziens numériques.)

Struttura e caratteristiche di impianti digitali per ponti radio con modulazioni PSK e QAM

Riassunto. L'autore, oltre a descrivere la struttura di base di un moderno impianto digitale per ponti radio, tratta le caratteristiche di principio delle modulazioni PSK e QAM impiegate soprattutto per le trasmissioni su ponti radio terrestri. Nei due tipi di modulazione la rivelazione è effettuata da una portante di riferimento rigenerata nel ricevitore. La modulazione QAM, oltre a modulare la fase, modula anche l'ampiezza, cosa che non avviene nella modulazione PSK. In un prossimo futuro la modulazione QAM dovrebbe essere utilizzata nella rete interurbana digitale delle PTT per la trasmissione a 140 Mbit/s. Infine, l'autore tratta le possibili distorsioni, l'origine delle stesse e la loro soppressione p. es. con l'applicazione di circuiti correttori d'adattamento. (Un articolo dedicato in particolare agli aspetti trasmissivi e all'efficienza di spettro raggiungibile di sistemi digitali per ponti radio è in preparazione.)

1 Einleitung

Im Rahmen der Digitalisierung der Übertragungsnetze der PTT für das Integrierte Fernmeldesystem (IFS) ist auch die Bereitstellung digitaler Netze auf der Basis des terrestrischen Richtfunks erforderlich. Dies hat unter anderem auf dem Gebiet der Richtfunkgeräte zu neuen Aspekten der Gerätetechnik geführt.

Im Gegensatz zum Satellitenfunk ist beim terrestrischen Richtfunk die Übertragungsstrecke sehr viel kleiner; eine gewisse Antennengrösse darf beim terrestrischen Richtfunk aus Interferenzgründen nicht unterschritten werden. Damit ist mit einem geringen Kostenaufwand eine entsprechende Leistungsmarge erreichbar, die bereits bei heutigen Systemen als Reserve bei Ausbreitungsschwund Verwendung findet. Die Leistungsmarge wird z. B. ausgedrückt im vorhandenen Signal/Geräusch-Verhältnis S am Empfänger. Ein Teil der vorhandenen Marge lässt sich allerdings auch unter Anwendung der Formel nach *Shannon*

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

zur Reduktion der Bandbreite B bei gegebener Kapazität C oder umgekehrt ausnützen. Genauer gesagt kann bei gegebener Kanalkapazität demnach die Bandbreite B des Übertragungskanal theoretisch umgekehrt proportional zum Logarithmus der Leistungsreserve reduziert werden, solange der Wert von S bedeutend über 1 (entsprechend 0 dB) liegt. Signalcodierungen, die

hohe spektrale Effizienz zur Folge haben, sind seit längerer Zeit bekannt und führen zu Modulationsprinzipien, mit denen je Übertragungstakt ein Informationsgehalt von mehreren Bits übertragen werden kann.

Eine der einfachsten digitalen Modulationsarten, die 2-PSK-(phase-shift-keying- oder Phasentastung-)Modulation, entsteht durch Multiplikation des NRZ-(non-return-to-zero-)Signals im Basisband mit einem Träger-signal, z. B. durch Anwendung eines Ringmodulators. Das Resultat ist ein Modulationsspektrum, das grundsätzlich dem Original-Basisbandspektrum gleicht, jedoch symmetrisch angeordnet ist zur unterdrückten Trägerfrequenz (AM-Modulation mit unterdrücktem Träger).

Bei einer 4-PSK-Modulation werden zwei um 90 Grad phasenverschobene Träger mit separaten Datenströmen moduliert. Die beiden Modulationen sind grundsätzlich als unabhängige Signale zu betrachten. Es ergibt sich demzufolge eine Verdoppelung der Übertragungsrate bei gegebener Bandbreite.

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

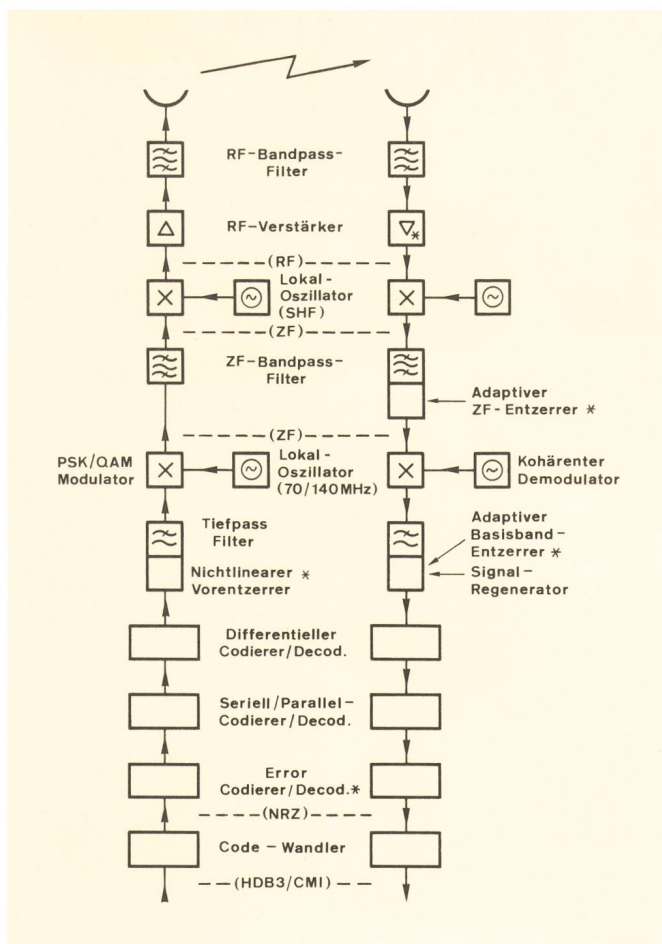


Fig. 1
Blockdiagramm eines digitalen Richtfunktellers-Empfängers mit PSK/QAM-Modulation
* Optionen

2 Systemaufbau eines digitalen Richtgerätes

Der grundsätzliche Aufbau eines digitalen Richtfunkgerätes ist in *Figur 1* dargestellt. Es zeigt in blockschematischer Form die in diesem Abschnitt beschriebenen Funktionsgruppen. Die Reihenfolge der Signalverarbeitung im Basisband kann zum Teil vertauscht werden.

21 Basisband-Signalverarbeitung (Codierung/Decodierung)

211 Leitungscode Decodierer/Codierer

Die geltende internationale Norm für die Codierung digitaler Signale an externen Systemschnittstellen ist die CCITT-Empfehlung G.703. Sie gilt für sämtliche in der Richtfunkübertragung vorgesehenen Datenraten von 2, 8, 34 und 140 Mbit/s. Die Norm der Basisbandschnittstellen ist mit jener der leitergebundenen Übertragung identisch.

Die verwendeten Code-Typen sind besonders für die Basisbandübertragung ausgerichtet. Der HDB-3-Code (high density bipolar) lässt drei, der bei 140 Mbit/s verwendete Typ CMI (coded mark inversion) zwei Stufen zu.

In messtechnischen Simulationen wird bei digitalen Übertragungssystemen, ähnlich wie in der Analogtechnik, ein Rauschsignal verwendet. Im digitalen Fall wird dieses durch eine rückgekoppelte Schieberegisterschaltung erzeugt.

Das Ausgangssignal besteht aus einer definierten Sequenz mit grosser Länge (bei N Bits: $2^N - 1$, z. B. $N = 23$). Das Leistungsspektrum dieser sogenannten Pseudozufallssequenz (engl. PRBS, pseudo-random binary sequence) entspricht praktisch jenem eines ideal zufälligen Signals. Das PRBS-Signal wird normalerweise mit binärer Logik, das heisst im NRZ-Code erzeugt. Das Signalspektrum dieser Pseudozufallssequenz entspricht grundsätzlich jenem eines Einzelpulses der Sequenz (unkorrelierte Pulsreihe).

Durch die Umcodierung einer solchen Sequenz in einen der angegebenen Leitungscode entsteht eine gewisse innere Korrelation. Als Folge ergibt sich eine modifizierte Form des Leistungsspektrums gegenüber jenem der entsprechenden NRZ-Sequenz.

212 Scrambler/Descrambler

In einer Übertragungssequenz kann normalerweise nicht unter allen Umständen mit unkorrelierten Signalen gerechnet werden. Ein typisches Beispiel für eine Bitsequenz mit extrem starker innerer Korrelation ist die AIS-Sequenz (all-one sequence oder alarm indication sequence), die als Ersatzträger bei ausfallendem Signal gesendet wird. Da dieses Signal aus lauter Eins-Werten besteht, kann die Taktregeneration nicht mehr stattfinden (siehe 2412). Ein sogenannter Scrambler dient deshalb dazu, die ankommende Bitsequenz mit einer periodischen Bitsequenz so zu modulieren, dass sich das Leistungsspektrum in praktisch jedem Fall nicht mehr von jenem einer idealen Zufallssequenz unterscheidet.

Zusammengefasst dient der Scrambler mindestens zwei Zwecken:

- Umformung von langen Sequenzen mit gleichen Bits in solche mit wechselnder Polarität. Die Wahrscheinlichkeit, dass am Ausgang des Scramblers monotone Bitsequenzen entstehen, kann damit auf ein vernachlässigbares Mass gebracht werden (Transparenz der Übertragung).
- Das Leistungsspektrum wird auch bei Übertragung von Bitsequenzen mit kurzer Periodizität ähnlich jenem einer PRBS, also quasi-kontinuierlich.

Wirkungsweise des Scramblers:

- Der resultierende spektrale Linienabstand entspricht der Periodizität der PRBS des Scramblers. Bei N Schieberegisterstufen ergibt sich ein Linienabstand Δf von

$$\Delta f = \frac{f_b}{2^N} \quad (2)$$

- Der Descrambler führt eine analoge, aber im Resultat umgekehrte Operation durch.

213 Differentieller Codierer/Decodierer

Modulationstheoretische Betrachtungen zeigen, dass PSK- oder QAM-Signale optimal mit einem kohärenten Träger demoduliert werden (minimal notwendiges Signal-Rausch-Verhältnis bei gegebener Fehlerquote).

Dabei ist es allerdings notwendig, den Träger im Empfänger phasenrichtig zu regenerieren. Wie in 2411 erwähnt, ist dazu im einfachsten Fall eine Quadrierung des

zu detektierenden Signals notwendig. Die darauf folgende Frequenzteilung führt jedoch zu einer Mehrdeutigkeit der Phase um $\pm\pi$. Diese wird durch eine sogenannte differentielle Codierung vermieden.

214 Codierer/Decodierer zur Fehlerreduktion

Grundsätzlich ergeben sich Möglichkeiten, den übertragenen Bitstrom mit einer speziellen Codierung zur Fehlerreduktion zu versehen, wobei normalerweise ein kleiner Prozentsatz an Zusatzbits erforderlich ist. Nach der Demodulation kommt so eine Fehlerdetektion sowie eine Korrektur zustande.

Allerdings lohnt sich bei Richtfunkübertragungen der Aufwand mindestens heute noch nicht, da sich eine Verbesserung des Systemwertes, falls notwendig, auf günstigere Art erreichen lässt.

Fehlerkorrigierende Codes sind ausserdem nur bei gaußscher Fehlerverteilung anwendbar. Diese kann aber z. B. bei Mehrwegschwund nicht vorausgesetzt werden.

215 Serie-Parallelcodierer (und umgekehrt)

Diese Art Codierer wird benützt, um eine gegebene Bitsequenz in zwei getrennte Bitströme zu verwandeln, wie sie in den hier erwähnten Modulationsarten verwendet werden, die mit zwei separaten, orthogonalen Modulationen arbeiten. Die Operationen sind durch integrierte Logikschaltungen zu bewerkstelligen.

216 Mehrstufencodierer/-decodierer

Bei den Modulationsarten 8 PSK, 16 QAM und 64 QAM bedient man sich je orthogonalen Träger einer Mehrstufenmodulation. Es gibt schaltungstechnisch eine Vielzahl von Methoden, diese Modulationen zu verwirklichen. Grundsätzlich muss aber je orthogonalen Träger der digitale Datenstrom in einen Code mit mehr als zwei Stufen umgewandelt werden. Wie aus *Figur 2* ersichtlich ist, erfordern z. B. 16 QAM zwei vierstufige und 64 QAM zwei achtfstufige Modulationen. Die Umwandlung geschieht somit in diesen Fällen durch je einen 2- bzw. einen 3-Bit-D/A-Wandler.

22 Modulatoren

221 4-PSK-Modulation (Quadratur-Phasenmodulation, QPSK)

Bei 4 PSK (Fig. 2a) sind die vier vorgesehenen Vektorpositionen um je 90 Grad phasenverschoben angeordnet. Die Modulation kann zum Beispiel durch Schaltung diskreter Verzögerungen erreicht werden. Eine andere Methode, die als 4-QAM-Modulation bezeichnet werden kann, besteht aus der 2-PSK- oder der 2-ASK-(amplitude-shift-keying-)Modulation von zwei orthogonalen Trägern und deren Überlagerung. Diese zweite Methode wird heute vor allem in modernen Geräten angewendet. Durch die Orthogonalität beider Träger entstehen zwei unabhängige Signale, deren Spektren sich ebenfalls überlagern und deren Leistungen sich somit addieren lassen. Als Folge davon ergibt sich bei der Überlagerung

der beiden identischen Spektren keine Änderung der Form, jedoch eine Verdoppelung der spektralen Leistung.

Falls bei der 4-PSK sämtliche Übergänge zwischen den Vektorpositionen — auch Nulldurchgänge — zugelassen werden, ergeben sich starke Amplitudenschwankungen. Durch Sender-Nichtlinearitäten können so Signalverzerrungen entstehen, die sich z. B. auch in einer Verbreiterung des Leistungsspektrums besonders im Bereich der Seitenzipfel äussern.

Die Ansprüche an die Senderlinearität können verringert (und damit die Leistungseffizienz erhöht) werden, wenn man 180°-Phasensprünge vermeidet. Dazu gibt es zwei Methoden:

1. Verschiebung der Modulation der beiden orthogonalen Träger gegeneinander um eine halbe Symbolperiode. Es besteht in diesem Fall keine Notwendigkeit einer speziellen Signalcodierung. Die Modulation wird in diesem Fall als OQPSK (offset-QPSK) bezeichnet.
2. Spezielle Signalcodierung, die keine zusätzliche Offsetmodulation erfordert. Eine entsprechende Signalformung oder -filterung ermöglicht zudem, die Übergänge theoretisch exakt auf der Kreisperipherie zu halten, auf der die Vektorpositionen liegen. Diese Modulationsart nennt sich MSK (minimum shift keying). Als Nachteil dieser Modulationsart ergibt sich eine Verbreiterung der spektralen Leistungsdichte von etwa 20 %.

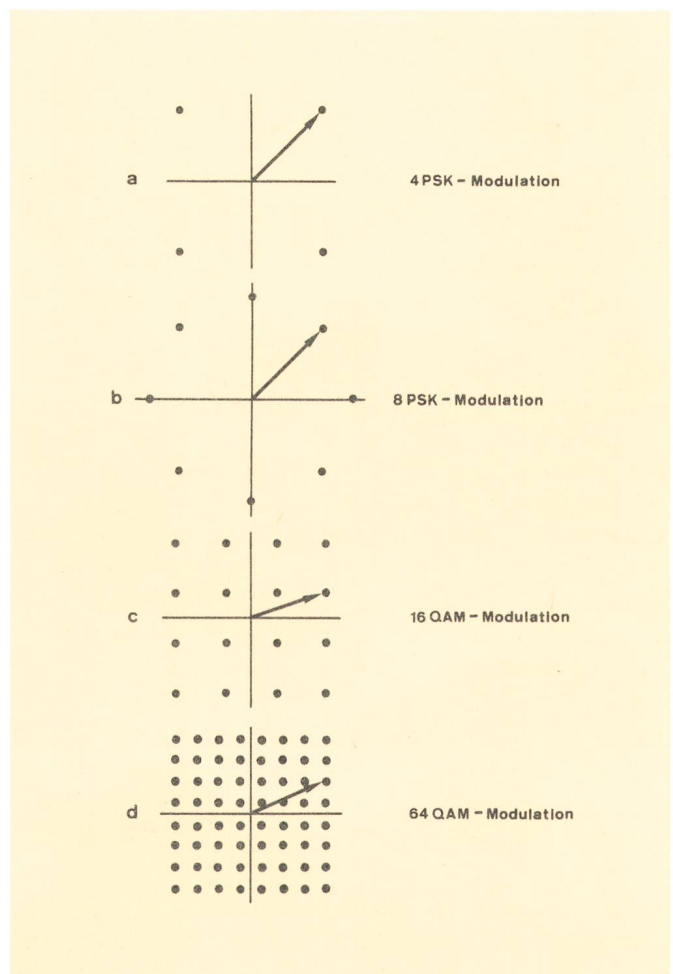


Fig. 2
Phasenvektordiagramme für PSK/QAM-Modulationsarten

Die 4-PSK-Modulation ist schaltungstechnisch verhältnismässig einfach zu verwirklichen. Die Breite des Übertragungsspektrums ist, wie erwähnt, dabei bereits halb so gross wie bei der noch einfacheren 2-PSK-Modulation, die in der terrestrischen Richtfunkübertragung wegen ihres beträchtlichen Bandbreitebedarfes kaum mehr in Betracht kommt. In nächster Zukunft wird 4 PSK vor allem bei kleineren Übertragungsraten von 2, 8 und 34 Mbit/s zur Anwendung gelangen. Raten von 2 Mbit/s werden 4-PSK-moduliert, z. B. zusammen mit einem Basisband-TV-Signal über FM-960-Anlagen übertragen (DAV-Modems: data above video), 8- und 34-Mbit/s-Raten über einen 4-PSK-modulierten Einzelträger.

222 8 PSK-Modulation

Wie Figur 2b zeigt, wird bei dieser Konfiguration die Anzahl der möglichen Vektorpositionen verdoppelt. Man kann eine 8 PSK-Modulation wiederum durch Ein-/Aus-schalten entsprechender Phasenverzögerungen generieren, es ist aber auch hier möglich, die QAM-Methode mit entsprechender mehrstufiger Signal-Vorcodierung und anschliessender Trägermodulation anzuwenden.

Heute wird diese Modulationsart im Ausland vor allem bei Geräten mit 90 Mbit/s (USA, Kanada) und mit 140 Mbit/s (Europa) verwendet, zum Teil auch für 2×34 Mbit/s. Sie bietet, wie noch gezeigt wird, eine etwas höhere spektrale Effizienz als die 4-PSK-Modulation. Allerdings nähert man sich damit bereits der Grenze der Effizienz der M-PSK-Modulation. Eine optimalere Ausnutzung der komplexen Ebene in bezug auf den vektoriellen Abstand der Signale erreicht man mit QAM-Modulation.

223 QAM-Modulation

Bei diesen Modulationsarten (Fig. 2c und 2d) werden zwei orthogonale (genau um 90° phasenverschobene) Träger mit zwei separaten zweistufigen (4 QAM) oder mehrstufigen (M-QAM) Datenströmen multipliziert. Bei den meisten Anwendungen sind die beiden Datenströme synchronisiert. Im Prinzip kann zusätzlich eine Offsetmodulation angewandt werden.

Eine M-QAM-Modulation kann z. B. mit zwei Ringmodulatoren, bekannt als DBM (double balanced mixers), und entsprechenden Mehrstufenmodulationen an den Eingängen (je vierstufig bei 16 QAM, je achtstufig bei 64 QAM) erzeugt werden. Mit einer 16-QAM-Modulation wird beispielsweise der komplexe Vektorbereich in bezug auf Amplitude und Phase besser ausgenutzt als mit einer 16-PSK-Modulation.

23 ZF- und RF-Teile

231 ZF-RF-Ausgangsstufen

Gegenüber den Ansprüchen der heute in Betrieb stehenden FM-Geräte ergeben sich für die ZF- und RF-Stufen einige neue Aspekte. Der vielleicht wichtigste betrifft deren Linearität. Die höchsten Ansprüche an die Linearität stellen naturgemäss die Systeme mit M-QAM-Modulation, besonders für hohe Werte von M. In diesen Fällen sind die Signalvektordifferenzen sehr klein, so dass nur eine sehr minime Verzerrung der Übertragungsfunktion toleriert werden kann.

Bei PSK-Modulation ist zu berücksichtigen, dass während der Übergänge von einem Vektorstatus zum andern ebenfalls eine gewisse Amplitudenvariation auftritt, die zum Teil von der Signalcodierung wie auch von der gewählten Filterung abhängt (dies wird in einem später erscheinenden Artikel behandelt).

Moderne Mikrowellen-Halbleiterverstärker mit GaAs-FET besitzen in bezug auf Verzerrungen gute Eigenschaften, jedoch ist deren Ausgangsleistung im Bereich über etwa 6 GHz noch auf einige Watt beschränkt. Für höhere Leistungen müssen Wanderfeldröhren (TWT) verwendet werden, die jedoch weniger vorteilhafte Eigenschaften bezüglich Linearität besitzen.

232 RF-ZF-Eingangsstufen

Die Eingangsstufen eines digitalen Richtfunkgerätes müssen praktisch dieselben Anforderungen erfüllen wie in der Analogtechnik. Die höchsten Anforderungen werden wiederum bei der Übertragung von 8 PSK, 16 QAM und 64 QAM gestellt. Bei diesen Modulationsarten nimmt, in aufsteigender Reihenfolge, das erforderliche Signal/Geräusch-Verhältnis zu. Demzufolge ist der dynamische Bereich nach unten eingeschränkt. Ausserdem muss berücksichtigt werden, dass mit diesen Modulationsarten die Übertragung höherer Datenraten vorgesehen ist (Fernnetz). Als Folge ergeben sich kleinere Dynamikreserven und höhere Ansprüche an die Empfindlichkeit der RF-Eingangsstufe.

24 Demodulation

Die Demodulationsschaltung im digitalen Richtfunkempfänger ist vielleicht die wichtigste und kritischste im ganzen Übertragungssystem. Die gesamte Übertragungskette ist im Prinzip darauf ausgerichtet, an der Detektionsschwelle im Regenerator eine Pulssequenz zu erzeugen, die möglichst frei ist von internen (z. B. Inter-symbol-) wie auch externen (Rauschen, Nebkanal-) Störungen. Eine ausgezeichnete Stabilität dieser Schaltung ist absolut notwendig. Eine optimale Detektion muss sowohl bei extremen klimatischen Verhältnissen als auch beim Altern des Gerätes gewährleistet sein.

241 Demodulationsprinzipien

2411 Trägerregeneration

Die PSK- und die QAM-Modulationen werden im allgemeinen kohärent demoduliert, das heisst, im Demodulationsprozess wird der Vektorstatus (Amplitude und Phase) des Modulationssignals mit demjenigen des Trägers verglichen. Da im ankommenden Modulationssignal der Träger nicht vorhanden ist, muss er allerdings zuerst daraus reproduziert werden. Für reine Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger 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 50er Jahren im Zusammenhang mit der kohärenten

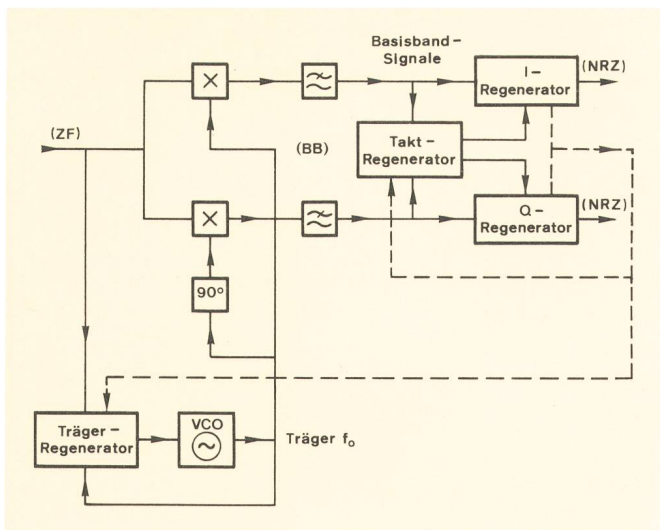


Fig. 3
Prinzipschema, Träger-, Takt- und Signalregeneration bei einem Richtfunkempfänger mit M-QAM-Modulation

Detektion von AM-Sprachübertragung mit unterdrücktem Träger dargelegt. Inzwischen ist das Demodulationsprinzip mit Zusätzen versehen worden und wird entsprechend auch für M-PSK und M-QAM verwendet (Fig. 3).

Wichtig in der praktischen Anwendung ist die Erfüllung folgender Kriterien:

- Eine saubere Regeneration des Trägers muss auch bei sehr kleinem Signal/Geräusch-Abstand, z. B. bei BER $< 10^{-2}$, möglich sein. Das heisst, die Synchronisation 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 ist das Signal im Basisband erhältlich. Hier muss im allgemeinen noch eine letzte Filterung stattfinden, damit die Übertragungsfunktion über Sender und Empfänger die im Folgeartikel diskutierten *Nyquist*-Bedingungen erfüllt.

2412 Taktregeneration (Clock)

Die Regeneration des Taktes kann ähnlich stattfinden wie die des Trägers. Aus Gründen der Einfachheit kommt hier vor allem die Quadriermethode 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 ist es von Vorteil, dass das regenerierte Signal möglichst frei von Jitter ist, andererseits sollte allfälliger auf der Modulation vorhandener Jitter möglichst eine minimale Reduktion der Empfindlichkeit des Regenerators bewirken.

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

Sonst verlagert sich das Problem der Jitterverträglichkeit hauptsächlich auf diese Reduzierschaltung, die allfälligen Jitter von der Anschlussseite her reduzieren muss.

Im übrigen sind die Jitterspezifikationen durch die bereits in 21 erwähnten Bestimmungen von CCITT, Rec. G.703, international festgelegt.

2413 Regeneration des Signals

Das Ausgangssignal des Takt-PLL wird schliesslich dazu benützt, eine Abtastschaltung (sample and hold) zu triggern, die die Basisbandpulsformen im optimalen Zeitpunkt abtastet. Im allgemeinen sind die Signalsequenzen der beiden orthogonalen Modulationen synchronisiert (Fig. 3). Es ist demzufolge meistens keine separate Taktregeneration notwendig.

3 Übertragungsverzerrungen und Entzerrer

Die Übertragung ohne Intersymbolinterferenz ist nur bei strikter Erfüllung der sogenannten Nyquist-Kriterien gewährleistet. Die durch diese Kriterien definierte Übertragungsfunktion $|H(f)| \exp j\varphi(f)$ setzt sich unter normalen Bedingungen vor allem aus der Sender- und der Empfängerfilterung zusammen. In der Praxis ergeben sich mehr oder weniger grosse Abweichungen von der idealen Übertragungsfunktion, einerseits durch nicht-ideale Filtereigenschaften in den Geräten selbst, andererseits durch meist temporäre Verzerrungen, verursacht durch Ausbreitungseffekte.

31 Arten und Quellen von Übertragungsverzerrungen

Die auftretende Gesamtverzerrung kann in folgende Einzelklassen aufgeteilt werden:

– *Lineare Verzerrungen des Amplituden- und Phasenganges*

- a) Verzerrungen des Sollwertes der Übertragungsfunktion $H(f)$ (Amplitudengang):

$$\Delta g(f) = \left| \frac{H_{\text{eff}}(f)}{H(f)} \right| \quad [\text{dB}] \quad (3)$$

$H_{\text{eff}}(f)$: Effektiv vorhandene Übertragungsfunktion vom Sender zum Empfängerregenerator.

- b) Verzerrungen der Gruppenlaufzeit von $H(f)$:

$$\Delta t(f) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{df} (\varphi_{\text{eff}}(f) - \varphi(f)) = \tau_{g \text{ eff}}(f) - \tau_g \quad [\text{nsec}] \quad (4)$$

Die Einhaltung der Gruppenlaufzeitbedingung ist wichtig im Bereich der Nyquist-Bandbreite. Der Einfluss von $\Delta t(f)$ nimmt mit dem Abfall von $|H(f)|$ ab. Die Phase $\varphi_{\text{eff}}(f)$ stellt wiederum den vorhandenen Wert dar. Die zweite Darstellung zeigt die direkten Gruppenlaufzeitdifferenzen, wobei τ_g einer Konstanten entspricht.

– *Nichtlineare (amplitudenabhängige) Verzerrungen*

- c) Amplitudenlinearität:

$$\Delta I_a = \frac{d(a_{\text{oeff}} - a_o)}{d a_i} \quad (5)$$

wobei a_{oeff} die effektive Ausgangsamplitude über die Übertragungskette darstellt, a_o die im Idealfall anzustrebende Amplitude und a_i die Eingangsamplitude.

d) Amplituden-Phasenkonversion:

$$\Delta c_{pa} = \frac{d \varphi_{\text{eff}}}{d a_i} \quad (6)$$

Die angegebenen Koeffizienten für die nichtlinearen Verzerrungen werden in der Praxis kaum gemessen oder spezifiziert. Eine einfachere Methode ergibt sich durch Beobachtung der entsprechenden Verschlechterung der Detektionsschwelle.

311 Kommentar

Die *linearen Verzerrungen* des Amplituden- und Phasenganges, sei es im Betrag oder in der Gruppenlaufzeit der Übertragungsfunktion $H(f)$, haben verschiedene Ursachen:

- Bei *nichtidealen Filtern*, besonders im Basisband und im ZF-Bereich, sind sie vor allem vom verwendeten Filterungstyp und -grad abhängig, welche wiederum eine Konsequenz des angestrebten α -Faktors des Kosinusflankenspektrums sind. Darauf wird, wie erwähnt, in einem weiteren Artikel eingegangen. Je enger die notwendige Filterung, desto kritischer die lineare Entzerrung.
- Bei *Reflexionen* in den RF-Weichen, -Leitungen und in den Antennenanlagen nimmt deren Einfluss in bezug auf die linearen Verzerrungen mit höherer Symbolrate zu.
- Bei *temporär irregulär auftretender Wellenausbreitung* werden sich lineare Verzerrungen besonders auf längeren Teilstrecken ($>$ etwa 25 km) bei komplexer Summierung mehrerer Wellenkomponenten ergeben. Amplitude und Gruppenlaufzeit im Übertragungskanal erfahren dadurch mehr oder weniger tiefe selektive Einbrüche oder Überhöhungen.

Die *nichtlinearen Verzerrungen* werden durch nicht-ideale Eigenschaften von Verstärkerendstufen (Wanderfeldröhren oder FET) verursacht. Sie entstehen bei hoher Aussteuerung von Endstufen, besonders bei Modulationsarten mit stark variierender Enveloppe des modulierten Signals.

Allgemein ist zu bemerken, dass sich die verschiedenen Verzerrungsbeiträge um so stärker auswirken, je kleiner die Entscheidungsschwelle im Regenerator, d. h. je höheren Grades die verwendete Modulationsart ist. Eine gewisse Kompensation ergibt sich bei höheren Modulationsarten dadurch, dass die Symbolrate und damit die Übertragungsbandbreite kleiner und der Kanal somit auf dispersive Verzerrungen weniger empfindlich ist.

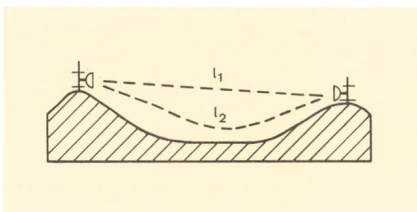


Fig. 4
Mehrwegausbreitung bei Richtfunk: Direkter Weg mit Länge l_1 , Umweg mit Länge l_2

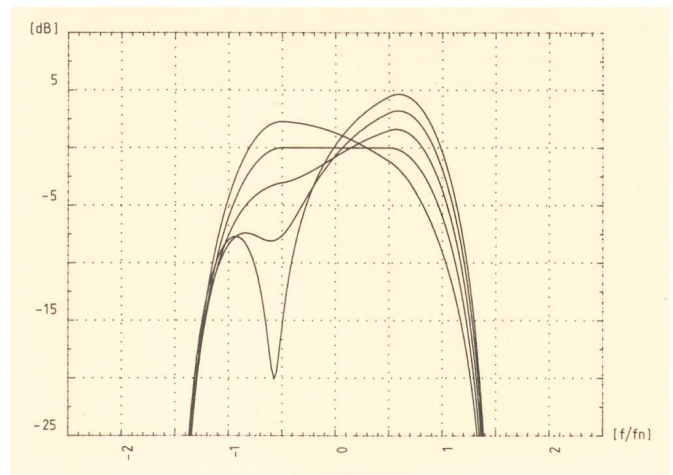


Fig. 5
PSK- und QAM-Leistungsspektren (mit Mehrwegschwund)

Die Verzerrungen wirken sich bei digitaler Übertragung, im Gegensatz zur analogen, nicht als direkte Verschlechterung der Qualität, sondern in einer Verschiebung der Schwelle für eine gegebene Bitfehlerquote BER nach höheren Eingangspegeln aus. Um Ausfälle bei allenfalls auftretenden starken Verzerrungen zu vermeiden, kann eine Reihe von Gegenmassnahmen angewandt werden.

Neben den bereits in den bisherigen analogen Richtfunkanlagen verwendeten Frequenz- und Raum-Diversitätsmethoden stehen im digitalen Richtfunk adaptive Entzerrer zur Verfügung. Der Kanal wird grundsätzlich in zwei Stufen entzerrt. Eine erste findet im Bereich der Zwischenfrequenz statt. Eine zweite Entzerrung kann, falls notwendig, durch Anwendung eines zusätzlichen adaptiven Entzerrers im Zeitbereich verwirklicht werden.

32 Adaptive lineare Entzerrer (adaptive equalizers)

321 Gegebenheiten der Wellenausbreitung

Typisch ergibt sich eine dispersive Verzerrung des Übertragungskanals durch Mehrwegschwund. Dieser entsteht durch komplexe Summierung mehrerer Wellenkomponenten, die die Empfangsantenne mit annähernd gleicher Stärke auf verschiedenen Pfaden erreichen. Der Fall zweier Wellenkomponenten wird in *Figur 4* illustriert. Die effektive Wegdifferenz $\Delta l = l_2 - l_1$ transformiert sich in eine Phasendifferenz $\Delta \varphi = (\Delta l / \lambda) \times 360^\circ$, wobei λ die Wellenlänge bedeutet. Ein maximales Fading ergibt sich bei $\Delta \varphi = 180^\circ$, d. h. bei $\Delta l = \lambda/2$ oder Vielfachen davon. Im Übertragungsspektrum erscheint bei der Frequenz, bei der eine Phasenopposition auftritt, ein selektiver Einbruch. Bei gleicher Phase $\Delta \lambda = 0$ kann sich z. B. bei zwei gleich starken Komponenten eine Erhöhung von 6 dB ergeben.

Beispiele eines durch Mehrwegausbreitung (zwei Komponenten) verzerrten Kanalspektrums einer digitalen Richtfunkübertragung sind in *Figur 5* dargestellt. Dort wird das Verhältnis der Amplituden variiert, jedoch sind die Phasenverhältnisse für die verschiedenen Fälle identisch.

Beim tiefsten der gezeigten Einbrüche im Übertragungsspektrum wäre beispielsweise selektiv eine adaptive

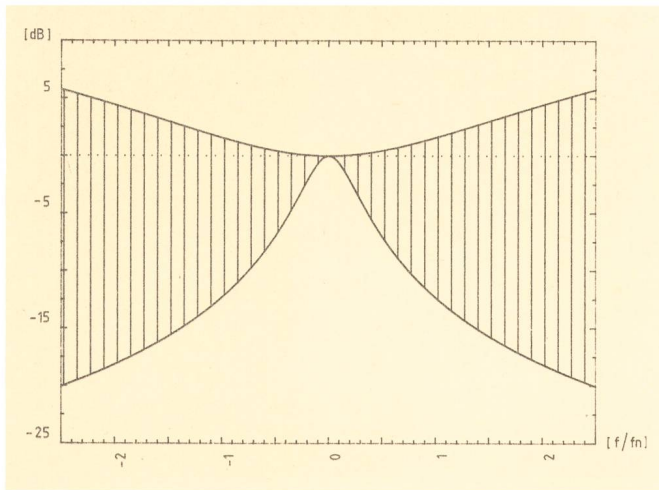


Fig. 6
ZF-Entzerrer-Charakteristiken (bump equalizer)

Amplitudenkompensation von etwa 20 dB notwendig. Bei einer möglichen Kompensation des Vorganges muss berücksichtigt werden, dass der Schwundvorgang dynamisch verläuft und ein Entzerrer auch in dieser Hinsicht hohe Ansprüche erfüllen muss.

322 Adaptive Entzerrer im Frequenzbereich (ZF-Entzerrer)

Amplitudenmässig lassen sich Verzerrungen der Übertragungsfunktion bis zu einem gewissen Grad durch variable Resonanzfilterschaltungen ausgleichen. Die Charakteristiken des Filters erstrecken sich typisch über einen Bereich, der in *Figur 6* angegeben ist. Neben der effektiven Bandbreite des Filters muss auch die Lage der Resonanzfrequenz innerhalb des Kanalbereichs variiert werden können.

Ein ZF-Entzerrer in der Form eines Resonanzfilters (bump equalizer) besitzt allerdings eine gegebene Beziehung zwischen seinem Amplituden- und seinem Phasengang. Damit können nur Verzerrungen mit entsprechenden Charakteristiken kompensiert werden. Ausbreitungsexperimente im schweizerischen Gelände [2, 3] und im Ausland [4] haben gezeigt, dass die Bedingungen für eine Kompensation grossenteils gewährleistet sind. Weitere Freiheitsgrade für eine Korrektur bietet im allgemeinen ein Transversalentzerrer.

323 Adaptive Entzerrer im Zeitbereich

Adaptive Entzerrer mit praktisch beliebigen Freiheitsgraden lassen sich am einfachsten im Zeitbereich, in Form eines Transversalfilters mit variablen Abzweigungskoeffizienten (tap coefficients), verwirklichen. Entzerrer dieser Art werden heute in Geräten mit höheren Bitraten, z. B. 140 Mbit/s, als Zusatz zu einem ZF-Entzerrer angeboten.

Die Restverzerrung eines Richtfunkkanals ist im Basisband etwa daran ersichtlich, dass die Pulsform, wie in *Figur 7* gezeigt, von der idealen Form abweicht. Abweichungen von den im Idealfall zu erwartenden Nulldurchgängen $t = \pm k \cdot T$, $k = 1, 2, 3 \dots$ äussern sich als Störsignale (Intersymbol-Interferenz) bei der Abtastung der Nachbarsymbole.

Die Funktionsweise eines Transversalentzerrers kann anhand des Beispiels von *Figur 8* erklärt werden. Der erste Teil besteht aus dem eigentlichen zweidimensionalen Entzerrer für die beiden orthogonalen I- und Q-Signale. An Vierfach-Analogschieberegistern, die durch die regenerierte Symbolraten-Clock getaktet sind, werden drei taktverschobene Versionen des Empfangssignals gewonnen. Nach einer Multiplikation mit separaten Koeffizienten werden diese sodann in einem Summiernetzwerk addiert. Die Koeffizienten selbst sind optimierte Werte, die im dritten Teil des Netzwerks bestimmt werden. Eine Kompensation des durch I-Q-Übersprechen entstandenen Anteils der Verzerrungen findet in einem anschliessenden Summiernetzwerk statt. An dessen Ausgang ist somit im Idealfall die entzerrte Pulsform vorhanden.

Der zweite Teil des Entzerrers enthält einerseits den eigentlichen Regenerator, der das vierstufige Signal abtastet und den Wert $y(kT)$ speichert, als Wert Y_k . Durch A/D- und D/A-Wandlung des Abtastwertes wird der diskrete Pulswert a_k generiert, der bei fehlerloser Detektion mit dem Wert Y_k übereinstimmt. Die Differenz beider Werte ergibt ein Fehlersignal E_k , das zusammen mit dem aus der A/D-Einheit gewonnenen Vorzeichensignal $\text{sgn}(a[k])$ an den dritten Teil weitergegeben wird.

Der dritte Teil des Entzerrers besteht aus Korrelatoren, in denen die Produkte der Fehlersignale mit den Vorzeichensequenzen gebildet werden. Ohne Signalverzerrungen und bei ideal verwürfeltem Signal sind die Mittelwerte c_{ka} am Ausgang der Tiefpassfilter Null, mit Ausnahme der Koeffizienten c_{0a} . In der Art eines Regelsystems können demnach die sich ergebenden Abweichungen vom Idealzustand zur Optimierung des Übertragungssystems ausgenutzt werden.

33 Nichtlineare Entzerrer

Nichtlineare Verzerrungen nach 231 werden durch die begrenzten Eigenschaften des RF-Leistungsverstärkers in bezug auf Dynamik verursacht. Verzerrungen dieser Art sind besonders bei Modulationsarten mit variabler Amplitude, wie 16 QAM oder 64 QAM, von Bedeutung. Eine Vorentzerrung dieser pegelabhängigen Verzerrun-

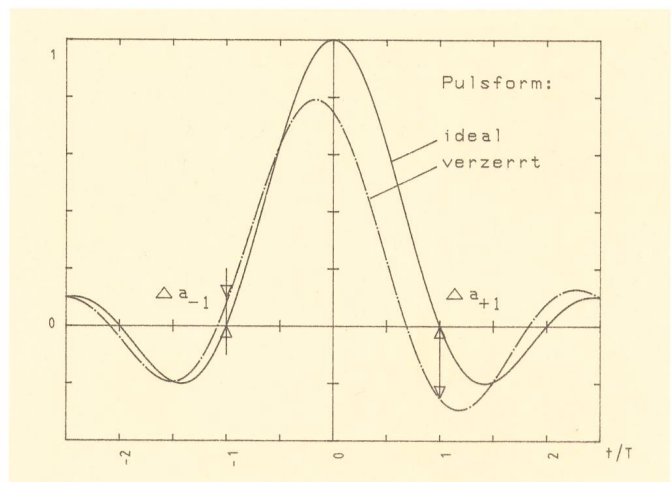


Fig. 7
Intersymbolinterferenz Δa durch Übertragungsverzerrungen der Impulsform

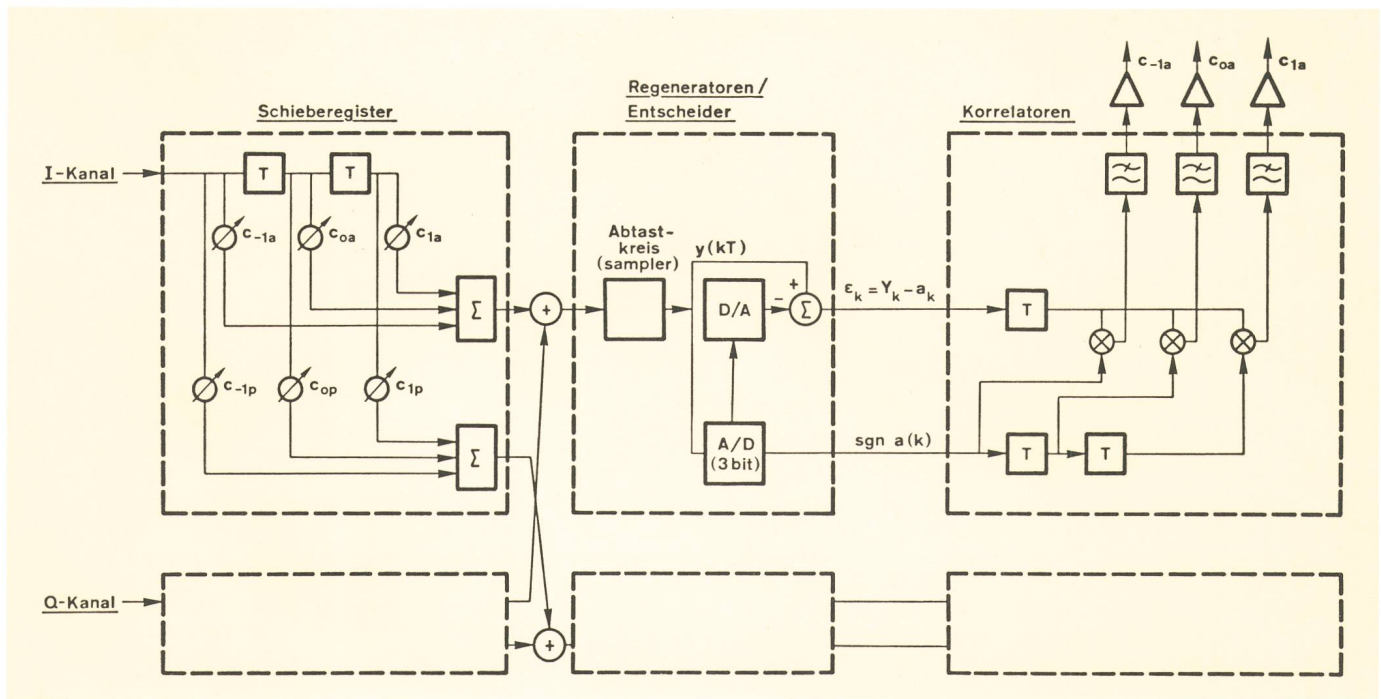


Fig. 8
Blockschaltbild: Adaptiver Basisbandentzerrer (adaptive equalizer)

gen kann durch ein entsprechend nichtlineares Netzwerk bereits vor der Modulation des Signals stattfinden. Ähnliche Methoden werden in den USA bereits bei SSB-Richtfunkgeräten mit grossen Übertragungskapazitäten angewandt, in denen ebenfalls eine hohe Linearität gefordert wird.

4 Schlussbemerkungen

Der Aufbau moderner Richtfunkgeräte unterscheidet sich besonders in den Basisband-, Modulator- und Demodulatorteilen grundlegend von jener bisheriger Analog-FM-Geräte. Der zunehmende Bedarf für grosse Kanalkapazitäten bis zu 140 Mbit/s kann heute mit Geräten erfüllt werden, die gegenüber den bisher bekannten digitalen Modulationsarten 2 PSK und 4 PSK eine verbesserte spektrale Effizienz aufweisen. Gleichzeitig kann die Empfindlichkeit der Übertragung gegenüber Verzerrungen durch Einsatz adaptiver Entzerrer bedeutend vermindert werden.

Experimente haben gezeigt, dass bei Schwundreserven bis zu etwa 33 dB bei 140 Mbit/s-16-QAM-Verbindungen mittlerer Länge der Einfluss von Verzerrungen durch Mehrwegschwund praktisch vernachlässigbar ist, falls adaptive Entzerrung vorgesehen wird. Eine zusätzliche

Verminderung der Ausfallwahrscheinlichkeit um eine oder mehrere Grössenordnungen kann, falls nötig, durch Anwenden von Diversity-Methoden erreicht werden.

Wichtig für das Erreichen einer genügenden Verfügbarkeit und Qualität der Verbindung ist, neben der erwähnten Unempfindlichkeit auf Schwundeffekte, allerdings nach wie vor eine entsprechende Geräteverfügbarkeit (MTBF). Ausserdem muss eine genügende Unempfindlichkeit der Geräte gegenüber Störungen durch äussere Einflüsse (EMV) vorausgesetzt werden.

Bibliographie

- [1] Feher K. Digital Communications, Microwave Applications. Englewood Cliffs, N. Y., 1981.
- [2] Liniger M. Sweep Measurements of the Transfer Function of a RF-channel and its Representation by Polynomials. Bern, Techn. Mitt. PTT 60 (1982) 7, S. 336.
- [3] Liniger M. One Year Results of Sweep Measurements of a Radio Link/Sweep-Messungen eines Richtfunkkanals — Resultate eines Jahres. Bern, Techn. Mitt. PTT 62 (1984) 1, S. 7.
- [4] Effects of Propagation on the Design and Operation of line-of-sight Radio-Relay Systems. CCIR Rep. 784-1. Recommendations and Reports of the CCIR, Geneva, 1982, p. 53.