

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: 4

Artikel: Übertragungscharakteristiken von digitalen Richtfunkgeräten mit PSK- und QAM-Modulation

Autor: Leuenberger, Kurt

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-875779>

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: 14.01.2026

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

Übertragungscharakteristiken von digitalen Richtfunkgeräten mit PSK- und QAM-Modulation

Kurt LEUENBERGER, Bern

Zusammenfassung. Bei den heute und in naher Zukunft im Netz der PTT zum Einsatz kommenden digitalen Richtfunkgeräten werden vor allem die Modulationsarten PSK und QAM angewandt werden. In Ergänzung zur bereits erschienenen Übersicht über den Aufbau digitaler Richtfunkgeräte werden hier einige grundsätzliche Aspekte der Übertragungstechnik bei PSK- und QAM-modulierten Signalen behandelt. Spezifisch werden die nach Nyquist geforderten Übertragungsfunktionen, die resultierenden Leistungsspektren sowie die spektralen Effizienzen der verschiedenen Modulationsarten diskutiert.

Caractéristiques de transmission d'équipements radioélectriques numériques à modulation PSK et QAM

Résumé. Les équipements radioélectriques numériques du réseau des PTT, opérationnels ou planifiés, font appel aux types de modulation PSK et QAM. En complément d'une vue d'ensemble sur la construction des équipements radioélectriques numériques, l'auteur aborde quelques aspects fondamentaux de la transmission de signaux modulés en technique PSK et QAM. Il traite en particulier les questions relatives aux fonctions de transmission exigées selon Nyquist, les spectres de puissance qui en résultent, de même que le rendement spectral des divers genres de modulation.

Caratteristiche trasmissive di impianti digitali per ponti radio con modulazione PSK e QAM

Riassunto. Negli impianti digitali per ponti radio destinati ad essere utilizzati attualmente e nel prossimo futuro, sono impiegate soprattutto le modulazioni PSK e QAM. A completamento del recente articolo sulla struttura degli impianti digitali per ponti radio, l'autore tratta ora alcuni aspetti generali della tecnica di trasmissione con segnali a modulazione PSK e QAM. In particolare, egli parla delle funzioni di trasmissione richieste secondo Nyquist, degli spettri di potenza risultanti e delle efficienze di spettro delle diverse modulazioni.

1 Einleitung

Mit der Neuorientierung der Richtfunkübertragung von der analogen Frequenzmodulation auf digitale Modulationsarten ergeben sich im Geräteentwurf sowie auch für den Einsatz der Geräte neue Problemkreise. Einer davon liegt in der Modulations- und Übertragungstechnik, bei der die Vor- und Nachteile der verschiedenen Modulationsmethoden gegeneinander abzuwägen sind.

In diesem Artikel werden die übertragungstechnischen Eigenschaften der in [1] in ihrer prinzipiellen Funktionsweise dargelegten Modulationsarten 4 PSK, 8 PSK, 16 QAM und 64 QAM dargelegt. Sämtliche PSK- und QAM-Modulationsarten sind als trägermodulierte Amplituden-Pulsmodulationen darstellbar. Der hauptsächlichste Unterschied besteht in der Verschiedenheit der resultierenden Symbolrate, die schliesslich die spektrale Bandbreite der Übertragung definiert.

Unter der Annahme idealer Verhältnisse (Filter, die die Bedingungen von Nyquist ideal erfüllen und keine Signalverzerrungen) werden im folgenden die Grundlagen auf der trägermodulierten Ebene wiedergegeben. Schliesslich werden Beispiele berechnet für geforderte Übertragungsfunktionen, verteilt auf Sender- und Empfängerseite. Aus diesen Resultaten folgen entsprechende Leistungsspektren am Senderausgang und am Empfängerregenerator sowie Pulsfunktionen am Regenerator. Aus den Sendespektren und den Empfängerfilterfunktionen lassen sich ausserdem Ergebnisse berechnen für die unter idealen Verhältnissen erreichbare Nebenkannalselektion.

Die sich in der Praxis innerhalb der nach CCIR normierten Frequenzraaster ergebenden spektralen Effizienzen werden tabellarisch aufgeführt und kommentiert.

2 PSK/QAM-Filterung und Modulationsspektren

21 Grundlagen

Die bisher bei analoger Übertragung vor allem angewandte Frequenzmodulation ist zur Übertragung digitaler Information weniger geeignet. Die besten Eigenschaften bezüglich Kanaleffizienz (Informationsrate im Vergleich zum Signal-zu-Geräusch-Abstand) kann den PSK- oder QAM-Modulationssystemen mit kohärenter Detektion zugeschrieben werden. Beide Modulationsarten werden denn auch bei heutigen drahtlosen digitalen Übertragungssystemen, besonders bei grösseren Bitraten, bevorzugt angewandt. Eine wichtige Eigenschaft der PSK- und QAM-Systeme ist ihre enge Verwandtschaft mit der NRZ-Basisband-Übertragung, die sich daraus ergibt, dass beide als Trägermultiplikationen dargestellt werden können (AM mit unterdrücktem Träger). Dadurch gilt der Verschiebungssatz der Fourier-Theorie (Multiplikation im Zeitbereich entspricht Verschiebung des zweiseitigen Spektrums im Frequenzbereich). Für das Modulationsspektrum ergibt sich somit die gleiche Form wie für das entsprechende Basisbandspektrum (positive und negative Frequenzen).

22 Signalform im Zeitbereich

Ein PSK-moduliertes Trägersignal kann dargestellt werden durch

$$s_{\text{PSK}}(t) = A \sum_k g(t - kT) \cdot \exp j(\varphi_k + 2\pi f_0 t)$$

oder in realer Darstellung

$$s_{\text{PSK}}(t) = A \sum_k g(t - kT) \cdot \cos(\varphi_k + 2\pi f_0 t) \quad (2)$$

ein QAM-moduliertes Signal durch

$$\begin{aligned} s_{\text{QAM}}(t) &= A \sum_k g(t-kT) \cdot (a_k + j b_k) \cdot \exp j 2\pi f_o t \\ s_{\text{QAM}}(t) &= A \sum_k g(t-kT) \cdot c_k \cdot \exp j (\psi_k + 2\pi f_o t) \\ s_{\text{QAM}}(t) &= A \sum_k g(t-kT) \cdot c_k \cdot \cos(\psi_k + 2\pi f_o t) \end{aligned} \quad (3)$$

wobei

A	Maximaler Vektor-Amplitudenwert
f_o	Trägerfrequenz der Modulation
φ_k	Phasenwert des k-ten Vektors: $k \cdot \frac{2\pi}{M}$
a_k	Amplitudenwert der k-ten Stufe, cos-Träger
b_k	Amplitudenwert der k-ten Stufe, sin-Träger
f_b	Bitrate
f_s	Symbolrate
$T = 1/f_s$	Symboldauer
g	Pulsfunktion, Intervall der Länge T
$c_k = a_k^2 + b_k^2$	
$\varphi_k = \arctan(b_k/a_k)$	

23 Mittlere Leistung

Ohne Berücksichtigung der Filterwirkung ist bei einer reinen PSK-Modulation die mittlere Leistung gleich jener des unmodulierten Trägers. Die Übergänge zwischen den Vektorpositionen finden allerdings bei gefilterten PSK-modulierten Signalen bereits nicht mehr auf der Kreisperipherie statt. Speziell bei enger Filterung ergibt sich bei den Übergängen zwischen den Vektorpositionen ein gewisses Überspringen (overshoot), so dass hier eine gewisse Linearitätsreserve der Verstärker notwendig ist.

Bei der QAM-Modulation reduziert sich die mittlere Leistung gegenüber der reinen Trägerleistung, da die Amplitudenwerte variieren. Der Reduktionsfaktor (Verhältnis der durchschnittlichen Leistung zur möglichen Maximalleistung) kann unter

$$\text{Anwendung von } \langle A^2 \rangle / A_m^2 = \frac{1}{M} \sum |c_k|^2 \text{ berechnet}$$

werden.

Man erhält mit

M	Anzahl der Vektorpunkte der QAM
A_m	maximal vorkommende Amplitude
$\langle A^2 \rangle$	mittlere Amplitude, quadriert

für 16 QAM —2,553 dB und für 64 QAM —3,680 dB.

24 Bitrate und Symbolrate

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

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

$$f_s = \frac{f_b}{\log_2(M)} \quad (4)$$

Bei QAM-Modulation, mit zwei orthogonalen Trägern, ergibt sich je Träger eine Stufenzahl von \sqrt{M} für die interessierenden Modulationsarten (Tab. I).

Tabelle I. Vergleich der resultierenden Symbolraten f_s

	4 PSK	8 PSK	16 QAM	64 QAM
M	4	8	16	64
Anzahl Stufen	2	—	4	8
f_s	$f_b/2$	$f_b/3$	$f_b/4$	$f_b/6$

Die Datenpulse werden demnach bei den höheren Modulationsarten nicht mehr im Takt der Bitrate, sondern mit jenem der Symbolrate übertragen.

25 Form des Leistungsspektrums

251 Spektrum bei Rechteck-Pulsmodulation

Im einfachsten Fall wird ein Träger direkt mit einer Sequenz von Rechteckimpulsen im NRZ-Format, ohne DC-Komponente, moduliert. Es ergibt sich in diesem Fall eine 2-PSK-Modulation. Das Spektrum wird bei einer entsprechenden 4-PSK-Modulation (Addition eines mit gleicher Rate, aber mit separatem Datenstrom modulierten orthogonalen Trägers) nicht verändert, da die beiden Signale unabhängig sind und eine Überlagerung stattfindet. Die Datenrate bei gleicher Bandbreite wird jedoch verdoppelt.

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 (z. B. Dauer eines Symbol-Pulses $T = 1/f_s$) mit $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x)$ als

$$P(f) = \frac{1}{T} (A \cdot T \cdot \text{sinc}(f \cdot T))^2 \text{ [W/Hz]} \quad (5)$$

Da die Breite dieses Spektrums jedoch unendlich ist, kommt eine Übertragung von idealen Rechteckpuls in der Praxis nicht in Frage.

252 Spektrum und Pulsantwort bei optimaler Filterung: Kriterien nach Nyquist

Die Lösung des Problems der optimalen Übertragung einer Zufallspulsfolge wurde bereits im Jahre 1928 durch Nyquist demonstriert. Sie kann für Basisband-Pulsübertragung oder auf äquivalente Art für modulierte Pulssignale mit Hilfe der beiden Nyquist-Kriterien ausgedrückt werden. Die nachfolgende Formulierung gilt vorläufig für Pulsübertragung im Basisband.

Erstes Kriterium:

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

$$B = \frac{f_s}{2} = f_n \quad (6)$$

Die Übertragung ist auf diese Art ohne Pulsübersprechen (Intersymbolinterferenz) zu verwirklichen.

Die erforderliche Basisband-Grenzfrequenz f_n wird als Nyquist-Frequenz bezeichnet. Bei Trägermodulation ergibt sich die entsprechende Bandbreite

$$B = 2 \cdot f_n \quad (7)$$

Zur Erfüllung des ersten Nyquist-Kriteriums muss im Basisband, am Regenerator, ein Puls der Form

$$u_{BB}(t) \sim \text{sinc}(f_s t) \quad (8)$$

vorhanden sein, der demoduliert wird aus einem Zwischenfrequenzträgerpuls von der Form

$$u_{ZF}(t) \sim \text{sinc}(f_s t) \cdot \cos(2\pi f_{ZF} t) \quad (9)$$

Der Basisbandpuls besitzt bei $t=0$ ein Maximum und im übrigen periodische Nullstellen im Zeitabstand $T=1/f_s$. Die spektrale Leistungsdichte $S_r(f)$ einer auf dieser Pulsform basierenden Sequenz ist, wie aus der Fourier-Theorie folgt, tatsächlich begrenzt auf den Bereich $0 < f < f_n$ im Basisband und $-f_n < f < f_n$ auf der Trägerfrequenz. Die Dichte $S_r(f)$ wird durch eine Rechteckverteilung dargestellt. Sie fällt demnach bei $f = \pm f_n$ mit unendlicher Steilheit auf Null.

Falls nun als Modellfall die Modulationspulse nicht rechteckförmig, sondern unendlich kurz sind (Deltafunktionen), ergeben sich folgende Verhältnisse:

Für die Übertragungsfunktion $H(f)$ des Systems (im Basisband formuliert)

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

mit

$S_i(f)$ Pulsspektrum am Eingang

Spektrum von Deltapulsen: $S_i(f) = 1$

$S_r(f)$ Pulsspektrum am Demodulator/Regenerator

Damit müsste die Filterfunktion des Kanals definiert sein durch

$$|H(f)| = \sqrt{S_r(f)} \quad (11)$$

$H(f)$ muss in diesem Idealfall ebenfalls eine Rechteckform besitzen, damit am Regenerator Pulse entstehen, die das erste Nyquist-Kriterium erfüllen. Damit ergibt sich

$$H(f) = 1, 0 < f < f_n \\ = 0, f > f_n \quad (12)$$

Es ist daraus ersichtlich, dass die Bedingungen des ersten Nyquist-Kriteriums höchstens als Grenzfall zur Kenntnis genommen werden können, denn in der Praxis lässt sich die geforderte ideal-rechteckförmige Filterfunktion nicht verwirklichen. Sehr ähnlich verhält es sich

mit einem entsprechenden hypothetischen Modulationssystem, bei dem Rechteckpulse mit der Pulsdauer T anstelle der Deltapulse auf einen Träger moduliert werden. Auch hier ergeben sich unerfüllbare Bedingungen in bezug auf die Filterung.

In einem weiteren Theorem gibt Nyquist die Bedingungen an 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 (Vermeidung von Intersymbolinterferenz).

Zweites Kriterium:

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

$$B = (1 + \alpha) f_n, 0 < \alpha < 1 \quad (13)$$

ohne Pulsübersprechen übertragen werden, falls folgende Bedingungen eingehalten werden:

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

$$|H_z(f - f_n)| = -|H_z(-(f - f_n))| \quad (14)$$

das heisst, die Zusatzfunktion $|H_z(f)|$ soll asymmetrisch zu $f = f_n$ sein.

Eine häufig verwendete Kanalübertragungsfunktion, die die Nyquist-Kriterien erfüllt, ist die sogenannte Kosinusflankenfunktion (raised cosine). Sie ist mathematisch definiert durch

$$H(f) = \frac{1}{f_n}, 0 < f < (1 - \alpha) f_n \\ = \frac{1}{2f_n} \left(1 - \sin \frac{\pi}{2\alpha f_n} (f - f_n) \right), (1 - \alpha) f_n < f < (1 + \alpha) f_n \quad (15)$$

Für die Funktion wird ein linearer Phasenfaktor $= \exp j(\varphi_0 \cdot f/f_n)$ zugelassen, was einer konstanten Gruppenlaufzeit entspricht.

Aus der Übertragungsfunktion von Gl. (15) ergibt sich durch Fourier-Transformation die Impulsantwort von der Form

$$h(t) = \text{sinc}(2f_n t) \cdot \frac{\cos(2\pi \alpha f_n t)}{1 - (4\alpha f_n t)^2} \quad (16)$$

Für den Faktor α sind Werte bis zu einem Minimum von etwa 0,4 ohne grösseren Aufwand realisierbar. Bei kleineren Symbolraten bis ungefähr 1 Mbaud sind allerdings bereits Richtfunkgeräte mit noch engerer Filterung, bis zu $\alpha = 0,1$, hergestellt worden.

Das Leistungsspektrum im Basisband am Regenerator, nach der Demodulation mit dem kohärenten Träger, ist nach Gl. (10)

$$S_r(f) = |H(f)|^2 \quad (17)$$

falls von Deltapulsen ausgegangen wird. Wenn nun von Rechteckpulsen (NRZ) ausgegangen wird, wie dies in der Praxis normalerweise der Fall ist, muss die Übertragungsfunktion entsprechend geändert werden, damit das zweite Nyquist-Kriterium am Regenerator erfüllt ist. Mit $S_r(f) = P(f)$ nach Gl. (5) erhält man aus Gl. (10)

$$S_r(f) = |H(f)|^2 \cdot \frac{1}{P(f)} \quad (18)$$

26 Filterung

Die Anforderungen, die an die Filterfunktion $H(f)$ gestellt werden, sind bereits definiert worden. Unter der Voraussetzung von NRZ-Rechteckpulssequenzen am Modulatoreingang müssen bis zum Regenerator

- das $\sin(x)/x$ -Spektrum der Rechteckpulse kompensiert
- die Kosinusflanke im Spektrum erreicht
- die Phasenbedingungen eingehalten werden

261 Aufteilung der Filterfunktion

Die Filterfunktion $H(f)$ setzt sich zusammen aus der Filterung im Basisband sowie jener auf der ZF und auf der RF. Eine Filterung im Basisband ist meist am einfachsten zu verwirklichen. Normalerweise ist aber mindestens auch das ZF-Filter an der Signalformung beteiligt. Das RF-Filter erfüllt vor allem den Zweck der Kanaltrennung im Summiernetzwerk (Branching). Die Verteilung der Filterfunktion hängt ausserdem stark davon ab, wie linear die einzelnen Mischer- und Verstärkerkomponenten sind.

Eine Aufteilung der Filterung in gleiche Teile, d. h. je $\sqrt{H(f)}$ für den Sender und für den Empfangsteil, entspricht nach [2] einem Optimum in bezug auf das erreichbare Signal-zu-Rausch-Verhältnis. Ausserdem bietet sich der praktische Vorteil, dass gleiche Sender- und Empfangsfilter verwendet werden können.

262 Nebenkannalselektion

Für die Effizienz des Frequenzrasters ist neben den Antenneneigenschaften und den Ausbreitungsstatistiken besonders die Nebenkannalunterdrückung durch das Gerät selbst von Interesse. Aus dem Spektrum $S_s(f)$ (Senderausgang) und der Filterfunktion $H_e(f) = \sqrt{H(f)}$ (Empfängerfilterung, bis zum Regenerator) lässt sich die Störleistung $P_i(f_d)$ in Funktion des Kanalabstandes f_d für einen einzelnen Nebenkannal berechnen. Unter der Annahme, dass ein Störkanal mit einem Rauschsignal gleichwertig ist, ergibt sich die Störleistung

$$P_i(f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} |H_e(f)|^2 S_s(f - f_d) df \quad (19)$$

Dargestellt in Figur 11 wird die Nebenkannal-Filterdämpfung, relativ zu $f_d = 0$, in dB, für verschiedene α -Werte.

Abweichungen ergeben sich in der Praxis z. B. durch nichtideale Filterung sowie allfällig durch den Einfluss von Nichtlinearitäten, etwa am RF-Vorverstärker oder

am Mischer. Messungen haben allerdings gezeigt, dass diese im allgemeinen erst bei grösseren Nebenkannaldämpfungen, z. B. im Bereich $P_i(f_d)/P_i(0) > 30$ dB, von Bedeutung sind.

271 Spektrale Effizienz für verschiedene Modulationsarten und Frequenzraster

Die für die Zukunft für die digitalen Richtstrahlnetze der PTT vorgesehenen Frequenzraster sind in der *Tabelle II* angegeben. Darin wird u. a. die erreichbare Rastereffizienz in (bit/s)/Hz, also das Verhältnis der Bitrate f_b zur Rasterbreite angegeben. Ein weiterer Parameter, der hier als Nyquist-Effizienz bezeichnet ist, nämlich das Verhältnis der Nyquist-Bandbreite $B_n = 2f_n$ zur Rasterbreite, ist ein Mass für die Anforderungen in bezug auf die Filterung.

Die bisher auf dem Markt erhältlichen 4-PSK-Geräte für 8 und 34 Mbit/s sind im wesentlichen auf ein 7- bzw. 28-MHz-Raster abgestimmt, das eine Nyquist-Effizienz von 60 % bietet. Auf internationaler Ebene werden zurzeit 140-Mbit/s-16 QAM-Geräte im 40-MHz-Raster eingeführt mit einer Nyquist-Effizienz von 87 %. Diese Geräte verwenden einen α -Faktor von etwa 0,5, um eine genügende Nachbarselektion zu erreichen.

Die Tabelle wird noch ergänzt durch Angaben über Systeme mit höherer Rastereffizienz, die in einigen Jahren auf dem Markt erhältlich sein werden. Die existierenden Frequenzraster sind grundsätzlich für diese neuen Modulationsarten verwendbar, wie die Beispiele zeigen.

Interessant ist ein Vergleich der erreichbaren Übertragungseffizienzen der digitalen Modulationsarten mit jenen der bisherigen FM-Geräte. Bei 1800-Kanal-Systemen werden z. B. 62 Telefoniekanäle pro MHz, bei 2700-Kanal-Systemen rund 68 Telefoniekanäle pro MHz erreicht. Es kann damit festgestellt werden, dass mit der bisher effizientesten im Richtfunk angewandten Modulationsart, nämlich 64 QAM, eine etwa gleiche Zahl Telefoniekanäle pro MHz erreicht werden kann wie bei 2700-Kanal-FM-Systemen. Die Zahlen basieren auf der Annahme, dass für jeden Telefonkanal nach internationaler Norm 64 kbit/s übertragen werden.

Eine weitere Frage, die von Wichtigkeit ist, betrifft die Effizienz höherer Modulationsarten bei voller Netzbelegung. Höhere Modulationsarten sind empfindlicher auf Gleich- und Nebenkannalinterferenzen. Während im Vergleich mit analogen FM-Systemen die Anforderungen an die Antennen-Winkeldiskrimination, z. B. für 4-PSK-Modulation, bedeutend geringer sind, ergeben sich bei höheren Modulationsarten wiederum vergleichbare Verhältnisse. Dieses Ergebnis erhält man aus einem Vergleich der erforderlichen Signal-zu-Geräusch-Verhältnisse für eine gegebene Fehlerrate. Eine detaillierte Darstellung dieses Problemkreises liegt allerdings ausserhalb dieses Beitrages und soll bei späterer Gelegenheit geschehen.

3 Kommentare zu den Beispielen

Mittels Computer wurden Leistungsspektren, Filterfunktionen sowie Einzelpulsverläufe und Augendiagramme am Regenerator für die verschiedenen Modulationsarten berechnet, unter Anwendung der zitierten Formeln

Tabelle II. Digitale Modulationsarten, Kapazitäten und Frequenzraster

Raster für Fernnetz						
Rate [Mbit/s]	Modulationsart	Frequenzband [GHz]	Rasterbreite [MHz]	Nyquist-Effizienz Baud/Hz	Rastereffizienz (bit/s)/Hz	Übertragungseffizienz, Anzahl Telefoniekanäle/MHz
140	16 QAM	4,0 11,0 6,8 ¹	40,0 40,0 40,0	0,87 0,87 0,87	3,48 3,48 3,48	48 48 48
Raster für Spezialnetze und temporäre Anlagen						
Rate [Mbit/s]	Modulationsart	Frequenzband [GHz]	Rasterbreite [MHz]	Nyquist-Effizienz Baud/Hz	Rastereffizienz (bit/s)/Hz	Übertragungseffizienz, Anzahl Telefoniekanäle/MHz
8	4 PSK 4 PSK ¹	7,2 13	5,831 7,0	0,72 0,60	1,45 1,20	20,6 17,1
34	4 PSK 4 PSK ¹	7,2 13	23,324 28,0	0,72 0,60	1,45 1,20	20,6 17,1
Mögliche zukünftige Raster für höhere Modulationsarten ¹						
Rate [Mbit/s]	Modulationsart	Frequenzband [GHz]	Rasterbreite [MHz]	Nyquist-Effizienz Baud/Hz	Rastereffizienz (bit/s)/Hz	Übertragungseffizienz, Anzahl Telefoniekanäle/MHz
34	16 QAM	7,2/7,6 13	11,662 14,0	0,74 0,61	2,95 2,45	41,2 34,3
140	64 QAM	²	29,0	0,80	4,81	66,2

¹ Anwendung im PTT-Netz noch offen² verschiedene mögliche Frequenzbänder

für den Kosinusflankentyp. Im Frequenz- sowie im Zeitbereich wurde je eine normierte horizontale Skala angewandt. Im Frequenzbereich wird die Nyquist-Frequenz f_n nach den Gleichungen (4) und (6) als Referenz betrachtet (Tab. III).

Tabelle III. Skalierung der Darstellungen

Bitrate nach CCITT- Rec. G.703 [Mbit/s]	Nyquist-Frequenz f_n [MHz] bei Modulationsart			
	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

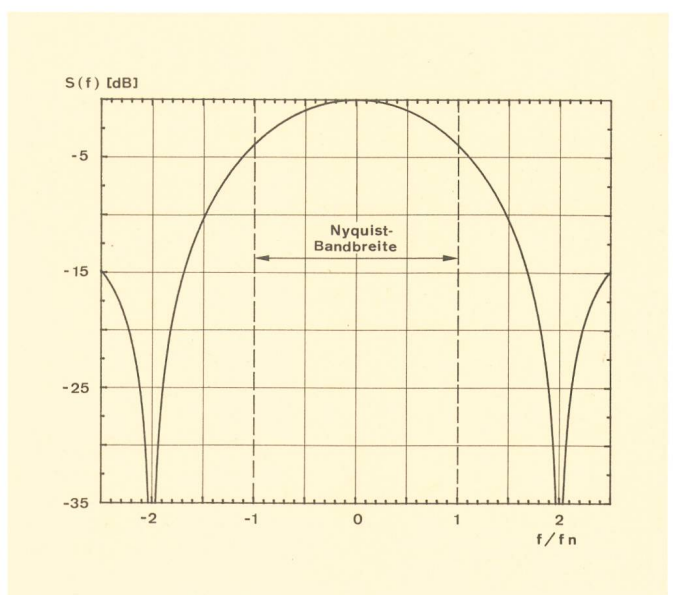
Die Spektren und Filterfunktionen, die am Regenerator auftreten, müssen auf das Basisband bezogen werden. Die Darstellung des symmetrischen Teiles für negative Frequenzen wurde aus Gründen der Analogie beibehalten. Durch die bereits erwähnte Äquivalenz der zweiseitigen Basisbandspektren mit dem PSK/QAM-Modulationssignal ist dieselbe Darstellung auch für modulierte Signale gültig, mit f als Relativfrequenz und $B_n = 2f_n$ als Nyquist-Bandbreite.

Im Zeitbereich entspricht eine Zeiteinheit (UI: unit interval) einer Symbolperiode, d. h. $UI = T_s = 1/f_s = 1/2f_n$.

Spektrum für NRZ-Rechteckpulssequenz

Die Darstellung in Figur 1 zeigt den Verlauf des sogenannten $\sin(x)/x$ -Leistungsspektrums einer PRBS in NRZ-Form (Rechteckpulse) in logarithmischer Skala. Sie

stellt (für positive und negative Frequenzen) das digitale Basisbandspektrum am Modulationseingang dar. Gleichzeitig kann die Darstellung als Modulationsspektrum, ohne Basisband- und Zwischenfrequenzfilterung, betrachtet werden. Ein bedeutender Unterschied besteht in der Bandbreite, wenn dieses Beispiel mit dem im Optimum erreichbaren Nyquist-Spektrum (eingezeichnet) verglichen wird. Die ersten Seitenzipfel (Maxima nicht mehr sichtbar) des ungefilterten Spektrums liegen 13,3 dB unter dem Maximum, bei einem Abstand von $\pm 2,860 f_n$ von der Trägerfrequenz. Die 3-dB-Breite beträgt $1,769 f_n$, die erste Nullstelle liegt bei $\pm 2f_n$.

Fig. 1
PSK/QAM-Spektrum (ohne Filter)

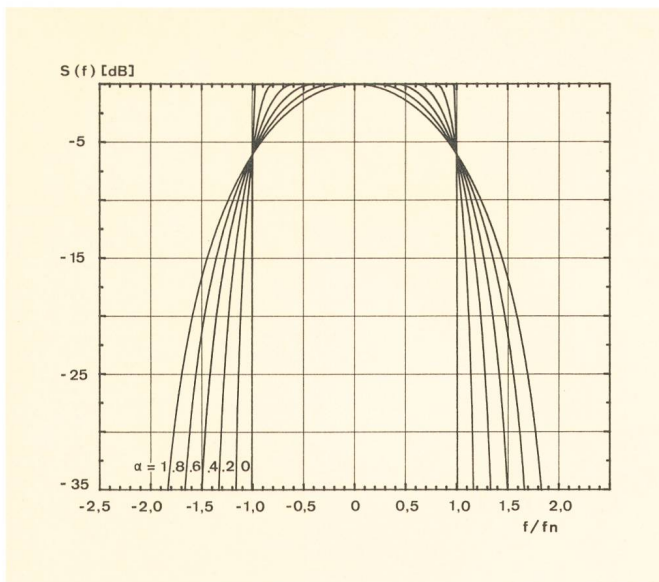


Fig. 2
PSK- und QAM-Leistungsspektren (am Regenerator)

Spektren für Pulssequenzen nach dem 2. Nyquist-Kriterium (Kosinusflanke)

In der *Figur 2* sind die Kosinusflankenspektren dargestellt, mit verschiedenen α -Faktoren am Regenerator, im Basisband. Die 3-dB-Bandbreite der Spektren ändert nur wenig mit α , jedoch nimmt die Flankensteilheit mit kleineren α stark zu. Unter der Annahme einer 50%/50%-Aufteilung der Filterung, d. h. je $\sqrt{H(f)}$ im Sendeteil und im Empfangsteil, ist die 3-dB-Breite des Spektrums am Senderausgang (*Fig. 3*) einige Prozent schmaler als das entsprechende Regeneratorspektrum, die Form der Flanken ist praktisch unverändert. Die Cutoff-Grenzfrequenz der Leistungsspektren liegt mit $\alpha=0$ bei f_n , beim Maximalwert $\alpha=1$ bei $2f_n$.

Filterfunktionen, Kosinusflanke

Die Darstellung der *Figur 4* zeigt die Filterfunktionen unter der üblichen Annahme, dass am Modulator von NRZ-Rechteckpulsen ausgegangen wird. Die mathematische

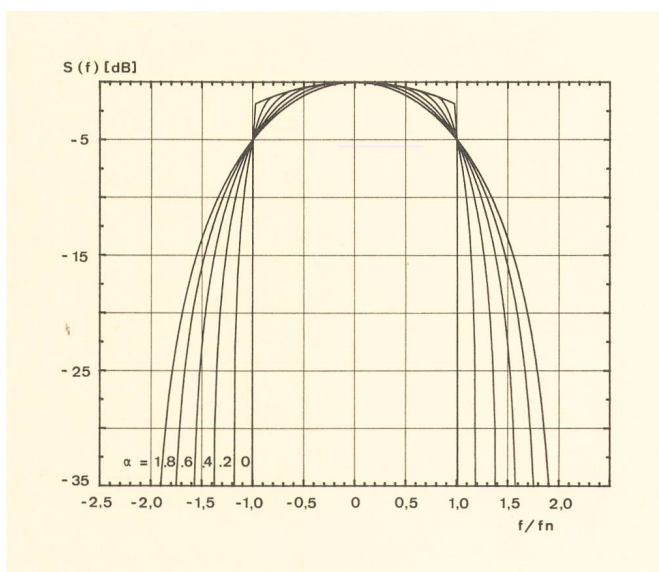


Fig. 3
PSK- und QAM-Leistungsspektren (Senderausgang)

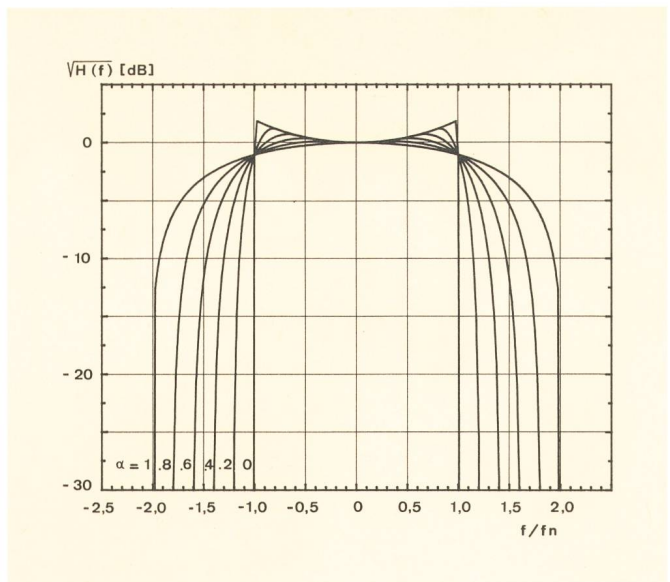


Fig. 4
PSK- und QAM-Filterfunktionen

Formulierung entspricht jener von Abschnitt 25. Unter der Annahme, dass die Filterung im Sendeteil gleich ist wie im Empfangsteil, ergibt sich die Filterkurvenschar $\sqrt{H(f)}$, gültig für Sender oder Empfänger allein. Eine Überhöhung von etwa 2 dB ist im Extremfall $\alpha=0$ je Filter notwendig, zur Kompensation der $\sin(x)/x$ -Form des ursprünglichen Pulsspektrums am Modulator.

Nyquist-Einzelpulse

Figur 5 zeigt den Verlauf von Einzelpulsen am Regenerator im Zeitbereich, gleichfalls unter der Annahme eines Kosinusflanken-Pulsspektrums. Die Bedingungen des zweiten Nyquist-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 durch Nullstellen eine Intersymbolinterferenz vermieden wird. Bei $\alpha=0$ tritt die stärkste Überschwingendenz auf. Aus den Beispielen ist ebenfalls ersichtlich, dass für

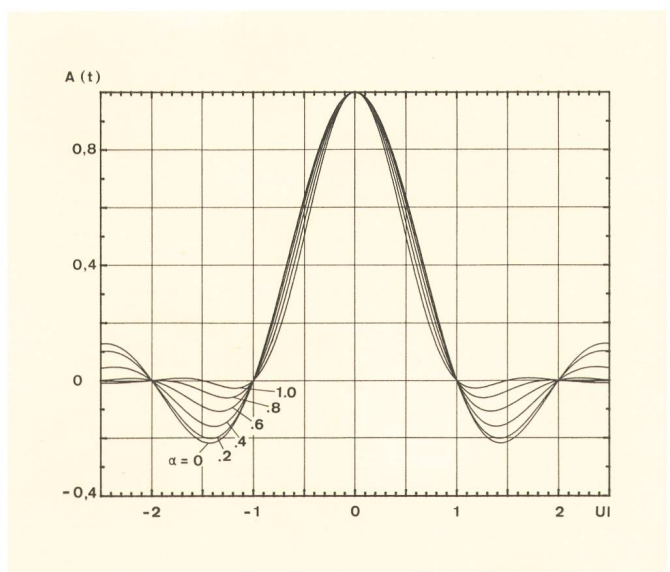


Fig. 5
Nyquist-Einzelpulse

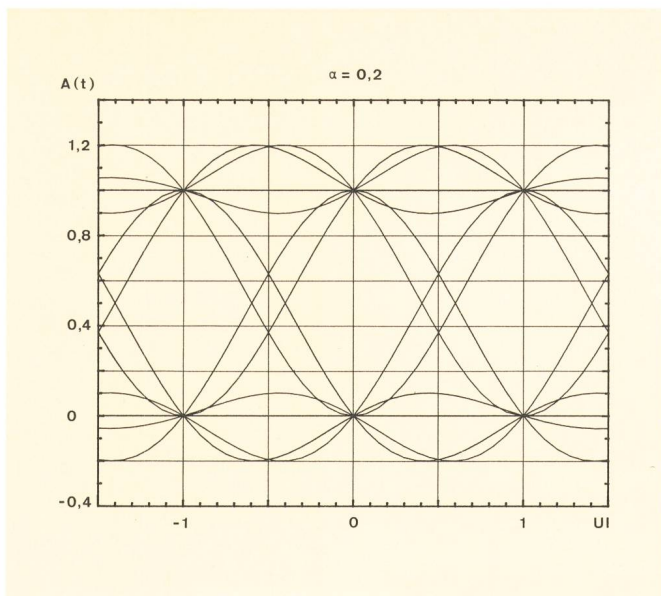


Fig. 6
Augendiagramm 4 PSK/4 QAM

kleine α -Werte bei Jitter (horizontalen Verschiebungen) ein bedeutend stärkeres Übersprechen auftreten kann als für grosse α -Werte.

Augendiagramme 4 PSK/4 QAM

Das Augendiagramm (Darstellung von Pulstransienten) wird dargestellt; für die Werte $\alpha=0,2$ und $0,8$, für eine der beiden zweistufigen Komponenten der 4-PSK-Modulation (Fig. 6 und 7). Entsprechend ist das gleiche Augendiagramm gültig für eine 2-PSK-Modulation oder auch eine Basisband-Zweistufenübertragung, je mit halber Bitrate. Die Augendiagramme wurden durch Überlagerung von Einzelpulsen generiert. Es wurde darauf verzichtet, weitere Übertragungsvarianten einzuzichnen, da der Einzelpuls bereits einen der kritischsten Fälle darstellt. Augenfällig sind die Unterschiede zwischen den beiden gezeigten Filterversionen, die auch in der Praxis beobachtet werden können, wobei selbstverständlich die Effekte der nichtidealen Filter, des Rauschens usw.

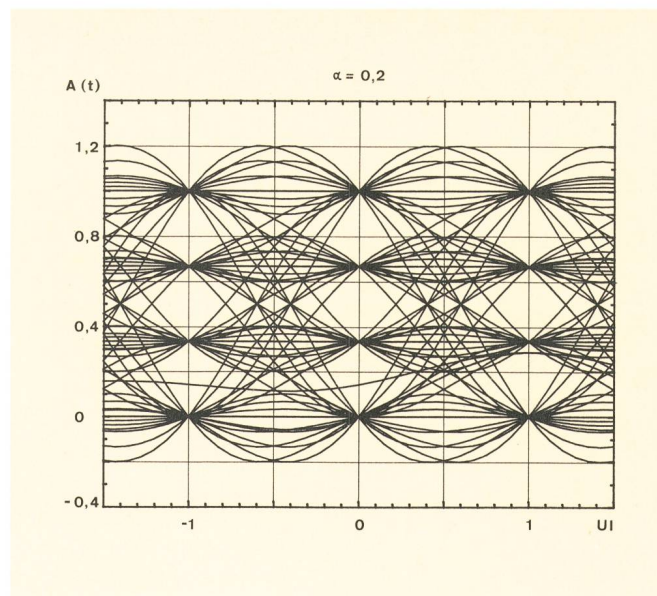


Fig. 8
Augendiagramm 16 QAM

dazukommen. Bei α -Faktoren nahe bei $1,0$ entstehen nur sehr kleine Zeitunterschiede in bezug auf die Übergangsflanke beim Niveau $0,5$. Dies hat zur Folge, dass weniger Taktjitter vorhanden ist. Die Augenöffnung nimmt in der Praxis allgemein mit kleineren α -Werten ab, da bei engerer Filterung eine entsprechend grössere Degradation der Detektionsempfindlichkeit durch Jitter entsteht.

Augendiagramme 16 QAM und 64 QAM

Auch für diese Fälle (Fig. 8, 9 und 10) wurden Einzelpulse simuliert, und zwar Übergänge von jeder Stufe auf die nächste und zurück. Die Ergebnisse für beide verhältnismässig extremen Fälle $\alpha=0,2$ und $\alpha=0,8$ wurden berechnet und aufgezeichnet, wiederum für eine der beiden orthogonalen Komponenten. Für 16 QAM ergibt sich eine 4stufige Signalsequenz. Ein Beispiel für $\alpha=0,2$ wird für eine 8stufige Signalsequenz, entsprechend 64-QAM-Modulation, dargestellt. Wie in [1] erwähnt, wird zur

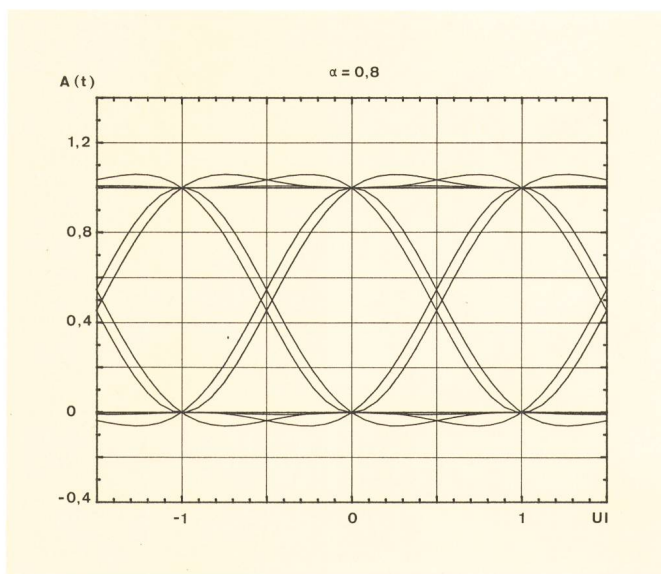


Fig. 7
Augendiagramm 4 PSK/4 QAM

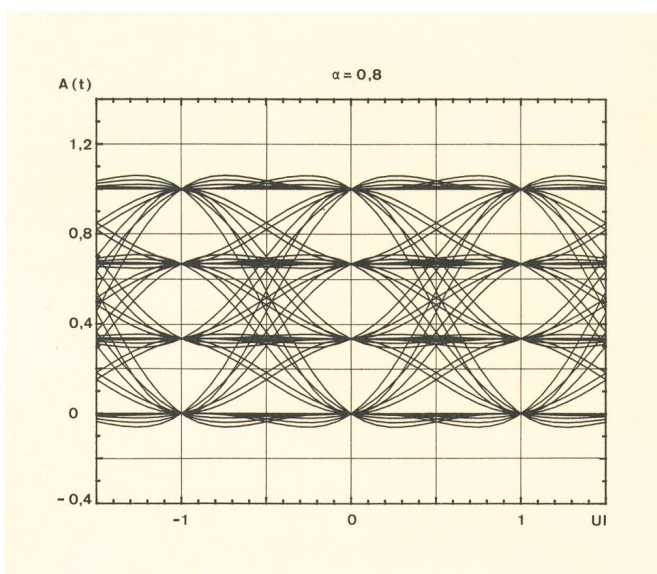


Fig. 9
Augendiagramm 16 QAM

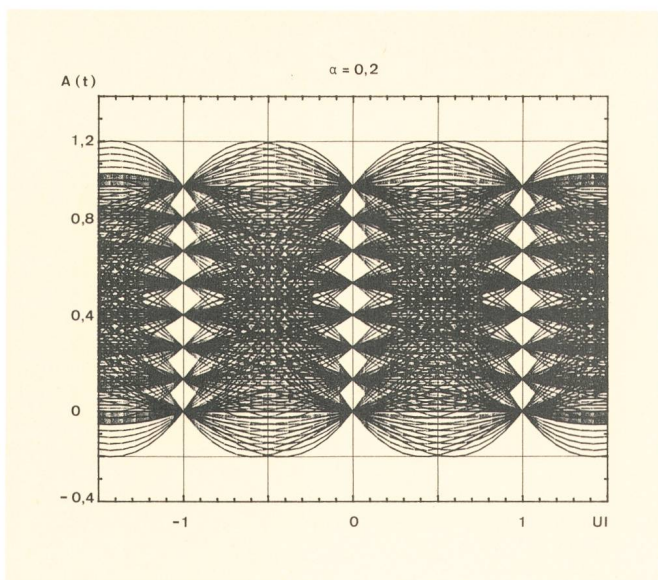


Fig. 10
Augendiagramm 64 QAM

Aufrechterhaltung der relativ kleinen Augenöffnungen dieser Modulationsarten bei Übertragungsverzerrungen in den meisten Fällen eine adaptive Entzerrung im Empfänger notwendig.

Nebkanaldämpfung am Regenerator

Unter der Annahme einer 50 %/50 %-Aufteilung der Übertragungsfunktion und variablem Parameter α der Kosinusflanke wurde nach Gl. (19) die theoretische Übersprechdämpfung des Nebkanals berechnet. Dabei ist f_d der relative Frequenzabstand des Nebkanalträgers, der durch ein im übrigen identisches Signal moduliert ist, normiert durch die Nyquist-Frequenz f_n . Es

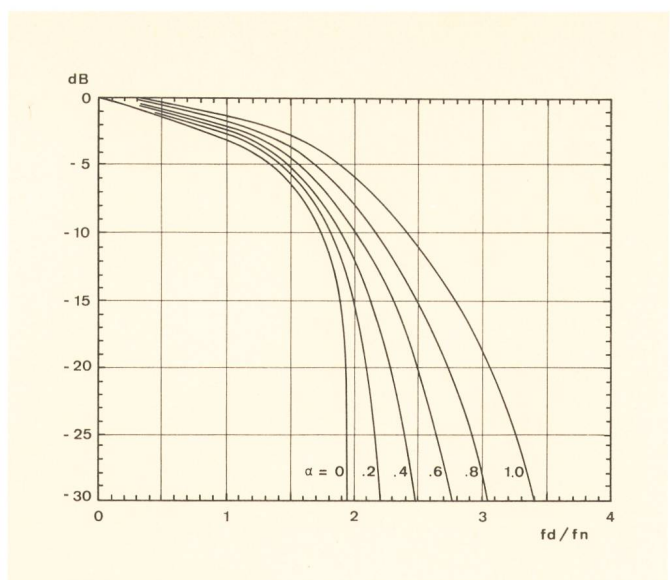


Fig. 11
Nebkanaldämpfung am Regenerator

ergibt sich eine starke Abhängigkeit von α , speziell im Bereich $f_d > 2f_n$ (Fig. 11). Eine gewisse Verringerung der Nebkanalselektion ist allerdings besonders in diesem Bereich durch die Eigenschaften realisierbarer Filter zu erwarten.

Bibliographie

- [1] Leuenberger K. Aufbau und Eigenschaften von digitalen Richtfunkgeräten mit PSK- und QAM-Modulation. Bern, Techn. Mitt. PTT 62 (1984) 3, S. 104.
- [2] Lucky R. W., Salz J. and Weldon E. J. Jr. Principles of Data Communication. Maidenhead, 1968.