

Rekonstruktion von kontinuierlichen Zeitfunktionen aus PAM-Pulsen bei PCM-Decodierung

V. Kliem, KDT, Greifswald

Mitteilung aus dem VEB Nachrichtenelektronik Greifswald

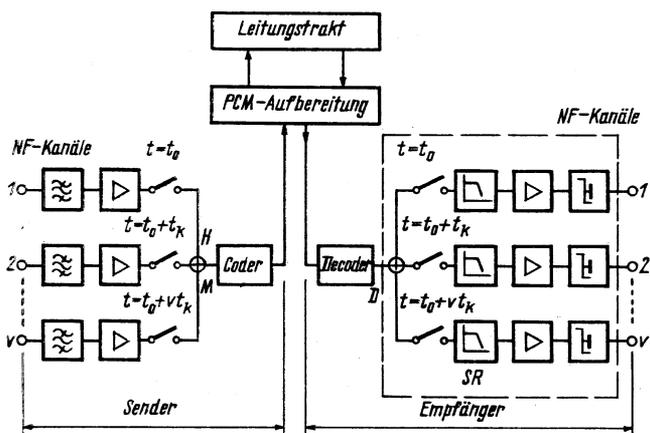
Deskriptoren: Drahtnachrichtentechnik, Elektrische Grundschaltungen und Schaltungstheorien; PCM; PAM; Signalabtastung; Abtasttheorem; Decodierung; Frequenzspektrum, Übertragungsfunktion, Modulation, Amplitudenverzerrung, Tastverhältnis; Rechteckimpuls; Torschaltung, Haltekreis, Frequenzfilter, Tiefpaß, Entzerrung

Im folgenden Beitrag werden durch theoretische und praktische Überlegungen die prinzipiellen Vorgänge der Rekonstruktion von abgetasteten Eingangszeitfunktionen in ihre — jetzt mit gewissen Verzerrungen versehene — ursprüngliche Form abgeleitet.

Auf der Basis des Shannonschen Abtasttheorems werden mit der Fourier-Transformation die Spektren berechnet und dargestellt, die in gebräuchlichen Demodulationsschaltungen anzutreffen sind. Abschließend werden praktische Untersuchungen und Lösungsmöglichkeiten vorgestellt.

1. Stellung der PAM-Signalwandlung in der PCM-Decodierung
Bild 1 zeigt den prinzipiellen NF-Signalweg innerhalb eines PCM-Übertragungssystems. Die ankommenden niederfrequenten Signale der Fernsprechanäle werden auf der Sendeseite

Bild 1. Prinzipieller NF-Signalweg innerhalb eines PCM-Übertragungssystems



Fortsetzung von Seite 277

Literatur

- [1] Berglund, C. N., und Klein, N.: Thermal effects on switching of solids from an insulating to a conductive state. Proc. of the IEEE 59 (1971) H. 7, S. 1099–1110.
- [2] Böer, K. W.: Electro-thermal effects in ovonics. physica status solidi (a) 4 (1971) H. 3, S. 571–596.
- [3] Walden, R. H.: Two switching devices utilizing VO₂. IEEE Trans. ED 17 (1970) H. 8, S. 603–612.
- [4] —: Halbleiter-Handbuch. Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf, Ausgabe 1973, S. 104–112.
- [5] Minorsky, N.: Nichtlineare Probleme in Physik und Technik in: Margenau, H., und Murphy, G. M.: Die Mathematik in Physik und Chemie. Leipzig: B. G. Teubner Verlagsges. 1966, Kap. 6, S. 367.
- [6] Müller, K.-H., und Wolf, M.: Stability problems for devices with thermal induced S- or N-shaped current-voltage characteristics. physica status solidi (a) 27 (1975) H. 2, S. K 69–K 71.
- [7] Einzinger, R.: Hochstabiles Temperaturnormal für Thermolemente. Siemens-Zeitschrift 46 (1972) H. 4, S. 242.
- [8] Andrich, E., und Hårdtl, K. H.: Untersuchungen an BaTiO₃-Halbleitern. Philips' Technische Rundschau 25 (1963/64) H. 10/11, S. 368–376.

über Bandpässe und Verstärkerschaltungen den n -Modulatoren zugeführt. Diese sind in der Regel Transistor- bzw. MOSFET-Schalter oder gesteuerte Diodentore mit annähernd gleichen Parametern. Sie tasten jeweils um eine Kanalzeitlage t_k versetzt die spektral begrenzten Eingangsfrequenzen ab. Der am Multiplexpunkt M anliegende PAM-Puls gelangt über den Highway H an die eigentliche Codiereinrichtung, in der nach der erfolgten Zeitquantisierung durch die Modulatoren die PCM-Codierung vorgenommen wird. Über entsprechende PCM-Aufbereitungsschaltungen gelangen, je nach Leitungscodierung, in der Regel bipolare Sendepulse auf einen Leitungstrakt.

Die von der Gegenstelle ausgestrahlten Sendesignale werden vom Leitungstrakt nach entsprechender Regeneration im Empfangssystem decodiert. Die zu gleichen Eingangssignalen gehörigen Amplitudenproben werden über den Decoder-Multiplexpunkt und über v -Torschalter wieder den entsprechenden Eingangszeitkanälen zugeordnet. Über nachfolgende Tiefpaßfilter und entsprechende Entzerrereinrichtungen werden die Sendesignale reproduziert.

Die folgenden Überlegungen beziehen sich auf die Vorgänge der PAM-NF-Signalwandlung, als Signalrekonstruktion SR bezeichnet, auf der Empfangsseite des PCM-Übertragungssystems.

2. Grundlagen der Signalrekonstruktion

Liegen die Abtastwerte einer spektral begrenzten Funktion vor und erfüllen sie die Abtastbedingung

$$t_p \leq \frac{1}{2 \cdot f_1}, \quad (1)$$

so kann aus den diskreten Werten b_n die Eingangszeitfunktion $g_1(t)$ wiedergewonnen werden. $g_1(t)$ ergibt sich dann über

$$g_1(t) = \int_{-f_1}^{f_1} G_1(f) e^{j 2 \pi f t} df \quad (2)$$

zu

$$g_1(t) = \int_{-f_1}^{f_1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n e^{-j 2 \pi n \frac{f}{F_1}} e^{j 2 \pi f t} df$$

und nach Integration zu

$$g_1(t) = \frac{1}{T_1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n \operatorname{si} \left(\pi \frac{t - n T_1}{T_1} \right). \quad (3)$$

Da die $1/T_1 \cdot b_n$ den PAM-Werten bei $t = n T_1$ entsprechen (siehe Abtasttheorem der Nachrichtentechnik), wird Gl. (3) zu

$$\begin{aligned} g_1(t) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_1(n T_1) \operatorname{si} \left(\pi \cdot \frac{t - n T_1}{T_1} \right) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_1(n T_1) \operatorname{si}(x). \end{aligned} \quad (4)$$

Die Bewertung der PAM-Werte der Abtastzeitpunkte $t = n T_1$ mit der Funktion $y = \operatorname{si}(x)$ entspricht im systemtheoretischen Sinne einer Faltung der Abtastwerte bei $t = n T_1$ mit der Stoßantwort eines idealen Tiefpasses der Bandbreite $B_1 = 1/2 \cdot T_1$ [1].

¹⁾ Streng genommen erfüllt Gl. (1) bei $t_p = 1/2 \cdot f_1$ nur bei Entnahme der Probenwert in den Extremwerten von $g_1(t)$ die Eindeutigkeitsbestimmung des Abtasttheorems [2], wenn der Eingangszeitfunktion diskrete Harmonische (reine sinus- bzw. cosinus-Funktionen) entsprechen.

Bild 2 zeigt die Entstehung des vollständigen Verlaufs der Zeitfunktion $g_2(t)$ nach Bewertung der Abtastwerte b_n/T_1 mit $\text{si}(x)$ und anschließender Addition über alle Hüllkurven zu

$$g_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{b_n}{T_1} \text{si}(x) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_{1n}(t). \quad (5)$$

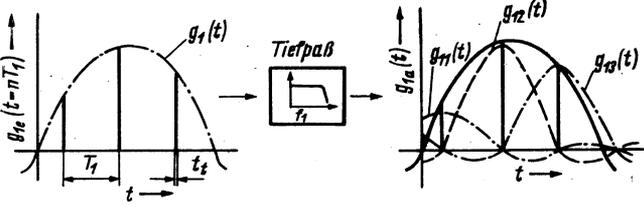


Bild 2. Die Entstehung des Verlaufs der Ausgangszeitfunktion nach dem Superpositionsprinzip

3. PAM-NF-Signalwandlung mit idealen Tiefpässen und Anforderungen an reale Tiefpaßfilter

Voraussetzung für eine möglichst verzerrungsarme Signalrekonstruktion ist die Übereinstimmung der Stoßantwort des Tiefpasses mit der Bewertungsfunktion nach Gl. (4). Sind beide identisch, so gilt $|g_1(t)| = |g_2(t)|$. Das ist der Fall bei idealen TP-Filtern, die ein zu übertragendes NF-Signalband mit $f_0 \leq f \leq f_1$ bei f_1 ideal begrenzen sowie einen linearen Phasenverlauf $b(f)$ aufweisen. Benutzt man nun den idealen TP als Signalwandler für einen modulierten Puls von Dirac-Stößen, so ergeben sich außer den bekannten Laufzeiten t_L für ideale Systeme ($t_L \rightarrow \infty$) keine Amplitudenverzerrungen des rekonstruierten Signals. Betrachtet man Bild 2 näher, so erkennt man, daß die mit $\text{si}(x)$ bewerteten Nachbarabtastwerte die Hauptbeiträge bei der geometrischen Addition von

$$\frac{b_n}{T_1} \text{si}(x) \Big|_{-\infty < n < +\infty}$$

liefern. Mit steigendem n löschen sich die Stoßantworten der weiter entfernten Abtastwerte im wesentlichen aus und liefern nur noch unwesentliche Beiträge zur Superposition.

Nichtideale Filter mit endlichen Anstiegen im Übergangsbereich und mit definierten Sperrdämpfungen haben auf Grund endlicher Laufzeiten Stoßantworten, die von denen idealer Tiefpässe abweichen.

Die Superposition der realen Stoßantworten zu den Abtastzeitpunkten $t = t + n t_k$ ergibt verzerrte Ausgangsfunktionen $g_2(t)$.

Einen entscheidenden Einfluß auf Modulationsverzerrungen hat die Bandbreite des Rekonstruktionstiefpasses. Unter der Annahme von idealen Modulatoren wurde das Spektrum einer mit

$$g_1(t) = A \cos \omega_e t \quad (6)$$

modulierten Abtastfolge unter der Annahme von realen Verhältnissen in einem System PCM 30/32 mit $B_T = 300$ Hz bis 3400 Hz, $f_p = 8$ kHz, $t_t = 250$ ns, $\delta = 2 \cdot 10^{-3}$, berechnet. Bild 3 zeigt einen Ausschnitt aus dem Modulationsspektrum $G(j\omega)$.

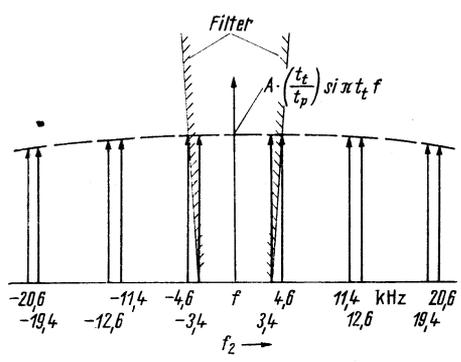


Bild 3. Ausschnitt aus dem Spektrum der modulierten Abtastfolge mit $-(2\omega_p - \omega_e) \leq \omega \leq (2\omega_p - \omega_e)$

Die spektralen Komponenten errechnen sich über die Faltung der Spektren von unmodulierter Impulsfolge und Eingangszeitfunktion. Da der erste Nulldurchgang der Spektralfunktion $G(j\omega)$ bei $1/t_t = 4,0$ MHz liegt, sind die linearen Verzerrungen über ein relativ breites Band des Modulationsspektrums praktisch gleich Null. Legt man an den Modulator Eingangsfunktionen nach Gl. (6) mit einem Spektrum von 300 Hz bis 3400 Hz, so stellen die Spektrallinien bei 3,4 kHz das Ende des NF-Bandes in der Normallage und die bei 4,6 kHz den Beginn des 1. Kehrsseitenbandes dar, beide mit näherungsweise gleicher Amplitude. Die Funktion des Tiefpaßfilters besteht, wie im Bild 3 angedeutet, in einer ausreichenden Trennung beider Bänder, so daß ein Eigennebensprechen verhindert wird. Im Zusammenhang bestimmen somit eine große Flankensteilheit und eine definierte Sperrdämpfung der Rekonstruktionsfilter

1. eine möglichst annähernde Stoßantwort gegenüber der idealen Stoßantwort und damit – von Laufzeitverzerrungen abgesehen – eine verzerrungsarme Signalwiederherstellung, so daß

$$\frac{|g_2(t)|}{|g_1(t)|} \Big|_{t_0 \leq t \leq t_\infty} \rightarrow 1.$$

2. eine ausreichende Trennung des Modulationskehrbandes vom NF-Basisband und damit geringes Eigennebensprechen, bedingt durch die Abtastung mit $f_p = 8$ kHz.

4. Praktische Demodulationsschaltungen

Wie Bild 3 zeigt, sind die linearen Amplitudenverzerrungen klein bzw. gleich Null, wenn die Tastbreite $t_t \ll 1/f_1$ ist und damit die Breite der PAM-Impulse gegen 0 geht. In diesem Fall ist der Betrag der Übertragungsfunktion $|G(j\omega)|$, über den Frequenzbereich konstant und bei Pulsamplitudenwerten von ∞ (Dirac-Stoßfolge) gleich 1.

Vergrößerte Impulsbreiten bewirken den bekannten Apertur-effekt, der als Frequenzgang im NF-Kanal meßbar ist und entzerrt werden muß. Folgende Demodulationsprinzipien zur Umsetzung der PAM-Folge in die Signalfunktion sind prinzipiell möglich.

4.1. Direkte PAM-Signalumsetzung mit annähernd idealen Dirac-Pulsen

Auf Grund der ungedämpften Modulationsseitenbänder müssen die entsprechenden Demodulationsfilter relativ aufwendig bezüglich Sperrdämpfung sein (siehe Bild 3). Aus der Modulation ergibt sich eine Dämpfung des NF-Signals, die tastbreitenabhängig ist und die Signalleistung um den Faktor des Tastverhältnisses verringert.

4.2. PAM-Signalumsetzung mit gleichzeitiger Verstärkung des NF-Signals durch eingefügte Halteglieder

Die Verstärkung der PAM-Signale vor der Filterung geschieht in der Regel über Halteschaltungen, die die PAM-Impulsbreiten definiert verlängern und damit den Energieverlust durch die Modulation kompensieren. Abtast- und Halteglieder werden meist als Geradeausschaltungen oder als Rückkopplungsschaltungen realisiert.

4.3. PAM-Signalumsetzung mit definierter Entladung

In diesem Fall ist $\tau_a \ll \tau_e$, jedoch wird τ_e des Haltekapazitors so definiert, daß die entsprechenden PAM-Werte nicht bis zum Einsetzen des nächsten Abtastimpulses gehalten werden, sondern es wird die Entladung der größten Signalamplituden auf den Wert 0 bis zum Ende der Kanalbreite angestrebt. Es sind keine Entladeschalter erforderlich. Die Verfahren nach Abschn. 4.2. und 4.3. haben den Vorteil, daß sich Filter mit geringeren Flankensteilheiten als in Abschn. 4.1. einsetzen lassen, da auf Grund des Spaltfunktionsverlaufs des Modulationsspektrums (in der Literatur als Nyquist-Abfall bezeichnet) infolge endlicher Impulsbreiten die zu sperrenden NF-Seitenbänder schon gedämpft sind.

5. Amplitudenverzerrungen als Funktion des Abtastvorgangs

Bild 4 zeigt die zu den Demodulationsprinzipien in den Abschn. 4.1., 4.2. und 4.3. gehörenden Impulsformen eines mit $g(t)$ modulierten Pulses nach dem Halteglied. Im folgenden werden die Spektren untersucht. Nimmt man einen Rechteckimpuls der

Breite $T_R - g_R(t)$ an, der ideale Anstiegszeit $t_{an} = 0$, keine Dachschräge sowie ideale Abfallzeit $t_{ab} = 0$ aufweist, so ergibt sich die Laplace-Transformierte von $g_R(t)$ zu

$$\underline{L}\{g_R(t)\} = \int_0^{T_R} g_R(t) e^{-p t} dt$$

Führt man für $g_R(t)$ im Bereich $0 < t < T_R$ eine definierte Dachschräge $\alpha = 1/\tau_e$ ein, so wird

$$g_R(t) = \begin{cases} 0 & \text{bei } t \leq 0 \\ e^{-\alpha t} & \text{bei } 0 < t < T_R \\ 0 & \text{bei } t > T_R \end{cases}$$

Die Rechteckamplitude ergibt sich zu $A = 1$. Die Laplace-Transformierte für $g_R(t)$ wird

$$\underline{L}\{g_R(t)\} = \int_0^{T_R} e^{-\alpha t} e^{-p t} dt = \frac{1}{p + \alpha} \{1 - e^{-(p + \alpha) T_R}\}$$

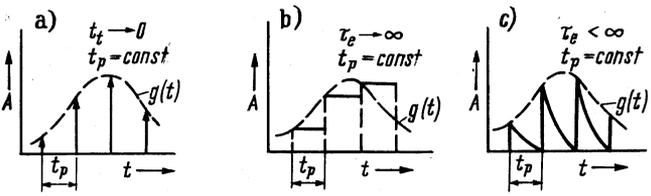


Bild 4. Impulsformen zu den Demodulationsprinzipien 1 bis 3

und nach $p \rightarrow j \omega$

$$\underline{L}\{g_R(t)\} = \frac{1}{\alpha + j \omega} [1 - e^{-(j \omega + \alpha) T_R}] = G(j \omega) \quad (7)$$

Über die trigonometrische Form eines komplexen Zeigers $a^i = r \cdot e^{i \varphi}$ folgt mit $a^i = r (\cos \varphi + j \sin \varphi)$

$$G(j \omega) = \frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} \times [(\alpha - j \omega) - (\alpha - j \omega) e^{-\alpha T_R} (\cos \omega T_R - j \sin \omega T_R)]$$

Über Nebenrechnungen gelangt man zu

$$G(j \omega) = \frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} \{ \alpha - e^{-\alpha T_R} (\alpha \cos \omega T_R - \omega \sin \omega T_R) + j [e^{-\alpha T_R} (\alpha \sin \omega T_R + \omega \cos \omega T_R) - \omega] \} \quad (8)$$

und damit auf den gesuchten Betrag von $G(j \omega)$. Dieser ergibt sich zu

$$|G(j \omega)| = \sqrt{\frac{2 e^{-\alpha T_R}}{\alpha^2 + \omega^2} [\cosh \alpha T_R - \cos \omega T_R]} \quad (9)$$

und ist der allgemeinste Fall von $|G(j \omega)|$ mit definierter Dachschräge α . Zum gleichen Ergebnis führt die Fourier-Transformation.

Betrachtet man einen Rechteckimpuls, so geht das kontinuierliche Spektrum nach Gl. (8) in ein Linienspektrum über, bei dem die Amplituden der mit Gl. (9) bewerteten Spektrallinien um den konstanten Faktor $1/t_p$ gedämpft werden. Es ergeben sich folgende Grenzfälle (Einzelimpulse):

1. $\tau_e \rightarrow \infty$; $\alpha \rightarrow 0$:
Mit

$$\sin \frac{\alpha}{2} = \sqrt{\frac{1}{2} [1 - \cos \alpha]}$$

ergibt sich Gl. (9) zu

$$|G(j \omega)| = A T_R \left[\frac{\sin \frac{\omega T_R}{2}}{\frac{\omega T_R}{2}} \right] = A T_R [\text{sinc } \pi f T_R] \quad (10)$$

Das entspricht dem Demodulationsprinzip nach Abschn. 4.2., ideale Rechteckabtastung [7].

2. $T_R \rightarrow 0$; $\alpha \rightarrow 0$:

Führt man den Begriff der Deltafunktion (Dirac-Impuls) mit Grenzübergang $\delta(t) = \lim_{T_R \rightarrow 0} g_R(t)$ mit $A = 1/T_R$ ein, so wird

$$\lim_{T_R \rightarrow 0} \int_0^{T_R} A T_R dt = 1$$

Aus Gl. (10) folgt dann $|G(j \omega)| = 1$ (siehe Demodulationsprinzip, Abschn. 4.1.).

3. Zwischen beiden Grenzfällen bewegen sich die Amplitudenverzerrungen der definierten Entladung.

6. Einige Ergebnisse bei der Signalrekonstruktion im 30-Kanal-PCM-System mit Rechteckabtastung und mit variablen Tiefpaßfilterparametern

Die Spektralkomponenten der ideal gehaltenen PAM-Folge mit $g_1(t) = A \sin \omega_e t$ errechnen sich nach [4] zu

$$s^L(t) = A \text{si} \frac{\omega_e t_p}{2} \sin \omega_e t + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A \text{si} \left[(n \omega_p + \omega_e) \frac{t_p}{2} \right] \times \sin (n \omega_p + \omega_e) t + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A \text{si} \left[(n \omega_p - \omega_e) \frac{t_p}{2} \right] \sin (n \omega_p - \omega_e) t \quad (12)$$

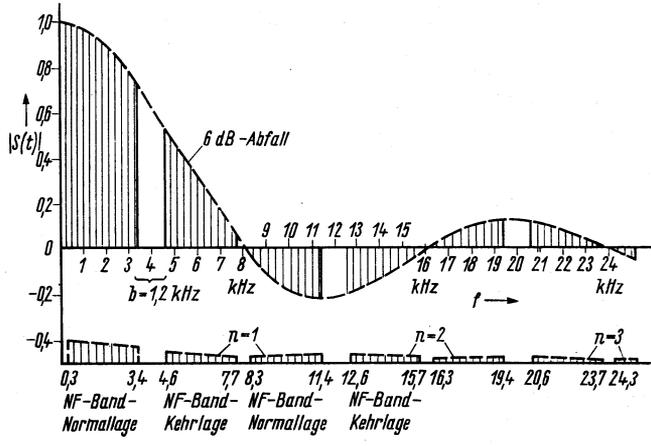


Bild 5. Linienspektrum einer ideal gehaltenen, bandmodulierten PAM-Folge bis zu $3 f_p$

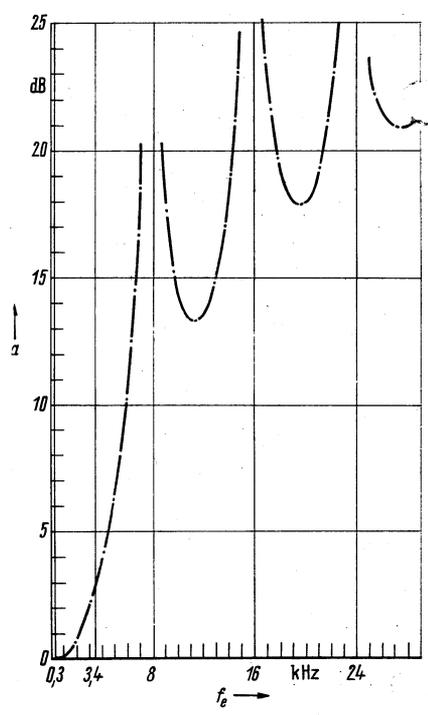


Bild 6. Berechnete Abtastdämpfung mit Rechteckabtastung

Bild 5 zeigt das Linienspektrum bis zu $3f_p$, Bild 6 gibt die errechnete Abtastdämpfung wieder. Zur Signalrekonstruktion wurde der grundsätzliche Signalweg nach Bild 1 realisiert. Die Summen-PAM-Signale gelangen jetzt jedoch über Abtast- und Halteschaltungen an die Tiefpaßfilter. Der Modulator des für die entsprechenden Messungen aufgebauten PAM-NF-Rekonstruktionssystems ist ein MOSFET-Schalter, dem wiederum — mit extrem hochohmigen MOSFET-Eingangsstufen abgeschlossen — das Halteglied mit $\tau_e \rightarrow \infty$ folgt. Die Ausgangstreppenfunktion wird in einem Tiefpaß rekonstruiert. Er besteht aus einem Cauer-Filter 5. Grades zur Realisierung der von CCITT empfohlenen Mindestsperrdämpfung bei $f_e \geq 4,6$ kHz.

Es werden auf Grund ökonomischer Überlegungen LC-Strukturen mit minimalem Bauelementeaufwand, also kanonische Realisierungen der Kanalfilter, angestrebt [8]. Dabei werden die rein imaginären Übertragungsnullstellen P_{01}, P_{02} der approximierten Tiefpaßübertragungsfunktion

$$T(P) = \frac{f(P)}{g(P)} = \frac{(1 + P^2 P_1^2)(1 + P^2 P_2^2)}{g(P)} \quad (13)$$

($P_1; P_2$ reelle Parameter)

jeweils aus der Reihenresonanz der Gegeninduktion zweier magnetisch fest gekoppelter Induktivitäten und einer Kapazität erzeugt. Sie ergeben sich aus Gl. (13) zu $P_{0x} = \pm j \frac{1}{P_N}$.

Bei gegensinniger Kopplung entstehen mit technisch realisierbaren Koppelfaktoren $K \geq 0,98$ im Vergleich zu kopplungsreinen Schaltungsrealisierungen vernachlässigbar kleine zusätzliche Dämpfungsverzerrungen an den Durchlaßgrenzen bzw. kein abweichendes Dämpfungsverhalten im Sperrbereich [9]. Es ergeben sich $m = 5$ Filterbauelemente für den Grad $n = 5$. Für eine optimale Dimensionierung der Filter und um gleichzeitig den Einfluß realer Filtergrößen auf die Signalwiederherstellung zu untersuchen, wurden verlustkompensierte Cauer-Parameter-Tiefpässe unterschiedlicher Sperrdämpfung und — aus der Approximation der Filter bedingter — ungleicher endlicher Steilheit als signalformende Vierpole eingesetzt. Sie haben jedoch neben gleicher Welligkeit im Durchlaßbereich identische Grenzfrequenzen von $f_1 = 3,4$ kHz, außer Filter 5 mit $f_1 = 3$ kHz. Folgende Filter entsprechend Toleranzschema Bild 7 wurden für Messungen aufgebaut:

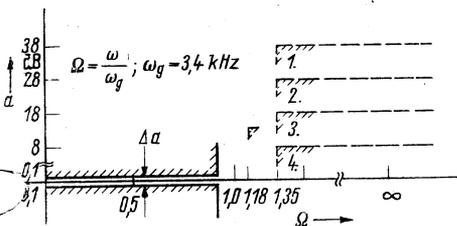


Bild 7
Dämpfungstoleranzschema der Rekonstruktionsfilter mit variabler Sperrdämpfung

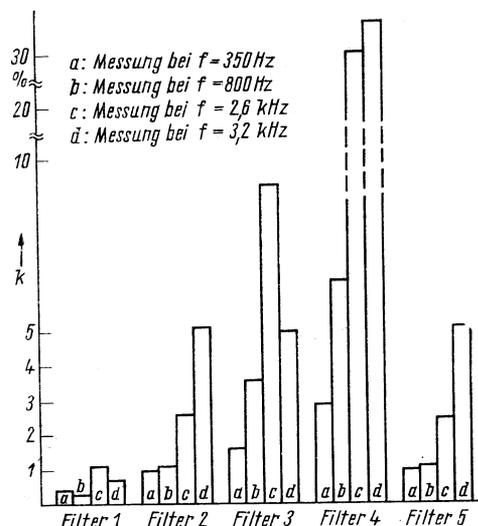


Bild 8
Gemessene Verzerrungsfaktoren der Tiefpaßfilter 1 bis 5

Filter 1 bis 4: $f_1 = 3,4$ kHz, Grundwelligkeit $\leq 0,2$ dB; Sperrdämpfung bei 4,8 kHz; 38 dB, 28 dB, 18 dB, 8 dB.
Filter 5: $f_1 = 3,0$ kHz, Grundwelligkeit $\leq 0,2$ dB; Sperrdämpfung bei 4,8 kHz: 28 dB.

Als Maß für die Güte der Signalreproduktion wurde der Verzerrungsfaktor k eingeführt, der sowohl $|g_2(t) - g_1(t)|$ angibt als auch die Größe der nichtlinearen Verzerrungen durch Modulation.

Bild 8 zeigt das Ergebnis der Messungen. Die Güte hängt also im wesentlichen von der Sperrdämpfung der Filter bei $f_p - f_{e \max}$ ab, bei der die erste Spektrallinie des NF-Kehrseitenbandes um 5,2 dB gedämpft gegenüber der Grundfrequenz erscheint.

Garantiert die Flankensteilheit das Einhalten der vorgeschriebenen Mindestsperrdämpfung bei der Frequenz, so ist eine Güteminderung durch Variation der Flankensteilheiten nicht meßbar. Dies zeigt sich beim Vergleich von Filter 1 und 5, die bei gleicher Sperrdämpfung unterschiedliche Flankensteilheiten aufweisen. Erst bei Steilheiten der Filter, die die Frequenzen des Umkehrbandes nicht ausreichend unterdrücken, steigt k an. Die Messungen von Bild 8 sind allerdings nur als relative Größen zueinander interessant, da die Größe der absoluten nichtlinearen Verzerrungen, die in der Eingangsstufe des Modulators entstehen, sowie die Quantisierungsverzerrungen nicht absolut gemessen werden.

Während der Modulation entstehende Harmonische auf der Sendeseite des PCM-Systems verletzen teilweise das Abtasttheorem und werden im Rekonstruktionsfilter der Empfangsseite als zusätzliche Störfrequenz mit in das NF-Normalband umgesetzt. Das betrifft geradzahlige Harmonische von $f_e > 2$ kHz sowie ungeradzahlige Harmonische von $f_e > 1,333$ kHz. Durch Abtastung dieser Oberwellen, die das Abtasttheorem verletzen, entsteht ein breitbandiges Geräusch, das von der Steilheit der Filterflanken bei $f_1 = 3,4$ kHz abhängt. Das betrifft auch Kombinationsschwingungen und Klirprodukte, die auf dem PCM-Übertragungstrakt entstehen [5].

Die gemessenen Signal-Rauschabstände lagen bei Filter 5 um weniger als 1 dB höher als bei den Tiefpässen 1 bis 4. Die gleiche Tendenz zeigt sich bei den Messungen des unbelasteten Grundgeräusches, die breitbandig und über die entsprechenden Fernsprech-Filter vorgenommen wurden.

Die Auswertungen dieser und der wichtigsten Systemmessungen im einzelnen zeigen, daß für eine Signalrekonstruktion nach gültigen CCITT-Parametern Filter eingesetzt werden können, deren Sperrdämpfungen bei $f_p - f_{e \max} = 4,6$ kHz nicht größer als 25 dB sein müssen.

Das bedeutet gegenüber der Forderung aus [3], die eine Sperrdämpfung von etwa 40 dB für das entsprechende Demodulationsprinzip ansetzt, wesentlich geringeren Filteraufwand sowie geringere Laufzeitverzerrungen, wenn sich die Filterflanken im gleichen Frequenzbereich bewegen.

Bild 9 zeigt das beschriebene Demodulationssystem für einen NF-Kanal. Der PAM-NF-Signalwandlung schließt sich eine frequenzabhängige Entzerrung mit einem geeigneten aktiven Vierpol an, der den Nyquist-Abfall der ideal gehaltenen PAM-Folge ideal kompensiert und bei geeigneten P-N-Koordinaten des Übertrager-Netzwerks hinreichend genau den an der Frequenzachse gespiegelten Verlauf $y = \sin x/x$ nach Bild 5 im Bereich von 300 bis 3400 Hz abbildet [10].

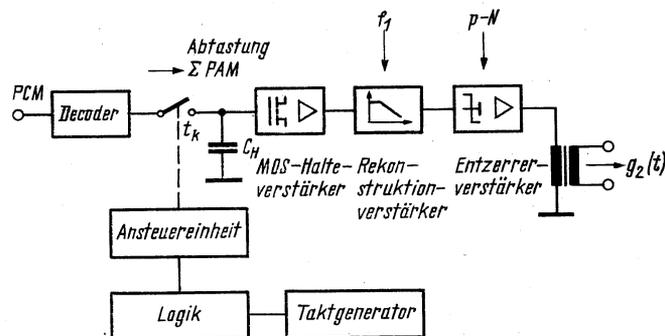


Bild 9. Blockschaubild zur beschriebenen Signalrekonstruktion

Betrachtungen zu Phasen- und Gruppenlaufzeitverzerrungen des beschriebenen Systems werden zu einem gegebenen Zeitpunkt veröffentlicht.

Verwendete Abkürzungen

$g_1(t)$	Eingangszeitfunktion mit bandbegrenztem Spektrum
$g_2(t)$	Ausgangszeitfunktion nach Signalrekonstruktion
$G_1(f)$	Spektraldichtefunktion von $g_1(t)$
b_n^L	komplexe Fourier-Koeffizienten der periodifizierten $G_1(f)$
$f_1 = 1/2 \cdot T_1 = F_1/2 = \omega_1/2 \pi$	Eingangsgrenzfrequenz
B_r	NF-Telefonieband nach CCITT
$f_p = 1/t_p$	Abtastfrequenz
t_t	Tastzeit
t_k	Kanalzeit
$\delta = t_t/t_p$	Tastverhältnis
τ_a, τ_e	Auf- und Entladezeitkonstanten des Haltegliedes
f_e	Frequenzen der diskreten Eingangsharmonischen
F_1	Bandbreite der Bildfunktion von $g_1(t)$.

Eingegangen am 2. Juli 1976

Na A 7811

Literatur

- [1] *Kreß, D.*: Vorlesungsreihe Klassische Systemtheorie der Lehrgruppe Nachrichtentechnik, Sektion INTET, TH Ilmenau 1972.
- [2] *Haberland, W.*: Abtastung von Zeitfunktionen mit größerer Probendistanz, als das Sampling-Theorem vorschreibt. Nachrichtentechnik 21 (1971) H. 5, S. 167–173.
- [3] *Hölzler, E., und Holzwarth, H.*: Theorie und Technik der Pulsmodulation. Berlin (West), Göttingen, Heidelberg: Springer-Verlag 1957.
- [4] *Haberland, W.*: Theoretische Beziehungen und Anwendungsmöglichkeiten der Abtastung harmonischer Zeitfunktionen. Diss. TH Ilmenau 1967.
- [5] *Leberwurst, K.*: Probleme bei der Messung von Fernsprechanalysen in zeitgeteilten Systemen. Fernmeldetechnik 10 (1970) H. 11, S. 331–336.
- [6] *Boussios, E., und Keffler, A.*: Auswirkungen nichtlinearer Verzerrungen in Zeitmultiplex-Übertragungssystemen. NTZ 27 (1974) H. 5, S. 187–189.
- [7] *Kretzschmar, R.*: NF-Kanaleinheit mit aktiven Filtern. Interner Bericht des FML zum Thema PCM 30, II/1974.
- [8] *Kliem, V., und Kerndt, F.*: Schnelles Approximations- und Syntheseprogramm für symmetrische und antisymmetrische Cauer-Parameter-Tiefpässe der Grade $n = 2$ bis 12 für Digitalrechner R 300 (in Vorbereitung).
- [9] *Kliem, V.*: Ein Beitrag zur Realisierung von kanonischen LC-Filtern mit induktiver Kopplung am Beispiel eines PCM-Kanalfilters (in Vorbereitung).
- [10] *Kliem, V., und Eich, E.*: Aktiver PAM-Entzerrer, insbesondere für ideale Rechteckabtastung in PCM-Anlagen. Wirtschaftspatent WP 743/190746.

Fehlererkennung und Fehlerreduktion bei quaternärer Codierung

D. Uhlig, KDT, Berlin

Mitteilung aus dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt der Deutschen Post (RFZ), Berlin-Adlershof

Deskriptoren: Informationsübertragung, quaternäre Codierung, Fehlerrate, Fehlererkennung, Fehlerreduktion

Bei der Übertragung von digital codierten Signalen sind die Codebasis und die Stellendauer der Codewörter entsprechend dem Störabstand und der Bandbreite des Kanals zu wählen. Gegenwärtig werden hauptsächlich binäre Codes verwendet. Bei einem großen Störabstand kann es jedoch vorteilhaft sein, einen mehrvalenten Code anzuwenden. Von besonderem Interesse sind quaternäre Codes. Dieser Beitrag beschäftigt sich mit Fehlererkennung und Fehlerreduktion bei quaternärer Codierung.

1. Quellencodierung und Kanalcodierung

Bei der digitalen Informationsübertragung setzt sich die Codierung im allgemeinen Fall aus Quellencodierung und Kanalcodierung zusammen. Durch die Quellencodierung können Redundanz und Irrelevanz der zu übertragenden Informationen in dem Umfang verringert werden, den das als Kompromiß zwischen Aufwand und Nutzen gewählte Verfahren zuläßt. Die Kanalcodierung stellt die optimale Anpassung des quellencodierten Signals an den Übertragungskanal sicher.

Nach dem gegenwärtigen Stand ist die Quellencodierung analoger Signale in den meisten Fällen eine binäre Codierung. Deshalb kann das quellencodierte Signal als binär vorausgesetzt werden. Bei den folgenden Betrachtungen wird weiterhin angenommen, daß es im Dualcode gegeben ist. Wegen der Umcodierung in einen quaternären Code soll die Anzahl der Stellen eines Codewortes gerade sein. Jedes $2n$ -stellige Codewort des quellencodierten Signals besteht aus den Bits $x_1, x_2, \dots, x_{2n-1}, x_{2n}$. x_1 ist das wichtigste Bit (most significant bit – MSB). Die Bits sind 0 oder 1.

Bei der Kanalcodierung soll ein quaternärer Code angewandt werden. Je 2 Bits eines binären Codewortes des quellencodierten Signals wird ein Digit des quaternären Codewortes des kanalcodierten Signals zugeordnet. Ein n -stelliges Codewort des kanalcodierten Signals besteht aus den quaternären Digits y_1, y_2, \dots, y_n . Die Digits sind 0, 1, 2 oder 3.

2. Digitfehler

Bei der Übertragung im Basisband ist jedem Digit des kanalcodierten Signals ein Intervall des Aussteuerungsbereiches des Kanals zugeordnet. Der Aussteuerungsbereich sei durch das Spannungsintervall 0 bis U gegeben. Die den quaternären Digits zugeordneten Intervalle der Spannung u sind im Bild 1 dargestellt.

Übertragen werden die Stufenwerte $m \Delta U$; $m = 0, 1, 2, 3$. Die Stufenhöhe ist $\Delta U = U/3$. Die Grenzen der den Digits 0, 1, 2

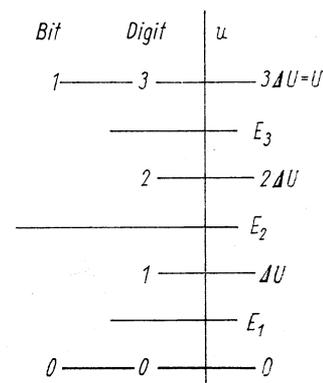


Bild 1. Spannungsintervalle der quaternären Digits und der Bits