

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

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 71 (1980)

Heft: 21

Artikel: Optimierung von Netzwerken für die digitale Übertragung

Autor: Gürtler, M.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-905310>

Nutzungsbedingungen

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

Conditions d'utilisation

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

Terms of use

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

Download PDF: 22.12.2024

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

Optimierung von Netzwerken für die digitale Übertragung

Von M. Gürtler

519.876.3:681.32

Der Artikel befasst sich mit einigen Aspekten des Entwurfs von Entzerrern zur Signalregeneration in der PCM-Übertragungstechnik. Dazu werden die Grundbegriffe erläutert, und anhand eines Beispiels wird der Einsatz eines Grossrechners bei der Optimierung der Entzerrungsnetzwerke gezeigt.

Cet article concerne quelques aspects de la réalisation d'égalisateurs pour la régénération des signaux utilisés pour la transmission dans les systèmes MIC. Les notions fondamentales sont expliquées et, à l'aide d'un exemple, on montre l'emploi d'un ordinateur pour l'optimisation des réseaux correcteurs.

1. Einleitung

Die stetig steigenden Ansprüche, die an das Telefonnetz gestellt werden, wie z.B. die Erhöhung der Kapazität durch bessere Ausnützung bestehender Kabelanlagen, die höhere Zuverlässigkeit und Wirtschaftlichkeit, sind Gründe für die Einführung der digitalen Übertragung. Dabei wird das analoge Signal (z.B. ein Sprachsignal) digitalisiert, zu einem Bündel zusammengefasst und in der neuen Form übertragen. Eines der verwendeten Verfahren ist die Puls-Code-Modulation (PCM), bei der das Analogsignal abgetastet und quantisiert wird, damit sich seine Amplitude als ein Zahlenwert darstellen lässt. In der Telefonie ergibt sich so eine Bitfolgefrequenz von 64 kbit/s (64000 binäre Zeichen pro Sekunde) für einen Sprachkanal. Mit der Zusammenfassung von 30 Sprachkanälen, einem Signalisations- und einem Synchronisationskanal im Zeitmultiplex bildet sich die Grundstufe für die PCM-Übertragung, mit einer Bitfolgefrequenz von 2048 kbit/s (32×64 kbit/s).

In PCM-Systemen höherer Ordnung werden jeweils 4 PCM-Signale der tieferen Ordnung in weitere Bündel zusammengefasst, z.B. auf 8448 kbit/s, 34368 kbit/s und 139264 kbit/s. Während die Übertragung des Bündels mit 2048 kbit/s auf symmetrischen Niederfrequenzkabeln möglich ist, müssen für Systeme höherer Ordnung Koaxialkabel verwendet werden.

Eine Voraussetzung für die eigentliche Übertragung ist die fehlerfreie Regeneration der stark gedämpften und verzerrten Impulsfolgen. Um dies zu erreichen, wird das Signal (Impulsfolge) in einen für die Leitungsübertragung günstigen Code umgewandelt. Die meistbenutzten Codes sind: AMI (Alternate Mark Inversion) und HDB3 (High Density Binary 3). Bei diesen wird die ursprüngliche binäre Impulsfolge, ein zwei-stufiges digitales Signal (logisch 0 und 1), in eine pseudoternäre Folge, ein dreistufiges Signal (+1, 0, -1), gewandelt. Der HDB3-Code hat zudem die Eigenschaft, lange Nullfolgen zu brechen, was sich vorteilhaft auf die Taktextraktion in den Regeneratoren auswirkt. Die verschiedenen Impulsfolgen sind aus Figur 1 ersichtlich. Ein so vorbereitetes Signal wird dem Übertragungsmedium zugeführt, dem am Ende eine Einrichtung zur Regeneration des Signals (Regenerator) nachgeschal-

tet wird. Die Regeneration umfasst die amplitudenmässige und zeitliche Wiederherstellung der Impulsfolge. Um eine fehlerfreie Übertragung zu gewährleisten, muss sie bestimmten Qualitätskriterien genügen; dies sind vor allem die Störfestigkeit und das Jitter-Verhalten (Phasenmodulation der Impulse). Diese Eigenschaften sind wesentlich für die Planung, z.B. der Anzahl Systeme, die in einem Kabel untergebracht werden können, der maximalen Entfernung zwischen zwei Regeneratoren, oder auch der Anzahl Regeneratoren, die nacheinander geschaltet werden können.

2. Entzerrung

2.1 Grundlagen

Zu Beginn eines Entzerrere Entwurfs stellt man sinnvollerweise ein Modell auf; ein Beispiel ist in Figur 2 dargestellt. Das durch das Übertragungsmedium verzerrte Signal der Bitfolgefrequenz f_0 ($1/T_0$) wird entzerrt und in einer Aufbereitungsschaltung wieder auf die ursprüngliche Sendeform regeneriert.

Das resultierende Signal am Entscheidungspunkt EP (Ausgang des Entzerrers), wo das Signal in äquidistanten Zeitpunkten ($n \cdot T_0$) abgetastet wird, kann mit den folgenden Gleichungen beschrieben werden (Fig. 3):

$$R(f) = S(f) \cdot L(f) \cdot E(f)$$

$$\text{bzw. } r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} R(f) e^{j2\pi ft} df,$$

$r(t)$ bzw. $R(f)$ resultierendes Signal am EP im Zeit- bzw. Frequenzbereich

$s(t)$ bzw. $S(f)$ Sendesignal im Zeit- bzw. Frequenzbereich

$L(f)$ Transferfunktion des Übertragungsmediums

$E(f)$ Transferfunktion des Entzerrers

t, f Zeit bzw. Frequenz

Um die ideale Entzerrung zu erreichen, also $r(t) = s(t - \tau)$, müsste

$$E(f) = \frac{1}{L(f)} \cdot e^{-j2\pi f\tau}$$

gelten. Dies würde aber eine gegen unendlich gehende Bandbreite und Verstärkung des Entzerrers bedeuten, weil

$$\lim_{f \rightarrow \infty} |L(f)| = 0.$$

Schon im Jahre 1928 hat H. Nyquist [1] folgende Bedingung für das resultierende Spektrum $R(f)$ am Entscheidungspunkt aufgestellt:

Wenn $R(f) = 0$ für $|f| > f_0$ (Bandbegrenzung)

und $R(f) = |R(f)| \cdot e^{j2\pi f\tau}$ (lineare Phase)

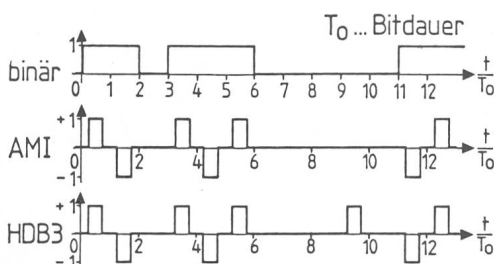


Fig. 1 Codierungsbeispiel

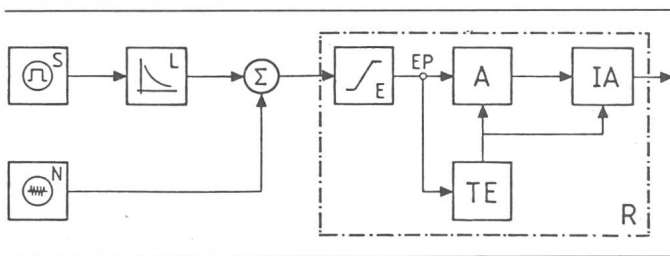


Fig. 2 Modell eines Übertragungsabschnittes

- R Regeneratorschaltung
- S PCM-Sender bzw. Ausgang des vorgeschalteten Regenerators
- L Übertragungsmedium, z. B. Leitung
- N Störer
- Σ Addierer
- E Entzerrer
- A Abtaster
- TE Taktextraktionsschaltung
- IA Impulsaufbereitungsschaltung
- EP Entscheidungspunkt

muss gelten:

$$\sum_{m=-1}^1 |R(f + mf_0)| = r_0 T_0 \quad (\text{I. Kriterium})$$

Die allgemeine Bedingung für eine einwandfreie Amplitudenentscheidung (kein Impulsübersprechen im Abtastpunkt), beschrieben im Zeitbereich als:

$$r(kT_0) = \begin{cases} r_0 \neq 0 & \text{für } k = 0 \\ 0 & \text{für } k \neq 0, \end{cases}$$

führt zur Erweiterung der Theorie von Nyquist [2].

$$\left. \begin{aligned} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{Re}\{R(f + nf_0)\} &= r_0 T_0 \\ \text{und} \\ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{Im}\{R(f + nf_0)\} &= 0 \end{aligned} \right\} \text{für } -\frac{f_0}{2} \leq f \leq \frac{f_0}{2}$$

Die praktische Bedeutung der Erweiterung besteht darin, dass weder eine absolute Bandbegrenzung noch ein linearer Phasenverlauf notwendig sind. Sobald aber eine gute Symmetrie der entzerrten Impulse verlangt wird, ist ein linearer Phasenverlauf von $R(f)$ anzustreben [3].

Zur Vervollständigung sei auch das sog. II. Nyquist-Kriterium in verallgemeinerter Form erwähnt. Um die ankommenden Impulse abtasten zu können, muss zuerst ein Taktsignal extrahiert werden. Für die Ansteuerung der Taktextraktionsschaltung benötigt man äquidistante Impulse gleicher Breite. Um Eigenjitter (verursacht durch Fehlentzerrung) des Taktes zu vermeiden, ist ein anderes Kriterium für die Impulsform $r(t)$ massgebend. Diese Bedingung im Zeitbereich

$$r(kT_0) = \begin{cases} r_0/2 & \text{für } k = 0,1 \\ 0 & \text{für } k \neq 0,1 \end{cases}$$

kann im Frequenzbereich wie folgt beschrieben werden [2]:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n \operatorname{Re}\{R(f + nf_0)\} = r_0 T_0 \cdot \cos(\pi f/f_0)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n \operatorname{Im}\{R(f + nf_0)\} = 0$$

beide für $-f_0/2 \leq f \leq f_0/2$

2.2 Wahl der $R(f)$ für Amplitudenentscheidung

Bisher wurde nur ein Einzelimpuls betrachtet. Weil aber Impulsfolgen übertragen werden, ist es von Vorteil, das Signal am Entscheidungspunkt im sog. Augendiagramm (Fig. 4) zu betrachten. Dies ist eine Darstellung, bei welcher alle Impulse einer sehr langen Impulsfolge aller möglichen Bitkombinationen mit $n \cdot T_0$ übereinandergeschrieben werden. Den Abstand des minimalen Wertes einer «Eins» zum maximalen Wert einer «Null» bezeichnet man als Augenöffnung A :

$$A = 1 - 2 \cdot \operatorname{MAX}_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_{m,n} \cdot \frac{r(nT_0)}{r(0)}$$

wobei $S_{m,n} = 0,1,-1$ alle erlaubten Zeichenkombinationen innerhalb der Impulsfolge darstellt.

Falls $r(t)$ das I. Kriterium erfüllt, dann ist $A = 1$. Sobald aber $r(t)$ bzw. $R(f)$ das Kriterium verletzt, führt das Impulsnebensprechen zum «Schliessen» der Augenöffnung, welches den Abstand zur Entscheidungsschwelle verkleinert.

Für weitere Untersuchungen führt man ein Störsignal am Regeneratoreingang ein und definiert das Verhältnis der mittleren Nutzsignalleistung (S) zur Störleistung (N) als Störfestigkeit S/N bei einer bestimmten Fehlerrate (Anzahl fehlerhafte Bit dividiert durch die gesamte Anzahl Bit). Ausgehend vom Modell des Übertragungsabschnitts in Figur 2, sei N die Leistung des Störsignals am Regeneratoreingang und $N(f)$ dessen spektrale Leistungsdichte. Entsprechend ist die Störleistungs-

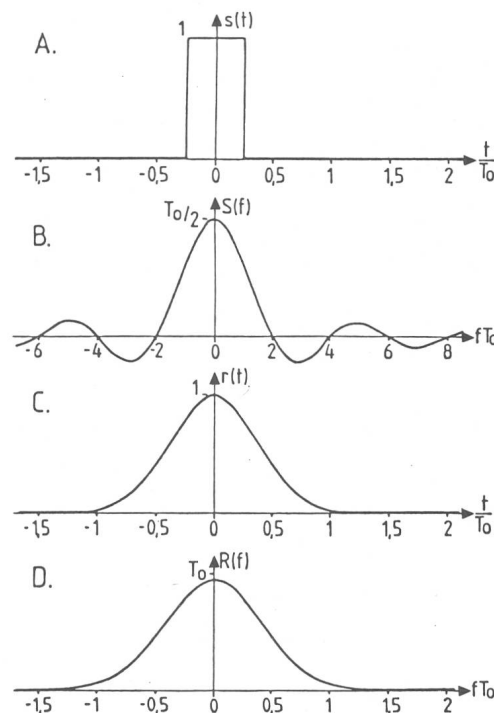


Fig. 3 Darstellung der Impulse im Zeit- und Frequenzbereich

- A. $s(t)$ Sendepuls im Zeitbereich
 - B. $S(f)$ Sendepuls im Frequenzbereich
 - C. $r(t)$ Impulsform am Entscheidungspunkt
Beispiel: $r(t) = \exp\{-a^2(t/T_0)^2\}$
 - D. $R(f)$ Resultierendes Spektrum am Entscheidungspunkt
Beispiel: $R(f) = T_0 \cdot \frac{\pi}{a} \cdot \exp\left\{-\left(\frac{\pi f T_0}{a}\right)^2\right\}$
- t Zeit
 T_0 Bitdauer
 f Frequenz

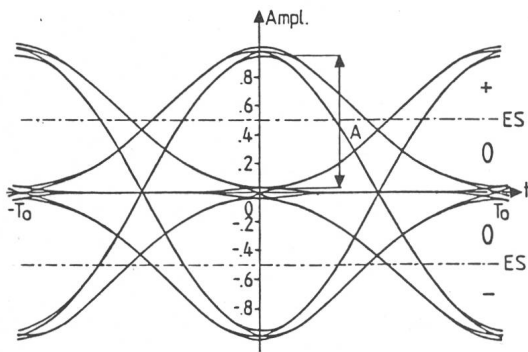


Fig. 4 Das Augendiagramm einer Impulsfolge mit $r(t)$ aus Abb. 3C

t	Zeit
T_0	Bitdauer
Ampl	Amplitude
A	Augenöffnung
ES	Entscheidungsschwelle

dichte $N_e(f)$ bzw. Störleistung N_e am Entscheidungspunkt wie folgt definiert:

$$N_e(f) = |E(f)|^2 \cdot N(f) = \left| \frac{R(f)}{S(f) \cdot L(f)} \right|^2 \cdot N(f) \leftrightarrow n_e(t)$$

$$N_e = \int_{-\infty}^{\infty} N_e(f) df = k_e \cdot N$$

k_e ... Multiplikationskonstante

Durch die Art des Störsignals (z.B. Rauschen, Sinusschwingung usw.) ist auch eine Amplitudenverteilung (Wahrscheinlichkeit des Auftretens eines Amplitudenwertes) des Störers gegeben. Unter der Annahme einer linearen Addition des Nutz- und Störsignals entsteht dann eine Fehlentscheidung, wenn $n_e(nT_0)$ den Wert von $A/2$ (Hälfte der Augenöffnung, vgl. Fig. 4) überschreitet. Das Verhältnis A/k_e ist deshalb massgebend für die Störfestigkeit bzw. die Wahrscheinlichkeit eines Fehlentscheidens. Wie aus der Berechnung ersichtlich ist, ist k_e abhängig von der Art des Störsignals, besonders von dessen spektraler Leistungsdichte, aber auch vom Übertragungsmedium (z.B. für ein Kabel auch von dessen Länge).

2.3 Realisierung der Entzerrungsfunktion $E(f)$

Im Abschnitt 2.1 wurde $E(f)$ mathematisch definiert; da der physische Entzerrer mit passiven und aktiven Elementen, wie z.B. Widerständen, Kondensatoren, Spulen, Transistoren usw. realisiert werden muss, kann $E(f)$ nur approximiert werden.

Es sei $E_p(s)$ eine positive reelle Funktion [4] der komplexen Frequenz s , die Approximierte von $E(f)$.

$$E_p(s) = K_0 \frac{\prod_{i=1}^n (s - z_i)}{\prod_{k=1}^m (s - p_k)} ; n \leq m$$

wobei $s = 2\pi jf$, K_0 eine Multiplikationskonstante und z_i, p_k Nullstellen bzw. Pole von $E_p(s)$ sind.

Da für einen Regenerator Randbedingungen gegeben sind, wie Abmessungen, Leistungsaufnahme, Preis usw., versucht man $E_p(s)$ mit dem kleinstmöglichen Aufwand zu realisieren, d.h. mit der kleinsten Anzahl Pole und Nullstellen.

Wird nach jeder Approximation das Verhältnis A/k_e berechnet und mit dem theoretischen Wert verglichen, sieht man, ob durch die Verbesserung von A/k_e ein grösserer Aufwand berechtigt ist. Dabei wird auch die Verschiebung der Pole und Nullstellen durch Streuung der Bauelemente in Betracht gezogen.

3. CAD-Computer Aided Design

Die Optimierung der Funktionen $R(f)$ und $E_p(s)$, wie im Abschnitt 2 gezeigt wurde, hat einen grossen Berechnungsaufwand zur Folge, bedingt durch die Transformationen vom Frequenzbereich in den Zeitbereich und umgekehrt. Diese Aufgabe stellt eine Herausforderung dar, einen Grossrechner effizient einzusetzen, um dem Entwicklungsingenieur die Möglichkeit zu geben, Lösungsvarianten in kürzester Zeit auszuwerten.

Im Rahmen der PCM-Entwicklung wurde bei STR deshalb ein Software-Paket zur Berechnung und Optimierung der Entzerrer zusammengestellt. Das Paket besteht aus einer Sammlung der Resultate aus Untersuchungen von verschiedenen $R(f)$ bzw. $r(t)$, der zugehörigen Störfestigkeit, den Unterlagen über Leitungen für PCM-Einsatz und dem Programm SILOP (Simulation and Optimisation Program for Digital Data Transmission), welches das Werkzeug für die numerischen Berechnungen darstellt. Der modulare Aufbau des Programms erlaubt dem Benutzer eine schrittweise (Block für Block) oder auch eine sich über das ganze System erstreckende Berechnung (Analyse und Optimierung) der gewünschten Daten durchzuführen.

Grundsätzlich besteht das Programm aus 4 Modultypen:

- Module zur Definition der Signalquelle,
- Module zur Definition der Übertragungsfunktion,
- Optimierungsmodul
- Module für die Datenausgabe.

Ausgehend von einem Modell, z.B. wie in Figur 2 dargestellt, lassen sich die einzelnen Blöcke mit einem oder mehreren in Serie geschalteten Modulen der Typen a) und b) darstellen. Die Übertragungsfunktion darf als tabellierte Spektralfunktion, durch Pole und Nullstellen oder als RLC-Netzwerk mit gesteuerten Stromquellen eingegeben werden. Module zur Nachbildung von Kabeln sowie Flachverstärkung und konstanter Laufzeit sind auch vorhanden. Das Programm berechnet die Spektralfunktion am Ausgang des jeweiligen Moduls, falls notwendig auch unter Berücksichtigung der Fehlanpassung der Ausgangs- und der Eingangsimpedanz. Mit Hilfe der Ausgabemodulen können an jeder Schnittstelle zwischen zwei Vierpolen die Spektralfunktion, die Rücktransformierte (Zeitfunktion) sowie das Augendiagramm ausgedruckt bzw. graphisch dargestellt werden. Der Optimierungsmodul erlaubt Optimierungen der Funktionen $R(f)$ bzw. $E_p(s)$ durch Variation der Netzwerkelemente, Pole, Nullstellen, Verstärkung sowie der Laufzeit, wobei auch Approximationen beliebiger Übertragungsfunktionen möglich sind. Allgemein kann die Optimierung im Frequenzbereich (I. und II. Nyquist Kriterium, beliebige Übertragungsfunktion) oder im Zeitbereich erfolgen. Bei der Optimierung einer Zeitfunktion wird zuerst die resultierende Spektralfunktion, dann mit Hilfe der FFT (Fast Fourier Transformation) deren Rücktransformierte berechnet und diese dann mit der eingegebenen gewünschten Zielfunktion verglichen. Zusätzlich bietet sich dem Benutzer

auch die Möglichkeit, variable Entzerrer, die der automatischen Einstellung der Entzerrung für verschiedene Leitungslängen dienen, zu optimieren.

Das im FORTRAN IV geschriebene Programm verlangt einen Speicherbedarf von 210000 Bytes (oktal). Die Vielzahl der numerischen Berechnungen, besonders die FFT in jedem Optimierungsdurchlauf, verlangt den Einsatz eines Grossrechners.

Das Programm hat sich dank seiner Flexibilität beim Entwurf von Entzerrernetzwerken für verschiedene digitale Übertragungssysteme bestens bewährt.

Literatur

- [1] *H. Nyquist*: Certain topics in telegraph transmission theory. Quarterly Transactions of the American Institute of Electrical Engineers 47(1928)2, p. 617...644.
- [2] *R. A. Gibby* and *J. W. Smith*: Some extension of Nynquist's telegraph transmission theory. Bell Syst. Techn. J. 44(1965)7, p. 1487...1510.
- [3] *E. D. Sunde*: Theoretical fundamentals of pulse transmission I. Bell. Syst. Techn. J. 33(1954)5, p. 721...788.
- [4] *H. W. Bode*: Network analysis and feedback amplifier design. New York, Van Nostrand, 1945.

Adresse des Autors

Michal Gürtler, Standard Telephon und Radio AG, Abteilung LUE, Friesenbergstrasse 75, 8055 Zürich.