

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: Transmission numérique en duplex sur 2 fils dans le réseau téléphonique local = Digitale Zweidrahtduplexübertragung im Ortsnetz

Autor: Germaud, Charles-Henri

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-875775>

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: 30.04.2026

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

Transmission numérique en duplex sur 2 fils dans le réseau téléphonique local

Digitale Zweidrahtduplexübertragung im Ortsnetz

Charles-Henri GREMAUD, Lausanne

Zusammenfassung. Ein bidirektionelles digitales System zur Übertragung von 128 kbit/s oder 144 kbit/s auf einem symmetrischen Leiterpaar wurde aufgebaut. Die Verwirklichung basiert auf Gabeln und auf Echokompensatoren. Der Übertragungscode und -modus berücksichtigt die Kompatibilität mit dem Hochfrequenz-Telefonrundspruch (HFTR) auf dem gleichen Kabel. Ein experimentelles Modell und dessen Untersuchung auf Laborkabeln liefern Hinweise auf den Einfluss von verschiedenen Parametern sowie praktische Ergebnisse zum Systemverhalten.

Résumé. Un système de transmission bidirectionnel à 128 kbit/s ou 144 kbit/s sur une paire symétrique d'un câble a été développé. La solution utilise des termineurs 2-fils/4-fils et des compensateurs d'écho. Le code et le mode de transmission ont été étudiés pour une compatibilité avec la transmission de la télédiffusion à haute fréquence (TDHF) sur le même câble. La réalisation d'une maquette de transmission expérimentale et le test du système sur des câbles en laboratoire ont permis d'évaluer l'influence des différents paramètres et de mesurer ses performances.

Trasmissione digitale in duplex su due fili nella rete telefonica locale

Riassunto. Con l'impiego di forchette e di compensatori d'eco, è stato realizzato un sistema di trasmissione bidirezionale a 128 kbit/s o 144 kbit/s su una coppia simmetrica di conduttori. Si sono elaborati il codice e il modo di trasmissione in modo da rendere il sistema compatibile con la filodiffusione ad alta frequenza (FD-AF) sullo stesso cavo. Un modello sperimentale e la relativa prova su cavi in laboratorio hanno permesso di valutare l'influsso dei diversi parametri e di misurare le prestazioni.

1 Introduction

En relation avec l'implantation d'un réseau numérique à services intégrés (ISDN), la transmission, sous forme numérique jusque chez l'abonné devient indispensable. Dans une phase précédant un réseau local à fibres optiques, l'utilisation des câbles à paires symétriques de cuivre existant dans le réseau téléphonique local apparaît très intéressante pour des raisons économiques et de disponibilité.

Dans le cadre de l'action 202 de la «Communauté européenne dans le domaine de la recherche scientifique et technique» (COST), qui avait pour sujet «La numérisation du réseau téléphonique local», l'Office fédéral de l'éducation et de la science (OFES) de la Confédération suisse a confié au Laboratoire de télécommunications de l'École polytechnique fédérale de Lausanne (EPFL) un projet d'étude, sur la base d'un cahier des charges de l'Entreprise des PTT.

Il existe en principe trois solutions de transmission numérique bidirectionnelle sur 2-fils: multiplexage temporel, multiplexage fréquentiel ou termineur 2-fils/4-fils [1, 2]. Le but de cette étude est d'évaluer une transmission duplex à 128 kbit/s en utilisant un termineur 2-fils/4-fils et un compensateur d'écho pour la séparation des deux directions de transmission.

La particularité helvétique de ce projet est l'exigence de compatibilité entre la transmission numérique et la télédiffusion à haute fréquence (TDHF), qui est actuellement distribuée par le réseau téléphonique local et pour laquelle il n'existe pas de solution de remplacement immédiate satisfaisante. Le choix du type de signal de transmission devra tenir compte de cette compatibilité, ainsi que des caractéristiques des paires symétriques qui, à l'origine, n'ont pas été conçues pour la bande de fréquence utilisée par cette application.

Le débit binaire à transmettre dans chaque sens avait été spécifié à 128 kbit/s par le cahier des charges. Depuis les récentes normalisations de la CEPT, qui ont fixé

1 Einleitung

Im Zusammenhang mit der Einführung eines dienstintegrierten Digitalnetztes (ISDN) ist die digitale Übertragung bis zum Teilnehmer unerlässlich. Bis zur Bereitstellung eines optischen Glasfaserortsnetzes scheint aus Wirtschaftlichkeits- und Verfügbarkeitsgründen eine Ausnutzung der symmetrischen Kupferleitungen im gegenwärtigen Telefonortsnetz sehr interessant.

Im Rahmen der europäischen Forschungsaktion COST 202 über die Digitalisierung des Ortsnetzes hat das Bundesamt für Bildung und Wissenschaft der Schweizerischen Eidgenossenschaft das Laboratorium für Fernmeldesysteme an der Eidgenössischen Technischen Hochschule (ETH) Lausanne beauftragt, eine Studie nach einem durch die PTT-Betriebe erstellten Pflichtenheft durchzuführen.

Grundsätzlich bestehen drei Lösungsmöglichkeiten für die bidirektionelle digitale Übertragung auf nur zwei Drähten: Zeit- oder Frequenz-Getrennlageverfahren oder Gleichlageverfahren mit Gabeln [1, 2]. Die durchgeführte Studie bezieht sich auf die dritte Lösung mit Gabeln und Echokompensatoren zur Entkoppelung beider Übertragungsrichtungen und betrifft eine Zweiwegübertragung mit 128 kbit/s.

Typisch schweizerisch an diesem Projekt ist die verlangte Kompatibilität zwischen der Digitalübertragung und dem zurzeit über Ortsleitungen verteilten Hochfrequenz-Telefonrundspruch, für welche keine kurzfristige Ersatzlösung besteht. Die Wahl einer geeigneten Signalform wird dieser Forderung Rechnung tragen müssen. Ebenfalls müssen die Eigenschaften symmetrischer Aderpaare, die ursprünglich nicht für den in dieser Anwendung in Frage kommenden Frequenzbereich vorgesehen waren, berücksichtigt werden.

Die zu übertragende Bitrate beträgt nach Pflichtenheft 128 kbit/s in jeder Richtung. Neuere CEPT-Bestimmungen schreiben jedoch Bitraten von 80 kbit/s ($b + \Delta$) oder 144 kbit/s ($2b + \Delta$) vor. Dementsprechend kann man die

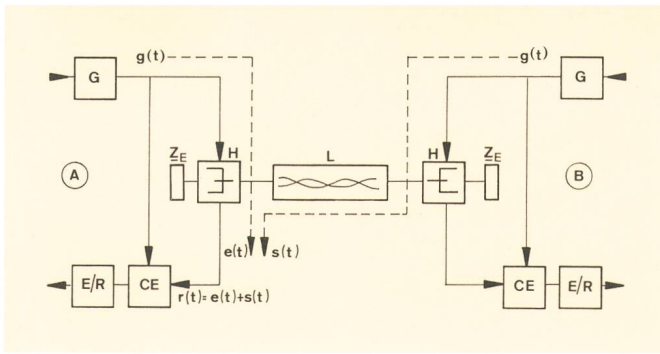


Fig. 1
Schéma-bloc du système de transmission numérique en duplex sur 2 fils entre A et B — Blockscha des digitalen Zweidraht-Übertragungssysteme zwischen A und B

- G Emetteur — Sender
- H Termineur — Gabel
- L Ligne — Leitung
- CE Compensateur d'écho — Echokompensator
- E/R Egaliseur/récepteur — Entzerrer/Empfänger
- Z_e Equilibreur — Leitungsnachbildung
- g(t) Signal d'émission — Sendesignal
- r(t) Signal de réception — Empfangssignal
- e(t) Signal d'écho — Echosignal
- s(t) Signal transmis — Übertragenes Nutzsinal

les débits à 80 kbit/s ($b + \Delta$) ou 144 kbit/s ($2b + \Delta$), on peut porter le débit à 144 kbit/s sans que cela entraîne des modifications du dispositif.

La *figure 1* représente la configuration générale du système étudié.

2 Réseau et lignes

21 Structure du réseau local

La connaissance de la structure du réseau téléphonique local actuel est indispensable pour le dimensionnement et la conception des équipements de transmission numérique. Selon une récente étude de la Division de la recherche et du développement de l'Entreprise des PTT, il ressort de la statistique globale suisse des caractéristiques de lignes une grande diversité de connexions de différentes sections de diamètres et de longueurs divers, pour former une ligne d'abonné dont les caractéristiques résultantes (longueur, impédance, affaiblissement) présentent une grande variance statistique. De plus, les valeurs statistiques par zones s'écartent fortement des valeurs globales suisses, dans la mesure où un réseau local dessert jusqu'à 19 km² en ville, 62 km² en banlieue, 227 km² en campagne et 343 km² en montagne.

Pour cette étude, le cahier des charges prescrit un affaiblissement de ligne maximal de 26 dB à 64 kHz, ce qui représente environ 3,6 km de ligne à conducteurs de 0,4 mm.

22 Lignes à paires symétriques

221 Caractéristiques en fréquence

Dans le cadre de la numérisation du réseau local, l'Entreprise des PTT a effectué des mesures de caractéristiques de lignes à paires symétriques [3]. Les résultats de la mesure des paramètres secondaires des lignes, à savoir:

- l'impédance caractéristique Z_c
- l'exposant linéique de propagation $\gamma = \alpha + j\beta$

Bitrate auf 144 kbit/s erhöhen, ohne dass das studierte Prinzip beeinflusst wird.

Figure 1 stellt die allgemeine Struktur des Systems dar.

2 Netz und Leitungen

21 Struktur des Ortsnetzes

Die Kenntnis der jetzigen Ortsnetzstruktur erweist sich als unerlässlich für die Bemessung und die Konzipierung der digitalen Übertragungseinrichtungen. Eine statistische Erhebung der Abteilung für Forschung und Entwicklung der PTT-Betriebe hat gezeigt, dass, gesamtschweizerisch betrachtet, die Struktur der Ortsleitungen eine grosse Streuung aufweist: eine Teilnehmerleitung besteht im allgemeinen aus sehr verschiedenen Teilstücken mit unterschiedlichen Aderdurchmessern und Längen. Dies führt zu stark streuenden Gesamteigenschaften (Länge, Impedanz, Dämpfung). Dazu hängen die Kennwerte noch stark von der Gegend ab, da die Einzugszone eines Ortsamtes bis 19 km² in Stadtgebieten, 62 km² in Vororten, 227 km² in Land- und 343 km² in Gebirgsgebieten betragen kann.

Als Grenzwert schreibt das Pflichtenheft für diese Studie eine Leitungsdämpfung von maximal 26 dB bei 64 kHz vor, was ungefähr einer 3,6 km langen 0,4-mm-Leitung entspricht.

22 Symmetrische Leitungen

221 Frequenzverhalten

Im Blick auf die Digitalisierung des Ortsnetzes haben die PTT-Betriebe die charakteristischen Eigenschaften von symmetrischen Aderpaaren gemessen [3].

Die Messergebnisse bezüglich der sekundären Leitungsparameter, nämlich:

- Wellenimpedanz Z_c
- Übertragungsbelag $\gamma = \alpha + j\beta$

können durch analytische Funktionen der Frequenz näherungsweise zwischen 1 kHz und 3 MHz für jeden Aderdurchmesser ausgedrückt werden. Diese Näherungen (*Fig. 2* und *3*) lassen eine deutliche Abhängigkeit vom Durchmesser und einen wesentlichen Frequenzeinfluss erkennen.

222 Abschlussimpedanz

Das Verhalten der Wellenimpedanz (*Fig. 2*) erschwert die Wahl einer Abschlussimpedanz Z_T . Der ideale Leitungsabschluss mit seiner eigenen Wellenimpedanz Z_c ist schwer durchführbar, da Z_c einerseits einer komplexen Frequenzfunktion gehorcht und andererseits vom Aderdurchmesser abhängt. Nach Übertragungsversuchen wurde die Abschlussimpedanz $Z_T = 150 \Omega$ (ohmisch) gewählt. Dieser Wert gibt zu minimalen Reflexionen Anlass und eignet sich für den Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 2 MHz.

223 Betriebsdämpfung

Die Betriebsdämpfung A_{cp} ergibt sich aus den sekundären Leitungsparametern durch:

$$\Gamma_{cp} = \gamma l + \ln [1 - r^2 \exp(-2\gamma l)] - \ln(1 - r^2) \quad (1)$$

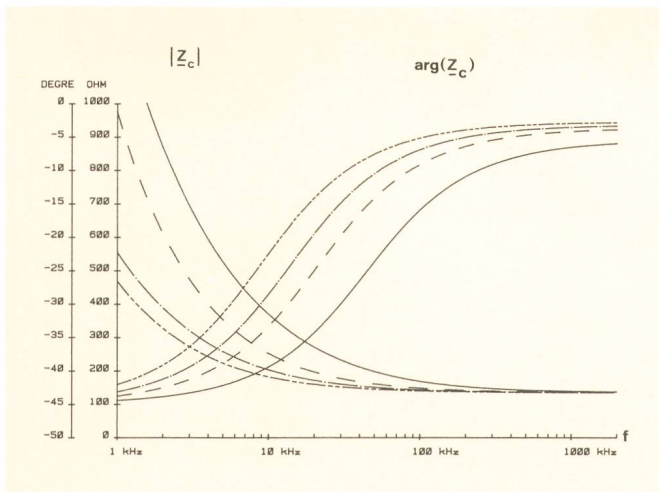


Fig. 2
Approximation analytique de la mesure de l'impédance caractéristique Z_c d'une paire symétrique — Wellenimpedanz einer symmetrischen Leitung Z_c . Analytische Näherung der Messergebnisse
 ——— 0,4 mm - - - - - 0,8 mm
 - - - - - 0,6 mm ······ 1,0 mm

ont pu être approximés par des fonctions analytiques de la fréquence entre 1 kHz et 2 MHz, pour chaque diamètre de conducteurs. Ces approximations (fig. 2 et 3) laissent apparaître une dépendance importante en fonction du diamètre et une grande variation en fonction de la fréquence.

222 Impédance de terminaison

L'allure de l'impédance caractéristique (fig. 2) laisse perplexer sur le choix d'une impédance de terminaison. Le cas idéal de terminaison de la ligne sur une impédance Z_T égale à son impédance caractéristique Z_c est difficilement réalisable: d'une part, Z_c est une fonction complexe de la fréquence et, d'autre part, le diamètre intervient comme paramètre supplémentaire. Des tests de transmission ont porté le choix de l'impédance de terminaison sur $Z_T = 150 \Omega$ résistif. Cette terminaison donne lieu à des réflexions minimales et convient à une transmission dans la bande de fréquences de 1 kHz à 2 MHz.

223 Affaiblissement composite

L'affaiblissement composite A_{cp} peut être extrait des paramètres secondaires de ligne par:

$$\Gamma_{cp} = \gamma l + \ln [1 - r^2 \exp(-2\gamma l)] - \ln(1 - r^2) \quad (1)$$

où

$$\gamma = \alpha + j\beta \text{ est l'exposant linéique de propagation et} \quad (2)$$

$$r = \frac{Z_T - Z_c}{Z_T + Z_c} \text{ le coefficient de réflexion} \quad (3)$$

avec l longueur de la ligne

Z_T impédance de terminaison

Z_c impédance caractéristique de la ligne

$$\Gamma_{cp} = A_{cp} + j B_{cp} \quad (4)$$

où A_{cp} est l'affaiblissement composite (en Np).

wobei

$$\gamma = \alpha + j\beta \text{ der Übertragungsbelag und} \quad (2)$$

$$r = \frac{Z_T - Z_c}{Z_T + Z_c} \text{ der Reflexionsfaktor} \quad (3)$$

mit l Leitungslänge

Z_T Abschlussimpedanz

Z_c Wellenimpedanz

$$\Gamma_{cp} = A_{cp} + j B_{cp} \quad (4)$$

wobei A_{cp} die Betriebsdämpfung (in Np) ist.

Das Einführen der Näherungsfunktionen gemäss den Figuren 2 und 3 in die Formeln (1), (2) und (3) ergibt die Betriebsdämpfung auf 150Ω (Fig. 4) für eine 0,4-mm-Leitung. Man beachte die unlineare Abhängigkeit in Funktion der Leitungslänge und die Frequenzabhängigkeit, die bedeutende Dämpfungsverzerrungen, besonders für lange Leitungen, verursacht.

224 Nebensprechen

Die Nah- und Fernnebensprechkennwerte von symmetrischen Kabeln wurden ebenfalls durch die PTT-Betriebe gemessen [3]. Die relative Lage der Aderpaare spielt eine wesentliche Rolle. Statistisch nimmt die Nah-

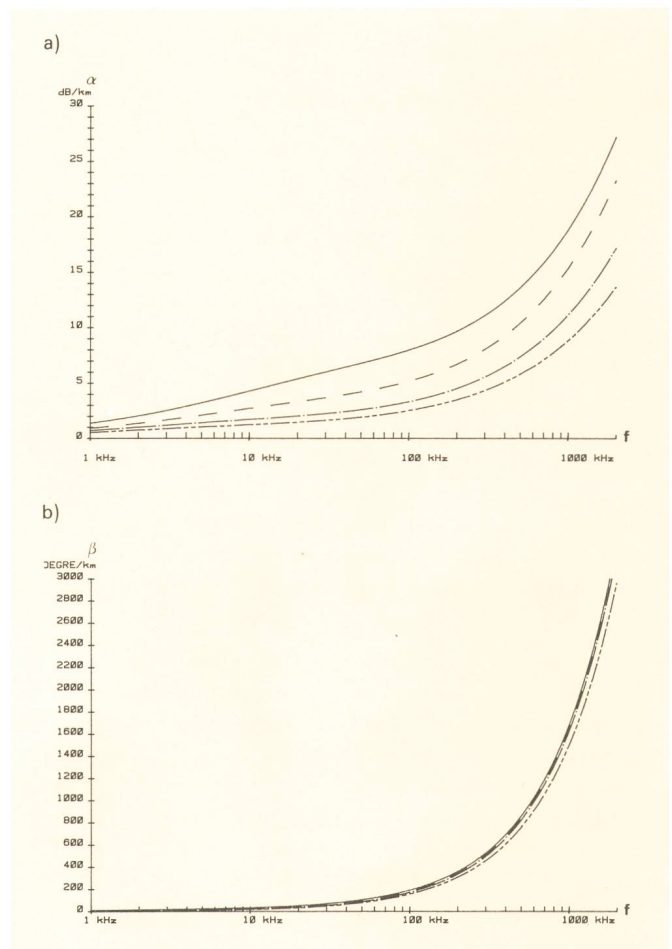


Fig. 3
Approximation analytique de la mesure de l'exposant de propagation γ d'une paire symétrique — Übertragungsbelag γ einer symmetrischen Leitung. Analytische Näherung der Messergebnisse
 ——— 0,4 mm - - - - - 0,8 mm
 - - - - - 0,6 mm ······ 1,0 mm

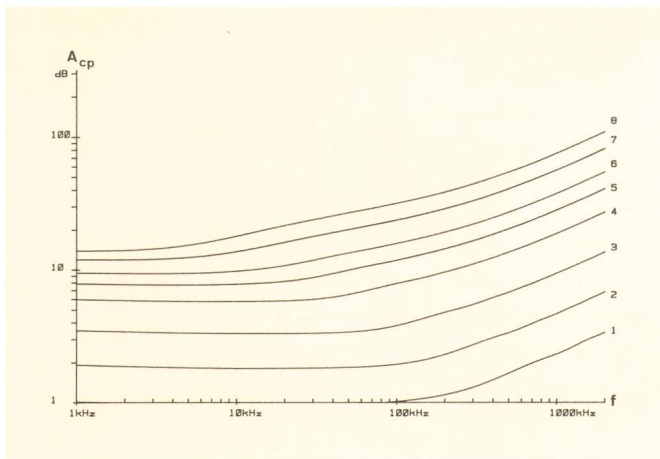


Fig. 4
Calcul de l'affaiblissement composite A_{cp} pour différentes longueurs de ligne (0,4 mm) — Berechnete Betriebsdämpfung A_{cp} für verschiedene Leitungslängen (0,4 mm)

- | | |
|-----------|-----------|
| 1: 125 m | 5: 1500 m |
| 2: 250 m | 6: 2000 m |
| 3: 500 m | 7: 3000 m |
| 4: 1000 m | 8: 4000 m |

En introduisant dans les formules (1), (2) et (3) les approximations des paramètres de ligne des figures 2 et 3, on obtient l'affaiblissement composite sur 150Ω de la figure 4, pour des conducteurs de diamètre 0,4 mm. On remarque que la dépendance selon la longueur n'est pas linéaire et les variations en fonction de la fréquence laissent prévoir des distorsions d'affaiblissement importantes, spécialement pour les longues lignes.

224 Diaphonie

Les caractéristiques de paradiaphonie et de télédiaphonie de câbles à paires symétriques ont également été mesurées par l'Entreprise des PTT [3]. La position relative des paires dans le câble influence les mesures. L'affaiblissement paradiaphonique décroît de 107 dB à 50 dB dans la bande à 1 kHz à 1 MHz, avec un écart type de l'ordre de grandeur de 10 dB. La diaphonie — et plus particulièrement la paradiaphonie dans un système de transmission bidirectionnelle simultanée — est de nature à limiter la portée de la transmission ainsi que le nombre des voies numériques fonctionnant sur le même câble. Une évaluation réaliste de cette limite ne peut se faire qu'expérimentalement, au moyen de tests avec plusieurs systèmes de transmission d'un même type déterminé.

225 Caractéristiques temporelles

Dans le but d'évaluer l'influence de l'impédance de terminaison, de la longueur et du diamètre de la ligne, on a mesuré systématiquement la réponse indicielle de lignes à paires symétriques en laboratoire à l'EPFL. Les mesures ont confirmé que le choix de 150Ω pour l'impédance de terminaison était judicieux et produisait un minimum de réflexions aussi bien du côté générateur que du côté charge.

La mesure de la réponse d'une ligne composée de deux sections de diamètre différent a mis en évidence les réflexions dues à la discontinuité d'impédance. Leur effet est perceptible sur des lignes courtes (inférieures à 500 m) lorsque la discontinuité se trouve proche du gé-

nebensprechdämpfung von 107 auf 50 dB zwischen 1 kHz und 1 MHz ab, mit einer Standardabweichung von etwa 10 dB. In Gleichlagenverfahren beschränkt das Nebensprechen — besonders das Nahnebensprechen — die Reichweite der Übertragung sowie die Zahl digitaler Übertragungen auf dem gleichen Kabel. Eine realistische Abschätzung dieser Grenzen erfordert allerdings eine umfangreiche experimentelle Untersuchung mit mehreren gleichartigen Übertragungssystemen.

225 Zeitverhalten

Die *Schrittantwort* symmetrischer Leitungen wurde Gegenstand systematischer Messungen im Laboratorium der ETH Lausanne. Damit konnte der Einfluss der Abschlussimpedanz, der Leitungslänge und des Aderdurchmessers abgeschätzt werden. Diese Messungen bestätigen die Wahl einer Abschlussimpedanz von 150Ω , weil dieser Wert zu minimalen Reflexionen sowohl auf der Quellen- als auch auf der Lastseite führt.

Messungen von gemischten Leitungen, bestehend aus zwei Sektionen mit unterschiedlichen Aderdurchmessern, verdeutlichen den Einfluss von Impedanzdiskontinuitäten. Dieser ist besonders bei kurzen Leitungen (bis zu 500 m) und wenn die Diskontinuität in der Nähe der Quelle liegt wahrnehmbar. Bei langen Leitungen dagegen (über 1000 m) ist dieser Effekt vernachlässigbar. Er führt zu einer leichten Verschlechterung des Augendiagramms, ohne jedoch die digitale Übertragung zu beeinträchtigen, da 0,4-mm/0,6-mm-Durchmessersprünge Reflexionen auf der Sendeseite verursachen, die nie grösser als 10 % der ursprünglichen Sprungamplitude sind.

Die *Zeitantwort* der Leitung auf einen Rechteckimpuls (Fig. 5) zeigt deutlich den Einfluss der Leitungslänge auf die Impulsverformung. Man stellt einerseits eine Dämpfung des Spitzenwertes und andererseits eine zeitliche Spreizung des Impulses fest.

Dadurch entsteht bei digitaler Übertragung eine Inter-symbol-Interferenz. Der ungünstigste Fall für einen

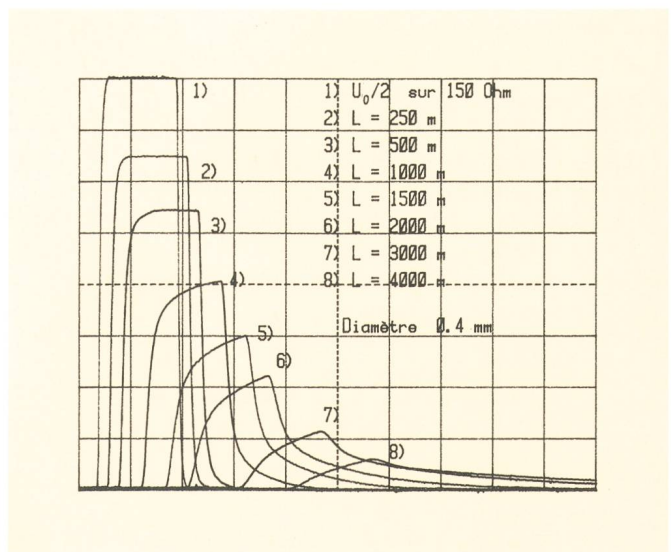


Fig. 5
Mesure de la réponse d'une ligne à une impulsion rectangulaire de $7,8 \mu s$ (terminaisons: 150Ω) — Gemessene Leitungsantwort auf einen $7,8 \mu s$ langen Rechteckimpuls (Abschlüsse: 150Ω)
200 mV/div. 5 μs /div.

nérateur, tandis que pour des lignes longues (supérieures à 1000 m), leur effet sur le signal transmis est négligeable. Ces réflexions sont de nature à fermer légèrement le diagramme en œil de la transmission numérique, sans jamais compromettre celle-ci, puisque pour des discontinuités 0,4 mm/0,6 mm, l'amplitude du signal réfléchi du côté générateur n'excède jamais 10 % de l'amplitude du saut indiciel initial.

La mesure de la réponse de la ligne à une impulsion (fig. 5) met en évidence l'effet de la longueur sur la déformation des impulsions. D'une part, on constate un affaiblissement de l'amplitude de crête du signal et, d'autre part, un étalement de l'impulsion dans le temps. Ce phénomène est la cause, en transmission numérique, de l'interférence entre les symboles successifs. Le cas de la figure 5 pour le diamètre 0,4 mm représente la situation la plus défavorable. Pour les diamètres 0,6 mm, 0,8 mm et 1,0 mm, on obtient les mêmes réponses, mais pour des longueurs graduellement supérieures.

3 Code et mode de transmission

31 Adaptation aux conditions requises

Le signal émis sur la ligne doit remplir différentes conditions particulières, imposées par le cahier des charges:

- sa composante continue doit être nulle pour permettre la téléalimentation de l'équipement par la ligne
- la puissance du signal transmis entre 0 et 4 kHz doit être inférieure à -6 dBm afin que la compatibilité avec la téléphonie en bande de base soit assurée
- la compatibilité avec la TDHF exige que la puissance du signal soit inférieure à -50 dBm par 12 kHz de largeur de bande, entre 160 et 355 kHz.

Il s'agit de déterminer un code et un mode de transmission qui assurent un débit de données binaires de $\dot{D} = 128$ kbit/s (ou 144 kbit/s) dans une bande de fréquences de 4 kHz à 160 kHz. Parmi les modes connus (p. ex. NRZ, RZ, WAL 1, Top Hat, WAL 2, Miller, CMI), seul le mode NRZ présente un premier zéro à la fréquence du débit binaire $f = \dot{D}$. En le combinant avec un code AMI ou HDB3, il est possible de supprimer sa composante continue. Toutefois, l'association du mode NRZ et du code AMI n'est pas suffisante pour satisfaire la condition de compatibilité TDHF, puisque la densité spectrale de puissance de ce signal décroît comme une fonction $\sin(\pi Tf)/\pi Tf$. Pour limiter la largeur de bande, on aura recours à une mise en forme du signal élémentaire qui remplace l'impulsion NRZ rectangulaire par une forme plus évoluée.

32 Mise en forme de l'impulsion

Le signal d'émission pseudo-ternaire est donné par l'expression:

$$g(t) = \sum_k a_k \cdot g_1(t - kT) \quad (5)$$

où a_k est le symbole AMI (0, +1, -1) de durée $T = 1/\dot{D}$ et $g_1(t)$ est le signal élémentaire définissant la forme de l'impulsion pour $-2T < t < 2T$.

Comme il apparaît à la figure 6, les signaux élémentaires $g_1(t - kT)$ correspondant aux symboles pseudo-ternaires successifs se recouvrent. La forme du signal élémentaire

Aderdurchmesser von 0,4 mm wird in Figur 5 gezeigt. Für die Durchmesser 0,6 mm, 0,8 mm, 1,0 mm sind die Zeitantworten ähnlich, jedoch mit entsprechend grösseren Leitungslängen.

3 Übertragungscode und -modus

31 Anpassung an die Pflichtwerte

Gemäss Pflichtenheft muss das gesendete Signal folgende Bedingungen erfüllen:

- Der Gleichstromanteil muss Null sein, damit die Fernspeisung der Teilnehmerstation über die Leitung möglich ist.
- Die Leistung des gesendeten Signals darf -6 dBm zwischen 0 und 4 kHz nicht überschreiten, damit eine Sprachübertragung im Basisband nicht gestört wird.
- Die Kompatibilität mit dem Hochfrequenz-Telefonrundspruch (HFTR) verlangt eine Leistungsdichte von weniger als -50 dBm je 12 kHz Bandbreite zwischen 160 und 355 kHz.

Die Aufgabe besteht somit in der Suche nach geeigneten Codes und Impulsformen, um eine Bitrate von $\dot{D} = 128$ kbit/s (oder 144 kbit/s) in das Frequenzband 4 kHz...160 kHz unterzubringen. Unter den bekanntesten Moden (NRZ, RZ, WAL 1, Top Hat, WAL 2, Miller, CMI) weist nur der NRZ-Modus eine spektrale Nullstelle bei der Bitfolgefrequenz $f = \dot{D}$ auf. Durch Kombination mit einem pseudoternären AMI- oder HDB3-Code ist der Ausgleich des Gleichstromanteils möglich. Jedoch genügt diese Kombination nicht, um die HFTR-Kompatibilität zu erreichen, da die Leistungsdichte dieses Signals wie die Funktion $\sin(\pi Tf)/\pi Tf$ abnimmt. Um den Bandbreitenbedarf zu reduzieren, ist eine Impulsformung nötig, die den NRZ-Rechteckimpuls durch eine ausgeklügelte Signalform ersetzt.

32 Impulsformung

Das pseudoternäre Sendesignal wird wie folgt ausgedrückt:

$$g(t) = \sum_k a_k \cdot g_1(t - kT) \quad (5)$$

wobei a_k das AMI-Symbol (0, +1, -1) und $g_1(t)$ die elementare Signalform – für $-2T < t < 2T$ definiert – darstellen.

Wie Figur 6 zeigt, überlappen sich die Elementarsignale, die sukzessiven pseudoternären Symbolen entsprechen. Die elementare Signalform $g_1(t)$ muss so gewählt werden, dass die charakteristischen Zeitpunkte $t = kT$ keine Intersymbol-Interferenz aufweisen und somit das Augendiagramm völlig offen bleibt.

Die spektrale Leistungsdichte $\Phi(f)$ des Sendesignals ist

$$\Phi(f) = C(f) |G_1(f)|^2 \quad (6)$$

In diesem Ausdruck ist $C(f)$ der Codefaktor des AMI-Codes

$$C(f) = \frac{1}{2T} [1 - \cos(2\pi Tf)] \quad (7)$$

und $G_1(f)$ die Fourier-Transformierte vom Elementarsignal $g_1(t)$.

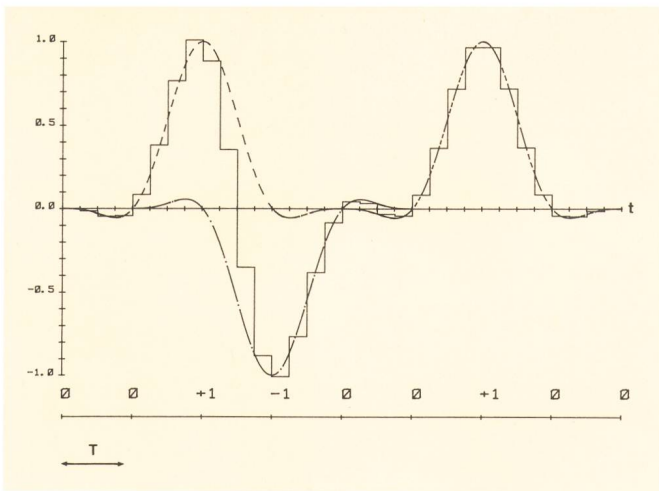


Fig. 6
Mise en forme du signal d'émission $g(t)$ avec le signal élémentaire HSINC 1 pour une séquence AMI: 0 0+1-1 0 0+1 0 0 - Impulsformung des Sendesignals $g(t)$ mittels eines HSINC-1-Elementarsignals, am Beispiel einer AMI-Sequenz 0 0+1-1 0 0+1 0 0

taire $g_1(t)$ doit être choisie telle qu'aux instants caractéristiques $t = kT$ les symboles n'interfèrent pas et qu'elle assure un diagramme en œil parfaitement ouvert.

La densité spectrale de puissance $\Phi(f)$ du signal d'émission peut s'exprimer de la façon suivante:

$$\Phi(f) = C(f) |G_1(f)|^2 \quad (6)$$

où $C(f)$ est le facteur de code; pour le code AMI, il vaut:

$$C(f) = \frac{1}{2T} [1 - \cos(2\pi Tf)] \quad (7)$$

et $G_1(f)$ est la transformée de Fourier du signal élémentaire $g_1(t)$.

Un programme de transformée de Fourier discrète a permis de déterminer un signal élémentaire $g_1(t)$ de durée limitée, qui respecte les conditions d'interférence nulle entre symboles et dont la puissance dans la bande TDHF est très faible. Les meilleurs résultats sont obtenus avec une fonction de type $\sin x/x$, pondérée dans l'intervalle $[-2T, 2T]$ par une fenêtre de Hamming. Cette forme de signal est désignée ici par HSINC 1:

$$g_1(t) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi t}{2T}\right) \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \quad (8)$$

pour $-2T < t < 2T$

Le signal élémentaire HSINC 1 étant généré sous forme échantillonnée à $f_e = 4 \dot{D}$ (signal en escalier), le spectre du signal aléatoire AMI/HSINC 1 est celui de la figure 7. La puissance résiduelle dans la bande TDHF détermine directement le niveau d'émission maximal admissible.

Pour respecter le cahier des charges (-50 dBm/12 kHz), le signal HSINC 1 peut être émis sur la ligne avec une amplitude de crête de 2,8 V (sur 150 Ω).

4 Termineur 2-fils/4-fils et compensation d'écho

41 Configuration

La transmission en duplex sur deux fils seulement nécessite l'utilisation d'un termineur pour la séparation

Eine programmierte diskrete Fourier-Transformation liefert ein zeitbegrenztetes Elementarsignal $g_1(t)$, das eine Sendung ohne Interferenz garantiert und dessen Leistungsanteil im HFTR-Band sehr gering ist. Als besonders günstige Signalform erweist sich eine durch ein Hamming-Fenster gewichtete $\sin-x/x$ -Funktion, die im weiteren als HSINC 1 bezeichnet wird:

$$g_1(t) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi t}{2T}\right) \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \quad (8)$$

für $-2T < t < 2T$

Da das HSINC-1-Elementarsignal in abgetasteter Form (Treppenspannung) bei $f_e = 4 \dot{D}$ erzeugt wird, entsteht das in Figur 7 dargestellte Spektrum des Zufallssignals AMI/HSINC 1. Die residuale Leistung im HFTR-Band bestimmt unmittelbar den maximal zulässigen Sendepiegel.

Unter Berücksichtigung des Pflichtenheftes (-50 dBm/12 kHz) darf somit das HSINC-1-Signal mit einem Spitzenwert von 2,8 V (auf 150 Ω) gesendet werden.

4 Gabelschaltung und Echokompensation

41 Gabelstruktur

Die Trennung beider Übertragungsrichtungen im Duplexbetrieb auf nur zwei Drähten erfordert eine Gabelschaltung. Diese besteht aus einer Impedanzbrücke gemäss Figur 8. Z_T wirkt als Abschlussimpedanz in Empfangsrichtung und gleichzeitig als Quellenimpedanz in Senderichtung. Z_E spielt die Rolle der Leitungsnachbildung. Um einen idealen Ausgleich der Gabel zu erzielen, sollte mit $Z = Z_T (= 150 \Omega)$, Z_E gleich der Leitungseingangsimpedanz Z_i im ganzen für die Übertragung benutzten Frequenzband sein.

Zwei Übertragungsfunktionen können in einer solchen Gabelstruktur definiert werden:

– die Echo-Übertragungsfunktion

$$E(f) = \frac{U_{rA}}{U_{gA}} = \frac{Z_T (Z_E - Z_1)}{(Z_T + Z_E) (Z_T + Z_1)} \quad (9a)$$

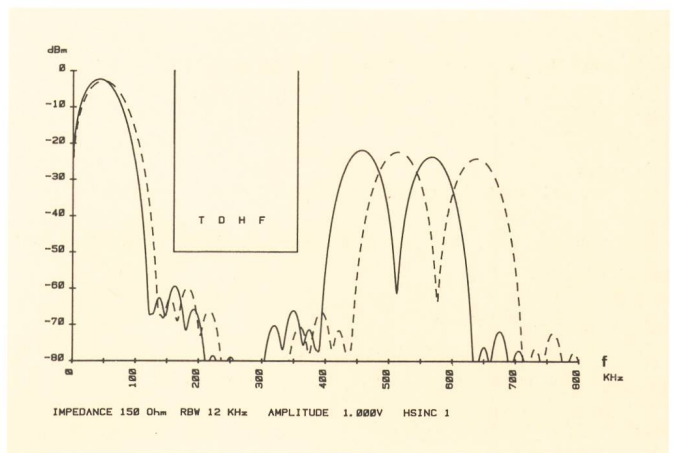


Fig. 7
Calcul de la densité spectrale de puissance d'un signal AMI/HSINC 1 échantillonné, pour une séquence d'émission aléatoire – Berechnete spektrale Leistungsdichte eines abgetasteten AMI/HSINC-1-Signals mit einer zufälligen Sendesequenz
— $\dot{D} = 128$ kbit/e --- $\dot{D} = 144$ kbit/e

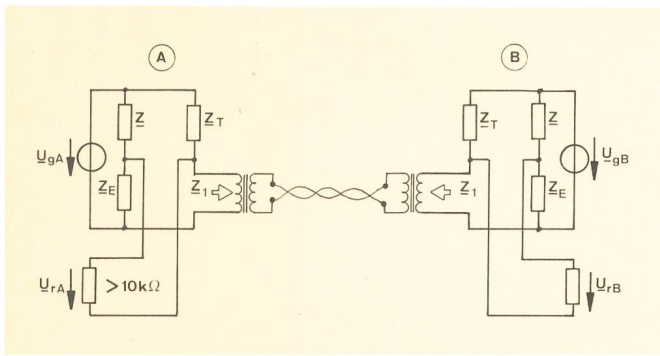


Fig. 8
Structure des terminateurs 2-fils/4-fils — Struktur der 2-Draht/4-Draht-Gabeln

- U_g Tension d'émission — Sendespannung
- U_r Tension de réception — Empfangsspannung
- Z_T Impédance de terminaison — Abschlussimpedanz
- Z_E Impédance d'équilibrage — Leitungsnachbildung
- Z_1 Impédance d'entrée de la ligne — Leitungseingangsimpedanz

des deux directions de transmission. Le terminateur est composé d'un pont d'impédances selon la figure 8. L'impédance Z_T représente la terminaison de ligne pour la réception ainsi que l'impédance de source à l'émission. Z_E est l'impédance d'équilibrage. Pour obtenir un équilibre parfait du terminateur, si l'on choisit $Z = Z_T$ ($= 150 \Omega$), il faut que Z_E soit égal à l'impédance d'entrée de la ligne Z_1 dans toute la bande de fréquence utilisée par le signal de transmission.

Cette structure implique deux fonctions de transfert:

- fonction de transfert de l'écho

$$E(f) = \frac{U_{rA}}{U_{gA}} = \frac{Z_T (Z_E - Z_1)}{(Z_T + Z_E) (Z_T + Z_1)} \quad (9a)$$

d'où découle l'affaiblissement d'écho

$$A_E(f) = 20 \lg |1/E(f)| \quad (9b)$$

- fonction de transfert de ligne

$$S(f) = \frac{U_{rA}}{U_{gB}} = \frac{1}{2} \exp(-\Gamma_{cp}) \quad (10a)$$

d'où l'on tire l'affaiblissement composite

$$A_{cp}(f) = 20 \lg |1/S(f)| \quad (10b)$$

Le rapport signal-sur-écho $S(f)/E(f)$ exprime la qualité de l'équilibrage du terminateur.

42 Impédance d'entrée de la ligne

L'impédance de la ligne d'entrée Z_1 dépend de plusieurs paramètres:

- longueur de la ligne l
- impédance de terminaison Z_T
- paramètres secondaires de la ligne Z_c, γ

Sa forme est la suivante:

$$Z_1 = Z_c \frac{1 + r \exp(-2\gamma l)}{1 - r \exp(-2\gamma l)} = Z_c \frac{Z_T + Z_c \tanh \gamma l}{Z_c + Z_T \tanh \gamma l} \quad (11)$$

Pour une impédance de terminaison de 150Ω , on obtient, par calcul sur la base des approximations de Z_c et

aus welcher sich die Echodämpfung ergibt:

$$A_E(f) = 20 \lg |1/E(f)| \quad (9b)$$

- die Leitungs-Übertragungsfunktion

$$S(f) = \frac{U_{rA}}{U_{gB}} = \frac{1}{2} \exp(-\Gamma_{cp}) \quad (10a)$$

woraus die Betriebsdämpfung abgeleitet wird:

$$A_{cp}(f) = 20 \lg |1/S(f)| \quad (10b)$$

Der Echo/Signal-Abstand $S(f)/E(f)$ drückt die Gabelausgleichsqualität aus.

42 Eingangsimpedanz der Leitung

Die Leitungseingangsimpedanz Z_1 hängt von mehreren Parametern ab:

- Leitungslänge l
- Abschlussimpedanz Z_T
- sekundäre Parameter der Leitung Z_c, γ .

Sie nimmt folgende Form an:

$$Z_1 = Z_c \frac{1 + r \exp(-2\gamma l)}{1 - r \exp(-2\gamma l)} = Z_c \frac{Z_T + Z_c \tanh \gamma l}{Z_c + Z_T \tanh \gamma l} \quad (11)$$

Bei einer Abschlussimpedanz von 150Ω berechnet man den Verlauf von Figur 9 für einen Aderdurchmesser von $0,4 \text{ mm}$ mit Hilfe der Näherungsformeln aus den Figuren 2 und 3 für Z_c und γ . Die Leitungslänge beeinflusst die Eingangsimpedanz Z_1 zwischen Z_T (für $l = 0$) und Z_c (für $l = \infty$).

43 Leitungsnachbildung

Erste Versuche mit einer ohmschen Leitungsnachbildung Z_E von 150Ω haben ergeben, dass die Echodämpfung bei langen Leitungen, z. B. 4 km mit $0,4 \text{ mm}$ Durchmesser, 10 dB nicht überschreitet. Mit einem um 25 dB gedämpften Nutzsignal entsteht somit ein Signal/Echo-Abstand von -15 dB , was extrem ungünstigen Emp-

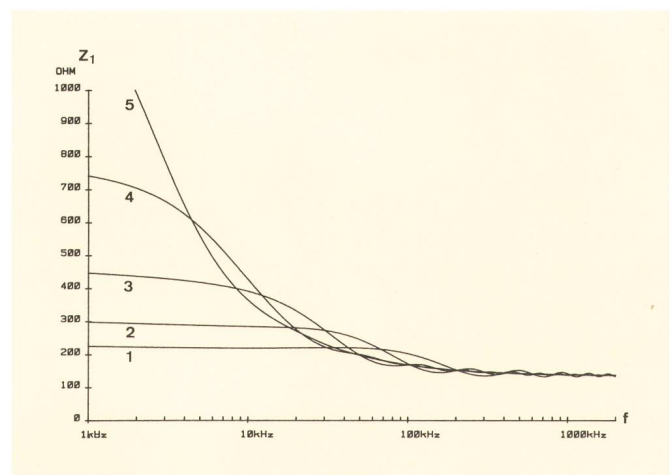


Fig. 9
Calcul du module de l'impédance d'entrée Z_1 , d'une paire symétrique ($0,4 \text{ mm}$) — Berechneter Modul der Eingangsimpedanz Z_1 eines symmetrischen Aderpaares ($0,4 \text{ mm}$)

- 1: 250 m
- 2: 500 m
- 3: 1000 m
- 4: 2000 m
- 5: 4000 m

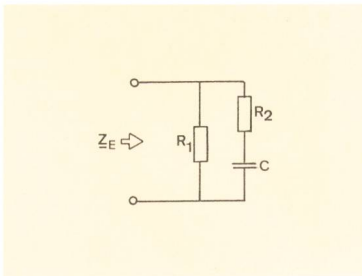


Fig. 10
Circuit d'équilibrage R-RC —
Leitungsnachbildungsschal-
tung R-RC

de Γ des figures 2 et 3 pour le diamètre 0,4 mm, les caractéristiques de la figure 9. La longueur introduit une variation de l'impédance d'entrée Z_1 entre Z_1 (pour $l = 0$) et Z_c (pour $l \rightarrow \infty$).

43 Impédance d'équilibrage

Des premiers essais avec une impédance d'équilibrage Z_E de 150Ω ont montré que l'affaiblissement d'écho n'atteignait que 10 dB pour les lignes longues telles que 4 km de diamètre 0,4 mm. Avec un signal transmis atténué de 25 dB, cela produit un rapport signal-sur-écho de -15 dB, ce qui représente des conditions de réception extrêmement défavorables et nécessite un équipement de réception très performant.

Une amélioration peut être apportée, en utilisant une impédance d'équilibrage de type plus évolué qui se rapproche mieux de l'impédance d'entrée de ligne, telle que celle concrétisée par le circuit de la figure 10. En ajustant les éléments R_1 , R_2 et C du circuit, il est possible d'approximer l'allure de l'impédance d'entrée de la ligne. Les critères d'ajustage sont faciles à maîtriser: la résistance R_1 simule la résistance de boucle de la ligne terminée, la résistance R_2 en parallèle avec R_1 simule l'asymptote à haute fréquence de Z_1 (150Ω) et la capacité C détermine la position fréquentielle de la caractéristique Z_E . Des simulations de l'affaiblissement d'écho, vérifiées par des mesures expérimentales, ont montré que, avec un ajustage particulier du circuit R — RC pour chaque longueur de ligne et chaque diamètre, il est possible d'obtenir un affaiblissement d'écho d'au minimum 25 dB (c'est-à-dire un rapport signal-sur-écho meilleur que 0 dB) dans toute la bande de 1 kHz à 1 MHz. Les circuits d'équilibrage pour différentes longueurs du diamètre 0,4 mm (fig. 11) montrent la bonne approximation de l'impédance Z_1 (fig. 9) pour la longueur correspondante.

44 Signal de réception et échos

L'équilibrage du termineur restant imparfait, malgré une impédance d'équilibrage adaptée, le signal de réception $r(t)$ est la somme du signal transmis $s(t)$ et du signal d'écho $e(t)$.

La mesure des réponses de ligne et d'écho (fig. 12) à un signal élémentaire $g_1(t)$ de type HSINC 1 permet d'évaluer les conditions de transmission en duplex pour un câble de 0,4 mm avec une impédance d'équilibrage de type R-RC adaptée à chaque longueur. Tandis que l'amplitude du signal d'écho est approximativement constante, l'amplitude du signal transmis décroît avec la longueur. L'égalité des amplitudes est atteinte pour une ligne de 4 km de diamètre 0,4 mm.

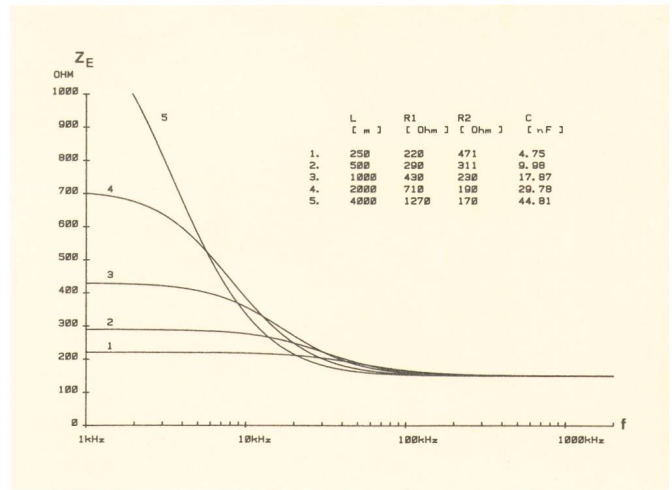


Fig. 11
Module de l'impédance d'équilibrage Z_E pour différentes longueurs —
Modul der Leitungsnachbildung Z_E für verschiedene Längen

fangsbedingungen entspricht und sehr wirksame Empfangseinrichtungen erfordert.

Eine Verbesserung kann erzielt werden, wenn die ohmsche Leitungsnachbildung durch eine der tatsächlichen Leitungseingangsimpedanz ähnliche Impedanz ersetzt wird. Fig. 10 gibt als Beispiel eine solche Schaltung, in der der Abgleich der drei Bauteile R_1 , R_2 und C eine gute Anpassung an den Frequenzverlauf der Eingangsimpedanz erlaubt. Die Abgleichkriterien sind leicht zu beherrschen, denn R_1 simuliert den Schlaufenwiderstand der abgeschlossenen Leitung, R_2 parallel mit R_1 bestimmt die Hochfrequenzasymptote von Z_1 (150Ω), und die Kapazität C setzt die Frequenzlage des Impedanzverlaufes fest.

Simulationen der Echodämpfung, untermauert durch experimentelle Messungen, haben gezeigt, dass ein Mindestwert der Echodämpfung von 25 dB (d. h. ein Signal/Echo-Abstand besser als 0 dB) im ganzen Frequenzband von 1 kHz...1 MHz erreichbar ist, vorausgesetzt, dass die R-RC-Schaltung jeweils für jede Länge und jeden Aderdurchmesser besonders abgeglichen

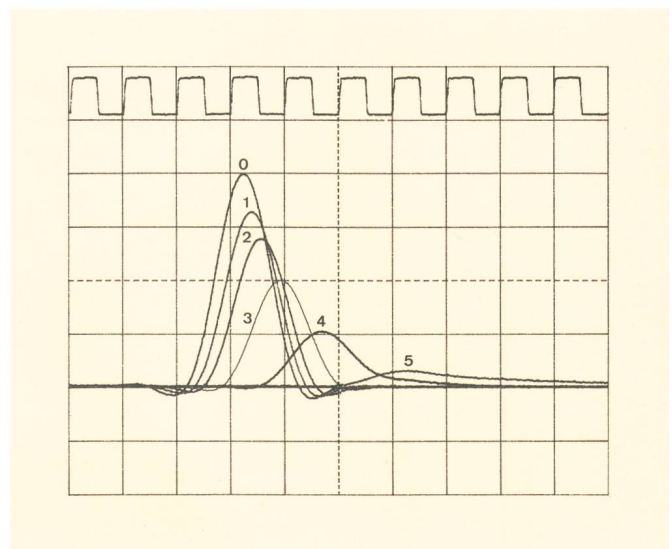


Fig. 12a
Mesure de la réponse de ligne (0,4 mm) à un signal élémentaire $g_1(t)$
HSINC 1 — Gemessene Leitungsantwort auf ein HSINC-1-Elementar-
signal $g_1(t)$ (Aderdurchmesser 0,4 mm)
500 mV/div. 7,8 μ s/div.

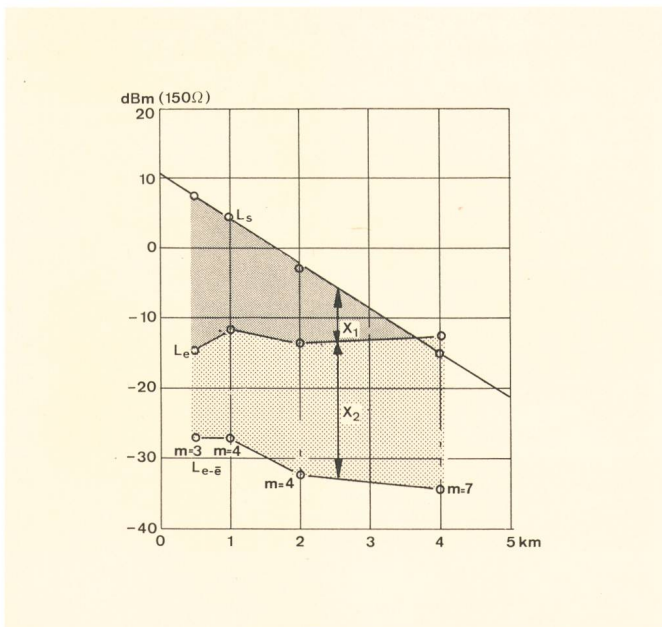


Fig. 14
Mesure du rapport signal-sur-écho avant et après compensation d'écho — Gemessener Echoabstand vor und nach der Echokompensation

x_1 Rapport signal-sur-écho (termineur seul) — Signal-Echo-Abstand (Gabel allein)
 $x_1 + x_2$ Rapport signal-sur-écho après compensation — Signal-Echo-Abstand nach Echokompensation

obtenues avec le système expérimental. Les différentes caractéristiques sont:

L_s le niveau (valeur efficace) du signal transmis $s(t)$
 L_e le niveau (valeur efficace) du signal d'écho $e(t)$
 $L_{e-\bar{e}}$ le niveau (valeur efficace) du signal résiduel $e(t) - \bar{e}(t)$ après compensation d'écho

Ces résultats sont obtenus avec une impédance d'équilibrage de type R-RC adaptée à chaque longueur, et un filtre transversal numérique à 8 bits, de m coefficients. L'augmentation d'affaiblissement d'écho introduit par le filtre, qui dépend de la précision d'ajustage des coefficients, est de plus de 20 dB. On obtient ainsi, pour le cas extrême d'une ligne de 4 km de diamètre 0,4 mm, un rapport signal-sur-écho de 20 dB après compensation, ce qui est suffisant pour une transmission numérique en code AMI d'excellente qualité.

5 Egalisation

51 Interférences entre symboles

La propriété de non-interférence entre symboles, assurée à l'émission par le signal élémentaire $g_1(t)$ choisi, n'est pas conservée en cours de transmission sur la ligne à cause des distorsions linéaires. Comme on peut le constater sur la figure 12a, la réponse de ligne au signal élémentaire, a , pour des lignes longues (> 2 km), un temps de descente de plusieurs périodes T , ce qui produit une interférence entre symboles à la réception et entraîne la fermeture du diagramme en œil, qui devient totale pour une ligne de 4 km de diamètre 0,4 mm.

52 Egaliseur temporel

Le principe de travail de l'égaliseur temporel est de soustraire du signal reçu échantillonné aux instants $t =$

Diese Koeffizienten benötigen einen besonderen Abgleich für jeden Leitungstyp, denn die Echoantwort (Fig. 12) hängt von Leitungslänge, Aderdurchmesser und Leitungsnachbildung ab. Für diese Studie wurde dieser Abgleich manuell vorgenommen, eine automatische Einstellung mit einem Echtzeitprozessor und entsprechenden Rechenalgorithmen wäre aber denkbar.

46 Ergebnisse

Ein Mass für die Wirksamkeit eines Echokompensators ist die erzielte zusätzliche Echodämpfung. Figur 14 zeigt die mit dem experimentellen Aufbau erreichten Resultate. Dabei ist:

L_s der Pegel (Effektivwert) des übertragenen Signals $s(t)$
 L_e der Pegel (Effektivwert) des Echosignals $e(t)$
 $L_{e-\bar{e}}$ der Pegel (Effektivwert) des Restsignals $e(t) - \bar{e}(t)$ nach der Echokompensation

Diese Ergebnisse entsprechen einer an jede Leitungslänge angepassten R-RC-Nachbildung und einem digitalen 8-bit-Transversalfilter mit m Koeffizienten. Je nach der Abgleichgenauigkeit der Koeffizienten beträgt die durch das Filter erzielte Echodämpfungsverbesserung mindestens 20 dB. Somit kann man bei einer 4 km langen 0,4-mm-Leitung im schlimmsten Fall mit einem Signal/Echo-Abstand von 20 dB nach Echokompensation rechnen. Dieser Wert reicht für eine digitale AMI-Übertragung in ausgezeichneter Qualität aus.

5 Entzerrung

51 Intersymbol-Interferenz

Die auf der Sendeseite durch die gewählte Elementarsignalform $g_1(t)$ gewährleistete Nichtinterferenz bleibt im Laufe der Übertragung infolge der linearen Verzerrungen auf der Leitung nicht erhalten. Wie aus Figur 12a hervorgeht, weist die Leitungsantwort auf das Elementarsignal eine Abfallzeit von mehreren Perioden T für lange Leitungen (mehr als 2 km) auf. Dies ruft eine Intersymbol-Interferenz hervor und führt zum Verschliessen des Augendiagramms, das dann für eine 4 km lange 0,4-mm-Leitung vollständig geschlossen ist.

52 Entzerrer im Zeitbereich

Im Zeitbereich arbeitet der Entzerrer nach folgendem Prinzip: Aus dem in den Zeitpunkten $t = kT$ abgetasteten Empfangssignal wird der überlappende Anteil der vorhergehenden Symbole abgezogen. Gemäss Figur 15 besteht der Entzerrer aus einem Transversalfilter, das über ein Entscheidungselement und einen Addierer rückgekoppelt ist. Beim Empfang des übertragenen Elementarsignals sind die aufeinanderfolgenden Abtastwerte:

$$s_k = s(kT) \quad (14)$$

wobei

kT die charakteristischen Zeitpunkte sind.

Eine vollkommene Entzerrung findet statt, wenn die Koeffizienten c_j der Elementarantwort vom transversalen Entzerrungsfiler so gewählt sind, dass

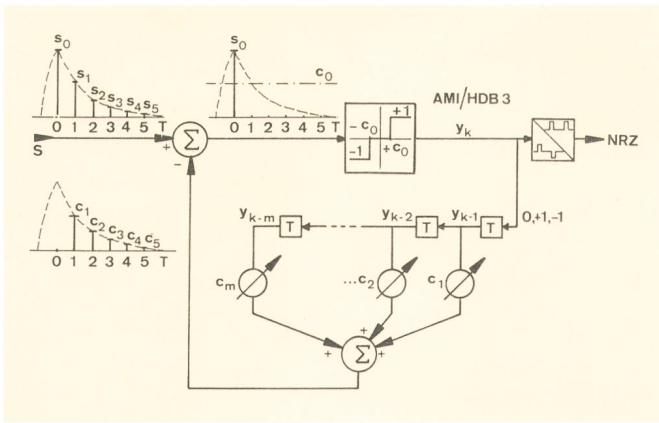


Fig. 15
Structure de l'égaliseur temporel à m coefficients – Struktur des Zeitbereichentzerrers mit m Koeffizienten
 c_0 Seuil de décision – Entscheidungsschwelle
 y_k Symboles pseudo-ternaires reçus – Empfangene pseudo-ternäre Symbole

kT , la part du signal correspondant aux symboles précédents. Selon la structure de la *figure 15*, l'égaliseur est composé d'un filtre transversal bouclé avec un élément de décision ternaire et un additionneur. Lors de la réception d'un signal élémentaire transmis, les échantillons successifs sont:

$$s_k = s(kT) \quad (14)$$

où kT sont les instants caractéristiques.

Une égalisation parfaite est obtenue lorsque les coefficients c_j de la réponse élémentaire du filtre transversal d'égalisation sont tels que

$$c_j = s_j \quad \text{pour } j = 1 \dots m \quad (15)$$

où m est le nombre de coefficients du filtre.

Après égalisation, seul l'échantillon s_0 sera différent de zéro, et fera l'objet d'une décision ternaire par comparaison avec deux seuils c_0 et $-c_0$. Le résultat de la décision est à réintroduire dans le filtre pour l'égalisation des symboles suivants, et est décodé en binaire pour l'interface de transmission.

53 Performances et taux d'erreurs

Comme pour le compensateur d'écho, les coefficients du filtre transversal utilisé pour l'égalisation nécessitent un ajustage particulier pour chaque réponse de ligne. L'ajustage des coefficients se fait sur un signal élémentaire de réception (*fig. 16a*), de sorte que les échantillons du signal égalisé soient tous nuls sauf le premier. Pour une ligne de 4 km (*fig. 16b*), alors que le diagramme en œil est complètement fermé à la réception, après égalisation avec 8 coefficients il est ouvert à 90%. Le nombre de coefficients dépend de la durée de la réponse élémentaire de ligne ainsi que de la précision finale exigée. Pour l'égalisation d'une ligne de 2 km (*fig. 16k*), avec une résolution de 4‰ (8 bits de dynamique), seuls 3 coefficients sont nécessaires.

En l'absence de bruit extérieur, aucune erreur n'a pu être mesurée après une transmission sur une ligne de 4 km. Par adjonction de bruit blanc gaussien à la réception au moyen d'un générateur, la caractéristique de

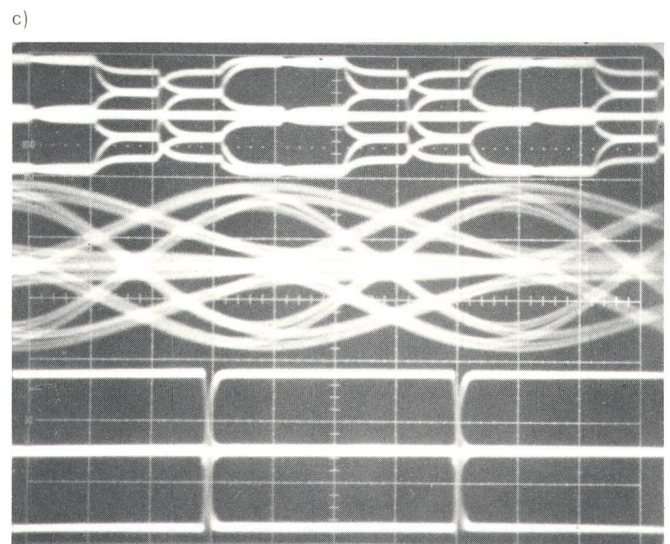
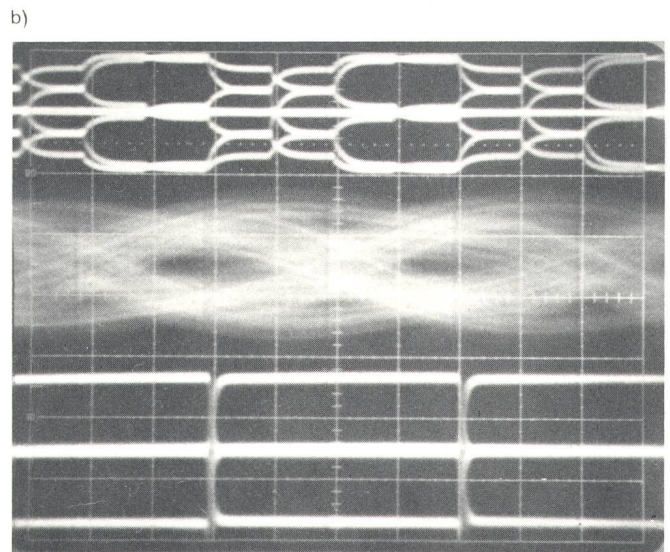
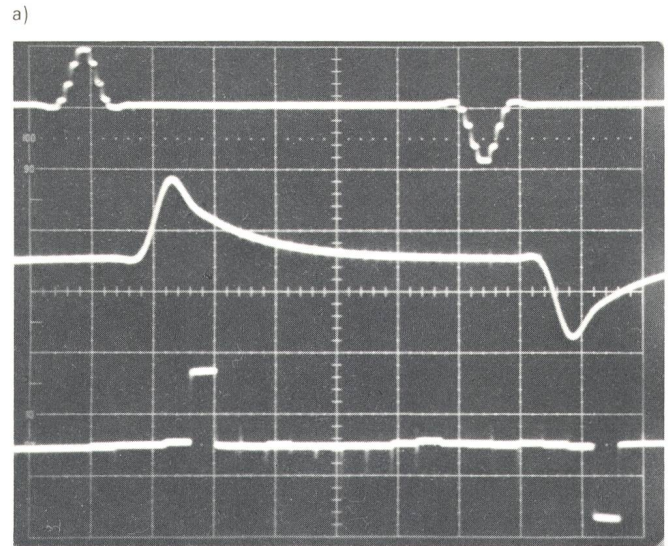


Fig. 16
a) Séquence déterministe +1, 15x0, -1, 15x0 – Deterministische Sequenz: +1, 15x0, -1, 15x0
Longueur de ligne: 4 km – Leitungslänge: 4 km
Diamètre: 0,4 mm – Aderdurchmesser: 0,4 mm
b) Diagramme en œil (4 km; 0,4 mm) – Augendiagramm (4 km; 0,4 mm)
Egalisation avec $m=8$ coefficients – Entzerrung mit $m=8$ Koeffizienten
c) Diagramme en œil (2 km; 0,4 mm) – Augendiagramm (2 km; 0,4 mm)
Egalisation avec $m=3$ coefficients – Entzerrung mit $m=3$ Koeffizienten

Trace 1: Signal d'émission $g(t)$ – Spur 1: Sendesignal $g(t)$
Trace 2: Signal transmis $s(t)$ – Spur 2: Übertragenes Nutzsignal $s(t)$
Trace 3: Signal égalisé – Spur 3: Entzerrtes Signal

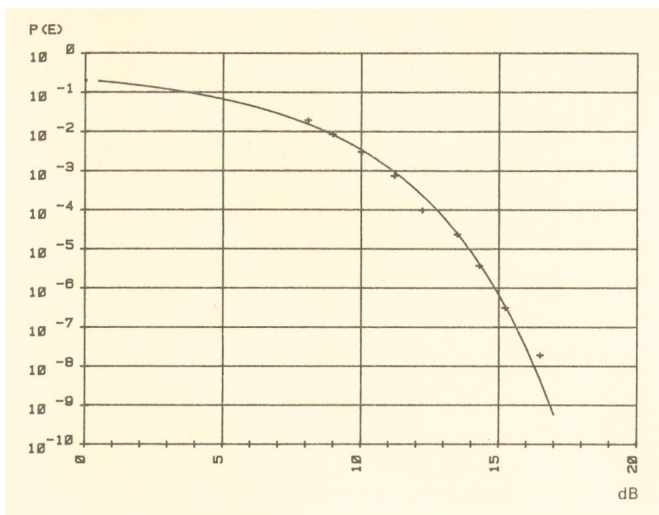


Fig. 17
Mesure du taux d'erreur et régression gaussienne en fonction du rapport signal-sur-bruit, pour une transmission sur 4 km (0,4 mm) — Gemessene Fehlerrate und gaussische Regression in Abhängigkeit vom Signalgeräusch-Abstand bei einer Übertragung über 4 km (0,4 mm)

probabilité d'erreur (fig. 17) a été mesurée. Dans ces conditions, un rapport signal-sur-bruit de 15 dB garantit une probabilité d'erreur de transmission inférieure à 10^{-6} . Des tensions perturbatrices inférieures à 60 mV à la réception ne produisent pas d'erreur.

6 Système de transmission expérimental

Le principe de transmission a été testé au moyen d'une maquette construite à cet effet, selon les éléments du schéma bloc de la figure 18 (fig. 19, 20 et 21).

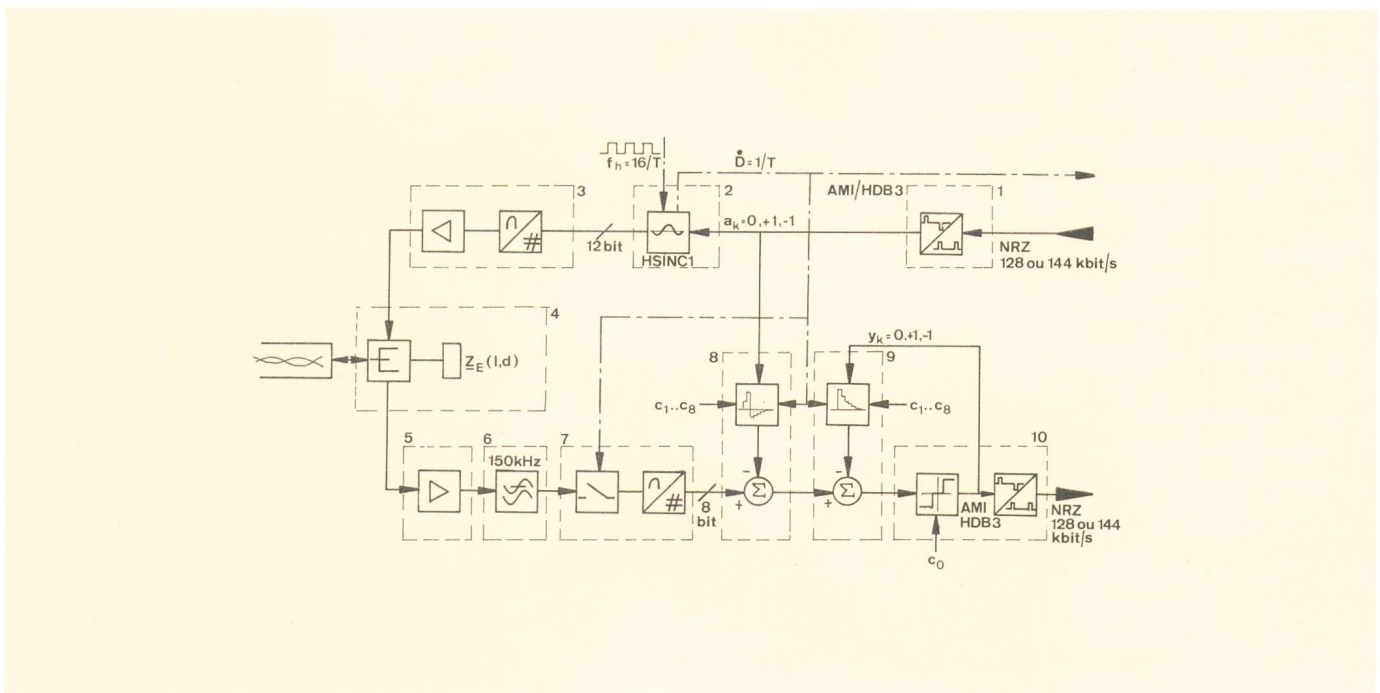


Fig. 18
Schéma-bloc d'un émetteur-récepteur expérimental — Blockscha eines experimentellen Sender-Empfängers

1 Codeur AMI-HDB3 — AMI-HDB3-Coder	6 Filtre passe-bas — Tiefpassfilter
2 Filtre de mise en forme — Impulsformungsfilter	7 Echantillonneur et convertisseur analogique/numérique — Abtaster und Analog/Digital-Wandler
3 Convertisseur numérique/analogique et amplificateur de ligne — Digital/Analog-Wandler und Leitungsverstärker	8 Compensateur d'écho — Echokompensator
4 Termineur et équilibreur — Gabel mit Leitungsnachbildung	9 Egaliseur — Entzerrer
5 Amplificateur différentiel de réception — Differenzieller Empfangsverstärker	10 Décision ternaire et décodage — Ternäre Entscheidung und Decodierung

$$c_j = s_j \quad \text{für } j = 1 \dots m \quad (15)$$

m ist die Anzahl der Koeffizienten.

Nach der Entzerrung sind alle Abtastwerte des Elementarsignals Null, ausser s_0 . Dieser Abtastwert ist dann Gegenstand einer ternären Entscheidung durch Vergleich mit zwei Schwellen. Das Ergebnis dieser Entscheidung wird dem Filter zur Entzerrung folgender Symbole wieder angeboten und als Ausgangsinformation in Binär-code umgewandelt.

53 Ergebnisse und Fehlerrate

Wie beim Echokompensator benötigen die Entzerrerkoeffizienten einen besonderen Abgleich für jede Leitungsantwort. Dieser Abgleich geschieht mit einem elementaren Empfangssignal (Fig. 16) derart, dass die Abtastwerte des entzerrten Signals bis auf den ersten Abtastwert alle Null sind. Während das Empfangsaugendiagramm für eine 4 km lange Leitung vollständig geschlossen ist, beträgt seine relative Öffnung 90 % nach Entzerrung mit acht Koeffizienten. Die Anzahl Koeffizienten hängt von der Dauer der elementaren Leitungsantwort und von der geforderten Endgenauigkeit ab. Zur Entzerrung einer 2 km langen Leitung mit einer 4 ‰-Auflösung (8-bit-Dynamik) genügen drei Koeffizienten.

Nach einer 4 km langen Leitung und ohne externes Geräusch sind keine Fehler feststellbar. Durch Hinzufügen eines weissen gaussischen Rauschens mit einem Generator auf der Empfangsseite wurde der Verlauf der Fehlerrate gemessen (Fig. 17). Unter diesen Bedingungen bleibt die Fehlerrate kleiner als 10^{-6} , solange der Signal/

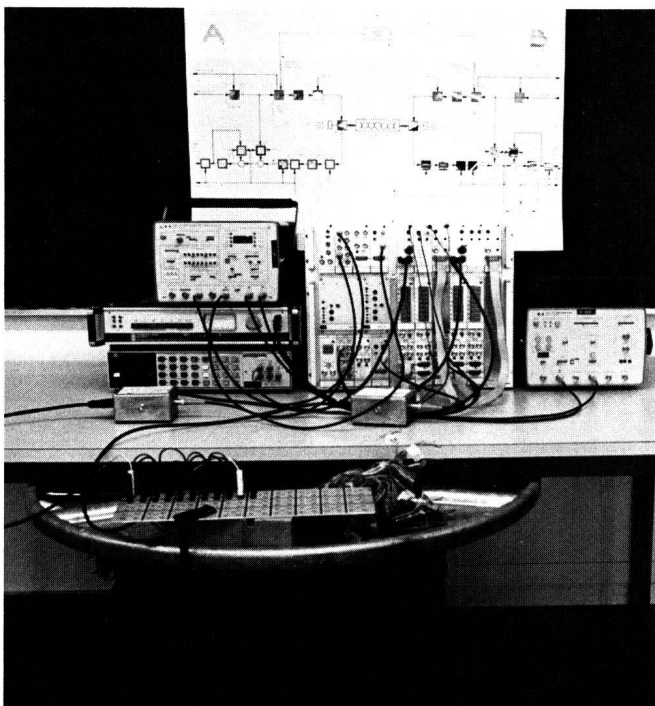


Fig. 19
Montage de transmission en duplex — Laboraufbau einer Duplex-übertragung

61 Emetteur

L'émetteur comprend un codeur AMI ou HDB3 (No 1) qui transforme les données binaires en un signal pseudo-ternaire. La mise en forme d'impulsions est ensuite réalisée par un filtre transversal binaire récuratif à 16 coefficients de 12 bits (No 2), sa fréquence d'échantillonnage est de 4 fois le débit binaire. Le signal d'émission est produit par un convertisseur numérique/analogique, suivi d'un amplificateur de ligne avec sortie de faible impédance (No 3).

62 Termineur et ligne

Le termineur (No 4) est un pont d'impédances avec un translateur selon la figure 8. Le translateur a fait l'objet d'une construction particulière de sorte que sa bande passante (75 Hz...500 kHz) soit adéquate. L'impédance d'équilibrage est de type R-RC adaptée à chaque longueur et à chaque diamètre de ligne.

Les essais ont été effectués sur deux câbles de 125 m, de 50 quartes de diamètre 0,4 mm et 0,6 mm. La longueur voulue a été obtenue par mise en série de plusieurs sections de 125 m à l'intérieur du même câble.

63 Récepteur

Le récepteur contient un amplificateur différentiel à haute impédance d'entrée (No 5). Son gain variable compense l'affaiblissement de la ligne et adapte le signal de réception à la dynamique du convertisseur analogique/numérique. Un filtre passe-bas à 150 kHz (No 6) s'avère nécessaire pour supprimer les composantes hors bande du signal de réception. L'ensemble échantillonneur et convertisseur analogique/numérique (No 7) prépare le signal pour son traitement numérique à 8 bits. La compensation d'écho et l'égalisation adaptives sont réalisées chacune par un filtre transversal nu-

Geräusch-Abstand besser als 15 dB ist. Störspannungen am Empfängereingang unterhalb 60 mV verursachen keine Fehler.

6 Experimentelles Übertragungssystem

Das Übertragungsprinzip wurde anhand eines besonders aufgebauten Modells nach dem Blockscheema von Figur 18 untersucht (Fig. 19, 20 und 21).

61 Sender

Der Sender enthält einen AMI- oder HDB-3-Coder (Nr. 1) zur Umwandlung der binären Daten in ein pseudoternäres Signal. Ein binäres rekursives Transversalfilter mit 16 12-bit-Koeffizienten (Nr. 2) übernimmt dann die Impulsformung mit einer Abtastfrequenz gleich dem Vierfachen der Bitrate. Das Sendesignal erscheint am Ausgang eines Digital/Analog-Wandlers, gefolgt von einem Leitungsverstärker mit niedriger Ausgangsimpedanz (Nr. 3).

62 Gabel und Leitung

Die Gabelschaltung (Nr. 4) entspricht der Figur 8, mit einer Impedanzbrücke und einem Übertrager, der im Blick auf die geforderte Bandbreite (75 Hz...500 kHz) besonders entwickelt werden musste. Die R-RC-Leitungsnachbildung ist an jede Leitungslänge und an jeden Aderdurchmesser angepasst.

Zwei 125 m lange Kabel mit je 50 Vierern und 0,4 mm bzw. 0,6 mm Aderdurchmesser dienten zur Untersuchung. Die gewünschte Leitungslänge wurde durch Serienschaltung mehrerer 125-m-Sektionen vom gleichen Kabel erreicht.

63 Empfänger

Der Empfänger enthält einen differentiellen hochohmigen Verstärker (Nr. 5), dessen variable Verstärkung die Leitungsdämpfung kompensiert und das Empfangssignal an die Dynamik des Analog/Digital-Wandlers anpasst. Ein Tiefpassfilter bei 150 kHz (Nr. 6) erweist sich

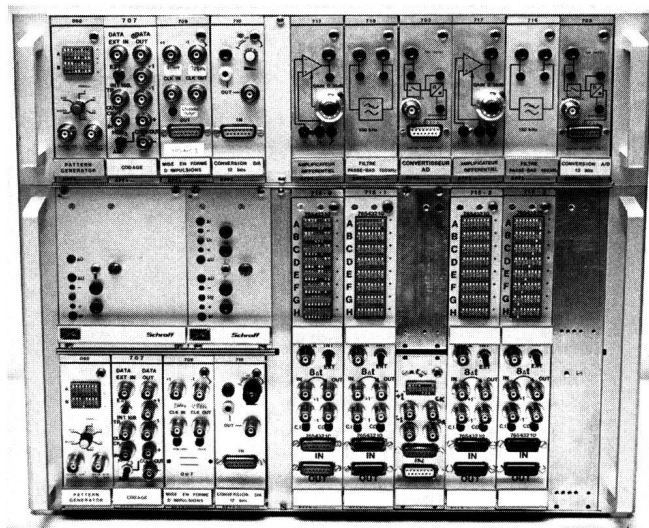


Fig. 20
Station expérimentale de transmission — Experimentelle Übertragungseinrichtung

mérique. Ces filtres ternaires à 8 coefficients réalisent l'opération suivante à 8 bits:

$$x_k = c_1 y_{k-1} + c_2 y_{k-2} + \dots + c_8 y_{k-8} \quad (16)$$

$c_1 \dots c_8$ coefficients du filtre (8 bits)

$y_{k-1} = 0, +1, -1$ symboles ternaires

x_k échantillon du signal de sortie (8 bits)

Lorsque l'entrée ternaire du filtre est couplée avec les symboles émis a_k , il réalise la compensation d'écho (No 8), et lorsque son entrée ternaire est couplée avec l'élément de décision ternaire (No 10), il réalise l'égalisation (No 9). L'ensemble du système est synchrone, piloté par une horloge de fréquence $f_h = 16/T$.

Cette maquette est un instrument de laboratoire; sa modularité permet l'expérimentation de plusieurs aspects de la transmission. Dans ce sens, sa consommation et son encombrement matériel ne sont pas représentatifs d'un équipement d'abonné réaliste.

Conclusions

Le système développé est capable d'assurer une transmission numérique à 128 kbit/s (ou 144 kbit/s) en duplex sur une seule paire symétrique de diamètre uniforme ou non, jusqu'à 30 dB d'affaiblissement composite à 100 kHz, tout en assurant la compatibilité avec une télé-alimentation en courant continu, la téléphonie en bande de base et la télédiffusion à haute fréquence. Les possibilités potentielles et les performances de cet équipement entraînent une complexité importante. La portée de la transmission exigée a une grande influence; à titre d'exemple, pour une transmission sur une ligne de 30 dB d'affaiblissement composite à 100 kHz, il faut:

- une impédance d'équilibrage adaptée
- un compensateur d'écho à 8 coefficients
- un égaliseur à 8 coefficients

tandis que pour une ligne de 15 dB d'affaiblissement, il faut:

- soit une impédance d'équilibrage adaptée sans compensateur d'écho, soit un compensateur d'écho à 4 coefficients avec une impédance d'équilibrage fixe
- et un égaliseur à 3 coefficients

L'équipement du premier type satisfait les exigences de 99 % des lignes d'abonnés, celui du second type, beaucoup plus simple, couvrirait 75 % des lignes d'abonnés suisses.

La compatibilité TDHF est possible, mais son influence sur le choix du code et du mode de transmission est prépondérante. Sans cette compatibilité, d'autres modes pourraient être envisagés (par exemple WAL 2) et le système de transmission qui en résulte serait beaucoup plus simple. Les systèmes à l'étude dans d'autres pays participant à l'action COST 202 (Grande-Bretagne, Allemagne, Danemark) ainsi que les produits annoncés par les fabricants de circuits intégrés ne tiennent jamais compte de cette compatibilité et sont, de ce fait, très différents de ce qui est présenté ici. Dans ce cadre, les solutions en duplex utilisant le multiplex temporel (burst mode) ou un termineur avec compensateur d'écho sont toutes deux étudiées. Chacune a ses avantages et peut

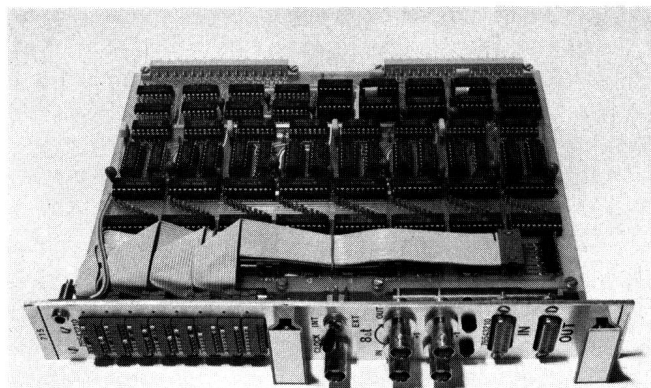


Fig. 21
Filtre transversal numérique à 8 bit et 8 coefficients programmables, pour compensation d'écho ou égalisation — Digitales Transversalfilter mit 8 programmierbaren 8-bit-Koeffizienten zur Echokompensation oder Entzerrung

als notwendig, um Ausserbandkomponenten zu eliminieren.

Der Abtaster und der Analog/Digital-Wandler (Nr. 7) bereiten das Signal für seine 8-bit-Verarbeitung vor. Die adaptative Echokompensation und Entzerrung werden jeweils durch ein digitales Transversalfilter verwirklicht. Diese ternären Filter führen folgende Operation mit 8-bit-Auflösung und acht Koeffizienten durch:

$$x_k = c_1 y_{k-1} + c_2 y_{k-2} + \dots + c_8 y_{k-8} \quad (16)$$

mit

$c_1 \dots c_8$ (Filterkoeffizienten, 8 bit)

und

$y_{k-i} = 0, +1, -1$ (ternäre Symbole)

wobei

x_k der Abtastwert des Ausgangssignals (8 bit) ist.

Wenn der ternäre Filtereingang mit den gesendeten Symbolen a_k gekoppelt ist, verwirklicht das Filter die Echokompensation (Nr. 8). Ist der ternäre Filtereingang am Ausgang des ternären Entscheidungselementes (Nr. 10) geschaltet, so führt es die Entzerrung aus (Nr. 9). Das gesamte System arbeitet synchron mit einer Taktfrequenz von $f_h = 16/T$.

Dieses Modell ist ein Laboraufbau. Seine Modularität erlaubt die Untersuchung verschiedener Aspekte der Übertragung. In diesem Sinne sind Stromverbrauch und materieller Umfang keineswegs repräsentativ für eine realistische Teilnehmerausrüstung.

7 Schlussfolgerungen

Das entwickelte System ermöglicht eine digitale Duplexübertragung bei 128 kbit/s (oder 144 kbit/s) auf einem einzigen symmetrischen Aderpaar mit homogenem oder inhomogenem Durchmesser bis 30 dB Betriebsdämpfung bei 100 kHz. Die Kompatibilität mit Gleichstrom-Fernspeisung, Telefon-Basisbandübertragung sowie HFTR ist gewährleistet. Die potentiellen Fähigkeiten und die Leistungen dieser Einrichtung führen zu einer beachtlichen Komplexität. Die verlangte Reichweite der Übertragung hat einen wesentlichen Einfluss auf die Sy-

convenir, mais dans chaque cas une égalisation adaptative doit être utilisée. Des filtres transversaux sont développés; ceux de type analogique sont plus simples, tandis que ceux de type numérique sont plus performants. L'espoir d'intégration d'un émetteur et d'un récepteur sur une paire de circuits LSI permet cependant d'envisager une réalisation utilisable dans le réseau public.

Cette étude a démontré la faisabilité du système selon les spécifications. Le système proposé exige toutefois l'ajustage de l'impédance d'équilibrage, des coefficients des filtres d'égalisation et de compensation d'écho, selon les conditions particulières de la transmission. Des processus d'adaptation automatique de ces paramètres, soit continus, soit à l'installation de l'équipement, doivent encore être étudiés. L'immunité de la transmission au bruit, notamment au bruit impulsif du réseau téléphonique, doit également être testée.

Remarque: Les symboles en italique correspondent à des valeurs complexes.

Remerciements

L'auteur tient à remercier:

- l'Office fédéral de l'éducation et de la science pour le financement de cette étude au sein de l'action COST 202
- la Division de la recherche et du développement de l'Entreprise des PTT suisses pour sa collaboration technique
- le Prof. *P.-G. Fontollet* pour ses conseils, les assistants, collaborateurs et étudiants du Laboratoire de télécommunications de l'EPFL pour leurs contributions.

Adresse de l'auteur

Charles-Henri GREMAUD, ing. dipl. EPFL, c/o Hewlett-Packard SA, rue Bois-du Lan 7, CH-1217 Meyrin.

Bibliographie

- [1] *Kaderali F.* et *Weston J. D.* Lignes d'abonnés numériques. *Revue des Télécommunications*, Vélizy-Villacoublay, 56 (1981) 1, p. 71.
- [2] *Andry J. P.*, *de Passoz G.* et *Wajih M.* Equipement de raccordement numérique à 80 kbit/s sur ligne 2-fils. *Commutation et transmission*, Paris, 3 (1981) 3, p. 61.
- [3] *Gillibert A.* et *Buffat D.* Détermination des caractéristiques électriques du réseau local en vue de sa numérisation. *Berne, Bull. Techn. PTT 60* (1982) 8, p. 344.

stemparameter. Die Überbrückung einer Strecke mit 30 dB Betriebsdämpfung bei 100 kHz verlangt zum Beispiel

- eine angepasste Leitungsnachbildung
- einen Echokompensator mit acht Koeffizienten
- einen Entzerrer mit acht Koeffizienten.

Reduziert man die überbrückbare Betriebsdämpfung auf 15 dB, so genügt

- eine angepasste Leitungsnachbildung ohne Echokompensator oder
- ein Echokompensator mit vier Koeffizienten und eine feste Leitungsnachbildung und
- ein Entzerrer mit drei Koeffizienten.

Die erste Lösung deckt die Forderungen von 99 % der Teilnehmerleitungen, während die zweite wesentlich einfachere für 75 % der schweizerischen Teilnehmerleitungen ausreichen würde.

Die HFTR-Kompatibilität ist zwar verwirklichtbar, bestimmt jedoch die Wahl der Übertragungscodes und -modus. Ohne diese Forderung könnte man andere Moden in Betracht ziehen (z. B. WAL 2), und das Übertragungssystem wäre dadurch viel einfacher. Andere COST-202-Teilnehmerländer (Grossbritannien, Bundesrepublik Deutschland, Dänemark) sowie Hersteller von integrierten Schaltungen schlagen Systeme vor, die diese Kompatibilität nie berücksichtigen und dadurch ganz anders aussehen. In diesem Zusammenhang werden sowohl Zeitgetrenntlagenverfahren (burst mode) als auch Gleichlagenverfahren mit Gabeln und Echokompensatoren entwickelt. Beide Lösungen haben Vorteile, jedoch ist jedenfalls eine adaptative Entzerrung nötig. Transversalfilter werden entwickelt; die Einfachheit der analogen Typen wird durch die Leistungsfähigkeit der digitalen ausgewogen. Möglicherweise werden ein Sender und ein Empfänger in integrierter Form auf einem LSI-Schaltungspaar Platz haben und somit eine im öffentlichen Netz anwendbare Lösung erhoffen lassen.

Diese Studie beweist die prinzipielle Machbarkeit des Systems aufgrund der Pflichtenwerte. Die vorgeschlagene Lösung verlangt allerdings den Abgleich der Leitungsnachbildung und der Koeffizienten des Entzerrers und des Echokompensators je nach Übertragungsfall. Automatische Abgleichprozesse, sei es kontinuierlich oder bei der Inbetriebnahme, sollen noch untersucht werden. Ebenfalls sollte die Störempfindlichkeit der Übertragung, besonders gegenüber den im Telefonnetz vorhandenen impulsartigen Störungen, besser erörtert werden.

Bemerkung: Kursive Symbole entsprechen komplexen Werten.