

RTM

Rundfunktechnische Mitteilungen

Herausgegeben im Auftrage der Arbeitsgemeinschaft
der öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten der
Bundesrepublik Deutschland sowie des Zweiten
Deutschen Fernsehens vom

Institut für Rundfunktechnik GmbH **IRT**

Jürgen Mielke, Karl-Heinz Schwaiger

Radio-Daten-System RDS – Gegenwärtiger Entwicklungsstand
und Versuchsergebnisse

Henning Wilkens

Terrestrischer digitaler Hörrundfunk – Chancen und Risiken

*Ernst F. Schröder,
Aristoteles Tsiamitros, Walter Voeßing*

Vergleich dreier Codecs für die digitale Audioübertragung mit hoher Qualität
über Kanäle mit geringer Kapazität

Detlef Krabé

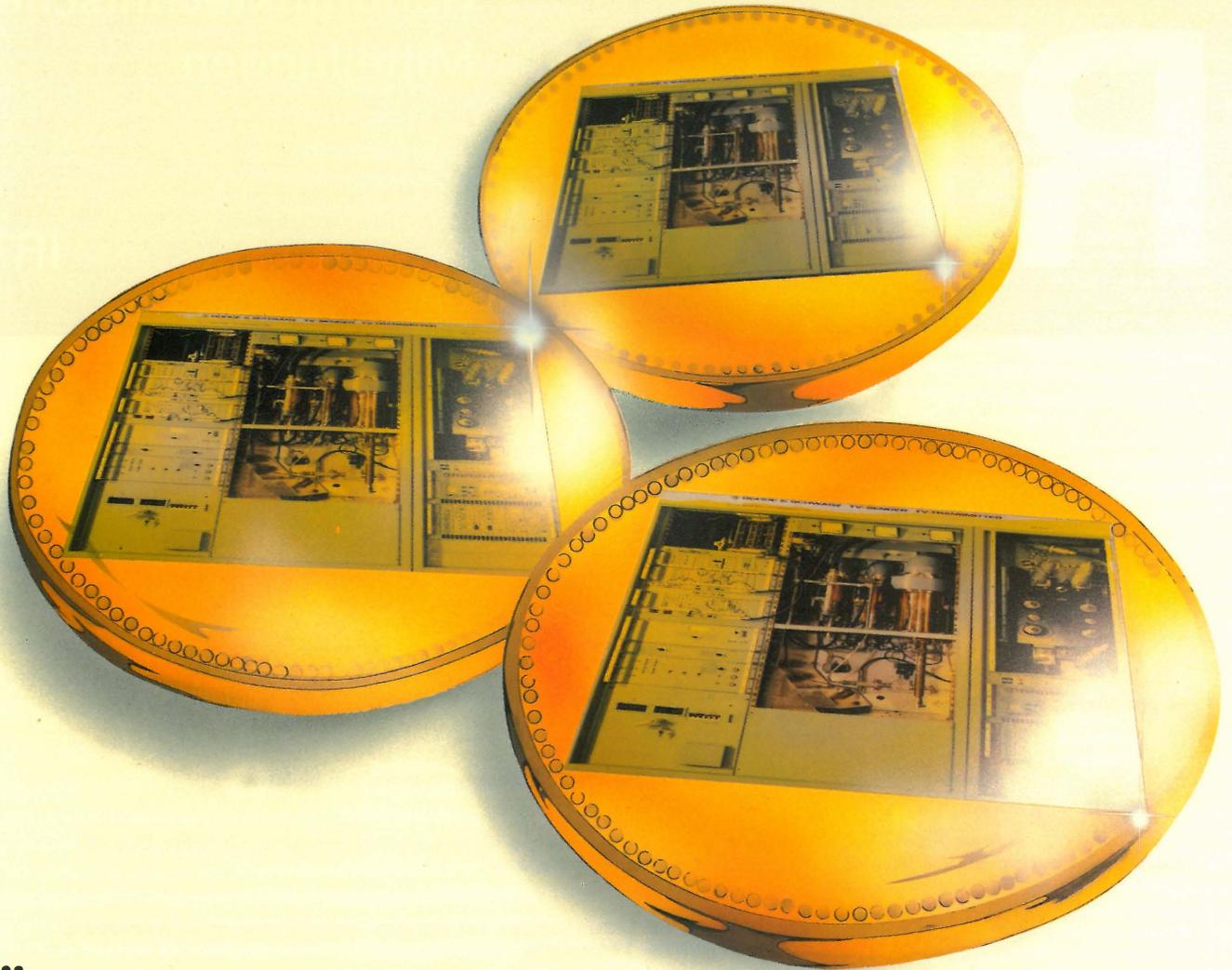
Ein Verfahren zur Datenreduktion bei digitalen Audiosignalen unter Ausnutzung
psychoakustischer Phänomene

Jörn Zülch, Peter Hartz

Besondere physiologische Belastungen am Bildschirmarbeitsplatz

Tagungen und Ausstellungen – Buchbesprechungen – Nachrichten – Persönliches

Die Goldene Serie VHF- und UHF-TV-Sender



Über 25 Jahre Erfahrung sind Gold wert.

Deshalb nennen wir sie „die goldene Reihe“ – die VHF- und UHF-TV-Senderfamilie von Rohde & Schwarz.

Die Sender mit modernster Röhren- und Halbleitertechnologie bieten einen hohen Qualitätsstandard und Wirkungsgrad, große Flexibilität und Zuverlässigkeit.

Sie sind nach einem einheitlichen Konzept aufgebaut mit einer für alle Leistungen gleichartigen Vorstufe, Linearverstärkern und nachgeschalteten Röhrenverstärkern.

Für zentrale Bedienung und Überwachung sind die Sender ausgerüstet; für Zweiton- und Präzisionsoffset-Betrieb vorbereitet.

Kurzdaten:

- Frequenzbereich durchstimmbare von 170 bis 860 MHz
- Steuersender und Linearverstärker volltransistorisiert

VHF 1/2/5/10/20 kW: Tetroden

UHF 1/2/5 kW: Tetroden

10/20 kW: wahlweise Tetroden oder Klystrons

40 kW: Klystrons

Wir erstellen in Zusammenarbeit mit Ihnen schlüsselfertig komplette Sendestationen einschließlich Antennen, Monitoring und Meßtechnik.

Verlangen Sie ausführliche Informationen über VHF- und UHF-TV-Sendesysteme

1000 Berlin Ruf (0 30) 3 41 40 36
2000 Hamburg Ruf (0 40) 6 30 70 46
5000 Köln Ruf (0 22 03) 2 10 46
6078 Neu-Isenburg Ruf (0 61 02) 31 36
7500 Karlsruhe Ruf (07 21) 3 49 51
8000 München Ruf (0 89) 40 30 73
8500 Nürnberg Ruf (09 11) 8 67 47



ROHDE & SCHWARZ

INHALTSVERZEICHNIS:

Radio-Daten-System RDS — Gegenwärtiger Entwicklungsstand und Versuchsergebnisse 101 Jürgen Mielke, Karl-Heinz Schwaiger	Besondere physiologische Belastungen am Bildschirmarbeitsplatz 124 Jörn Zülch, Peter Haitz
Terrestrischer digitaler Hörrundfunk — Chancen und Risiken 109 Henning Wilkens	Tagungen und Ausstellungen 137
Vergleich dreier Codecs für die digitale Audioübertragung mit hoher Qualität über Kanäle mit geringer Kapazität .. 113 Ernst F. Schröder, Aristoteles Tsiमितros, Walter Voeßing	Buchbesprechungen 137
Ein Verfahren zur Datenreduktion bei digitalen Audiosignalen unter Ausnutzung psychoakustischer Phänomene 117 Detlef Krahe	Nachrichten 138
	Persönliches 140

RADIO-DATEN-SYSTEM RDS — GEGENWÄRTIGER ENTWICKLUNGSSTAND UND VERSUCHSERGEBNISSE¹

VON JÜRGEN MIELKE UND KARL-HEINZ SCHWAIGER

Manuskript eingegangen am 24. Februar 1986

UKW-Rundfunk

Zusammenfassung

Das Radio-Daten-System RDS wurde nach sorgfältigen Systemvergleichen und Untersuchungen von der Union der Europäischen Rundfunkorganisationen (UER) als einheitliches europäisches System spezifiziert und zur Datenübertragung im UKW-FM-Hörrundfunk empfohlen. Die wichtigsten Systemparameter wurden in einer neuen CCIR-Empfehlung international vereinbart. Wegen der komplexen Struktur der Sendernetze und wegen spezieller Probleme mit dem vorhandenen Verkehrsfunkennennungssystem (ARI) sowie hoher Anforderungen an die Übertragungsqualität waren in der Bundesrepublik Deutschland zusätzliche Untersuchungen und Feldversuche erforderlich. Dabei wurden die besonderen Betriebsprobleme sowie Änderungen bzw. spezielle Einstellungen der Frequenzhuber für RDS und ARI in Betracht gezogen.

Zur Erfassung der Übertragungssicherheit wurde im Institut für Rundfunktechnik (IRT) ein spezieller Meßdecoder entwickelt. Das verwendete Decoderkonzept nutzt zur Erhöhung der Übertragungssicherheit die durch das Datenformat gegebenen Möglichkeiten weitestgehend aus. In mehreren Versuchssendungen und in einem Großversuch wurden das Radio-Daten-System und das Verkehrsfunkennennungssystem mit den veränderten Systemparametern erprobt und der Einfluß auf Kompatibilität und Übertragungssicherheit ermittelt. Mit den reduzierten Frequenzhuben, d. h. $\pm 1,2$ kHz für RDS und $\pm 3,5$ kHz für ARI, wurden keinerlei Störungen von Rundfunkprogrammen und Verkehrsfunkempfängern mehr festgestellt. Die ermittelten Übertragungsfehler bieten trotz des geringen RDS-Hubs auch für den mobilen Empfang im Mittel eine hinreichende Sicherheit.

Summary Progress with the RDS system and experimental results

Following comparative tests and detailed research, the European Broadcasting Union (EBU) has chosen the RDS Radio Data System as the single European system for the transmission of data in VHF/FM broadcast services. The main characteristics of the system have been incorporated in a new international Recommendation by the CCIR. In Germany, the complex structure of the transmitter network, problems related to the existing traffic information system (ARI) and the stringent demands regarding transmission quality necessitated further research and full-scale field trials. Account had to be taken of the specific operational requirements and of modifications and special adjustments of the frequency deviations used for the RDS and ARI transmissions.

A special measuring decoder has been built by the Institut für Rundfunktechnik (IRT) to verify transmission ruggedness. This decoder exploits to the full the possibilities offered by the data format to enhance the ruggedness. Several experimental transmissions and a full-scale trial have been conducted to evaluate the RDS and ARI systems with modified transmission parameters and to demonstrate the effects of these modifications on compatibility and transmission ruggedness. No interference was observed to radio programme services or to traffic message receivers with reductions of the frequency deviation to $\pm 1,2$ kHz for RDS and $\pm 3,5$ kHz for ARI. The transmission errors that persisted did not compromise the overall ruggedness during mobile reception, despite the low deviation of the RDS signal.

Sommaire Etat actuel du système RDS de radiodiffusion de données et résultats expérimentaux

A la suite d'essais comparatifs et de recherches approfondies, l'Union Européenne de Radiodiffusion (UER) a choisi le système RDS de diffusion de données en radio comme système européen unique pour la transmission de données en MF. Les principales caractéristiques du système ont été réunies dans une nouvelle recommandation internationale du CCIR. En Allemagne, la structure complexe du réseau d'émetteurs, des problèmes liés au système existant de diffusion d'informations routières (ARI) et des exigences élevées en matière de qualité de transmission ont nécessité des recherches et des essais en vraie grandeur supplémentaires. Il a fallu tenir compte des particularités de l'exploitation, ainsi que de modifications et de réglages spéciaux de l'excursion en fréquence pour les systèmes RDS et ARI.

Un décodeur de mesure spécial a été mis au point par l'Institut für Rundfunktechnik (IRT) pour vérifier la sécurité de la transmission. Ce décodeur exploite au mieux les possibilités offertes par le format des données pour accroître cette sécurité. Plusieurs émissions expérimentales et un essai à grande échelle ont permis d'évaluer les deux systèmes RDS et ARI avec des caractéristiques modifiées et d'en constater l'impact sur la compatibilité et la sécurité de transmission. Aucun brouillage des programmes de radio et des récepteurs d'informations routières n'a été observé avec une réduction de l'excursion en fréquence à $\pm 1,2$ kHz pour le RDS et $\pm 3,5$ kHz pour le ARI. Les défauts de transmission constatés offrent encore dans l'ensemble une sécurité suffisante pour la réception mobile, malgré la faible excursion dans le système RDS.

¹ Überarbeitetes Manuskript eines Vortrages, gehalten auf der 7. Fachtagung Hörrundfunk der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) in Mannheim, 12. bis 14. November 1985.

Dieser Aufsatz erscheint zugleich in Engl./Franz. in der EBU Rev. Tech./Rev. de l'UER Tech. Nr. 217 (Juni 1986).

This article is published simultaneously in English in the EBU Rev. Tech. No. 217 (June 1986).

Cet article est publié simultanément en français dans la Rev. de l'UER Tech. N° 217 (juin 1986).

1. Einführung

Die Datenübertragung im FM-Hörrundfunk war schon mehrfach ein Thema der NTG-Tagung [1 bis 6]. Im März 1984 wurde die Spezifikation des Radio-Daten-Systems RDS veröffentlicht [7]. Dieses System wurde innerhalb der UER gemeinsam erarbeitet und hat den Status einer Empfehlung. Die UER-Mitgliedsländer haben vereinbart, daß sie bei der Einführung einer Datenübertragung für den Teilnehmer im FM-Hörrundfunk das Radio-Daten-System RDS verwenden würden. In einem Beitrag der UER zur Schlußtagung der CCIR-Studienkommission 10 wurde das Radio-Daten-System eingereicht. Die wichtigsten Systemparameter wurden in einer neuen CCIR-Empfehlung international vereinbart.

Obwohl die Systemparameter schon lange festliegen, gibt es immer noch offene Fragen über die genaue Anwendung einiger der vielen durch das System gegebenen Möglichkeiten. Um die Einführung des Systems zu fördern und um noch bestehende Probleme gemeinsam mit der Industrie zu klären, wurde die UER-Spezialistengruppe R1/RDS gegründet.

Schweden und Großbritannien haben die Einführung von RDS bereits vor einiger Zeit beschlossen. Andere Länder wie z. B. Finnland, Italien, Jugoslawien, Österreich, die Schweiz und die Bundesrepublik Deutschland führen noch eigene Untersuchungen durch bzw. haben Untersuchungen durchgeführt, um die Einführbarkeit in ihrem Land zu ermitteln. Die Ergebnisse unserer Untersuchungen sind in diesem Bericht dargestellt.

2. Kompatibilitätsprobleme

In einer Reihe von Labor- und Feldversuchen wurde untersucht, ob das Radio-Daten-System mit dem Rundfunkprogramm und dem in Deutschland verwendeten Kennungssystem für Verkehrsfunksender (ARI) kompatibel ist. Obwohl das System bereits in mehreren regionalen Tests mit den von der UER empfohlenen Systemparametern betrieben wurde, zeigten sich dann in einem bundesweiten Versuch Störungen bei einem Teil der verwendeten Verkehrs-

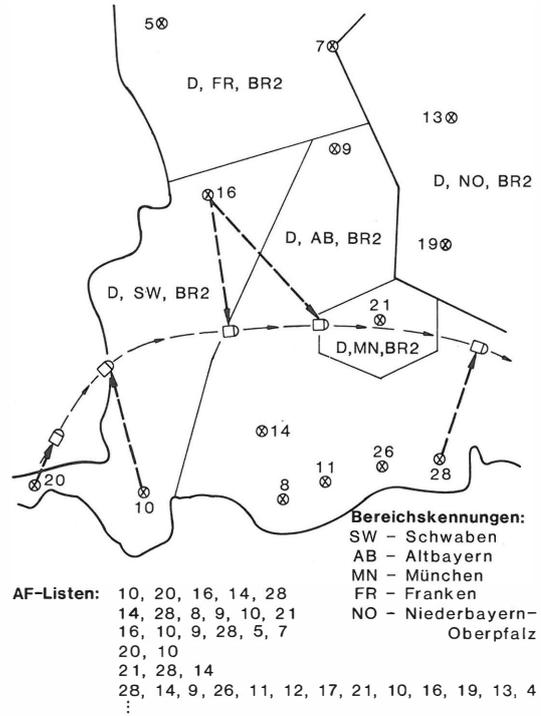


Bild 2
Sendersuchlauf mit RDS (BR 2)
Regionalprogramme

funkempfänger. Geringfügige Programmstörungen traten lediglich bei Mehrwegeempfang in lokal sehr eng begrenzten Gebieten auf. In weiteren Labor- und Feldversuchen wurden dann Hubanteile für RDS und ARI ermittelt, bei denen auch die gestörten Empfänger kein Fehlverhalten mehr zeigten. Mit diesen Parametern, d. h. $\pm 1,2$ kHz Hub für RDS und $\pm 3,5$ kHz Hub für ARI, wurde im April 1985 erneut ein bundesweiter Großversuch begonnen. Bis heute wurden aus diesem Versuch weder Programmstörungen noch Beeinträchtigungen von Verkehrsfunkempfängern gemeldet, die auf das Radio-Daten-System zurückzuführen wären.

3. Darstellung der Betriebsprobleme

Die betrieblichen Probleme bei der Einführung des Radio-Daten-Systems sind so vielfältig, daß hier nur auf einige Aspekte eingegangen werden kann.

3.1. Programmzuführung und Regionalisierung

Bild 1 zeigt ein Beispiel für die Programmzuführung zum Sender. Der einfachste, aber keineswegs häufigste Weg ist die Modulationsleitung. Dabei können die Daten über einen Stereocoder eingeschleift werden. Weiters häufiger werden Programme mit Ballempfängern empfangen und erneut ausgesendet. Die Daten können entweder unverändert mitausgesendet oder aber dem neuen Versorgungsbereich angepaßt werden.

Solange nur Informationen übertragen werden sollen, die am Senderstandort generiert werden, bleibt die Datenorganisation relativ einfach. Werden jedoch Informationen gewünscht, deren Inhalt sich programmabhängig ändert, so muß eine Datenübertragung vom Studio zum Sender realisiert werden.

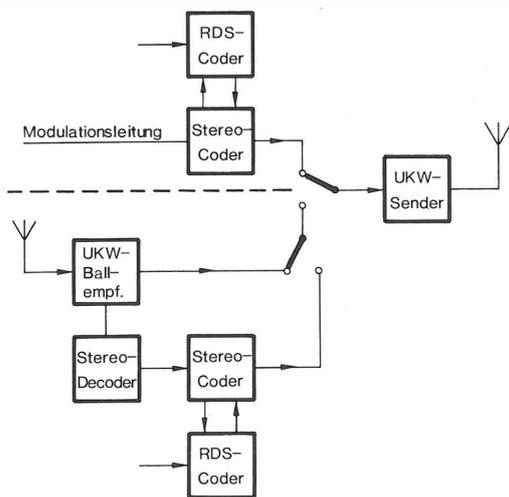


Bild 1

Beispiel für eine Programmzuführung zum Sender

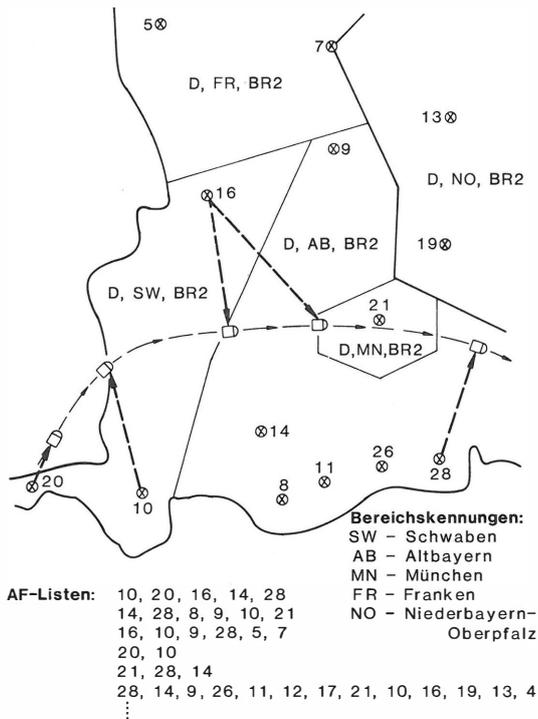


Bild 3

Sendersuchlauf mit RDS (BR 2)

Gemeinschaftsprogramm (ohne Umschaltung)

Aber schon die erste Variante schafft ohne Datenübertragung zum Sender hinreichend technische Probleme. Bei einer zeitweiligen regionalen Aufteilung der Sendernetze müssen in den einzelnen Regionalbereichen unterschiedliche Abstimminformationen ausgesendet werden. Sobald die Netze zusammenschaltet werden, sollten diese Informationen identisch sein. Dieses Problem ließe sich relativ leicht mit mehreren unterschiedlichen Datensätzen im RDS-Coder lösen, falls die entsprechenden Schaltinformationen am Sender vorhanden wären. Da aber die Programme auch in den Regionalzeiten teilweise über dieselben Modulationsleitungen zum Sender gelangen, steht häufig kein Schaltsignal am Sender zur Verfügung.

Es mußte also nach einer Lösung gesucht werden, die auch ohne Umschaltung der Datensätze am Sender eine hinreichend zufriedenstellende Arbeitsweise des Radio-Daten-Systems gewährleistet. Dazu wurde erwogen, einen Empfängersuchlauf in zwei Stufen zu empfehlen. In **Bild 2** ist dargestellt, wie sich ein Fahrzeug durch den Versorgungsbereich einer Rundfunkanstalt mit mehreren Regionalbereichen bewegen könnte. Unter Ausnutzung der Listen alternativer Frequenzen (AF-Listen) und Vergleich der Programmkennungen (PI) schaltet ein Autoradio vom Sender 20 auf den Sender 10. Danach wird umgeschaltet auf den Sender 16, obgleich der Sender 14 in der AF-Liste enthalten und besser empfangbar ist – der PI-Code stimmt im Regionalbereich nicht überein. Erst wenn kein Sender mit derselben Bereichskennung mehr empfangbar ist, wird diese in einer zweiten Suchlaufphase ignoriert und der Empfänger schaltet um auf einen Sender derselben Programmkette aus einem anderen Regionalbereich.

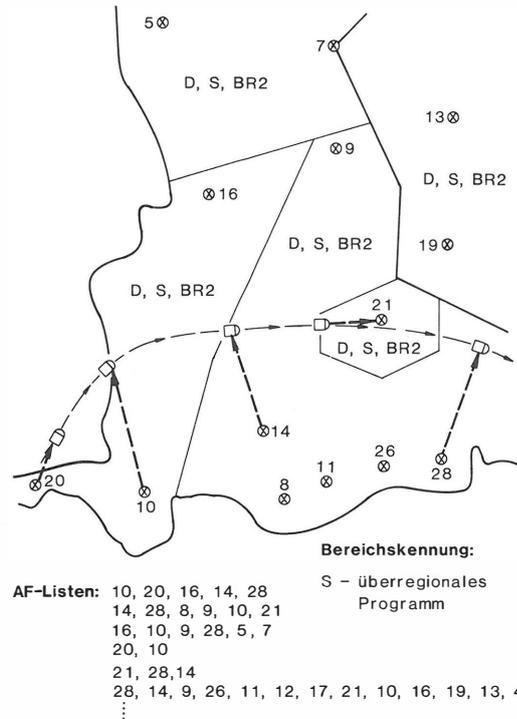


Bild 4

Sendersuchlauf mit RDS (BR 2)

Gemeinschaftsprogramm (mit Umschaltung)

Obwohl die beschriebene Lösung die einzig bekannte Möglichkeit darstellt, die Umschaltung von Datensätzen am Sender weitgehend zu vermeiden, entstehen vorübergehend zwei geringfügige Nachteile:

- die Umschaltung in einen anderen Regionalbereich könnte unerwünscht sein,
- bei einem Gemeinschaftsprogramm wird in diesem Netz nicht immer der am besten empfangbare Sender eingestellt (**Bild 3**).

Erst wenn eine Umschaltung von Datensätzen an den Sendern generell möglich wird, kann der PI-Code während des Gemeinschaftsprogramms auch in der Bereichskennung einheitlich sein und können somit die optimalen Empfangsbedingungen genutzt werden (**Bild 4**).

Ein weiteres Betriebsproblem entsteht durch den in **Bild 1** angedeuteten Ballempfang. Aus wirtschaftlichen und teilweise auch aus Qualitätsgründen ist eine Datenumsetzung nicht hinter jeder Ballstrecke durchführbar. Dies hat Auswirkungen auf die alternativen Frequenzen. Es können nicht ausschließlich die echten Alternativen übertragen werden. Eine Frequenzliste muß entweder alle Frequenzen einer Senderkette enthalten, oder es müssen von jedem Sender mehrere kurze Frequenzlisten übertragen werden, und zwar für jeden Sender eine (siehe **Tabelle 1**). Die kurzen Listen sind dadurch gekennzeichnet, daß sie direkt nach dem Anzahlcode mit der Frequenz des Senders beginnen, für den sie gelten. Beide Lösungen haben Vor- und Nachteile. Eine einzelne Liste wird relativ lang und ein Empfänger müßte bis zu 25 Frequenzen einstellen und überprüfen. Dafür kann eine lange Liste schneller übertra-

Standort	AF-Liste
A Aalen	5 A H J K D
B Mergentheim	4 B E K L -
C Buchen	1 C
D Geislingen	4 D H J A -
E Heidelberg	6 E H K F B L -
F Mühlacker	3 F H E
G Pforzheim	1 G
H S-Degerloch	8 H A E J K I F D -
I S-Funkhaus	2 I H -
J Ulm	4 J H A D -
K Waldenburg	6 K H A E L B -
L Wertheim	4 L E K B -

A — L = Standorte bzw. Frequenzen; — = Füllcode

Tabelle 1
Beispiel von AF-Listen für SDR 2

gen werden als mehrere kurze Listen. Bei mehreren Listen enthalten diese im Mittel nur 3 bis 4 alternative Frequenzen.

Die Einstellzeit für den Empfänger wird kurz, aber für die Übertragung werden bei 12 Listen mit 4 Frequenzen etwa 8 s benötigt. Bei 20 Listen mit 4 Frequenzen sind 15 s für die Übertragung erforderlich. Diese Zeiten erscheinen jedoch noch annehmbar, wenn man berücksichtigt, daß die AF-Listen in der Regel nicht unmittelbar nach dem Einstellen eines Programms benötigt werden.

3.2. Programmwahl

Vielfach wird vom Radio-Daten-System auch eine Hilfe bei der gezielten Suche nach bestimmten Sendern erwartet. Der Name der Programmkette (PS) wird zu selten übertragen, um ihn dazu zu verwenden. Die Programmkettenkennung (PI) ist von der Struktur her nicht dafür vorgesehen und bietet nicht die erforderlichen Möglichkeiten. Von wesentlich größerer und ausschlaggebender Bedeutung ist es jedoch, daß ein normaler Rundfunkteilnehmer in der Regel überfordert sein wird, bei der Vielzahl der Rundfunkanstalten mit den verschiedenen Programmketten und den unterschiedlichen Regionalbereichen die erforderliche Eingabe korrekt durchzuführen. Normalerweise wird ohnehin nur ein Programm gezielt angewählt, dessen Struktur wohlbekannt ist. Die Frequenzen, Programmkettenkennungen und Namen dieser Programme (sowie evtl. sogar die entsprechenden AF-Listen) können aber auf Stationstasten gespeichert werden, sobald das Programm erstmals empfangen wird.

4. Mögliche Einführungsstrategien

Die erläuterten Betriebsprobleme bilden nur einen kleinen und dazu noch recht überschaubaren Teil der vorhandenen Schwierigkeiten bei der Einführung des Radio-Daten-Systems. Um dessen Einführung nicht von vornherein an der Fülle betrieblicher und finanzieller Probleme scheitern zu lassen, wurde überlegt, mit welchen Einschränkungen das System aus technischer Sicht in Betrieb genommen werden könnte.

Die veränderten Hubanteile von $\pm 1,2$ kHz für RDS und $\pm 3,5$ kHz für ARI haben sich bereits aus den Kompatibilitätsuntersuchungen ergeben. Geht man davon aus, daß in einer ersten Phase mit Ausnahme der Verkehrsdurchsagekennung keine Datenübertragung zwischen Studio und Sender stattfindet, so müßten Datensätze mit statischen Informationen im RDS-Coder gespeichert werden. Nur in Ausnahmefällen könnte zwischen mehreren Datensätzen umgeschaltet werden. Mit Rücksicht auf diese Festlegungen könnten folgende Informationen übertragen werden:

a) Name der Programmkette (PS)

Die Abkürzung des Programmnamens besteht aus bis zu acht alphanumerischen Zeichen und kann vom Programmveranstalter frei gewählt und jederzeit geändert werden.

b) Programmkettenkennung (PI) bestehend aus:

- Nationalitätskennung
- Bereichskennung
- Programmkennzeichnung.

Die Nationalitätskennung ist in der Spezifikation [7] bereits festgelegt. Mit der Bereichskennung werden bis zu 12 Regional- oder 6 Verkehrsbereiche gekennzeichnet. Die Kennung „S“ kennzeichnet ein größeres Sendernetz. Einzelne Sender werden dagegen mit „L“ gekennzeichnet, um dem Empfänger mitzuteilen, daß keine Alternative existiert. Die Programmkennzeichnung erfolgt nicht systematisch.

c) Alternative Frequenzen (AF)

AF können in mehreren Listen übertragen werden. Dann beginnt jede Frequenzliste mit der Frequenz des Senders, für die sie gilt.

d) Verkehrsfunkennung (TP)

TP kennzeichnet Sender, die Verkehrsinformationen übertragen.

e) Verkehrsdurchsagekennung (TA)

TA wird bei Verkehrsfunksendern während der Verkehrsdurchsagen gesendet.

Die Möglichkeiten zur Aussendung von Informationen über andere Netzwerke (ON) wurden ebenfalls diskutiert. Auf die Übertragung dieser Information muß jedoch verzichtet werden, da die Verknüpfung von Senderketten unübersehbare Folgen hat. Darüber hinaus ermöglicht ein zweiter Tuner die Umschaltung auf andere Ketten, sogar aus Frequenzbereichen, in denen RDS nicht übertragen werden kann.

Die Entscheidung zur Einführung von RDS hing jedoch nicht nur von der Kompatibilität und der Lösung betrieblicher Probleme ab. Eine wesentliche Voraussetzung war selbstverständlich auch die Sicherheit der Datenübertragung.

5. RDS-Meßdecoder

5.1. Übertragungssicherheit beim „RDS-Meßdecoder“

Zur Ermittlung der Übertragungssicherheit und zur betriebsmäßigen Überprüfung der Radiodaten wurde im IRT ein RDS-Meßdecoder entwickelt. Die Ermittlung der Übertragungssicherheit erfolgt beim „RDS-Meßdecoder“ für die Informationen PI (Programme

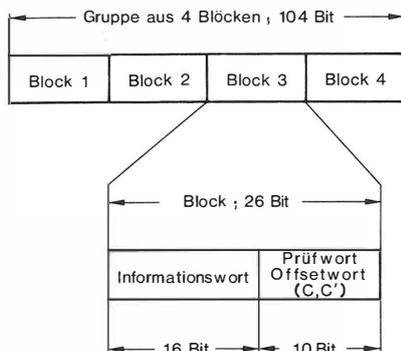


Bild 5
Datenformat

Identification bzw. Programmkennung) und PS (Programme Service bzw. Name der Programmkette) und ist auf die Gruppen der A-Version beschränkt. Eine Gruppe besteht aus 4 Blöcken mit je 26 Bit (Bild 5). PI wird in jeder Gruppe mindestens einmal übertragen, während PS adressiert und auf 4 Gruppen aufgeteilt ist. Zur Bestimmung der Übertragungssicherheit werden sowohl korrekt empfangene Meldungen (KEM) als auch nichterkannte Fehler (NEF) herangezogen. Ein nichterkannter Fehler liegt vor, wenn bei der Decodierung eine fehlerhafte Meldung als richtig befunden wurde. Für die KEM und die NEF gelten folgende Zusammenhänge:

$$KEM = \frac{\text{Anzahl der KEM}}{\text{ausgesendeten Meldungen}} \times 100 \% ,$$

$$NEF = \frac{\text{Anzahl der NEF}}{\text{Anzahl der KEM} + \text{NEF}} \times 100 \% .$$

Während die KEM in erster Linie von den Empfangsverhältnissen bestimmt werden, können die NEF stark durch das Decoderkonzept beeinflusst werden.

Zur Beurteilung der Übertragungssicherheit für PI und PS wird der Mittelwert der KEM und der NEF sowie deren Verteilung herangezogen. Dabei wurden Meßintervalle mit je 100 Meldungen zugrunde gelegt. Für die Verteilung der KEM und der NEF sind 100 Klassen festgelegt worden, wobei die Auflösung für die KEM 1 Prozent und für die NEF 1 Promille beträgt.

Beispiel:

Von insgesamt 100 ausgesendeten PI-Meldungen sind 22 Meldungen auf dem Übertragungsweg gestört worden. Dabei sind bei 2 der 22 Meldungen die Störungen derart, daß das Informationswort und das Prüfwort zusammen einen „gültigen“ Block ergeben und somit bei der Decodierung keine Fehler erkannt werden können. Daraus ergeben sich für KEM PI und NEF PI folgende Werte:

$$KEM \text{ PI} = \frac{100 - 22}{100} \times 100 \% = 78 \% ,$$

$$NEF \text{ PI} = \frac{2}{78 + 2} \times 100 \% = 2,5 \% ;$$

das heißt, daß 78 % der ausgesendeten Meldungen korrekt empfangen wurden und 2,5 % der als richtig akzeptierten Meldungen falsch waren.

5.2. Fehlerkorrektur

Der Meßdecoder besteht im wesentlichen aus einem 57-kHz-Demodulator, einem Biphasedecoder und einem Informationsdecoder, mit dem die übertragenen Radiodaten decodiert werden. Bei der Decodierung kann zwischen Fehlererkennung und Fehlerkorrektur gewählt werden. Während bei Fehlererkennung nur die als korrekt akzeptierten Blöcke mit in die Auswertung einbezogen werden, werden bei Fehlerkorrektur bis zu 2 Bit in einem Block korrigiert.

Frühere Untersuchungen haben gezeigt, daß abhängig von den Empfangsverhältnissen entweder die Fehlererkennung oder die Fehlerkorrektur zu besseren Ergebnissen führen kann. Dabei konnte besonders bei rauschartigen Störungen die Übertragungssicherheit durch die Fehlerkorrektur erhöht werden. Um bei Empfangsstörungen und Fehlerkorrektur die nichterkannten Fehler möglichst gering zu halten, wird je nach Art und Grad der Störung automatisch entweder auf Fehlererkennung oder Fehlerkorrektur geschaltet. Für diese Umschaltung ist eine Beurteilung der Störungen im RDS-Kanal bei 57 kHz erforderlich. Die Art der Störung kann aus der Fehlerverteilung im Datenstrom bestimmt werden. Bei Störungen durch Rauschen ergibt sich eine gleichmäßige Fehlerverteilung, während bei Störungen durch Mehrwegeempfang die Fehler „burstartig“ auftreten. Der Grad der Störung ist durch die Blockfehlerrate gegeben.

Welchen Einfluß die „adaptive Fehlerkorrektur“ auf die Übertragungssicherheit haben kann, ist in Bild 6 dargestellt. Dazu wurde im Labor die Abhängigkeit der KEM PI von RF-Pegel und Hubanteil untersucht. Die durchgezogenen Kurven zeigen dabei den Zusammenhang der KEM für PI und Fehlerer-

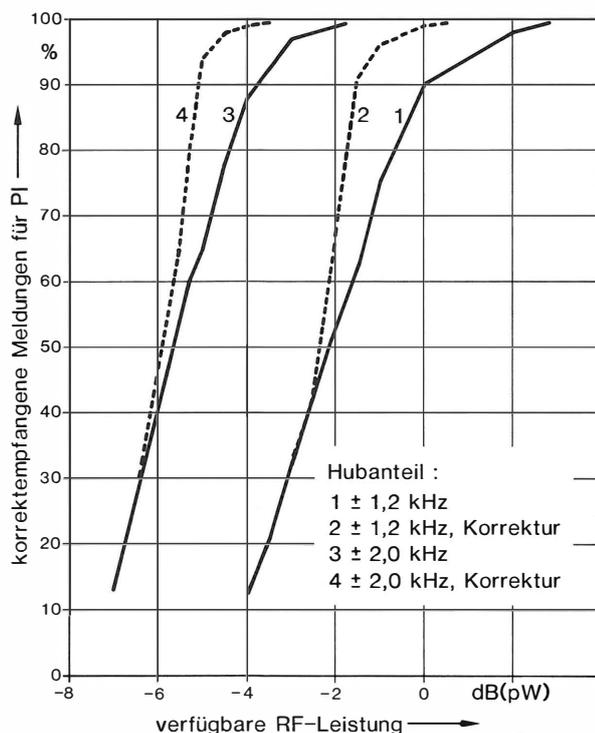


Bild 6
Einfluß von RF-Pegel, Fehlerkorrektur und Hubanteil auf die Übertragungssicherheit

kennung, während die gestrichelten Kurven die Verhältnisse bei Fehlerkorrektur wiedergeben. Der Gewinn durch die Fehlerkorrektur kann unabhängig vom Hubanteil für das RDS-Signal bis zu 30 % betragen. Für dieselbe Übertragungssicherheit verhalten sich RF-Pegel und Hub umgekehrt proportional — das heißt, wird z. B. der Hub von ± 2 kHz auf $\pm 1,2$ kHz reduziert, so muß für dieselbe Übertragungssicherheit der RF-Pegel um ca. 4,4 dB angehoben werden [$20 \log (2/1,2)$]. Dieser Zusammenhang geht aus **Bild 6** sowohl für Fehlererkennung als auch für Fehlerkorrektur hervor. Dabei erkennt man, daß bei derartig geringem RF-Pegel der Gewinn durch die Fehlerkorrektur etwa 2 dB beträgt. Wird der RF-Pegel noch weiter reduziert, so nimmt der Einfluß der „adaptiven Fehlerkorrektur“ stetig ab. Werden von den ausgesendeten Blöcken weniger als 40 % korrekt empfangen, schaltet der Decoder fest auf Fehlererkennung um.

Da durch die Fehlerkorrektur die NEF ansteigen, sollte sie nicht bei allen Informationstypen angewandt werden. Während z. B. bei Schaltinformationen auf die Fehlerkorrektur verzichtet werden sollte, kann bei der Programmkettenkennung beim Namen der Programmkette, beim Radiotext usw. eine adaptive Fehlerkorrektur durchaus von Vorteil sein.

5.3. Verbesserung der Übertragungssicherheit

Die Zuverlässigkeit der Datenübertragung kann z. B. durch Vergleichen von periodischen Informationen und durch Mehrheitsentscheidung gesteigert werden. Nachteil dieser Methode ist, daß nur Informationen, die häufig übertragen werden, verwendet werden können und daß dazu ein fester Dateninhalt erforderlich ist.

Eine weitere Möglichkeit, die sich jedoch nicht auf den Dateninhalt bezieht, wurde im „RDS-Meßdecoder“ angewandt. Dabei werden benachbarte Blöcke auf Fehler kontrolliert. Nur wenn sowohl der betrachtete Block als auch die ihm benachbarten Blöcke fehlerfrei bzw. korrigierbar sind, wird dieser ausgewertet.

6. Übertragungssicherheit beim RDS-Großversuch

Um großflächig unter verschiedenen Empfangsbedingungen die Übertragungssicherheit der Radiodaten zu erfassen, wurden vom IRT in der Bundesrepublik Deutschland Messungen durchgeführt. Dabei wurde die Übertragungssicherheit für den mobilen Empfang auf Autobahnabschnitten im Versorgungsbereich von Verkehrsfunksendern ermittelt. Die Abstimmung auf den zuständigen Verkehrsfunksender erfolgte nach den Hinweisschildern an den Autobahnen.

Um innerhalb der ARD zu repräsentativen und vergleichbaren Meßergebnissen zu gelangen, wurde zum Empfang der RDS-Sender ein Ballem Empfänger in Verbindung mit einer passiven Stabantenne verwendet. Die Auswertung der übertragenen Radiodaten erfolgte mit dem im IRT entwickelten „RDS-Meßdecoder“.

Wie bereits oben erwähnt, mußte wegen mangelnder Kompatibilität mit ARI-Empfängern der Feldversuch mit ± 2 kHz Hubanteil für das RDS-Signal vorzeitig abgebrochen werden. Dadurch konnten beim Süddeutschen Rundfunk und beim Südwestfunk keine Untersuchungen durchgeführt werden. Beim Feldversuch mit $\pm 1,2$ kHz, der im April 1985 vorgenommen wurde, kam es durch Überreichweiten der Sender einerseits zu einer Verbesserung der Empfangsverhältnisse, andererseits durch starke Nebkanalstörungen zu einer Beeinträchtigung der Übertragungssicherheit.

In **Bild 7** ist der prozentuale Anteil der korrekt empfangenen Meldungen für die Programmkettenkennung PI und für den Namen der Programmkette PS für die verschiedenen Rundfunkanstalten dargestellt. Darüber hinaus wird auch noch der Einfluß durch die „adaptive Fehlerkorrektur“ und durch den Hubanteil für das RDS-Signal gezeigt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde auf die Darstellung der nichterkannten Fehler verzichtet. Der angegebene RF-Pegel entspricht der verfügbaren RF-Leistung am Eingang des Empfängers. Bedingt durch einen

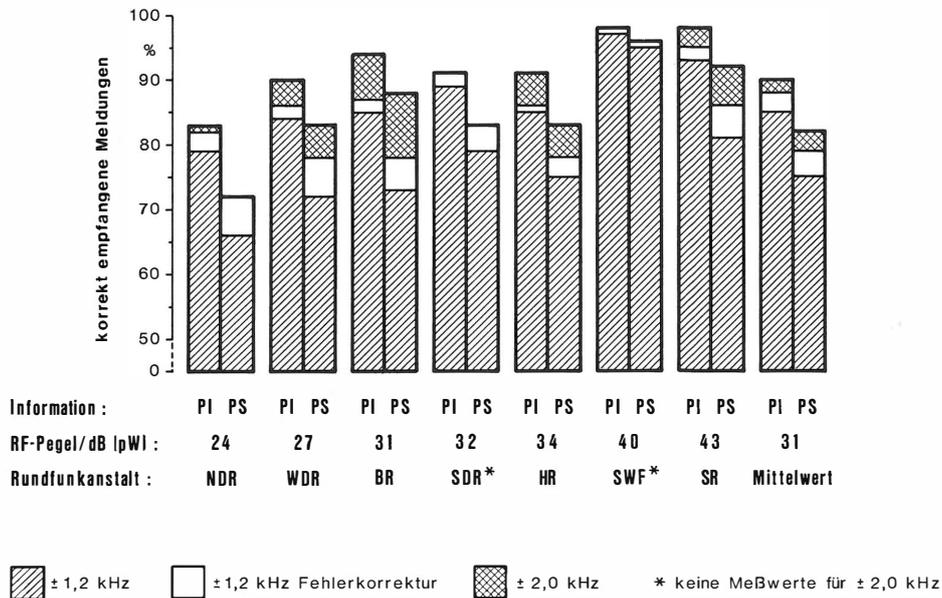


Bild 7
Übertragungssicherheit der Radiodaten beim RDS-Großversuch

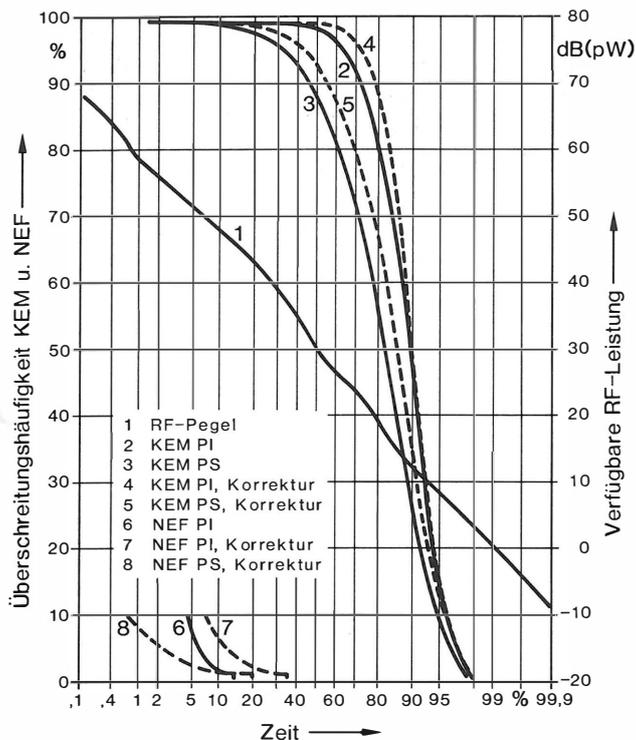


Bild 8

Verteilung von Übertragungssicherheit und RF-Pegel im Bereich von ARI-Sendern

RF-Transformator liegt er etwa 1,5 dB unter dem Pegel der Antenne. Da beim mobilen Empfang die Empfangsverhältnisse auch vom Fahrzeug und von der verwendeten Antenne bestimmt werden, kann der ermittelte RF-Pegel nur bedingt zur Beurteilung der jeweiligen Versorgungssituation herangezogen werden.

Wird zur Beurteilung der Übertragungssicherheit von PI und PS die gesamte Meßstrecke von etwa 2300 km herangezogen, so zeigen die mit Fehlererkennung ermittelten Werte

$$\begin{aligned} \text{KEM PI} &= 85 \% & \text{NEF PI} &= 2,6 \% \\ \text{KEM PS} &= 75 \% & \text{NEF PS} &= 0 \% \end{aligned}$$

daß bei einem Hubanteil von $\pm 1,2$ kHz die Informationen PI und PS mit einer noch ausreichenden Zuverlässigkeit am Empfangsort zur Verfügung stehen. Die ermittelten Werte gelten für „RDS-Meßdecoder“ und Ballempfänger. Mit einem geeigneten Autoempfänger könnte wegen dessen höherer Empfindlichkeit z. B. unter Empfangsverhältnissen mit geringem RF-Pegel eine noch bessere Übertragungssicherheit erreicht werden. Der geringe Prozentsatz der nichterkannten Fehler bei PS ist durch das angestrebte Verhalten des Meßdecoders zu erklären.

Durch die Fehlerkorrektur konnten im Mittel für PS 4% mehr korrekte Meldungen als bei Fehlererkennung empfangen werden. Weitaus größere Gewinne durch die Fehlerkorrektur konnten partiell, besonders bei mittleren Empfangsstörungen – d. h. Störungen, bei denen 60 bis 80% der übertragenen Blöcke fehlerfrei sind – festgestellt werden. Hierbei konnten durch die Fehlerkorrektur bis zu 30% mehr korrekte Meldungen empfangen werden. Im Verhältnis zur gesamten Meßstrecke stellen diese Empfangs-

situationen nur einen kleinen Teil dar und haben deshalb auf den Mittelwert der Übertragungssicherheit auch einen entsprechend geringen Einfluß. Es sei allerdings darauf hingewiesen, daß bei Anwendung der Fehlerkorrektur auf PS im Mittel 0,6% der Meldungen fehlerhaft wurden, jedoch nicht als solche erkannt wurden.

Um den Einfluß des Hubanteils auf die Übertragungssicherheit zu erkennen, eignen sich besonders die Meßwerte beim Hessischen, Saarländischen und Westdeutschen Rundfunk. Bei den genannten Rundfunkanstalten wurden sowohl dieselben Meßstrecken als auch dieselben Sender in die Auswertung miteinbezogen. Sieht man von dem bereits erwähnten Einfluß durch Überreichweiten ab, so vermindert sich am Beispiel der drei Rundfunkanstalten bei der Reduzierung des Hubanteils von ± 2 kHz auf $\pm 1,2$ kHz der Prozentsatz für die KEM PI um 5 bis 6% und für die KEM PS um 8 bis 11%.

In Bild 8 wird die Verteilung der Übertragungssicherheit und des RF-Pegels für alle Meßstrecken dargestellt. Die Verteilungskurven zeigen, zu wieviel Prozent der Zeit der angegebene Anteil der KEM (Prozent), der NEF (Prozent) bzw. des RF-Pegels [dB (pW)] überschritten wird. Dabei wird die Übertragungssicherheit für die Fehlererkennung mit einer durchgezogenen Linie und für die Fehlerkorrektur mit einer gestrichelten Linie dargestellt. Da die NEF für PS und Fehlererkennung auf allen Meßstrecken Null sind, sind diese in den Diagrammen nicht eingezeichnet worden.

Bei der Verteilung der Übertragungssicherheit für PI und PS wurden Meßintervalle mit je 100 Meldungen zugrunde gelegt. Beim RF-Pegel wurden in Zeitabschnitten von 0,5 s Proben entnommen. Da zur Beurteilung der Übertragungssicherheit auf den verschiedenen Strecken mehr die wegabhängige als die zeitliche Verteilung von Bedeutung ist, wurde während der Meßfahrt eine möglichst konstante Fahrgeschwindigkeit eingehalten. Unter der Voraussetzung einer annähernd konstanten Fahrgeschwindigkeit sind nämlich zeitliche und wegabhängige Verteilung in etwa gleich.

Aus den Verteilungskurven läßt sich ersehen, daß auf etwa 0,5% der Gesamtstrecke der RF-Pegel unter -4 dB (pW) absinkt. Laboruntersuchungen (Bild 6) haben gezeigt, daß bei diesem RF-Pegel und einem Hubanteil von $\pm 1,2$ kHz das RDS-Signal nicht mehr brauchbar ausgewertet werden kann. Daß nicht nur auf 0,5%, sondern auf etwa 3% der Gesamtstrecke kein RDS-Signal ausgewertet werden konnte, liegt daran, daß auch noch andere Faktoren wie z. B. Störungen durch Mehrwegeempfang, Nachbarsender, Programmsignal usw. die Übertragungssicherheit beeinträchtigen. Im weiteren Kurvenverlauf steigt die Übertragungssicherheit rasch an, wobei sich auch eine Korrelation mit dem RF-Pegel abzeichnet. Zwischen KEM = 90% und KEM = 100% nimmt die Steigung der Kurven so lange ab, bis die Kurven parallel zur Abszisse verlaufen. So können bei Fehlererkennung 90 bis 100% der ausgestrahlten Meldungen zu 72% und bei PS zu 48% der Zeit bzw. des Weges korrekt empfangen werden. Bei Verwendung der Fehlerkorrektur erhöht sich die mittlere Übertragungssicherheit für PI um 6% und für PS um 7%.

Die NEF verhalten sich zu den KEM entgegengesetzt. Während bei PI und Fehlererkennung auf 13 % der Strecke NEF vorlagen, konnten bei Fehlerkorrektur auf 35 % der Strecke NEF festgestellt werden. Die entsprechenden Werte für PS liegen bei 0 % und 20 %. Auf diesen Abschnitten kann es stellenweise zu einer Zunahme der NEF bis über 10 % kommen. Bedingt durch das Decoderkonzept kann für die NEF der Kurvenverlauf oberhalb 10 % nicht mehr dargestellt werden.

7. Schlußbemerkung

Abschließend läßt sich sagen, daß bei einem Hubanteil von $\pm 1,2$ kHz für das RDS-Signal Kompatibilität sowohl mit dem Programm als auch mit ARI-Decodern vorhanden ist und eine ausreichende Übertragungssicherheit erreicht werden kann. Ein Mittelwert von 75 % (PS) bzw. 85 % (PI) korrekt empfangener Meldungen mag nicht überwältigend erscheinen, es muß aber betont werden, daß es sich bei den Radiodaten um periodisch wiederholte Informationen handelt. Eine Übertragungssicherheit von 50 % führt dann in der Regel nur zu einer Verdopplung der Zugriffszeit auf die entsprechende Information. In gestörten Gebieten konnte zwischen Übertragungssicherheit der Radiodaten und Empfangsqualität eine gute Korrelation festgestellt werden. Mit einem zukünftigen RDS-Empfänger könnte durch die Auswertung der Programmkettenkennung und der alternativen Frequenzen in kritischen Empfangssituationen auf einen in diesem Gebiet besser zu empfangenden Sender abgestimmt werden und somit die Empfangsqualität und die Übertragungssicherheit verbessert werden.

SCHRIFTTUM

- [1] Van der Heide, H. J.: Möglichkeiten zur Einführung und Anwendung eines Programmcodes im Hörrundfunk. Nachrichtentech. Fachber. Bd. 56 (1977), Hörrundfunk 4. VDE-Verlag, Berlin, S. 119 bis 122.
- [2] James, A.: Radiotext — Vorschläge für Teletext-Datenübertragung auf einem Hilfsträger im Hörrundfunk. Nachrichtentech. Fachber. Bd. 56 (1977), Hörrundfunk 4. VDE-Verlag, Berlin, S. 123 bis 130.
- [3] Kopitz, D.: Allgemeine Entwicklungstendenzen für die Übertragung von Zusatzdaten für die Programmkennung

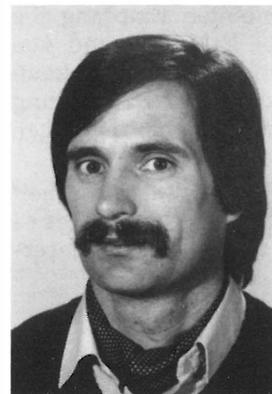
und andere Anwendungen. Nachrichtentech. Fachber. Bd. 72 (1980), Hörrundfunk 5. VDE-Verlag, Berlin, S. 161 bis 165.

- [4] Plenge, G.: Überlegungen zur Frage der optimalen Nutzung von Zusatzinformationskanälen im UKW-Rundfunk. Nachrichtentech. Fachber. Bd. 72 (1980), Hörrundfunk 5. VDE-Verlag, Berlin, S. 166 bis 171.
- [5] Mielke, J.: Grenzen für die Übertragung von Zusatzinformationen im UKW-Hörrundfunk. Nachrichtentech. Fachber. Bd. 72 (1980), Hörrundfunk 5. VDE-Verlag, Berlin, S. 173 bis 182.
- [6] Mielke, J.: Die Übertragung von Zusatzinformationen im UKW-Hörrundfunk. Nachrichtentech. Fachber. Bd. 83 (1983), Hörrundfunk 6. VDE-Verlag, Berlin, S. 77 bis 84.
- [7] EBU: Specification of the radio data system RDS for VHF/FM sound broadcasting. Dok. Tech. 3244. Hrsg. v. d. UER, Brüssel 1984.

Die Autoren



Dipl.-Ing. Jürgen Mielke (44) studierte Nachrichtentechnik an der Fachhochschule Hamburg. Seit 1966 ist er als Ingenieur im Institut für Rundfunktechnik tätig. Anfang 1978 übernahm er als Wissenschaftlicher Mitarbeiter die Leitung des Arbeitsbereiches Übertragungstechnik Hörfunk.



Ing. (grad.) Karl-Heinz Schwaiger (35) studierte Nachrichtentechnik an der Fachhochschule München. Seit 1978 ist er als Ingenieur im Institut für Rundfunktechnik tätig. Sein Arbeitsgebiet ist im wesentlichen die Übertragungstechnik im Hörrundfunk.

TERRESTRISCHER DIGITALER HÖRRUNDFUNK — CHANCEN UND RISIKEN¹

VON HENNING WILKENS

Manuskript eingegangen am 29. April 1986

Digitaler UKW-Rundfunk

Zusammenfassung

Die zunehmende Digitalisierung der Signalbearbeitung, -speicherung und -übertragung läßt die Frage aufkommen, ob nicht auch eine terrestrische Digitalausstrahlung von Hörfunkprogrammen möglich ist. Bei freier Wahl eines geeigneten Verfahrens bestehen Chancen, eine größere Programmzahl in besserer Qualität mit effektiverer Spektrumnutzung zu verwirklichen. Eine Einpassung in das bisherige UKW-Band II scheint zwar möglich, ist aus frequenzplanerischen und technischen Gründen jedoch eher unattraktiv.

Summary Prospects for digital terrestrial sound broadcasting

The growing use of digital techniques for processing, recording and transmitting signals leads one to question whether sound radio programmes could perhaps also be broadcast digitally on terrestrial networks. The choice of a suitable process could enable a greater number of programmes of better quality to be broadcast, with greater spectrum efficiency. This could certainly be done in Band II, but it is not really worthwhile for technical and frequency planning reasons.

Sommaire Perspectives de radiodiffusion sonore de Terre numérique

L'emploi croissant des techniques numériques pour traiter, enregistrer et transmettre les signaux amène à se demander si des programmes radiophoniques ne pourraient pas aussi faire l'objet d'une diffusion terrestre numérique. Le choix d'un procédé permettrait de réaliser un plus grand nombre de programmes de meilleure qualité avec une utilisation du spectre plus efficace. Cela pourrait certes se faire dans la bande II, mais c'est sans grand intérêt pour des raisons techniques et de planification des fréquences.

1. Einleitung

Die fortschreitende Einführung digitaler Speichertechniken in der Audiotechnik ließ schon vor einiger Zeit in den Forschungsinstituten die Frage aufkommen, ob nicht auch bei der Ausstrahlung von Hörrundfunkprogrammen die Vorteile der Digitaltechnik genutzt werden könnten. Da ein Übergang auf die digitale Verarbeitung nicht kompatibel gestaltet werden kann, der Teilnehmer also in jedem Fall zumindest ein Zusatzgerät wenn nicht gar ein neues Empfangsgerät benötigt, bietet sich die Gelegenheit bei der Neueinrichtung von Hörrundfunk- und Fernsehdiensten. So wurde schon bald deutlich, daß bei der Spezifizierung einer Satellitenfernsendnorm die Audiosignale digital ausgesandt werden, um sowohl Kapazitäts- als auch Qualitätsanforderungen erfüllen zu können [1]. Aus den gleichen Gründen wurde für den Hörrundfunk über Satelliten ebenso ein digitales Verfahren erarbeitet und als Gesamtsystem vorgestellt [2]. Aber nicht nur für den Satellitenweg wurden digitale Verfahren angewendet, auch auf terrestrischen Strecken wurden schon Systeme mit digitaler Modulation vorgeschlagen und eingeführt, so z. B. die Richtfunkübertragung [3], ein neues Mobiltelefon [4] und andere. Es zeigt sich demnach, daß es keine prinzipiellen Schwierigkeiten gibt, die digitalen Modulationstechniken von Audiosignalen auch für die terrestrische Funkübertragung anzuwenden.

Es soll nun der Frage nachgegangen werden, welche Möglichkeiten es für den Hörrundfunk gibt, auch diesen Weg zu beschreiten. Die Beantwortung dieser Frage wird um so drängender, je mehr der Teilnehmer aus anderen Medien, wie Compact Disc, kommander Satellitenübertragung oder auch digitalen

Kassettenrecordern, die Vorteile der Digitaltechnik kennen und schätzen lernt. Die Hauptschwierigkeit liegt allerdings nicht so sehr in der prinzipiellen Machbarkeit, vielmehr ergeben sich aus den relativ knappen Frequenzzuweisungen für den Rundfunk Restriktionen, die eine wirtschaftliche Lösung wenigstens bisher unmöglich erscheinen ließen.

2. Einfügen in bisherige Rundfunkbereiche

Wegen des hohen Bandbreitenbedarfs, sowohl des unbearbeiteten Audioquellensignals als auch der digitalen Modulationsverfahren, kommt nur der Bereich im Rundfunkband II für derartige Systeme in Betracht. Auf zwei Wegen muß auch hier versucht werden, den Bandbreitenbedarf erheblich zu reduzieren; einmal muß die Nettodatenrate zur fehlerfreien Rekonstruktion des Audiosignals soweit als möglich reduziert werden (wobei fehlerfrei hier bedeuten soll, daß die Unterschiede zwischen Original und rekonstruiertem Signal unterhalb der Wahrnehmbarkeitsgrenze liegen sollen), zum anderen muß ein bandbreitensparendes Modulationsverfahren gewählt werden.

Betrachtet man sich die Ergebnisse der Bemühungen um Reduktion der Datenrate mittels redundanzreduzierender Codierung oder der Transformationscodierung, oder auch von Verfahren, die die Ohreigenschaften optimal nutzen [5, 6], so kann man davon ausgehen, daß als Zielgröße eine Datenrate von 200 kbit/s für ein Stereosignal nicht unrealistisch erscheint (vergleiche auch [7, 8]). Für die Übertragung muß dann noch die Redundanz zur Fehlersicherung und Synchronisation von bis zu 50 % hinzugefügt werden, um auch bei relativ niedrigen Störabständen eine Rekonstruktion des Audiosignals zu ermöglichen.

Sucht man nun ein Modulationsverfahren, so zeigt sich, daß wie in der Analogtechnik für die Modula-

¹ Nach dem Manuskript eines Vortrages, gehalten auf der 7. Fachtagung Hörrundfunk der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) in Mannheim, 12. bis 14. November 1985.

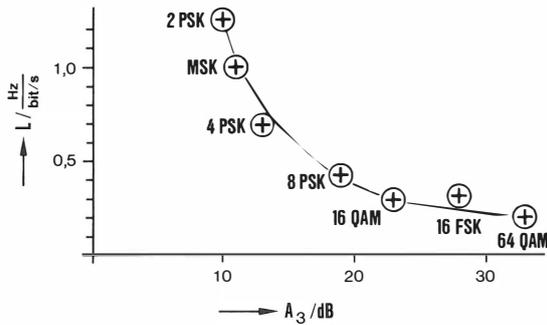


Bild 1

Bandbreitenbedarf L in Abhängigkeit vom Störabstand A_3 und vom Modulationsverfahren

tion die Änderung der Amplitude, der Phase, der Frequenz oder auch Kombinationen eingesetzt werden können. Man spricht dann allerdings wegen der nicht kontinuierlichen Änderung von Umtastung und unterscheidet z. B. Phasenumtastung (PSK), Amplitudenumtastung (ASK), Frequenzumtastung (FSK) oder z. B. Phasen- und Amplitudenumtastung (QAM). Bei der Nomenklatur derartiger Systeme wird durch die vorgestellte Ziffer die Anzahl der möglichen Zustände angegeben. Die verschiedenen Verfahren unterscheiden sich nun nicht nur durch die Anzahl der Stufen und die Zustandsänderungen, sondern auch durch den zugehörigen Störabstandsbedarf. Bild 1 zeigt die Abhängigkeit der benötigten Bandbreite in Hz pro bit/s vom benötigten Störabstand A_3 in dB für eine Bitfehlerrate von 10^{-3} für einige Verfahren (die Werte gegenüber der Literatur [9] sind um eine Implementierungsmarge von 3 dB erhöht). Es zeigt sich, daß für vielstufige Verfahren höhere Störabstände und geringe Bandbreiten erforderlich sind und umgekehrt; es handelt sich also um einen Austausch von Bandbreiten- und Störabstandsbedarf.

Bevor nun der Frage nachgegangen wird, welches Verfahren am geeignetsten ist für den obigen Ansatz, soll noch über eine Betrachtung von Messerschmid und Voigt [10] zur Versorgungseffizienz berichtet werden.

3. Auswahl des geeignetsten Verfahrens unter frequenzplanerischen Gesichtspunkten

Will man eine flächendeckende Versorgung erreichen, so hat sich in der Frequenzplanung die sogenannte Rautenplanung [11] bewährt. Dieses ist eine theoretische Vorgehensweise für die praktische Planung, die sich schon bei verschiedenen Planungskonferenzen bewährt hat. Ausgangspunkt ist die Entfernung zwischen Sendern gleicher Leistung und effektiver Höhe bei Benutzung des gleichen Frequenzkanals. Kennt man den benötigten Störabstand, so kann man die Mindestentfernung von vier Gleichkanalsendern ermitteln und erhält deren Versorgungsgebiete. Die eingeschlossene Raute muß dann entsprechend der Nachbarkanalabstände mit einer entsprechenden Anzahl von weiteren Frequenzkanälen versorgt werden. Die Mindestanzahl liegt bei drei Frequenzkanälen für eine Vollflächenversorgung, bei dem heutigen UKW-Netz beträgt sie 31. Läßt man für eine erste Abschätzung die Nachbarkanalbedingung einmal außer Betracht, so läßt sich in Abhän-

gigkeit vom Störabstand die Zahl der für eine Vollversorgung benötigten Anzahl von Frequenzkanälen ermitteln. Bild 2 zeigt die Abhängigkeit der benötigten Frequenzkanäle in Abhängigkeit vom Störabstand für Rundempfang und Richtempfang, wobei für Richtempfang wegen der Ausblendeigenschaften ein etwas geringerer Bedarf als Ergebnis herauskommt. Setzt man nun die Größen Störabstand A_3 , benötigte Anzahl der Frequenzkanäle für eine Vollversorgung Z_f und benötigte Bandbreite in Beziehung, so ergibt sich bei vorgegebener verfügbarer Bandbreite die Anzahl der flächendeckend übertragbaren Programme Z_p . Vergleicht man die Zahlen mit den heutigen Verhältnissen der Analog-FM-Übertragung und bildet den Programmzahlgewinn G_p , so zeigt sich, daß bei niedrigstufigen Verfahren eine Tendenz zu einer höheren Anzahl von Programmzahlen aus dieser theoretischen Betrachtung abzuleiten ist. Die Zusammenhänge zeigt Bild 3. Bedenkt man, daß für die Zahlen der Digitalverfahren eine Überlappung der Frequenzkanäle von $10\% \dot{U} = 1,1$ angenommen wurde, d. h. im wesentlichen nur Werte für Gleichkanalschutzabstand vorgegeben wurden, so könnte man mit dem Aneinanderrücken der Frequenzkanäle eventuell zu einer noch besseren Nutzung des Spektrums gelangen.

3.1. Mehrwegeausbreitung

Es ist bekannt, daß der UKW-Empfang im fahrenden Kraftfahrzeug stark durch die Mehrwegeausbreitung gestört ist. Dieses führt im Falle der Digitalmodulation zu einer Überlagerung von benachbarten Zeichen und kann damit zu Verfälschungen führen. Je geringer die Bandbreite des Signals ist, desto stärker können die Auslöschungen sein, je höher die Stufenzahl der Digitalmodulation ist, desto gravierender sind die Störungen. Bei Auswahl eines Modulationsverfahrens ist neben den oben geschilderten Überlegungen die Eliminierbarkeit der Echostörungen zu berücksichtigen. Dieses kann auch dazu führen, daß wie bei den bekannten Mobiltelefonsyste-

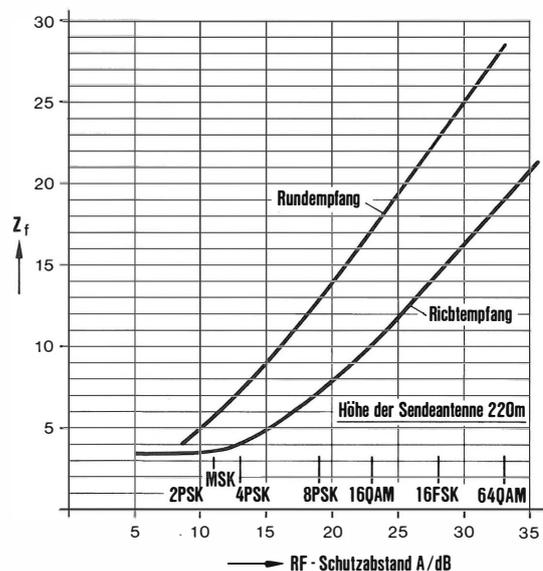


Bild 2

Mindestanzahl Z_f der für flächendeckende Versorgung benötigten Frequenzkanäle

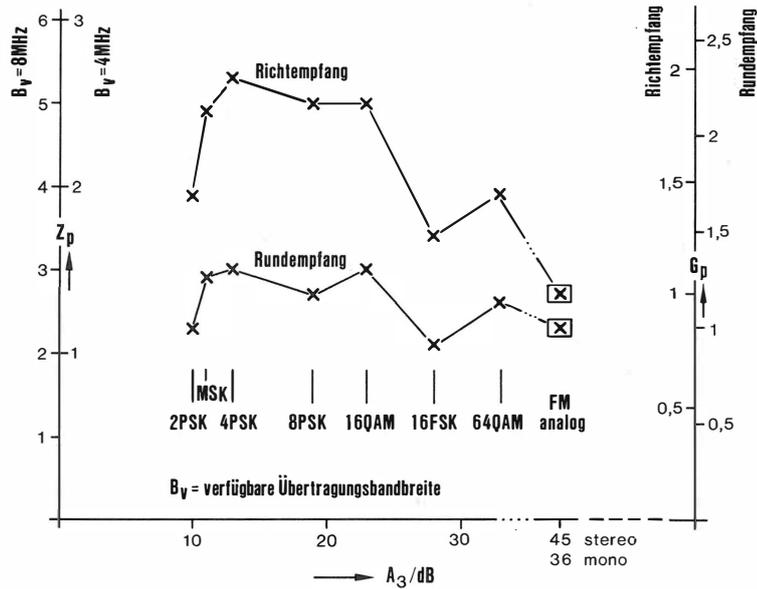


Bild 3
Zahl der flächendeckend übertragbaren Programme Z_p und Programmmzahlgewinn G_p in Abhängigkeit vom Störabstand A_3 und vom Modulationsverfahren

men eine Verbreiterung des Spektrums über die von der Datenrate her benötigte Bandbreite hinaus erfolgt (Spread-spectrum) [12]. Über einen Ansatz zur Entzerrung der Störungen mittels Raumdiversity und adaptiver Echoentzerrung bei Mobilempfang berichtet Korte [13]. Generell kann man festhalten, daß sowohl Spektrumsökonomie wie auch die Erfordernisse der Echoentzerrbarkeit eine Tendenz zu Verfahren mit niedriger Stufenzahl nahelegen.

3.2. Nachbarkanalstörungen

Verfolgt man den Ansatz, heutige bestehende Sendernetze auf Digitalmodulation umzustellen, so ist besonderes Augenmerk auf die dann entstehende Störsituation zu werfen. Hierzu ist die Frage zu untersuchen, wie groß müssen die Gleichkanalschutzabstände zwischen Analog-FM-Modulation und Digitalmodulation sein, aber auch wie weit digitale Modulation in Nachbarkanälen störend wirkt und umgekehrt. Abhängig vom Ergebnis ergeben sich für die weiteren Systemüberlegungen mehr oder weniger große Einschränkungen. Schneeberger [14] hat in einem ersten orientierenden Versuch mit sieben Analog-FM-Empfängern Schutzabstandsmessungen nach den üblichen Verfahren [15] durchgeführt. Das Ergebnis zeigt **Bild 4**. Hier ist zu erkennen, daß bei etwa gleich großen Gleichkanalschutzabständen für die Nachbarkanalstörungen sowohl für ein 4-PSK-System mit 300 kbit/s als auch für ein 16-PSK-System mit 600 kbit/s nennenswert größere Schutzabstände erforderlich sind. Erstaunlich ist das Wiederansteigen der Störungen auch bei großen Frequenzablagen, was auf Nichtlinearitäten im Analogempfänger hindeutet. Wohlgermerkt gelten diese Werte für die Störung heutiger Empfänger; würde man ein rein digitales Verfahren konzipieren, so ließe sich die Störfestigkeit neuer Empfänger sicherlich steigern. Als erstes Ergebnis kann man zweifellos festhalten, daß für einen Realisierungsvorschlag noch einige abwägende Grundsatzuntersuchungen nötig sind.

3.3. Verwendung bisheriger Senderanlagen

Will man bisherige Senderanlagen unverändert nutzen, so ist nur eine Frequenzumtastung möglich. Dieser Ansatz ist im IRT von Dudek [16] bis hin zu Ausstrahlungsversuchen verfolgt worden. Ausgangspunkt war eine Schrittrate von 150 kBaud (entspricht bei 16-FSK einer Bitrate von 600 kbit/s und bei 8-FSK einer Datenrate von 450 kbit/s). Als Ergebnis der Feldmessungen zeigt sich, daß an keinem Punkt ein 16-FSK-Signal sicher zu detektieren war, was

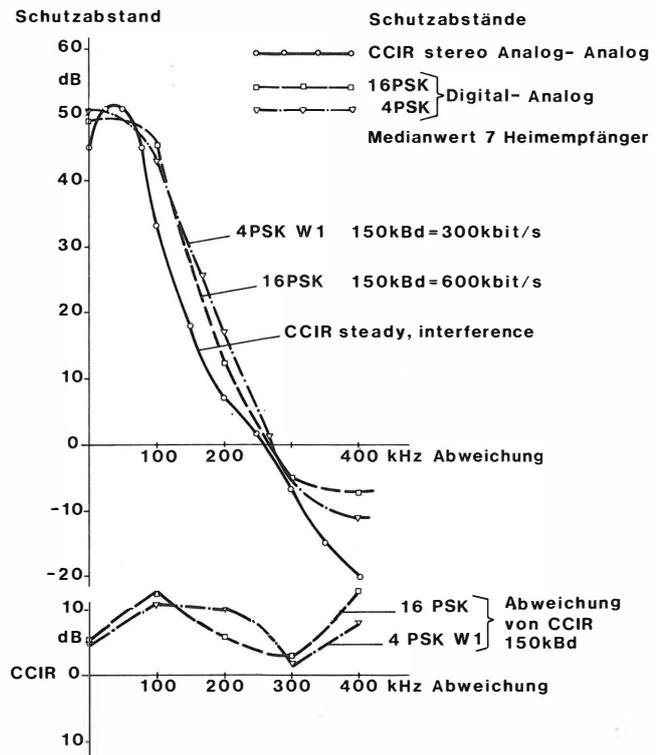


Bild 4
Schutzabstände für Digitalmodulation auf Analogsysteme

auf die störenden Einflüsse in der Senderstufe, in den Antennenweichen und den Antennen zurückzuführen ist. Bei den meisten Empfangspunkten jedoch konnte mit nicht allzu aufwendiger Echoentzerrung im Basisband ein 8-FSK-Signal in weiten Teilen des Versorgungsgebietes des Senders Gelbsee empfangen werden; dies gilt wohlgerne für stationären Empfang, mobiler Empfang war nicht möglich.

3.4. Wertung der bisherigen Ergebnisse

Die bisherigen Untersuchungen haben gezeigt, daß es einige Anhaltspunkte für ein mögliches Systemkonzept gibt. Einschränkend muß jedoch darauf hingewiesen werden, daß die Variationsmöglichkeit der Parameter nicht allzu groß ist. Neben den noch anzugehenden technischen Problemen ist auch zu bedenken, daß eine Ablösung eines heutigen Programms mit nicht kompatibler Änderung des Modulationsverfahrens von den Programmveranstaltern sicher erst dann akzeptiert wird, wenn das Programm auch auf anderen Wegen zum Teilnehmer gelangen kann, z. B. über den digitalen Satellitenrundfunk.

4. Möglichkeiten für die Spezifikation eines neuen Systems

Kann man sich von den Fesseln eines festgelegten Systems mit kennzeichnenden Parametern wie Bandbreite, Kanalabstand, Störsituation und ähnlichem, die für ein anderes System optimiert sind, befreien, so hat man die Chance, einen für das neue System optimalen Parametersatz unter Berücksichtigung aller Randbedingungen zu finden. Neben den oben geschilderten Problemen der Frequenzplanung und der versorgungstechnischen und frequenzökonomischen Gesichtspunkte kann man nicht nur weitere Vorschläge wie Nutzung breiterer Frequenzkanäle für einen Zeitmultiplex oder die Nutzung der Spektrumspreizung berücksichtigen, sondern auch bei der Realisierung von Empfangsgeräten den technologischen Fortschritt in der Fertigung höchstintegrierter Schaltkreise zu verträglichen Preisen nutzen. Einschränkend muß hierbei allerdings bedacht werden, daß auch hier ohne einen konkreten Vorschlag für einen nutzbaren Frequenzbereich, der nicht nur eine nationale Lösung bedeutet, keine ausreichenden Realisierungschancen existieren.

SCHRIFTTUM

- [1] EBU: Television standards for the broadcasting satellite service — Specification of the C-MAC/packet system. Doc. SPB 284. 4th revised version, February 1985. Hrsg. v. d. Tech. Zentrale der UER, Brüssel 1985.
- [2] Treyl, P. (Redaktion): Digitaler Hörfunk über Rundfunksatelliten. Informationsbroschüre. 2. geänderte Aufl. 1985. Hrsg. v. Bundesminister für Forschung und Technologie (BMFT), Bonn 1985.
- [3] Mahner, H.: Grundsätzliches zur Digitalsignalübertragung auf Rundfunkstrecken. telcom report 2 (1979), Beiheft: Digitalübertragungstechnik, S. 119 bis 122.
- [4] Böhm, M.; Schaller, W.: Mobilfunksystem CD 900. Mikrowellenmagazin 11 (1985), S. 67 bis 73.
- [5] Sedlmeyer, R.; Plenge, G.: Verfahren zum Übertragen und Speichern von Tonsignalen (Tonsignalcodierung mit einem adaptiven variablen Filter unter Berücksichtigung der momentanen Verdeckungswirkung des Tonsignals entsprechend des Gehörs). Angemeldetes Patent, P 34 40 615.8, 1984.
- [6] Theile, G.: Verfahren zum digitalen Übertragen eines Rundfunkprogrammsignals (Tonsignalcodierung mit Aufteilung des Spektrums in Teilbänder und optimaler Anpassung der Auflösung in diesen Teilbändern an Ruhe- bzw. Hörschwelle des Gehörs und Amplitudenstatistik). Angemeldetes Patent, P 34 40 613.1, 1984.
- [7] Schröder, E. F.; Tsiamitros, A.; Voebing, W.: Vergleich dreier Coders für die digitale Audioübertragung mit hoher Qualität über Kanäle mit geringer Kapazität. Rundfunktech. Mitt. 30 (1986), S. 113 bis 116.
- [8] Krahe, D.: Ein Verfahren zur Datenreduktion bei digitalen Audiosignalen unter Ausnutzung psychoakustischer Phänomene. Rundfunktech. Mitt. 30 (1986), S. 117 bis 123.
- [9] Bocker, P.: Datenübertragung. Springer-Verlag, Berlin—Heidelberg—New York 1976.
- [10] Messerschmid, U.; Voigt, K.: Digitaler Hörfunk im UKW-Bereich — Modulationsverfahren und Kanalaufteilung, Chancen und Risiken. Rundfunktech. Mitt. 29 (1985), S. 1 bis 8.
- [11] CCIR: Theoretical network planning. Rep. 944. XVth Plenary Assembly, Genf 1982, Vol. X—Part 1: Broadcasting Service (Sound), S. 161 bis 174. Hrsg. v. d. UIT, Genf 1982.
- [12] Turin, G. L.: Introduction to spread-spectrum antipath techniques and their application to urban digital radio. Proc. of the IEEE 68 (1980), S. 328 bis 353.
- [13] Korte, W.; Thoma, R. (AEG-Telefunken, Ulm): Verfahren zur digitalen UKW-Hörfunkübertragung für stationären und mobilen Empfang. Vortrag, gehalten auf der NTG-Fachtagung Hörrundfunk 7 in Mannheim, 12. bis 14. November 1985.
- [14] Schneeberger, G.: Verträglichkeit von UKW-Heimempfängern und Digitalmodulation. Interne IRT-Mitteilung 1985.
- [15] CCIR: Determination of radio-frequency protection ratio for frequency-modulation sound broadcasting. Rep. 796-1. XVth Plenary Assembly, Genf 1982, Vol. X—Part 1: Broadcasting Service (Sound), S. 179 bis 181. Hrsg. v. d. UIT, Genf 1982.
- [16] Dudek, L.: Digitale Übertragung über FM-Sender im UKW-Band II. Rundfunktech. Mitt. 29 (1985), S. 292 bis 297.

Der Autor



Dr.-Ing. Henning Wilkens (44) studierte Nachrichtentechnik an der TU Berlin und absolvierte gleichzeitig die Ausbildung zum Tonmeister an der Hochschule der Künste Berlin. Anschließend war er Mitarbeiter in der Akustik-Abteilung des Heinrich-Hertz-Instituts Berlin unter Leitung von Professor Dr. L. Cremer. 1974 promovierte er auf dem Gebiet der Raumakustik. Anschließend bearbeitete er verschiedene Forschungsprojekte aus dem Gebiet der Psychooptik, Telekonferenz und zuletzt als Abteilungsleiter rechnergestützter Informationssysteme für Laien mit allen notwendigen Systemkomponenten. Er ist jetzt Direktor am Institut für Rundfunktechnik, München.

VERGLEICH DREIER CODECS FÜR DIE DIGITALE AUDIOÜBERTRAGUNG MIT HOHER QUALITÄT ÜBER KANÄLE MIT GERINGER KAPAZITÄT¹

VON ERNST F. SCHRÖDER, ARISTOTELES TSIAMITROS UND WALTER VOESSING

Manuskript eingegangen am 13. Mai 1986

Digitaler UKW-Rundfunk

Zusammenfassung

Die mit dem Signalformat der Compact Disc (CD) erreichte Tonqualität wird mit einer Netto-Datenrate von etwa 1,4 Mbit/s realisiert. In einer Reihe von denkbaren künftigen Anwendungsfällen kann eine so hohe Datenrate aus technischen oder wirtschaftlichen Gründen nicht zur Verfügung gestellt werden. In diesen Fällen bietet sich die Anwendung geeigneter Verfahren zur Datenreduktion an. Beim Entwurf solcher Verfahren ist ganz besonders auf eine hohe Übertragungsqualität zu achten.

Im folgenden werden drei unterschiedliche Verfahren zur Redundanz- und Irrelevanzreduktion vorgestellt, die für eine Datenreduktion von 16 Bit/Abtastwert auf 2 bis 4 Bit/Abtastwert verwendet werden können. Dabei wird insbesondere über die erzielbare Übertragungsqualität, den erforderlichen Verarbeitungsaufwand und über das Verhalten gegenüber Übertragungsstörungen berichtet.

Summary Comparison of three codecs for the digital transmission of a high-quality sound signal in low-capacity channels

The quality of a compact-disk signal is achieved with a bit-rate of about 14 Mbit/s. Technical or economic constraints will prevent the use of such high bit-rates in various possible applications. In such cases use must be made of appropriate bit-rate reduction methods. These techniques must be introduced with special attention to ensuring high transmission quality.

The article presents three different methods of reducing redundancy and insignificant signal content, which allow a reduction from 16 to between 2 and 4 bits/sample. Particular attention is given to the achievable transmission quality, the amount of processing needed and the performance in the presence of interference.

Sommaire Comparaison de trois codecs pour la transmission numérique d'un son de qualité élevée sur des voies de faible capacité

La qualité du signal audio du disque compact s'obtient au moyen d'un débit de données d'environ 1,4 Mbit/s. Des motifs techniques ou économiques ne permettent pas de disposer d'un débit aussi élevé pour diverses utilisations envisageables dans le futur. Il faudra dans ces cas faire appel à une méthode appropriée de réduction des données. Son introduction devra se faire en veillant tout particulièrement à la qualité élevée de la transmission.

L'article présente trois méthodes différentes de réduction de la redondance et du contenu non significatif qui permettent de réduire le nombre de bits par échantillon de 16 à 2 à 4 bits. On insiste sur la qualité de transmission possible, sur l'importance du traitement nécessaire et sur le comportement en présence de brouillages.

1. Einleitung

Die mit der Compact Disc (CD) erreichbare Tonqualität hat sich in kurzer Zeit zu einem Standard entwickelt, an dem sich künftig Übertragungs- und Speicherverfahren messen lassen müssen. Die Abtastung mit $f_s = 44,1$ kHz und die gleichförmige Quantisierung mit 16 Bit führen für ein Stereosignal zu einer Netto-Datenrate von etwa 1,4 Mbit/s. Diese Datenrate ist bei Einsatz entsprechender Technologie und entsprechender verfügbarer Kanalkapazität beherrschbar. Es existiert jedoch eine Reihe von Anwendungsfällen, bei denen zwar die Qualität der CD erwünscht ist, die genannte Datenrate aber nicht realisiert werden kann oder zu unwirtschaftlichen Lösungen führt. Als Beispiele wären u. a. der digitale Ton bei einem zukünftigen digitalen Videorecorder und eine künftige digitale Ton-Rundfunk-Ausstrahlung im UKW-Bereich zu nennen [1].

Wenn auf solche Anwendungen nicht verzichtet werden soll, müssen geeignete Verfahren zur Datenreduktion angewendet werden. Hierbei sollte unter allen Umständen zumindest die subjektive Tonqualität der Compact Disc beibehalten werden. Darüber hinaus wurde das Ziel angesetzt, daß zur Übertragung eine mittlere Datenmenge von 4 Bit/Abtastwert nicht überschritten werden soll.

2. Bekannte Verfahren

In **Tabelle 1** sind einige bekannte digitale Übertragungsverfahren, bei denen eine Datenreduktion angewendet wird, mit ihren wesentlichen Parametern im Vergleich zur CD aufgeführt. Ein erster Vergleich zeigt, daß diese Verfahren entweder nicht die geforderte Qualität erreichen oder daß nur eine verhältnismäßig geringe Datenreduktion erzielbar ist.

Mit den Verfahren der Delta-Modulation (z. B. [2]) kann zwar eine größere Datenreduktion erreicht werden, sie wurden aber bei der vorliegenden Untersuchung nicht berücksichtigt, weil mit ihnen eine gute Qualität nur unter Einschluß eines analogen Komponders erreichbar ist und weil eine direkte, digitale Verbindung zu 16-Bit-Signaldarstellungen nicht auf einfache Weise möglich ist.

	f_s (kHz)	Bit pro Abtastwert	Mono-Netto- Datenrate (kbit/s)	Qualität
CD	44,1	16	706	Referenz
DBS Hörfunk	32,0	14	440	sehr gut
Nicam III	32,0	10	320	gut
PCM-Ton 8-mm-Video	31,25	8	250	wird beanstandet

Tabelle 1

Parameter einiger bekannter digitaler Übertragungsverfahren mit Datenreduktion im Vergleich zur Compact Disc

¹ Überarbeitetes Manuskript eines Vortrages, gehalten auf der 7. Fachtagung Hörrundfunk der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) in Mannheim, 12. bis 14. November 1985.

Es war daher erforderlich, neue Verfahren auf ihre Verwendbarkeit unter den gestellten Bedingungen zu untersuchen.

3. Untersuchungsmethode

Drei aus der neueren Literatur entnommene Verfahren wurden mit Hilfe eines Computer-Simulationssystems untersucht, bei dem eine Ein- und Ausgabe von digitalen Audiosignalen in Echtzeit, die Verarbeitung aber in Nicht-Echtzeit erfolgt. Zu diesem Zweck wurden Simulationsprogramme in FORTRAN erstellt. Dabei wurde besonderer Wert darauf gelegt, daß die jeweilige Codierung und Decodierung in getrennten Programmen stattfindet und deren Verbindung nur über einen real codierten und im Rechner zwischengespeicherten seriellen Datenstrom erfolgt.

Es wurden sowohl künstliche als auch natürliche, direkt von der CD in den Rechner eingespielte Signale für die Untersuchungen verwendet. Eine Qualitätsbeurteilung fand – soweit Sprache oder Musik betroffen war – ausschließlich durch Hörvergleiche statt. Das Verhalten gegenüber Übertragungsstörungen wurde ebenfalls mit Hilfe von Simulationsprogrammen untersucht. Aufgrund der ersten Ergebnisse wurden daraufhin für jedes der drei Verfahren Möglichkeiten zur Fehlerkorrektur untersucht. Da diese jedoch stark von der Fehlerstruktur des zu verwendenden Übertragungskanals abhängen, konnte hierzu nur eine erste Abschätzung vorgenommen werden.

4. DPCM mit Entropiecodierung

4.1. Funktionsbeschreibung

Dieses Verfahren geht zurück auf Patentanmeldungen aus dem Stanford Research Institute [3]. Die Funktion des Coderteils ist in **Bild 1** gezeigt. Auf eine einfache Differenz-PCM-Schaltung mit konstanter Signalprädiktion folgt eine Entropiecodierung, die mit einem Code ähnlich einem Huffman-Code arbeitet. Hierbei ergibt sich eine variable Codewortlänge, weshalb zum Erzielen einer konstanten mittleren Datenrate am Ausgang ein Datenpuffer nachgeschaltet ist.

Diese Anordnung ergibt sich aus bestimmten Annahmen über die Stochastik des Eingangssignals. Für die Langzeiteigenschaften üblicher Audiosignale sind diese Annahmen zutreffend, kurzzeitig können die Signaleigenschaften jedoch stark abweichen, was dann am Ausgang des Entropiecodierers zu einer erhöhten Datenrate und schließlich zum Überlauf des Pufferspeichers führen muß.

Um dies zu verhindern, und auch um eine bestimmte mittlere Datenrate am Ausgang einstellen zu können, ist der soweit beschriebenen Anordnung eine digitale Blockkomprimierung vorgeschaltet. Die Daten eines aus 32 Abtastwerten bestehenden Blockes werden hier abhängig von der momentanen Datenrate am Ausgang und abhängig vom Puffer-Füllstand skaliert bzw. gerundet. Zur Kennzeichnung wird zu jedem Block jeweils zusätzlich ein Skalenfaktor übertragen.

Vorteilhaft an diesem Verfahren sind der relativ einfache Aufbau und die Möglichkeit, innerhalb gewisser Grenzen eine bestimmte mittlere Datenrate am Ausgang einzustellen.

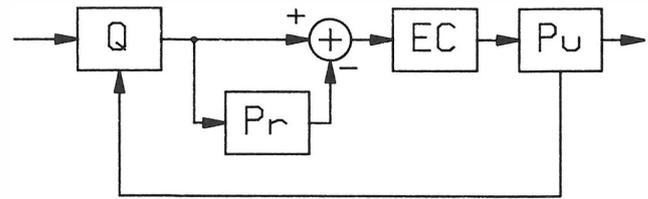


Bild 1

Blockschaltbild eines DPCM-Coders nach [3]

EC = Entropiecodierer
Pr = Prädiktor
Pu = Pufferspeicher
Q = Quantisierer

4.2. Qualitätsbeurteilung

Stellt man das soweit beschriebene Verfahren auf eine mittlere Datenmenge von 4 Bit/Abtastwert ein und verwendet man einen 8 kbit langen Puffer, so ergibt sich eine insgesamt gute, jedoch stark von den Signaleigenschaften abhängige Übertragungsqualität. Solange das Eingangssignal kleine und mittlere Pegel aufweist oder nicht übermäßig starke höherfrequente Anteile enthält, kann die Qualität als sehr gut bezeichnet werden. Bei hohen Pegeln oder bei starken und länger andauernden höherfrequenten Anteilen im Signal tritt jedoch deutlich hörbares Quantisierungsgeräusch auf.

Die Qualität läßt sich auf einfache Weise verbessern, indem eine höhere mittlere Datenrate am Ausgang zugelassen oder ein längerer Pufferspeicher mit dann entsprechend größerer Zeitverzögerung verwendet wird. Dies würde jedoch für die vorgesehenen Anwendungen erhebliche Nachteile mit sich bringen.

4.3. Verhalten bei Übertragungsstörungen

Bekanntlich führen bei allen DPCM-Verfahren schon geringe Übertragungsstörungen zu einer starken Fehlerfortpflanzung, wenn nicht geeignete Maßnahmen dagegen ergriffen werden. Dies gilt ohne Einschränkungen auch hier. Das Verfahren ist daher ohne besondere Fehlerschutzmaßnahmen nicht anwendbar.

Zusätzlich steht die sich durch die Entropiecodierung ergebende variable Blocklänge der unmittelbaren Anwendung der sehr effektiven fehlerkorrigierenden Codes vom BCH- oder Reed-Solomon-Typ entgegen. Es wurde daher für dieses Verfahren eine Fehlerkorrektur auf der Basis eines Cyclic-Redundancy-Check (CRC) vorgeschlagen. Dies gelingt durch eine Verbindung zwischen Kanalcode und Leitungscodierung: Verwendet man eine Bi-Phase-Modulation, so kann man bei deren Demodulation mögliche Fehlerorte erkennen. Mit dieser Kenntnis läßt sich dann auf der Basis von CRC eine Art Erasure-Korrektur durchführen [4]. Eine solche Codierung würde schließlich bei einer ausreichend geringen Restfehlerwahrscheinlichkeit zu einer Signaldarstellung mit einer mittleren Datenmenge von 5 Bit/Abtastwert führen.

5. Adaptive DPCM

5.1. Funktionsbeschreibung

Dieses Verfahren wurde an der TU Hannover ursprünglich für Fernsprechen mit erhöhter Tonqualität und einer Abtastfrequenz von 16 kHz entwickelt

[5, 6]. Hierfür wurde auch bereits ein funktionsfähiges Gerät vorgestellt [7]. Es zeigte sich dann, daß sich das Verfahren bei Erhöhung der Abtastfrequenz auch für hochqualitative Musikübertragung eignet.

Ein vereinfachtes Blockschaltbild des Coder- und Decoderteils ist in **Bild 2** gezeigt. Hieraus ist zu sehen, daß es sich im Prinzip um eine konventionelle ADPCM-Struktur mit adaptivem Prädiktor vom Grad 3, adaptivem 4-Bit-Quantisierer und einer Rückkopplung des Quantisierungsfehlers handelt. Der adaptive Prädiktor benutzt eine Kreuzglied-Struktur zur Bestimmung der Prädiktionskoeffizienten. Eine Anordnung, der gegenüber anderen Prädiktoren eine erhöhte Stabilität zugeschrieben wird.

Die Besonderheit liegt darin, daß zwischen Coder und Decoder keine Zusatzinformation über den Zustand des Prädiktors oder des Quantisierers übertragen wird. Dies ist infolge des rekursiven Aufbaus der Adaptionalgorithmen möglich.

5.2. Qualitätsbeurteilung

Die Übertragungsqualität ist grundsätzlich als gut zu bezeichnen, jedoch kann bei kritischen Musiksignalen hörbares Quantisierungsgeräusch auftreten. Versuchsweise wurde daher der Quantisierer mit einer 4,5-Bit-(22stufig)- bzw. einer 5-Bit-(32stufig)-Kennlinie versehen. Bei einer derartigen Signaldarstellung mit nunmehr 5 Bit/Abtastwert konnte nahezu die gewünschte Übertragungsqualität erreicht werden.

5.3. Verhalten gegenüber Übertragungsstörungen

Ein Vorteil dieses Verfahrens ist, daß sich die rekursiven Adaptionalgorithmen bei geeigneter Wahl der Parameter als relativ robust gegenüber Übertragungsstörungen erweisen. Dies bedeutet, daß man bei Anwendungen mit geringen Qualitätsanforderungen sogar ohne zusätzlichen Fehlerschutz auskommen könnte. Allerdings vermindert sich bei einer solchen Auslegung die Güte der Adaption und damit auch die Übertragungsqualität. Es scheint daher günstiger

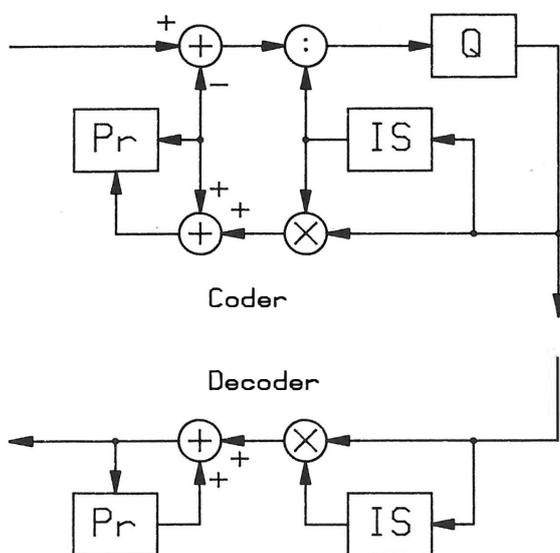


Bild 2

Blockschaltbild eines ADPCM-Coders und -Decoders nach [5, 6]

IS = Intensitätsschätzung
Pr = adaptiver Prädiktor (Grad 3)
Q = Quantisierer (4 Bit)

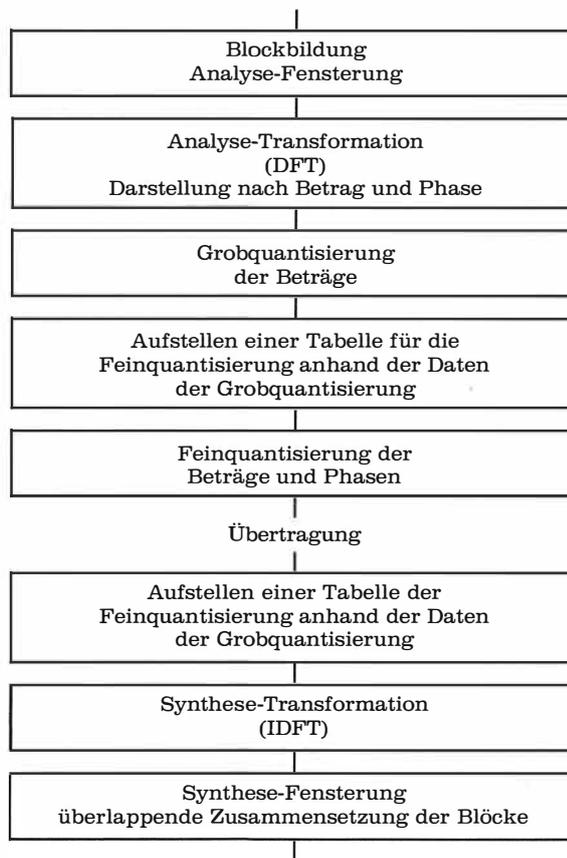


Tabelle 2

Funktionsablauf
der mehrfach adaptiven spektralen Audiocodierung (MSC)

zu sein, bei vorgegebener Datenmenge pro Abtastwert die gewünschte Übertragungsqualität durch eine weniger robuste, aber bessere Adaption anzustreben und den Fehlerschutz einem geeigneten Kanalcode zu übertragen. Infolge der bei diesem Verfahren verwendeten konstanten Codewortlänge ist die Anwendung wortfehlerkorrigierender Codes vom Typ Reed-Solomon zweckmäßig und effektiv.

6. Mehrfach adaptive spektrale Audiocodierung (MSC)

6.1. Funktionsbeschreibung

Dieses neue, an der Universität Duisburg entwickelte Verfahren verwendet eine adaptive Transformationscodierung. Die Transformation der Zeitdaten in den Spektralbereich erfolgt mit Hilfe der diskreten Fourier-Transformation (DFT) und mit Blocklängen von 1024 Abtastwerten, wobei sich die Blöcke um etwa 6% überlappen [8].

Im Spektralbereich findet eine in Grob- und Feinquantisierung aufgeteilte Quantisierung unter Berücksichtigung grundlegender psychoakustischer Effekte (Gruppenbildung, Verdeckung) statt. Die Feinquantisierung wird dabei aus den Daten der Grobquantisierung abgeleitet. Im Decoder werden die übertragenen Spektralwerte einer inversen Transformation unterzogen und die resultierenden Zeitwerte werden dann überlappend wieder zusammengesetzt. Eine Übersicht über den Funktionsablauf zeigt **Tabelle 2**.

6.2. Qualitätsbeurteilung

Bei einer Signaldarstellung mit einer mittleren Datenmenge von nur 3 Bit/Abtastwert erhält man bei diesem Verfahren eine sehr gute subjektive Übertragungsqualität, wobei nur von sehr geübten Hörern bei sehr kritischen Musikstücken in einzelnen Nuancen Unterschiede wahrgenommen werden können. Diese Unterschiedswahrnehmungen lassen sich nur im kritischen A/B-Vergleich reproduzieren.

6.3. Verhalten gegenüber Übertragungsstörungen

Infolge der blockweisen Verarbeitung findet über die Grenzen der etwa 23 ms langen Blöcke keine Fehlerfortpflanzung statt. Zu einem Block gehören bei einer Signaldarstellung mit 3 Bit/Abtastwert infolge der überlappenden Fensterung 2880 Datenbits. Diese weisen in bezug auf Übertragungsstörungen unterschiedliche Empfindlichkeiten auf. Besonders zu schützen sind die Daten der Grobquantisierung, aus denen der Decoder die Verteilung der Feinquantisierung wieder ableiten muß. Dies sind etwa 50 % der Daten eines Blockes. Übertragungsfehler bei den restlichen, zur Feinquantisierung gehörenden Daten führen dagegen zu nur schwach hörbaren Störungen. Hier kann daher ein geringerer Fehlerschutz vorgesehen werden.

Eine erste Abschätzung über die Anwendungsmöglichkeit fehlerkorrigierender Codes läßt die Annahme zu, daß mit einer zusätzlichen Datenmenge von 1 Bit/Abtastwert ein ausreichender Fehlerschutz erreichbar ist.

7. Zusammenfassung

Die wesentlichen Ergebnisse der Untersuchung sind in **Tabelle 3** zusammengefaßt. Es hat sich die Vermutung bestätigt, daß die gewünschte, an der Qualität der Compact Disc zu messende Übertragungsqualität mit den exemplarisch untersuchten Verfahren der DPCM nicht erreichbar ist, wenn die mittlere Datenmenge höchstens 4 Bit/Abtastwert betragen darf. Demgegenüber konnte nachgewiesen werden, daß diese Forderung mit dem neuen Verfahren der mehrfach adaptiven spektralen Audiocodierung (MSC) erfüllt werden kann. Zur Signaldarstellung nach der Quellencodierung ist dabei eine mittlere Datenmenge von 3 Bit/Abtastwert ausreichend und die gesetzte Grenze von 4 Bit/Abtastwert wird bei geeigneter Kanalcodierung nicht überschritten.

	f_s (kHz)	Bit pro Abtastwert	Mono-Netto- Datenrate (kbit/s)	Qualität
CD	44,1	16	706	Referenz
DPCM [3]	44,1	4	176	gut
ADPCM [5, 6]	44,1	4	176	gut
MSC [8]	44,1	3	132	sehr gut

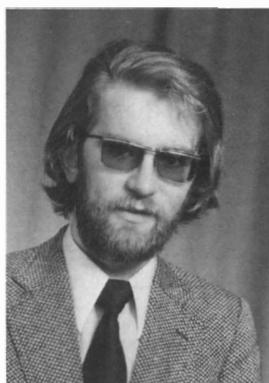
Tabelle 3
Parameter der untersuchten Verfahren im Vergleich zur Compact Disc

SCHRIFTTUM

[1] Messerschmid, U.; Voigt, K. †: Digitaler Hörfunk im UKW-Bereich — Modulationsverfahren und Kanalaufteilung, Chancen und Risiken. Rundfunktech. Mitt. 29 (1985), S. 1 bis 8.

[2] Todd, C.; Gundry, K.: Digital audio system for broadcast and prerecorded media. Preprint No. 2071, 27th Conv. of the Audio Eng. Soc. (AES), Paris 1984.
 [3] Weaver, C. S.: Method and apparatus for digital data compression. US-Pt 4,503,510 — Dec. 5, 1983.
 [4] Scholz, W.: Demodulations- und Fehlererkennungsschaltung für ein Biphase-Signal. DE-OS 31 44 263.
 [5] Dietrich, M.: Codierung von Sprachsignalen mit 64 kbit/s für Fernsprechen mit erhöhter Tonqualität. Dissertation. Technische Universität Hannover, 1983.
 [6] Dietrich, M.: Performance and implementation of a robust ADPCM algorithm for wideband speech coding with 64 kbit/s. Proc. of the Intern. Zurich Seminar on Dig. Com., Zürich 1984.
 [7] Hellwig, K.; Selbach, B. J.; Vary, P.: A 64 kbit/s wideband speech codec. Eurasp Workshop on Medium Rate Speech Coding, Hersbruck, September 1985.
 [8] Krahe, D.: Ein Verfahren zur Datenreduktion bei digitalen Audiosignalen unter Ausnutzung psychoakustischer Phänomene. Rundfunktech. Mitt. 30 (1986), S. 117 bis 123.

Die Autoren



Dipl.-Ing. Ernst F. Schröder (41) studierte Nachrichtentechnik an der Technischen Universität Hannover. Seit 1970 war er Entwicklungsingenieur im Grundlagenlabor der Telefunken Fernseh- und Rundfunk GmbH mit dem Aufgabenbereich Analoge Kompandertechnik. Seit 1984 ist er im Labor Digitale Systeme der Deutschen Thomson-Brandt GmbH zuständig für neue Verfahren der digitalen Audio-Signalverarbeitung.



Dipl.-Ing. Aristoteles Tsiamitros, geb. 1949 in Veria/Griechenland, studierte Elektrotechnik an der Technischen Universität Hannover und war von 1976 bis 1986 im Entwicklungslabor der Telefunken Fernseh- und Rundfunk GmbH bzw. der Deutschen Thomson-Brandt GmbH tätig. Sein Aufgabengebiet war zuletzt die Datenreduktion und Fehlerkorrektur bei digitalen Audiosignalen. Seit April 1986 ist er wissenschaftlicher Mitarbeiter beim Institut für Biomedizinische Technik der Medizinischen Hochschule Hannover.



Dipl.-Ing. Walter Voeßing (37) studierte Nachrichtentechnik an der Technischen Universität Hannover. Von 1977 bis 1981 war er in der Autoradio-Entwicklung der Blaupunkt-Werke GmbH in Hildesheim tätig. Seit 1981 arbeitete er im Grundlagenlabor der Telefunken Fernseh- und Rundfunk GmbH in Hannover und nach der Übernahme durch Thomson-Brandt im Labor Digitale Systeme im Bereich Digitale Audio-Signalverarbeitung.

EIN VERFAHREN ZUR DATENREDUKTION BEI DIGITALEN AUDIOSIGNALEN UNTER AUSNUTZUNG PSYCHOAKUSTISCHER PHÄNOMENE¹

VON DETLEF KRAHÉ

Manuskript eingegangen am 23. April 1986

Digitaler UKW-Rundfunk

Zusammenfassung

Vorgestellt wird ein Verfahren, das es gestattet, digitale Audiosignale bei einer Abtastrate von 44,1 kHz mit umgerechnet 2,5 Bit Abtastwert darzustellen, ohne daß dabei merkliche Unterschiede gegenüber dem mit 16 Bit codierten PCM-Signal festzustellen sind. Das Verfahren beruht auf dem Prinzip der Transformationscodierung und bewirkt sowohl eine Redundanz- als auch eine nach psychoakustischen Kriterien ausgerichtete Irrelevanzreduktion. Bei der Realisierung wurde auf die Durchführbarkeit eines Echtzeitbetriebes geachtet.

Summary Bit-rate reduction method for digital audio signals based on psycho-acoustic phenomena

The author presents a method which allows digital audio signals to be sampled at a rate of 44.1 kHz, with 2.5-bits/sample, without there being any perceptible difference compared with a 16-bit PCM signal. The method is based on the principle of transformation coding and it involves a reduction of the redundancy and a reduction of insignificant signal content based on psycho-acoustic criteria. The feasibility for real-time operation has been taken into account in the system design.

Sommaire Méthode de réduction du débit binaire pour des signaux audio numériques basée sur des phénomènes psycho-acoustiques

L'auteur présente une méthode qui permet d'échantillonner des signaux audio numériques à un taux 44,1 kHz avec des échantillons réduits à 2,5 bits, sans différence perceptible avec un signal MIC à 16 bits. La méthode est basée sur le principe du codage à transformation et elle comporte une réduction de la redondance ainsi qu'une réduction du contenu non significatif selon des critères psycho-acoustiques. On a tenu compte pour la réalisation de la faisabilité d'une exploitation en temps réel.

1. Zielsetzung

Der Qualitätsstandard für hochwertige, digitale Audiosignale wird heute durch die Compact Disc (CD) gesetzt. Die Darstellung der Abtastwerte durch eine 16stellige Binärzahl führt bei einer Abtastrate von 44,1 kHz zu einer Datenrate von etwa 700 kbit pro Sekunde und Kanal. Aus dem Wunsch, digitale Audiosignale vergleichbarer Qualität auch über Kanäle niedrigerer Kapazität zu übertragen, ergibt sich die Notwendigkeit, die Datenrate zu reduzieren. Dabei ist bei einer zugrundegelegten oberen Grenzfrequenz von 20 kHz eine Verringerung der Abtastrate praktisch nicht mehr möglich. Als Alternative verbleibt also nur eine modifizierte Darstellung der Abtastwerte.

Ziel des hier vorgestellten Verfahrens ist es, bei vertretbarem Aufwand eine Signaldarstellungsform zu finden, die den Informationsfluß von der Schallquelle zum Gehörsinn optimiert, indem einerseits die statistischen Eigenschaften des Signals, zum anderen die begrenzte Verarbeitungskapazität des menschlichen Gehörsinns in Form der Verdeckung zu einer komprimierten Signaldarstellung genutzt werden. Dabei sollen die durch die Datenreduzierung erzeugten Abweichungen vom CD-Referenzsignal bei der Reproduktion nicht wahrnehmbar sein.

2. Darstellung des Verfahrens

2.1. Übersicht

Die in Abschnitt 1. dargestellten Vorüberlegungen führten zur Anwendung einer Transformationscodierung auf Basis der diskreten Fourier-Transformation (DFT) [1]. Diese Art der Codierung ermöglicht

nicht nur eine Minderung der Redundanz [2], sondern gestattet auch aufgrund einer gewissen Anlehnung an die Verarbeitung durch den menschlichen Gehörsinn die Ausnutzung psychoakustischer Phänomene zur Datenreduktion. Ferner läßt sich die DFT in Form der Fast-Fourier-Transformation (FFT) sehr effektiv berechnen. Das Verfahren läuft in der Übersicht nach dem in **Tabelle 1** dargestellten Schema ab.

2.2. Fensterung und Zusammenfügen

Zur Durchführung der FFT ist es notwendig, die Abtastwerte des Signals

$$s(nT) = s(n) ; n = -\infty \dots \infty, T = \text{Abtastperiode} \quad (1)$$

in zeitlich aufeinanderfolgende Blöcke zu unterteilen. Hierzu wird das Signal $s(n)$ mit der zeitbegrenzten Analyse-Fensterfunktion $f_A(nT) = f_A(n)$ gewichtet (multipliziert) [3], die von Block zu Block um $R = 960$ Abtastwerte weitergeschoben wird, so daß der Block mit dem Index m die Abtastwerte

Ausblendung eines Zeitabschnittes (Fensterung)
FFT
Bildung von Betrag und Phase
Adaptive Codierung von Betrag und Phase
Übertragung von Betrag/Phase/Codierungsparametern
Decodierung
Bildung von Real- und Imaginärteil
inverse FFT
Zusammensetzen der Abschnitte

Tabelle 1

Ablauf des Verfahrens in der Übersicht

¹ Überarbeitetes Manuskript eines Vortrages, gehalten auf der 7. Fachtagung Hörrundfunk der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) in Mannheim, 12. bis 14. November 1985.

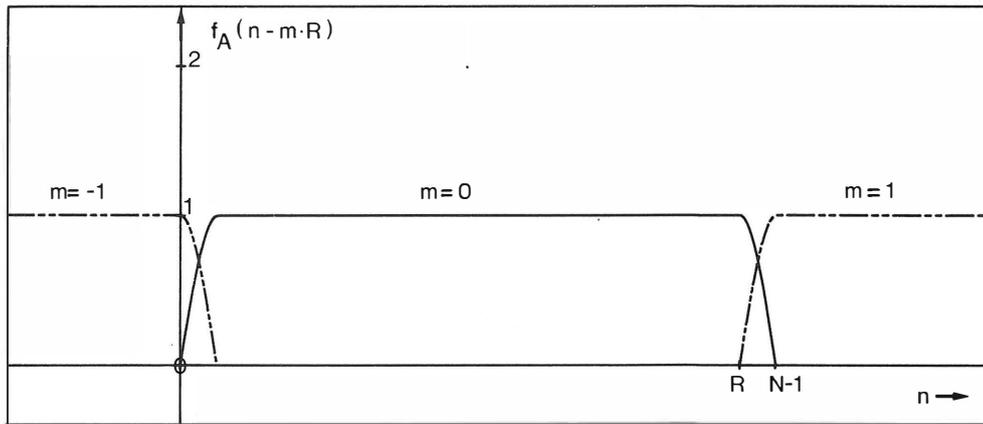


Bild 1

Verlauf der Analyse-Fensterfunktion $f_A(n-m \cdot R)$

$$s(n, m) = s(n) \cdot f_A(n - m \cdot R); \quad (2)$$

$$n, m = -\infty(1) \infty, R = 960$$

mit

$$f_A(n) = \begin{cases} \sin(\pi \cdot n/128) & \text{für } n = 0(1)63 \\ 1 & \text{für } n = 64(1)959 \\ \cos(\pi \cdot (n - 960)/128) & \text{für } n = 960(1)1023 \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3)$$

umfaßt. Bild 1 zeigt den Verlauf der Analyse-Fensterfunktion in Abhängigkeit von n und m .

Entsprechend dem Verlauf von f_A besteht ein Block aus $N = 1024$ Abtastwerten, was bei einer Abtastrate von $1/T = 44,1$ kHz einem Zeitabschnitt von etwa 23 ms entspricht. Wie noch gezeigt wird, bewirkt die „weiche“ Berandung des Blocks wesentlich verbesserte Analyseigenschaften. Demgegenüber führt die dadurch bedingte Überlappung benachbarter Blöcke von 64 Abtastwerten oder – auf die Blocklänge N bezogen – von $p = 6,25\%$ nur zu einer Erhöhung der Datenrate um den Faktor $q = 1/(1-p) = 1,07$.

Es sollen nun zunächst die weiteren Schritte des Verfahrens übersprungen werden und der Vorgang des Zusammenfügens der Blöcke zu einem kontinuierlichen Datenstrom erläutert werden.

Wird zunächst eine fehlerfreie Codierung unterstellt, so liegen nach der inversen Fouriertransformation wiederum die Abtastwerte $s(n, m)$ blockweise vor. Die Blöcke werden zum Ausgangssignal $s(n)$ wieder zusammengefügt, indem sie jeweils mit einer Synthese-Fensterfunktion f_S gewichtet und danach additiv überlagert werden. Demnach gilt:

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} s(n, m) \cdot f_S(n - m \cdot R) =$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} s(n) \cdot f_A(n - m \cdot R) \cdot f_S(n - m \cdot R) = s(n)$$

für

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} f_A(n - m \cdot R) \cdot f_S(n - m \cdot R) = 1 \quad (4)$$

für alle n .

Die Synthese-Fensterfunktion wurde so festgelegt, daß folgender Zusammenhang besteht:

$$f_S(n) = f_A(n); \quad n = -\infty(1) \infty. \quad (5)$$

Es ist leicht nachzuvollziehen, daß unter dieser Voraussetzung bei einem Verlauf von f_A entsprechend Gleichung (3) die in (4) geforderte Bedingung erfüllt ist.

Das Synthesefenster hat in der Verarbeitung folgende Bedeutung: Nach der inversen Fouriertransformation sind die Signalabschnitte aufgrund der Codierung mit Fehlern behaftet, die nur eine zeitliche Wichtung durch das Synthesefenster erfahren. Durch die weiche Berandung dieses Fensters werden bei den Blockübergängen mögliche harte Sprünge im Signal, die als Knackgeräusche gut wahrnehmbar wären, vermieden.

2.3. Codierung der Spektralwerte

Die unter Anwendung des FFT-Algorithmus berechneten Spektralwerte werden in der Form Betrag/Phase dargestellt. Abgeleitet von dem psychoakustischen Phänomen der Frequenzgruppenbildung [4], wird die Frequenzachse bis zur halben Abtastfrequenz (etwa 22 kHz) in 26 fixierte Abschnitte, die jeweils eine Gruppe von Werten bilden, aufgeteilt. In jeder Gruppe wird nun der maximale und minimale Betragswert sowie die auf jede Gruppe entfallende Energie ermittelt. Auf Basis dieser Daten wird in jeder Gruppe eine Schwelle festgelegt, und Betragswerte, die unter der jeweiligen Schwelle liegen, werden unter Null gesetzt. Die übrigen Betragswerte werden unter Bezug auf den in ihrer Gruppe vorliegenden Maximalwert nach einem logarithmischen Gesetz grob quantisiert.

Übertragen werden nun in einem ersten Schritt der Maximalwert jeder Gruppe, ein Codewort, das für jede Gruppe die Lage der Schwelle unter Bezug auf das betreffende Maximum kennzeichnet sowie die grob quantisierten Betragswerte, zu denen auch die zu Null gesetzten Werte zu rechnen sind. Die Betragswerte werden dabei in Abhängigkeit von der Lage der jeweils geltenden Schwelle durch ein maximal zweistelliges Codewort dargestellt.

Auf Grundlage dieses grob quantisierten Betragsspektrums werden nun eine Feinquantisierung der Betragswerte – ebenfalls nach einem logarithmischen Gesetz – vorgenommen und in einem zweiten Schritt weitere Daten für eine ergänzende, genauere Darstellung bestimmter Betragswerte übertragen. Da dem Empfänger das grobe Betragsspektrum bereits

zur Verfügung steht, kann dieser den Vorgang nachvollziehen und die übertragenen Daten ohne weitere Nebeninformation zuordnen. Die Anzahl der hierbei den einzelnen Betragswerten zugeteilten Bits richtet sich dabei nach folgenden Kriterien:

- a) Größe der Betragswerte,
- b) Lage der Schwellen,
- c) Lage der Frequenzachse,
- d) Obergrenze in der Zuteilung (definiert),
- e) Anzahl der zur Verfügung stehenden Bits.

Die in Punkt e) angesprochene Anzahl richtet sich zum einen nach der Grobquantisierung, zum anderen kann aber auch eine weitere, definierte Anzahl Bits zur Feinquantisierung zugegeben werden, so daß hierdurch eine einfache Anpassung an unter Umständen unterschiedliche Qualitätskriterien möglich ist. An den Zuteilungskriterien ist zu erkennen, daß durch die Feinquantisierung nicht eine Minimierung des Fehlers angestrebt wird, sondern bestimmten Eigenschaften des menschlichen Gehörsinns Rechnung getragen werden soll.

Im letzten Schritt werden die gleichförmig quantisierten Phasenwerte in einer der Feinquantisierung der ihnen zugeordneten Betragswerte angepaßten Genauigkeit übertragen. Die den zu Null gesetzten Betragswerten zugehörigen Phasenwerte werden unterdrückt. Dies führt im Zusammenhang mit der nach einem logarithmischen Gesetz ungleichförmigen Quantisierung der Betragswerte zu Fehlern, deren Toleranzbereiche proportional der Größe des jeweiligen Betragswertes sind. **Bild 2** soll dies verdeutlichen. Abschließend ist anzumerken, daß jeder Block mit der gleichen Anzahl Bits codiert wird.

3. Begründung des Verfahrens

Wie einleitend erwähnt, kann die Begründung des Verfahrens einmal unter dem Gesichtspunkt der Redundanzreduktion, zum anderen unter Bezug auf psychoakustische Phänomene erfolgen.

3.1. Betrachtung unter dem Gesichtspunkt der Redundanzreduktion

Es wird unterstellt, die Abtastwertefolge $s(n)$ mit $n = -\infty \dots \infty$ sei eine Realisation des mittelwertfreien, ergodischen Prozesses s_n . Entnimmt man dieser Folge

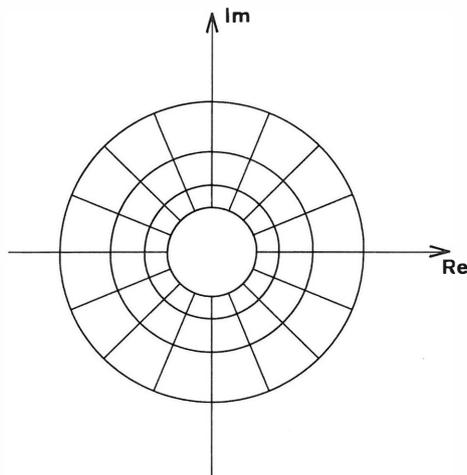


Bild 2
Quantisierungsschema

Blöcke der Länge N , so stellen diese Blöcke eine N -dimensionale Zufallsgröße \vec{X} dar, deren lineare Abhängigkeiten aus dem Prozeßmodell abgeleitet werden können und die durch die Covarianzmatrix R_{xx} [5] beschrieben werden. Wird die N -dimensionale Zufallsgröße formal als Vektor mit N Komponenten aufgefaßt,

$$\vec{X} = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_N)^T ; \quad (6)$$

T = Transponierte,

so wird die Covarianzmatrix bestimmt durch

$$R_{xx} = E(\vec{X} \cdot \vec{X}^T) ; \quad (7)$$

E = Erwartungswert,

mit den Elementen

$$(R_{xx})_{ij} = E(X_i \cdot X_j) ; i, j = 1(1)N .$$

Es kann gezeigt werden [2], daß unter der Voraussetzung der anfangs genannten Prozeßeigenschaften die Matrix R_{xx} die Form einer symmetrischen Toeplitzmatrix aufweist. Das bedeutet, die Matrixelemente auf der Hauptdiagonale und den Nebendiagonalen sind jeweils identisch, ebenso die Elemente, die spiegelbildlich zur Hauptdiagonale liegen. Die Varianzen der Vektorkomponenten X_i bilden die Hauptdiagonale.

Welchen Vorteil bietet nun die Transformation? Durch eine lineare Transformation mittels der Transformationsmatrix A

$$\vec{Y} = A \cdot \vec{X} \quad (8)$$

wird der Vektor \vec{X} in den Vektor \vec{Y} abgebildet und es entsteht die N -dimensionale Zufallsgröße \vec{Y} . Ist die Matrix A orthonormal, kann die Covarianzmatrix der neuen Folge R_{yy} aus R_{xx} nach folgendem Zusammenhang bestimmt werden:

$$R_{yy} = A \cdot R_{xx} \cdot A^T . \quad (9)$$

Die Hauptdiagonale von R_{yy} stellt die Varianzen der Komponenten von \vec{Y} , den Spektralwerten, dar, deren Elemente in der Regel nun nicht mehr gleich groß sind.

Der Gewinn der Transformation liegt darin, daß nun, wenn die einzelnen Komponenten unabhängig voneinander codiert werden, die Codewortlänge bei der Darstellung der einzelnen Spektralwerte der Varianz dieser Werte angepaßt werden kann, mit dem Ziel, bei einer festen Bitzahl je Vektor die Varianz des Fehlers zu minimieren, oder bei Vorgabe einer bestimmten Fehlervarianz die einzelnen Vektoren mit einer festen, aber möglichst geringen Anzahl an Bits zu codieren. Der Gewinn ist um so größer, je ungleichmäßiger die Varianzen der Spektralwerte verteilt sind, oder mit anderen Worten, je stärker sich die mittlere Energie der Blöcke im Mittel auf bestimmte Spektralwerte konzentriert.

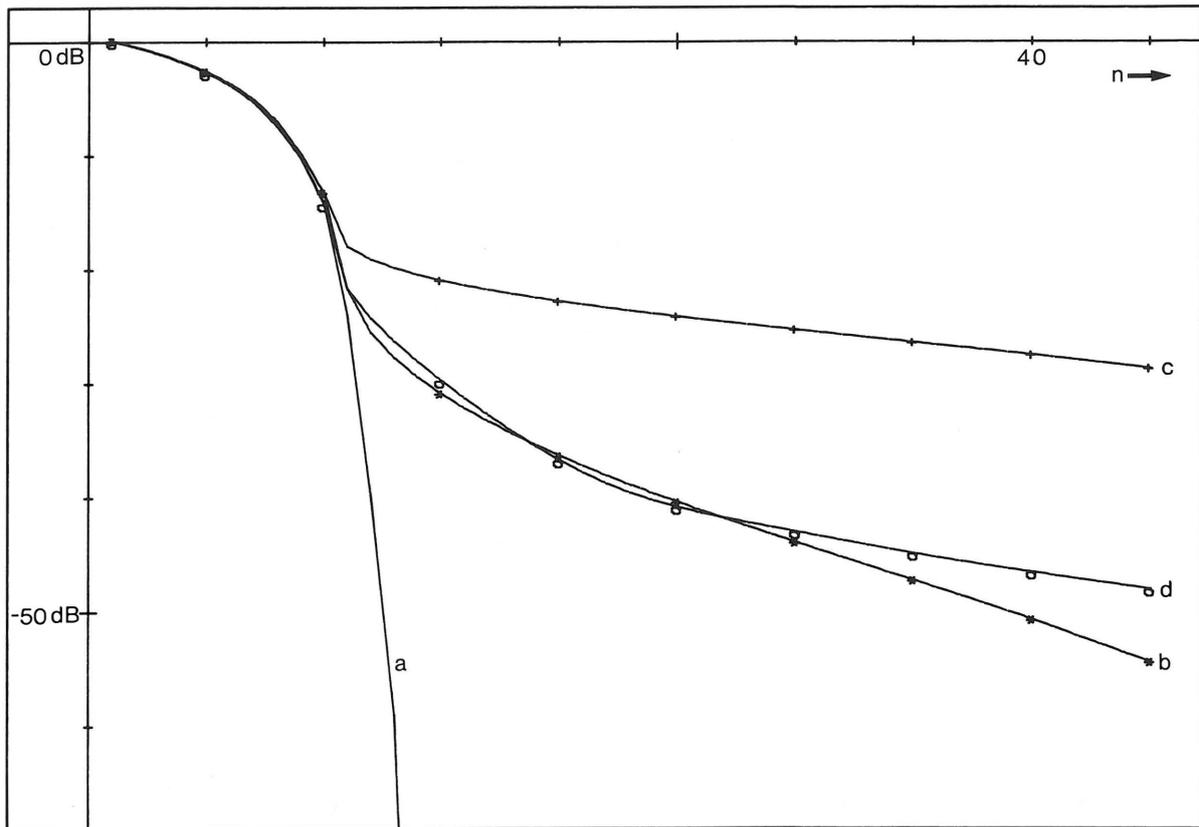


Bild 3

Restfehler bei Beschränkung auf die n varianzstärksten Spektralwerte bezogen auf die Summe der Varianzen aller Spektralwerte

- a KLT (Rechteckfenster)
- b DCT (Rechteckfenster)
- c DFT (Rechteckfenster)
- d DFT (Cosinus-Rechteckfenster nach Gl. (3))

Aus Gleichung (9) geht hervor, daß der Gewinn einerseits vom Prozeß s_n , andererseits von der Wahl der Transformationsmatrix abhängt. Die Karhunen-Loeve-Transformation (KLT) [5] weist den theoretisch maximal möglichen Gewinn bei Anwendung der Transformationscodierung auf; sie führt nicht nur zu einer maximalen Konzentration, darüber hinaus sind die Spektralwerte auch linear unabhängig voneinander. Bei ihr wird die Matrix dem Prozeß angepaßt, was bedeutet, daß sie nicht mit einem vorab festgelegten Basisfunktionensystem arbeitet. Dadurch ist sie in der Praxis schwer handhabbar, da in der Regel ja keine stationären Prozesse vorliegen und somit eine fortlaufende Aktualisierung erforderlich ist. Dies bedingt einen sehr hohen Rechenaufwand und einen hohen Nebeninformationsfluß. Die KLT wird aber gerne als Referenz bei der Beurteilung anderer Transformationen mit einem festen Basisfunktionensystem herangezogen. Unter diesen sind die DFT und die diskrete Cosinus-Transformation (DCT) [5] hervorzuheben, da sie wie alle Transformationen, deren Basisfunktionensystem auf abgetasteten Sinus/Cosinus-Funktionen beruht, Suboptimale der KLT in dem Sinne darstellen, daß sie für unendlich lange Blöcke den Gewinn der KLT erreichen. Es ist aber auch schon bei kürzeren Blöcken ein erheblicher Gewinn möglich, insbesondere bei der DCT, wenn das Signal ein Leistungsdichtespektrum

mit Schwerpunkt bei den tiefen Frequenzen aufweist. Aus diesem Grunde wird die DCT häufig bei der Bild- und Sprachcodierung angewendet.

Um einmal einen quantitativen Vergleich zu bekommen, wurde ein theoretischer Prozeß unterstellt, der durch einen Ausschnitt aus einem harmonischen Signal, dessen Phase stochastisch alle Werte zwischen 0 und $2 \cdot \pi$ einnehmen kann und dessen Frequenz in Grenzen (40 bis 800 Hz) ebenfalls stochastisch schwankt, beschrieben wird. Es ist bekannt, daß ein solcher Prozeß kritische Eigenschaften bezüglich der DFT aufweist. Nach Gleichung (9) wurden die Varianzen der Spektralwerte bei Anwendung verschiedener Transformationen und einer Blocklänge von $N = 1024$ ermittelt. Bild 3 zeigt als Maß für die Konzentration bei den verschiedenen Transformationen die Varianz des Fehlers – bezogen auf die Summe der Varianzen aller Spektralwerte –, der entsteht, wenn nur die n varianzstärksten Spektralwerte berücksichtigt werden.

Das Bild 3 zeigt, daß bei dem hier unterstellten Prozeß weder mit der DCT noch mit der DFT annähernd der Gewinn der KLT erreicht wird. Bei der üblichen Ausblendung durch ein Rechteckfenster weist die DCT gegenüber der DFT zwar noch einen höheren Gewinn auf, der Unterschied kann aber durch die Benutzung des Cosinus-Rechteckfensters nach Gleichung (3) sehr gering gemacht werden.

Anzumerken sei noch, daß dieses Fenster bei dem hier vorliegenden Prozeß nur bei der DFT eine positive Wirkung zeigt.

Da die DCT selbst bei einem Prozeß, der ihren Eigenschaften entgegenkommt, kaum noch Vorteile gegenüber der DFT aufweist, wurde für das Verfahren die DFT gewählt; denn die DFT bietet gegenüber der DCT folgende Vorteile:

1. Die Darstellung nach Beträgen ermöglicht eine sinnvolle Codierung nach psychoakustischen Kriterien.
2. Es läßt sich feststellen, daß bei anderen Prozessen, deren Modelle ebenfalls typische Eigenschaften von Audiosignalen beschreiben, der Gewinn der DFT über dem der DCT liegen kann.

3.2. Betrachtung unter Bezug auf psychoakustische Phänomene

Im folgenden werden kurz einige Eigenschaften des menschlichen Gehörsinns angesprochen, die bei dem Verfahren genutzt werden, und erläutert, in welcher Weise sie genutzt werden können.

Das Gehör hat die Eigenschaft, daß eine Anregung oder Teile von ihr nur dann wahrgenommen werden, wenn die auf einen gewissen Frequenzabschnitt entfallende Leistung eine bestimmte Schwelle überschreitet. Diese Abschnitte oder auch Frequenzgruppen, wie sie genannt werden, können an beliebiger Stelle auf der Frequenzachse gebildet werden. Ihre Breite hängt von der Lage ihrer Mittenfrequenz f_M ab und beträgt für

$$f_M < 500 \text{ Hz} : 100 \text{ Hz} ,$$

$$f_M > 500 \text{ Hz} : 0,2 \cdot f_M .$$

Unterteilt man hiernach den Frequenzbereich bis 22 kHz lücken- und überlappungsfrei in Gruppen ein, so werden 25 Gruppen gebildet (eine weitere stellt bei der Codierung der Gleichanteil dar). In der einschlägigen Literatur [6] werden in der Regel nur 24 Gruppen bezeichnet, da dort nur der Frequenzbereich bis etwa 15 kHz berücksichtigt wird.

Bei der o. g. Schwelle wird zwischen der Ruhehörschwelle und der Mithörschwelle unterschieden. Während die Ruhehörschwelle die absolute Grenze der

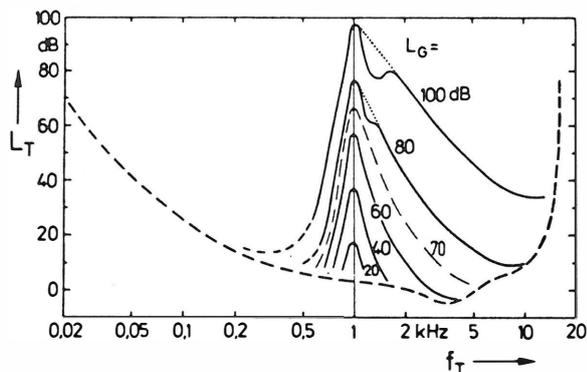


Bild 4

Verlauf der Mithörschwelle bei Schmalbandrauschen mit 1 kHz Mittenfrequenz bei verschiedenen Pegeln (nach [4])
Aufgetragen ist der Pegel eines frequenzvariieren, eben noch wahrnehmbaren Sinustons

Wahrnehmbarkeit darstellt, ist die Mithörschwelle stark abhängig von der Art der Anregung und kann weit oberhalb der Ruhehörschwelle liegen. Liegen Komponenten der Anregung im oben genannten Sinne zwar oberhalb der Ruhehörschwelle, aber unterhalb der Mithörschwelle, so wird deren Vorhandensein dennoch nicht wahrgenommen, sie werden durch die dominanten Komponenten verdeckt. Dieser Effekt wird als Verdeckungseffekt bezeichnet. Die wesentlichen Ergebnisse von Untersuchungen dieses Effektes [4, 6] lassen sich wie folgt darstellen:

Der Verlauf der Mithörschwelle ist frequenzabhängig und wird bestimmt durch die spektrale Zusammensetzung der Anregung. Wird das Gehör z. B. durch ein Schmalbandrauschen mit 1 kHz Mittenfrequenz angeregt, so ergibt sich der in **Bild 4** dargestellte Verlauf der Mithörschwelle. **Bild 4** verdeutlicht das typische Verhalten. Zu tiefen Frequenzen hin fallen die Mithörschwellen steil, zu hohen Frequenzen pegelabhängig weniger steil ab (Ausnahme bei sehr kleinen Pegeln). Fällt der Testton in die Gruppe, die durch das Schmalbandrauschen gebildet wird, so ist er schon nicht mehr hörbar, wenn er mehr als 6 dB unter dem Anregungspegel des Rauschens liegt.

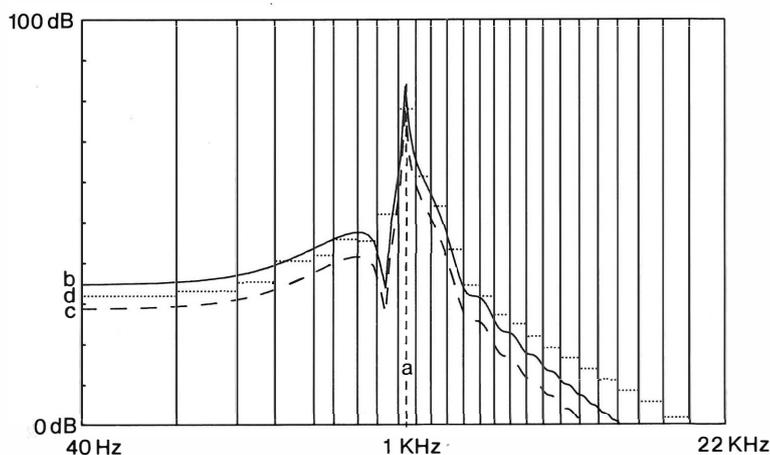


Bild 5

Bildung des Fehlerspektrums bei Codierung eines 1-kHz-Sinustons

- a Langzeitspektrum des Sinustons
- b Kurzzeit-Betragsspektrum
- c Fehlerobergrenze bei 6-dB-Grobquantisierung
- d Fehlerobergrenze gruppenbezogen

Die Mithörschwellen weisen aber auch eine zeitliche Abhängigkeit auf. So können Komponenten der Anregung andere verdecken, die zeitlich vor ihnen liegen, gleichzeitig vorhanden sind oder ihnen zeitlich folgen. Der Effekt wird dann als Vor-, Simultan- bzw. Nachverdeckungseffekt bezeichnet. Während der Vorverdeckungseffekt aber nur in einem relativ kurzen Zeitraum vor der verdeckenden Komponente zu beobachten ist (einige Millisekunden), wirkt die Nachverdeckung über einen erheblich größeren Zeitraum (einige zehn Millisekunden) [6].

Es liegt nahe, diesen Effekt in dem Sinne auszunutzen, daß Signalanteile, die vom Gehör nicht wahrgenommen werden können, durch eine geeignete Codierung eliminiert werden bzw. daß durch die Codierung nur solche Fehler entstehen, die vom Originalschallereignis verdeckt werden. Da der Verdeckungseffekt eine Abhängigkeit aufweist, die zum einen im Zeitbereich, zum anderen im Frequenzbereich definiert ist, muß das bei der Codierung berücksichtigt werden.

Mit den in [3] beschriebenen Mitteln der Kurzzeitspektralanalyse bzw. -synthese, in der die Spektralwerte als Ausgangssignale von Bandpässen interpretiert werden, läßt sich nun zeigen, daß die durch die Quantisierung entsprechend Abschnitt 3.3. entstandenen Fehler im Kurzzeitspektrum auch näherungsweise im Langzeitspektrum aufzufinden sind, wobei das Synthesfenster eine gewichtige Rolle spielt.

Soll die Wirksamkeit des Verdeckungseffekts unterstellt werden, so müssen die o. g. Bandpässe eine Selektivität besitzen, die es gestattet, in genügender Genauigkeit die Frequenzgruppen nachzubilden. Genügend bedeutet hier, die Flanken der Bandpässe müssen so steil abfallen, daß der in eine Gruppe fallende Fehler noch unterhalb der Hörschwelle bleibt.

Bild 5 soll dies anhand folgenden Beispiels verdeutlichen. Gegeben ist ein Sinuston von etwa 1 kHz, der im Langzeitspektrum durch eine Linie (a) gekennzeichnet ist. Der Betrag des Kurzzeitspektrums weist demgegenüber in Abhängigkeit von der Frequenz und dem Phasenanschnitt (relative Lage des Blocks zum Sinussignal) eine mehr oder weniger deutliche Ausweitung auf. Beide Größen wurden so gewählt, daß die Kurve (b) bezüglich der spektralen Verbreiterung den ungünstigsten Verlauf darstellt. Werden die Betragswerte nun grob mit einer Auflösung von 6 dB quantisiert, folgt daraus ein Fehlerspektrum, das betragsmäßig unterhalb der Kurve (c) liegt und (fast) identisch dem Langzeitspektrum des Fehlersignals ist. Weiter ist zu berücksichtigen, daß das Gehör im wesentlichen mit konstanten relativen Bandbreiten arbeitet, während das DFT-Verfahren einer Analyse mit konstanten absoluten Bandbreiten entspricht. Wird dem Rechnung getragen, indem die auf eine Gruppe entfallenden Betragswerte aufaddiert werden, so wird die Kurve (c) in Kurve (d) überführt. Liegt Kurve (d) dabei deutlich unter der Mithörschwelle, kann davon ausgegangen werden, daß der Fehler nicht wahrgenommen werden kann. Sollte die Kurve jedoch oberhalb der Mithörschwelle liegen, ist eine genauere Darstellung – eventuell nur einzelner Betragswerte – notwendig. Dies trifft in

Bild 5 einmal für die Werte unterhalb 1 kHz zu. In der Regel muß auch differenziert werden, ob ein Signal innerhalb einer Gruppe mehr rauschartigen oder mehr monofrequenten Charakter besitzt, da im zweiten Falle die Verdeckung in dieser Gruppe und den beiden Nachbargruppen weniger effektiv ist [7, 8]. Daher sind hier auch die Werte um 1 kHz herum genauer darzustellen. Der starke Abfall des Spektrums zu tiefen und insbesondere zu hohen Frequenzen hin hat jedoch zur Folge, daß insgesamt nur bei einer geringen Anzahl von Spektralwerten diese Maßnahme notwendig ist.

Um die angesprochene Auflösung und Selektivität zu erreichen, die sich an den Eigenschaften des Gehörs im unteren Frequenzbereich zu orientieren hat, ist eine Blocklänge von $N = 1024$ in Verbindung mit dem Analysefenster f_A notwendig. Da ein Block sich über einen Zeitraum von etwa 23 ms erstreckt und der Fehler in der Regel zeitlich über den Block verteilt wird, kann noch von einer guten Wirksamkeit der Nachverdeckung ausgegangen werden, falls ein Signal plötzlich aufhört. Die Vorverdeckung ist in diesem Zeitrahmen nicht mehr wirksam, so daß bei einem plötzlichen Einsetzen des Signals unter Umständen Fehler hörbar sind. Diese Situation kann aber in einem bestimmten Zeitraum nicht beliebig häufig auftreten, da, nachdem das Gehör einmal angeregt ist, die Simultan- bzw. Nachverdeckung wirkt. Eine Verbesserung kann durch Maßnahmen erzielt werden, die dies berücksichtigen. An entsprechenden Methoden wird zur Zeit gearbeitet. Eine generelle Verkürzung der Blöcke stellt keine Lösung dar, da dadurch die Auflösung und Selektivität der Bandpässe geringer wird, was zu einer höheren Datenrate führt.

4. Ergebnisse

Es wurde eine Vielzahl sehr unterschiedlicher Musikstücke in einem Rechner verarbeitet und für eine Echtzeitausgabe auf einem Magnetband abgespeichert. Die Stücke wurden dann in Hörtests beurteilt; die Ergebnisse lassen sich folgendermaßen zusammenfassen:

Bei einer Darstellung mit im Mittel 2,5 Bit/Abtastwert waren von weniger geübten Hörern keine Unterschiede zum Original wahrnehmbar. Geübte Hörer konnten nur bei qualitativ hochwertigen Aufnahmen geringe Unterschiede hören. Bei 3 Bit/Abtastwert konnten nur noch von sehr geübten Hörern bei hochqualitativen Aufnahmen besonders kritischen Typs (Klavier) in vereinzelt Passagen (sehr harte Anschläge) Unterschiede zum Original wahrgenommen werden, dies jedoch mit einer Sicherheit, die dem Raten sehr nahekommt.

5. Ausblicke

Für die nähere Zukunft sind von uns folgende Arbeiten geplant:

1. Untersuchung der Möglichkeiten zur Unterbindung der noch wahrnehmbaren Restfehler.
2. Realisierung einer Hardware zur Echtzeitverarbeitung. Das ermöglicht eine wesentlich effektivere Durchführung von Hörtests. Dieses Projekt wird

durch eine Spende des Westdeutschen Werbefernsehens gefördert.

3. Untersuchung des Verhaltens bei Kanalstörungen.

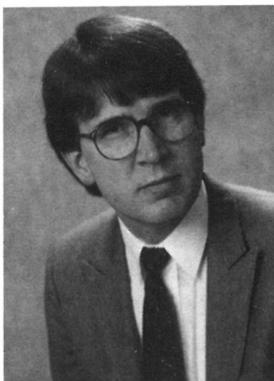
Ich danke Herrn Prof. Dr.-Ing. Gerhard Dickopp und Herrn Dipl.-Ing. Klaus Beckmann für die Anregung und Unterstützung bei der Durchführung dieser Arbeit.

SCHRIFTTUM

- [1] Oppenheimer, A. V.; Schafer, R. W.: Digital signal processing. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1975.
- [2] Zelinski, R.: Über einige asymptotische Eigenschaften orthogonaler Transformationen zur Diagonalisierung von Toeplitz-Matrizen. Ber. Nr. 190. Hrsg. v. Heinrich-Hertz-Institut, Berlin 1976.
- [3] Portnoff, M. R.: Time-frequency representation of digital signals and systems based on short-time fourier analysis. IEEE Trans. ASSP 28 (1980), S. 55 bis 69.
- [4] Zwicker, E.: Psychoakustik. Springer-Verlag, Berlin — Heidelberg — New York 1982.
- [5] Ahmed, N.; Rao, K. R.: Orthogonal transforms for digital signal processing. Springer-Verlag, Berlin — Heidelberg — New York 1975.
- [6] Fastl, H.: Beschreibung dynamischer Hörempfindungen anhand von Mithörschwellen-Mustern. Hochschulverlag, Freiburg 1982.

- [7] Schroeder, M. R.; Atal, B. S.; Hall, J. L.: Optimizing digital speech coders by exploiting masking properties of human ear. J. of the Acoust. Soc. Am. 66 (1979), S. 1647 bis 1652.
- [8] Fastl, H.: Masking patterns of subcritical versus critical band-maskers at 8.5 kHz. Acustica 34 (1976), S. 167 bis 171.

Der Autor



Dipl.-Ing. Detlef Krahé (37) studierte Allgemeine Elektrotechnik an der RWTH Aachen. Seit 1978 ist er wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachgebiet „Nachrichtengeräte und -anlagen“ der Universität-Gesamthochschule - Duisburg. Sein Arbeitsgebiet ist die digitale (Echtzeit-)Verarbeitung von Audiosignalen.

BESONDERE PHYSIOLOGISCHE BELASTUNGEN AM BILDSCHIRMARBEITSPLATZ¹

VON JÖRN ZÜLCH UND PETER HAITZ

Manuskript eingegangen am 12. März 1985

Arbeitsmedizin

Zusammenfassung

Die besonderen physiologischen Belastungen des visuellen Systems und bestimmter Körperpartien, insbesondere im Schulter-Arm-Bereich, am Bildschirmarbeitsplatz werden beschrieben. Einseitige physiologische Belastungen, die über längere Zeit hinweg wirken, können zu besonderen Beanspruchungen mit vielfältigen subjektiven Beschwerden führen. Sie haben ihre Ursache zum einen in optisch unzureichenden Eigenschaften heute verwendeter Kathodenstrahl-Bildröhren und in ungeeigneter grafischer und farblicher Gestaltung der Schrift oder Zeichendarstellung, zum anderen in ergonomisch ungünstigem Aufbau des Arbeitsplatzes und schlecht angepaßter Arbeitsorganisation. Ein Gesundheitsrisiko durch ionisierende Strahlung (Röntgenstrahlung) oder elektrostatische Felder am Bildschirmarbeitsplatz besteht dagegen nicht.

Summary Physiological constraints related to work at VDU terminals

The article highlights the physiological constraints imposed on the visual system and certain parts of the body, especially the arm-shoulder assembly, when working at VDU terminals. Prolonged constraints can lead to accentuated fatigue, accompanied by various other subjective troubles. These are caused by the inadequate optical characteristics of the cathode-ray tubes in use today coupled with inappropriate graphic and colour displays, and by poor ergonomic design of work positions in unsuitable working environments. There is no danger, in contrast, from ionising radiations (X-rays) or electrostatic fields, when working on VDU terminals.

Sommaire Contraintes physiologiques particulières liées au travail sur écran

L'article évoque les contraintes physiologiques que produit sur le système visuel et sur certaines parties du corps, notamment l'ensemble bras-épaules, le travail sur écran. Des contraintes physiologiques prolongées peuvent entraîner une fatigue particulière s'accompagnant de divers troubles subjectifs. Ceux-ci trouvent leur origine, d'une part dans les caractéristiques optiques insatisfaisantes des écrans cathodiques utilisés actuellement et dans une représentation graphique et un affichage en couleur inappropriés et, d'autre part, dans une conception peu ergonomique des postes de travail et dans une organisation de travail mal adaptée. En revanche, il n'existe aucun danger de rayonnement ionisant ou de champs électrostatiques avec les écrans de travail.

1. Einleitung

Die zunehmende Anwendung von Mikroprozessoren und damit der dezentralen Datenverarbeitung in allen Bereichen der Wirtschaft, Verwaltung und Forschung hat ganz wesentlich zur Verbreitung des Bildschirms als visuelle Schnittstelle zwischen Benutzer und EDV im weitesten Sinne beigetragen. Bildschirme werden nicht mehr nur zur Übertragung bewegter Bilder wie seit der Einführung des Fernsehens verwendet, sondern vermehrt zur Darstellung alphanumerischer Daten (Text), verbunden mit zeichnerischen Elementen (Grafik). Dazu gehört die Textverarbeitung ebenso wie die Überwachung komplexer Produktionsabläufe in Leitwarten oder der zunehmende Einsatz des Computer Aided Engineering (CAE) und Computer Aided Design (CAD).

Mit steigender Zahl von Bildschirmarbeitsplätzen seit Anfang der 70er Jahre begann die Diskussion um schädliche Einflüsse des Bildschirms und seiner Umgebung auf den Benutzer, als immer mehr Beschäftigte einen immer längeren Teil ihrer Arbeitszeit vor dem Bildschirm verbringen mußten. Allerdings läßt sich nicht jeder Arbeitsplatz mit Bildschirm auch als Bildschirmarbeitsplatz bezeichnen. Dieser wird deshalb in der Norm DIN 66 233 (Bildschirmarbeitsplätze) definiert als „Arbeitsplatz mit Bildschirmgerät, bei dem Arbeitsaufgabe mit und Arbeitszeit am Bildschirmgerät bestimmend für die gesamte Tätigkeit sind“. Wesentlicher Faktor für das

Entstehen von besonderen physiologischen Beanspruchungen aus den Belastungen am Bildschirmarbeitsplatz ist eine länger andauernde ununterbrochene Arbeitszeit am Bildschirm. Dies trifft am ehesten auf Bildschirmarbeitsplätze im Dienstleistungsbereich (Banken, Versicherungen, Zeitungverlage u.a.) und auch auf CAD-Arbeitsplätze zu.

Physiologische Belastungen am Bildschirmarbeitsplatz entstehen zum einen aus den optischen Eigenschaften des Bildschirms und zum anderen aus der ergonomischen Gestaltung des Arbeitsplatzes, seiner Umgebung und aus der Arbeitsorganisation. Belastungen betreffen überwiegend das visuelle System und den Stützapparat mit seinen Muskelgruppen im Schulter-Arm-Bereich. Ob diese zur besonderen physiologischen Beanspruchung des Benutzers werden, hängt ganz wesentlich von den Bedingungen ab, unter denen er seine Arbeit ausführen muß.

2. Belastungen des visuellen Systems am Bildschirmarbeitsplatz

In den kommenden Jahren wird als Bildschirm weiterhin ganz überwiegend die Kathodenstrahlröhre verwendet werden, obwohl in Zukunft neue Technologien, wie die LCD-Technik und das Plasma-Display, den heutigen Bildschirm ergänzen oder sogar ablösen werden. Die Bildgenerierung in der Kathodenstrahlröhre zeigt Merkmale, die zu einer Belastung beim Sehen werden können. Die Sehleistung des visuellen Systems hängt wesentlich von der Sehschärfe der Augen ab, die unter den jeweiligen Bedingungen erzielbar ist.

¹ Überarbeitetes Manuskript eines Vortrages, gehalten am 11. März 1985 im Rahmen eines technisch-wissenschaftlichen Kolloquiums im IRT, München.

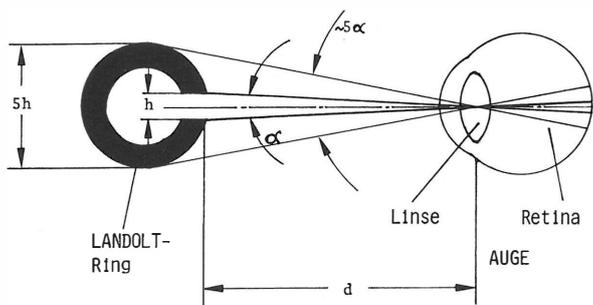


Bild 1

Definition der Sehschärfe

Noch sicheres Erkennen der Öffnung h unter einem Sehwinkel von $\alpha = 1'$ (Visus = 1 = 1/1 Winkelminute)

Diese Bedingungen werden von

- den Geräteeigenschaften des Bildschirms,
- den Beleuchtungsverhältnissen am Arbeitsplatz und nicht zuletzt
- dem individuellen Sehvermögen des Bildschirmbenutzers bestimmt.

Die Sehschärfe bezeichnet die Fähigkeit des visuellen Systems, Konturen, z. B. benachbarte Punkte oder Linien, getrennt wahrnehmen zu können. Sie wird als Kehrwert des minimalen Sehwinkels gemessen, der zum Erkennen bestimmter Sehzeichen (Optotypen) noch sicher ausreicht.

In DIN 58 220 (Sehschärfestimmung) wird die Bestimmung der Sehschärfe mit Hilfe des LANDOLT-Ringes (genormtes Sehzeichen) beschrieben. Die Sehschärfe hat den Normalwert Visus = 1, wenn die Öffnung h des LANDOLT-Ringes unter dem Sehwinkel $\alpha = 1'$ (Winkelminute) noch sicher erkannt wird (Bild 1). Die zugehörige Zeichengröße beträgt dann $5h \approx 5 \alpha$.

2.1. Abhängigkeit der erzielbaren Sehschärfe von den Bildschirmeigenschaften

Die Sehschärfe der Augen ist keine konstante Größe, sondern hängt von verschiedenen Eigenschaften des Bildschirms ab. Dazu gehören:

- Zeichengröße
- Zeichenschärfe
- Zeichen- und Umfeldleuchtdichte (Kontrast, Darstellung)
- Zeichen- und Umfeldfarbe
- Reflexe, Blendung, Flächenkontrast.

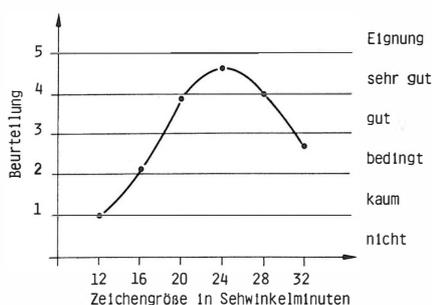


Bild 2

Subjektive Beurteilung verschiedener Schriftgrößen bei positiver Darstellung

Zusätzlich wird die Sehleistung von einer zu niedrigen Bildwiederholfrequenz (Flimmern) negativ beeinflusst.

2.1.1. Zeichengröße

Die Zeichen auf einem Bildschirm müssten eine Höhe von $h = 0,75$ mm (5fache Höhe der LANDOLT-Ringöffnung) haben, wenn sie bei einem Betrachtungsabstand $d = 500$ mm und mit einer Sehschärfe Visus = 1 noch sicher erkannt werden sollen (Bild 1). Für eine gute Leserlichkeit der Zeichen auch auf einem hochauflösenden Bildschirm wäre dies mit Sicherheit zu klein. Denn zum zügigen Lesen müssen nicht nur einzelne Buchstaben erkannt, sondern ganze Silben erfasst werden.

Bild 2 zeigt die subjektive Bewertung von Texten verschiedener Größe aus sinnfreien Kunstwörtern (einzeilige schwarze Druckschrift auf weißem Grund) in 500 mm Leseabstand. Die Zeichengrößen von 20 bis 28 Sehwinkelminuten werden als optimal empfunden. Dies entspricht einer Zeichenhöhe von 5,8 mm bis 8,1 mm bei 500 mm Sehabstand. Größere Sehzeichen setzen die Lesbarkeit wieder herab. Die Leserlichkeit eines Textes wird aber nicht nur von der Zeichengröße, sondern ebenso von der Zeichenform und vom Zeichen- und Zeilenabstand bestimmt. (Leserlichkeit bezeichnet die Erkennbarkeit von Zeichen, Lesbarkeit dagegen das sinngemäße Erfassen eines Textes.) Bequemes Lesen eines Textes setzt also ein Schriftbild voraus, das nicht die maximale optometrische Sehschärfe der Augen erfordert.

DIN 66 234 (Bildschirmarbeitsplätze) Teil 1 schreibt deshalb eine minimale Schrifthöhe von $h = 2,6$ mm (Großbuchstaben) bei einem Beobachtungsabstand $d = 500$ mm vor. Dies entspricht einem Sehwinkel von 18 Winkelminuten und erfordert zum Erkennen der Kleinbuchstaben eine Sehschärfe im Bereich von Visus = 0,15. Damit soll das Lesen unter ungünstigen Bedingungen am Bildschirm (geringer Zeichenkontrast, vermindertes Sehvermögen) berücksichtigt werden. Die erreichbare Qualität der Zeichendarstellung hängt aber auch wesentlich vom Auflösungsvermögen der Bildröhre ab. Nach DIN 66 234 muß für die Zeichenerzeugung nach dem Punktrasterverfahren eine Matrixgröße von mindestens 7×5 Punk-



Bild 3

Zeichendarstellung auf einem multichromen Farbbildschirm zu geringer Zeichen- und Zeilenabstand, unscharfe Punktmatrix

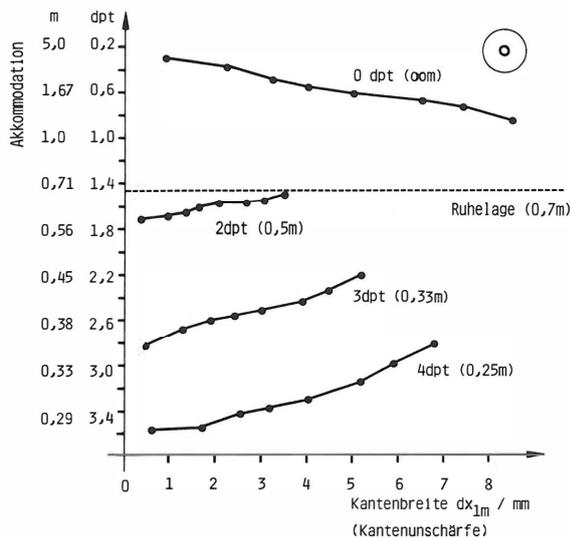


Bild 4

Abhängigkeit des eingestellten Akkommodationswertes (Entfernungseinstellung) des Auges von der Zeichenschärfe

ten gewählt werden. Randscharfe Zeichen, annähernd in Druckqualität, können nur auf hochauflösenden Grafikschrmen mit vergrößerter Punktmatrix mit z. B. 7 x 9 oder 9 x 15 Pixeln dargestellt werden.

Bildröhren für Bewegtbilder mit geringer Anforderung an die Bildscharfe sind für die Anwendung als Datensichtgerät ungeeignet. Bild 3 zeigt das nicht normgerechte Schriftbild (weiße Zeichen auf dunklem Grund) auf dem multichromen Farbbildschirm eines weitverbreiteten Personalcomputers.

Zwar ist die Zeichenhöhe mit 5 mm ausreichend groß, aber die Rasterpunkte aus mehreren RGB-Tripeln (Rot, Grün, Blau) der 7 x 5-Matrix sind zu groß, um im Beobachtungsabstand von 500 bis 700 mm ausreichend scharfe Zeichen zu erzeugen. Zusätzlich sind der Zeichen- und Zeilenabstand zu klein (seitliche Berührung der Buchstaben mm, nn, ww, senkrechte Berührung von Ober- und Unterlängen g, O). Das Lesen eines solchen Schriftbildes über längere Zeit wird zu einer erheblichen visuellen Belastung und kann damit zu besonderer physiologischer Beanspruchung führen.

2.1.2. Zeichenschärfe

Das vorstehende Beispiel (Bild 3) zeigt, daß eine mangelhafte Zeichendarstellung trotz ausreichender Schriftgröße die Zeichenschärfe erheblich vermindern kann. Zu geringe Zeichenschärfe setzt nicht nur die Sehschärfe herab, sie erschwert auch eine genaue Entfernungseinstellung (Akkommodation) der Augen. Der wichtigste Reiz zur Änderung der Entfernungseinstellung ist die Unschärfe des Netzhautbildes bei einem Wechsel der Sehentfernung. Ein Akkommodationsvorgang wird beendet, wenn eine optimale Bildscharfe auf der Netzhaut erreicht ist. Es ist verständlich, daß die Akkommodation empfindlich gestört werden kann, wenn die Zeichen auf dem Bildschirm unscharf abgebildet werden und damit kein scharfes Retinabild entstehen kann.

Messungen der Akkommodation in Abhängigkeit von der Zeichenschärfe [15] zeigten, daß die Entfer-

nungseinstellung um so ungenauer wird, je unschärfer das Sehzeichen ist.

In Bild 4 gibt die Ordinate die eingestellte Akkommodation des Auges während der Fixation eines Testzeichens (dunkler Kreisring auf hellem Grund) an, dessen Kantenunschärfe auf der Abszisse aufgetragen ist. Parameter sind die Entfernungen des Testzeichens vom Auge, dessen Sehwinkel für jede Distanz konstant blieb, während die Unschärfe unabhängig von der Sehentfernung erhöht wurde. Die Kantenschärfe wird hier als Breite des Leuchtdichteüberganges vom Maximalwert (weiß) zum Minimalwert (schwarz) definiert. Die Ruhelage der Akkommodation (hier 0,7 m) bezeichnet den individuell unterschiedlichen Entfernungswert, auf den sich das Auge ohne Akkommodationsreiz einstellt, z. B. im konturlosen, kontrastfreien Feld (100 % Unschärfe) oder im Dunkeln.

In allen Sehentfernungen tendiert die Akkommodation mit zunehmender Zeichenunschärfe, also abnehmender Reizstärke zur Einstellung auf die Ruhelage. Gleichzeitig steigt die visuelle Anstrengung, unscharfe Zeichen scharf sehen zu wollen, mit zunehmender Zeichenunschärfe, und damit die Belastung beim Betrachten eines unscharfen Schriftbildes.

2.1.3. Zeichen- und Umfeldleuchtdichte, Kontraste, Darstellungsweise

Sehen und Erkennen werden erst möglich, wenn die Leuchtdichte im Gesichtsfeld ausreichend hoch und Leuchtdichte- und/oder Farbunterschiede (Kontraste) vorhanden sind. Diese Größen bestimmen sowohl den Zeichenkontrast auf dem Bildschirm als auch die Flächenkontraste zwischen dem Bildschirm und seiner Umgebung. Der relative Unterschied zwischen Zeichenleuchtdichte und Umfeldleuchtdichte (Hintergrund) gibt den Zeichenkontrast an. Die Kontrasterkennbarkeit oder Unterschiedsempfindlichkeit des Auges hängt von der mittleren Leuchtdichte ab, auf die das Auge adaptiert ist (Adaptationsleuchtdichte), und von der Größe des Sehobjektes (Sehwinkel). Ebenso ist die Sehschärfe eine Funktion der Adaptationsleuchtdichte des Auges. Beide Größen steigen mit zunehmender Adaptationsleuchtdichte an und erreichen etwa im Leuchtdichtebereich 200 bis 1000 cd/m² ihre maximalen Werte, wie aus den Bildern 5 und 6 hervorgeht [6].

Zur Verdeutlichung sei erwähnt, daß eine 60-W-Haushaltsglühlampe in einer Schreibtischleuchte mit weißem Reflektor in etwa 40 cm Entfernung auf weißem Papier eine Leuchtdichte von etwa 250 cd/m² erzeugt. Dies entspricht einer Beleuchtungsstärke von etwa 800 lx.

Vom Buchdruck und vom Schreiben auf weißem Papier sind wir an die positive Darstellung von dunklen Zeichen auf hellem Hintergrund gewöhnt. Auf Datensichtgeräten wird dagegen noch überwiegend die negative Darstellung verwendet, also helle Zeichen (z. B. weiß, grün, braun) auf dunklem Hintergrund. Dies hat seinen Grund in der geringeren Wahrnehmbarkeit des Bildschirmflimmerns bei den gebräuchlichen Bildwechselfrequenzen von 50 Hz und 60 Hz.

Verschiedene Untersuchungen [1, 3, 19] zeigen aber, daß unter der Voraussetzung von Flimmerfrei-

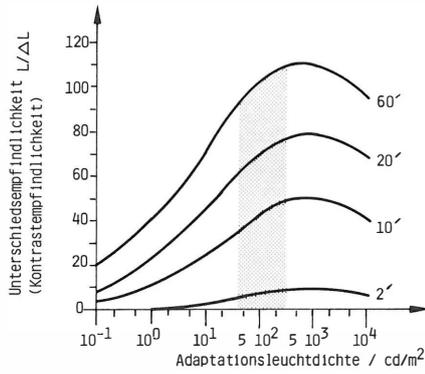


Bild 5

Abhängigkeit der Kontrastempfindlichkeit $L/\Delta L$ von der Adaptationsleuchtdichte im Gesichtsfeld (nach [6])

(Parameter: Sehwinkel für verschieden große Objekte, gerastert: Bereich der Bildschirmleuchtdichte)

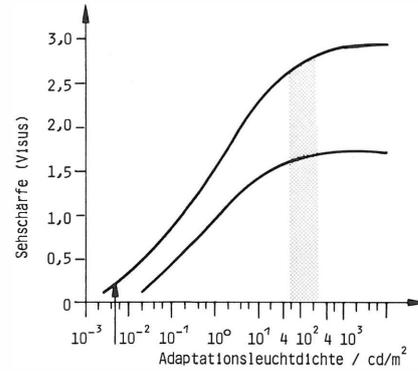


Bild 6

Abhängigkeit der Sehschärfe von der Adaptationsleuchtdichte (nach [6])

(gerastert: Bereich der Bildschirmleuchtdichte)

↑ = Übergang vom mesopischen (Dämmerungs-)Sehen zum photopischen (Tages-)Sehen

heit die positive Darstellung auf dem Bildschirm erhebliche Vorteile gegenüber der negativen Darstellung hat. Zum einen entspricht sie dem gewohnten Druckbild der verwendeten Vorlagen, zum anderen lassen sich die Leuchtdichtebedingungen des Bildschirms besser an seine Umgebung anpassen und damit höhere Werte der Kontrasterkennbarkeit und Sehschärfe erzielen. Die Leuchtdichte eines dunklen Schirmhintergrundes liegt im Bereich von etwa 3 bis 10 cd/m^2 , während die emittierte Zeichenleuchtdichte etwa 30 bis 80 cd/m^2 beträgt. Ein Bildschirm mit 35 cm-(14"-)Diagonale erscheint bei 50 cm Beobachtungsabstand unter einem Sehwinkel von etwa 30° . Damit herrscht in einem großen Teil des Gesichtsfeldes eine mittlere Leuchtdichte von weniger als 50 cd/m^2 , auf die das Auge beim Blick auf den Bildschirm mit negativer Darstellung adaptiert. Aus den **Bildern 5** und **6** geht hervor, daß in diesem Bereich die optimalen Werte der Kontrasterkennbarkeit und Sehschärfe noch nicht erreicht werden. Dagegen sollte ein Bildschirm mit positiver Darstellung eine mittlere Leuchtdichte im Bereich von 200 bis 400 cd/m^2 und damit ähnliche Helligkeitswerte wie der übrige Arbeitsplatz haben. Beim Blickwechsel zwischen Bildschirm, Tastatur und Beleg, wie er während der Bildschirmarbeit oft notwendig ist, ist das Auge bei negativer Darstellung gezwungen, häufig auf neue, sehr unterschiedliche Leuchtdichtenniveaus zu adaptieren. Besonders bei CAD-Arbeitsplätzen, die mit farbiger Grafik auf schwarzen Bildschirmen arbeiten, ist es deshalb notwendig, die Beleuchtungsstärke am Arbeitsplatz so weit herabzusetzen, daß die Augen zwar auf den Bildschirm adaptiert sind, die Arbeitsunterlagen (z. B. Konstruktionspläne) aber nur noch schwer lesbar sind [8] (s. u.). Neue CAD-Systeme verwenden deshalb hochauflösende Schwarzweiß- und Farbbildschirme, die grafische positive Darstellungen bei hohen Leuchtdichten zulassen.

Neben der geringeren Belastung des visuellen Systems durch häufigen Adaptationswechsel wird bei positiver Darstellung und gleichem Zeichenkontrast eine höhere Sehschärfe erreicht als bei negativer Darstellung, wie aus **Bild 7** hervorgeht [23]. **Bild 8** zeigt dies mit Schriftproben aus sinnfreien Kunst-

wörtern abnehmender Größe in positiver und negativer Darstellung. Bei gleichem Zeichenkontrast läßt sich die schwarze Schrift auf weißem Grund müheloser und bis zu kleineren Größen lesen als die negativ dargestellte. Zusätzlich haben Experimente [1] gezeigt, daß die Fehlerrate und die Verarbeitungszeit beim Lesen auf Bildschirmen mit positiver Darstellung signifikant unter den Werten liegen, wie sie beim Lesen mit negativer Darstellung auftreten.

2.1.4. Zeichen- und Umfeldfarbe

Zunehmend werden auch Multichromschirme an Bildschirmarbeitsplätzen eingesetzt. Mit Farben lassen sich bestimmte Teile des Bildes gegenüber anderen hervorheben. Farbsignale werden im Zentralnervensystem parallel zur alphanumerischen Information verarbeitet. Die Informationsaufnahme kann durch Farben unterstützt werden, indem z. B. Suchvorgänge im Text abgekürzt werden. Werden aber Farben falsch eingesetzt, führen sie zu besonderer Belastung beim Sehen.

Ebenso wie optische Glaslinsen besitzt das Auge einen Farbblängsfehler (chromatische Aberration). Das bedeutet, daß kurzwelliges Licht (Blau) stärker gebrochen wird als langwelliges (Rot). Wenn aus einem weißen Lichtbündel z. B. Gelbgrün scharf auf der Netzhaut abgebildet wird, werden Blau vor und Rot hinter der Retina fokussiert. Dies fällt besonders auf,

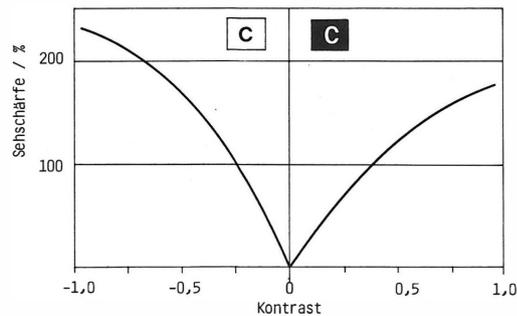


Bild 7

Abhängigkeit der Sehschärfe von der Darstellungsart (nach [23])

(links positive, rechts negative Darstellung)

JITIU GOT XOFO EMAL NUMI QUI WIFE LUSONAI CET LICEOS WAUTI MIFE
TIQUA DIPEL NICON WUS SIPI DAGI KUPERA WORDI LOX EXONU FEANOTE JUIDUM
BARA IJI SALA FEQUE BAMO CIJECI FIPUDIC HOUF MUDI IQUA DEXAECI
LOPOJEX FUQUUC GADUA EJEFAC BISAF JEAC MEFOM SADUPEN KUHEQUE GULE BUF
ULAUCO GEC XACA KUEROM LUF QUOX KERU REXUWOF FAL TUATO KEPIKE MEGACE
DUFOCES HUAFEI OIKIHAF GILI LIO DAFEAX KAICIK GER IPEADEK CEM JIGEA

JITIU GOT XOFO EMAL NUMI QUI WIFE LUSONAI CET LICEOS WAUTI MIFE
TIQUA DIPEL NICON WUS SIPI DAGI KUPERA WORDI LOX EXONU FEANOTE JUIDUM
BARA IJI SALA FEQUE BAMO CIJECI FIPUDIC HOUF MUDI IQUA DEXAECI
LOPOJEX FUQUUC GADUA EJEFAC BISAF JEAC MEFOM SADUPEN KUHEQUE GULE BUF
ULAUCO GEC XACA KUEROM LUF QUOX KERU REXUWOF FAL TUATO KEPIKE MEGACE
DUFOCES HUAFEI OIKIHAF GILI LIO DAFEAX KAICIK GER IPEADEK CEM JIGEA

JITIU GOT XOFO EMAL NUMI QUI WIFE LUSONAI CET LICEOS WAUTI MIFE
TIQUA DIPEL NICON WUS SIPI DAGI KUPERA WORDI LOX EXONU FEANOTE JUIDUM
BARA IJI SALA FEQUE BAMO CIJECI FIPUDIC HOUF MUDI IQUA DEXAECI
LOPOJEX FUQUUC GADUA EJEFAC BISAF JEAC MEFOM SADUPEN KUHEQUE GULE BUF
ULAUCO GEC XACA KUEROM LUF QUOX KERU REXUWOF FAL TUATO KEPIKE MEGACE
DUFOCES HUAFEI OIKIHAF GILI LIO DAFEAX KAICIK GER IPEADEK CEM JIGEA

JITIU GOT XOFO EMAL NUMI QUI WIFE LUSONAI CET LICEOS WAUTI MIFE
TIQUA DIPEL NICON WUS SIPI DAGI KUPERA WORDI LOX EXONU FEANOTE JUIDUM
BARA IJI SALA FEQUE BAMO CIJECI FIPUDIC HOUF MUDI IQUA DEXAECI
LOPOJEX FUQUUC GADUA EJEFAC BISAF JEAC MEFOM SADUPEN KUHEQUE GULE BUF
ULAUCO GEC XACA KUEROM LUF QUOX KERU REXUWOF FAL TUATO KEPIKE MEGACE
DUFOCES HUAFEI OIKIHAF GILI LIO DAFEAX KAICIK GER IPEADEK CEM JIGEA

JITIU GOT XOFO EMAL NUMI QUI WIFE LUSONAI CET LICEOS WAUTI MIFE
TIQUA DIPEL NICON WUS SIPI DAGI KUPERA WORDI LOX EXONU FEANOTE JUIDUM
BARA IJI SALA FEQUE BAMO CIJECI FIPUDIC HOUF MUDI IQUA DEXAECI
LOPOJEX FUQUUC GADUA EJEFAC BISAF JEAC MEFOM SADUPEN KUHEQUE GULE BUF
ULAUCO GEC XACA KUEROM LUF QUOX KERU REXUWOF FAL TUATO KEPIKE MEGACE
DUFOCES HUAFEI OIKIHAF GILI LIO DAFEAX KAICIK GER IPEADEK CEM JIGEA

JITIU GOT XOFO EMAL NUMI QUI WIFE LUSONAI CET LICEOS WAUTI MIFE
TIQUA DIPEL NICON WUS SIPI DAGI KUPERA WORDI LOX EXONU FEANOTE JUIDUM
BARA IJI SALA FEQUE BAMO CIJECI FIPUDIC HOUF MUDI IQUA DEXAECI
LOPOJEX FUQUUC GADUA EJEFAC BISAF JEAC MEFOM SADUPEN KUHEQUE GULE BUF
ULAUCO GEC XACA KUEROM LUF QUOX KERU REXUWOF FAL TUATO KEPIKE MEGACE
DUFOCES HUAFEI OIKIHAF GILI LIO DAFEAX KAICIK GER IPEADEK CEM JIGEA

JITIU GOT XOFO EMAL NUMI QUI WIFE LUSONAI CET LICEOS WAUTI MIFE
TIQUA DIPEL NICON WUS SIPI DAGI KUPERA WORDI LOX EXONU FEANOTE JUIDUM
BARA IJI SALA FEQUE BAMO CIJECI FIPUDIC HOUF MUDI IQUA DEXAECI
LOPOJEX FUQUUC GADUA EJEFAC BISAF JEAC MEFOM SADUPEN KUHEQUE GULE BUF
ULAUCO GEC XACA KUEROM LUF QUOX KERU REXUWOF FAL TUATO KEPIKE MEGACE
DUFOCES HUAFEI OIKIHAF GILI LIO DAFEAX KAICIK GER IPEADEK CEM JIGEA

JITIU GOT XOFO EMAL NUMI QUI WIFE LUSONAI CET LICEOS WAUTI MIFE
TIQUA DIPEL NICON WUS SIPI DAGI KUPERA WORDI LOX EXONU FEANOTE JUIDUM
BARA IJI SALA FEQUE BAMO CIJECI FIPUDIC HOUF MUDI IQUA DEXAECI
LOPOJEX FUQUUC GADUA EJEFAC BISAF JEAC MEFOM SADUPEN KUHEQUE GULE BUF
ULAUCO GEC XACA KUEROM LUF QUOX KERU REXUWOF FAL TUATO KEPIKE MEGACE
DUFOCES HUAFEI OIKIHAF GILI LIO DAFEAX KAICIK GER IPEADEK CEM JIGEA

JITIU GOT XOFO EMAL NUMI QUI WIFE LUSONAI CET LICEOS WAUTI MIFE
TIQUA DIPEL NICON WUS SIPI DAGI KUPERA WORDI LOX EXONU FEANOTE JUIDUM
BARA IJI SALA FEQUE BAMO CIJECI FIPUDIC HOUF MUDI IQUA DEXAECI
LOPOJEX FUQUUC GADUA EJEFAC BISAF JEAC MEFOM SADUPEN KUHEQUE GULE BUF
ULAUCO GEC XACA KUEROM LUF QUOX KERU REXUWOF FAL TUATO KEPIKE MEGACE
DUFOCES HUAFEI OIKIHAF GILI LIO DAFEAX KAICIK GER IPEADEK CEM JIGEA

JITIU GOT XOFO EMAL NUMI QUI WIFE LUSONAI CET LICEOS WAUTI MIFE
TIQUA DIPEL NICON WUS SIPI DAGI KUPERA WORDI LOX EXONU FEANOTE JUIDUM
BARA IJI SALA FEQUE BAMO CIJECI FIPUDIC HOUF MUDI IQUA DEXAECI
LOPOJEX FUQUUC GADUA EJEFAC BISAF JEAC MEFOM SADUPEN KUHEQUE GULE BUF
ULAUCO GEC XACA KUEROM LUF QUOX KERU REXUWOF FAL TUATO KEPIKE MEGACE
DUFOCES HUAFEI OIKIHAF GILI LIO DAFEAX KAICIK GER IPEADEK CEM JIGEA

JITIU GOT XOFO EMAL NUMI QUI WIFE LUSONAI CET LICEOS WAUTI MIFE
TIQUA DIPEL NICON WUS SIPI DAGI KUPERA WORDI LOX EXONU FEANOTE JUIDUM
BARA IJI SALA FEQUE BAMO CIJECI FIPUDIC HOUF MUDI IQUA DEXAECI
LOPOJEX FUQUUC GADUA EJEFAC BISAF JEAC MEFOM SADUPEN KUHEQUE GULE BUF
ULAUCO GEC XACA KUEROM LUF QUOX KERU REXUWOF FAL TUATO KEPIKE MEGACE
DUFOCES HUAFEI OIKIHAF GILI LIO DAFEAX KAICIK GER IPEADEK CEM JIGEA

JITIU GOT XOFO EMAL NUMI QUI WIFE LUSONAI CET LICEOS WAUTI MIFE
TIQUA DIPEL NICON WUS SIPI DAGI KUPERA WORDI LOX EXONU FEANOTE JUIDUM
BARA IJI SALA FEQUE BAMO CIJECI FIPUDIC HOUF MUDI IQUA DEXAECI
LOPOJEX FUQUUC GADUA EJEFAC BISAF JEAC MEFOM SADUPEN KUHEQUE GULE BUF
ULAUCO GEC XACA KUEROM LUF QUOX KERU REXUWOF FAL TUATO KEPIKE MEGACE
DUFOCES HUAFEI OIKIHAF GILI LIO DAFEAX KAICIK GER IPEADEK CEM JIGEA

Bild 8

Schriftproben sinnfreier Kunstwörter verschiedener Größe in positiver (oben) und negativer Darstellung (unten)

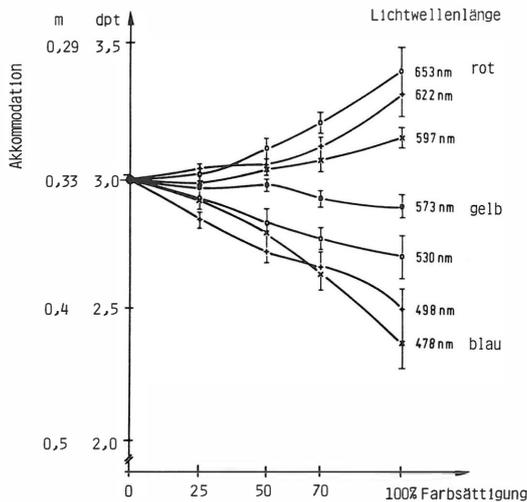


Bild 9

Abhängigkeit des vom Auge eingestellten Entfernungs- (Akkommodations-)wertes von der Farbsättigung

wenn z. B. auf eine Kante zwischen einer roten und blauen Fläche akkommodiert werden soll. Es entsteht ein konkurrierender Akkommodationsreiz zwischen Rot und Blau. Da sich das Auge aber nur auf jeweils eine Entfernung einstellen kann, entsteht ein unruhiges Bild mit unscharfen Kanten und einer unbestimmten räumlichen Tiefenwirkung. Dieser Effekt, der auf Werbeschriften gern ausgenutzt wird, ist auf dem Bildschirm zu vermeiden. Es sollten keine gesättigten Komplementärfarben mit gleicher Leuchtdichte nebeneinander dargestellt werden, um nicht das Sehen durch Störung der Akkommodation unnötig zu belasten.

In Bild 9 sind die Abweichungen des eingestellten Akkommodationswertes (Ordinate) in Abhängigkeit von der Farbsättigung (Abzisse) dargestellt [13], wobei 0 % der Farbe unbunt und 100 % Farbe maximale Sättigung bedeuten. Diese Messungen wurden mit einem multichromen Bildschirm (farbige Schrift auf schwarzem Grund) durchgeführt, der 3 dpt (33 cm) von den Augen des Beobachters entfernt war, während die Akkommodation mit einem Laseroptometer subjektiv gemessen wurde. Für weiße (unbunte) Zeichen stimmt die Akkommodation mit der vorgegebenen Schirmentfernung überein. Mit zunehmender Farbsättigung weicht die Akkommodation von der Sollentfernung ab, für Rot (653 nm) in die Nähe vor den Schirm, für Blau (478 nm) in die Ferne hinter den Schirm. Insgesamt tritt ein Unterschied der Entfernungseinstellung zwischen Rot und Blau von 1,1 dpt auf, entsprechend 17 cm. Rote Schrift auf blauem Grund (oder umgekehrt) würde vom Auge nicht scharf gesehen werden können und damit die erzielbare Sehschärfe herabsetzen. Dagegen lassen sich vorteilhaft schwach gesättigte Farben (Blau, Cyan) in der Textdarstellung verwenden [19].

2.1.5. Bildschirmflimmern

Während das räumliche Auflösungsvermögen des visuellen Systems (Sehschärfe) durch die Gestaltung der Zeichen auf dem Bildschirm möglichst wenig beansprucht werden sollte, sollte das zeitliche Auflösungsvermögen durch eine hohe Bildfolgefrequenz

deutlich überschritten werden, um das Flimmern des Bildes nicht zu einer zusätzlichen Belastung der Bildschirmarbeit werden zu lassen.

Das Flimmern gehört zu den am stärksten störenden Eigenschaften von Datensichtgeräten, wenn sie mit der von der Fernsehnorm übernommenen Bildfolgefrequenz (50 Hz in Europa, 60 Hz in den USA) betrieben werden [2, 3, 22]. Das Flimmern wird dann nicht mehr wahrgenommen, wenn die kritische Flimmerverschmelzungsfrequenz (FVF) überschritten wird. Die FVF bezeichnet den Übergang zu einem zeitlich konstanten Helligkeitseindruck und hängt von verschiedenen Parametern ab.

Mit ansteigender Größe (Sehwinkel) und Leuchtdichte der zeitlich veränderlich leuchtenden Fläche nimmt auch die Flimmerverschmelzungsfrequenz zu. Daneben hängt sie von der Lage des flimmernden Feldes im Gesichtsfeld, vom Oszillationsgrad der Leuchtdichte (s. u.) und vom Lebensalter des Betrachters ab. Die erheblich höhere Flimmerempfindlichkeit der Gesichtsfeldperipherie gegenüber dem zentralen Netzhautbereich geht aus Bild 10 hervor.

Eine Bildschirmfläche, die unter einem Sehwinkel von 30° gesehen wird, erscheint in diesem Beispiel bei zentraler Beobachtung (0°, foveal) bei etwa 65 Hz flimmerfrei. Die FVF steigt bei einer Verschiebung des Bildschirms um 30° in das seitliche Gesichtsfeld auf etwa 85 Hz [2, 7]. Diese Situation ist während der Bildschirmarbeit z. B. dann gegeben, wenn auf einen Beleg neben dem Bildschirm geblickt wird. Diese erhöhte Empfindlichkeit des peripheren Gesichtsfeldes für Leuchtdichteänderungen ist physiologisch durchaus sinnvoll. Jede schnelle räumliche oder zeitliche Änderung im seitlichen Gesichtsfeld zieht die Aufmerksamkeit des Beobachters auf sich und wird normalerweise mit einer Blickbewegung beantwortet. Diese Funktion, die sich z. B. im Straßenverkehr als nützlich erweist, ist am Bildschirmarbeitsplatz eher überflüssig. Das Flimmern in der Gesichtsfeldperipherie erzeugt Aufmerksamkeitsreize, die keinen Sinn haben, deswegen ständig unterdrückt werden müssen und damit belastend wirken. Um diese Störung möglichst gering zu halten, wird bei herkömmlichen Bildschirmen die Wahrnehmbarkeit des Flimmerns durch kleine selbstleuchtende Flächen (negative Darstellung), niedrige Zei-

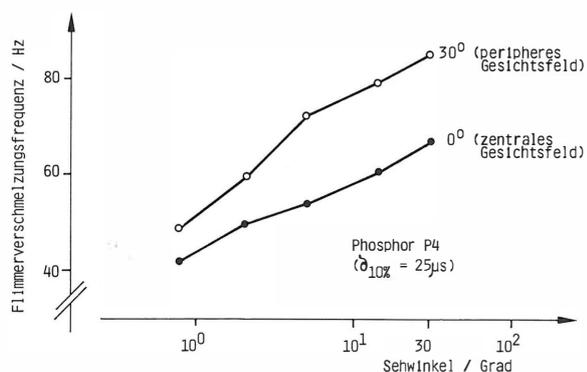


Bild 10

Abhängigkeit der Flimmerverschmelzungsfrequenz vom Sehwinkel (Bildschirmfläche) und dem Ort des beobachteten Bildschirmausschnitts im Gesichtsfeld (nach [2, 7]) (positive Darstellung, Leuchtdichte 100 cd/m²)

chenleuchtdichte und lange Abklingzeiten des Phosphors (geringe Oszillation) herabgesetzt mit den erwähnten nachteiligen Folgen für die erzielbare Sehschärfe.

Um die Vorteile der positiven Darstellung bei hohen Schirmleuchtdichten nutzen zu können, ist eine hohe Bildfolgefrequenz notwendig, wenn sie oberhalb der FVF liegen soll. Solange es aus technischen und wirtschaftlichen Gründen nicht möglich ist, sie so hoch zu wählen, daß auch unter den ungünstigsten Bedingungen Flimmerfreiheit herrscht, gilt es ein Verfahren zur Beurteilung der Flimmereigenschaften von Bildschirmgeräten am jeweiligen Einsatzort zu entwickeln. Obwohl in den Normen (DIN 66 234) und Sicherheitsregeln für den Bildschirmarbeitsplatz [24] ein flimmerfreier Betrieb für Datensichtgeräte gefordert wird, fehlt bisher ein anerkanntes, standardisiertes Verfahren zur Messung der Flimmerfreiheit eines Bildschirms. Die Vielfalt der Einflußgrößen auf die Flimmerwahrnehmung haben bisher die Festlegung einer solchen Methode erschwert. Zur Zeit werden drei Verfahren zur Festlegung der Flimmereigenschaften eines Bildschirmgerätes diskutiert.

2.1.5.1. Psychometrisches Vergleichsverfahren

Subjektive Wahrnehmungen lassen sich quantitativ erfassen, wenn man die zu messende Größe von einer Versuchsperson mit einem Standard vergleichen läßt, dessen Eigenschaften bekannt sind. Ein solches psychophysisches Verfahren schlägt Rogowitz [21] für die Beurteilung der Flimmereigenschaften vor. Jedes zu prüfende Bildschirmgerät soll in einem standardisierten Testverfahren von einem realen Beobachter mit einer Referenzlichtquelle (2° Sehwinkel, Rechteckoszillation) verglichen werden. Die Frequenz der Referenzleuchte wird so lange verändert, bis ihr Flimmern gleich dem des Bildschirms erscheint. Die so erhaltene Frequenz wird mit einer vorher gemessenen Normalverteilung der FVF für die Referenzlichtquelle verglichen und daraus die Wahrscheinlichkeit für die Flimmerwahrnehmung an diesem Bildschirm bestimmt.

2.1.5.2. Berechnung der Flimmereigenschaften

Nachteil des psychometrischen Meßverfahrens ist die Notwendigkeit, reale Versuchspersonen in einem standardisierten Test für jeden zu prüfenden Bildschirm einsetzen zu müssen. Farrell [4] schlägt deshalb ein Rechenverfahren vor, mit dem das Flimmerverhalten eines bestimmten Bildschirms vorhergesagt werden kann. Es stützt sich auf Untersuchungen von Kelly [12] zur Flimmerverschmelzungsfrequenz (FVF). Nach Kelly [11] und de Lange [17] ist für das visuelle System in der Nähe der FVF allein die Amplitude der Grundwelle eines Lichtreizes mit beliebiger periodischer Zeitfunktion wirksam. Diese läßt sich bestimmen, wenn zum einen die vom Phosphor emittierte Leuchtdichte und die von der Bildschirmoberfläche reflektierte Raumbeleuchtung gemessen werden. Die Bildwechselfrequenz, Abklingzeit des Phosphors und der Sehwinkel, unter dem der Schirm erscheint, müssen bekannt sein. Aus diesen Meßwerten kann die Pupillenweite und damit die Netzhautbeleuchtungsstärke der Augen eines Beobachters berechnet werden.

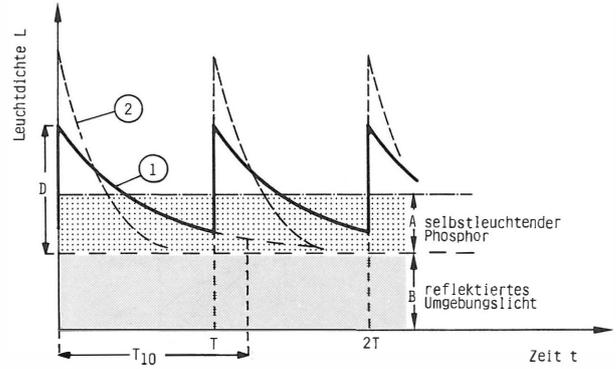


Bild 11

Zeitlicher Leuchtdichteverlauf eines Bildelements auf einem Bildschirm mit Kathodenstrahlröhre

- D = maximale Bildelementleuchtdichte (Phosphor)
- A = mittlere Bildelementleuchtdichte (Phosphor)
- T = Periodendauer der Abklingfunktion des Phosphors
- T₁₀ = Nachleuchtdauer des Phosphors ①, in der die Bildelementleuchtdichte auf 10 % von D abfällt
- B = Hintergrundleuchtdichte (reflektiertes Umgebungslicht)
- ① = langsam abklingender Phosphor
- ② = schnell abklingender Phosphor

Mit all diesen Größen läßt sich die für das visuelle System wirksame Amplitude der Leuchtdichte berechnen und so eine Aussage machen, ob der Bildschirm unter den gewählten Bedingungen flimmerfrei erscheint oder nicht.

2.1.5.3. Definition eines „Normalbeobachters“

Ein weiteres Verfahren, bestimmte physiologische Fähigkeiten des Menschen zu quantifizieren, besteht darin, diese Fähigkeiten an einer großen Zahl von Versuchspersonen zu messen, um daraus einen „Normalbeobachter“ festzulegen. Dies gilt z. B. für die „Normung“ der spektralen Hellempfindlichkeit V_λ des Auges (DIN 5031) oder die Farbbewertung (DIN 5033). Die Eigenschaften des Normalbeobachters lassen sich dann im Einzelfall anwenden, ohne jeweils wieder neue Messungen mit Versuchspersonen durchführen zu müssen.

Um die Flimmereigenschaften eines Bildschirmgerätes zu bestimmen, wäre es für den Hersteller oder Benutzer am einfachsten, wenn er seine Daten mit den „Flimmereigenschaften“ eines Normalbeobachters vergleichen könnte. In Bild 11 ist der zeitliche Verlauf der Leuchtdichte L auf einem Bildschirm für einen Phosphor mit kurzer (2) und einen

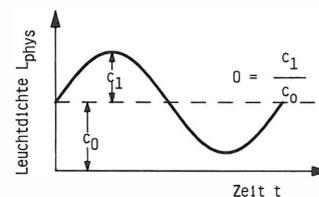


Bild 12

Verlauf der physiologisch wirksamen Grundwelle der Leuchtdichte

- C₀ = Gleichanteil der Fourierzerlegung der Leuchtdichtefunktion
- C₁ = Amplitude
- O = Oszillationsgrad

mit langer (1) Nachleuchtdauer dargestellt. Der Phosphor erzeugt eine mittlere Leuchtdichte A, während die Hintergrundleuchtdichte B aus dem Licht aus der Umgebung entsteht, das vom Schirm reflektiert wird [14]. Die Nachleuchtdauer T_{10} (Abklingzeit) reicht vom Zeitpunkt der Anregung bis zum Abfall der Leuchtdichte auf 10 % ihres Anfangswertes D. Bei derselben mittleren Leuchtdichte A benötigt ein schnell abklingender Phosphor eine höhere maximale Leuchtdichte D. Damit erhöht sich der Oszillationsgrad bei kurzer Nachleuchtdauer gegenüber einem Phosphor mit langer Abklingzeit. Die für das visuelle System wirksame Grundwelle der exponentiell abklingenden Leuchtdichte des Phosphors läßt sich mit der harmonischen Analyse berechnen [14]. Gleichanteil C_0 und Amplitude C_1 der Grundwelle aus der Fourierzerlegung sind zusammen mit dem Oszillationsgrad O (Modulationsgrad) der physiologisch wirksamen Leuchtdichte L_{phys} in **Bild 12** dargestellt.

Die Oszillation hängt allein von der Abklingzeit T_{10} des Phosphors und der Bildwiederholfrequenz ab. Den Zusammenhang von Oszillation, Bildwiederholfrequenz, Abklingzeit und Flimmerverschmelzung zeigt **Bild 13**. Mit steigender Bildwiederholfrequenz und zunehmender Abklingzeit T_{10} des Phosphors sinkt der Oszillationsgrad (Oszillationskurven, Ordinatenwerte nach oben hin abnehmend). Im Gegensatz zur Sinusfunktion kann der Oszillationsgrad der Exponentialfunktion auch Werte > 1 annehmen.

Bei Beobachtung unterschiedlich stark oszillierender Bildschirme zeigt sich ein Anstieg der FVF mit zunehmendem Oszillationsgrad und steigender mittlerer Bildschirmleuchtdichte (Normalbeobachter). Ein Bildschirm mit einem „langsamen“ Phosphor ($T_{10} = 50$ ms) und einer mittleren Leuchtdichte von 20 cd/m^2 erfordert eine Bildwechselfrequenz von 55 Hz (FVF1), um flimmerfrei zu erscheinen. Dage-

gen muß diese auf 85 Hz (FVF2) erhöht werden, wenn bei derselben Schirmgröße von 35° Sehwinkel ein schnell abklingender Phosphor ($T_{10} = 0,1$ ms) bei einer mittleren Leuchtdichte (50 cd/m^2) verwendet wird. Messungen mit dem Ziel, das Flimmerverhalten eines „Normalbeobachters“ zu erfassen, werden z. Z. im Institut für Arbeitsphysiologie der TU München an einem Kollektiv junger Personen durchgeführt². Es wird ein Bildschirm mit positiver Darstellung und verschiedenen Zeitfunktionen der Leuchtdichte (Exponentialfunktion, Sinus, Rechteck) verwendet. Mit zunehmendem Alter sinkt die FVF [21], so daß es ausreicht, die Flimmerfreiheit eines Bildschirms für eine junge Altersgruppe zu bestimmen. Aus den Meßergebnissen sollen Diagramme erstellt werden, die es erlauben, die FVF in der Praxis aus dem Phosphortyp (T_{10}) und der Messung der mittleren Bildschirmleuchtdichte mit einem Photometer zu bestimmen. **Bild 14** zeigt qualitativ das angestrebte Ergebnis des vorgeschlagenen Verfahrens.

2.2. Einfluß der Arbeitsplatzbeleuchtung auf die erzielbare Sehschärfe

Das Lesen von einem Bildschirm mit selbstleuchtenden Zeichen und von den Vorlagen und der Tastatur mit beleuchteten Zeichen stellt widersprechende Forderungen an die Arbeitsplatzbeleuchtung.

Eine hohe Beleuchtungsstärke auf den Vorlagen verbessert dort zwar die Sehbedingungen, auf dem Bildschirm dagegen werden sie schlechter, da der Zeichenkontrast durch das vom Schirm reflektierte Licht vermindert wird. Wird zum Ausgleich die Phosphorleuchtdichte erhöht, leidet darunter durch Überstrahlung des Punktrasters die Zeichenschärfe. Es ist also für die Arbeitsplatzbeleuchtung ein Kompromiß zu finden zwischen guter Leserlichkeit auf dem Bildschirm und auf der Vorlage. In der Praxis ist dies

² gefördert von der DFG.

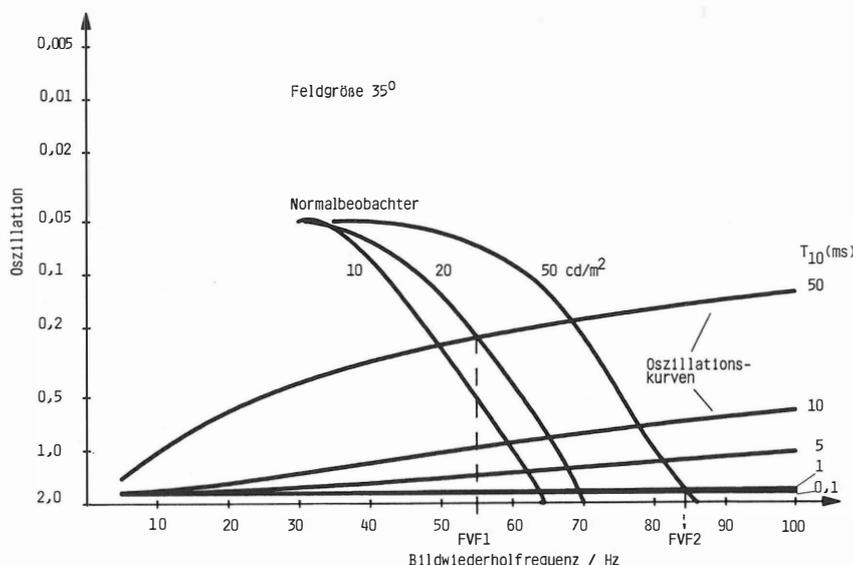


Bild 13

Frequenz-Oszillationsdiagramm zur Bestimmung der Flimmerverschmelzungsfrequenz (FVF)

Oszillationskurven:

Oszillation von Phosphoren mit verschiedenen Abklingzeiten T_{10}

Normalbeobachter:

Grenzkurven der Flimmerverschmelzung, sinusförmiger Leuchtdichteverlauf, Parameter mittlere Bildschirmleuchtdichte, rechts der Kurven flimmerfreier Bereich, vorläufige Meßergebnisse von 43 Personen (20 bis 30 Jahre alt, normale Sehfähigkeit)

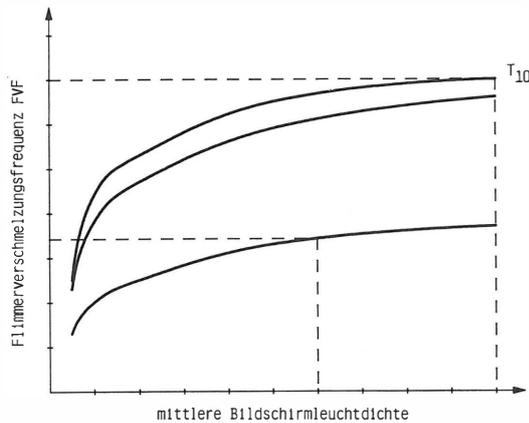


Bild 14

Diagramm zur Bestimmung der Flimmerverschmelzungsfrequenz aus der mittleren Bildschirmleuchtdichte und dem verwendeten Phosphor (Nachleuchtdauer T₁₀)

oft nur schwer erreichbar, besonders wenn große Leuchtdichteunterschiede zwischen dem Bildschirm und seiner Umgebung vorliegen. Dies ist z. B. an Arbeitsplätzen gegeben, die direkt von Tages- oder Sonnenlicht beleuchtet werden. Hier entstehen nicht selten zu hohe Flächenkontraste, nämlich hohe Leuchtdichteunterschiede zwischen Bildschirm und Flächen seiner unmittelbaren Umgebung (Tisch-, Wand-, Fensterflächen). Nach DIN 66 234 (Bildschirmarbeitsplätze) sind Flächenkontraste im Bereich 1:3 bis 1:10 anzustreben, die keine zusätzliche Belastung durch häufigen Adaptationswechsel der Augen verursachen. Bei falsch aufgestellten Bildschirmen mit schwarzem Hintergrund wurden an CAD-Arbeitsplätzen in Einzelfällen Flächenkontraste von 1:20 bis 1:1000 gemessen [8].

Besondere Belastungen der Sehfunktion können durch gerichtete oder ungerichtete Lichtreflexe auf Bildschirmoberfläche, Tastatur oder glänzendem Papier der Vorlagen entstehen. Sie bilden oft eine besonders schwerwiegende Störlichtquelle, weil sie die zu lesende Information lokal überlagern, so den Kontrast und damit die erzielbare Sehschärfe stark herabsetzen und ein Erkennen unmöglich machen. Zusätzlich führt dies zur Blendung, die immer Ursache für eine Fehladaptation der Augen ist.

2.3. Abhängigkeit der erzielbaren Sehschärfe vom individuellen Sehvermögen, der Fehlsichtigkeit und vom Alter des Benutzers

Ein hoher Anteil der Bevölkerung (etwa 30 %) ist fehlsichtig oder trägt unzureichend angepaßte Korrekturgläser (Brille oder Kontaktlinsen). Nicht optimal korrigierte Fehlsichtigkeiten (Kurz- und Weitsichtigkeit, Astigmatismus) erschweren zusätzlich das Sehen am Bildschirm. Brillen sollten nicht nur regelmäßig augenärztlich kontrolliert, sondern von den Betroffenen am Bildschirm auch getragen werden.

Nachteil aller Brillen ist allerdings, daß sie die Größe der gesehenen Objekte und damit auch die der Zeichen auf dem Bildschirm verändern (Bild 15). Während die Brillengläser mit positiver Brechkraft zur Korrektur der Weitsichtigkeit (Hyperopie) ähnlich wie eine Lupe eine Bildvergrößerung auf der

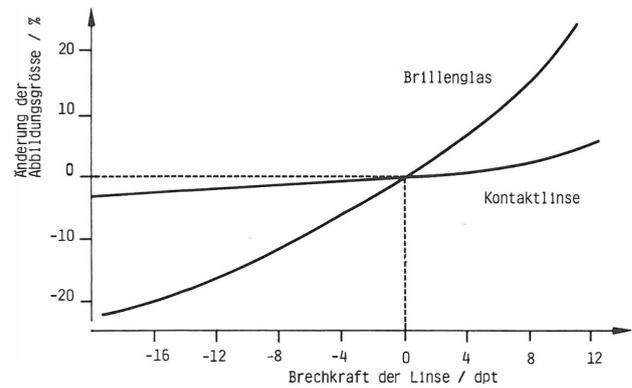


Bild 15

Größenänderung des Netzhautbildes in Abhängigkeit von der Brechkraft von Korrekturgläsern (nach [3]) (Brille, Kontaktlinsen)

Netzhaut hervorrufen, setzen Negativ-Korrekturgläser bei Kurzsichtigkeit (Myopie) die Bildgröße herab. Diese Verkleinerung des Bildes, die vom Grad der Kurzsichtigkeit abhängt, vermindert die Sehschärfe und hebt einen Teil des Sehschärfegewinns durch die Korrektur des Brechungsfehlers wieder auf. Dieser Nachteil der Brille läßt sich durch Kontaktlinsen vermeiden, die einen sehr viel geringeren Abstand zur Augenlinse haben als die Brillengläser. Allerdings können sie zu Hornhautreizungen führen und deshalb nicht von jedem getragen werden.

Mit zunehmendem Alter macht sich eine „physiologische“ Fehlsichtigkeit, die Alterssichtigkeit (Presbyopie) bemerkbar. Die Augenlinse verliert durch Entwässerung zunehmend ihre Eigenelastizität und damit ihre Verformbarkeit. Der Nahpunkt, das ist die in der Nähe noch scharf einstellbare Entfernung, rückt vom Auge weg. Erreicht sie im Alter von 40 bis 45 Jahren den Leseabstand von etwa 30 cm, muß die Presbyopie mit Brillengäsern positiver Brechkraft korrigiert werden, um die mangelnde Akkommodationskraft zu unterstützen. Gewöhnlich werden diese Nahsichtbrillen oder der Nahteil einer Bifokalbrille für das Lesen eines waagrecht liegenden Textes in 25 cm bis 30 cm Sehabstand angepaßt, wobei der Kopf nach vorn geneigt und der Blick gesenkt ist. Diese Brillen sind für längere Arbeitszeiten am Bildschirm nicht geeignet. Beim Sehen auf den Bildschirm muß der Kopf beim Blick durch den tiefgelegten Nahteil stark gehoben und in den Nacken gedreht werden. Diese ergonomisch ungünstige Kopfhaltung kann durch eine besondere einteilige Nahsichtbrille für die Bildschirmarbeit vermieden werden, die auf eine mittlere Sehentfernung zum Bildschirm, zur Tastatur und zum Beleg von etwa 700 mm korrigiert ist und eine ungezwungene Kopfhaltung ermöglicht.

Ein Teil des fehlenden Akkommodationsvermögens im Alter wird durch eine erhöhte Schärfentiefe des Auges ausgeglichen, wenn die Pupille, die wie die Blende im Fotoapparat wirkt, eng gestellt ist [27]. Neben einer altersbedingten Abnahme der Pupillenweite sorgt hierfür auch ein ausreichend hohes Beleuchtungsniveau (700 lx bis 1000 lx) am Arbeitsplatz, dem aber oft die besonderen Bedingungen des Bildschirmarbeitsplatzes entgegenstehen.

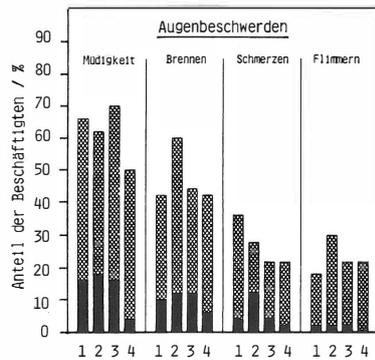


Bild 16

Visuelle Beschwerden an Bildschirm- und Büroarbeitsplätzen (nach [9])

- = täglich auftretende Beschwerden
- ▨ = gelegentlich auftretende Beschwerden
- 1 = CAD-Bildschirmarbeitsplätze (n = 69)
- 2 = Dateneingabeplätze (n = 53)
- 3 = Dialogarbeitsplätze (n = 109)
- 4 = herkömmliche Büroarbeitsplätze (n = 55)

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß besonders an Bildschirmarbeitsplätzen älterer Bauart andauernde visuelle Belastungen zur besonderen physiologischen Beanspruchung führen können, die sich bei den Benutzern als asthenopische Beschwerden wie Augenbrennen, gerötete Bindehaut, verschwommenes Sehen, vorübergehende Kurzsichtigkeit oder Kopfschmerzen bemerkbar machen.

Etwa ebenso häufig sind aber auch schmerzhaft Beschwerden im Schulter-Nacken-Armbereich zu finden. Deren Ursache ist in einer einseitigen besonderen Belastung des Haltungsapparates zu suchen, wie sie bei längerer andauernder Arbeitszeit am Bildschirm auftritt.

3. Belastungen des Haltungsapparates am Bildschirmarbeitsplatz

Der Bildschirmarbeitsplatz unterscheidet sich vom herkömmlichen Schreibmaschinenarbeitsplatz zum einen durch das neue Arbeitsmittel Bildschirm – es müssen nun zwei großflächige Arbeitsmittel (Vorlage und Bildschirm) ergonomisch günstig im Blickfeld untergebracht werden –, zum anderen bringt eine meist neue Arbeitsorganisation veränderte Arbeitsabläufe mit sich. Besteht z. B. ein direkter Zugriff zum Computer, so lassen sich Informationen abrufen, die ein Verlassen des Arbeitsplatzes für Rückfragen bei Mitarbeitern überflüssig machen. Dies und die oft wenig variierbare Anordnung von Bildschirm und Vorlage lassen die Aufenthaltszeit in wenig veränderter Körperhaltung am Arbeitsplatz beträchtlich ansteigen. Die Skelettmuskulatur ist von ihrer physiologischen Bestimmung her für Bewegungsarbeit gebaut. Wird der Körper dagegen gezwungen, über längere Zeit eine bewegungsarme Haltung einzunehmen, so ist dies mit statischer Haltearbeit ganzer Muskelgruppen verbunden. Statische Muskelarbeit führt aber bereits nach kurzer Zeit zu Mangel durchblutung und so zu vorzeitiger Ermüdung.

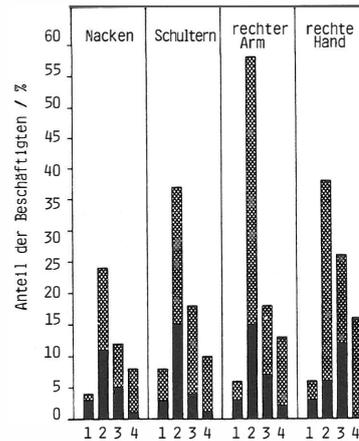


Bild 17

Muskuläre Beschwerden (Schmerzen) an Bildschirm- und Büroarbeitsplätzen (nach [9])

- = täglich auftretende Beschwerden
- ▨ = gelegentlich auftretende Beschwerden
- 1 = CAD-Bildschirmarbeitsplätze (n = 69)
- 2 = Dateneingabeplätze (n = 53)
- 3 = Dialogarbeitsplätze (n = 109)
- 4 = herkömmliche Büroarbeitsplätze (n = 55)

Während bestimmter Arbeiten am Bildschirm, z. B. am Dateneingabeplatz, müssen Kopf, Rumpf, Oberarme oft über lange Zeit hinweg in wenig veränderlicher Position gehalten werden. Eine solche andauernde Zwangshaltung kann zu Verkrampfungen der Schulter- und Nackenmuskulatur führen, verbunden mit Kopf- und Muskelschmerzen. Die im Gegensatz dazu von der Fingermuskulatur auszuführenden schnellen und präzisen Bewegungen beim Eingeben in die Tastatur können dagegen Beschwerden im Bereich der Sehnen und Gelenke verursachen.

Diese Befunde werden durch eine Reihe von Felduntersuchungen bestätigt, für die hier als Beispiel eine Untersuchung des Instituts für Hygiene und Arbeitsphysiologie der ETH Zürich angeführt sei, in die verschiedene Typen von Arbeitsplätzen einbezogen wurden [9, 10]. Es wurden visuelle und muskuläre Beschwerden an CAD-, Dateneingabe- und Dialog-Bildschirmarbeitsplätzen erhoben. Als Kontrollgruppe diente ein Kollektiv herkömmlicher Büroarbeitsplätze, an denen nur für 30 % der Gesamtarbeitszeit eine Schreibmaschine oder Tastatur bedient wurde. Sonst war hier die Bewegungsvielfalt während der Arbeit groß. Die längste ununterbrochene Arbeitszeit an Tastatur und Bildschirm wurde mit 81 % der Gesamtarbeitszeit an den Dateneingabeterminals verbracht. Dazwischen lagen der Dialogarbeitsplatz mit 73 % und der CAD-Platz mit 68 % der Gesamtarbeitszeit, die jeweils mehr als 6 Std. pro Tag betrug. Die Arbeitsgeschwindigkeit am Dateneingabeplatz war mit 8000 bis 12 000 Anschlägen pro Stunde am höchsten. Es wurden ganztägig Daten mit der rechten Hand eingetastet.

Die Ergebnisse dieser Arbeitsplatzerberhebung sind in Bild 16 (visuelle Beschwerden) und Bild 17 (muskuläre Beschwerden) angegeben. Erwartungsgemäß kommen in der Gruppe der Eingabeterminals (2) die

häufigsten dauernden und zeitweise auftretenden muskulären Beschwerden vor. Daß die Beschäftigten am CAD-Arbeitsplatz (1) die geringsten Beschwerden des Haltungsapparates angaben, ist damit zu erklären, daß die Bewegungsvielfalt während der Arbeit keine längerfristige Zwangshaltung notwendig machte. Dagegen zeigte sich bei ihnen zusammen mit den Eingabepätzen (2) der annähernd höchste Prozentsatz visueller Beschwerden. Dies ist mit den unzureichenden Beleuchtungsbedingungen an den hier untersuchten CAD-Plätzen zu erklären. Um die farbigen Grafiken auf den schwarzen Bildschirmen erkennen zu können, mußte die Raumbeluchtungsstärke auf Werte um 100 lx abgesenkt werden. Diese hohe visuelle Beanspruchung führte schnell zur Ermüdung der Sehfunktion und zu anderen asthenopischen Beschwerden. Auffallend ist, daß die Unterschiede zwischen den zeitweise auftretenden Augenbeschwerden relativ gering sind. Dagegen fallen die deutlich erhöhten dauernden Beschwerden an allen Bildschirmarbeitsplätzen gegenüber den herkömmlichen Büroarbeitsplätzen auf. In dieser Kontrollgruppe finden sich keine dauernden Beschwerden, weder im visuellen noch im muskulären Bereich.

Die schädlichen Folgen statischer Muskelverspannungen durch langandauernde Zwangshaltung am Bildschirmarbeitsplatz können gemildert werden, wenn einerseits geeignete Stühle verwendet werden und andererseits Arbeitspausen richtig genutzt werden. Bildschirm, Tastatur und Beleghalter sollten voneinander unabhängig und leicht nach den Bedürfnissen des Benutzers in weiten Bereichen verstellbar sein. Dann läßt sich während der Arbeit die Sitzhaltung zwischen einer vorderen, mittleren und hinteren Sitzposition („dynamisches Sitzen“) wechseln, was für die herkömmliche Schreibtisch-tätigkeit selbstverständlich ist. Häufige kurze Pausen während der Arbeitszeit nützen der Erholung mehr als derselbe Zeitraum in einer langen Pause. Voraussetzung hierfür ist, daß die Pausen mit Körperbewegung oder Gymnastik ausgefüllt werden, um die Muskeldurchblutung durch Anregung des Kreislaufs zu fördern.

Zusammenfassend seien einige Verbesserungsvorschläge zum Bildschirmarbeitsplatz gemacht, die dazu beitragen könnten, die beschriebenen Belastungen und die dadurch verursachten Beschwerden zu reduzieren:

- Die positive Darstellung mit erhöhter Zeichenschärfe sowohl auf monochromen wie multichromen Bildschirmen ist anzustreben.
- Tastaturen sollten mit leichtgängigen Tasten mit Druckpunkt und diffus reflektierenden Tasten arbeiten (dies ist bei einer Reihe von Herstellern von CAD- und Textverarbeitungssystemen bereits verwirklicht).
- Flimmerfreiheit sollte auch unter ungünstigen Bedingungen herrschen. Dazu wird die Bildwechselfrequenz in Bereiche um 100 Hz verlegt werden müssen, um auch Bildschirmleuchtdichten um 300 cd/m² peripherer flimmerfrei verwenden zu können. High Definition TV mit verfeinertem Punktraster und erhöhter Bildwiederholfrequenz scheint ein Weg dorthin zu sein [22].
- Die Zeichengröße sollte elektronisch verstellbar sein, um sie der persönlichen Sehschärfe und den wechselnden Sehentfernungen anpassen zu können.
- In fernerer Zukunft sollte die voluminöse Kathodenstrahlröhre durch ein flaches, leichtes Bauelement ersetzt werden, damit dieses Arbeitsmittel am Arbeitsplatz besser beweglich ist. (Verschiedene Realisierungsformen des flachen Bildschirms sind derzeit in der Entwicklung.)
- Anzustreben sind statt der selbstleuchtenden beleuchtete Zeichen mit wählbarem Kontrast, ähnlich dem LCD-Display, auf einem diffus reflektierenden Hintergrund, wie auf weißem Schreibpapier. Es entfielen damit widersprüchliche Forderungen an die Arbeitsplatzbeleuchtung.
- Es sollten nur ergonomisch gut gestaltete Stühle verwendet werden. Das bedeutet, neben einer bis zu den Schulterblättern hochgezogenen Rückenlehne sollte die Neigung der Sitzfläche verstellbar sein, ohne den Auflagedruck der Oberschenkel zu verändern. Dies ist bei einigen Stuhlmodellen bereits verwirklicht.

4. Strahlenexposition durch Bildschirmgeräte

Obwohl Befürchtungen, daß Bildschirmgeräte eine Quelle gesundheitsschädlicher Strahlung sein könnten, der Vergangenheit angehören sollten, soll auf dieses Thema abschließend kurz eingegangen werden.

4.1. Ionisierende Strahlung (Röntgenstrahlung)

Nach der Röntgenverordnung [20] von 1973 gelten alle Geräte als Störstrahler, wenn sie mit mehr als 20 kV Beschleunigungsspannung für Elektronen betrieben werden. Ihr genehmigungsfreier Betrieb ist nur nach einer Bauartprüfung durch die Physikalisch Technische Bundesanstalt in Braunschweig (PTB) erlaubt. Störstrahler dürfen nach der Röntgenverordnung unter den Betriebsbedingungen des Herstellers Röntgenstrahlung nur mit einer bestimmten maximalen Ortsdosisleistung abgeben. Dieser maximale Grenzwert beträgt 5 μ Sv/h (Mikrosievert pro Stunde = 0,5 mR/h, Milliröntgen/h) in 5 cm Abstand von der berührbaren Oberfläche, also vor der Glasfläche des Bildschirms. Abgesehen davon, daß also nur Bildschirmgeräte in Gebrauch sein dürfen, die die Bauartprüfung bei der PTB bestanden haben, wurden von einer Anzahl internationaler Institute in den Jahren 1977 bis 1984 Strahlungsmessungen an handelsüblichen Datensichtgeräten vorgenommen [18, 24, 26]. Dabei wurden unterschiedliche Betriebsbedingungen für die zu messenden Geräte gewählt. Für den Anwender von Datensichtgeräten können Meßergebnisse nur relevant sein, wenn

- die Laborbedingungen sicherstellen, daß Röntgenstrahlung aus anderen Quellen (z. B. Höhenstrahlung) während der Messung völlig abgeschirmt und
- die unter normalen Betriebsbedingungen maximale einstellbare Beschleunigungsspannung (max. Schirmleuchtdichte) gewählt wird.

Messungen, die unter diesen Bedingungen durchgeführt wurden, konnten in keinem Fall Röntgen-

strahlung aus Bildschirmgeräten meßtechnisch nachweisen. Amerikanische Normen für die Messung ionisierender Strahlung an Datensichtgeräten schreiben die Simulation eines „worst case“ vor, bei der durch defekte Bauteile die Beschleunigungsspannung auf so hohe Werte ansteigt, daß Röntgenstrahlung von der Schirmoberfläche ausgeht. Unter diesen „worst case“-Bedingungen lieferten von der PTB [18] gemessene Geräte eine Ortsdosisleistung von bis zu $3 \mu\text{Sv/h}$, die deutlich unter dem zulässigen Grenzwert ($5 \mu\text{Sv/h}$) lag.

Zusätzlich wurde von der PTB [18] eine Abschätzung der genetischen Strahlenexposition am Bildschirmarbeitsplatz vorgenommen, also die Ortsdosisleistung am Ort der weiblichen und männlichen Geschlechtsorgane. Zur Abschätzung der Strahlenexposition unter extremen Bedingungen wurde u. a. auch von einem in der Praxis allerdings nicht möglichen Betriebsfall ausgegangen. Es wurde angenommen, daß eine Person 220 Tage zu je 8 Stunden, also die Arbeitszeit eines Jahres vor dem Bildschirm sitzt. Zusätzlich wurde dabei angenommen, daß ein defektes Gerät unter Störfallbedingungen Röntgenstrahlung mit dem maximalen Grenzwert von $5 \mu\text{Sv/h}$ abstrahlt. In der Praxis wäre das nicht möglich, da sich das Gerät nach kurzer Zeit selbst zerstören würde. Die geschätzte Strahlendosis, die dabei auf den Körper trifft, wurde mit der mittleren, „natürlichen“ Strahlenexposition des Menschen durch kosmische und terrestrische Strahlung und inkorporierte Stoffe in der Bundesrepublik Deutschland verglichen. Diese „natürliche“ Strahlenexposition betrug vor dem Reaktorunfall in Tschernobyl $1,1 \text{ mSv}$. Verglichen damit würde die jährliche genetische Strahlenexposition an einem gestörten Bildschirm bei Männern $6,7\%$ und bei Frauen $1,5\%$ der damaligen „natürlichen“ Strahlenexposition betragen. Diese Werte liegen damit weit innerhalb des Schwankungsbereichs der Strahlenexposition, der alle Personen in der Bundesrepublik ausgesetzt sind. Dieses Ergebnis zeigt deutlich genug, daß vom Bildschirm keine Gefährdung durch Röntgenstrahlung ausgeht, auch nicht für besonders gefährdete Personen, z. B. Schwangere.

4.2. Elektrische Felder

Durch den auf die Bildschirminnenseite auftretenden Elektronenstrom wird die Schirmaußenseite positiv aufgeladen. Es entsteht ein elektrostatisches Feld, das in den freien Raum gerichtet ist. Die Feldstärke (einige kV/m) ist jedoch bei weitem nicht ausreichend, um eine Ionisation der Luft zu bewirken. Dagegen entsteht durch die Feldkräfte eine Umverteilung der in geringer Konzentration in der Luft stets vorhandenen ionisierten Gasmoleküle.

Eine gesundheitliche Beeinträchtigung des Benutzers ist weder durch das elektrostatische Feld noch durch die Konzentrationsänderung der Luftionen zu erwarten. Dies bestätigen auch skandinavische Studien, die nicht nachweisen konnten, daß elektrische Felder vor Bildschirmen Ursache z. B. von Hautausschlägen waren [16]. Auch eine erhöhte Konzentration geladener Staubteilchen vor dem Bildschirm bildet in normaler Umgebung kein Gesundheitsrisiko. Allenfalls unter besonderen Bedingungen, wenn z. B. mit einer erhöhten Zahl pathogener

Keime im Staub zu rechnen ist (z. B. Krankenhaus), könnte es für Personen mit verminderten Abwehrkräften zu einer Gesundheitsgefährdung kommen. Es ist deshalb nützlich, das elektrostatische Feld durch geerdete Filterfolien abzuschirmen, vorausgesetzt, die optischen Eigenschaften des Bildschirms werden damit nicht verschlechtert. Insgesamt verbessert sich die Situation für den Benutzer nicht, wenn durch Filter das elektrische Feld und störende Reflexe zwar beseitigt werden, gleichzeitig aber die Bildschirmhelligkeit, der Zeichenkontrast und die Zeichenschärfe deutlich abnehmen.

SCHRIFTTUM

- [1] Bauer, D.; Cavonius, C. R.: Improving the legibility of visual display units through contrast reversal. In: Grandjean, E.; Vigliani, E. (Eds.): Ergonomic aspects of visual display terminals. Taylor & Francis, London 1980, S. 137.
- [2] Bauer, D.; Bonacker, M.; Cavonius, C. R.: Frame repetition rate for flicker-free viewing of bright VDU screens. Displays. Butterworth & Co., Sevenoaks 1983.
- [3] Cakir, A.; Hart, D. J.; Stewart, T. F. M.: Bildschirmarbeitsplätze. Springer-Verlag, Berlin — Heidelberg — New York 1980.
- [4] Farrell, J. E.: A method for predicting screen flicker. In: Work with display units. Proceedings of the Intern. Scientific Conf., Stockholm, 12. bis 15. Mai 1986.
- [5] Grandjean, E.; Hünting, W.; Pidermann, M.: Preferred setting and their effects. Human Factors 25 (1983), S. 161 bis 175.
- [6] Hartmann, E.: Licht und Mensch. In: Handbuch für Beleuchtung. W. Girardet, Essen 1975, S. 28.
- [7] Haubner, P. J.: Characteristics on VDUs. Paper and workshop on VDU-characteristics. Vortrag, gehalten im Institut für Hygiene und Arbeitsphysiologie an der ETH Zürich, 4. bis 7. November 1985.
- [8] van der Heiden, G. H.; Grandjean, E.; Krueger, H.: Ergonomische Aspekte des Computer Aided Design (CAD). Hrsg. v. Institut für Hygiene und Arbeitsphysiologie an der ETH Zürich.
- [9] van der Heiden, G. H.; Bräuninger, U.; Grandjean, E.: Ergonomic studies on Computer Aided Design (CAD). In: Grandjean, E. (Ed.): Ergonomics and health in modern offices. Taylor & Francis, London 1984, S. 119.
- [10] Hünting, W.; Läubli, Th.; Grandjean, E.: Postural and visual loads at VDT workplaces. 1. Constrained postures. Ergonomics 24 (1981), S. 917 bis 931.
- [11] Kelly, D. H.: Visual responses to time-dependent stimuli. I. Amplitude sensitivity measurements. J. of the Opt. Soc. Am. 51 (1961), S. 422 bis 429.
- [12] Kelly, D. H.: Theory of flicker and transient responses. I. Uniform fields. J. of the Opt. Soc. Am. 61 (1971), S. 537 bis 546.
- [13] Krueger, H.; Mader, R.: Einfluß der Farbsättigung auf den chromatischen Fehler der Akkommodation des menschlichen Auges. Fortschr. d. Ophthal. 79 (1982), S. 171 bis 173.
- [14] Krueger, H.; Haitz, P.: Verfahren zur analytischen Beurteilung des Flimmerns von Bildschirmen. Z. f. Arbeitswissenschaften (11NF) 39 (1985), S. 174 bis 178.
- [15] Korge, A.; Krueger, H.: Influence of edge sharpness on the accommodation of the human eye. Graefes Arch. Clin. Exp. Ophthal. (1984), 222, S. 26 bis 28.
- [16] Bergqvist, U.; Wibom, R.; Nylén, P.: Electrostatic fields at VDT workstations — a review. In: Work with display units. Proceedings Part 1 of the Intern. Scientific Conf., Stockholm, 12. bis 15. Mai 1986.
- [17] de Lange, H.: Eye's response at flicker fusion to square-wave modulation of a test field surrounded by a large steady field of equal mean luminance. J. of the Opt. Soc. Am. 51 (1961), S. 415 bis 421.
- [18] Lauterbach, U.: Strahlenexposition durch Datensichtgeräte. Ber. Nr. PTB-DOS 10. Hrsg. v. d. Physikalisch-Technischen Bundesanstalt Braunschweig, Dezember 1984. ISSN 0172-7095.

- [19] Pastoor, S.; Beldie, I. P.: Textdarstellung auf Bildschirmen. Abschlußbericht I+II zum Forschungsprojekt Nr. TK 0135 des BMFT, Bonn. Hrsg. v. Heinrich-Hertz-Institut für Nachrichtentechnik, Berlin 1984.
- [20] Röntgenverordnung RÖV1: Verordnung über den Schutz vor Schäden durch Röntgenstrahlung. Bundesgesetzblatt Z 1997A v. 9. März 1973. Veröffentlicht in: Information über die Röntgenverordnung. Georg Thieme Verlag, Stuttgart 1974.
- [21] Rogowitz, B. E.: Measuring perceived flicker on visual displays. In: Grandjean, E. (Ed.): Ergonomics and health in modern offices. Taylor & Francis, London 1984.
- [22] Sand, R.: Untersuchungen zu einer HDTV-Norm: Großflächenflimmern bei 50 Hz und 60 Hz Bildwechselfrequenz. Tech. Bericht Nr. B 71/85 des IRT, München 1985.
- [23] Schober, H.: Das Sehen. Band I+II. Fachbuchverlag VEB, Leipzig 1970.
- [24] Terrana, T. et al.: Electromagnetic radiations emitted by visual display units. In: Grandjean, E.; Vigliani, E. (Eds.): Ergonomic aspects of visual display terminals. Taylor & Francis, London 1980, S. 13 bis 21.
- [25] Sicherheitsregeln für Bildschirm-Arbeitsplätze im Bürobereich (ZH 1/618), Ausgabe 10, 1980. Hrsg. v. d. Verwaltungs-Berufsgenossenschaft, Hamburg.
- [26] Radiation emissions and their effects. In: Video displays — work and vision. National Academy Press, Washington D. C. 1983, S. 44. ISBN 0-309-03388-8.
- [27] Zülch, J.; Krueger, H.: Bedeutung der Schärfentiefe und Wahrnehmungstiefe für das Sehen am Arbeitsplatz. Arbeits-, Sozial-, Präventivmedizin (ASP) 17 (1982), S. 1 bis 4.

Die Autoren



Dr.-Ing. Jörn Zülch (46) studierte Nachrichtentechnik an der RWTH Aachen, arbeitete in der Industrie und studierte Biomedizinische Technik an der TU München. Seit 1977 ist er Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Arbeitsphysiologie der TU München. Seine Arbeitsgebiete sind physiologische Optik und visuelle Probleme am Arbeitsplatz.



Dipl.-Ing. Peter Haitz (30) studierte Maschinenbau an der TU München. Seit 1982 ist er Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Arbeitsphysiologie der TU München. Seine Arbeitsgebiete sind Bildschirmarbeitsplätze, insbesondere das Problem „Flimmern von Kathodenstrahlröhren“.

TAGUNGEN UND AUSSTELLUNGEN

Termine

4. 7. – 6. 7. 1986 Friedrichshafen	ham radio Internationale Amateurfunk- ausstellung	29. 9. – 30. 9. 1986 Berlin	Mikroelektronik für die Informa- tionstechnik – Vermittlung, Über- tragung und Verarbeitung NTG-Fachtagung in Zusammenarbeit mit FKME und der Deutschen Sektion des IEEE
8. 7. – 10. 7. 1986 Brighton	Cable 86 4. Internationale Konferenz und Ausstellung über Kabel- und Satellitenfernsehen	6. 10. – 10. 10. 1986 Kleinheubach	Kleinheubacher Tagung 1986 Gemeinschaftstagung des U.R.S.I.- Landesausschusses in der BRD und der NTG
27. 8. – 1. 9. 1986 Zürich	FERA Internationale Fernseh-, Radio- und HiFi-Ausstellung	6. 10. – 11. 10. 1986 Düsseldorf	INTERKAMA 86 10. Internationaler Kongreß für Meß- und Automatisierungstechnik
29. 8. – 7. 9. 1986 Amsterdam	Firato 86 Internationale Ausstellung für Ton, Bild und Musik	13. 10. – 15. 10. 1986 Nürnberg	VDE-Kongreß 86 Elektrotechnik – Motor der Innovation
2. 9. – 4. 9. 1986 Basel	Videotex-Europa Schweizerischer Videotex-Kongreß mit Ausstellung	24. 10. – 29. 10. 1986 New York	128th Technical Conference and Equipment Exhibit (SMPTE)
3. 9. – 9. 9. 1986 Köln	photokina Weltmesse des Bildes	5. 11. – 7. 11. 1986 Basel	ISDN EUROPE 86 European Integrated Services Digital Network Exposition
4. 9. – 8. 9. 1986 Mailand	20th SIM-HI.FI-IVES 86	11. 11. – 15. 11. 1986 München	electronica 86
8. 9. – 11. 9. 1986 Dublin	EuMC 86 16th European Microwave Conference	12. 11. – 16. 11. 1986 Los Angeles	81st AES Convention Audio Engineering Society Convention
17. 9. – 18. 9. 1986 Tokio	International HDTV Symposium for Image Producers	19. 11. – 22. 11. 1986 München	14. Tonmeistertagung
19. 9. – 23. 9. 1986 Brighton	IBC 86 11th International Broadcasting Convention	20. 11. – 22. 11. 1986 Tokio	InterBEE International Broadcast Equipment Exhibition
22. 9. – 25. 9. 1986 Barcelona	ECOC 86 12th European Conference on Optical Communication		

BUCHBESPRECHUNGEN

Beschreibung dynamischer Hörempfindungen anhand von Mithörschwellen-Mustern. Hochschulsammlung Ingenieurwissenschaft Nachrichtentechnik Band 7. Von Hugo Fastl. 55 Seiten, zahlreiche Bilder und Tabellen, Format 21 cm x 15 cm, kartoniert, Hochschul-Verlag, Freiburg 1982, Preis 30,- DM, ISBN 3-8107-2171-9, ISSN 0720-5074.

Über dynamische Hörempfindungen, die von stark zeitvarianten Schallen hervorgerufen werden, sind in den letzten Jahren zwar zahlreiche Arbeiten veröffentlicht worden, doch gab es bisher keine zusammenfassende Darstellung der Einzelergebnisse. Der Verfasser hat das in seiner Habilitationsschrift, die diesem Buch zugrunde liegt, getan. Das Buch gibt einen Überblick über die Abhängigkeiten dynamischer Hörempfindungen von den relevanten Schallparametern. Die quantitative Beschreibung geschieht einheitlich anhand des „Mithörschwellen-Tonheits-Zeitmusters“, das das spektrale und zeitliche Auflösungsvermögen des Gehörs kennzeichnet. Diese Darstellung knüpft an den Hochschultext „Psychoakustik“ von Zwicker an. Terminologie, Symbole und Abkürzungen werden in beiden Texten einheitlich benutzt.

Diese Beschreibung der dynamischen Hörempfindungen ist nicht nur von wissenschaftlichem Interesse, sondern sie gibt auch dem Anwender wichtige Informatio-

nen, beispielsweise für die Entwicklung neuer digitaler Systeme zur Übertragung oder Speicherung akustischer Signale. Hier hat die detaillierte Kenntnis der Eigenschaften des menschlichen Gehörs eine große Bedeutung bekommen, weil es darum geht, kostengünstige Lösungen zu finden.

Als aktuelles Beispiel können an dieser Stelle die in verschiedenen Labors laufenden Untersuchungen zur digitalen Quellencodierung von hochwertigen Tonsignalen genannt werden. Die Bemühungen um eine möglichst hohe und in bezug auf Störsicherheit möglichst unschädliche Reduktion des Informationsflusses konzentrieren sich stark auf die Vermeidung der Irrelevanz im digitalen Tonsignal, d. h. auf die Unterdrückung all derjenigen Informationen, die das Gehör nicht benötigt. Auch die Gesetzmäßigkeiten der dynamischen Hörempfindungen sind dabei von Bedeutung: So stützt sich ein neuer Quellcodierungsvorschlag, der gegenüber heutiger PCM-Verfahren eine Bit-Einsparung um den Faktor 4 erreicht, auf Daten im vorliegenden Buch.

Wie sollen die Eigenschaften zukünftiger Irrelevanzreduzierender Systeme gemessen und bewertet werden? Auch unter diesem Aspekt wird das spektrale und zeitliche Auflösungsvermögen des Gehörs eine große Bedeutung bekommen.

Günther Theile

NACHRICHTEN

RUNDFUNKTEILNEHMER-STATISTIK

Stand 31. März 1986

	Gebühren- pflichtige Teilnehmer	Zunahme (Abnahme) seit 31. 12. 1985	Anteil in %
Hörfunk			
BR	4 172 315	+ 42 091	17,7
HR	2 224 032	+ 7 597	9,4
NDR	4 372 334	+ 15 617	18,5
RB	283 923	- 880	1,2
SR	417 716	+ 1 143	1,8
SFB	876 702	+ 2 107	3,7
SDR	2 391 571	+ 12 766	10,1
SWF	2 962 989	+ 14 216	12,6
WDR	5 901 785	+ 22 609	25,0
Summe	23 603 367	+ 117 266	100,0
Fernsehen			
BR	3 725 512	+ 28 668	17,6
HR	1 974 222	+ 6 552	9,3
NDR	3 960 485	+ 12 330	18,7
RB	256 358	- 221	1,2
SR	380 779	+ 889	1,8
SFB	809 921	+ 1 359	3,8
SDR	1 991 470	+ 10 220	9,4
SWF	2 510 770	+ 12 356	11,9
WDR	5 585 787	+ 20 310	26,3
Summe	21 195 304	+ 92 463	100,0

Die Anzahl der darüber hinaus aus sozialen Gründen von der Gebührenpflicht für den Hör- und Fernseh-rundfunk befreiten Teilnehmer betrug 3 623 858 am 31. März 1986.

Personelle Veränderungen im IRT ab 1. 2. 1986

Infolge der Pensionierung des Leiters des Fachbereiches Studioteknik Fernsehen, Dr.-Ing. Norbert Mayer, sind im IRT einige personelle Veränderungen erforderlich geworden. Neuer Leiter des Fachbereiches Studioteknik Fernsehen wurde Dipl.-Ing. Werner Habermann, der bisherige stellvertretende Leiter dieses Fachbereiches. Zum neuen Stellvertreter wurde Dipl.-Ing. Gerhard Möll berufen.

Neues Studioaufzeichnungsgerät BCN 52 von Bosch

Eine Weiterentwicklung der inzwischen weltweit eingeführten 1-Zoll-Magnetaufzeichnungsmaschine BCN 51 ist die BCN 52 der Robert Bosch GmbH, Geschäftsbereich Fernsehanlagen (Darmstadt). Das Gerät vereint die Vorteile des B-Formates mit Ausstattungsmerkmalen, die in jüngster Vergangenheit bei segmentierter Aufzeichnung nicht realisierbar erschienen.

Bei den BCN 52 konnte Bosch mit modernster Speichertechnik einen kontinuierlichen Zeitlupenbereich von

0,25fach rückwärts bis zur normalen Wiedergabegeschwindigkeit vorwärts erreichen, ohne Einbußen bei den Kopfstandzeiten. Die von Bosch verwendeten Speicher arbeiten mit hoher Bandbreite, so entsteht beim Übergang auf Zeitlupe kein Schärfeverlust. Die elektronisch gespeicherten Standbilder unterliegen bei der Wiedergabe keiner zeitlichen Begrenzung.



Ebenfalls neu ist eine serienmäßige Video-Hinterbandkontrolle zur Qualitätsbeurteilung bereits während der Aufzeichnung. Zusätzliche Videoköpfe erweitern die Betriebssicherheit der Anlage wesentlich. Bei einem Defekt kann das zweite Kopfpaar zur Wiedergabe verwendet werden.

Nach einer Bosch-Presseinformation

Bosch erweitert Recorder-Kamera-Programm

Der Geschäftsbereich Fernsehanlagen der Robert Bosch GmbH hat mit der Sony Corporation einen Vertrag über den Austausch von Lizenzen auf dem Gebiet professioneller Video-Kameras und -Aufzeichnungsgeräte auf der Basis des Beta- und des Beta-SP-Formates abgeschlossen. Damit erweitert Bosch sein Programm auf dem Gebiet der Elektronischen Berichterstattung um Geräte für die Elektronische Außen-Produktion.

Mit der Gerätefertigung auch im Halb Zoll-Beta-Format trägt Bosch zur internationalen Standardisierung auf dem Gebiet der magnetischen Bildaufzeichnung bei. Bosch wird das Beta-System in das eigene Programm für Studiogeräte eingliedern, weiterentwickeln und darüber hinaus seine Aktivitäten auf dem Gebiet der tragbaren Kameras verstärken.

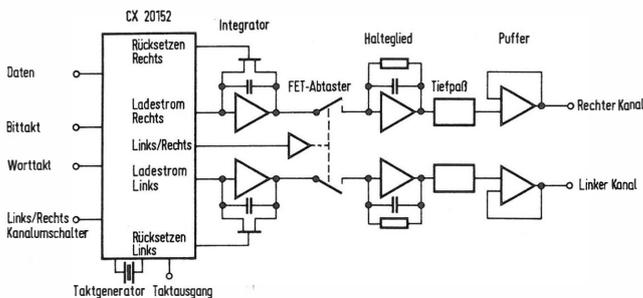
Die QuarterCam-Geräte nach dem Viertelzoll-Lineplex-Verfahren im PAL-Standard bleiben als Geräte für die Elektronische Berichterstattung weiterhin im Programm.

Bosch-Presseinformation

Dualer 16-Bit-Digital/Analog-Wandler für Stereo

Für die hochdynamische Analog/Digital-Wandlung PCM-codierter Audiosignale stellt Sony (Vertrieb Framos Electronic, München) den dualen 16-Bit-Konverter CX 20152 als Weiterentwicklung des bekannten Typs CX 20017 vor.

Der Wandler setzt serielle Datenströme in verzerrungsarme NF-Stereosignale mit Umsetzraten bis 88 kHz um: Signalverzerrungen durch dritte Harmonische und Rauschen liegen bei Vollaussteuerung unter 0,003 %. Bei -20 dB Aussteuerung werden 0,025 % nicht überschritten. Da der Konverter nach einem zweistufigen Rampenverfahren arbeitet, ist wenig Zusatzaufwand nötig.



Im 28poligen IC sind die Komponenten Taktgenerator (typischer Grundtakt 60 bis 80 MHz), Serien/Parallel-Schieberegister mit Zwischenspeicher, TTL-ECL-Pegelumsetzer, gesteuerte Ladestromquelle, Treiber für Anlogschalter und - zusätzlich zu bestehenden Wandlern - noch ein abschaltbarer Taktausgang mit dem durch vier geteilten Wandlungstakt zusammengefaßt. Dieses Signal kann vorteilhaft für Steuerinformationen im digitalen Bearbeitungsprozeß für bandbegrenzte NF-Signale eingesetzt werden.

Zum Aufbau eines vollständigen Stereo-Digital/Analog-Wandlers sind pro Kanal nur noch Integrator, Halteglied und Tiefpaßfilter erforderlich. Alle dazu notwendigen Steuersignale liefert der Wandler. Dabei ist das Timing so ausgelegt, daß keine kurzzeitigen Störimpulse (Glitches) auftreten können.

Der Wandler benötigt nur zwei Spannungsversorgungen von ± 5 Volt und nimmt typisch 600 mW auf.

Framos-Pressinformation

Zusatzinformationen im UKW-Hörfunk (Radiodaten-System RDS)

Das bisherige Verkehrsfunksystem ARI soll abgelöst werden

Auf Empfehlung der Technischen Kommission haben die Intendanten beschlossen, zur Übertragung von Zusatzinformationen im UKW-Hörfunk das Radiodaten-system (RDS) bei den Rundfunkanstalten der ARD einzuführen; es soll auf der Funkausstellung 1987 vorgestellt und ab 1. April 1988 eingeführt werden. Das Radiodaten-system (RDS) bietet den Hörfunkteilnehmern nicht

nur beim mobilen Empfang, sondern auch beim Heimpfänger durch die Übertragung senderspezifischer Daten verbesserte Möglichkeiten der Sendersuche und Senderabstimmung sowie der Erweiterung des Verkehrsfunksystems. Zu einem späteren Zeitpunkt soll das neue System das bisherige Verkehrsfunksystem ARI (Autofahrer-Radio-Information) ablösen.

Das Konzept der erweiterten Datenübertragung wurde von der Union der Europäischen Rundfunkorganisationen (UER) unter Mitwirkung der deutschen Rundfunkanstalten entwickelt und ist einheitlich für ganz Europa vorgesehen. Zunächst sollen nur standortspezifische Daten, die der Abstimmungserleichterung und der Verkehrsfunkkennung dienen, ausgestrahlt werden. Eine denkbare Erweiterung mit programmbezogenen Informationen, die beispielsweise eine Unterscheidung einzelner Programmarten (z. B. E-Musik, Aktuelles, Politik, Sport usw.) und anderer Kennungen ermöglichen, ist nicht vorgesehen.

In einem Feldversuch wurde das Radiodaten-system ab April 1985 einem Test unterzogen, in dem sowohl die Wirkungsweise auf die technische Qualität der Programme als auch die Verträglichkeit zwischen RDS und ARI getestet wurden. Die jetzt vorliegenden Ergebnisse sind zufriedenstellend und haben eine Verträglichkeit der beiden Dienste bei gleichzeitiger Ausstrahlung bestätigt; zu einem späteren Zeitpunkt wird RDS das ARI-System ohnehin ersetzen.

Neues Meßsystem für die Videotechnik

Die Fernseh-System-Vertriebs-GmbH stellt mit dem SWAT 4652 B dem Anwender ein automatisches Meßsystem für die Überprüfung aller wichtigen Parameter des Video-Sync.-Signals zur Verfügung. SWAT analysiert und mißt folgende Parameter aus einem aktuell anliegenden Videosignal:

- SC/H-Phase
- Halbbilddauer
- Zeilenzahl
- H-Sync.-Breite
- Aufbau des Vertikalpulses mit Vor-, Haupt- und Nachtrabanten
- Abstand der Vortrabanten zueinander
- Breite der Haupttrabanten
- Burstamplitude
- Anzahl der Burst-Schwingungen
- Burst-Startpunkt
- SC-Frequenz.

Alle aktuellen Meßdaten werden im Vergleich zur Normreferenz unter Berücksichtigung der maximal zulässigen Toleranzen gemäß EBU-Standard auf einem Monitor dargestellt. Die Meßgenauigkeit beträgt 4,43 MHz mal 10^{-9} . Bei Abweichung eines beliebigen Parameters erfolgt eine optisch/akustische Meldung. Zur Dokumentation ist ein Standarddrucker anschließbar.

Nach einer fsg-Pressinformation

PERSÖNLICHES

Ernst-Wilhelm Hans 65 Jahre alt

Am 20. Mai 1986 feierte Ernst-Wilhelm Hans, langjähriger Leiter der Abteilung Fernsehtechnische Planung beim Zweiten Deutschen Fernsehen in Mainz, seinen 65. Geburtstag.

Ernst-Wilhelm Hans stammt aus Mönchengladbach. Nach seiner Schulausbildung arbeitete er zur Vorbereitung für sein Ingenieurstudium als Praktikant in einer Werkzeugmaschinenfabrik. Mit dem Studium wurde es dann aber zunächst nichts; er wurde im Frühjahr 1939 zum Reichsarbeitsdienst einberufen und im gleichen Jahr zur Wehrmacht überstellt.

Nach dem Krieg und nach kurzer Kriegsgefangenschaft, aus der er im Sommer 1945 entlassen wurde, begann er seine berufliche Ausbildung. Nach dem Abschluß einer Doppelausbildung als Elektrotechniker und als Rundfunkmechaniker begann er in Köln sein Ingenieurstudium, das er im Juli 1950 erfolgreich beendete. Unmittelbar danach begann er seine Rundfunklaufbahn als Senderingenieur beim Nordwestdeutschen Rundfunk. Nach zweijähriger Tätigkeit beim Sender Bonn wechselte er zu dem im „Hochhaus“ befindlichen Sender Köln. Da im gleichen Haus das Fernsehen des NWDR seine ersten Einrichtungen im nordwestdeutschen Raum einbrachte, war es bei dem Interesse, das Ernst-Wilhelm Hans allen technischen Neuerungen entgegenbrachte, vorprogrammiert, hierbei mitzuarbeiten. Wann immer es besondere Aufgaben zu meistern galt, er war dabei, so zum Beispiel 1953 bei der technischen Vorbereitung und Durchführung der ersten Eurovisionssendung anlässlich der Krönung der englischen Königin, 1954 bei einer Live-Übertragung von der 600-m-Sohle der Kohlen-

zeche „Friedrich Heinrich“ in Kamp-Lintfort oder 1956 bei einer Live-Übertragung aus einem Luftschiff anlässlich der Bundesgartenschau in Köln.

Allmählich traten seine betrieblichen Aufgaben in den Hintergrund zugunsten der Planung und Projektierung fernsehtechnischer Einrichtungen. Nach der Gründung des Zweiten Deutschen Fernsehens ging Ernst-Wilhelm Hans als einer der „Männer der ersten Stunde“ nach Mainz und übernahm dort die Leitung der Abteilung Fernsehtechnische Planung. Er war damit der Verantwortliche für die Bereitstellung der fernsehtechnischen Einrichtungen bei der im Aufbau befindlichen Anstalt. Meilensteine auf seinem Wege waren 1963 die erste Sendung des ZDF aus einem Provisorium in Eschborn bei Frankfurt, 1964 die Aufnahme des Sendebetriebs aus einem weiteren, verbesserten Provisorium in Wiesbaden, 1967 der Start des Farbfernsehens und 1981 der Beginn der Zweikanal- und Stereosendungen im Fernsehen.

Zu dieser fast als selbstverständlich hingenommenen, reibungslos funktionierenden Technik hat Ernst-Wilhelm Hans als leitender Planer in hohem Maße beigetragen. Am 30. Juni 1983 ist er in den wohlverdienten Ruhestand gegangen. Es erstaunt nicht, daß man ihn trotzdem bei allen möglichen Gelegenheiten trifft, sei es auf Fachausstellungen, Kolloquien oder auch als fachkundigen Führer von Besuchergruppen des neuen ZDF-Sendezentrums auf dem Lerchenberg. Er kann es eben doch nicht lassen, es sei denn, es fehlt ihm wegen seines Hobbys, dem Golfspiel, an Zeit.

Für die Zukunft wünschen ihm seine Kollegen alles Gute, insbesondere Gesundheit bis ins hohe Alter.

Gerhard Dröschner

Beilagenhinweis: Diese Zeitschrift enthält einen Prospekt der Fa. Verlag Kellerer & Partner GmbH, 6000 Frankfurt 1.

Herausgeber: Institut für Rundfunktechnik GmbH, München.

ISSN 0035-9890

Schriftleitung: Prof. Dr. U. Messerschmid, Dr. H. Wilkens, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45; Dipl.-Ing. I. Dahrendorf, Appellhofplatz 1, 5000 Köln 1; Dr. D. Schwarze, Neckarstraße 230, 7000 Stuttgart 1; Dr. A. Ziemer, Essenheimer Landstraße, 6500 Mainz-Lerchenberg.

Redaktion: Dipl.-Ing. (FH) R. Hengstler, Dipl.-Ing. H. Mücke, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45, Ruf (089) 3 23 99 383, Fernschreiber 5/215 605 irtm d.

Redaktioneller Beirat: Dr. N. Mayer, Prof. Dr. G. Plenge, Dr. H. Roigas, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45.

Verlag: Mensing GmbH + Co KG, Schützenwall 9–11, 2000 Norderstedt. Es erscheinen jährlich 6 Hefte mit einem Gesamtumfang von etwa 300 Seiten. Bezugspreis: Jahresabonnement 110,— DM zuzüglich Versandkosten. Bezugsbedingungen: Bestellungen über den Buchhandel oder beim Verlag. Abbestellungen müssen 6 Wochen vor Ablauf des Kalenderjahres vorliegen. Einzelhefte werden nach Umfang berechnet und über den Buchhandel ausgeliefert. Auslieferungsdatum 30. 6. 1986. Einzelpreis dieses Heftes 22,50 DM. Alle Rechte vorbehalten. Nachdrucke, auch auszugsweise sowie anderweitige Vervielfältigungen sind nur mit schriftlicher Genehmigung des Verlages gestattet.

Anzeigenverwaltung: Mensing GmbH + Co KG, Schützenwall 9–11, 2000 Norderstedt, Ruf (040) 5 25 20 11 und alle Werbemittel. Zur Zeit gilt Anzeigenpreisliste Nr. 16.

Gesamtherstellung: Mensing GmbH + Co KG, Schützenwall 9–11, 2000 Norderstedt, Ruf (040) 5 25 20 11.