

25 Jahre

RTM**Rundfunktechnische
Mitteilungen**

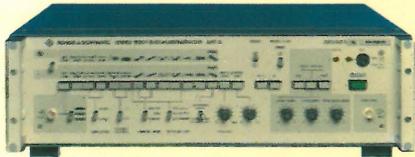
Herausgegeben im Auftrage der Arbeitsgemeinschaft
der öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten der
Bundesrepublik Deutschland sowie des Zweiten
Deutschen Fernsehens vom

Institut für Rundfunktechnik GmbH **IRT**

- Ad Franken* Eine neue hochauflösende Plumbiconröhre
- Gerhard Holoch* Prozessorgesteuertes Setz- und Kontrollgerät für das EBU/IRT-Zeitcodesystem
- Heinrich Twietmeyer* Digitaler Kennsignalgeber
- Günther Theile* Zur Kompatibilität von Kunstkopfsignalen mit intensitätsstereofonen Signalen bei Lautsprecherwiedergabe: Die Richtungsabbildung
- Jürgen Mielke* Grenzen für die Übertragung von Zusatzinformationen im UKW-Hörrundfunk
- Rainer Großkopf* Eine verbesserte Methode zur Berechnung des Wirkungsgrades und der Leitfähigkeiten der näheren Umgebung einer Mittelwellensendeantenne
- Gerd Högel* Symposium über Digitaltechnik im Rundfunk
- Rolf Süverkrübbe* Die 2. Tagung der UER-Unterarbeitsgruppe T7 (Europäisches Nachrichtensatellitensystem)
- Rolf Süverkrübbe* Die 5. Tagung der UER-Unterarbeitsgruppe R3 (Satellitenrundfunk)
- Tagungen und Ausstellungen - Buchbesprechungen - Nachrichten - Persönliches

TV-Meßtechnik: R&S setzt Signale

TV-RF-Meßsender SBUF
25 bis 1000 MHz (rechts)



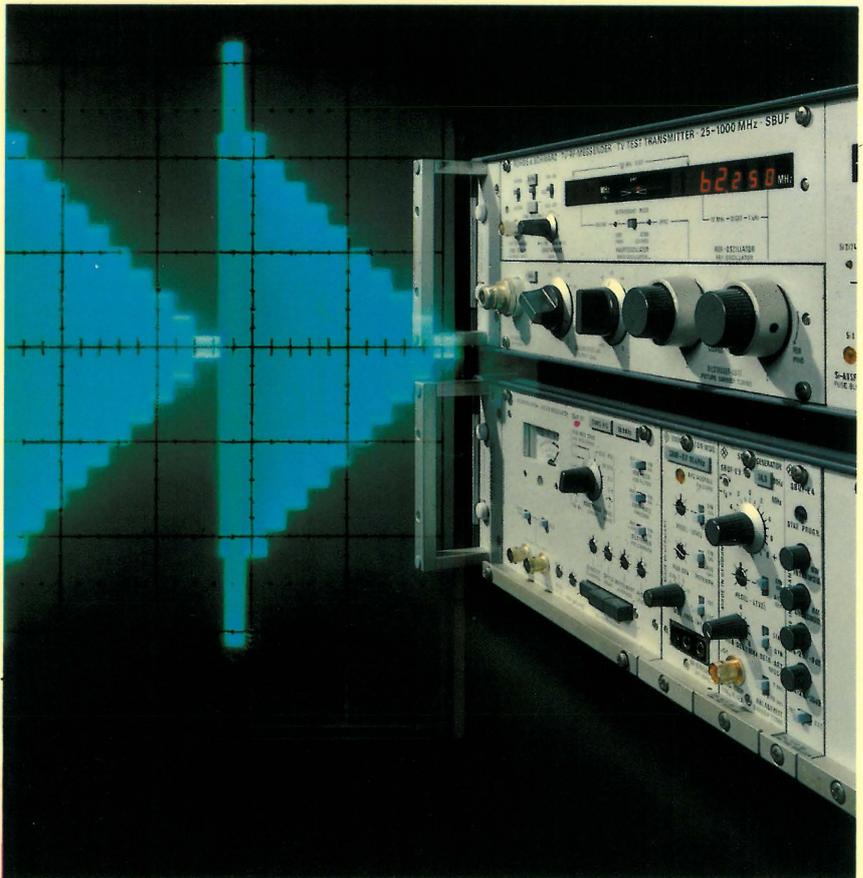
Video-Testsignalgenerator SPF 2
mit Eintastung



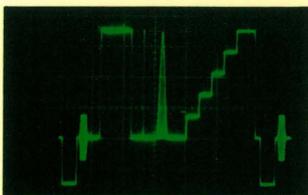
Rauschgenerator SUF 2
20 Hz bis 50 MHz



Tonfrequenzmeßplatz SUN 2
10 Hz bis 100 kHz

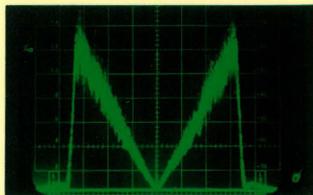


Neue Signalgeneratoren für Audio, Video, Rauschen und RF zum Messen in Übertragungssystemen



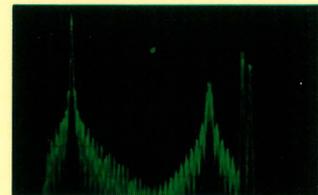
SPF 2

CCIR-Prüfzeilensignal



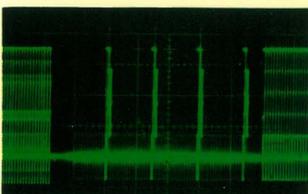
SUF 2

Dreiecksrauschen 0 bis 6 MHz



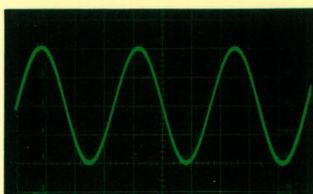
SBUF

TV-Zweitton-Signalspektrum:



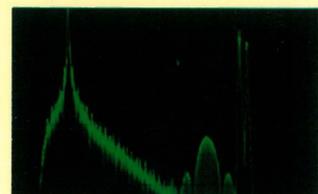
SPF 2

Spezielles MAZ-Prüfsignal



SUN 2

Präzises Sinus-NF-Meßsignal



SBUF

Bildträger, Farbträger, Tonträger 1 + 2

Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG
Postfach 80 14 69
D-8000 München 80
Federal Republic of Germany

Telex 523 703 (rus d)
Telefon (0 89) 41 29-1



ROHDE & SCHWARZ

TV Symposium Montreux:
Halle 500

RUNDFUNKTECHNISCHE MITTEILUNGEN

JAHRGANG 25

1981

Heft 2

INHALTSVERZEICHNIS:

Eine neue hochauflösende Plumbiconröhre 49 Ad Franken	Eine verbesserte Methode zur Berechnung des Wirkungsgrades und der Leitfähigkeiten der näheren Umgebung einer Mittelwellensendeantenne 81 Rainer Großkopf
Prozessorgesteuertes Set- und Kontrollgerät für das EBU/IRT-Zeitcodesystem 54 Gerhard Holoch	Symposium über Digitaltechnik im Rundfunk 85 Gerd Högel
Digitaler Kennsignalgeber 61 Heinrich Twietmeyer	Die 2. Tagung der UER-Unterarbeitsgruppe T7 (Europäisches Nachrichtensatellitensystem) 89 Rolf Süverkrübbe
Zur Kompatibilität von Kunstkopfsignalen mit intensitätsstereofonen Signalen bei Lautsprecherwiedergabe: Die Richtungsabbildung 67 Günther Theile	Die 5. Tagung der UER-Unterarbeitsgruppe R3 (Satellitenrundfunk) 90 Rolf Süverkrübbe
Grenzen für die Übertragung von Zusatzinformationen im UKW-Hörrundfunk 74 Jürgen Mielke	Tagungen und Ausstellungen 92 Buchbesprechungen 92 Nachrichten 94 Persönliches 95

EINE NEUE HOCHAUFLÖSENDE PLUMBICONRÖHRE¹

VON AD FRANKEN²

Manuskript eingegangen am 24. November 1980

Fernsehaufnahmetechnik

Zusammenfassung

Bei den heutigen 30-mm-Plumbiconröhren ist der Fleckdurchmesser des abtastenden Strahls manchmal so klein, daß er die gleiche Größe hat wie der Abstand zwischen zwei Zeilen. In diesem Fall ist es nicht sinnvoll, das Auflösungsvermögen der Aufnahmeöhre noch weiter zu erhöhen, weil die vertikale Auflösung nicht durch die Röhre, sondern durch die Zeilenzahl bestimmt wird. Wenn man aber die Möglichkeit hat, die Zeilenzahl zu erhöhen, wie das in hochauflösenden Fernsehsystemen der Fall ist, so kann man auch die Aufnahmeöhre weiter verbessern. Speziell für solche Systeme wurde darum eine neue Röhre entwickelt. Sie wurde für eine Bilddiagonale von 26 mm entworfen, wodurch ein sehr hohes Auflösungsvermögen erreicht wird. Um die Trägheit zu verbessern, ist ein Diodensystem verwendet worden. Das bedeutet auch, daß der Strahlstrom ausreichend ist für Techniken mit Strahlstromsteuerung zur Beherrschung von Spitzlichtern.

Summary A new high-resolution Plumbicon tube

In today's 30-mm Plumbicon tubes, the spot diameter of the scanning beam is sometimes so small that it is of the same magnitude as the spacing between two lines. In that case, it is not logical still further to increase the camera tube's resolution capability, because the vertical resolution is not determined by the tube, but by the number of lines. If, however, it were possible to increase the number of lines, as would be the case in higher-resolution television systems, then the camera tubes, too, could be further improved. For that reason, a new tube has been developed especially for such systems. It was designed for a picture diagonal of 26 mm, whereby a very high resolving power has been attained. In order to improve the lag, use has been made of a diode system. This implies also that the beam current is sufficient for techniques employing beam-current control for dealing with highlights.

Sommaire Nouveau tube Plumbicon à haute définition

Dans les tubes Plumbicon de 30 mm actuels, le diamètre du spot du faisceau d'analyse est parfois si réduit qu'il équivaut à l'espacement entre deux lignes. Il n'est dès lors pas utile d'augmenter encore la définition du tube puisque la résolution verticale est déterminée non pas par celui-ci mais par le nombre de lignes. On pourrait néanmoins chercher à améliorer les tubes de caméra s'il était possible d'augmenter le nombre de lignes, ce qui est le cas pour les systèmes de télévision à haute définition. C'est la raison pour laquelle un nouveau tube a été spécialement mis au point pour ces systèmes. Ce tube a été conçu pour une diagonale d'image de 26 mm, ce qui a permis d'atteindre une définition très élevée. On a fait appel à un système à diodes pour diminuer le traînage. Il en résulte également que le courant de faisceau est suffisant pour les dispositifs utilisant une commande de courant de faisceau pour le traitement des hautes lumières.

¹ Nach dem Manuskript eines Vortrages, gehalten auf der 8. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG), Berlin, 6. bis 9. Oktober 1980.

² Dr. Ad Franken ist Entwicklungsingenieur für Bildaufnahmeöhren bei N. V. Philips, Eindhoven (Niederlande).

1. Einleitung

In den letzten Jahren ist ein wachsendes Interesse für hochauflösende Fernsehsysteme festzustellen – gegebenenfalls mit hoher Zeilenzahl und mit „slow scan“-Bildauslesung. Dieses Interesse betrifft in erster Linie das kabelgebundene Fernsehen. In dem Zusammenhang ist z. B. an elektronische Kinetographie zu denken, wobei das Bild statt auf Film direkt auf Magnetband aufgezeichnet wird. Dies hat den Vorteil, daß elektronische Signalverarbeitungstechniken angewandt werden können und daß das Bild praktisch unmittelbar nach der Aufnahme für die Wiedergabe verfügbar ist. Von diesen Fernsehbildern können dann später eventuell wieder Filme angefertigt werden. Die Bildqualität eines solchen Systems muß jedoch nahezu die gleiche sein wie die des herkömmlichen Systems, bei dem das Bild unmittelbar auf Film festgelegt wird.

Auch bei der Analyse von Bildern wird häufig ein hohes Auflösungsvermögen verlangt; oftmals wird das Bild bei solchen Verfahren digitalisiert. Bei Fernseheinrichtungen, die für Flugsimulationszwecke eingesetzt werden, wird ebenfalls häufig ein hohes Auflösungsvermögen verlangt. Das gleiche gilt für die Übertragung von Dokumentationen, wobei oftmals kleine Buchstaben und Zeichen vorkommen. Diese müssen natürlich auch im Fernsehbild noch deutlich lesbar sein.

In der medizinischen Röntgendiagnostik ist die Fernsehübertragung gegenwärtig eine allgemein anerkannte Technik. Es leuchtet ein, daß im Interesse einer einwandfreien Diagnose auch hier sehr hohe Anforderungen an die Qualität des Fernsehbildes gestellt werden müssen. Ferner denkt man heute auch an den Einsatz des hochauflösenden Fernsehens – allgemeiner: an „HiFi-TV“ – für die Zwecke des öffentlichen Fernsehens, wobei diese neuen Systeme gegebenenfalls mit den derzeit existierenden Systemen kompatibel sein müssen.

Es kann also gesagt werden, daß in den letzten Jahren ein zunehmendes Interesse an hochauflösenden Fernsehsystemen dieser Art besteht. Was die Eigenschaften und Möglichkeiten eines solchen hochauflösenden Fernsehsystems anbelangt, beschränkt sich dieser Aufsatz auf die Rolle der Kameraröhre in diesem Kontext.

Betrachten wir zunächst die heutigen Fernsehsysteme mit 525 bzw. 625 Zeilen. In den gegenwärtig erhältlichen Plumbicon*-Röhren ist der Durchmesser des die lichtempfindliche Schicht abtastenden Elektronenstrahls bereits so klein, daß manchmal bei der Abtastung Restladungen zwischen den Zeilen zurückbleiben können. Abgesehen von der Tatsache, daß dies unerwünschte Effekte wie z. B. Fokusflimmern und sogenannte Heckwellen nach sich ziehen kann, bedeutet dies, daß es sinnlos wäre, den Elektronenfleck, bezogen auf die abgetastete Fläche, noch weiter zu verkleinern, da das Auflösungsvermögen in vertikaler Richtung hierbei von der Fernsehzeilenzahl und nicht von der Aufnahmeröhre bestimmt wird. Ginge man jedoch dazu über, die Anzahl der Fernsehzeilen zu erhöhen, so ergäben sich neue Mög-

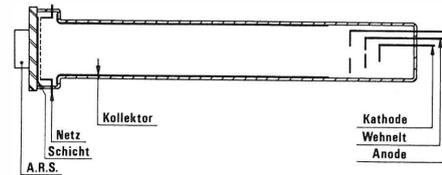


Bild 1
Schematischer Aufbau der 45XQ

lichkeiten zu weiteren Verbesserungen der Kameraröhre. Speziell für hochauflösende Fernsehsysteme dieser Art wurde eine Kameraröhre entwickelt, die die Entwicklungsnummer 45XQ bekommen hat.

2. Die neue Kameraröhre 45XQ

In diesem Aufsatz soll auf die Röhre selbst (wie auch auf ihre Eigenschaften) eingegangen werden. Eine spezielle Technik, die in hochauflösenden Systemen häufig angewandt wird, ist die Zeitintegration eines Bildes auf dem Target. Dieses Bild wird dann nach der Belichtung – eventuell im Slow-scan-Verfahren – ausgelesen. Wie im folgenden gezeigt wird, ist die 45XQ auch für diese Techniken geeignet.

2.1. Aufbau der Röhre

Bild 1 zeigt den schematischen Aufbau der 45XQ. Was zunächst auffällt, ist der größere Kopf der Röhre, woraus sich die Bezeichnung „Dickkopfröhre“ erklärt. Dies bedeutet, daß die Fläche des Eingangsfensters im Vergleich zu den konventionellen 30-mm-Röhren vergrößert ist. Der Durchmesser der Röhre selbst – wiederum im Vergleich zu den konventionellen 30-mm-Röhren – unverändert geblieben. Der Anschluß des Feldnetzes, das sich unmittelbar hinter dem Target befindet, ist nicht – wie bei der 30-mm-Röhre – über lange Zuleitungsdrähte, sondern unmittelbar am Kopf herausgeführt. Auch der Kollektor unterscheidet sich von dem der konventionellen 30-mm-Röhre, und zwar in dem Sinne, daß er auf die Glaswand aufgedampft ist. Ferner ist die Röhre mit einer sogenannten Diodenkanone ausgerüstet.

Bild 2 zeigt eine 45XQ und eine konventionelle 30-mm-Röhre. Die Abtastfläche der 45XQ hat eine

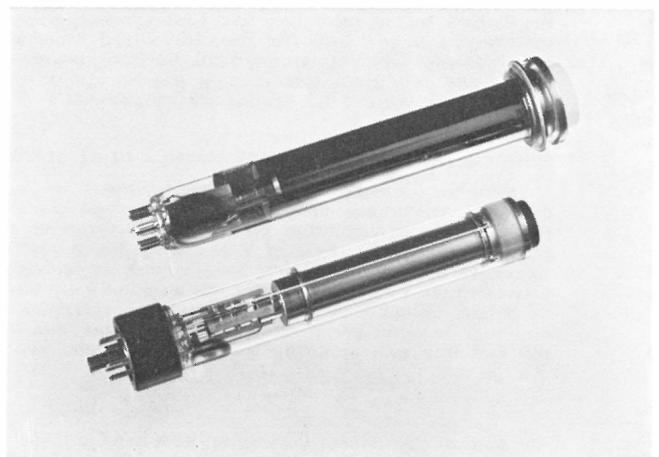


Bild 2
Die neue 45XQ im Vergleich zu einer konventionellen 30-mm-Röhre

* Warenzeichen der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken für Fernsehkameraröhren.

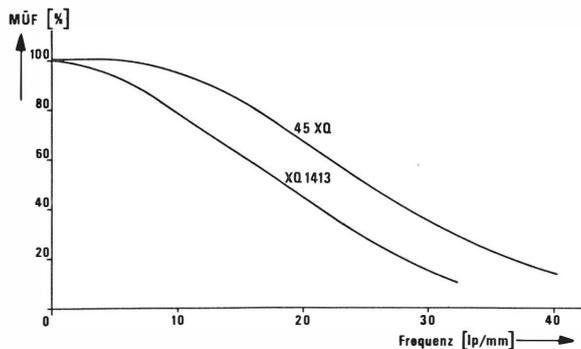


Bild 3
Modulationsübertragungsfunktion (MÜF)
der 45XQ und der XQ1413 (lp/mm)

Diagonale von 26 mm, während bei der 30-mm-Röhre dieses Maß 21 mm beträgt. Damit ist die Abtastfläche um etwa 50 % größer geworden. Trotzdem sind die Abmessungen der Röhre sowie auch der Spule fast die gleichen wie die der 30-mm-Röhre. Um einen optimalen Entwurf der Röhren-Spulenkombination zu erreichen, wurde nämlich gleichzeitig mit der Röhre eine Spule entworfen. Dabei ist es gelungen, den gleichen Spulendurchmesser beizubehalten wie bei der 30-mm-Röhre, nämlich 68 mm.

2.2. Modulationsübertragungsfunktion (MÜF)

Der vielleicht wichtigste Parameter dieser Röhre ist die Modulationsübertragungsfunktion (MÜF). Um diese möglichst groß zu machen, wurden verschiedene Maßnahmen ergriffen. Zunächst wurde – wie bereits erwähnt – die Abtastfläche vergrößert. Ferner wird eine besonders dünne lichtempfindliche Schicht verwendet, um Licht und Ladungsstreuung in der Schicht möglichst klein zu halten. Um bei dieser dünnen Schicht die Trägheit zu reduzieren, wird die Diodenkanone verwendet. Auch die Elektronenoptik der Spule ist derart optimiert, daß ein mögliches hohes Auflösungsvermögen erreicht wird. **Bild 3** zeigt die Modulationsübertragungsfunktion der 45XQ im Vergleich zu derjenigen des 30-mm-Plumbicons mit dem derzeit höchsten Auflösungsvermögen, nämlich der XQ1413. Als Frequenzeinheit ist auf der horizontalen Achse die Anzahl der Linienpaare pro mm (lp/mm), gemessen auf der lichtempfindlichen Schicht, aufgetragen.

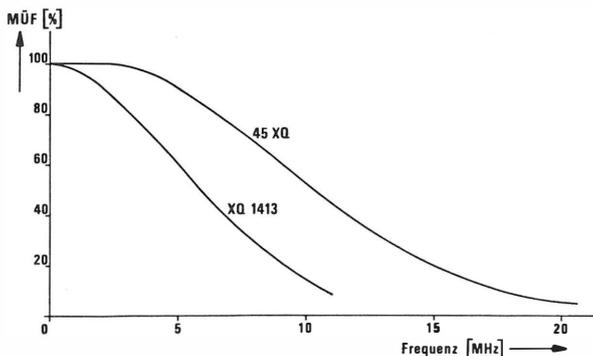


Bild 4
Modulationsübertragungsfunktion (MÜF)
der 45XQ und der XQ1413 (MHz)

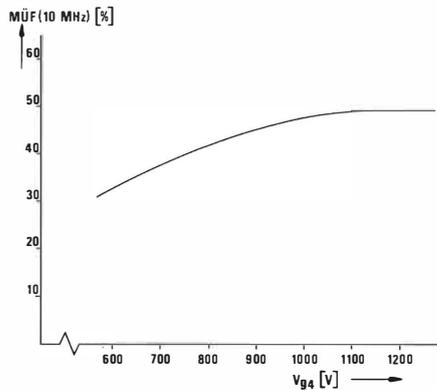


Bild 5
Modulationsübertragungsfunktion (MÜF)
bei 10 MHz als Funktion der Feldnetzspannung V_{g4}

Bild 4 zeigt die Wirkung der größeren Abtastfläche. Hier ist auf der Horizontalen die Frequenz in MHz aufgetragen. Bei niedrigen Frequenzen hat die Frequenzkennlinie einen fast geradlinigen Verlauf, da mit Rechteckwellen gemessen wird. Der Schärfevorteil ist bei hohen Frequenzen am größten. Bei 10 MHz z. B. hat die XQ1413 eine MÜF von ungefähr 15 %, die 45XQ eine solche von etwa 50 %. In den Ecken beträgt die MÜF bei 10 MHz rund 35 %. Wenn aber die sogenannte dynamische Fokussierung verwendet wird, wird die MÜF in den Ecken auf 40 % bis 50 % verbessert.

Bild 5 zeigt die MÜF bei 10 MHz als Funktion der Spannung des Feldnetzes bei konstantem Verhältnis zwischen Feldnetz- und Kollektorspannung. Oberhalb eines Wertes von 1000 V tritt keine nennenswerte Erhöhung der MÜF mehr auf. Daher wird empfohlen, die Röhre mit dieser Spannung zu betreiben.

2.3. Dämpfung des Zeilenablenkfeldes

Der Kollektor der 45XQ ist kein Metallrohr wie bei der 30-mm-Röhre, sondern wurde in Form einer aufgedampften Wandelektrode ausgeführt. Dies geschah unter anderem, um die Dämpfung des Zeilenablenkfeldes zu reduzieren. In **Bild 6** ist der Strom I aufgetragen, der die Zeilenablenkspule als Funktion der Zeit durchläuft. Während des Rücklaufs hat dieser Strom einen fast kosinusförmigen Verlauf; während des Vorlaufs muß er dagegen einen möglichst linearen Verlauf haben. Das vom Strom erzeugte Magnetfeld B zeigt jedoch infolge der im Kollektorrohr erzeugten Wirbelströme einen etwas anderen Verlauf, wie aus der Zeichnung ersichtlich ist. Am Anfang des Vorlaufs entstehen dadurch Dop-

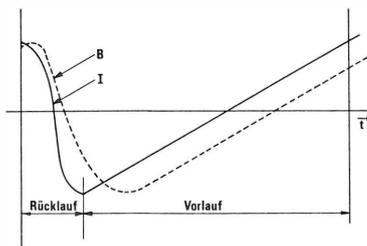


Bild 6
Strom I in der Zeilenablenkspule und zugehöriges Magnetfeld B

pelbilder und Nichtlinearitäten, es sei denn, man verwendet nur einen Teil des Vorlaufs für die Bildabtastung. Aber das bedeutet (vor allem bei kurzer Zeilendauer, wie sie in Systemen mit hoher Zeilenzahl häufig vorkommt) eine Verkürzung der effektiven Vorlaufzeit. Und letzteres bedeutet wiederum, daß eine bestimmte Frequenz (ausgedrückt in lp/mm) nach einer höheren elektrischen Frequenz (ausgedrückt in MHz) transformiert wird. Dies hat nun seinerseits zur Folge, daß der Videoverstärker diese Frequenzen stärker beschneidet. Durch Verwendung eines dünnen aufgedampften Kollektors mit hohem spezifischen Widerstand sind die auftretenden Wirbelströme derart klein geworden, daß das resultierende Magnetfeld fast vollständig mit dem Stromfluß durch die Spule zusammenfällt. Dadurch ist die effektive Vorlaufzeit maximal, und der Frequenzgang des Videoverstärkers kann optimal ausgenutzt werden. Außerdem ist die Linearität (links im Bild) verbessert.

2.4. Übersprecherscheinungen

Ein anderer Effekt, der bei kurzer Zeilenrücklaufzeit eine Rolle spielt, hängt mit den Anschlußdrähten des Feldnetzes zusammen: In einem Leiter, der sich in einem magnetischen Wechselfeld befindet, wird eine Spannung induziert, die der Feldstärkeänderung pro Zeiteinheit proportional ist. Bei konventionellen Kameraröhren wird eine solche Spannung während des Zeilenrücklaufs in den Feldnetzdrähten erzeugt. Diese Spannung kann sodann über das Feldnetz auf kapazitivem Wege Übersprecherscheinungen in der Schicht und damit Probleme bei der Festlegung des Schwarzpegels hervorrufen. In diesem Zusammenhang wird das Netz nicht über einen einzigen Draht

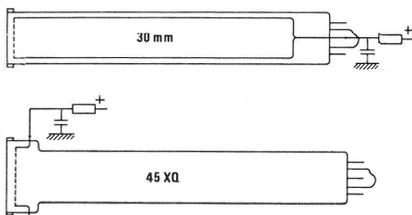


Bild 7

Anschluß des Feldnetzes bei der 30-mm-Röhre und bei der 45XQ

verbunden, sondern über zwei Drähte, die zusammen mit dem Netz eine Schleife bilden. Infolge von Asymmetrien in der Feldverteilung können jedoch bei kurzen Rücklaufzeiten, d. h. bei größeren Feldänderungen pro Zeiteinheit, noch Rücklaufimpulse im Videosignal vorkommen. Aus diesem Grunde werden bei der 45XQ keine Feldnetz-Anschlußdrähte verwendet; statt dessen kann das Netz unmittelbar vorn am Röhrenkopf mit Hilfe eines Kondensators entkoppelt werden (Bild 7).

Im Zusammenhang mit der verlangten hohen Auflösung wird eine verhältnismäßig hohe Feldnetzspannung von 1000 V gewählt. Bei hoher Feldnetzspannung kann jedoch störende Mikrofonie (nämlich durch Schwingungen des Feldnetzes) auftreten, die auf kapazitivem Wege Übersprecherscheinungen in der Signalplatte hervorruft. Deshalb wird das Feldnetz der 45XQ aus einem Werkstoff mit hoher Stei-

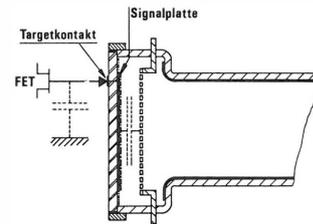


Bild 8

Signalplatte und Targetkontakt bei der 45XQ

figkeit hergestellt. Außerdem ist es unmittelbar am Kopf eingespannt, so daß Schwingungen, die von der Kanone stammen, das Feldnetz nicht über seine Anschlußleitungen oder über den Kollektor erreichen können.

2.5. Störabstand

Um horizontal und vertikal das gleiche Auflösungsvermögen zu erreichen, ist eine Bandbreite B erforderlich, die dem Quadrat der Zeilenzahl N proportional ist. Dies bedeutet eine Verschlechterung des Störabstandes bei höherer Zeilenzahl. Der Störabstand wird aber auch von der Ausgangskapazität der Röhre bestimmt. Um diese möglichst gering zu halten, ist die Signalplatte bei der 45XQ so klein wie möglich gehalten worden. Wie Bild 8 zeigt, nimmt die Signalplatte nicht die gesamte Fläche der Röhre in Beschlag, sondern ist nur wenig größer als die abgetastete Fläche. Der Targetkontakt wird unmittelbar durch das Fenster nach außen geleitet.

2.6. Dynamic Beam Control (DBC)

Eine Technik, die gegenwärtig vielfach zur Beherrschung von Spitzlichtern angewandt wird, ist unter der Bezeichnung DBC (Dynamic Beam Control) bekannt. Hierbei wird mit Hilfe des Signalstroms die Spannung am Wehneltzylinder derart geregelt, daß der verfügbare Strahlstrom immer zur Stabilisierung der Schicht ausreicht (Bild 9). Die 45XQ verfügt über eine ausreichende Strahlstromreserve, um diese Technik anwenden zu können.

2.7. Farbdeckung

Bei Farbanwendungen ist eine hohe Auflösung erst dann wirklich sinnvoll, wenn auch eine gute Farbdeckung gegeben ist. Häufig treten die größten Deckungsfehler am Rande der Kameraröhre auf. Wegen des vergrößerten Eingangskopfes der 45XQ ist der Röhrenrand verhältnismäßig weit vom Rand des Bildes auf dem Target entfernt, was in bezug auf die Farbdeckung günstig ist. Außerdem ist es dank der Kopfkonstruktion möglich, das Feldnetz parallel zum Target anzubringen. Ferner kann die Röhre nicht zuletzt wegen der Wanellektroden mit engen mechanischen Toleranzen montiert werden. All diese

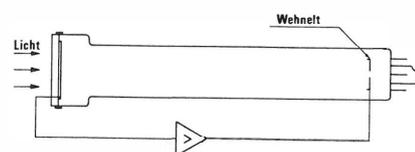


Bild 9

Dynamic Beam Control (DBC) bei der 45XQ

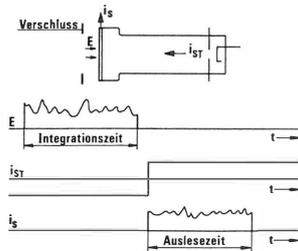


Bild 10
Bildintegration mit der 45XQ

Maßnahmen haben dazu geführt, daß die Röhre gute Farbdeckungseigenschaften aufweist. Es erübrigt sich vielleicht zu erwähnen, daß die Röhre alle sonstigen guten Eigenschaften besitzt, für die die Plumbiconschicht bekannt ist, z. B. in bezug auf Trägheit, Empfindlichkeit und Einbrennen.

3. Bildintegration mit der 45XQ

Eine spezielle Anwendungsmöglichkeit der 45XQ ist die sogenannte Bildintegration. Das Prinzip ist in **Bild 10** dargestellt. Innerhalb einer bestimmten Integrationszeit wird ein Bild in der lichtempfindlichen Schicht integriert. Während dieser Zeit wird der Strahlstrom ausgetastet, so daß kein Videosignal verfügbar ist. Nach Schließen des Verschlusses wird Strahlstrom gegeben, wodurch das Bild mit Hilfe des Elektronenstrahls in der Auslesezeit ausgelesen wird. Sie kann eventuell länger als 20 ms gewählt werden. Dank dieses sogenannten Slow Scan ist für ein bestimmtes Auflösungsvermögen nur eine begrenzte Videobandbreite erforderlich, und das ist wiederum günstig im Hinblick auf den Störabstand. Um eine Röhre jedoch in dieser Weise betreiben zu können, müssen folgende Bedingungen erfüllt sein:

Zunächst muß der Dunkelstrom begrenzt sein. Während der Bildintegration fließt durch die Schicht nämlich auch ein bestimmter Dunkelstrom, der – ebenso wie der Signalstrom – an der Rückseite der Schicht integriert wird. Dieser Dunkelstrom darf im Vergleich zum Signalstrom nicht allzu groß sein, da andernfalls auch Probleme in bezug auf die Gleichmäßigkeit des Signals entstehen. Dies begrenzt demzufolge die Belichtungs- und Austastzeit. Bei der 45XQ beträgt dieser Dunkelstrom nur einige nA, wenn der Strahl einige Sekunden lang ausgestastet und die Schicht anschließend innerhalb von 20 ms ausgelesen wird.

Ein anderes Problem kann durch Licht verursacht werden, das von der Katode entweder direkt durch die Röhre oder über die Glaswand auf die

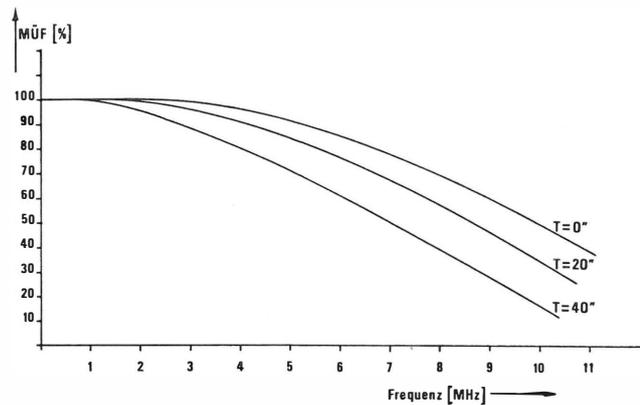


Bild 11
Modulationsübertragungsfunktion (MÜF),
wenn das Bild sofort, nach 20 s und nach 40 s ausgelesen wird

Schicht einfallen kann. Die Belichtung der Schicht durch die Katode ist häufig besonders ungleichmäßig und demzufolge sehr störend. Bei der 45XQ wirkt sich dieses Katodenlicht wegen der geringen Katenleistung von 0,6 W kaum störend aus.

Geringe Querleitung an der Rückseite der Schicht ist eine weitere Forderung, die an die Röhre gestellt werden muß. Ist die Querleitung an der Rückseite der Schicht zu groß, dann werden die Kontraste im Ladungsbild abnehmen. Bei der 45XQ wird eine Plumbiconschicht mit hohem Oberflächenwiderstand verwendet. Das wird klar in einem Experiment, dessen Resultat in **Bild 11** wiedergegeben ist. Während einer sehr kurzen Zeit, nämlich einige μ s, wurde die fotoempfindliche Schicht beleuchtet. Dann kann entweder sofort oder nach 20 s bzw. 40 s das Bild ausgelesen und die MÜF gemessen werden. In **Bild 11** ist die MÜF nach 0, nach 20 und nach 40 s abgebildet. Man kann sehen, daß Integrationszeiten von Dutzenden von Sekunden möglich sind.

4. Schlußbemerkung

Abschließend kann man sagen, daß es sich bei der 45XQ um eine Röhre handelt, die hervorragend für hochauflösende Fernsehsysteme geeignet ist, in erster Linie wegen der hohen MÜF, in zweiter Linie auch wegen einiger günstiger Eigenschaften, unter anderem in bezug auf Dämpfung, Line Pick Up, Ausgangskapazität, Mikrofonie, Glanzlichtbeherrschung und Farbdeckung. Gerade bei hochauflösenden Fernsehsystemen spielen diese Punkte eine wichtige Rolle. Außerdem ist die Röhre auch für die Bildintegration geeignet, obgleich nicht speziell für diesen Zweck entworfen.

PROZESSORGESTEUERTES SETZ- UND KONTROLLGERÄT FÜR DAS EBU/IRT-ZEITCODESYSTEM

VON GERHARD HOLOCH¹

Manuskript eingegangen am 26. November 1980

Automation

Zusammenfassung

Dieser Beitrag beschreibt ein neuartiges Setzgerät für das EBU/IRT-Filmzeitcodeverfahren, das neben der Voreinstellung der Tochteruhren sowohl eine Auslesung sämtlicher Daten in Klarschrift als auch eine Überprüfung der Synchronität durch Daten- und Phasenvergleich erlaubt. Durch den Einsatz eines Mikrocomputers und einiger spezieller, prozessorsteuerbarer Funktionsmodule konnte der hardwaremäßige Aufwand gering gehalten werden. Mit diesem kombinierten Setz- und Kontrollgerät lassen sich sämtliche auf dem Markt befindlichen Tochteruhren setzen und überprüfen.

Summary Computer-controlled setting and verification equipment for the E.B.U./I.R.T. time-and-control code system

This article describes a novel setting equipment for the E.B.U./I.R.T. film time-and-control code system which, in addition to the pre-adjustment of the slave clocks, makes possible the read-out of all data in plain language, as well as the verification of the synchronism by data and phase comparisons. The utilisation of a microcomputer and of some special, computer-controllable function modules made it possible to maintain the cost of the hardware at a low level. This combined setting and verification equipment makes it possible to set and verify all slave clocks at present on the market.

Sommaire Equipement de réglage et de vérification assisté par ordinateur pour le système de code temporel et de commande de l'U.E.R./I.R.T.

L'article décrit un nouvel appareil de réglage du système de code temporel et de commande de l'U.E.R./I.R.T. Outre le pré-réglage des horloges secondaires, ce dispositif permet la lecture directe de toutes les informations ainsi que la vérification du synchronisme par comparaison des données et des phases. Le coût du matériel informatique a pu être rendu assez faible grâce à l'emploi d'un microprocesseur et de certains modules de fonctions gérés par ordinateur. Cet équipement combiné permet de régler et de vérifier toutes les horloges secondaires que l'on trouve actuellement sur le marché.

1. Einleitung

Bekanntlich wird beim EBU/IRT-Zeitcodesystem für die Synchronisation zweistreifiger Film/Ton-Produktionen auf Film und Tonband eine kontinuierliche Zeitregistrierung vorgenommen. Die Realzeit einschließlich Datum und eventueller Zusatzinformationen, wie z. B. Kameranummer oder Szenennummer, werden als binär codierte Dezimalwerte sowohl auf den Bildfilmrand aufbelichtet als auch beim Tonband auf einer getrennten Codespur aufgezeichnet. Dieser Code wird in freilaufenden, quarzbetriebenen Tochteruhren erzeugt, die in allen Aufnahme geräten untergebracht sind. Das System, das Datenformat und die einzelnen Komponenten dieses Filmzeitcodes sind in [1 bis 8] beschrieben bzw. genormt.

Die Aufgabe eines Setzgerätes besteht nun darin, alle Tochteruhr-Codegeneratoren in gewissen zeitlichen Abständen zu setzen bzw. zu synchronisieren, d. h., Uhrzeit, Kalender sowie die exakte Inkrementierphase der Mutteruhr müssen auf die Tochteruhr übertragen werden. Hierzu wird kurzzeitig eine Kabelverbindung zwischen Setzgerät und Tochteruhr hergestellt. Nach erfolgtem Setzvorgang wird die Genauigkeit der in den einzelnen Uhren generierten Zeit allein durch die eingebauten Taktgeber bestimmt. Eine Asynchronität zwischen mehreren Tochteruhren oder zwischen Mutter- und Tochteruhr, die z. B. bei fehlerhaftem Setzvorgang oder bei zu großer, unterschiedlicher Oszillatordrift infolge zu lan-

ger Betriebsdauer (ohne Nachsetzen) auftreten kann, war bei der ursprünglichen Konzeption der Uhren nicht zu erkennen. Dies führte in der Praxis zu Unsicherheiten, denn erst die Entwicklung des Films und die Überspielung des Tonbandes auf Magnetfilm bzw. die Bearbeitung am Schneidetisch zeigten, ob die Zeitcodeaufzeichnung funktioniert hat [9].

Eine Lösung dieses Problems sollte auf jeden Fall berücksichtigen, daß die wie auch immer geartete Kontrollfunktion mit vertretbarem Aufwand realisiert werden kann und daß gleichzeitig für den praktischen Betrieb ein Optimum an Komfort und Sicherheit geboten wird. Der gerätetechnische Aufwand für eine Filmaufnahme darf nicht unnötig vergrößert werden.

2. Hardwarelösung

Eine hardwaremäßige Lösung dieses Problems wurde in [10] schon vorgestellt. Das bei einer Filmaufnahme ohnehin benötigte Setzgerät wurde dafür mit ausgenutzt, so daß neben der Voreinstellung der Tochteruhren gleichzeitig auch eine Kontrolle derselben möglich ist.

Bild 1 zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild der Kontrollfunktion. Die BCD-Daten des gesamten Codewortes (25 x 4 Bit) werden zusammen mit einem Taktsignal von der Tochteruhr zur Mutteruhr zurückgeführt. Da jeder Datenzyklus mit einem 3steligen Synchronwort beginnt, hat man mit dessen Decodierung einen Bezug für die zeitliche Lage der einzelnen Digits und gleichzeitig auch einen Phasenbezug für den Sekundentakt der Tochteruhr. Auf-

¹ Dipl.-Ing. Gerhard Holoch ist Leiter des Arbeitsbereiches Fernseh-Filmtechnik (Elektronik) im Institut für Rundfunktechnik, München.

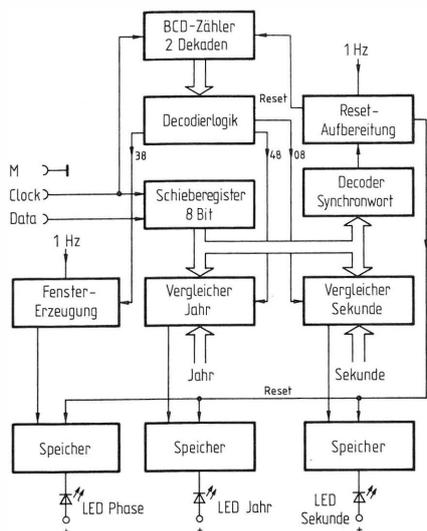


Bild 1

Kontrolle von Zeitcodegeneratoren per Hardware

grund des gewählten Zählprinzips in der Tochteruhr genügt es, wenn zur Kontrolle der Daten (Uhrzeit und Kalender) jeweils nur die beiden letzten Digits mit den entsprechenden Stellen der Mutteruhr verglichen werden. So kann z. B. nach 8 Taktimpulsen, gerechnet von der Erkennung des Synchronwortes an, die Uhrzeit (Sekunden) verglichen werden, ebenso ist nach 48 Taktimpulsen ein Vergleich des Kalenders (Jahr) möglich. Eine Koinzidenz zwischen Mutter- und Tochteruhr wird durch blinkende LEDs angezeigt. In analoger Weise läßt sich nach 38 Taktimpulsen die Phasenlage des Sekundenübergangs prüfen, wobei eine gegenseitige Abweichung (Fenster) von ± 20 ms zugestanden wird.

Obwohl dieses Gerät dem Wunsch nach mehr Komfort und Sicherheit bei der Aufnahme schon entsprach, erfüllte es dennoch nicht alle Wünsche der Anwender. Die Anzeige der Datengleichheit in Form von ein oder zwei blinkenden LEDs allein genügte nicht, sondern man wollte sämtliche gesetzten Daten (einschließlich Kameranummer) in Klarschrift lesen können. Außerdem sollte der elektronische Aufwand, sofern möglich, reduziert und dadurch die äußeren Abmessungen weiter verringert werden.

3. Softwarelösung

Schon bei der Entwicklung der in 2. beschriebenen Hardwarelösung gab es Überlegungen, Hardware durch Software zu ersetzen und einen Mikroprozessor zu verwenden. Zum damaligen Zeitpunkt hätte dies jedoch noch keinen Vorteil gebracht, da verschiedene zeitkritische Funktionen nur hardwaremäßig realisiert werden können und die dafür notwendigen und erheblichen Bausteine nicht für prozessorgesteuerte Anwendungen ausgelegt waren.

In der Zwischenzeit sind jedoch neue, hochintegrierte Zähl- und Uhrenbausteine in CMOS-Technik auf den Markt gekommen, deren Dateneingabe und -ausgabe entweder seriell oder parallel im Zeitmultiplexverfahren erfolgt und in idealer Weise von einem Mikroprozessor wahrgenommen werden kann. Einziger kritischer Punkt beim Einsatz eines Mikro-

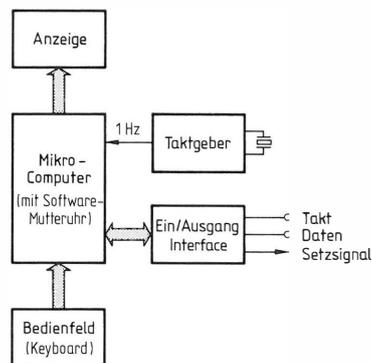


Bild 2

Minimalsystem für ein prozessorgesteuertes Setz- und Kontrollgerät

prozessors in einem mobilen Gerät ist die Leistungsaufnahme.

Die softwaremäßige Lösung der Aufgabe, nämlich Auslesung der gesetzten Daten in Klarschrift und Überprüfung der Synchronität durch Daten- und Phasenvergleich, sollte wie bei der Hardwarelösung mit der Mutteruhr kombiniert werden [11].

3.1. Minimalssystem

Eine theoretische Möglichkeit für den Aufbau eines prozessorgesteuerten Setz- und Kontrollgerätes zeigt **Bild 2**. Ein Mikrocomputer, möglichst in Einchip-Ausführung mit integriertem RAM und EPROM, übernimmt die softwaremäßige Generierung sowohl der Uhrzeit mit den Kalenderdaten als auch des Setzsignals. Einzige periphere Baugruppen sind ein Eingangs-/Ausgangs-Interface, ein hochstabiler 1-Hz-Taktgeber, eine numerische Anzeigeeinheit sowie ein (eventuell aktives) Bedienfeld.

Da bei dieser Anordnung wegen der Software-Mutteruhr der Mikrocomputer dauernd eingeschaltet bleiben muß, ist die Leistungsaufnahme groß. Prozessoren in CMOS-Technologie mit geringerer Stromaufnahme (10 mA bei 5 V) können nicht verwendet werden, da deren Arbeitsgeschwindigkeit zu gering ist, um die geforderte hohe Impulsrate von etwa 0,4 Mbit/s für Zeit- und Datumsetzimpulse zu erzeugen. Das in **Bild 3**, Zeile 3 gezeigte Format für das Setzsignal ist gemäß DIN 15 971 Teil 5 [8] fest vorgegeben und kann nicht geändert werden. Da für den 31. 12. 1999 z. B. 123 199 Impulse in 0,4 s ausge-

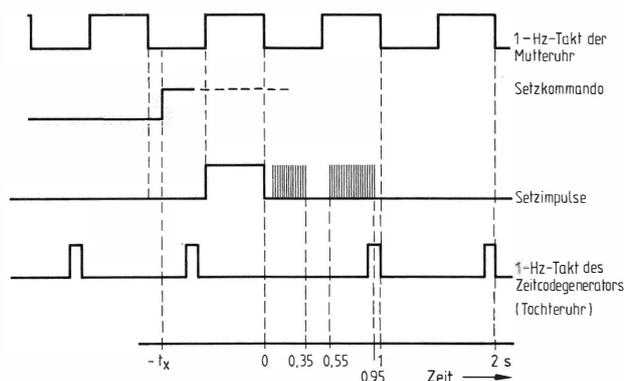


Bild 3

Impulsdiagramm zum zeitlichen Ablauf des Setzvorgangs

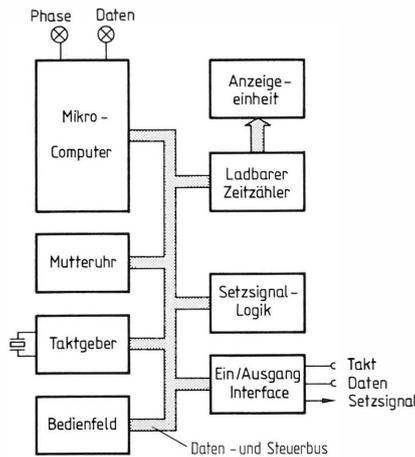


Bild 4

Ausgeführtes Setz- und Kontrollgerät mit Mikrocomputer

geben werden müssen, errechnet sich daraus eine minimale Impulsfrequenz von > 308 kHz. Etwas günstiger liegen die Verhältnisse bei den Zeitzetzimpulsen, deren Anzahl sich aus der in Sekunden umgerechneten Uhrzeit ergibt, wobei für eine Übertragung maximal $0,35$ s zur Verfügung stehen. Eine Impulsfrequenz von 400 kHz entspricht einer Periodendauer von $2,5 \mu\text{s}$. Die kürzeste Befehlszykluszeit bei einem CMOS-Prozessor liegt noch bei etwa $1 \mu\text{s}$. Für die Erzeugung der Setzimpulse ist dies entschieden zu lang. Somit kann das in Bild 2 skizzierte Minimalsystem zur Zeit noch nicht realisiert werden.

3.2. Ausgeführtes System

Aufgrund der in 3.1. angeführten Schwierigkeiten mußte bezüglich des Hardware-Aufwandes ein Kompromiß gewählt werden. Alle Aufgaben, deren Ausführung für den Prozessor ineffizient oder nicht möglich sind, werden von Peripheriebausteinen übernommen, während der Ablauf des Prozesses vom Mikrocomputer gesteuert wird. Bild 4 zeigt das Blockschaltbild des neuentwickelten Setz- und Kontrollgerätes mit allen wesentlichen Funktionen. Anhand dieses Übersichtsschaltplans sowie einiger ergänzender Blockschaltbilder und Diagramme sollen in den nachfolgenden Abschnitten die Aufgliederung, der Funktionsablauf, die Setzsignalerzeugung sowie die Kontrollfunktion erläutert werden.

3.2.1. Aufgliederung

Der Mikrocomputer ist aufgebaut mit der CPU vom Typ 8085 A, einem Arbeitsspeicher (RAM, 8155) für 256 Worte mit zwei programmierbaren 8-Bit-E/A-Toren, einem programmierbaren 6-Bit-E/A-Tor und einem programmierbaren 14-Bit-Timer sowie einem 2-k-Worte-Programmspeicher (EPROM, 8755 A) mit 2 programmierbaren 8-Bit-E/A-Toren. Die Software dieses Computers enthält keinerlei zeitkritische Funktionen mehr wie im vorhergehenden Beispiel.

Der Befehlssatz dieses Prozessors ist bekanntlich mit dem einiger anderer Prozessoren verträglich. Der Hauptgrund für die Wahl dieses Prozessors war jedoch die Ankündigung einer Firma, einen zu diesem Typ pin- und softwarekompatiblen CMOS-Prozessor mit geringem Energieverbrauch auf den Markt zu bringen.

Eine hier nicht eingezeichnete Abschaltautomatik für die Betriebsspannung des Mikrocomputers dient der Energieeinsparung: Nach Tastendruck bleibt der Computer nur so lange eingeschaltet, wie er für die Ablaufsteuerung der gerade angewählten Funktion (Voreinstellen der Mutteruhr, Setzen der Tochteruhr oder Kontrolle der Tochteruhr) benötigt wird.

Über den Daten- und Steuerbus erfolgt die Verbindung zur Peripherie. Dazu gehört – gewissermaßen als Herz der Anlage – die in Hardware realisierte Mutteruhr mit Taktgeber. Der Mutteruhr-IC wurde speziell für prozessorgesteuerte Anwendungen so ausgelegt, daß der Informationsaustausch (Setzen und Auslesen von Zeit und Kalender) seriell auf einer einzigen bidirektionalen Datenleitung synchron zu einem externen Taktsignal stattfindet.

Da die Erzeugung des Setzsignals gemäß Bild 3 ein relativ zeitkritischer Vorgang ist, wurde die früher schon angewandte Methode beibehalten: Laden eines (externen) Zeitzählers mit den Daten der Mutteruhr und Abwärtszählen bis zum Zählerstand Null [3]. Hierfür ließe sich auch ein spezieller, in einem Mikrocomputer integrierter Timer verwenden. Auch der setzbare hexagesimale/dekadische Zeitzähler ist, ähnlich wie der Mutteruhr-IC, so ausgelegt, daß er über ein bidirektionales, jedoch 4-Bit-paralleles BCD-E/A-Tor ein- und ausgelesen werden kann. Gleichzeitig hat dieser Zähler einen Speicher für die direkt anzuschließende numerische Anzeigeeinheit.

Der Funktionsblock Setzsignallogik generiert unter anderem den hochfrequenten Setzsignaltakt und steuert – zusammen mit dem Mikrocomputer – den Ablauf des Setzvorgangs. Das Eingangs-/Ausgangs-Interface dient zur Anpassung an die Tochteruhren sowie zur Seriell/4-Bit-parallel-Wandlung der eingelesenen Daten. Am Bedienfeld befinden sich, wie der Name schon sagt, alle für die Bedienung des Gerätes wichtigen Schalter und Tasten.

3.2.2. Funktionsablauf

Anhand des vereinfachten Flußdiagramms in Bild 5 soll der Programmablauf erklärt werden. Mit dem Einschalten des Hauptschalters (Start) werden der Prozessor, der Taktgeber und die Mutteruhr zurückgestellt. Die jetzt eingestellte Zeit beginnt bei Null, das Datum beim 1. Tag, 1. Monat und das Jahr bei Null. Der Mikrocomputer beginnt bei der Abarbeitung des Hauptprogramms, d. h. Einlesen der Daten aus der Tochteruhr, Anzeige dieser Daten in Klarschrift auf dem Display sowie Daten- und Phasenvergleich mit den entsprechenden Werten der internen Uhr und Anzeige des Status über zwei LEDs. So lange keine Unterbrechung dieses Programms über eine Taste („Setzen“ oder „Eingabe“) angefordert ist, wird lediglich geprüft, ob der externe Takt noch anliegt, ob also die Tochteruhr kontrolliert werden soll, und wenn dies nicht der Fall ist, wie lange der Computer schon eingeschaltet ist. Bei einer Zeit kleiner als 16 s wird dieses Programm erneut durchlaufen, und zwar pro Sekunde einmal.

Beim ersten Drücken der Taste „Eingabe“ erfolgt eine Unterbrechung (Interrupt) des Hauptprogramms. Die an einem zweistelligen BCD-Codierschalter sequentiell einzustellenden Uhrzeit- und Kalenderdaten werden paarweise eingelesen. Die gerade einge-

können auch die Kameranummer und drei weitere, im Moment noch nicht belegte Stellen per Schalter angewählt und angezeigt werden.

Das Laden der Zähler erfolgt in gleicher Weise wie unter 3.2.3. schon beschrieben. Die Aufgabe des Mikrocomputers besteht darin, das Synchronwort zu erkennen und die danach eintreffenden Daten nach einer Seriell/4-Bit-parallel-Wandlung mit den Daten der (internen) Mutteruhr Digit für Digit zu vergleichen und sie außerdem an die richtige Stelle der Zählerkette zu transportieren. Erst nach komplettem Transfer erscheinen die Daten in der Anzeige. Bei Datengleichheit zwischen Mutter- und Tochteruhr blinkt eine LED in 1-Hz-Takt.

Bedingt durch das festgelegte Datenformat (4 Bit pro Bild) ist die Anzeige der Daten erst etwa 720 ms nach dem Sekundenübergang in der Tochteruhr möglich. Diese unerwünschte Verzögerung wird z. T. dadurch kompensiert, daß der bei Datengleichheit entstehende Steuerimpuls für die betreffende LED den Zeitzähler kurz vor Anzeige um eine Sekunde inkrementiert. Dadurch entsteht zwar ein Phasenfehler (Frühanzeige) von 280 ms, der jedoch nicht störend ist. Mit einer programmierten Zeitschleife ließe sich dieser Restfehler noch beseitigen.

3.2.5. Phasenvergleich

Da das decodierte Synchronwort in einem direkten, festen Zusammenhang zum Sekundenwechsel in der Tochteruhr steht, läßt sich damit eine Messung der Phasendifferenz zwischen Tochter- und Mutteruhr durchführen. Allein die Tatsache, daß der Zeitpunkt für das Erkennen dieses Synchronwortes für die auf dem Markt befindlichen verschiedenen Tochteruhren (in Kameras und Tonbandgeräten) unterschiedlich ist, bereitet einige Schwierigkeiten. Dies bedeutet, daß das Kontrollgerät zunächst prüfen

muß, um welchen Typ von Kamera oder Tonbandgerät es sich handelt. **Bild 7** zeigt in einem Impulsplan die zeitlichen Zusammenhänge für den Fall, daß Mutter- und Tochteruhr synchron laufen. Die Ermittlung des Typs erfolgt aufgrund einer Messung der Taktperiode der zu prüfenden Tochteruhr. Wie der Impulsplan zeigt, sind diese Taktsignale für die verschiedenen Tochteruhren recht unterschiedlich, speziell bei den Kameras, deren Takte noch dazu intermittierend sind. Sobald der Typ der Tochteruhr erkannt ist, wird geprüft, ob der Zeitpunkt für die Erkennung des Synchronwortes (bezogen auf die Sekundenphase der Mutteruhr) innerhalb eines „Fensters“ von ± 20 ms liegt, wobei die Lage dieses Fensters vom Typ der Tochteruhr abhängt. Im Synchronfall erscheint für die Kamera vom Typ 1 und für das Tonbandgerät das Synchronwort nach 110 ms, bei der Kamera vom Typ 2 dagegen schon nach 95,5 ms. Sofern das Synchronwort innerhalb der genannten Toleranzgrenzen erkannt wird, ist sichergestellt, daß die gegenseitige Abweichung der verschiedenen Film- und Tonaufnahmen ≤ 1 Bild ist. Eine blinkende LED zeigt die erlaubte Phasenabweichung an.

3.2.6. Stabilität des Taktgebers

Wie in [3] schon erklärt wurde, bringt das Verfahren der zeitcodegesteuerten Film- und Tonaufnahme nur dann echte Vorteile, wenn die Stabilität der verwendeten Taktgeber zumindest so groß ist, daß ein synchroner Betrieb für mehrere Stunden gewährleistet ist. In der Praxis hat sich eine Betriebsdauer (Freilauf) von etwa 4 Stunden als ausreichend erwiesen. Nach Ablauf dieser 4 Stunden müssen die Tochteruhren nachgesetzt werden. Läßt man innerhalb dieser Zeit nicht mehr als 1 Bild Abweichung zu, so errechnet sich daraus eine zulässige

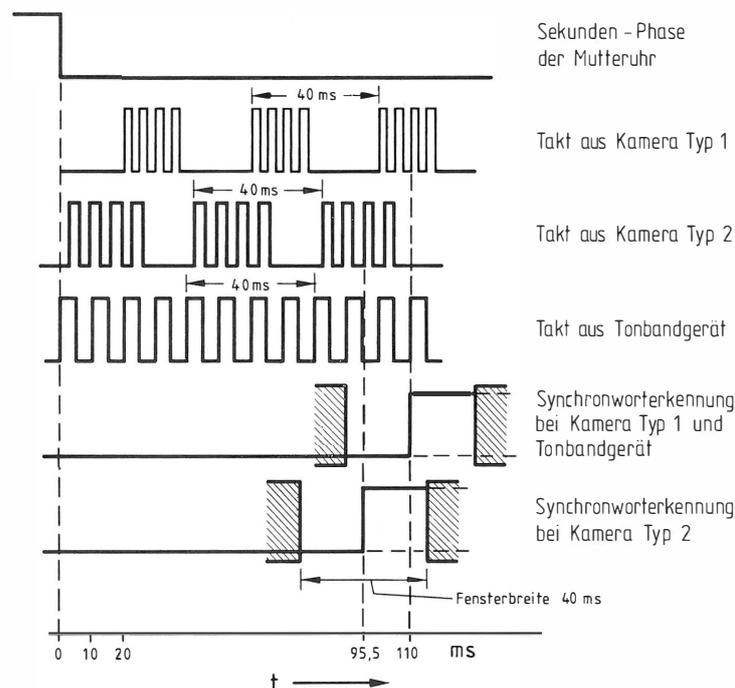


Bild 7
Impulsdiagramm zur Messung
der Phasenlage des Sekudentaktes verschiedener Zeitcodeuhren

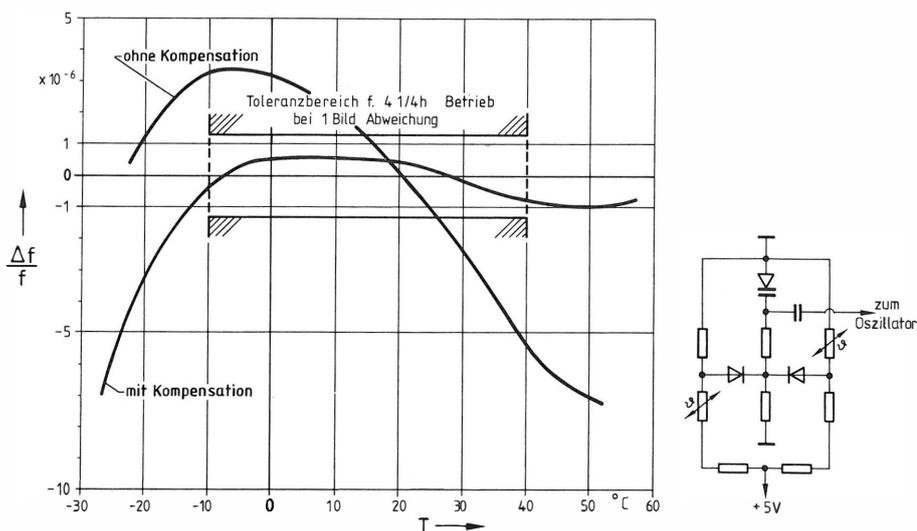


Bild 8
Relative Frequenzabweichung des Quarzoszillators
in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur und Kompensationsnetzwerk

Abweichung $\Delta f/f$ für den Taktgeber in den Tochteruhren von rund $\pm 1 \times 10^{-6}$ (genau $\pm 1,3 \times 10^{-6}$ für $4\frac{1}{4}$ Stunden Betrieb). Da die Mutteruhr die Kontrolle der Tochteruhr übernehmen soll, müßte deren Stabilität eigentlich um eine Größenordnung besser sein. Dies läßt sich nur mit einem temperaturstabilisierten Quarzoszillator (TCXO) erreichen, der jedoch im Vergleich zu einem einfachen Quarzoszillator (SPXO) den Nachteil des höheren Leistungsbedarfs und des höheren Preises hat. Andererseits wird in der Praxis kaum jemand noch kurz vor Ablauf der 4-Stunden-Frist eine Kontrolle vornehmen wollen, so daß in dieser Hinsicht ein Kompromiß zulässig erscheint.

Für den Taktgeber der Mutteruhr wurde zunächst ein einfacher Quarzoszillator vorgesehen, wobei der Schnittwinkel des Quarzes bei der Fertigung so gewählt wurde, daß sich innerhalb des vorgegebenen Temperaturbereichs eine nur kleine Frequenzänderung ergibt. **Bild 8** zeigt die zugehörige Temperaturkurve (ohne Kompensation), welche jedoch, wie man sieht, die Anforderungen noch nicht erfüllt. Durch zusätzliche Anwendung eines einfachen passiven Netzwerkes mit NTC-Widerständen konnte dieser Verlauf wesentlich verbessert werden, so daß in dem vorgesehenen Temperaturbereich zwischen -10°C und $+40^{\circ}\text{C}$ die relative Frequenzabweichung $< \pm 7 \times 10^{-7}$ bleibt. Das verwendete Kompensationsnetzwerk ist in **Bild 8** eingezeichnet. Da dieses Netzwerk hochohmig aufgebaut werden kann, bleibt die zusätzliche Leistungsaufnahme vernachlässigbar gering. Ferner ist es auch denkbar, bei Einsatz eines stromsparenden CMOS-Prozessors über ein in definierten Zeitabständen aufgerufenes Interrupt-Programm die Quarztemperatur zu messen und die erforderliche Frequenzkorrektur z. B. durch Kapazitätsänderungen herbeizuführen.

3.2.7. Aufbau des Gerätes

Um einen kompakten Aufbau des Gerätes zu ermöglichen, wurde die gesamte Schaltung auf drei Platinen mit Europaformat aufgeteilt. Wie **Bild 9** zeigt, werden die Platinen beim Zusammenbau in

Sandwichbauweise übereinander montiert, so daß das Gehäuse auch verhältnismäßig flach gehalten werden kann.

Die oberste Platine enthält naturgemäß die numerische Anzeigeeinheit, die Kontroll-LEDs sowie die meisten Bedienfunktionen, z. B. die Tasten „Setzen“, „Display“ und „Eingabe“, die Codierschalter für die Voreinstellung sowie den Wahlschalter „Kamera-Nr./Datum“. Lediglich der Hauptschalter wird auf der Seite montiert. Auf der mittleren Platine befinden sich der Mikrocomputer und die Mutteruhr, und die untere Platine schließlich enthält den Taktgeber sowie die stabilisierte Stromversorgung, wobei der meiste Platz von dem Batteriegehäuse für die 6 Mignon-Zellen beansprucht wird.

Bei eingeschaltetem Mikrocomputer beträgt die Stromaufnahme 380 mA, im Stand-by-Betrieb dagegen fließen nur noch 6 mA, so daß der Zeitpunkt für einen Batteriewechsel im wesentlichen durch die Häufigkeit der Setz- und Kontrollvorgänge bestimmt wird. **Bild 10** zeigt das fertig montierte Setz- und Kontrollgerät.

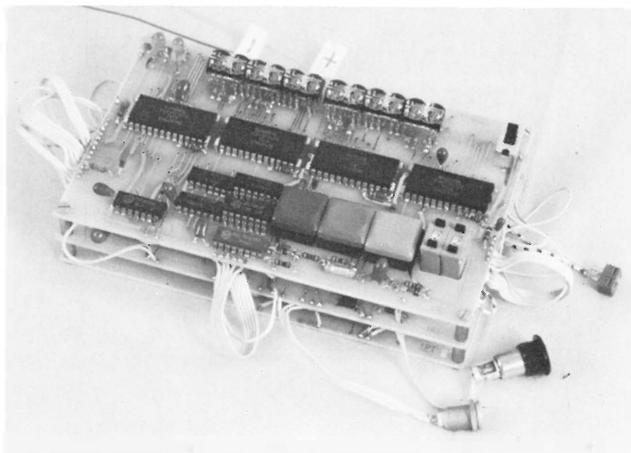


Bild 9
Ansicht des prozessorgesteuerten Setz- und Kontrollgerätes
ohne Gehäuse

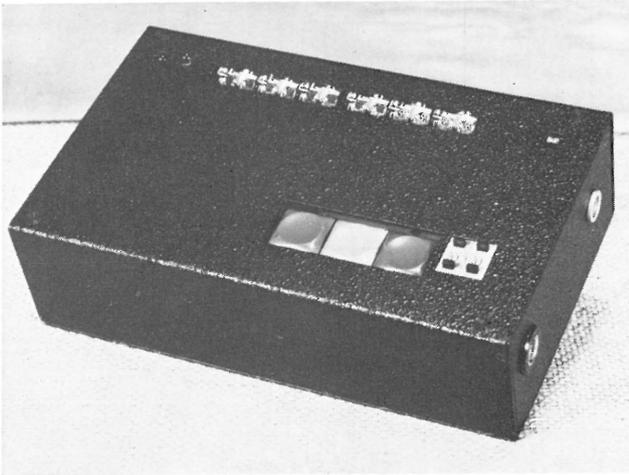


Bild 10
Ansicht des fertigen Gerätes

4. Schlußbetrachtungen

Ziel und Aufgabe der beschriebenen Arbeit war es, ein neues Setzgerät zu entwickeln, das neben der Voreinstellung der Tochteruhren sowohl eine Auslesung der gesetzten Daten (einschließlich Kameranummer und weiterer drei Digits für den Anwender) in Klarschrift als auch eine Überprüfung der Synchronität durch Daten- und Phasenvergleich erlaubt. Durch den Einsatz eines Mikroprozessors und weiterer hochintegrierter Funktionsmodule konnte gegenüber früheren Geräten der Schaltungsaufwand stark reduziert werden, so daß trotz mehr Komfort und Sicherheit ein verhältnismäßig kompaktes Gerät entstand.

Durch den Austausch des Prozessors und seiner Peripherie gegen pin- und softwarekompatible CMOS-Versionen, die zwar schon angekündigt, aber bei Abschluß dieser Arbeit noch nicht erhältlich waren, könnte die Stromaufnahme noch drastisch gesenkt werden, wodurch sich die Betriebssicherheit weiter erhöhen würde.

Da das verwendete EPROM noch über etwa 1 k-Worte freien Speicherplatz verfügt, wäre es auch denkbar, noch weitere Funktionen zu programmieren, z. B. kontinuierliche Anzeige der Echtzeit über eine weitere Unterbrechungsanforderung, Messung (und Anzeige) der Temperatur mit Korrektur der Taktgeberfrequenz oder Einstellung und Synchronisation der Mutteruhr aus einer Tochteruhr, was eventuell für Playback-Aufnahmen von Interesse sein könnte. Auch die Unterbringung eines Testprogramms wäre zu diskutieren. Man sollte sich jedoch davor hüten, allzu viele Funktionen in einem Gerät zu vereinigen, da schnell die Übersicht verloren geht und die Bedienung dadurch erschwert wird.

SCHRIFTTUM

- [1] Grosskopf, H.; Stübbe, M.: Zeitcodierung — ein modernes Hilfsmittel bei der Bearbeitung von Filmen. Rundfunktech. Mitt. 20 (1976), S. 183 bis 187.
- [2] Altmann, K.; Link, H.: Aufzeichnung und Abtastung des Zeitcodes. Rundfunktech. Mitt. 20 (1976), S. 188 bis 194.
- [3] Heller, A.; Holoch, G.: Die Zeitcodeelektronik für Kamera und Tonbandgerät. Rundfunktech. Mitt. 20 (1976), S. 195 bis 202.
- [4] Trissl, K.-H.: Der Schneidetisch mit Zeitcodesteuerung. Rundfunktech. Mitt. 20 (1976), S. 203 bis 210.
- [5] Trissl, K.-H.: Das EBU/IRT-Zeitcodesystem für zweistreifige Tonfilm-Aufnahme und -Bearbeitung. Fernseh- u. Kinotech. 31 (1977), S. 117 bis 124.
- [6] EBU: E.B.U. code for the synchronisation between film cameras and audio tape-recorders. Doc. Tech. 3096 — E. Second edition, May 1976. Hrsg. v. d. Tech. Zentrale der UER, Brüssel.
- [7] Heller, A.; Trissl, K.-H.: Electronic zum EBU/IRT-Zeitcodesystem. radio mentor electronic 43 (1977), S. 266 bis 270 und S. 325 bis 327.
- [8] DIN 15 971: Filmcodierung. Teil 1 bis 5. Hrsg. v. Beuth Verlag, Berlin.
- [9] Wolters, A.: Feldversuch mit dem Zeitcode-Verfahren bei Filmaufnahme und -bearbeitung. Fernseh- u. Kinotech. 32 (1978), S. 50 bis 52.
- [10] Holoch, G.: Kontrolle des EBU/IRT-Zeitcodes mit verbessertem Setzgerät. Fernseh- u. Kinotech. 33 (1979), S. 229 bis 232.
- [11] Schmidt, R.: Aufbau eines Setz- und Kontrollgerätes für das EBU/IRT-Zeitcodesystem mit prozessorgesteuerten Schaltkreisen. Diplomarbeit, ausgeführt am IRT nach Vereinbarung mit der Hochschule der Bundeswehr, München 1980.

DIGITALER KENNSIGNALGEBER¹

VON HEINRICH TWIETMEYER²

Manuskript eingegangen am 5. März 1981

Automation

Zusammenfassung

Im Institut für Rundfunktechnik, München, ist ein digitaler Kennsignalgeber für die Speicherung und Wiedergabe von audiofrequenten Signalen entwickelt worden. Die Tonsignale können aus Musik, Sprache oder synthetischen Signalen bestehen und zu Stations- oder Leitungskennungen, Pausenzeichen und zu Test- oder Meßsignalen zusammengesetzt werden.

Die Tonsignale werden in pulscodemodulierter Form in digitalen Halbleiterspeichern aufbewahrt und bei Wiedergabe in Analogsignale zurückgewandelt.

Die digitale Speicherung ermöglicht gegenüber der bisher für diesen Einsatz üblichen analogen Magnetbandspeicherung eine bedeutend höhere Tonqualität (geringeres Rauschen, geringere Verzerrungen, keine Gleichlaufschwankungen, kein Kopiereffekt). Da der digitale Kennsignalgeber mit elektronischen Halbleiterspeichern aufgebaut ist und somit im Gegensatz zu den konventionellen Tonträgern (Platte, Magnetband) keine mechanisch bewegten Bauteile enthält, unterliegen Gerät und Tonsignal keinem Verschleiß. Das Gerät bedarf daher keiner Wartung. Die Wiedergabequalität des Tonsignals wird auch durch häufiges Abspielen nicht beeinträchtigt.

Summary Digital identification-signal generator

The Institut für Rundfunktechnik has developed a digital identification-signal generator for the storage and reproduction of audiofrequency signals. The sound signals may consist of music, speech or synthesised signals and may be combined for station or circuit identification, interval signals and test or measuring signals.

The sound signals are stored in PCM form in digital semi-conductor stores and reconverted into analogue signals upon reproduction.

Compared with analogue storage on magnetic tape, as used up to now for the above purposes, digital storage makes possible a considerably better sound quality (less noise, less distortion, no flutter or wow, no print-through). Because the storage in the digital identification-signal generator is provided by electronic semi-conductor stores and thus, in contrast to the conventional sound carriers (disk, magnetic tape) it contains no mechanically moving components, neither the equipment nor the sound signal is subject to wear. The equipment, therefore, does not require any maintenance; the reproduction quality of the sound signal is not degraded, even by frequent replaying.

Sommaire Générateur numérique de signaux d'identification

L'Institut für Rundfunktechnik a mis au point un générateur numérique de signaux d'identification pour la mise en mémoire et la restitution de signaux audio. Il peut s'agir de musique, de paroles ou de signaux synthétisés, et ces signaux audio peuvent être combinés à des fins d'identification de station ou de circuit, pour servir d'indicatif, et comme signaux d'essai ou de mesure.

Les signaux audio, codés en Mic, sont stockés dans des mémoires numériques à semi-conducteurs et reconvertis en signaux analogiques à la reproduction.

Par rapport à l'enregistrement analogique sur bande magnétique, technique utilisée jusqu'à présent pour les applications mentionnées plus haut, la mise en mémoire numérique permet d'obtenir une qualité nettement améliorée (moins de bruit et de distorsion, pas de variations du synchronisme ni d'effet de coblage). Comme le générateur numérique est constitué de mémoires électroniques à semi-conducteurs et qu'il ne contient dès lors, contrairement aux supports audio traditionnels (disque, bande magnétique), aucun élément mécanique mobile, ni l'appareil ni le signal audio ne subissent les effets de l'usure. L'équipement ne nécessite de ce fait aucune maintenance; la qualité de reproduction du signal ne se dégrade donc pas, même en cas de reproductions fréquentes.

1. Einleitung

Sogenannte „Pausenzeichenmaschinen“ gehören seit langem zur Grundausstattung jedes Rundfunkbetriebs; sie liefern die kurzen Kennmelodien und -ansagen, die insbesondere zwischen und vor den einzelnen Programmbeiträgen gesendet werden, zum Beispiel Stationsansagen und Pausenzeichen sowie musikalische Motive, die bestimmte Sendungen, Dienste oder Durchsagen, etwa Verkehrsfunkmeldungen, akustisch einleiten. Sogenannte „Kennmodulationsgeber“ werden zur Wiedergabe von Leitungskenn- und Pegelsignalen eingesetzt, die zur Unterscheidung und Vorbereitung von Tonübertragungsleitungen unentbehrlich sind. Charakteristisch

für diese vielfältigen Arten von Kennsignalen ist, daß sie meist nur wenige Sekunden dauern, daß sie jederzeit abrufbar sein müssen und daß sie sehr oft benötigt werden.

Bisher hat man diese Aufgabe mit eigens dafür entwickelten Tonbandgeräten gelöst. Eine Magnetbandschleife, auf die das Kennsignal aufgezeichnet worden ist, lagert entweder in einer Kassette, in einem System von Umlenkrollen oder am Rande eines Plattentellers und wird zur Wiedergabe an einem Magnettonkopf vorbeigeführt. Die Geräte enthalten somit viel Elektromechanik; sie kommen zwar ohne Bedienpersonal aus, wegen der häufigen Beanspruchung bedürfen sie aber einer regelmäßigen und sorgfältigen Wartung und Erneuerung der Verschleißteile, insbesondere der Bandschleife.

Die Fortschritte der modernen Halbleiterspeichertechnologie und der Digitaltechnik legen es nahe, beim Bau von Kennsignalgebern neue, vorteilhaftere Lösungen zu suchen, z. B. mit digitaler Signalspeicherung, ohne mechanisch bewegte Bauteile. Das IRT

¹ Überarbeitete Fassung eines Vortrages, gehalten auf der 5. Fachtagung Hörrundfunk der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) in Mannheim, 5. bis 7. März 1980.

² Dipl.-Phys. Heinrich Twietmeyer ist Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Arbeitsbereich Tonsignaltechnik/Tonmeßtechnik des Instituts für Rundfunktechnik, München.

hat einen solchen „digitalen Kennsignalgeber“ auf der Basis elektronischer Halbleiterspeicher entwickelt, der gegenüber dem herkömmlichen Verfahren bemerkenswerte Vorteile aufweist. Er arbeitet wartungsfrei; die Wiedergabequalität ist bedeutend besser (keine Gleichlaufschwankungen, kein Kopier-effekt, geringeres Rauschen, geringere Verzerrungen), sie wird auch durch beliebig häufiges Abspielen nicht beeinträchtigt.

2. Realisierung des digitalen Speichers

Die Digitaltechnik stellt für den Aufbau eines Speichers verschiedene hochintegrierte Bauelemente zur Verfügung. Für die Realisierung des digitalen Kennsignalgebers wurden EPROMs gewählt, da sie am besten den Betriebseigenschaften entsprechen, die vom entwickelten Gerät gefordert werden.

PROMs können nach einmaligem Beschreiben nicht mehr geändert werden. Für jedes neue Signal müssen neue Speicher eingesetzt werden. EPROMs dagegen lassen sich mit Hilfe von UV-Licht löschen. Sie können dann, wenn das Kennsignal durch ein neues ersetzt werden soll, wieder verwendet werden.

RAMs und CCD-Speicher lassen beliebig häufig Änderungen des Signals zu. Da sie aber – anders als EPROMs – bei Ausfall der Versorgungsspannung ihre Information verlieren, bieten sie nicht die Gewähr für ausreichende Betriebssicherheit.

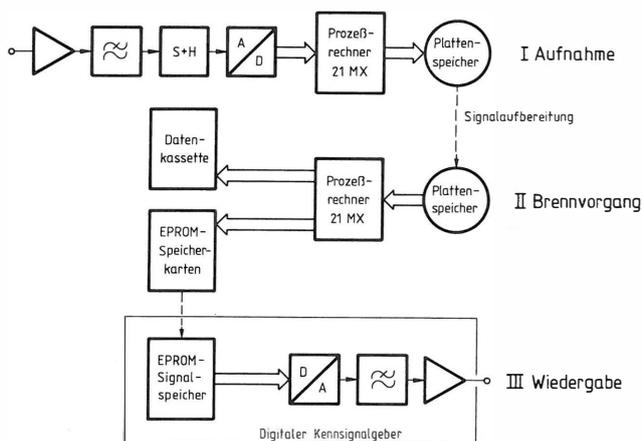


Bild 1
Weg des Tonsignals

Magnetblasenspeicher erschienen anfangs, bei den ersten Planungen des Speichers als besonders geeignet, da sie bei Ausfall der Versorgungsspannung ihre Information beibehalten und da sie unbegrenzt oft neue Signale aufnehmen können. Sie besitzen (zur Zeit) jedoch eine zu hohe Zugriffszeit; außerdem sind aufgrund von Fehlern im Herstellungsprozeß nicht alle Speicherzellen mit Information belegbar. Die Ansteuerungslogik muß diese Eigenschaften berücksichtigen. Die Speicherorganisation würde somit bei Verwendung von Magnetblasenspeichern zu einem unangemessen hohen Aufwand führen. EPROMs dagegen ermöglichen eine einfache, übersichtliche Speicherorganisation auch bei hohen Speicherkapazitäten.

EPROMs sollen im normalen Betriebsfall Informationen bzw. Daten nur ausgeben. Das Einschreiben der Information in die EPROMs, auch Programmieren oder Brennen genannt, erfolgt in einem besonderen Arbeitsprozeß. Dazu werden die einzuschreibenden Daten mit Hilfe einer zusätzlichen Programmierspannung von 25 V in die adressierten Speicherzellen eingebrannt. Da dieser Vorgang sehr viel länger dauert (50 ms je Speicherzelle) als das spätere Auslesen, ist es nicht möglich, das Signal in Realzeit aufzunehmen, es muß vor dem Programmieren zwischengespeichert werden. Weil der Aufwand für die Signalaufnahme, das Zwischenspeichern und das anschließende Programmieren der EPROMs beträchtlich ist, liegt es nahe, diese Prozesse außerhalb des Kennsignalgebers durchzuführen. Die Verwendung eines Prozeßrechners mit umfangreichem Massenspeicher ist dabei von großem Vorteil. Der digitale Kennsignalgeber ist somit, wie seine analogen Vorgänger, nur für Signalwiedergabe konzipiert.

3. Weg des Tonsignals von der Aufnahme bis zur Wiedergabe

Der Weg, den das Tonsignal von der Aufnahme bis zur Wiedergabe durchläuft, ist in **Bild 1** dargestellt.

3.1. Aufnahme

Das Analogsignal wird in ein digitales Signal umgewandelt; dazu wird es tiefpaßgefiltert. Mit einem Sample-and-Hold-Verstärker werden in gleichen Zeitabständen dem Signal Amplitudenproben entnommen. Die Größe der Amplitude wird von einem A/D-Wandler gemessen, d. h. sie wird mit einer Auflösung von 16 Bit quantisiert und codiert. Einzelheiten zu den Prinzipien der A/D-Wandlung können dem Schrifttum, z. B. [1], entnommen werden. Die binär codierten Abtastwerte werden als 16 Bit umfassende Datenwörter von einem Rechner mit einem Plattenspeicher aufgezeichnet, der im Vergleich zu anderen Massenspeichern der Datenverarbeitung eine sehr kurze Zugriffszeit hat und für die Tonsignalverarbeitung genügend schnell ist. Die PCM-Aufzeichnungsgeräte, die zur Zeit angeboten werden, sind für diesen Anwendungsfall nicht einsetzbar, da bei ihnen die Abtastproben blockweise seriell so aufgenommen werden, daß ein freier Zugriff zu den digitalen Abtastproben nicht möglich ist. Zudem läßt sich die Wiedergabegeschwindigkeit nicht so verringern, daß zum Einbrennen der Abtastproben in den EPROMs ausreichend viel Zeit zur Verfügung stehen würde.

3.2. Signalaufbereitung und Brennvorgang

Nach der Aufnahme steht das Tonsignal als eine Folge von Zahlen, die die Abtastwerte der Signalamplituden repräsentieren, im Plattenspeicher zur Verfügung. Das zwischengespeicherte Signal wird dann einer umfangreichen Bearbeitung unterzogen, damit die Wiedergabequalität optimiert und das benötigte Speichervolumen minimiert werden kann.

Die Abtastwerte des Tonsignals werden durch Multiplikation so normiert, daß der den höchsten Betrag aufweisende Abtastwert zur Vollaussteuerung des D/A-Wandlers führt. Diese Rechenopera-

tion verstärkt das Signal und das Quantisierungsrauschen, das bei der Aufnahme durch die 16-Bit-Quantisierung entstanden ist, in gleichem Maße. Da jedoch bei der Wiedergabe die D/A-Wandlung mit geringerer Auflösung (12 Bit; vergleiche 3.3.) durchgeführt wird, ist das Quantisierungsrauschen allein durch die Auflösung des D/A-Wandlers bestimmt. Auf diese Weise kann die Aufnahme mit einer völlig ausreichenden Aussteuerungsreserve durchgeführt werden, ohne daß das Quantisierungsrauschen über den Wert erhöht wird, der durch den Prozeß der D/A-Wandlung festgelegt ist.

Auch wenn die hohe Auflösung der Aufnahme nicht ausgenutzt wird, erweist sie sich als vorteilhaft, da reale Fehler der A/D-Wandler (z. B. differenzielle Nichtlinearität) zusätzliche Beiträge zum Quantisierungsrauschen und zu Verzerrungen liefern. Diese Beiträge sind bei höherauflösenden Wandlern natürlich geringer.

Zur Einsparung von Speicherplatz werden die Pausen abgeschnitten, die bei der Aufnahme vor und nach dem Tonsignal entstehen. Da, wie bereits erwähnt, bei der Wiedergabe nicht die volle Auflösung von 16 Bit benötigt wird, werden die 4 ungenutzten Bits mit den niedrigsten Werten (LSB) abgetrennt. Die übrigen Teile der Datenwörter (12 Bit), die die Abtastwerte repräsentieren, werden lückenlos zu 16-Bit-Speicherwörtern zusammengepackt. So wird die Speicherkapazität des Signalspeichers, der 16 Bit umfassende Wörter ausgibt, voll ausgenutzt.

Der Prozeßrechner gibt zusätzlich die Möglichkeit, Signale (z. B. Pegeltöne, Hinztriller) zu berechnen und auf dem Plattenspeicher zwischenspeichern.

Nach Abschluß der Signalaufbereitung werden die EPROMs des digitalen Kennsignalgebers unter der Kontrolle des Prozeßrechners gebrannt, d. h. sie werden mit der vorbereiteten Information des Tonsignals gefüllt. Die in den EPROM-Speicherkarten abgelegte Information kann gleichzeitig auf Datenkassette ausgegeben werden.

Die für die Aufnahme und für den Brennvorgang notwendigen Geräte sind nicht Bestandteil des digitalen Kennsignalgebers. Es liegt nahe, die Datenaufnahme und das Brennen der Speicher an zentraler Stelle durchzuführen, wenn die Tonsignale im Betrieb nur selten geändert werden, die Kosten gering gehalten werden sollen und gleichzeitig hohe Wiedergabequalität erreicht werden soll.

3.3. Wiedergabe

In **Bild 1** sind die Funktionsblöcke des digitalen Kennsignalgebers dargestellt, welche die wesentlichen Wiedergabeeigenschaften des Gerätes, die mögliche Tonsignaldauer und die Wiedergabequalität bestimmen.

Der D/A-Wandler besitzt eine Auflösung von 12 Bit, d. h. der Effektivwert des Quantisierungsrauschens eines Sinussignals, das mit Vollaussteuerungspegel abgegeben wird, liegt etwa 74 dB unterhalb des Signalpegels. Will man den Kennsignalgeber mit anderen digitalen Geräten im Hinblick auf die angewandte Auflösung vergleichen, muß man berücksichtigen, daß Geräte, die eine A/D-Wandlung durchführen, eine Aussteuerungsreserve aufweisen müssen.

Das Quantisierungsrauschen des Kennsignalgebers entspricht z. B. dem eines digitalen Aufzeichnungsgerätes, das mit einer 13-Bit-Auflösung und einer Aussteuerungsreserve von 6 dB betrieben wird. Wenn der Kennsignalgeber kein Signal abgibt (der D/A-Wandler gibt dann konstant den Abtastwert für 0 V aus), weist er, anders als Geräte mit A/D-Wandlern, kein Leerkanalrauschen auf; das Geräusch wird nur von den analogen Bauteilen bestimmt.

Die vom Kennsignalgeber übertragbare Signalbandbreite ist durch die Abtastfrequenz bestimmt, mit der die Abtastproben bei der Aufnahme vom A/D-Wandler gewonnen wurden und vom D/A-Wandler wieder ausgegeben werden. Gemäß dem Abtasttheorem für bandbegrenzte Zeitsignale [1, 2] können Signale aus ihren Abtastwerten fehlerfrei rekonstruiert werden, wenn die maximale Signalfrequenz unterhalb der halben Abtastfrequenz liegt. Das gesamte Übertragungssystem ist so konzipiert worden, daß vier Versionen mit den Übertragungsbreiten von 15 kHz, 11,4 kHz, 7,5 kHz und 3,8 kHz angeboten werden können.

Die Speicherkapazität (C) des Gerätes beträgt im Grundausbau 128 k 16-Bit-Wörter. Die Dauer (t) der Tonsignale, die im Kennsignalgeber abgespeichert werden können, ergibt sich aus der Speicherkapazität, der Anzahl (n) der Bits, die eine Abtastprobe darstellen (Auflösung des D/A-Wandlers) und aus der gewählten Abtastfrequenz:

$$t \leq C / (f_A \cdot n) \quad .$$

Daraus läßt sich berechnen, daß der digitale Kennsignalgeber in seinem Grundausbau (in der Größe eines 19"-Einschubes) die Speicherung und Wiedergabe eines Kennsignals mit einem Frequenzumfang von 15 kHz und einer Dauer von 5,5 Sekunden gestattet. Die maximal mögliche Dauer erhöht sich auf 20 Sekunden bei Signalen mit einer Frequenzbandbreite von 4 kHz.

Detailliertere Angaben zu den technischen Daten des Gerätes können einem Technischen Bericht [3] entnommen werden.

3.4. Aufbau des Kennsignalgebers

Der Aufbau des digitalen Kennsignalgebers ist dem **Bild 2** zu entnehmen.

Bei der Wiedergabe des Tonsignals, das aus Musik- und Sprachsignalen, aus periodischen Signalen (z. B. Pegeltönen) und Pausen zusammengesetzt sein kann, werden die zur Signalausgabe notwendigen Vorgänge und Funktionen von der Ablaufsteuerung kontrolliert und gesteuert.

Der Speicher des Gerätes ist in 16-Bit-Wörtern organisiert und gestattet den wahlfreien Zugriff zu jeder beliebigen Speicherstelle. Wenn ein Tonsignal dem Speicher entnommen werden soll, werden von der Ablaufsteuerung die notwendigen Adressen erzeugt und über den Adressenbus den Speicherkarten zugeführt. Die den jeweiligen Adressen zugeordneten 16-Bit-Wörter werden dann vom Speicher über den Datenbus an die Formatanpassungskarte ausgegeben. Bei der Formatanpassung werden die 16-Bit-Speicherwörter bitweise zerlegt und dann fortlaufend zu den 12-Bit-Datenwörtern, die die codier-

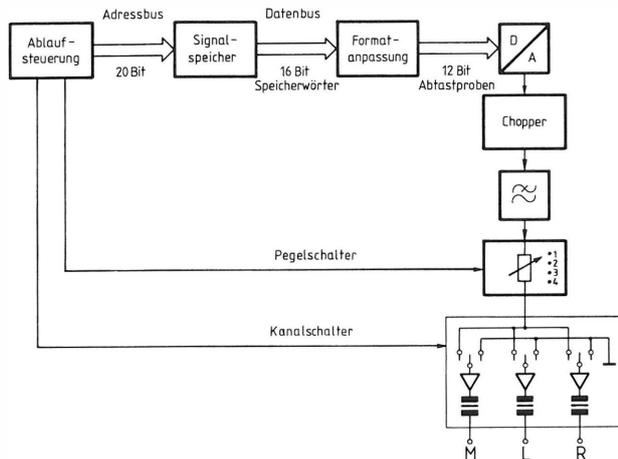


Bild 2
Blockschaltbild des digitalen Kennsignalgebers

ten Abtastwerte darstellen, neu zusammengestellt. Mit der Abtastfrequenz werden die digitalen Abtastwerte nacheinander dem 12-Bit-D/A-Wandler zugeführt.

Die bei Tonsignalwiedergabe vom D/A-Wandler abgegebene Spannung weist einen treppenförmigen Zeitverlauf auf; sie stellt ein pulsamplitudenmoduliertes (PAM) Signal dar, wobei die Pulsamplitude mit dem Abtastwert des wiederzugebenden Tonsignals moduliert ist. Die Pulsdauer beträgt genau eine Abtastperiode.

Da der analoge Spannungswert durch Summierung gewichteter Ströme erzeugt wird, im allgemeinen die Ströme beim Übergang auf den neuen Abtastwert aber nicht gleichzeitig geschaltet werden, entstehen für die Dauer des Schaltvorgangs kurzzeitig ungewollte Amplitudenwerte, die dann besonders groß sind, wenn die aufeinanderfolgenden Abtastproben unterschiedliche Vorzeichen aufweisen. Die Schaltspitzen sind mit dem Signal korreliert und können zu beträchtlichen harmonischen Verzerrungen des Signals führen [4]. Zur Vermeidung dieser Verzerrungen wird das vom D/A-Wandler abgegebene Signal einem sogenannten Chopper zugeleitet. Es handelt sich hier um einen Schalter (Multiplexer), der zwischen dem vom D/A-Wandler abgegebenen Spannungssignal und 0 V hin- und herschaltet. Während des Übergangs von einem Abtastwert zum nächsten, solange also Schaltspitzen auftreten und der D/A-Wandler sich noch nicht vollständig auf den Spannungssollwert eingeschwungen hat, gibt der Multiplexer 0 V aus. Erst dann, wenn der Sollwert erreicht ist, wird der Multiplexer auf den D/A-Wandlersausgang umschalten können.

Durch den Chopper wird das treppenförmige Spannungssignal zerhackt, die einzelnen Pulse des PAM-Signals werden voneinander getrennt, d. h. die Dauer der einzelnen Pulse wird verkürzt. Das wiederzugebende Tonsignal kann aus diesem PAM-Signal durch Tiefpaßfilterung rekonstruiert werden. Dabei werden die Seitenbänder, die links und rechts neben der Abtastfrequenz und deren Vielfachen liegen, aus dem Spektrum des PAM-Signals entfernt. Das ausgegebene Tonsignal weist allerdings eine bei hohen Frequenzen zunehmende Dämpfung des Übertragungs-

maßes ($\sin x/x$ -Verzerrung) auf. Dieser Fehler ist abhängig von der Impulsdauer der Pulsamplitudenmodulation [1, 2]. Durch den Chopper wird die Impulsdauer so stark verkürzt, daß die Frequenzabhängigkeit des Übertragungsmaßes vernachlässigbar gering wird.

Das verwendete Tiefpaßfilter ist ein Cauer-Tiefpaß vom Grad 9. Es besitzt eine wirksame Sperrdämpfung von 60 dB, diese wird beim 1,1fachen der Grenzfrequenz erreicht. Die Welligkeit des Amplitudenfrequenzgangs im Durchlaßbereich beträgt $\pm 0,3$ dB. Ein entsprechendes passives LC-Filter wurde unter Verwendung von FDNR-Elementen (Frequency Dependant Negative Resistance) in ein aktives, spulenloses RC-Filter transformiert [5, 6].

Am Ausgang des Tiefpaßfilters steht das rekonstruierte, wiederzugebende Tonsignal zur Verfügung. Mit Hilfe des anschließenden Pegelschalters kann es unter der Kontrolle der Ablaufsteuerung in vier verschiedenen Pegelstufen ausgegeben werden. Signale, z. B. Pegeltöne, die mehrmals mit unterschiedlichen Pegeln abgegeben werden sollen, müssen daher nur einmal abgespeichert werden, da die verschiedenen Pegel dann von der Ablaufsteuerung durch Einfügen der benötigten Dämpfung eingestellt werden.

Signale, die – verglichen mit Vollaussteuerungspegel – mit geringerem Pegel abgegeben werden, verdecken entsprechend weniger den Quantisierungsfehler, der durch die 12-Bit-Auflösung des D/A-Wandlers vorgegeben ist, so daß unter Umständen der Quantisierungsfehler hörbar wird. Aus diesem Grund werden niederpegelige Tonsignale mit möglichst hohem Pegel im Speicher abgelegt bzw. vom D/A-Wandler wiedergegeben. Der Sollpegel wird dann nachträglich vom Pegelschalter durch Einfügen einer entsprechenden Dämpfung hergestellt, wobei die Umschaltung der Dämpfung knackfrei während der Pausen zwischen zwei aufeinanderfolgenden Tonsignalen erfolgt. Das Quantisierungsrauschen und die Quantisierungsverzerrungen werden um den gleichen Betrag gedämpft, so daß der Abstand des Störspannungspegels zum Signalpegel erhalten bleibt; das Quantisierungsrauschen wird wieder durch das Signal selbst verdeckt. Da der Pegel des Quantisierungsfehlers durch den Pegelschalter abgeschwächt wird, entspricht das quasi einer Erhöhung der Auflösung bei kleinen Pegeln. Bei einem Pegelton von z. B. -18 dB_r wird durch die Pegelumschaltung ein Geräuschsignalabstand erreicht, der einer Quantisierung mit einer Auflösung von 15 Bit entspricht.

Der Pegelschalter besteht aus einem Spannungsteiler mit einer einstellbaren Grunddämpfung bzw. -verstärkung. Jeweils eine von den vier Signalspannungen wird dann mittels eines elektronischen Schalters (Multiplexers) von der Ablaufsteuerung ausgewählt und an die folgenden Verstärkerstufen weitergegeben.

Die Ablaufsteuerung schaltet das Tonsignal auf drei voneinander unabhängige Ausgangsstufen. Die mit Übertragern ausgerüsteten, symmetrischen und erdfreien Ausgänge können beispielsweise eine Stereo- und eine Monoleitung speisen. Der Kenn-

signalgeber kann damit quasi stereofon betrieben werden. Während der Dauer von Pausen, in denen ein Kanal kein Signal enthält, wird der entsprechende Endverstärker auf 0 V geschaltet, so daß in dieser Zeit nur das geringe Rauschen des Endstufenverstärkers abgegeben wird. Die Endstufenverstärker werden über eine Gegenkopplungswicklung der Ausgangsübertrager gegengekoppelt. Die Ausgänge sind sehr niederohmig; sie sind mit 150Ω belastbar, wobei diese Last zu einem Pegelabfall von maximal 0,1 dB führt.

4. Einsatzmöglichkeiten des Kennsignalgebers

Der digitale Kennsignalgeber besitzt eine programmierbare Ablaufsteuerung. Alle für die Signalausgabe notwendigen Angaben sind im sogenannten Programmspeicher (ein 16-k-EPROM) auf der Ablaufsteuerung untergebracht. Durch Auswechseln des Programmspeichers läßt sich die Platine flexibel für die unterschiedlichsten Anwendungen anpassen.

Im Tonsignalspeicher können gleichzeitig mehrere Tonsignale abgelegt sein. **Bild 3** zeigt schematisch die Möglichkeiten der programmierten Ablaufsteuerung, diese Tonsignale auszugeben:

- Verschiedene Kennsignale können bei Bedarf nacheinander, eventuell an verschiedenen Ausgängen, abgegeben werden. (Zum Beispiel A: Programmansage, B: Verkehrsfunk.)
- Wenn verschiedene Kennsignale gemeinsame Teile haben, muß der gemeinsame Teil nur einmal gespeichert werden. Z. B. muß der Name einer Rundfunkanstalt bei Programmansagen für ihre drei Programme nur einmal vorliegen. Bei der Wiedergabe werden die Teile der Kennungen dann zur vollständigen Ansage zusammengesetzt.
- Periodische Signalteile eines Kennsignals, z. B. Pegeltöne, müssen nicht in ihrer gesamten Dauer abgespeichert werden. Es genügt, die Abtastwerte nur einer bzw. nur weniger Signalperioden abzuspeichern. Die Ablaufsteuerung erzeugt daraus die Pegeltöne von der gewünschten Dauer, indem sie den Speicherblock, der die Abtastwerte enthält, immer wieder ausgibt und so Signalperiode an Signalperiode fügt.
- Enthält ein Kennsignal Pausen, können diese Pausen durch die Ablaufsteuerung erzeugt werden. Es ist nicht notwendig, für die Dauer von Pausen Speicherplatz im Signalspeicher zu reservieren (z. B. Pausenzeichengeber).

Die EPROMs des Tonsignalspeichers stellen den zur Zeit größten Kostenfaktor des Kennsignalgebers dar. Durch die oben erläuterten Möglichkeiten der Kennsignalabgabe ist eine optimale Ausnutzung der teuren Speicherkapazität gewährleistet.

Im Programmspeicher der Ablaufsteuerung ist Platz für sieben Programme, d. h. die verschiedenen Tonsignalteile, die im Signalspeicher abgelegt sind, können zusammen mit Pausen zu sieben unterschiedlichen, nacheinander abrufbaren Kennsignalen zusammengesetzt werden. Der Programmspeicher enthält, für jedes Programm einzeln, die Anfangsadressen und die Längen der abzurufenden Speicher-

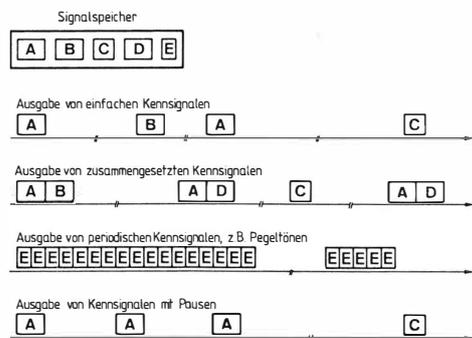


Bild 3
Verschiedene Möglichkeiten der Kennsignalabgabe

blöcke. Er nimmt die Angaben über die Dauer von Pausen und periodischen Signalen auf; weiterhin enthält er die Informationen, wie und in welcher Reihenfolge Signale und Pausen sowie mit welchem Pegel die Signale auf die drei verschiedenen Ausgänge verteilt werden. Das jeweils auszuführende Programm wird über Fernbedienung ausgewählt und dann gestartet. Wenn eine Kennsignalabgabe abgeschlossen ist, kann das nächste Programm gestartet werden.

Das **Bild 4** zeigt, wie z. B. der Kennsignalgeber aus zwei Tonsignalen (einer Ansage und einem Pegelton) ein komplexes Kennsignal zusammensetzen kann. Diese Leitungskennung soll gemäß einer ARD-Empfehlung [7] und gemäß den Richtlinien der Deutschen Bundespost [8] auf Tonleitungen verwendet werden, welche die Bundespost zur Verfügung stellt. Durch die Ansage wird der empfangenden Stelle mitgeteilt, woher die Leitung kommt. Der mit drei unterschiedlichen Pegeln (-21 dBr, -9 dBr und 0 dBr) abgegebene Pegelton (1 kHz) dient der Kontrolle der Pegelverhältnisse auf den Tonleitungen. Bei Stereowegen ist gleichzeitig die Seiten- und Phasenrichtigkeit überprüfbar.

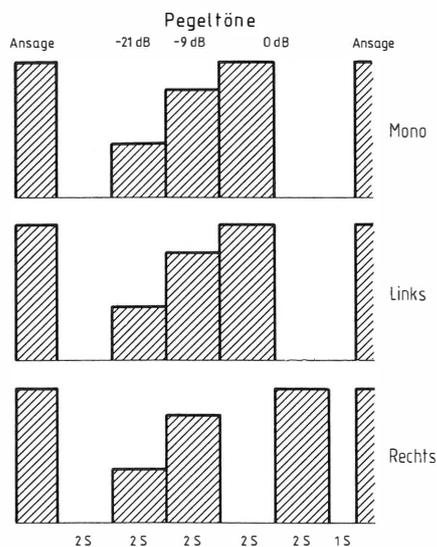


Bild 4
Signalabfolge bei der Leitungskennung und Betriebspegelung

5. Schlußbemerkung

Beim Vergleich des digitalen Kennsignalgebers mit herkömmlichen Kennsignalgebern zeigt sich die Überlegenheit des neuen Konzeptes. Die Abspeicherung des Tonsignals in digitaler Form in elektronischen Halbleiterspeichern ermöglicht eine sehr gute, gleichbleibend hohe Wiedergabequalität des Signals. Das Gerät arbeitet völlig verschleißfrei und bedarf keiner Wartung. Die programmierbare Ablaufsteuerung verleiht dem Gerät eine Flexibilität, wie sie bei konventionellen Pausenzeichenmaschinen und Kennmodulationsgebern undenkbar war.

Man darf damit rechnen, daß der digitale Kennsignalgeber aufgrund seiner Vorzüge im Rundfunkbetrieb Eingang finden wird, insbesondere, wenn die hochintegrierten Halbleiterspeicher, die den Preis des Gerätes wesentlich bestimmen, weiterhin rasch billiger werden.

SCHRIFTTUM

- [1] Hölzler, E.; Holzwarth, H.: Pulstechnik. Band 1: Grundlagen. Springer-Verlag, Berlin 1975.
- [2] Schröder, H.; Rommel, G.: Elektrische Nachrichtentechnik. Band 1a: Eigenschaften und Darstellung von Signalen. Hüthig & Pfaum Verlag, München 1978.
- [3] IRT: Typenprüfung des digitalen Kennsignalgebers PSG der Firma Systronic. Technischer Bericht Nr. 34/80. Hrsg. vom Institut für Rundfunktechnik, München.
- [4] Talambiras, R. P.: Digital-to-analog converters: Some problems in producing high-fidelity signals. Data-Conversion Systems Digest. 3. Ausg. Analogic Corporation, Wakefield 1978, S. 150 bis 156.
- [5] Bruton, L. T.: Network transfer function using the concept of Frequency-Dependent Negative Resistance. IEEE Trans. on Circuit Theory, Vol. CT-16 (1969), S. 406 bis 408.
- [6] Lynch, Th. H.: The right gyrator trims the fat off active filters. Electronics, No. 15, Vol. 50 (July 21, 1977), S. 115 bis 119.
- [7] Kiebling, O.: Abschlußbericht der Arbeitsgruppe der Hörfunkbetriebsleiter „Leitungsmessungen“ vom 10. Juni 1980. Hrsg. von der Rundfunk-Betriebstechnik, Nürnberg.
- [8] DBP: Richtwerte für Tonleitungen des Hör- und Fernseh-Rundfunks. FTZ 154 R 1.5 und FTZ 154 R 1.6. Hrsg. vom Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt, Januar 1981; z. Z. als Entwurf.

ZUR KOMPATIBILITÄT VON KUNSTKOPFSIGNALEN MIT INTENSITÄTSSTEREOFONEN SIGNALEN BEI LAUTSPRECHERWIEDERGABE: DIE RICHTUNGSABBILDUNG¹

VON GÜNTHER THEILE²

Manuskript eingegangen am 9. März 1981

Kopfbezogene Stereophonie

Zusammenfassung

Für die Einführung der Kunstkopfstereophonie beim Hörrundfunk hat das sogenannte Kompatibilitätsproblem eine entscheidende Bedeutung. Die Forderung lautet: Bei Wiedergabe der Kunstkopfsignale über Lautsprecher müssen die Hörereigniseigenschaften bestimmten Anforderungen mindestens ebenso genügen, wie dies bei der Wiedergabe entsprechender intensitätsstereofoner Signale der Fall ist. Zwei grundsätzliche Fragen waren zunächst zu klären:

- Welche Kompatibilität ist bezüglich der Hörereignisrichtung erreichbar?
- Welche Kompatibilität ist bezüglich der Hörereignisklangfarbe erreichbar?

Der vorliegende Beitrag beschreibt Untersuchungen zur Hörereignisrichtung.

Abhängig von der Schalleinfallrichtung enthalten die Kunstkopfsignale gegenüber entsprechenden intensitätsstereofonen Signalen abweichende, frequenzabhängige Kanalpegeldifferenzen und zusätzliche Laufzeitdifferenzen. Die Wirkung dieser Signaleigenschaften bei der Wiedergabe über Lautsprecher in Stereo-Standardaufstellung wurde hinsichtlich Lokalisation und Lokalisationsunschärfe theoretisch und experimentell untersucht.

Es wird gezeigt, daß bei der Wiedergabe von Kunstkopfsignalen über Lautsprecher in Stereo-Standardanordnung „gemischte Stereophonie“ erfolgt, das heißt, die Richtung der Phantomschallquelle ergibt sich aus der Summe der Wirkung von Laufzeit- und Pegeldifferenz. Die von der Schallfeldüberlagerung unabhängige Zeit/Pegel-Äquivalenz ist mit einem „Assoziationsmodell“ erklärbar, nicht aber mit Summenlokalisation.

Ferner zeigen die Messungen, daß die Kunstkopfsignale den Schalleinfallsbereich von $\pm 30^\circ$ etwa im Wiedergabebereich $\pm 20^\circ$ und den gesamten Bereich von $\pm 90^\circ$ im Bereich $\pm 30^\circ$ abbilden; die zusätzlichen Laufzeitdifferenzen führen nicht zu einer wesentlich größeren Lokalisationsunschärfe als bei reiner Intensitätsstereophonie. Das Kunstkopfmikrofon erweist sich hinsichtlich der Richtungsabbildung als kompatibel mit Koizidenzmikrofonen.

Summary On the compatibility of artificial-head signals with intensity-stereophony signals for loudspeaker reproduction. The directional image

For the introduction of artificial-head stereophony in sound broadcasting, the so-called compatibility problem is of decisive importance. The requirement is as follows: when reproducing the artificial-head signals by means of loudspeakers, the quality of the perceived sound must satisfy certain requirements at least to the extent that this is the case in the reproduction of the corresponding intensity-stereophonic signals. To begin with, two basic questions had to be answered:

- What is the degree of compatibility that can be attained with regard to the direction of the perceived sound?
- What degree of compatibility can be achieved with regard to the tonal quality of the perceived sound?

The present contribution describes investigations relating to the direction of the perceived sound.

As a function of the direction of incidence of the sound, the artificial-head signals exhibit frequency-dependent channel-level differences and additional propagation-time differences, that are not the same as those of the corresponding intensity-stereophonic signals. The effect of those signal properties in the case of reproduction by means of loudspeakers installed in the standard arrangement for stereophony, was examined theoretically and experimentally as regards the localisation and localisation blurring.

It is shown that, on the reproduction of artificial-head signals by means of loudspeakers in the standard arrangement for stereophony, „mixed stereophony“ occurs, that is to say, the apparent direction of the sound-source results from the sum of the effects of the differences of propagation-time and level. The time/level equivalence, which is independent of the sound-field superimposition, may be explained by means of an association model, but not with sum localisation.

The measurements show, furthermore, that the artificial-head signals reproduce the sound-incidence range of about $\pm 30^\circ$ within a reproduction range of $\pm 20^\circ$ and the full range of $\pm 90^\circ$ within a range of $\pm 30^\circ$; the additional differences in propagation times do not give rise to any appreciably greater localisation blur than in the case of pure intensity stereophony. As regards the directional image, the artificial-head microphone proves to be compatible with coincidence microphones.

Sommaire Compatibilité des signaux de tête artificielle et des signaux en stéréophonie d'intensité en cas de reproduction par haut-parleurs: l'image sonore directionnelle

Le problème de la compatibilité revêt une importance fondamentale pour l'introduction de la stéréophonie à tête artificielle en radiodiffusion sonore. En fait, il faut que lors de la reproduction par haut-parleurs de signaux captés au moyen d'une tête artificielle, le son reçu possède au moins certaines caractéristiques que présente celui produit par des signaux correspondants en stéréophonie d'intensité. Deux questions essentielles se posent alors:

- quel degré de compatibilité peut-on atteindre en ce qui concerne la direction du son reçu?,
- quel degré de compatibilité peut-on atteindre en ce qui concerne la tonalité du son reçu?

Le présent article décrit des recherches concernant la direction du son reçu.

En fonction de la direction d'incidence du son, les signaux de tête artificielle présentent par rapport aux signaux correspondants en stéréophonie d'intensité des différences de niveau des voies liées à la fréquence ainsi que des différences de temps de propagation. Les effets de ces caractéristiques en cas de reproduction

¹ Überarbeitete Fassung eines Vortrages, gehalten auf der 5. Fachtagung Hörrundfunk der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) in Mannheim, 5. bis 7. März 1980.

² Dr.-Ing. Günther Theile ist Leiter des Arbeitsbereiches Systeme der Ton-Aufnahme/Wiedergabe im Institut für Rundfunktechnik, München.

par haut-parleurs disposés pour une écoute stéréophonique normale ont fait l'objet d'études théoriques et d'essais pratiques concernant la localisation précise et les effets de flou.

On montre qu'en cas de reproduction de signaux de tête artificielle par des haut-parleurs disposés de façon classique, se produit un phénomène de stéréophonie mixte, c'est-à-dire que la direction apparente de la source sonore est le résultat de la somme des effets des différences de temps de propagation et de niveau. L'équivalence temps-niveau, qui est indépendante de la superposition du champ acoustique, peut être expliquée à l'aide d'un modèle d'association, mais la localisation ne résulte pas de leur somme.

Les résultats des mesures indiquent également que les signaux de tête artificielle reproduisent environ 20° pour un angle d'incidence acoustique de $\pm 30^\circ$ et environ 30° pour un angle total de $\pm 90^\circ$; les différences supplémentaires de temps de propagation n'entraînent pas une diminution importante de la précision de la localisation par rapport à une pure stéréophonie d'intensité. En ce qui concerne l'image directionnelle, le microphone de tête artificielle se révèle compatible avec des microphones à coïncidence.

1. Einleitung

Die Idee der Kunstkopfstereofonie ist so alt wie das Bestreben, Hörerlebnisse möglichst originalgetreu zu übermitteln. Es war naheliegend, die Ohrsignale mit zwei Mikrofonen nachzubilden und sie nach der Übertragung an den Ohren des Hörenden zu reproduzieren. Leider haben alle Versuche aus früherer Zeit zu enttäuschenden Ergebnissen geführt, weil wesentliche Erkenntnisse über die Phänomene beim räumlichen Hören noch nicht vorgelegen haben. Dazu zählt besonders der Nachweis, daß die Wirkung von Kopf und Ohrmuscheln im Schallfeld unerlässlich ist und sogar Feinheiten der geometrischen Abmessungen des Außenohres eine wichtige Rolle spielen [1], insbesondere für die Lokalisation von Hörereignissen außerhalb des Kopfes [2, 3]. Entsprechend diesen Erkenntnissen wurden verschiedene neue Kopfnachbildungen entwickelt, die zu wesentlich günstigeren Übertragungsergebnissen führten [4, 5, 6]. Es ist inzwischen erwiesen, daß alle anderen Übertragungsverfahren die räumlichen Eigenschaften von Hörereignissen nicht so genau reproduzieren können [7, 8]. In der Forschung wird deshalb die Kunstkopfstereofonie mit großem Erfolg eingesetzt [9], z. B. bei

- der vergleichenden Beurteilung von Konzertsälen [10, 11],
- der Bewertung von Lärm [12],
- Untersuchungen der Gehörfunktionen beim räumlichen Hören [2, 13, 14].

Auch die Rundfunkanstalten der ARD beschäftigen sich seit der ersten Kunstkopfsendung während der Internationalen Funkausstellung Berlin, 1973, mit der Möglichkeit der Einführung dieser Technik. In den Rundfunkanstalten, besonders aber auf der Hörerseite, besteht ein lebhaftes Interesse an der Kunstkopfstereofonie, und es ist bisher eine größere Anzahl von Hörspielen und Musikaufnahmen produziert und gesendet worden. Doch trotz ihrer erheblichen Vorteile gegenüber der Intensitätsstereofonie und der Quadrofonie [15] hat sich die Kunstkopfstereofonie noch nicht durchsetzen können; ihre Einführung beim Hörrundfunk ist bisher nur mit Zurückhaltung in Betracht gezogen worden. Die Ursachen dafür sind vielfältig. Es sind weniger die Probleme am Kunstkopfübertragungssystem selber, die erst in jüngster Zeit gelöst werden konnten [16, 17, 18]. Hierzu gehören vor allem Übertragungsfehler bei der Abbildung von Schallquellen im Bereich „vorne“. Vielmehr sind es die Probleme, die generell bei der Einführung neuer Techniken im Rundfunkbetrieb auftreten. Hierüber hat Plenge [19] ausführlich berichtet. Eine entscheidende Bedeutung

hat das sogenannte Kompatibilitätsproblem: Die „neuen“ Sendungen müssen mit den auf dem Markt befindlichen und eingeführten Empfangsgeräten in der gewohnten Weise ohne Qualitätsverlust empfangen und abgehört werden können.

Der in den Rundfunkanstalten seit 1973 gebräuchliche Kunstkopf KU 80 (Neumann) nach Kürer/Plenge/Wilkens [20] ist ursprünglich für Forschungszwecke entwickelt worden. Einziges Ziel war es, mit Hilfe einer kopfbezogenen Übertragung die gleichen Schalldruckverläufe vor den beiden Trommelfellen zu erzeugen wie im originalen Schallfeld. Das Übertragungssystem vom Kunstkopf bis zum Kopfhörer ist deshalb unabhängig von Kompatibilitätsfragen entstanden. Seit etwa zwei Jahren wird am Institut für Rundfunktechnik in Zusammenarbeit mit dem Institut für Allgemeine Elektrotechnik und Akustik an der Ruhr-Universität Bochum an einer Verbesserung der Eigenschaften des Neumann-Kunstkopfes gearbeitet [17, 18]. Die bisher dabei durchgeführten Untersuchungen zielten auf verbesserte Übertragungseigenschaften nicht nur bei Kopfhörerwiedergabe, sondern ebenso bei Lautsprecherwiedergabe im Hinblick auf eine für den Rundfunkbetrieb ausreichende Kompatibilität.

2. Das Kompatibilitätsproblem

Das Problem der „Verträglichkeit“ der neuen Aufnahmemethode mit den bereits eingeführten Methoden der Intensitätsstereofonie enthält einen großen Fragenkomplex, der sich hinsichtlich verschiedener Teilaspekte aufgliedern und untersuchen läßt. Dazu ist zweckmäßigerweise das Hörereignis auf der Wiedergabeseite zu betrachten: Bei der Wiedergabe der Kunstkopfsignale über Lautsprecher müssen die Eigenschaften des Hörereignisses bestimmten Anforderungen mindestens ebenso genügen, wie dies bei der Wiedergabe entsprechender Intensitätsstereofoner Signale der Fall ist. Welches sind die vergleichbaren Intensitätsstereofonen Signale? Schon diese Frage läßt sich nicht definitiv beantworten, da in der Praxis sehr unterschiedliche Techniken eingesetzt werden. Die Anzahl, Art und Position der Mikrofone, die Art der Abmischung usw. bestimmen die Eigenschaften der Intensitätsstereofonen Signale gravierend. Andererseits muß man voraussetzen, daß trotz dieser gravierenden Unterschiede immer ein befriedigendes Hörerlebnis herbeigeführt wird, daß also „Kompatibilität“ vorliegt. Allein die sehr unterschiedlichen Mikrofonstandorte (geringe Entfernung der Mikrofone zu den Schallquellen bei Anwendung der Polymikrofonie, große Entfernung bei Einsatz eines einzigen XY-Mikrofons) können grundsätzlich verschie-

dene, aber in jedem Fall akzeptable Aufnahmen ergeben. Die Frage nach der „richtigen“ intensitätsstereofonen Aufnahmemethode ist nicht beantwortet. Deshalb sollen auch für die Lautsprecherwiedergabe die künstlerisch-ästhetischen Aspekte, die vor allem mit der Wahl des Kunstkopfstandortes (in der Regel in erheblich größerer Entfernung als „normale“ Mikrofone) zusammenhängen, zunächst ausgeklammert bleiben. Die Eigenart der Kunstkopfsignale, die sich aus der Abbildung eines günstigen Hörplatzes im Aufnahmeraum ergibt, muß hinsichtlich ihrer „Lautsprecherkompatibilität“ gesondert überprüft werden. Zwei weitere grundsätzliche Aspekte des Kompatibilitätsproblems sind aber zuvor zu klären: Die spektralen Merkmale der Kunstkopfsignale entsprechen näherungsweise den spektralen Merkmalen der Ohrsignale beim natürlichen Hören. Sie können deshalb bei Kopfhörerwiedergabe – eine verzerrungsfreie Gesamtübertragungstrecke zwischen Ohrkanaleingang des Kunstkopfes und des Hörers vorausgesetzt – vom Gehör interpretiert werden als Merkmale eines Hörereignisortes. In diesem Fall werden die spektralen Merkmale, die sich aus der Richtcharakteristik des (künstlichen) Kopfes ergeben, im Lokalisationsprozeß so „verrechnet“, daß sie nicht als Klangfarbenmerkmal in Erscheinung treten [vgl. 14]. Im Fall der Lautsprecherwiedergabe dagegen zerstören die interauralen Übersprechanteile und zusätzliche lineare Verzerrungen, hervorgerufen durch die Wirkung des Außenohres im Schallfeld des Wiedergaberaums, sowie Reflexionen des Wiedergaberaums die ursprünglichen Lokalisationsmerkmale; ihre „Verrechnung“ kann nicht stattfinden, und es ergeben sich Klangverfärbungen [14]. Infolge der frequenzabhängigen Richtcharakteristik des Kunstkopfes treten also bei Lautsprecherwiedergabe prinzipiell Klangverfärbungen auf. Es ist daher zu klären, welche Kompatibilität bezüglich der Hörereignisklangfarbe überhaupt erreichbar ist. Der dritte Aspekt betrifft die räumliche Abbildung. Die interaurale Übertragungsfunktion des Kunstkopfes ergibt für die Darbietung über eine normale stereotüchtige Lautsprecheranordnung sehr komplexe Differenzen der Lautsprechersignale. Abhängig von der Schalleinfallrichtung enthalten die Kunstkopfsignale gegenüber entsprechenden intensitätsstereofonen Signalen eines XY-Mikrofons abweichende, frequenzabhängige Kanalpegeldifferenzen und zusätzliche Laufzeitdifferenzen. Die Wirkung dieser Signaleigenschaften auf Richtung und Ausdehnung der „Phantom-schallquelle“ läßt sich mit den speziellen Theorien zur „Summenlokalisierung“ nicht abschätzen. Somit war im Experiment zu klären, welche Kompatibilität bezüglich der Hörereignisrichtung vorliegt.

3. Messung der Richtungsabbildung

3.1. Versuchsbeschreibung

Die für die Hörversuchsreihe geeigneten Testsignale wurden mit dem Kunstkopf Neumann KU 80 hergestellt. Messungen haben gezeigt, daß die interessierenden **interauralen** Übertragungsfunktionen dieses Kopfes gut mit der des natürlichen Kopfes übereinstimmen und deshalb gegenüber denjenigen eines verbesserten Kopfes vernachlässigbare Abweichungen

aufweisen. Die interauralen Übertragungsfunktionen werden außerdem nicht von einer Entzerrung der Kunstkopfsignale beeinflusst, die im Hinblick auf eine ausreichende Klangfarbenkompatibilität sicher notwendig ist.

Die Beschallung des Kunstkopfes erfolgte über Lautsprecher, das Lautsprechersignal war ein nachhallfrei aufgenommener Sprecher, die Entfernung zum Kunstkopf betrug 2 m. Als Testsignale wurden die Schalleinfallrichtungen $\Omega = 0^\circ, \pm 5^\circ, \pm 10^\circ, \pm 15^\circ, \pm 20^\circ, \pm 25^\circ, \pm 30^\circ, \pm 45^\circ, \pm 60^\circ, \pm 90^\circ, \pm 120^\circ, \pm 150^\circ$ und 180° gewählt, bezogen auf die Frontalrichtung. Sie wurden in zufälliger Reihenfolge auf Band aufgezeichnet. Der Kunstkopf befand sich für eine erste Testsignalreihe im reflexionsarmen Raum, damit die Verhältnisse im ungestörten Schallfeld überprüft werden konnten. Im zweiten Fall befand er sich in einem relativ großen Vortragssaal, so daß zusätzlich die Wirkung der akustischen Verhältnisse eines „normalen“ Aufnahmeraums in die Untersuchung eingeschlossen war.

Neben den Kunstkopftestsignalen wurden – als dritte Testsignalreihe – reine intensitätsstereofone Signale hergestellt. Dies erschien notwendig, weil unvermeidliche systematische Fehler der Versuchsanordnung, die besonders durch die Anzeige der Hörereignisrichtung und die Asymmetrie des Wiedergaberaums auftreten, keinen exakten Vergleich mit Angaben aus der Literatur zulassen. Das betrifft vor allem die Lokalisationsunschärfe. Als Testsignale wurden die Kanalpegeldifferenzen im Bereich $\Delta L = 0$ dB bis ± 14 dB in Schritten von 2 dB gewählt, die ebenfalls in zufälliger Reihenfolge auf Band aufgezeichnet wurden.

Die Darbietung aller Testsignale geschah unter identischen Bedingungen. Die Lautsprecher befanden sich unter $\pm 30^\circ$ (Stereo-Standardanordnung) und in einer Entfernung von genau 3 m zum Hörer (Kopfmittelpunkt). Der maximale Schalldruckpegel am Hörort betrug 60 dB (A), bezogen auf 20 μ Pa. Zur weitgehenden Vermeidung störender optischer Einflüsse saß die Versuchsperson im Mittelpunkt eines kreisförmig angebrachten schalldurchlässigen Vorhangs (Schalldämmung < 1 dB). Der Kopf war ohne Fixierung geradeaus zu halten; Peilbewegungen waren zu vermeiden. Die Richtungsanzeige erfolgte mit Hilfe einer in einem kleinen Pult eingelassenen kreisförmigen Scheibe, deren Winkelstellung elektronisch abgegriffen und nach A/D-Wandlung für die Datenverarbeitung im Rechner abgespeichert wurde. Auf dem Pult war lediglich die Geradeausrichtung markiert. Die Versuchsperson gab alle 10 s ein Urteil ab; jede Testsignalreihe enthielt 4 Urteile je Meßwert (zur Vermeidung von Zieheffekten).

3.2. Ergebnisse

Die Meßergebnisse gehen aus den **Bildern 1 bis 3** hervor. Sie resultieren aus den Urteilen von 12 Versuchspersonen. Jedem Meßwert liegen deshalb zunächst 48 Urteile zugrunde, doch verdoppelt sich diese Anzahl, weil die zur Medianebene symmetrischen Einstellungen $\pm \Omega$ und $\pm \Delta L$ und Hörereignisrichtungen $\pm \varphi$ bei der Auswertung absolut eingesetzt wurden (Ausgleich von Median-Asymmetrien der Meßanordnung).

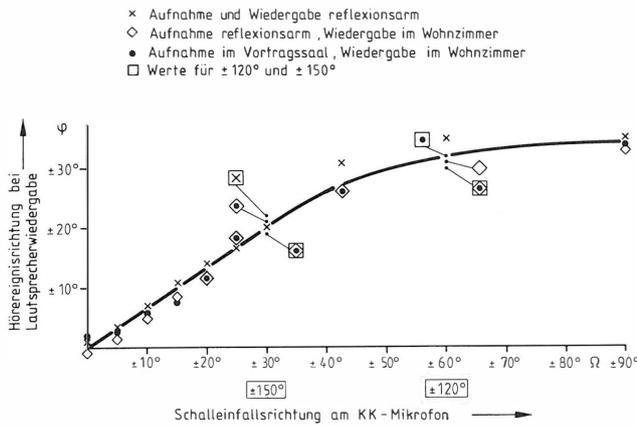


Bild 1
Richtungsabbildung $\varphi(\Omega)$ des Kunstkopfmikrofons

Bild 1 gibt die Hörereignisrichtung φ bei Lautsprecherwiedergabe in Abhängigkeit von der ursprünglichen Schalleinfallrichtung Ω am Kunstkopf wieder. Zu unterscheiden sind drei Meßreihen:

- Kunstkopfaufnahme und Lautsprecherwiedergabe im reflexionsarmen Raum,
- Kunstkopfaufnahme im reflexionsarmen Raum, Lautsprecherwiedergabe im Raum mit Wohnzimmercharakter,
- Kunstkopfaufnahme im Vortragssaal, Lautsprecherwiedergabe im Raum mit Wohnzimmercharakter.

Man erkennt, daß die Charakteristik des Aufnahme- bzw. Wiedergaberaums die Richtungsabbildung $\varphi(\Omega)$ nur unerheblich beeinflusst. Sie liegt in der gleichen Größenordnung wie bei Intensitätsstereofonie [vgl. 21]. Dies gilt auch beim Vergleich der Streuungsmaße (sie wurden aus Gründen der Übersicht in **Bild 1** nicht eingetragen).

Bild 1 enthält weiterhin Meßwerte für den Aufnahmebereich „hinten“, $\Omega = \pm 120^\circ$ und $\pm 150^\circ$. Es läßt sich eine gute Frontalsymmetrie feststellen; der hintere Aufnahmebereich wird hinsichtlich Lokalisation und Lokalisationsunschärfe gleichwertig in der Stereobasis abgebildet. Das ist auch zu erwarten, weil die entsprechenden interauralen Signaldifferenzen sich praktisch nur hinsichtlich ihres Spektrums unterscheiden (was bei Sprachsignalen zu Kanalpe-

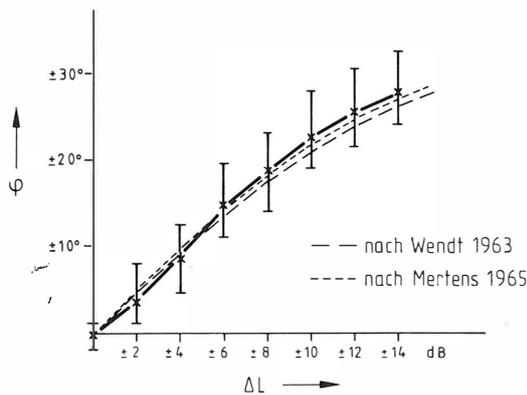


Bild 2
Hörereignisrichtung $\varphi(\Delta L)$ bei Intensitätsstereofonie

geldifferenz-Unterschieden < 1 dB führt). Die Wirkung der resultierenden Klangfarbenunterschiede soll an dieser Stelle nicht diskutiert werden. Es ist aber gut möglich, daß das etwas dumpfere Klangbild, das die ursprünglich hinteren Schallquellen bei Lautsprecherwiedergabe erzeugen, nicht stört.

Es ist festzustellen, daß die Kunstkopfsignale die Schalleinfallsbereiche $\Omega = 0^\circ$ bis $\pm 30^\circ$ und $\Omega = 180^\circ$ bis $\pm 150^\circ$ im Wiedergabebereich $\varphi = 0^\circ$ bis $\pm 20^\circ$ linear abbilden. Beliebige Schalleinfallrichtungen führen immer zu Hörereignissen innerhalb der Lautsprecherbasis.

Bild 2 zeigt die vergleichbaren Ergebnisse für Intensitätsstereofonie (Darbietung im reflexionsarmen Raum). Zusätzlich sind die Kurven von Wendt [22] und Mertens [23] angegeben; es besteht gute Übereinstimmung.

Bild 3 stellt die in **Bild 2** eingetragenen Quartilbereiche in Abhängigkeit von der Hörereignisrichtung φ dar, weiterhin die unter gleichen Versuchsbedingungen ermittelten Quartilbereiche bei Kunstkopfsignalen. Der 50%-Vertrauensbereich des Medians ist die

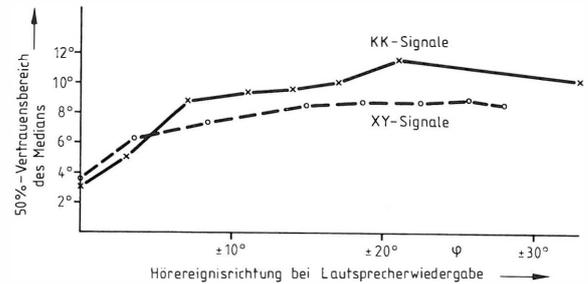


Bild 3
Zur Lokalisationsunschärfe bei Lautsprecherwiedergabe von Kunstkopf- und XY-Signalen

Breite desjenigen Seitenwinkelintervalls, auf das 50 % der Hörereignisrichtungen entfallen; er kann als Maß für die Lokalisationsunschärfe dienen. **Bild 3** ermöglicht also einen direkten Vergleich der Lokalisationsunscharfen, die bei Darbietung von XY-Signalen bzw. Kunstkopfsignalen für bestimmte Hörereignisrichtungen vorliegen. Es ist festzustellen, daß die Kunstkopfsignale im Hörereignisbereich $\varphi = 0^\circ$ bis $\pm 5^\circ$ die gleiche, im Hörereignisbereich $\varphi = \pm 5^\circ$ bis $\pm 30^\circ$ eine geringfügig höhere Lokalisationsunschärfe hervorrufen als entsprechende XY-Signale.

4. Diskussion der Meßergebnisse

4.1. Überlegungen zur Theorie

Die interauralen Signaldifferenzen setzen sich zusammen aus Laufzeitunterschieden und gleichsinnig wirkenden – frequenzabhängigen – Pegeldifferenzen. Bei Lautsprecherwiedergabe von Signalen dieser Konstellation spricht man deshalb von „gemischter Stereofonie“. Die Gesetzmäßigkeiten für das Auftreten bestimmter Phantomschallquellen-Richtungen bei Kombination von Laufzeit- und Intensitätsstereofonie sind allerdings nicht genau bekannt, auch die Theorien zur Summenlokalisierung liefern hierfür keine ausreichenden Aussagen [22 bis 26].

Bei gemischter Stereofonie können sehr unterschiedliche Laufzeit/Pegeldifferenz-Kombinationen

eine einzige Hörereignisrichtung hervorrufen. Dieselbe Hörereignisrichtung kann ebenso von reinen Laufzeit- oder von reinen Intensitätsdifferenzen hervorgerufen werden. In allen Fällen unterscheiden sich die resultierenden Ohrsignale in weiten Bereichen. Wie kann eine Summenlokalisationstheorie dies erklären?

Nach dem Assoziationsmodell [14, 27] bestimmen die Laufzeit- und Pegeldifferenzen der – breitbandigen und kohärenten – Lautsprecher signale die Richtung der Phantomschallquelle **unabhängig von der Schallfeldüberlagerung**, weil das Gehör die Komponenten der Summensignale, die in den Ohren auftreten, wieder trennt (**Bild 4**). Dieser Ansatz bietet damit im Gegensatz zu Summenlokalisationstheorien eine Grundlage zur Vorhersage von Hörereignisrichtungen bei gemischter Stereophonie: Er vermittelt, daß eine Äquivalenz von Laufzeit- und Pegeldifferenzen grundsätzlich unabhängig ist von der Schallfeldüberlagerung; eine Zeit/Pegel-Äquivalenz für die Richtung einer Phantomschallquelle ist plausibel. Eine Vorhersage von Hörereignisrichtungen bei gemischter Stereophonie muß daher möglich sein, wenn die entsprechenden Werte für reine Laufzeit- und reine Intensitätsstereophonie bekannt sind.

Eine quantitative Überprüfung dieser Vermutung kann anhand der vorliegenden Meßergebnisse erfolgen. Für Intensitätsstereophonie beträgt der Anstieg der Lokalisationskurve $\varphi (\Delta L)$ im Bereich $\varphi = 0^\circ$ bis $\pm 20^\circ$ entsprechend **Bild 2** 0,45 dB/Grad. Er liegt für reine Laufzeitstereophonie innerhalb des gleichen Richtungsbereiches zwischen $33 \mu\text{s}/\text{Grad}$ [28] und $25 \mu\text{s}/\text{Grad}$ [29].

Im Schalleinfallsbereich $\Omega = 0^\circ$ bis $\pm 30^\circ$ steigt die Pegeldifferenz des Kunstkopfsignals linear mit Ω an, sie beträgt 5 dB für $\Omega = \pm 30^\circ$ (nach eigener Messung am Sprachsignal und nach [30]). Ebenso steigt der Laufzeitunterschied in diesem Schalleinfallsbereich linear auf $250 \mu\text{s}$ an. Daraus ergibt sich ein linearer Zusammenhang $\varphi (\Omega)$ im Bereich $\Omega = 0^\circ$ bis $\pm 30^\circ$, die Hörereignisrichtung liegt für $\Omega = \pm 30^\circ$ rechnerisch zwischen $\varphi = \pm 19^\circ$ und $\varphi = \pm 21^\circ$ – in guter Übereinstimmung mit den Meßwerten in **Bild 1**.

Für gemischte Stereophonie gelten die Gesetzmäßigkeiten von Laufzeit- und Intensitätsstereophonie

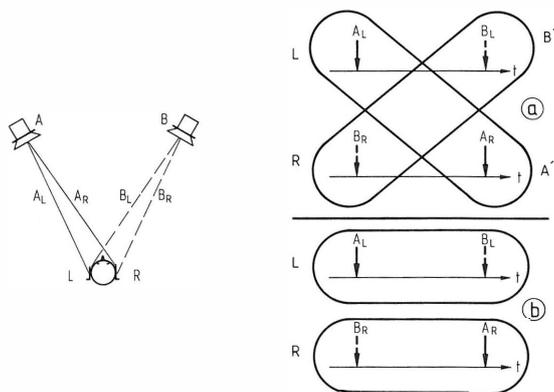


Bild 4

**Auswertung der Ohrsignale
in einer Phantomschallquellsituation**

- a) Assoziationsprinzip
- b) Summenlokalisationsprinzip

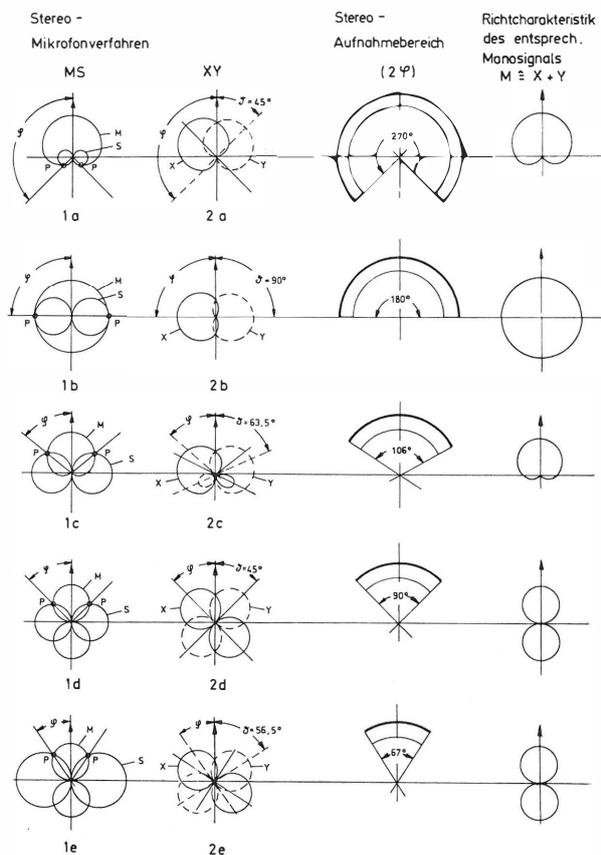


Bild 5

**Richtcharakteristiken und Aufnahmebereich
von MS- und XY-Mikrofonverfahren**

(Aus dem Handbuch der Studiotechnik. Hrsg. Schule für Rundfunktechnik, Nürnberg. K. G. Saur Verlag KG, München 1979)

demnach anteilig, je nach Signaldifferenz-Kombination. Bei Kunstkopfsignalen wirken die Laufzeit- und Pegeldifferenzen etwa mit gleichem Gewicht, ihr Amplitudenfrequenzgang beeinträchtigt offenbar die Lokalisation nicht.

Die Lokalisationsunschärfe ist bei Laufzeitstereophonie größer als bei Intensitätsstereophonie [1], sie liegt bei Darbietung von Kunstkopfsignalen entsprechend dazwischen. Auch diese Folgerung trifft nach den Meßwerten in **Bild 3** genau zu.

4.2. Folgerungen hinsichtlich der Kompatibilität

Die meßtechnisch und theoretisch ermittelten Abbildungseigenschaften der Kunstkopfsignale bei Darbietung über eine stereofone Lautsprecheranordnung werden zweckmäßigerweise mit den Abbildungseigenschaften der entsprechenden XY- (bzw. MS-) Signale verglichen. **Bild 5** gibt verschiedene Richtcharakteristik-Kombinationen von Koinzidenzmikrofonen wieder.

Abhängig von der Schalleinfallrichtung innerhalb des Aufnahmebereiches führen sie zu Pegeldifferenzen $\Delta L (\Omega)$. Geht man mit diesen Werten in die Kurve $\varphi (\Delta L)$ in **Bild 2**, so erhält man die Richtungsabbildung $\varphi (\Omega)$ bei Einsatz eines Koinzidenzmikrofons, ganz entsprechend der gemessenen Richtungsabbildung des Kunstkopfmikrofons in **Bild 1**. **Bild 6** gibt die Richtungsabbildungen $\varphi (\Omega)$ bei unterschiedlichen Richtcharakteristik-Kombinationen von Koin-

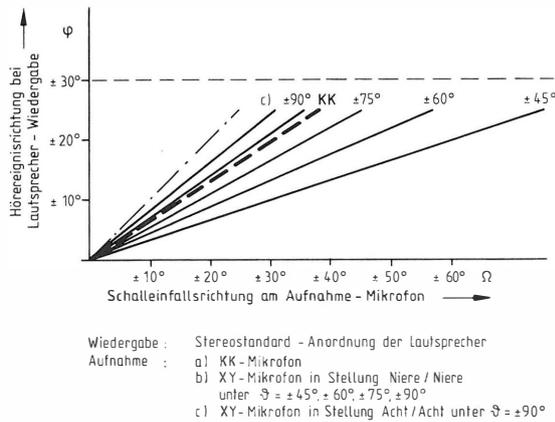


Bild 6
Richtungsabbildung $\varphi(\Omega)$ bei unterschiedlichen
Mikrofoncharakteristiken

zidenzmikrofonen wieder, ebenso ist $\varphi(\Omega)$ für das Kunstkopfmikrofon eingetragen.

Man erkennt deutlich, daß das Kunstkopfmikrofon hinsichtlich der Richtungsabbildung im Vergleich zu den üblichen XY- (bzw. MS-) Mikrofonen normale Eigenschaften aufweist. Es kommt dem XY-Mikrofon in Stellung Niere/Niere unter $\delta = \pm 90^\circ$ sehr nahe, auch deshalb, weil der Aufnahmebereich ebenso wie beim Kunstkopfmikrofon 360° beträgt (Bild 5, 2b).

Keines der Mikrofone erreicht die „ 45° -Linie“, für die gilt $\varphi = \Omega$. Vielmehr wird das Niere/Niere-Mikrofon mit $\delta = \pm 45^\circ$ sehr häufig eingesetzt. Es wäre nicht sinnvoll, mit zusätzlichen Maßnahmen, beispielsweise einer Art „Richtungsexpander“, die Richtungsabbildung $\varphi = \Omega$ anzustreben. Es würden dann alle seitlichen Schalleinfallrichtungen zwischen $\pm 30^\circ$ und $\pm 150^\circ$ zu Hörereignissen führen, die sich in Lautsprecherrichtung konzentrieren. Die Kunstkopfmikrofone erweisen sich hinsichtlich der Richtungsabbildung als voll kompatibel mit Koinzidenzmikrofonen.

Aber auch hinsichtlich der Lokalisationsunschärfe erreichen Kunstkopfsignale in der Praxis etwa das gleiche Resultat wie XY-Signale. Man muß bedenken, daß die reine Intensitätsstereofonie nur dann erfolgt, wenn der Hörer sich wirklich auf der Mittellinie der Anordnung befindet:

Schon bei seitlichen Versetzungen um 10 cm entstehen Laufzeitdifferenzen von etwa $300 \mu\text{s}$ (zusätzliche Pegeldifferenzen sind vernachlässigbar), die den vorhandenen Pegeldifferenzen der XY-Signale gleich- oder gegensinnig hinzugefügt werden und zu Hörereignisverschiebungen von $\pm 10^\circ$ führen. In der Praxis läßt sich also schon bei relativ schmaler Stereohörfläche keine reine Intensitätsstereofonie verwirklichen. Im Fall der Darbietung von Kunstkopfsignalen vergrößern oder verkleinern sich die vorhandenen Laufzeitdifferenzen und führen zu den Hörereignisverschiebungen wie bei Intensitätsstereofonie. Für beide Darbietungsfälle muß also etwa die gleiche Lokalisationsunschärfe, nämlich diejenige für gemischte Stereofonie, angenommen werden. Es sei an dieser Stelle angemerkt, daß unter anderem beim französischen Rundfunk die gemischte Stereofonie bewußt eingesetzt wird. Das Stereomikrofon besteht

aus zwei Nieren unter $\delta = \pm 45^\circ$, die im Abstand von 17 cm angeordnet sind. Ohne auf die Begründung dieser Anordnung hier einzugehen, soll festgestellt werden, daß offenbar ihre Abbildungseigenschaften bei Lautsprecherwiedergabe sehr positiv eingeschätzt werden, sehr niedrig dagegen ihre Nachteile. Die Anordnung bringt ebenso geringfügige Nachteile wie das Kunstkopfmikrofon, aber die Kunstkopfsignale erlauben neben der normalen Lautsprecherwiedergabe uneingeschränkt Kunstkopfstereofonie. Und die Vorzüge der Kunstkopfstereofonie sind bekannt!

5. Ergebnis

Betrachtet man den Kunstkopf als Stereomikrofon und vergleicht die Abbildungseigenschaften dieses Kunstkopfmikrofons hinsichtlich Lokalisation und Lokalisationsunschärfe mit üblichen XY- (bzw. MS-) Mikrofonen, so ist praktisch Gleichwertigkeit festzustellen. Der Einsatz des Kunstkopfmikrofons kann uneingeschränkt anwendungsorientiert erfolgen, d. h. berücksichtigt werden muß für jeden Anwendungsfall lediglich

- die zusätzliche Frage, ob das Mikrofonsignal Kunstkopfstereofonie zulassen soll oder nicht,
- die übliche Frage, welcher Aufnahmebereich und welche Richtungsabbildung geeignet ist.

Das Ergebnis lautet im einzelnen:

- Bei der Wiedergabe von Kunstkopfsignalen über Lautsprecher in Stereo-Standardanordnung erfolgt „gemischte Stereofonie“, eine Überlagerung gleichsinnig wirkender Laufzeit- und Pegeldifferenzen.
- Die Hörereignisrichtung ergibt sich aus der Summe der Wirkung von Laufzeit- und Pegeldifferenz.
- Die Lokalisationsunschärfe ändert sich nicht im Vergleich mit der Darbietung bisher üblicher Signale.
- Die auftretenden Differenzen der Amplitudenfrequenzgänge beeinflussen die Lokalisationsunschärfe unwesentlich.
- Die resultierende Richtungsabbildung liegt im Bereich der gebräuchlichen Koinzidenzmikrofone. Der Aufnahmebereich beträgt 360° .

6. Schlußbemerkung

Die Kompatibilität von Kunstkopfsignalen mit intensitätsstereofonen Signalen bezüglich der Richtungsabbildung bei Lautsprecherwiedergabe ist völlig ausreichend. Der Grund liegt darin, daß die Abbildungseigenschaften eines Kunstkopfmikrofons im Freifeld sich äquivalent zeigen zu denen eines (bestimmten) XY-Mikrofons; zwei verschiedene XY-Mikrofone können sehr viel größere Unterschiede aufweisen! Hinsichtlich der Richtungsabbildung müssen Kunstkopfsignale also nicht zum Zweck einer guten „Lautsprecherkompatibilität“ entzerrt werden. Diese Entzerrung müßte für die Kunstkopfstereofonie am Wiedergabeort wieder rückgängig gemacht werden. Es wäre ein gravierender Nachteil, wenn Kunstkopfstereofonie nur mit Hilfe eines entsprechenden Filters, das man dem Kopfhörer vorschalt-

tet, möglich ist. Eine derartige „senderseitige“ Entzerrung ist nicht wünschenswert und glücklicherweise auch nicht notwendig. In Bezug auf die Klangfarbe dagegen muß sicherlich eine geeignete Entzerrung der Kunstkopfsignale erfolgen [17, 18, 31, 32]. Die entsprechenden Untersuchungen stehen vor dem Abschluß. Sie lassen erwarten, daß die Signale des verbesserten Kopfes KU 80 auch in diesem Punkt eine gute Kompatibilität aufweisen.

SCHRIFTTUM

- [1] Blauert, J.: Räumliches Hören. S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1974.
- [2] Laws, P.: Zum Problem des Entfernungshörens und der Im-Kopf-Lokalisierung von Hörereignissen. Dissertation. Technische Hochschule Aachen, 1972.
- [3] Platte, H.-J.; Laws, P.; v. Hövel, H.: Anordnung zur genauen Reproduktion von Ohrsignalen. Fortschritte der Akustik. DAGA 75, Braunschweig. Physik Verlag, Weinheim 1975, S. 361 bis 363.
- [4] Damaske, P.; Wagener, B.: Richtungshörversuche über einen nachgebildeten Kopf. *Acustica* 21 (1969), S. 30 bis 35.
- [5] Wilkens, H.: Kopfbezügelte Stereophonie — ein Hilfsmittel für Vergleich und Beurteilung verschiedener Raumeindrücke. *Acustica* 26 (1972), S. 213 bis 221.
- [6] Burkhard, M. D.; Sachs, R. M.: Anthropometric manikin for acoustic research. *J. of the Acoust. Soc. Am.* 58 (1975), S. 214 bis 222.
- [7] Blauert, J.: Vergleich unterschiedlicher Systeme zur originalgetreuen elektroakustischen Übertragung. *Rundfunktech. Mitt.* 18 (1974), S. 222 bis 227.
- [8] Kuhl, W.; Plantz, R.: Kopfbezogene Stereophonie und andere Arten der Schallübertragung im Vergleich mit dem natürlichen Hören. *Rundfunktech. Mitt.* 19 (1975), S. 120 bis 132.
- [9] Gottlob, D.: Anwendung der kopfbezogenen Stereophonie in der akustischen Forschung. *Rundfunktech. Mitt.* 22 (1978), S. 214 bis 216.
- [10] Schröder, M. R.; Gottlob, D.; Siebrasse, K. F.: Comparative study of European concert halls; correlation of subjective preference with geometric and acoustic parameters. *J. of the Acoust. Soc. Am.* 56 (1974), S. 1195 bis 1201.
- [11] Wilkens, H.: Mehrdimensionale Beschreibung subjektiver Beurteilungen der Akustik von Konzertsälen. Dissertation. Technische Universität Berlin, 1975.
- [12] Weber, I.; Mellert, V.: Vergleichende Beurteilung von Verkehrsgeräuschen — Korrelation mit Lautsprecherparametern. Fortschritte der Akustik. DAGA 78, Bochum. VDE-Verlag, Berlin 1978, S. 271 bis 274.
- [13] Plenge, G.: On the differences between localization and lateralization. *J. of the Acoust. Soc. Am.* 56 (1974), S. 944 bis 951.
- [14] Theile, G.: Über die Lokalisation im überlagerten Schallfeld. Dissertation. Technische Universität Berlin, 1980.
- [15] Theile, G.; Plenge, G.: Localization of lateral phantom sources. *J. of the Audio Eng. Soc.* 25 (1977), S. 196 bis 200.
- [16] Hudde, H.; Schröter, J.: The equalization of artificial heads without exact replication of the eardrum impedance. *Acustica* 44 (1980), S. 301 bis 307.
- [17] Theile, G.: „Kunstkopf“ Stereophony: Results of recent investigations and development of a new Kunstkopf system. IBC 80, Brighton. Conf. Publ. No. 191, S. 350 bis 353.
- [18] Hudde, H.; Schröter, J.: Verbesserungen am Neumann-Kunstkopfsystem. *Rundfunktech. Mitt.* 25 (1981), S. 1 bis 5.
- [19] Plenge, G.: Probleme bei der Einführung der Kunstkopfs stereophonie beim Hörrundfunk. *Rundfunktech. Mitt.* 22 (1978), S. 216 bis 218.
- [20] Kürer, R.; Plenge, G.; Wilkens, H.: Correct spatial sound perception rendered by a special two-channel recording method. 37th AES Convention, New York 1969. Preprint 666 (H-3).
- [21] Ortmeier, W.: Über die Lokalisierung von Schallquellen bei der Zweikanalstereophonie. *Hochfrequenztech. und Elektroakustik* 75 (1966), S. 77 bis 87.
- [22] Wendt, K.: Das Richtungshören bei der Überlagerung zweier Schallfelder bei Intensitäts- und Laufzeitstereophonie. Dissertation. Technische Hochschule Aachen, 1963.
- [23] Mertens, H.: Directional hearing in stereophony — Theory and experimental verification. *E.B.U. Rev. Part A Tech. No. 92*, August 1965, S. 146 bis 158.
- [24] Franssen, N. V.: Stereophonie. Philips Tech. Bibl., Eindhoven 1963.
- [25] Leakey, D. M.: Some measurements on the effects of interchannel intensity and time differences in two channel sound systems. *J. of the Acoust. Soc. Am.* 31 (1959), S. 977 bis 986.
- [26] Makita, Y.: On the directional localisation of sound in the stereophonic sound field. *E.B.U. Rev. Part A Tech. No. 73*, June 1962, S. 102 bis 108.
- [27] Theile, G.: Weshalb ist der Kammfiltereffekt bei Summenlokalisierung nicht hörbar? Vortrag auf der 11. Tonmeistertagung, Nov. 1978 Berlin.
- [28] Blauert, J.; Cobben, W.: Some considerations of binaural cross correlation analysis. *Acustica* 39 (1978), S. 96 bis 104.
- [29] Wilkens, H.; Plenge, G.: Unveröffentlichte Ergebnisse am Heinrich-Hertz-Institut Berlin, 1980.
- [30] Steinberg, J. C.; Snow, W. B.: Physical factors. *The Bell System Tech. J.*, Vol. XIII No. 2, April 1934, S. 245 bis 258.
- [31] Schöne, P.: Zur Nutzung des Realisierungsspielraums in der kopfbezogenen Stereophonie. *Rundfunktech. Mitt.* 24 (1980), S. 1 bis 11.
- [32] Schöne, P.: Messungen zur Klangfarbe von Kunstkopfaufnahmen. Hörrundfunk 5. NTG-Fachberichte Bd. 72, VDE-Verlag, Berlin 1980, S. 44 bis 50.

GRENZEN FÜR DIE ÜBERTRAGUNG VON ZUSATZINFORMATIONEN IM UKW-HÖRRUNDFUNK¹

VON JÜRGEN MIELKE²

Manuskript eingegangen am 6. Februar 1981

UKW-Rundfunk

Zusammenfassung

Die Errichtung eines umfassenden UKW-Sendernetzes mit mehreren Programmketten hat dazu geführt, daß die Abstimmung des Empfängers auf den gewünschten Sender immer schwieriger wird. Durch die Kennzeichnung von Sendern, die Verkehrsinformationen übertragen, wurde der Wunsch geweckt, auch andere Senderketten und Programmarten zu kennzeichnen, um die Empfängerabstimmung weiter zu vereinfachen. Eine Reihe von Vorschlägen zur Übertragung von Zusatzinformationen für den Teilnehmer dienen diesem Zweck.

Die Bitrate, mit der zusätzliche Informationen im UKW-Multiplexsignal übertragen werden können, wird durch vielerlei Faktoren begrenzt. Systemparameter, Übertragungsweg und Empfängereigenschaften haben einen wesentlichen Einfluß auf die mögliche Übertragungsgeschwindigkeit bei akzeptabler Fehlerrate. Es wurde untersucht, welche Zusammenhänge bestehen zwischen der maximalen Übertragungsgeschwindigkeit für Zusatzinformationen, der Übertragungssicherheit und den genannten Einflußgrößen.

Summary Limits for the transmission of additional information in VHF sound broadcasting

The construction of an extensive network of VHF transmitters broadcasting several programme services has caused the tuning of a receiver to the desired transmitter to become more and more difficult. Inspired by the identification of the transmitters broadcasting information for road-users, the wish arose of similarly identifying also other transmission services and types of programmes, in order further to simplify the receiver tuning. Several methods have been proposed for the transmission of additional information for listeners.

The bit-rate with which such additional information can be transmitted in the VHF multiplex signal is limited by many factors. The system parameters, the transmission path and the receiver characteristics each has a considerable influence on the possible transmission speed, with an acceptable error-rate. Investigations have been carried out into the relationships between the maximum transmission speed for the additional information, the transmission reliability and the above-named influencing factors.

Sommaire Limites pour la transmission d'informations supplémentaires en radiodiffusion B.m

La mise en place d'un vaste réseau d'émetteurs B.m diffusant plusieurs programmes rend l'accord des récepteurs sur l'émetteur souhaité de plus en plus difficile. S'inspirant du principe de l'identification des émetteurs qui diffusent des informations à destination des automobilistes, on a également voulu identifier d'autres émetteurs et d'autres programmes afin de simplifier l'accord des récepteurs. Toute une série de méthodes pour transmettre des informations supplémentaires à l'adresse des auditeurs ont été proposées dans ce but.

Le débit binaire avec lequel ces informations peuvent être transmises dans le signal multiplexé en B.m est limité par plusieurs facteurs. Les caractéristiques du système et du récepteur ainsi que la voie de transmission ont chacune une influence considérable sur le débit de la transmission, si on veut garder un taux d'erreur acceptable. Des recherches ont été effectuées sur la relation entre la vitesse de transmission maximale des informations supplémentaires, la fiabilité de la transmission et les éléments précités qui exercent une influence.

1. Einleitung

Die Idee, im UKW-Hörrundfunk neben dem Programm Zusatzsignale zu übertragen, ist gar nicht so neu, wie sie manchem erscheinen mag. Schon seit langem wird in den USA der sogenannte SCA-Kanal (Subsidiary Communications Authorisations) verwendet, um ein weiteres Programm für zahlende Abonnenten auszusenden. Bereits Anfang 1970 kamen die ersten Vorschläge auf, im Multiplex-(MPX-) Bereich Kennsignale zu übertragen, um Autofahrern die Abstimmung ihres Empfängers auf Verkehrsfunksender zu erleichtern. Etwa zur gleichen Zeit wurde im IRT mit Versuchen begonnen, im MPX-Bereich Fernwirksignale zu übertragen, mit denen Sendeanlagen überwacht und gesteuert werden sollten. Bei einzelnen Rundfunkanstalten liegen die Versuche, die Betriebsabwicklung mittels Zusatzinformationen zu vereinfachen, noch weiter zurück.

Die Errichtung umfassender UKW-Sendernetze mit mehreren Programmketten hat dazu geführt, daß die Abstimmung des Empfängers auf den gewünschten Sender oder das erwünschte Programm immer schwieriger wird.

Die erfolgreiche Einführung des ARI-Systems (Autofahrer-Rundfunk-Information) in der Bundesrepublik Deutschland mag den Wunsch geweckt haben, neben den Kennsignalen für Verkehrsfunksender auch noch andere Zusatzinformationen für den Rundfunkteilnehmer zu übertragen. Wenn in den verschiedensten geographischen Regionen die Abstimmung auf Sender, welche Verkehrsinformationen bringen, derart vereinfacht werden kann und die Kennzeichnung der Durchsagen selber möglich ist, so liegt es nahe, ähnliche Forderungen auch für andere Sender und Programmarten zu erheben. Dieser Gedanke wurde verstärkt durch die unterschiedliche Struktur der Rundfunkorganisationen in anderen europäischen Ländern, die eine Kennzeichnung der Programmketten, Programmquellen und -arten sowie der Senderstandorte besonders erstrebenswert erscheinen ließ.

¹ Überarbeitete Fassung eines Vortrages, gehalten auf der 5. Fachtagung Hörrundfunk der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) in Mannheim, 5. bis 7. März 1980.

² Ing. (grad.) Jürgen Mielke ist Leiter des Arbeitsbereiches Übertragungstechnik Hörrundfunk im Institut für Rundfunktechnik, München.

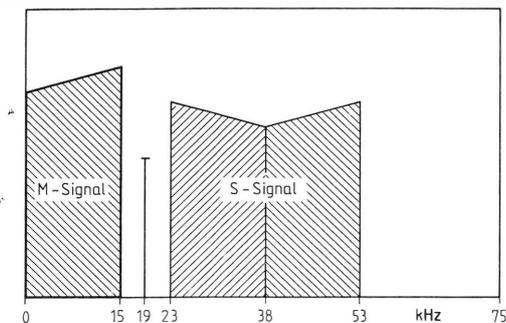


Bild 1
UKW-Multiplexsignal

Die Forderung nach erhöhtem Bedienungskomfort und weiteren Informationen für den Rundfunkteilnehmer läßt sich mit den bestehenden Verfahren nur in begrenztem Umfang erfüllen. Deshalb wird in den verschiedensten europäischen Ländern intensiv nach geeigneten Möglichkeiten geforscht, zusätzliche Informationen im MPX-Signal zu übertragen.

2. Möglichkeiten zur Übertragung von Zusatzinformationen

Betrachten wir einmal den Frequenzbereich für das MPX-Signal (**Bild 1**), so erkennen wir, daß neben dem codierten Signal des Stereorundfunkprogramms noch relativ viel Raum für die Übertragung von Zusatzinformationen vorhanden ist.

Nach CCIR-Empfehlung 450, in der die vereinbarten Systemparameter für die stereofone Rundfunkübertragung festgelegt sind, ist jedoch nur der Frequenzbereich von 53 kHz bis 75 kHz für die Übertragung eines zusätzlichen monofonen Programms (z. B. SCA-Kanal) mit einem Hubanteil von maximal 10 % des zulässigen Spitzenhubes von ± 75 kHz vorgesehen.

Die bisher vorgeschlagenen Verfahren zeigen aber, daß auch die Frequenzbereiche unterhalb und oberhalb des 19-kHz-Pilottones für die Übertragung von Zusatzinformationen als geeignet angesehen werden (**Tabelle 1**).

Nr.	Rundfunkorganisation	Hilfsträger kHz	Hubanteil kHz	Modulationsart	bit/s ohne Fehlerkorr.
1	BBC (England)	57,0	2,25	PSK	1200
2	NOS (Holland)	16,625	0,25	PSK	600
3	PTT (Schweden)	57,0	3,0	PSK	1200
4	TDF (Frankreich)	58,3	1,5	PSK	600
5	YLE (Finnland)	19,0	0,5	FSK	600

Tabelle 1
Vorschläge zur Übertragung von Zusatzinformationen im UKW-Hörrundfunk

Einige dieser Verfahren sind in dem CCIR-Bericht 463-2 zusammengefaßt. Sie wurden teilweise auch schon auf der NTG-Fachtagung Hörrundfunk 1976 in Düsseldorf und auf der International Broadcasting Convention 1978 in London vorgestellt. Des-

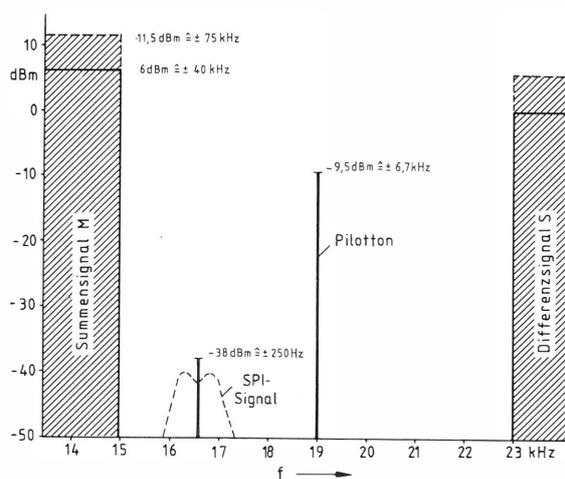


Bild 2
Multiplexsignal mit SPI-Kanal

halb seien hier nur die wichtigsten Systemparameter der beiden Verfahren behandelt, die vom IRT untersucht worden sind.

Nach dem Vorschlag der Niederlande wird ein Hilfsträger von $7/8$ der Pilottonfrequenz, das sind genau 16,625 kHz, mit einem Bitmuster phasenmoduliert (**Bild 2**). Dieses sogenannte Station-Programme-Identifikation-(SPI-)Signal gestattet die Übertragung von 16 alphanumerischen Zeichen, die etwa 4,6mal pro Sekunde wiederholt werden können. Dazu ist eine Übertragungsgeschwindigkeit von knapp 600 bit/s erforderlich. Für eine hinreichende Übertragungssicherheit benötigt der Hilfsträger einen Hubanteil von etwa ± 500 Hz, also etwa 6 dB mehr, als in **Bild 2** dargestellt ist.

Das Programme-Identifikation-(PI-)Verfahren der Schweden sieht eine Übertragung mit einem 57-kHz-Hilfsträger vor, dessen Phase an den 19-kHz-Pilotton angebunden wird. Der Hilfsträger wird mit einem PSK-Signal von 1187,5 Hz – das entspricht 19 kHz/16 – amplitudenmoduliert, wobei er selber unterdrückt wird. Durch die Art der Codierung wird eine Energieverteilung nach **Bild 3** erzielt.

Die Information wird in Blöcken übertragen, die aus 16 Informationsbits und 10 Kontrollbits bestehen. Damit können Übertragungsfehler bis zu 5 bit/Block korrigiert werden. Für die Informationsübertragung verbleiben dann jedoch nur gut 700 bit/s. Für eine hinreichende Übertragungssicherheit wird ein Hubanteil von ± 3 kHz als erforderlich angesehen.

3. Grenzen für Zusatzsignale

Die Möglichkeiten zur Übertragung von Zusatzinformationen werden nicht nur durch die bestehenden Vorschriften der CCIR-Empfehlung 450 begrenzt. Diese wird wahrscheinlich ab 1982 (nach der nächsten Vollversammlung) in der dann gültigen Fassung die Übertragung von Zusatzinformationen zulassen. Die Beschränkungen liegen vielmehr darin, daß die Übertragungsqualität nicht durch die Zusatzinformationen beeinträchtigt werden darf, und zwar weder beim stereofonen Hauptprogramm noch beim

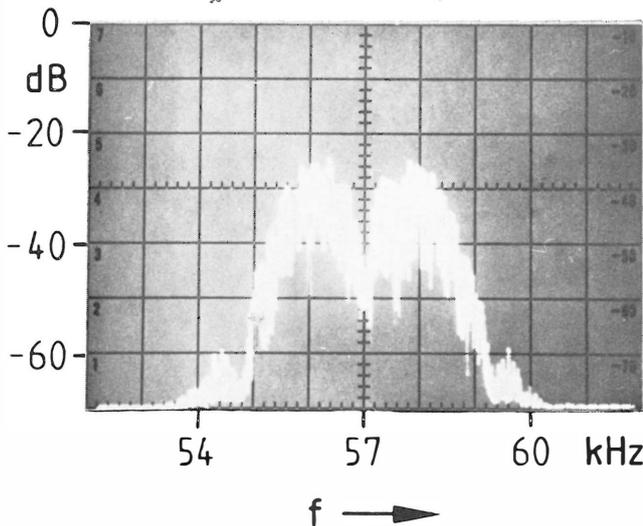


Bild 3
Frequenzspektrum des PI-Signals

möglicherweise ausgestrahlten monofonen Zusatzprogramm.

3.1. Programmstörungen durch Zusatzsignale

Damit der zulässige Spitzenhub von ± 75 kHz eingehalten werden kann, muß die Aussteuerung für das Programmsignal bei Übertragungen von Zusatzsignalen reduziert werden. Die Verminderung des Geräuschspannungsabstandes und damit des Versorgungsbereiches spielt jedoch kaum eine Rolle, solange der Hubanteil für die Zusatzsignale 5% der Spitzenaussteuerung nicht wesentlich überschreitet.

Leider sind die Eigenschaften heutiger Rundfunkempfänger keineswegs immer zufriedenstellend. Durch Nichtlinearitäten der aktiven Bauelemente und vor allem durch das Verhalten der Stereodecoder können erheblich stärkere Beeinträchtigungen der NF-Störabstände zustande kommen, wenn der Hubanteil für die Zusatzsignale gewisse Grenzen überschreitet. Viele Stereodecoder demodulieren nicht nur das S-Signal bei 38 kHz, sondern mehr oder weniger gut auch alle anderen Harmonischen von 19 kHz bzw. 38 kHz.

Signale aus dem MPX-Band erscheinen dann als Störsignale im NF-Bereich. Ihre Frequenzen entsprechen dem Abstand zu den jeweiligen Harmonischen des 19-kHz-Pilottones. Ihre Störwirkung ergibt sich aus dem Zusammenwirken von Verzerrungsfaktor, Deemphasis und subjektivem Störeindruck – was etwa den in **Bild 4** dargestellten Kurven entspricht. Aus dieser Darstellung ist zu erkennen, daß sich einige Frequenzbereiche für die Übertragung von Zusatzinformationen geradezu anbieten. Besonders der Bereich um die Harmonischen von 19 kHz – also auch um den 19-kHz-Pilotton selber – und eventuell noch der Bereich um 66,5 kHz.

Nun demoduliert nicht jeder Stereodecoder alle Harmonischen von 19 kHz in gleichem Maße. Meistens wird eine Frequenz bevorzugt. Welche –, das hängt sehr von der Art des Decoders ab. Untersuchungen an einer Reihe von Heimempfängern sollten zeigen, welche Beeinträchtigung der Geräuschspannungsabstände zu erwarten ist.

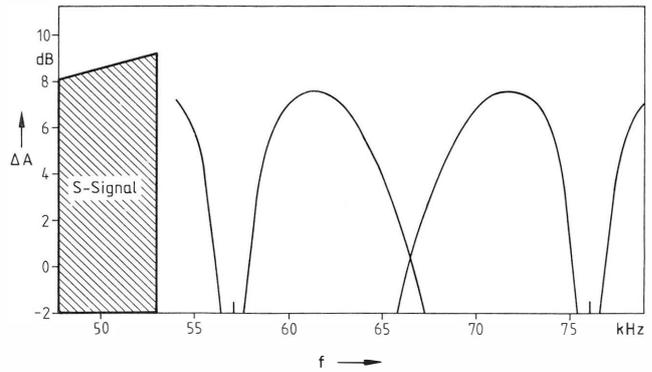


Bild 4
Störungen aus dem MPX-Kanal

Bild 5 zeigt die mittlere Verminderung der Geräuschspannungsabstände von 13 Heimempfängern, wenn der Hubanteil der Zusatzsignale $\pm 7,5$ kHz beträgt. Die an den einzelnen Geräten ermittelte Beeinträchtigung der Geräuschspannungsabstände differiert erheblich. Im Frequenzbereich um 62 kHz wurden im Extremfall 11,4 dB gemessen, an einem anderen Empfänger dagegen nur 2,4 dB. Als Standardabweichung wurde in diesem Bereich 3,3 dB ermittelt. Bei 57 kHz und 76 kHz verhalten sich hingegen fast alle untersuchten Empfänger gleich. Die Standardabweichung beträgt lediglich 0,1 dB.

Der Kaufpreis eines Empfängers hat kaum Einfluß auf die dargestellte Beeinträchtigung der Übertragungsqualität. Eine Einteilung der Empfänger in zwei Preisgruppen ergab eine um maximal 0,6 dB unterschiedliche Verminderung der Geräuschspannungsabstände. Unterteilt man die Geräte dagegen nach Störabständen, so ergeben sich erheblich größere Unterschiede (**Bild 6**).

Es zeigt sich dabei, daß die Geräte mit den besseren Geräuschspannungsabständen im Mittel wesentlich stärker gestört werden als Geräte, die ohnehin schon geringere Geräuschspannungsabstände zeigen. Die Werte der guten Empfänger bleiben dabei in der Regel jedoch besser als die der schlechteren Geräte.

Die gemessenen Kurven lassen die Übertragung von Zusatzsignalen zwischen 58 kHz und 67 kHz auf den ersten Blick recht fragwürdig erscheinen. Bei 17 kHz wurde mit $\pm 7,5$ kHz Hubanteil sogar eine

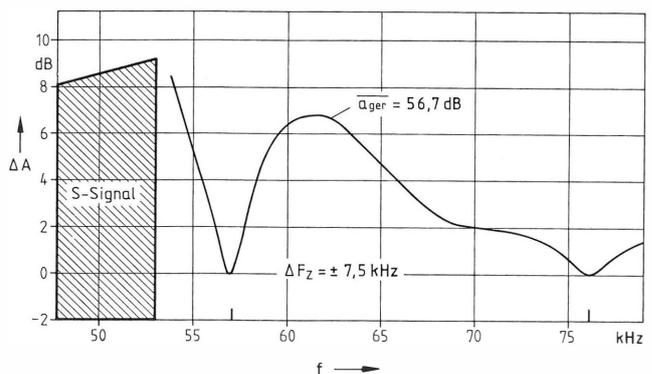


Bild 5
Verminderung der Geräuschspannungsabstände durch Zusatzsignale im oberen MPX-Band
Mittelwert von 13 Heimempfängern

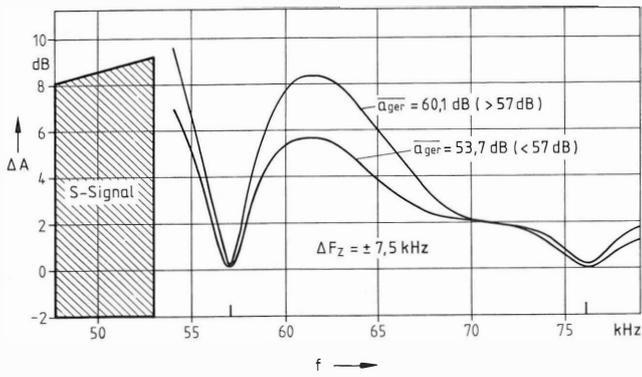


Bild 6

Verminderung der Geräuschspannungsabstände durch Zusatzsignale im oberen MPX-Band

Mittelwerte für Heimempfänger mit Störabständen größer und kleiner als 57 dB

mittlere Verminderung der Geräuschspannungsabstände um 11,2 dB festgestellt. Nun ist die Beeinträchtigung der Übertragungsqualität natürlich auch vom benötigten Hubanteil abhängig. Die mit einem Zusatzsignal von 61 kHz gemessene mittlere Verminderung der Geräuschspannungsabstände als Funktion des Hubanteiles ergibt die Darstellung nach **Bild 7**.

Es ist zu erkennen, daß die mittlere Beeinträchtigung in dB nahezu proportional zum Hubanteil ist. Mit hinreichend kleinem Hub lassen sich also auch bei 61 kHz Zusatzsignale übertragen.

Das schwedische Übertragungsverfahren zeigte in **Bild 3** Energiemaxima, die etwa 800 Hz unterhalb und oberhalb von 57 kHz liegen. Nach **Bild 5** liegt die Verminderung der Geräuschspannungsabstände bei diesen Frequenzen knapp über 2 dB. Rechnet man das auf den tatsächlich verwendeten Hub von ± 3 kHz um, so sind im Mittel etwa 0,8 dB zu erwarten. Für das SPI-Verfahren ergibt sich dementsprechend mit einem Hubanteil von ± 500 Hz im Mittel eine Verminderung der Geräuschspannungsabstände um etwa 0,75 dB. Diese Abschätzung bestätigt annähernd die bei der Untersuchung beider Systeme gemachten Erfahrungen, daß die Programmstörungen durch die Zusatzsignale bei den vorgeschlagenen Hubanteilen unter einwandfreien Empfangsbedingungen zu vernachlässigen sind.

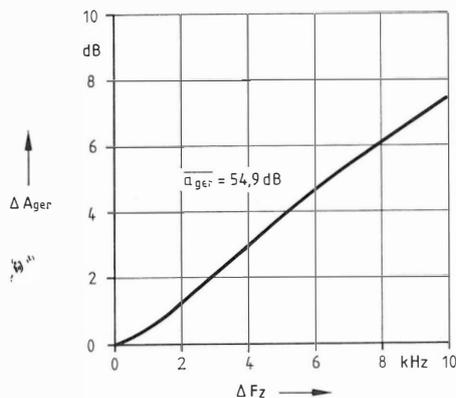


Bild 7

Verminderung der Geräuschspannungsabstände für Heimempfänger durch Zusatzsignale bei 61 kHz

Beim Stereoempfang in reflexionsgefährdeten Gebieten können auch mit idealen Empfängern Programmstörungen auftreten. Gelangen ein reflektiertes und ein direkt empfangenes FM-Signal an den Demodulator eines Empfängers, so entstehen Intermodulationsprodukte zwischen Pilotton und Zusatzsignal. Diese Intermodulationsprodukte können zu hörbaren Störungen führen, wenn sie in den Bereich des M- oder S-Signals fallen.

Durch Mehrwegeausbreitung wird der Rundfunkempfang jedoch ohnehin beeinträchtigt. Untersuchungen im IRT haben gezeigt, daß das Produkt aus Laufzeitdifferenz und Pegelverhältnis zwischen reflektiertem und direkt empfangenem RF-Signal ein recht gutes Maß für die Übertragungsqualität darstellt. Danach liegt die Grenze der Empfangswürdigkeit für Stereosendungen etwa bei $300 \mu\text{s}^0/0$, d. h. bei einem reflektierten Signal von 10 % ist ein Umweg von $30 \mu\text{s}$ zulässig.

Eine Berechnung der Intermodulationsabstände mit diesem Grenzwert ergibt sowohl für die PI- als auch für die SPI-Übertragung Störabstände zwischen 50 dB und 55 dB (bezogen auf ± 40 kHz Hub).

Diese Störungen haben bei Feldversuchen mit SPI-Signalen dazu geführt, daß der Hubanteil von ± 500 Hz wieder auf ± 250 Hz reduziert werden mußte.

Leider sind die bisher aufgezeigten Störungen nicht die einzigen, welche den Geräuschspannungsabstand eines Rundfunkempfängers vermindern und damit die Übertragungsqualität beeinträchtigen können. Zusatzsignale im oberen MPX-Band verbreitern das Frequenzspektrum eines FM-Senders. **Bild 8** zeigt die Energieverteilung im Frequenzspektrum eines mit farbigem Rauschen modulierten Senders. Die innere Kurve wurde ohne Zusatzsignal aufgenommen, die äußere mit der 57-kHz-ARI-Kennung. Das breitere Frequenzspektrum führt zu größeren Störungen in den Nachbarkanälen. Diese treten jedoch nur bei hochwertigen Empfängern und bei bestimmten Frequenzabständen zwischen Nutzsender

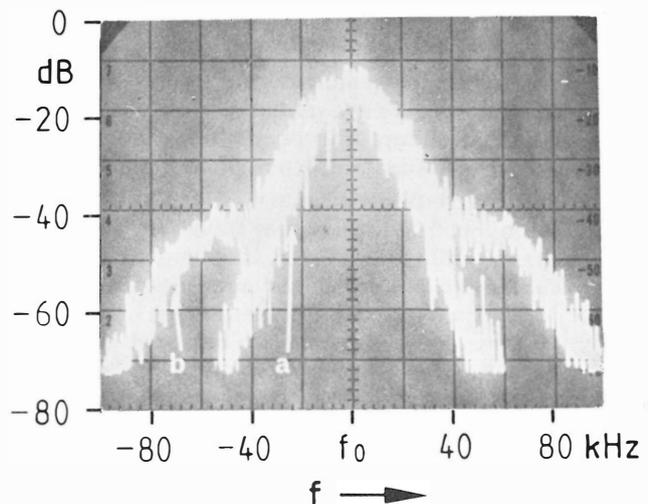


Bild 8

Energieverteilung im Frequenzspektrum eines FM-Senders

a = Modulation mit farbigem Rauschen

b = Modulation mit farbigem Rauschen und ARI-Kennsignal

	RF-Schutzabstand in dB							ARI
	46	49	29	9	1	- 11	- 33	
Ballempfänger	46	49	29	9	1	- 11	- 33	ohne
	46	49	29	19	8	- 11	- 33	mit
Heimempfänger	48	51	28	15	10	- 5	- 11	ohne
	48	51	28	19	11	- 5	- 11	mit
CCIR-Empfehlung	45	51	33	26	18	7	- 7	ohne
Frequenzabstand	0	50	100	125	150	200	300	

Tabelle 2
Beeinträchtigung der RF-Schutzabstände durch ARI-Kennsignale

und störendem Sender in Erscheinung. Mit ± 4 kHz Hubanteil für das Zusatzsignal wurde nur bei 125 kHz und 150 kHz Frequenzabstand eine Beeinträchtigung der Schutzabstände für Stereoempfang festgestellt (**Tabelle 2**). Sie ist bei den hervorragenden Selektionseigenschaften des Ballempfängers mit 10 dB bzw. 7 dB erheblich. Die Schutzabstände eines Heimempfängers mit guten Selektionseigenschaften wurden dagegen nur um 4 dB bzw. 1 dB verschlechtert. Schutzabstände, die schlechter sind, als nach der CCIR-Empfehlung 412-2 gefordert wird, wurden nicht beeinträchtigt. Bei Frequenzabständen ≤ 100 kHz bzw. ≥ 200 kHz sind auch beim Ballempfänger keine erhöhten Nachbarkanalstörungen mehr feststellbar, solange der Hubanteil für die Zusatzsignale nicht vergrößert wird.

Gleich- und Nachbarkanalender führen natürlich nicht nur bei der Programmübertragung zu Störungen, auch die Übertragung der Zusatzinformationen könnte durch andere Sender beeinträchtigt werden. Messungen der Schutzabstände haben jedoch gezeigt, daß weder beim PI- noch beim SPI-Verfahren unzulässig große Störungen der Datenübertragung auftreten, solange der Monoempfang hinreichend geschützt ist.

3.2. Übertragungssicherheit für Zusatzinformationen

Die möglichen Programmstörungen durch Zusatzsignale lassen die Frage entstehen, welcher Hubanteil denn überhaupt für eine hinreichend sichere Übertragung von Zusatzinformationen benötigt wird.

Ein bestimmender Parameter für die Sicherheit einer Datenübertragung ist das Rauschen im Informationskanal. **Bild 9** zeigt den Zusammenhang zwischen Fehlerwahrscheinlichkeit und Rauschabstand, wobei die Kurven a und b die theoretisch erzielbaren Bitfehlerraten für kohärente (PSK) bzw. differentiell kohärente Zweiphasenmodulation (DPSK) darstellen. Die Kurven c und d geben dagegen die Fehlerraten zweier praktisch realisierter Decoder für das schwedische Übertragungsverfahren wieder. Diese Zusammenhänge sind hinreichend bekannt und sollen nicht näher erläutert werden. Mindestens ebenso wichtig ist jedoch die Abhängigkeit des Rauschabstandes (a_z) im Datenkanal von Hubanteil (ΔF_z), Bandbreite (B) und Frequenzlage (f_0) des Zu-

satzsignals sowie verfügbarer Leistung (P_v) am Empfängereingang und Rauschzahl (n) des Rundfunkempfängers. Dafür wurde folgender Zusammenhang ermittelt:

$$a_z = 50,9 \text{ dB} + 20 \lg \Delta F_z / \text{kHz} - 10 \lg [B (f_0^2 + B^2/12) / \text{kHz}^3] + P_v [\text{dB (pW)}] - n [\text{dB}] \quad (1)$$

Dem Rundfunkteilnehmer kommt es aber vor allem darauf an, daß ihm bei ausreichender Übertragungsqualität für das Rundfunkprogramm auch noch eine hinreichende sichere Übertragung der Zusatzinformationen gewährleistet wird. Deshalb wurde der Zusammenhang zwischen Rauschabstand im Datenkanal und Geräuschspannungsabstand für Monoempfang ermittelt:

$$a_z = a_{ger} + 0,4 \text{ dB} + 20 \lg \Delta F_z / \text{kHz} - 10 \lg [B (f_0^2 + B^2/12) / \text{kHz}^3] \quad (2)$$

Darin sind

- a_z = Rauschabstand im Datenkanal,
- a_{ger} = Geräuschspannungsabstand für Monoempfang (bewertete Spitzenspannung)

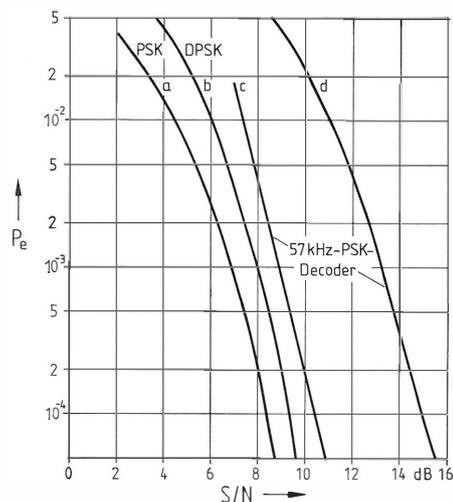


Bild 9
Zusammenhang zwischen Fehlerwahrscheinlichkeit und Rauschabstand

nach CCIR-Empfehlung 468-2,
Bezugswert: 500-Hz-Signal, ± 40 kHz Hub),

ΔF_z = Hubanteil des Zusatzsignals,
B = Rauschbandbreite des Zusatzsignals,
 f_0 = Frequenzlage des Zusatzsignals.

Geht man davon aus, daß mit 9 dB Rauschabstand im Datenkanal eine hinreichend sichere Datenübertragung realisiert werden kann, so benötigt man bei 40 dB Geräuschspannungsabstand

für das SPI-Verfahren einen Frequenzhub von $\Delta F_z = \pm 345$ Hz.

Für das schwedische Verfahren ist dagegen ein Frequenzhub von $\Delta F_z = \pm 2,4$ kHz erforderlich.

Diese Hubanteile sind unter normalen Empfangsbedingungen durchaus akzeptabel. Sie stimmen auch ungefähr mit den für die beiden Systeme vorgeschlagenen Werten überein.

Wird eine breitbandigere Datenübertragung gewünscht, so läßt sie sich wegen der gezeigten Störanfälligkeit der Heimempfänger kaum mehr bei 57 kHz durchführen. Ein Hilfsträger bei 67 kHz wäre da schon eher denkbar, zumal dieser, anders als bei 57 kHz, direkt phasenmoduliert werden könnte. Ein 4 kHz breiter Datenkanal erfordert nach Gleichung (2) jedoch auch dort einen Hubanteil von $\pm 3,6$ kHz. Damit werden in einigen Heimempfängern schon deutlich wahrnehmbare Beeinträchtigungen der Geräuschspannungsabstände hervorgerufen.

Es gibt sicher unterschiedliche Auffassungen darüber, ob für eine sichere Übertragung der Zusatzinformationen tatsächlich ein Rauschabstand von 9 dB erforderlich ist oder ob dieser noch größer sein muß; ein großer Spielraum ist jedoch gewiß nicht vorhanden. Andererseits kann ein Rundfunkprogramm mit einem Geräuschspannungsabstand von weniger als 30 dB unter gewissen Voraussetzungen – z. B. im fahrenden Auto – durchaus noch als empfangswürdig angesehen werden. Damit wird aber auch das Rauschen im Zusatzkanal um mehr als 10 dB größer. Für die gleiche Übertragungssicherheit werden dann Hubanteile benötigt, die mehr als dreimal so groß sind.

Nun sind die Störungen durch Rauschen im Datenkanal leider nicht die einzigen, die eine Übertragung von Zusatzsignalen beeinträchtigen. Mindestens ebenso störend sind Programmanteile, die durch Verzerrungen im Sender oder Empfänger in den Datenkanal gelangen. Bei einem Programmsignal mit Vollpegel kann schon 1% Klirrfaktor zu einem Störsignal im Datenkanal führen, das einem Frequenzhub von ± 400 Hz entspricht. Weitaus größere Störungen werden im Empfänger durch Verzerrungen bei Mehrwegeempfang verursacht. Dies führt in reflexionsgefährdeten Gebieten, insbesondere beim Empfang im fahrenden Auto, zu empfindlichen Störungen der Datenübertragung.

Um die daraus resultierende Beeinträchtigung abschätzen zu können, wurden auf verschiedenen Meßstrecken bei mehreren Frequenzen die Störungen in 1,7 kHz breiten Kanälen des MPX-Bandes registriert. Die Überschreitungshäufigkeit bestimmter Pegelwerte ist für zwei Meßstrecken in **Bild 10** dargestellt. Man sieht, daß das 17-kHz-Band weniger

gestört wird als das 57-kHz-Band. Noch geringer sind die Störungen im 67-kHz-Band. Bei 21 kHz wurden Störungen gemessen, die etwa 1 dB über denen bei 17 kHz liegen.

Werden die dargestellten Kurven von 1,7 kHz Rauschbandbreite auf die jeweilige Systembandbreite umgerechnet, so läßt sich beim Nutzsignalpegel ablesen, zu wieviel Prozent der Zeit dieser vom Störsignal überschritten wird. Ebenso gut kann dieser Wert aus den vorhandenen Kurven bei einem entsprechend korrigierten Nutzsignalpegel abgelesen werden.

Für die SPI-Übertragung ergibt sich danach, daß auf der Meßstrecke 4–5 bei ± 500 Hz Hubanteil zu 1,2% der Zeit mit Störungen zu rechnen ist. Das schwedische Übertragungsverfahren wird dagegen auf derselben Strecke, wegen des größeren Hubes von ± 3 kHz, nur zu 0,7% der Zeit gestört. Eine Datenübertragung bei 67 kHz würde mit einer Bandbreite von 4 kHz und einem Hubanteil von ± 4 kHz sogar nur zu 0,13% der Zeit Störungen zeigen. Die ermittelten Überschreitungshäufigkeiten hängen mit Sicherheit nicht nur von der Meßstrecke, sondern auch vom Programm ab. Bei Monosendungen wären die Störungen in den höheren Frequenzbändern sicher erheblich geringer.

4. Schlußfolgerungen

Die Übertragung von Zusatzinformationen im MPX-Band des UKW-Signals ist grundsätzlich möglich. Die Übertragungsgeschwindigkeit wird durch eine Reihe von Faktoren begrenzt. Auf Hilfsträgern um den 19-kHz-Pilotton und bei 57 kHz können etwa 600 bit/s bzw. 1200 bit/s übertragen werden. Bei geringen NF-Störabständen muß mit Fehlern in der Datenübertragung gerechnet werden. Besonders stark sind diese Störungen beim Empfang in re-

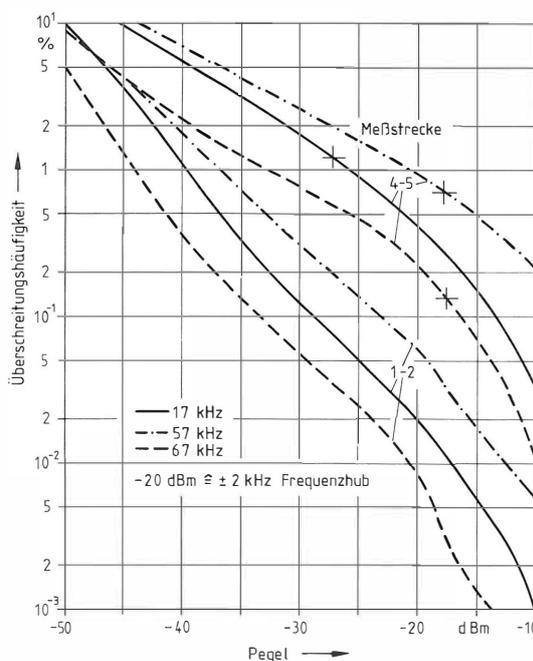


Bild 10

Programmbedingte Störungen in Zusatzkanälen mit 1,7 kHz Rauschbandbreite

flexionsgefährdeten Gebieten. Höhere Übertragungsgeschwindigkeiten oder geringere Fehlerraten sind nur mit größeren Hubanteilen möglich. Diese würden mit den gegenwärtig verwendeten Heimempfängern oder bei Reflexionen jedoch zu hörbaren Störungen führen. Natürlich lassen sich immer Rundfunkempfänger finden, die gestört werden – wie lange darauf noch Rücksicht genommen werden muß, bleibt der zukünftigen Entwicklung überlassen. Ein Ausweg aus dieser Problematik könnte sich durch eine vom Programmpegel abhängige Steuerung des Hubanteils für die Zusatzsignale bieten. Größere

Hubanteile führen mit Zusatzsignalen im oberen MPX-Bereich aber auch zu erhöhten Nachbarkanalstörungen. Mit den z. Z. verwendeten bzw. vorgeschlagenen Hubanteilen werden die Schutzabstände für Stereoempfang dagegen nur bei Kanalabständen zwischen 100 kHz und 200 kHz beeinträchtigt, jedoch nicht bei 100 kHz und 200 kHz selber.

Die Entscheidung für ein Übertragungsverfahren muß zukünftigen Untersuchungen vorbehalten bleiben. Sie wird mitbestimmt von den Möglichkeiten und Grenzen für die Informationsübertragung sowie den Wünschen, die damit verknüpft sind.

EINE VERBESSERTE METHODE ZUR BERECHNUNG DES WIRKUNGSGRADES UND DER LEITFÄHIGKEITEN DER NÄHEREN UMGEBUNG EINER MITTELWELLESENDEANTENNE

VON RAINER GROSSKOPF¹

Manuskript eingegangen am 27. Februar 1981

Antennentechnik

Zusammenfassung

Es wird eine Methode zur Berechnung des Wirkungsgrades und der Leitfähigkeiten der näheren Umgebung einer Mittelwellensendeantenne mit Hilfe eines Optimierungsprozesses auf einem Computer beschrieben. Der Berechnung werden Messungen der elektrischen Feldstärke und in der CCIR-Empfehlung 368-3 wiedergegebene Ausbreitungskurven zugrundegelegt. Durch die Berücksichtigung eines inhomogenen Bodens (verschiedene Leitfähigkeiten) auf dem Ausbreitungsweg erhält man eine sehr genaue Anpassung der berechneten Feldstärkewerte an die gemessenen. An einem praktischen Beispiel wird die Auswertung einer Messung und die Anwendbarkeit dieses Verfahrens aufgezeigt.

Summary An improved method for calculating the efficiency and the soil-conductivity in the immediate vicinity of an MF transmitting antenna

The article describes a method for calculating, by means of an optimisation process in a computer, the efficiency of an MF transmitting antenna and the soil-conductivity in its immediate vicinity. The calculation is based on measurements of the electric field-strength and on the propagation curves reproduced in C.C.I.R. Recommendation 368-3. By taking account of non-homogeneous terrain (different soil-conductivities) on the propagation path, a very accurate correlation between the calculated and the measured field-strength values is obtained. The evaluation of a measurement and the applicability of this method are explained by means of a practical example.

Sommaire Méthode améliorée de calcul du rendement et de la conductivité du sol aux abords immédiats d'une antenne d'émission en B.hm

L'article expose une méthode permettant de calculer sur ordinateur à l'aide d'un processus d'optimisation le rendement d'une antenne émettrice en B.hm ainsi que la conductivité du sol dans ses environs immédiats. Les calculs sont fondés sur des mesures du champ électrique et sur les courbes de propagation qui figurent dans l'Avis. 368-3 du C.C.I.R. En envisageant un terrain diversifié (différentes conductivités du sol) sur le trajet de propagation, on obtient une corrélation très étroite entre les valeurs de champs calculées et celles relevées sur le terrain. Un exemple pratique illustre la façon d'évaluer une mesure et d'appliquer cette méthode.

1. Einleitung

MW-Antennen werden größtenteils zur Bodenwellenversorgung als vertikale, fußpunktgespeiste Monopole aufgebaut. Bedingt durch die begrenzte Ausdehnung des Erdnetzes und die endliche Leitfähigkeit der Umgebung, ergeben sich Bodenverluste bei der Abstrahlung der Senderleistung. Als Wirkungsgrad der Antenne bezeichnen wir das Verhältnis der abgestrahlten Leistung zur Eingangsleistung.

Der Wirkungsgrad einer Antenne läßt sich durch Berechnungen der Nahfeldkomponenten und deren Bodenverluste theoretisch ermitteln [1]. Die Gesamtheit aller Faktoren, die den Wirkungsgrad der Antenne beeinflussen, kann aber erst durch Feldstärkemessungen in der Umgebung der realen Antenne berücksichtigt werden.

Gregorac und Budin [2] stellten 1976 eine Methode vor, bei der die Durchschnittsleitfähigkeit der näheren Umgebung und der Wirkungsgrad der Antenne aus den Messungen der elektrischen Feldstärke berechnet werden.

Im folgenden wird ein Verfahren beschrieben, welches eine optimale Anpassung des berechneten Feldstärkeverlaufs an den gemessenen erzielt. Dies geschieht dadurch, daß nicht eine Durchschnittsleitfähigkeit wie in [2], sondern verschiedene Leitfähig-

keiten in der näheren Umgebung der Antenne berücksichtigt werden. In einem Optimierungsprozeß werden die Leitfähigkeiten, die Entfernungen der Leitfähigkeitsänderungen von der Antenne und der Antennenwirkungsgrad variiert, bis die Abweichung zwischen berechneten und gemessenen Feldstärken minimal ist.

2. Beschreibung der Methode

Es wird vorausgesetzt, daß die Mittelwellensendeantenne auf ebenem Gelände mit konstanter Dielektrizitätskonstante ϵ steht. In dem zur Auswertung herangezogenen Sektor S_A sollen nur Leitfähigkeitsänderungen in radialer Richtung möglich sein (**Bild 1**). Die nähere Umgebung, in welcher die Meßpunkte liegen müssen, ist definiert durch [2]

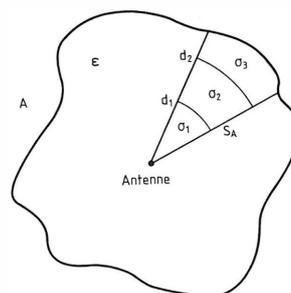


Bild 1

Nähere Umgebung eines Mittelwellensenders

¹ Dipl.-Phys. Rainer Großkopf ist Wissenschaftlicher Mitarbeiter des Arbeitsbereiches Antennentechnik im Institut für Rundfunktechnik, München.

$$d \text{ (km)} < 5 \cdot \sqrt[3]{\lambda \text{ (m)}} .$$

Die elektrische Feldstärke in diesem Bereich ist gegeben durch

$$E_t = \sqrt{\text{ERP}} \cdot E_c(\varepsilon, \sigma_i, d_i)$$

mit

$$\text{ERP} = P_A \cdot G_A \cdot \eta ,$$

P_A = Eingangsleistung der Antenne,

G_A = theoretischer Antennengewinn, bezogen auf den semiisotropen Strahler,

η = Antennenwirkungsgrad,

E_c = elektrische Feldstärke nach [3] und [4], interpoliert nach Millington [5],

σ_i = Leitfähigkeit im Bereich d_{i-1} bis d_i ,

d_i = Entfernung von der Antenne bis zur i -ten Leitfähigkeitsänderung.

Die Messungen der elektrischen Feldstärke werden zuerst in einzelnen Sektoren (**Bild 1**) ausgewertet. Erst wenn man feststellt, daß keine starken Leitfähigkeitsänderungen im vermessenen Gebiet A auftreten, erscheint es sinnvoll, zur Bestimmung einer mittleren Leitfähigkeit, die gesamten Meßwerte im Gebiet A gemeinsam auszuwerten.

Wir beschränken uns hier auf die Auswertung von schmalen Sektoren (10 bis 20 Grad), da nur in solchen Gebieten die obengenannten Annahmen bezüglich der Leitfähigkeitsänderungen vernünftig erscheinen. Der Verlauf der gemessenen elektrischen Feldstärken ist gewöhnlich nicht kontinuierlich, wie ein Beispiel in **Bild 2** zeigt.

Es wird nun derjenige Verlauf der berechneten elektrischen Feldstärke gesucht, der sich statistisch am besten den Meßresultaten angleicht. Als Maß für die Güte der Anpassung zwischen berechnetem und gemessenem Feldstärkeverlauf benutzen wir die Summe der Abweichungen (nach der Methode der kleinsten Quadrate [6]). Bei N Meßpunkten und M Änderungen der Leitfähigkeit im betrachteten Sektor ergibt sich die Summe zu

$$Q = Q(\eta, \sigma_i, d_i; i = 1, \dots, M) \\ = \sum_{j=1}^N (E_{tj} - E_{mj})^2 .$$

Da wir eine konstante, ortsunabhängige Dielektrizitätskonstante vorausgesetzt haben, ist die berechnete Feldstärke E_t eine Funktion von η , σ_i , d_i , $i = 1, \dots, M$.

$$E_t = E_t(\eta, \sigma_i, d_i; i = 1, \dots, M) .$$

Bei Ausbreitung über inhomogenem Boden mit mehreren Leitfähigkeiten ($M > 1$) wird E_t mit dem Interpolationsverfahren nach Millington [5] berechnet. Wegen der komplizierten Form der Gleichung für die Funktionen E_t [3, 4, 5] ist es sehr aufwendig, die partiellen Ableitungen $\delta Q / \delta \sigma_i$ und $\delta Q / \delta d_i$ zu bilden und das Minimum von Q auf analytischem Wege zu finden.

Wir verwenden daher ein spezielles numerisches Optimierungsverfahren nach Nelder und Mead [7], um das Minimum der Zielfunktion Q zu finden. In [8] ist ein FORTRAN-Programm und eine ausführliche Beschreibung der sogenannten Simplexmethode angegeben. Dieses Optimierungsverfahren ist eine

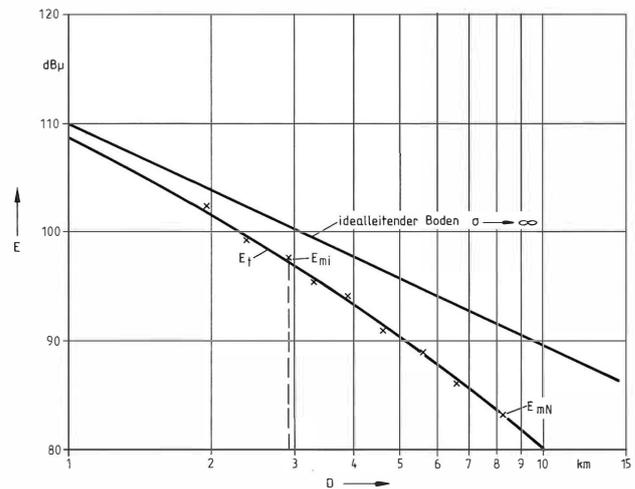


Bild 2

Meßwerte der elektrischen Feldstärke in Abhängigkeit von der Senderentfernung

- für
- $i = 1, \dots, N$
 - N = Anzahl der Messungen
 - E_{mi} = gemessene Feldstärke
 - E_t = berechnete Feldstärke

Suchmethode, bei der durch gezielte Veränderung der Variablen das Minimum der Zielfunktion Q gesucht wird. Ein sehr flexibler, der jeweiligen Zielfunktion angepaßter Suchvorgang („flexible polyhedron search“) bewirkt eine gute Konvergenz, selbst bei ungünstigen Startwerten.

3. Optimierungsprozeß

Die Anzahl der zu optimierenden Variablen ist beliebig und nur durch die Kapazität des verwendeten Rechners beschränkt. In unserem Fall sind die Variablen der Wirkungsgrad η der Antenne, die Leitfähigkeiten σ_i ($i = 1, \dots, M$) sowie die Entfernungen der Leitfähigkeitsänderungen d_i ($i = 1, \dots, M-1$).

Um physikalisch unsinnige Werte, z. B. $\eta > 100\%$, oder Überschneidungen der Bereiche mit verschiedenen Leitfähigkeiten zu verhindern, mußten einige Beschränkungen der Variablen in Form einfacher Ungleichungen eingeführt werden [9].

- $0 < \eta < 100$ (%),
- $0 < \sigma_i < 20$ (mS/m), kein Salzwasser,
- $0 < d_i < d_{i+1}$ (km).

Wenn eine dieser Ungleichungen verletzt wird, wird der Wert der Zielfunktion Q auf einen sehr großen Wert gesetzt. Auf diese Weise wird die Variable wieder in den erlaubten Bereich zurückgezwungen.

Der Optimierungsprozeß wird abgebrochen, wenn eine der folgenden Bedingungen erfüllt ist:

1. die maximale Anzahl der vorgegebenen Iterationsschritte ist erreicht,
2. die Zielfunktion Q ist kleiner als ein vorgegebener Wert (d. h. der berechnete Verlauf paßt sich gut den gemessenen Werten an, obwohl möglicherweise eine bessere Lösung existiert),

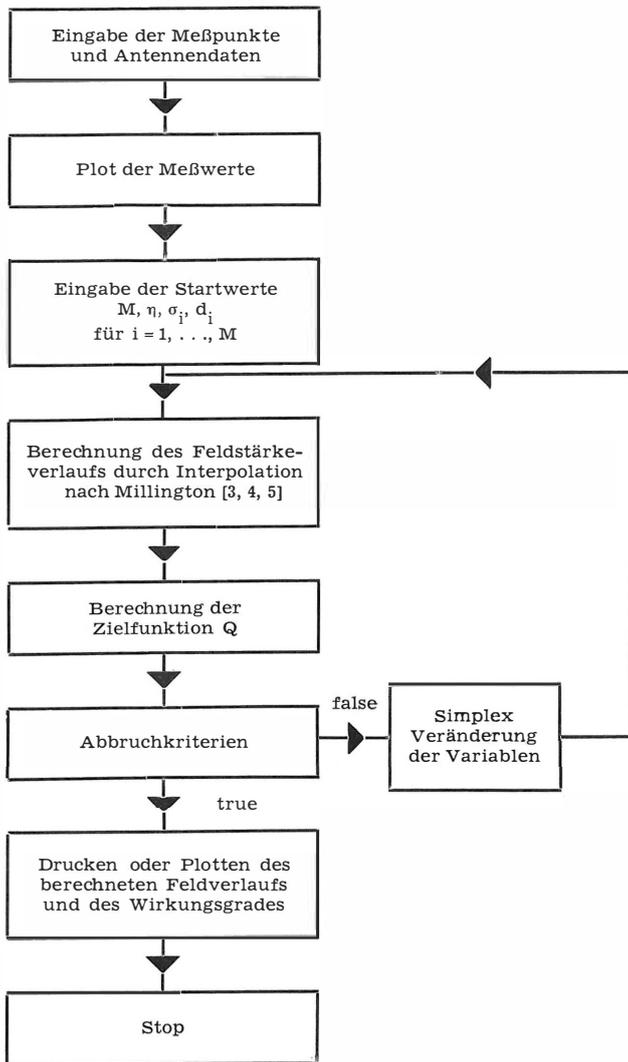


Bild 3
Flußdiagramm

3. die Änderung der Zielfunktion Q bei einer gewissen Anzahl von Iterationsschritten ist kleiner als ein vorgegebener Wert,
4. Abbruchkriterium nach Nelder und Mead [7].

Das Simplexverfahren findet das relative Minimum, welches den Anfangswerten am nächsten liegt. Bei unserer komplizierten Zielfunktion Q läßt sich nicht sagen, wie viele relative Minima vorhanden sind. Durch zwei Optimierungsläufe mit weit auseinanderliegenden Startwerten erkennt man, ob mehrere Minima existieren.

4. Programmablauf mit Beispiel

Das Programm ist in FORTRAN IV geschrieben, und **Bild 3** zeigt den Programmablauf. Eingabedaten sind die Eingangsleistung der Antenne, die Frequenz, der theoretische Gewinn, die Feldstärken an den Meßpunkten und die Entfernungen der Meßpunkte vom Sender. Anhand eines Beispiels wird die Anwendbarkeit der Methode gezeigt, und die Ergebnisse werden mit Berechnungen nach [2] verglichen.

Die Messungen des Beispiels wurden vom NDR 1979 beim Sender Dannenberg (630 kHz) durchge-

führt. In **Bild 4** sind die Meßwerte in einem Diagramm in doppellogarithmischer Darstellung eingezeichnet. Aus dieser Darstellung der Meßwerte läßt sich am besten erkennen, wo Leitfähigkeitsänderungen sein können. Durch stückweise lineare Approximation der Meßwerte erhält man an den Schnittpunkten der Geraden näherungsweise die Entfernungen der Leitfähigkeitsänderungen. Die solcherart ermittelten Entfernungen sind in **Bild 4** eingetragen. Die Steigungen der Geraden geben eine erste Information über die relativen Größen der Leitfähigkeiten in den einzelnen Bereichen. Je größer die negative Steigung ist, desto kleiner ist die Leitfähigkeit. Kurze Abschnitte mit positiver Steigung, wie im Bereich 3 (**Bild 4**), weisen auf einen sogenannten „recovery effect“ [10] hin, der beim Übergang von einer kleinen zu einer deutlich größeren Leitfähigkeit auftritt.

Nimmt man einen Leitfähigkeitsbereich von 0,1 bis 20 mS/m an (felsiger Boden, Süßwasser [10]), so kann man die Startwerte für die Leitfähigkeiten ganz gut abschätzen (**Bild 4**). Eine solche Abschätzung erspart Rechenzeit, hat aber keinen Einfluß auf das Ergebnis, wenn die Zielfunktion Q nur ein Minimum hat.

Im Zweifelsfall ist es besser, zu viele als zu wenige Leitfähigkeitsänderungen anzunehmen. Das führt zwar zu erhöhter Rechenzeit, gewährt aber eine optimale Anpassung an die Meßwerte. Im schlechtesten Fall werden benachbarte Leitfähigkeiten nach der Optimierung gleichgesetzt, d. h. man hätte sich Variable sparen können. Wählt man aber zuwenig Abschnitte verschiedener Leitfähigkeit, wird die Anpassung an die Messung schlecht, da während der Optimierung keine zusätzlichen Bereiche mit anderer Leitfähigkeit geschaffen werden.

Die Startwerte für die Optimierung in unserem Beispiel sowie die gefundenen optimalen Werte kann man **Bild 5** entnehmen.

In **Bild 6** sind noch einmal die Meßwerte, der optimale Verlauf der Feldstärke nach unseren Berechnungen sowie die zugehörige Unterteilung des Aus-

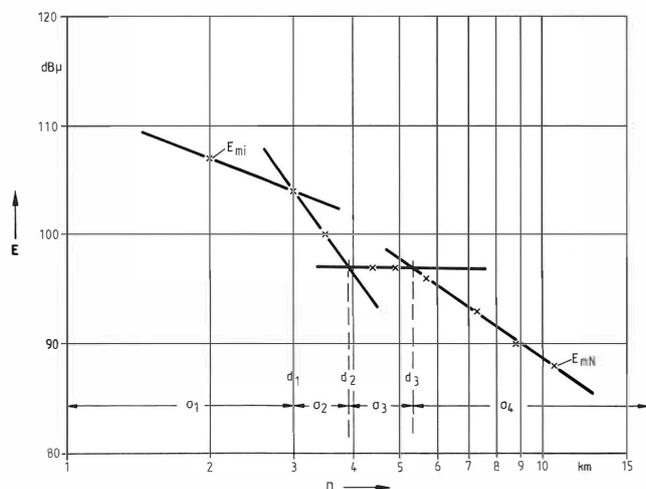


Bild 4
Bestimmung der Startwerte für die Entfernung der Leitfähigkeitsänderungen
Startwerte σ_1, d_1 ; siehe **Bild 5**

Plot der Meßwerte (JA = 1) ? 1
Anzahl der Bereiche mit verschiedenem Sigma ? 4

Bereich	von (km)	bis (km)	Sigma (mS/m)
1	0.0	3.0	3
2	3.0	4.0	0.2
3	4.0	5.2	15
4	5.2	100	0.5

Wirkungsgrad in % ? 50

Minimumsuche nach Simplex-Verfahren

Minimum der Zielfunktion: 0.94 E-02
Antennen-Wirkungsgrad (%): 35

Bereich	von (km)	bis (km)	Sigma (mS/m)
1	0.0	3.3	3.11
2	3.3	4.0	0.14
3	4.0	5.7	9.83
4	5.7	100	1.45

Bild 5

Startwerte und gefundene optimale Werte für η , σ_i und d_i
(nach einem Computerausdruck)
 $i = 1, \dots, 4$

breitungsweges in verschiedene Leitfähigkeitsbereiche dargestellt. Legt man entlang des Ausbreitungsweges nur eine Leitfähigkeit zugrunde, das entspricht der Berechnung einer Durchschnittsleitfähigkeit nach [2], so erhält man den gestrichelten Verlauf der Feldstärke in **Bild 6**. Es ergibt sich ein Wirkungsgrad von 30 % und eine durchschnittliche Leitfähigkeit von 2,0 mS/m.

5. Schlußbemerkungen

Eine wichtige Voraussetzung für die Anwendbarkeit dieser Methode ist eine sorgsame Auswahl der Meßpunkte. Störende Objekte in der Nähe der Meßpunkte und Hindernisse zwischen Antenne und Meßpunkt sollten vermieden werden. Bei zu starker Streuung der Meßwerte hat es keinen Sinn, eine Anpassung der berechneten Kurve an die Meßwerte zu versuchen, indem man viele Gebiete verschiedener Leitfähigkeit annimmt. Aber auch eine Auswertung mit nur einer Durchschnittsleitfähigkeit kann in solch einem Fall zu unbrauchbaren Ergebnissen führen. In dem hier vorgestellten Verfahren ist die Methode

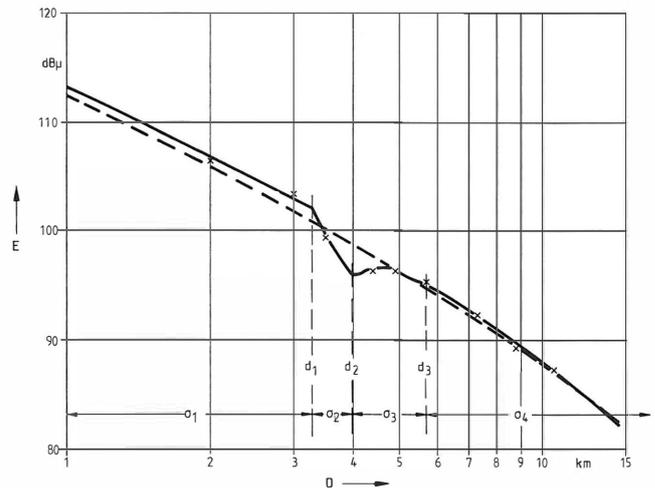


Bild 6

Berechneter Feldstärkeverlauf für

- 4 Leitfähigkeiten (σ_i, d_i ; siehe Bild 5)
 $\eta = 35 \%$
- - - 1 Durchschnittsleitfähigkeit
 $\sigma = 2 \text{ mS/m}$ nach [2]
 $\eta = 30 \%$

von Gregorac und Budin [2] voll enthalten. Durch die Optimierung mit dem Simplexverfahren und durch die große Anzahl von Variablen kann man aber eine genauere Bestimmung des Antennenwirkungsgrades und der Leitfähigkeiten in der Umgebung der Antenne durchführen.

SCHRIFTTUM

- [1] T i p p e, W.: Zur Dimensionierung von Erdnetzsystemen für vertikale LW- bzw. MW-Monopolantennen. Rundfunktech. Mitt. 24 (1980), S. 154 bis 164.
- [2] G r e g o r a c, L.; B u d i n, J.: Berechnung des Wirkungsgrades und der Durchschnittsleitfähigkeit der näheren Umgebung einer Mittelwellenantenne. Rundfunktech. Mitt. 20 (1976), S. 93 bis 95.
- [3] C C I R: Ground-wave propagation curves for frequencies between 10 kHz and 10 MHz. Rec. 368-3, Annex II. XIVth Plenary Assembly, Kyoto 1978, Vol. V.
- [4] J o a c h i m, M.; M a o, Y. Y.; B o y l e, W.: Computer programme to calculate ground-wave field strength. Telecommun. J., Vol. 40-IX/1973, S. 596 bis 602.
- [5] M i l l i n g t o n, G.; I s t e d t, G. A.: Ground-wave propagation over an inhomogeneous smooth earth. Part 2: Experimental evidence and practical implications. Proc. of the IEE, Vol. 97, Part II, No. 48, July 1950, S. 209 bis 222.
- [6] S a u e r, R.; S z a b o, I.: Mathematische Hilfsmittel des Ingenieurs, Teil IV. Springer-Verlag, Berlin 1970.
- [7] N e l d e r, J. A., M e a d, R.: Computer J. 7 (1964), S. 308 bis 313.
- [8] H i m m e l b l a u, D. M.: Applied nonlinear Programming. McGraw-Hill, New York 1972.
- [9] D j o r d j e v i c, A. R.; P r o p o v i c, B. D.: Synthesis of thin-wire antennas assembled from arbitrarily interconnected straight segments. Part 1: Antennas, S. 403 bis 407. IEE Symposium on Antennas and Propagation, London 1978.
- [10] G r o b k o p f, J.: Wellenausbreitung I. Bibliographisches Institut, Mannheim 1970.

SYMPOSIUM ÜBER DIGITALTECHNIK IM RUNDFUNK

MÜNCHEN, 27. NOVEMBER 1980

Einer Anregung der Technischen Kommission ARD/ZDF folgend, veranstaltete das Institut für Rundfunktechnik dieses ganztägige Symposium, bei dem Spezialisten des Instituts umfassend über den derzeitigen Stand der Digitaltechnik in der Hörfunk- und Fernsehstudioteknik informierten und die mögliche weitere Entwicklung aufzeigten. In seiner Begrüßung der rund 70 Gäste aus den deutschen Rundfunkanstalten führte H. Fix aus, wie weit die Arbeiten innerhalb der UER bereits fortgeschritten sind, um einen einheitlichen Standard sowohl für Tonsignale als auch für Fernsehsignale vorzuschlagen. Ziel der UER ist es, zumindest einen Standardisierungsvorschlag für Fernsehsignale noch im Jahr 1981 beim CCIR einzureichen.

1. Grundlagen und Entwicklungsperspektiven

In diesem einführenden Referat zeigte U. Messerschmid die Faktoren auf, die in den letzten Jahren als Schubkräfte den Trend zu der im Prinzip seit Jahrzehnten bekannten Digitaltechnik verstärkt haben. Im einzelnen sind dies die rasante und noch keineswegs abgeschlossene Entwicklung der Mikroelektronik, die Datenverarbeitung und die Glasfaserübertragung.

Außer den unbestreitbaren Vorzügen eines Digitalsignals (wie vollständige Regenerierbarkeit, Rauschunabhängigkeit und Übersprechfreiheit) und damit seiner Eignung für höchste Qualitätsansprüche gibt es allerdings auch einige Nachteile. An erster Stelle stehen dabei die relativ zum entsprechenden Analogsignal wesentlich höhere Bandbreite und der entsprechend höhere schaltungstechnische Aufwand. Digitalsignale sind außerdem empfindlich gegen Kurzzeitechos und erfordern eine sorgfältige Datensicherung.

In seiner Analyse der wesentlichen Parameter eines Digitalsignals ging U. Messerschmid insbesondere auch auf die Bedeutung der Fremdkomponenten (Alias Components) ein, die bei der zeitlichen Quantisierung immer dann entstehen, wenn die Abtastraten niedrig liegen (Sub-Nyquist-Sampling zur Redundanzreduktion) oder wenn die Filterflanken des Eingangstiefpasses relativ flach verlaufen.

Bezüglich der von den USA vorgeschlagenen Digitalnorm für Fernsehsignale, die mit Abtastfrequenzen von 14/7/7 MHz für das Y/U/V-Signal wesentlich über den von der UER für ausreichend gehaltenen Abtastfrequenzen von 12/4/4 MHz (April 1980) liegt, erläuterte U. Messerschmid, daß dahinter auch der Wunsch steht, bei der Nachbearbeitung einen größeren Spielraum (vor allem bei der Bildgrößenveränderung) zu besitzen. Dieser Spielraum besteht jedoch nur in der horizontalen Richtung und kann sich daher nicht voll auswirken.

2. Übertragungsqualität und Standardisierung von Tonsignalen

Einleitend stellte G. Plenge diejenigen Fragen zur Qualität einer Hörfunkübertragung, die zunächst beantwortet werden müssen, wenn man Übertragungsparameter festlegen will. Will man sich mit der derzeitigen Übertragungsqualität zufriedengeben, die durch einige Parameter wie Bandrauschen oder Empfängerrauschen begrenzt ist, oder will man in Zukunft die Tonqualität beim Hörer verbessern? Die Konkurrenz der sich ständig verbessernden HiFi-Technik und die sich bereits abzeichnende Einführung digitaler Schallplatten haben die Rundfunkanstalten veranlaßt, für die Zukunft die mit

wirtschaftlichem Aufwand höchstmögliche Übertragungsqualität anzustreben. Aus der Betrachtung von insgesamt 10 für die Übertragung maßgebenden technischen Parametern leitete G. Plenge ab, daß dieses Ziel nur bei einer digitalen Verarbeitung der Tonsignale und bei einer Übertragung über Satelliten erreicht werden kann. Einerseits kann nur die digitale Aufzeichnungs- und Übertragungstechnik die Wiedergabe einer bei Orchestermusik auftretenden Dynamik von bis zu 70 dB bei entsprechendem Störabstand gewährleisten, und andererseits verbietet sich die Ausstrahlung digitaler Signale über terrestrische Sender wegen des zur Verfügung stehenden begrenzten Frequenzbandes. Während sich dieser beschriebene Weg sicher nicht in kurzer Zeit realisieren läßt, bietet die Kompandertechnik sowohl bei der Aufzeichnung als auch bei der Übertragung bereits heute die Möglichkeit, einen deutlichen Schritt in Richtung einer verbesserten Übertragungsqualität im Hörrundfunk zu tun.

K. Voigt erläuterte anschließend, wie man sich die Umsetzung der angesprochenen Parameter der analogen Technik in die entsprechenden Parameter einer digitalen Technik vorzustellen hat. Geht man dabei von der Pulsmodulation (PCM) aus, denn nur bei diesem Verfahren ist der Störabstand unabhängig von den Störungen der Übertragung bzw. der Aufzeichnung, so hängt der reproduzierbare Dynamikumfang bzw. der erreichbare Störabstand nur von der Anzahl der Bits ab, mit denen ein Abtastwert aufgelöst wird. Hier gilt die Formel $a_q = (6n + 2)$, wobei a_q der Störabstand und n die Anzahl der Bits ist. Aus Gründen der Übersteuerungsreserve und des Einflusses der Ohrempfindlichkeitskurve müssen zur Erreichung eines bestimmten Störabstandes a_q laut Formel hierzu noch 3 weitere Bits hinzugefügt werden.

Unter den angestrebten Qualitätsparametern von 15 kHz oberer Grenzfrequenz, 80 dB Störabstand und 6 dB Übersteuerungsreserve errechnet sich für den Studiobereich eine Auflösung von 16 Bit bzw. eine Übertragungsrate von 600 kbit/s. Für die Übertragung über den Transponderkanal eines Satelliten würde sich wegen der exakteren Aussteuerung bei der Sendung und mittels Pre- und Deemphasis die Auflösung auf 14 Bit pro Abtastwert reduzieren lassen. In diese Richtung laufen auch die Überlegungen für den D-TV-SAT, der Mitte der 80er Jahre zunächst einen präoperationellen Betrieb aufnehmen soll.

Nun kostet aber jedes zu übertragende Bit Geld, und so suchte man bereits seit langem nach bitreduzierenden Übertragungstechniken, nach dem Digitalkompander. Dabei wird der Verdeckungseffekt ausgenutzt, der bei lauten Stellen einen geringeren Störabstand zuläßt. Derzeit stehen in Europa zwei Kompandersysteme für Tonsignalübertragungen zur Diskussion. Beim 14-auf-11-Bit-9-Segment-Kompander wird abhängig von der Aussteuerung die Auflösung von 14 auf 11 Bit reduziert, und zwar in insgesamt 9 Teilsegmenten (**Bild 1**). Da die Aussteuerung bei jedem Abtastwert neu festgestellt und in der Kennlinie berücksichtigt wird, spricht man bei diesem Verfahren von einer Momentanwertkompandierung. Dieser steht die Blockwertkompandierung gegenüber, bei der erst nach einer Reihe von Abtastwerten (z. B. 32) die Maximalamplitude ermittelt und danach die Auflösung für diesen 1 ms dauernden Block festgelegt wird. Dieses Verfahren spart noch etwa 0,8 Bit pro Abtastwert gegenüber der Momentanwertkompandierung ein, erforder-

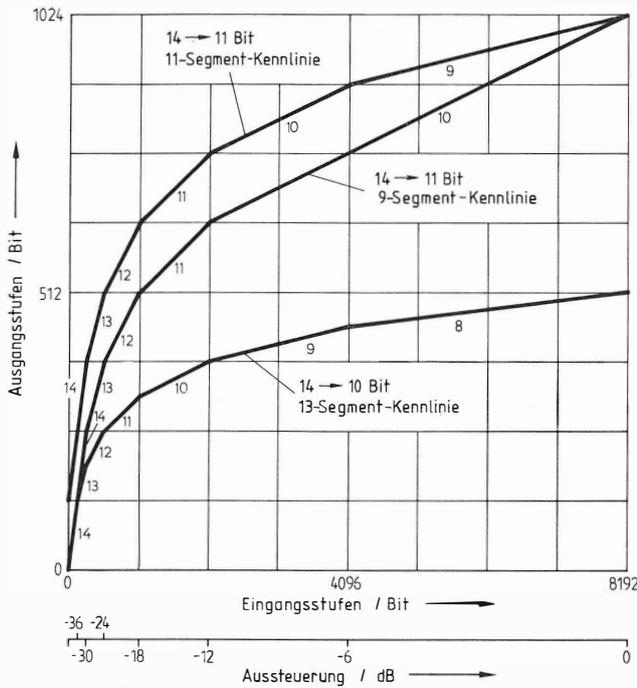


Bild 1
Kompandierungskennlinien

dert aber einen besseren Schutz für den charakteristischen Punkt der Kennlinie.

Anschließend führte K. Voigt Beispiele vor, die einen Eindruck vermitteln, wie sich Auflösung, Übersteuerung, Bitfehler und Fehlerverschleierung akustisch auswirken.

Im Rahmen einer künftigen Standardisierung von digitalen Tonsignalen müssen die folgenden Parameter festgelegt werden: Abtastfrequenz, Bits pro Abtastwert und Kanalcodierung. Da in dieser Richtung heute noch keine Einigung erkennbar ist, muß man sich wohl darauf einstellen, Abtastraten- oder Auflösungs-transcoder einzusetzen.

3. Verarbeitung digitaler Signale

K. Altmann stellte zu Anfang seines Referats den Weg eines Tonsignals vor, den dieses heute (und wohl auch künftig) durchläuft: Mikrofon – Mischpult – Speicher – Bearbeitung – Speicher (Produktionsseite), Senderegie – Umsetzer – Poststrecke – Umsetzer – Sender – Empfänger (Sende-/Empfangsseite). Zum gegenwärtigen Zeitpunkt findet man auf diesem Weg an digitalen Geräten lediglich Halleinrichtungen, Kennsignalgeber und vereinzelt Aufzeichnungsanlagen, die aber wegen fehlender Schnittmöglichkeiten vorwiegend zur Aufnahme und Wiedergabe von Live-Mitschnitten verwendet werden.

Da heute die analogen Magnetbandspeicher mit einem bewerteten Störabstand von 54 dB den Qualitätsengpaß bilden, ist zukünftig mit dem vermehrten Einsatz von digitalen Magnetbandspeichern zu rechnen. Auch die Bearbeitung wird in der digitalen Ebene vorgenommen werden. Die DBP wird dann ihr PCM-System zur Tonsignalübertragung einsetzen, bei dem jedoch die Signalübergabe nach wie vor analog erfolgt. Es ist leicht einzusehen, daß die große Anzahl der Umsetzungsprozesse A/D und D/A zu erheblichen Qualitätseinbußen führt, die erst in einer weiteren, ferneren Stufe entfallen, nämlich dann, wenn der gesamte Signalweg bis zum Empfänger für digitale Signale ausgelegt ist. Aus Bandbreiten-gründen kann dies auf dem Sendeweg nur über Rundfunksatelliten oder Glasfaserleitungen erfolgen.

Bezüglich der Auflösung geht man heute von der 14-Bit-Auflösung als Standard-Übertragungsqualität aus, was unter Einbeziehung einer 6-dB-Aussteuerungsreserve einem bewerteten Störabstand von 65 dB entspricht. Da bei der Aufnahme eine höhere Reserve verlangt wird, muß man eine 16-Bit-Auflösung vorsehen.

K. Altmann ging im weiteren auf die Signalbearbeitung in der digitalen Ebene ein. Verstärkungsänderung, Mischung und Filterung erfordern im Gegensatz zur Analogtechnik, wo dies durch einfache Pegelsteller oder Netzwerke geschieht, umfangreiche Rechenoperationen in der digitalen Ebene. Dabei muß zur Vermeidung von Rundungsfehlern mit einer 18-Bit-Genauigkeit gearbeitet werden.

Die bisher fehlende Standardisierung wirkt sich nachteilig auf die Schnittstellen sowohl zwischen den einzelnen Geräten als auch zwischen den verschiedenen Netzen aus. Dabei sind unterschiedliche Auflösungen noch relativ einfach zu beherrschen, jedoch bestimmt das Gerät mit der niedrigsten Auflösung die Gesamtqualität. Anders sieht es aus, wenn unterschiedliche Abtastfrequenzen vorliegen. Dann muß transcodiert werden, d. h. aus den vorhandenen Abtastwerten werden neue berechnet. Aber selbst wenn die Abtastfrequenzen sowohl im Studio (z. B. mit einer zentralen Taktversorgung) als auch im Übertragungsnetz der DBP übereinstimmen, ist doch mit Bitverlusten (bzw. Bitverdoppelungen) zu rechnen, wenn die Taktabweichung $> 10^{-11}$ ist. Da diese Genauigkeit schwer einzuhalten ist, muß an den Netzschnittstellen eine Taktanpassung durch Ein- oder Ausblendung von Bits durchgeführt werden, eine Technik, die die DBP bereits in ihrem digitalen Datennetz anwendet.

4. Speicherung digitaler Tonsignale

Bereits in den einleitenden Referaten wurde auf die Magnetbandaufzeichnung als dem schwächsten Glied in der Tonsignalkette hingewiesen. In seinem Referat wies H. Jakubowski zwar auf die Möglichkeit der Qualitätsverbesserung in gewissem Rahmen durch den Einsatz der Kompandertechnik hin, auf längere Sicht wird jedoch nur die digitale Aufzeichnung nahezu alle technischen Parameter zufriedenstellend gewährleisten. Im speziellen sind dies: Verbesserung des Störabstandes und damit des Dynamikumfangs, Erniedrigung der Verzerrungen, Eliminierung des Übersprechens, linearer Frequenzgang, Vermeidung des Kopiereffektes und der Gleichlaufschwankungen, kein Qualitätsverlust beim Kopieren.

Die heute vorgebrachten Gegenargumente beziehen sich vor allem auf die Umstellungskosten bei der Einführung digitaler Techniken in Hörfunkstudios. Dieses Argument wird mit fortschreitender Technologie jedoch irgendwann nicht mehr greifen, abgesehen davon, daß an der Digitaltechnik wohl kein Weg vorbeigehen wird, wenn man nicht den Anschluß an die Qualitätsentwicklung verlieren will.

In der Schnitttechnik sind Lösungswege erkennbar, allerdings wird sich eine Umstellung auf den elektronischen Schnitt kaum vermeiden lassen. Warum soll aber in der Tontechnik nicht möglich sein, was in der Fernsichttechnik seit Jahrzehnten praktiziert wird?

Ihre ganze Überlegenheit spielt die Digitaltechnik natürlich nur aus, wenn man zwischen allen Geräten in der digitalen Ebene bleiben kann, denn nur dann werden Qualitätsverluste durch wiederholte Umcodierung vermieden. Dies setzt jedoch den einheitlichen Standard voraus, der heute nur andeutungsweise in einigen wenigen Parametern erkennbar ist, obwohl bereits mehrere digitale Speichergeräte auf dem Markt sind. Da gibt es zunächst die für Tonaufzeichnung umgerüsteten Videorecorder mit Schrägspuraufzeichnung und einer Samplefrequenz von 44,056 kHz. Elektronischer Schnitt

ist bereits möglich. Die Entwicklung wird von diesen mit rotierenden Köpfen ausgerüsteten Anlagen zu solchen mit Festköpfen gehen, um auch Mehrspuranlagen aufbauen zu können.

Vor einer nahezu festgelegten Norm für die Auflösung von 16 Bit kann man bereits ausgehen, während bei der Samplefrequenz in den USA 50 kHz und von der UER 32 kHz für optimal gehalten werden. Genormt werden müßte weiterhin der Code, das Aufzeichnungsformat, die Möglichkeit zur Veränderung der Abspielgeschwindigkeit, die Bitfehlerkorrektur.

Neben der digitalen Bandaufzeichnung erscheint auch bereits die digitale Schallplatte auf dem Markt. Hier konkurrieren noch mechanische, kapazitive und optische Abtastung. Die Systeme von Telefunken (piezoelektrisch) und von Philips/Sony (optisch) sind am ausgereiftesten. Charakteristische Werte für beide Systeme: 12 cm Plattendurchmesser, Spieldauer 1 Stunde pro Plattenseite, Auflösung 14 Bit (Telefunken) bzw. 16 Bit (Philips/Sony). In den Rundfunkanstalten könnten diese Platten ebenso genutzt werden wie auch die heutigen analogen Schallplatten. Darüber hinaus könnten sie von besonderem Interesse sein, wenn mit diesen oder ähnlichen Systemen eigene Aufzeichnungen durchgeführt werden könnten. Ganz unmöglich erscheint dies nicht, und dann könnte die Platte ein idealer Audiospeicher werden: kleiner Raumbedarf wegen hoher Speicherdichte, hohe Qualität, geringe Zugriffszeit usw.

Bei allen Überlegungen zur Digitaltechnik im Hörfunkstudio muß jedoch das Hauptaugenmerk auf die Gesamtkette gerichtet sein, auf die Verträglichkeit der Standards für die einzelnen Glieder der Kette von der Analog-Digital-Wandlung über die Aufzeichnung bis hin zum Satelliten.

5. Übertragungsqualität und Standardisierung digitaler Fernsehsignale

Ausgehend von der Tatsache, daß es heute bereits eine Anzahl von Geräten (wie Time Base Corrector, Standard Converter oder Trickeffektgeräte) in den Fernsehstudios gibt, die auf digitaler Basis arbeiten, erläuterte N. Mayer die weltweiten Bemühungen, sowohl für diese Geräte als auch in Zukunft für das ganze Fernsehstudio einen einheitlichen Standard zu erarbeiten.

Die digitale Codierung kann dabei grundsätzlich auf zwei Arten erfolgen. Entweder tastet man bei der sogenannten geschlossenen Codierung (Composite Coding) das komplette FBAS-Signal mit einer Abtastfrequenz vom 3- oder 4fachen Wert der Farbträgerfrequenz ab, oder man decodiert bei der Komponentencodierung das FBAS-Signal zunächst in seine Komponenten Y, U und V und codiert diese Komponenten digital. Es ist zu erwarten, daß sich das zweite Verfahren in künftigen voll-digitalen Studios durchsetzen wird.

Erst durch die Verbindung aller Geräte und die Aufzeichnung von gleichartigen Digitalsignalen wird der heutige unbefriedigende Zustand behoben, bei dem durch wiederholte Codierung und Decodierung das Quantisierungsrauschen steigt und durch Filterung die Signalqualität leidet. In einem digitalen Studio wird dagegen nur eine einmalige PCM-Codierung und FBAS-Recodierung erforderlich, bei digitaler Weitverkehrsübertragung erst am Sender.

Für eine einheitliche Codierung kann man folgende Forderungen stellen:

- Die Bitrate soll aus Kostengründen möglichst klein sein.
- Die Bitrate soll jedoch so hoch sein, daß die Bildqualität der Bildgeber erhalten bleibt.
- Digitale Geräte sollten bereits heute FBAS- und Digital-Eingänge und -Ausgänge erhalten.

- Die Abtastfrequenz soll vollbildstabil sein.
- Durch gleiche Abtastfrequenz und Codierung sollen gleiche Geräte in PAL- und SECAM-Ländern verwendet werden können.
- Der Standard soll kompatibel zu einem Standard mit geringerer oder höherer Bitrate sein, um später einmal einen Arbeits- sowie einen Superstandard einführen zu können.
- Die Studiobitrate soll in die bereits festgelegte Datenrate für Weitverkehrsverbindungen von 34 Mbit/s oder 140 Mbit/s eingefügt werden können.

In mehreren Ländern wurden seit etwa 1970 die verschiedenen Codierungen untersucht. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse führten schließlich zu einem UER-Vorschlag im April 1980. Dieser sieht eine Komponentencodierung mit den Abtastfrequenzen 12/4/4 MHz für das Y/U/V-Signal vor und verwendet eine PCM mit 8 Bit linear. Die Bitrate ergibt sich daraus zu 160 Mbit/s. Umfangreiche Demonstrationen bewiesen die Brauchbarkeit dieses Standards.

Die USA akzeptierten zwar im Prinzip die Komponentencodierung, schlugen jedoch zur Qualitätsreserve für die Nachbearbeitung Abtastfrequenzen von 14/7/7 MHz vor. Die daraus resultierende Bitrate von 224 Mbit/s führt jedoch nach Aussagen der Industrie zu einer erheblichen Verteuerung der Aufzeichnungsanlagen und paßt auch nicht in die 140-MBit-Hierarchiestufe. Die ebenfalls von den USA vorgeschlagene Bezeichnung „Weltstandard“ übersieht die in der Welt vorhandenen unterschiedlichen Zeilen- und Vollbildzahlen.

Unter dem Einfluß der amerikanischen Vorschläge ist die UER inzwischen dabei, ihren ersten Vorschlag zu überprüfen und sucht nach weiteren Demonstrationen im Januar 1981, doch noch eine soweit als möglich einheitliche Norm zu finden.

6. Verarbeitung digitaler Fernsehsignale

Ausgehend von dem grundsätzlichen Unterschied zwischen der Analogtechnik, bei der das elektrische Signal selbst manipuliert und dabei beeinträchtigt wird, und der Digitaltechnik, bei der lediglich die Information über das Signal übertragen und bearbeitet wird, behandelte G. Möll in seinem Referat die verschiedenen Bearbeitungsprozesse eines digitalen Fernsehsignals. Dabei steht eindeutigen Vorteilen als wesentlicher Nachteil die hohe Übertragungsbandbreite der Digitalsignale gegenüber. Die normalerweise einzige Beeinträchtigung bei der digitalen Übertragung erleidet das Signal bei der Analog-Digital-Wandlung durch die Quantisierungsverzerrungen und gegebenenfalls durch Unterabtastung gegenüber der Nyquistforderung.

Die Technologie der erforderlichen A/D- und D/A-Wandler hat in den letzten 10 Jahren rasante Fortschritte gemacht - der Preis für einen A/D-Wandler sank von 50 000,- DM auf unter 2000,- DM bei gleichzeitig verdoppelter Abtastrate -, ein Ende ist damit aber noch nicht erreicht.

Die Speicherung digitaler Fernsehsignale, die eine Voraussetzung für viele Bearbeitungsprozesse darstellt, geschieht heute vornehmlich durch Schreib/Lese-Speicher mit wahlfreiem Zugriff, wobei für die Speicherung eines vollständigen Fernsehbildes derzeit eine einzige Printplatte ausreicht.

Speichermöglichkeit und Manipulierbarkeit digitaler Informationen sind Grundlage des digitalen Zeitfehlerausgleichs, bei dem Signale mit ungenügender Zeitstabilität, wie sie beispielsweise Schrägspurmaschinen liefern, ohne Qualitätsverlust mit dem Studiotakt synchronisiert werden.

Während bei dieser Technik lediglich eine gewisse Anzahl von Zeilen gespeichert werden muß, erfordert

der Bildsynchronisator die Speicherung zumindest eines Halbbildes. Diese Geräte finden Anwendung zur Synchronisierung externer Signale auf den Studiotakt, wie dies beispielsweise bei Satellitenübertragungen auftritt.

Der digitale Normwandler stellt ein weiteres Gerät dar, dessen Technik auf Speicherung und Manipulierung digitaler Signale beruht. In diesen Anlagen werden heute sämtliche Systemparameter unterschiedlicher Standards ineinander umgewandelt.

Ein digitaler Festwertspeicher mit nachfolgender D/A-Wandlung ist die Basis für eine Signalsynthese, mit der sich beispielsweise Farbbalkensignale oder Prüfzeilen erzeugen lassen.

Die digitale Rauschverminderung ist eine weitere Anwendungsmöglichkeit der Digitaltechnik.

Die Tricktechnik hat durch den Einzug der Digitaltechnik eine wesentliche Erweiterung erfahren. Standbild, Zoom, Spiegelung oder Rotation, um nur einige Effekte zu nennen, werden dadurch erst auf rein elektronische Weise möglich.

Abschließend wies G. Möll noch auf den neuen CCD-Filmabtaster hin, in dem bereits mehrere Teilfunktionen in digitalen Techniken ausgeführt sind. Ein Bildspeicher übernimmt die Halbbild-Vollbild-Umwandlung und paßt unterschiedliche Filmformate an das Fernsehformat an; die Störsignale werden digital kompensiert und die vertikale Konturkorrektur in digitaler Technik durchgeführt.

Eine Analyse der heutigen Situation zeigt, daß man sich in den Fernsehstudios in einer Art „ersten Phase“ auf dem Weg zum volldigitalen Studio befindet. Diese Phase ist durch den vereinzelt Einsatz digitaler „Black Boxes“ mit analogen Ein- und Ausgängen gekennzeichnet. Die im folgenden Referat beschriebene digitale Magnetbandmaschine würde bereits die zweite Phase einleiten.

7. Speicherung digitaler Fernsehsignale

In den Fernsehstudios findet man heute drei professionelle Aufzeichnungsstandards, das 2"-Quadruplex-Format, das 1"-B-Format und das 1"-C-Format. H. Schachlbauer berichtete in seinem Referat über die Grundlagen und die bisher durchgeführten Vorarbeiten für ein weiteres, ein digitales Aufzeichnungsverfahren. Gegenüber der Analogaufzeichnung weist dieses zwei wesentliche Vorteile auf. Einmal läßt sich die Schnittbestimmung wegen der fehlenden 8er-Sequenz des PAL-Signals wesentlich problemloser durchführen, und zum anderen verschlechtert sich die Bildqualität nur unwesentlich mit steigender Generationenzahl.

Nach einer Umfrage wurden von der UER bereits die Basisparameter aufgestellt, die man von einem neuen digitalen Aufzeichnungssystem erwartet. Es sind dies

- die gleichen Betriebsarten, die bei der Analogversion möglich sind (erkennbare Wiedergabe bis zur 20fachen Geschwindigkeit, Standbild, Zeitlupe, Hinterbandkontrolle),
- eine ausgezeichnete Bildqualität bis zur 10. Generation,

- die Kosten im gleichen Rahmen wie bei Analoganlagen.

Die bezüglich der Bildqualität für einen Studiostandard gestiegenen Anforderungen stoßen an die Grenze des technisch Realisierbaren. Geht man davon aus, daß heute bereits eine Packungsdichte von über 10 Mbit/cm² erreicht ist, daß die Spaltbreite 0,3 bis 0,4 μ m beträgt und daraus eine lineare Dichte von 20 kbit/cm resultiert, daß die Spurbreite 60 μ m beträgt und daß die Umlaufgeschwindigkeit der Köpfe 40 m/s nicht überschreiten soll, dann läßt sich recht einfach feststellen, daß die Aufzeichnung mit einem einzigen Kopf nicht möglich sein wird. Man wird daher den gesamten Datenfluß in mehrere parallele Datenströme aufteilen und dafür mehrere Köpfe verwenden müssen.

Der Datenfluß selbst bei der Aufzeichnung wird nicht allein durch das Fernsehsignal bestimmt, notwendige Zusatzinformationen, die Realisierung der verschiedenen Betriebsarten und der Datenschutz erhöhen diese Bitrate. Es wird noch einige Zeit vergehen, bis alle diese Faktoren in einem einzigen Format untergebracht werden können. Man könnte vorausschauend annehmen, daß sich eine Familie von Aufzeichnungsanlagen mit unterschiedlicher Qualität, d. h. unterschiedlicher, jedoch kompatibler Bitrate, für verschiedene Ansprüche (Studio, EFP) herausbilden wird und daß für den EB-Betrieb aus Gewichts- und Volumengründen auf längere Sicht die analoge PAL-Aufzeichnung erhalten bleiben wird.

8. Diskussion

In der abschließenden Diskussion wurde nochmals deutlich zum Ausdruck gebracht, daß die Entwicklung der digitalen Schallplatte als Herausforderung an den Hörrundfunk gesehen werden muß. Gleichzeitig liegt hierin aber auch eine einmalige Chance, die es zu nutzen gilt. Man war sich darin einig, seitens der Rundfunkanstalten die Entwicklung nicht zu forcieren, weil diese bisher gerade auf dem Gebiet der digitalen Hörfunktechnik noch zu sehr im Fluß ist. Pilotprojekte bei einzelnen Rundfunkanstalten werden für wichtig erachtet, um eigene Erfahrungen zu sammeln und danach auch die weitere Entwicklung beeinflussen zu können.

Zur Frage nach den Kosten für digitale Video-MAZ-Anlagen wurde die Ansicht geäußert, daß die Preise bis zur Mitte der 80er Jahre auf das Niveau der Analoganlagen sinken könnten, wobei die bereits integrierte Wartung berücksichtigt werden muß. Die Entscheidung für eine Norm mit höheren Abtastraten könnte jedoch die Preissituation negativ beeinflussen, weil dann die Aufzeichnungstechnik zusätzliche Köpfe erfordert, was zu einer deutlichen Verteuerung führen würde.

Das Symposium wurde in der Hoffnung beendet, daß zum Zeitpunkt des Durchbruchs der Digitaltechnik im Hörrundfunk und im Fernsehen Standards geschaffen sind, die weltweite Geltung besitzen, soweit es die existierenden Normunterschiede zulassen.

Gerd Högel
Institut für Rundfunktechnik, München

DIE 2. TAGUNG DER UER-UNTERARBEITSGRUPPE T7 (EUROPÄISCHES NACHRICHTENSATELLITENSYSTEM)

TROYES, 13. BIS 15. JANUAR 1981

Nach Rücktritt des bisherigen Vorsitzenden I. J. Shelley (BBC) aus Altersgründen tagte die Gruppe erstmals unter ihrem neuen Vorsitzenden D. Pham Tat (TDF). Außer den Mitgliedern aus 10 europäischen Rundfunkorganisationen nahmen der Vorsitzende der Untergruppe T6 (Tarife), D. R. Morse (BBC), und zeitweise ein Vertreter der Interim-Eutelsat-Organisation an der Sitzung teil.

1. Allgemeine Situation

Trotz der zu erwartenden höheren Kosten gegenüber einem terrestrischen Leitungsnetz hat der Verwaltungsrat der UER auf seiner Sitzung im Dezember 1980 eine recht positive Haltung zur Nutzung des ECS für die Eurovision eingenommen. Am 31. März 1981 sollte eine endgültige Entscheidung getroffen werden. Bis zu diesem Zeitpunkt werden noch weitere Informationen über die Kosten benötigt. Die Festlegung einer Höchstgrenze für die Kostensteigerung gegenüber einer Verwendung des terrestrischen Netzes wird angestrebt.

Die Satelliten sollen neuerdings mit genügend Batteriekapazität ausgerüstet werden, um 9 Transponder während der Schattenzeiten betreiben zu können, statt wie ursprünglich vorgesehen nur 5. Die Lebensdauer und alle Übertragungsparameter der Satelliten bleiben davon unberührt.

Der Entwurf eines Modellvertrags zwischen einer Fernmeldeverwaltung und einem UER-Mitglied über die Nutzung einer ECS-Erdefunkstelle wurde in der Technischen Zentrale der UER erarbeitet. Ein Problem dabei stellt die Berücksichtigung der Qualität der terrestrischen Verbindungen zwischen den Kontrollzentren und den Erdefunkstellen bei der gesamten Übertragungsstrecke dar. Aufgrund von Beiträgen der BBC und des IRT werden hierfür derzeit Spezifikationen zusammengestellt. Bis zum Zeitpunkt der Sitzung war nur aus Frankreich bekannt, daß bereits Verhandlungen über die Nutzung einer Erdefunkstelle nach dem Modellvertrag begonnen wurden.

Für die voraussichtliche Indienstellung der Erdefunkstellen in den verschiedenen Mitgliedsländern wurde ein Zeitplan angegeben. Die von der UER für die Aufnahme des Eurovisionsbetriebs angegebene Mindestzahl wird nach optimistischen Annahmen frühestens 1984 erreicht. (Der Start des ersten ECS ist für 1982 zu erwarten.)

Die von Interim Eutelsat im Entwurf schon zur ersten Tagung der Gruppe vorgelegten beiden Dokumente über Spezifikationen von Erdefunkstellen für Telefonie- und Fernsehübertragungen bzw. Fernsehübertragungen allein waren inzwischen unter Berücksichtigung der UER-Vorstellungen überarbeitet worden. Ein weiteres Dokument behandelte die Möglichkeiten einer Vereinfachung von Erdefunkstellen für den ausschließlichen Gebrauch für Fernsehübertragungen in Nordafrika und im Mittleren Osten. Hiernach ist für derartige Stationen ein Antennendurchmesser von 10 bis 11 m ausreichend.

Die von der UER geforderte und von Interim Eutelsat zugestandene Fernschaltbarkeit der Erdefunkstellen läßt sich nach der Aussage von Experten in der gewünschten Art verwirklichen. Dies kann allerdings zu höheren Kosten führen; so müssen für einen schnellen Frequenzwechsel unter Umständen zwei aktive Endstufen statt einer vorhanden sein. Die Möglichkeit, daß durch Schaltfehler versehentlich mehrere Erdefunkstellen gleichzeitig zum Satelliten senden, bedeutet für diesen keine Gefährdung. Eng verbunden mit der Fern-

schaltung ist das Problem der Servicekanäle. Hier ist immer noch unklar, ob diese terrestrisch oder auch über den Satelliten geführt werden sollen. Besonders bei Verwendung langsamer Datenkanäle können bei komplizierten Schaltvorgängen insgesamt recht lange Schaltzeiten auftreten.

Ebenfalls unklar ist weiterhin, auf welche Weise sich die ursprünglich geforderten 20 Kommentarkanäle unterbringen lassen. In einem Brief an die Gruppe VI Trans wird diese um Lösungsvorschläge gebeten. Ein Dokument der RAI beschreibt die Verwendung eines 6,5-MHz-Unterträgers zur Mitsendung von Toninformationen mit digitaler Modulation (PSK, 2 Mbit/s).

Zum Thema der möglichen Übertragung des Fernsehsignals mittels digitaler Modulation liegen der gemischten UER/Interim-Eutelsat-Gruppe zur Auswertung der OTS-Tests drei Berichte von Experimentatoren vor (BBC, BPO, IBA). Diese werden zu einem Gesamtbericht verarbeitet. Eine wesentliche Folgerung aus den Experimenten ist die Notwendigkeit der Anwendung digitaler Verschachtelungstechniken (Scrambling) bei der Aussendung. Die Gruppe kam zu der Erkenntnis, daß noch notwendige weitere Versuche auch im Labor durchgeführt werden können.

2. Transportable Erdefunkstellen

Interim Eutelsat hat dem Wunsch nach Einsatz transportabler Erdefunkstellen im ECS-System grundsätzlich zugestimmt. Hindernisse für einen solchen Einsatz sind die möglichen Störungen bei anderen Satellitensystemen (Intelsat V) und die Koordinierung mit terrestrischen Funkdiensten (Richtfunk). Neuere Untersuchungen der IBA haben gezeigt, daß mit einer Antenne von 3 m Durchmesser die auf der WARC 1979 erleichterten Kriterien für eine Koordinierung mit Intelsat V unterschritten werden können. Für Interim Eutelsat sind allerdings die strengeren Intelsat-Kriterien maßgeblich. Angesichts der neuen UIT-Werte wird aber eine besondere Vereinbarung mit Intelsat für möglich gehalten. Die Verwendung transportabler Erdefunkstellen ist im allgemeinen Vertragsentwurf über die ECS-Nutzung durch die UER nicht enthalten; hierüber wären gesonderte Vereinbarungen zu treffen. Über die im ECS-System bei Verwendung von 3-m-Antennen zu erwartende Übertragungsqualität müssen noch weitere Untersuchungen angestellt werden.

Die Situation bezüglich des Festen Funkdienstes ist noch schwieriger. Die für Fernsehübertragungen vorgesehenen ECS-Transponder arbeiten im Bereich 14,25 bis 14,5 GHz (Aufwärtsstrecke). Dieser Bereich ist auch dem Festen Funkdienst zugewiesen. Günstiger wäre der Bereich 14 bis 14,25 GHz, der dem Festen Funkdienst lediglich aufgrund einer Fußnote zur Frequenzzuweisungstabelle der VO-Funk in einer großen Anzahl außereuropäischer Länder zugewiesen ist. Eine Neuorganisation der Transponder im ECS mit dem Ziel, für Fernseh Anwendungen den günstigeren Frequenzbereich zu bekommen, würde nach Aussage der ESA bei den ersten beiden Satellitenmodellen zu beträchtlichen Kosten und erheblichen Verzögerungen führen. Ein denkbarer Ausweg wäre die zeitweilige Nutzung von anderen, ursprünglich nur für Telefonie vorgesehenen Transpondern für Fernsehübertragungen durch transportable Erdefunkstellen. Dies würde allerdings mit einem Betrieb über die Spot-beam-Antennen einhergehen. Daraus ergäbe sich der Vorteil höheren Gewinns der Satelliten-

antenne auf Kosten des Nachteils einer eingeschränkten Bedeckungszone.

Verbesserte Möglichkeiten für den Betrieb mit kleineren Erdefunkstellen würden sich durch Einführung einer Umschaltbarkeit der ZF-Verstärkung im Satelliten ergeben.

3. Sonstiges

Ein Dokument der NOS befaßte sich mit der Frage, wie ein unbefugter Empfang von ECS-Signalen verhin-

dert werden könnte. Signalverschlüsselung, die auch von der TDF begrüßt würde, wäre eine mögliche Lösung. Dieses Problem soll dem Lenkungsausschuß der Arbeitsgruppe T vorgelegt werden.

Der Termin für die nächste Sitzung der Untergruppe T7 hängt von der Entscheidung über die Nutzung des ECS-Systems für die Eurovision ab, wird aber voraussichtlich für den Beginn des Jahres 1982 festgesetzt werden.

Rolf Süverkrübbe

Institut für Rundfunktechnik, München

DIE 5. TAGUNG DER UER-UNTERARBEITSGRUPPE R3 (SATELLITENRUNDFUNK)

TURIN, 27. BIS 29. JANUAR 1981

Unter dem Vorsitz von G. J. Phillips (BBC) nahmen an der Tagung Mitglieder aus 13 Rundfunkorganisationen, ein Vertreter der ESA, H. Mertens von der Technischen Zentrale der UER, H. Eden als Vorsitzender der Arbeitsgruppe R und zeitweise C. Terzani als Vorsitzender der Technischen Kommission der UER teil. Die Technische Zentrale der UER war außerdem durch L. Cheveau vertreten.

1. 12-GHz-Empfangsanlagen

In einem Beitrag der TDF wird über einen schwellwertverbessernden Empfänger in PLL-Technik berichtet. Dieser Empfänger arbeitet auf der ersten ZF bei 1 GHz. Störabstandsmessungen ergaben gleiche Werte wie bei konventionellen Empfängern im Gleichkanal und Verbesserungen von etwa 5 dB im Nachbarkanal. Weitere Arbeiten an derartigen Empfängern sind aus Belgien und von der RAI bekannt. Ein Einsatz solcher Empfangstechniken im Satelliten könnte die Planung der Aufwärtsverbindungen erleichtern, doch sind hier die zu erwartenden Verbesserungen geringer, da ohnehin sehr selektive EingangsfILTER verwendet werden.

2. Modulationsverfahren

Die in den Spezialistengruppen V3-MUX und V1-AUD erarbeiteten Empfehlungen für die Codierung bei digitaler Tonübertragung wurden vorgetragen. Danach ist für die ausschließliche Tonübertragung durch einen Transponder eine 14-Bit-lineare Codierung und für Tonübertragung gemeinsam mit einem Videosignal eine „near instantaneous“-Kompandierung von 14 auf 10 Bit vorzuziehen. Diese Empfehlung wurde allgemein begrüßt, jedoch machten zwei am Nordsat-Projekt beteiligte Mitglieder der Arbeitsgruppe den überraschenden Einwand, daß auch bei gemeinsamer Bild- und Tonübertragung die lineare 14-Bit-Codierung vorzuziehen sei, wenn die damit erreichte Kanalzahl ausreicht.

Zu den Verfahren der Multiplexbildung und zur Auswahl der verschiedenen Übertragungsverfahren gab es keine neuen Beiträge. H. Mertens betonte jedoch den Standpunkt der UER, daß auch bei einer Tonübertragung im Videosignal die Abtastfrequenz vorzugsweise 32 kHz betragen sollte.

Probleme der Verteilung eines digitalen Multiplexsignals in Kabelanlagen könnten durch die Möglichkeit einer Aufsplitterung eines Bitstroms von 16 Mbit/s in 8, 4 oder 2 Mbit/s erleichtert werden.

Die Kommentare der Untergruppe R3 sollen der Spezialistengruppe V3-MUX zu deren nächster Sitzung übermittelt werden. Bei der Frequenzmodulation des Videosignals sind die Parameter Gleich- oder Wechselspan-

nungskopplung des Signals, Modulationssinn und die Frequenz des Verwischungssignals noch nicht festgelegt. Allgemein vorgesehen sind jedoch offenbar Wechselspannungskopplung und ein positiver Modulationssinn derart, daß das Synchronsignal eine negative Frequenzauslenkung bewirkt. Für das Verwischungssignal empfiehlt die TDF eine Frequenz von 12,5 Hz. Im Zusammenhang mit der anstehenden Entscheidung über einen Standard für die Digitalisierung des Bildsignals wurde die Möglichkeit digitaler Übertragung über Rundfunksatelliten diskutiert. Für die folgenden 10 bis 20 Jahre ist hier die Qualität der Aussendung vor allem durch die im 12-GHz-Frequenzplan von 1977 festgelegten Parameter bedingt, so daß die Wahl des Studiostandards dadurch nicht berührt wird. Unter Umständen könnte der erst 1983 für die Region 2 (Amerika) aufzustellende Plan auch Aussendungen hoher Qualität berücksichtigen. Eine Nutzung des Frequenzbereichs bei 40 GHz, etwa für hochauflösende Fernsehsignale, ist in näherer Zukunft nicht zu erwarten.

3. Aufwärtsverbindungen für Rundfunksatelliten

Aufgrund eines Beitrags der UER hatte die CCIR-Zwischentagung 1980 den Entwurf zu einem neuen Studienprogramm über technische Daten und Planung von Aufwärtsverbindungen zu 12-GHz-Rundfunksatelliten erstellt. Ein geplanter Beitrag der TDF, der die Möglichkeit zeigte, die Aufwärtsstrecken für unterschiedliche Orbitpositionen unabhängig voneinander zu planen, war zurückgehalten worden, da einige der dort benutzten Voraussetzungen kritisiert worden waren. Eine überarbeitete Fassung, die zu gleichen Schlußfolgerungen gelangt, soll zur CCIR-Schlußtagung 1981 eingereicht werden.

Ein Beitrag zum gleichen Thema wurde 1980 in den Entwurf eines neuen CCIR-Berichtes eingearbeitet. Dieser Bericht enthält aber hauptsächlich eine Diskussion des Problems; wichtige Parameter wie z. B. der Schutzabstand für die Aufwärtsstrecke und die Rauschzahl des Satellitenempfängers bleiben noch ohne Festlegung.

Der Entwurf eines neuen CCIR-Beitrags zur Modifikation des neuen Berichtes wurde von der Technischen Zentrale der UER vorgelegt. Ein Dokument der CBS (Kanada) gelangte bei der Summierung der Rauschbeiträge von Auf- und Abwärtsstrecke zu anderen Ergebnissen, so daß in diesem Punkt eine Überarbeitung des Beitrags notwendig ist. Ein Rauschbeitrag der Satelliten-Wanderfeldröhre, der 2 dB mehr Rauschabstand der Aufwärtsstrecke erfordert, war etwas umstritten; ein entsprechender Abschnitt wurde in dem Beitrag jedoch in leicht abgewandelter Form beibehalten. Modifiziert wurde ferner der Teil, der sich auf die Wahl linearer

oder zirkularer Polarisierung auf der Aufwärtsstrecke bezieht. Der Vorteil der im Prinzip besseren Polarisationsentkopplung bei linearer Polarisierung ist infolge der geometrischen Verhältnisse und durch atmosphärische Effekte offenbar kaum nutzbar.

Je ein Dokument der Technischen Zentrale und der ESA behandelte die Dämpfung und Depolarisierung des Signals auf dem Wege von der Erde zum Satelliten durch die Atmosphäre. Gegenteilige Auffassungen bestanden darüber, ob eine Leistungsnachregelung des Senders in der Erdefunkstelle über die damit verbundene Beeinflussung der mitausgesendeten unerwünschten Polarisationsrichtung Einfluß auf die Interferenzsituation hat. Diese Frage soll zwischen beiden Stellen noch geklärt werden.

4. Projekte für 12-GHz-Rundfunksatelliten

Das L-Sat-Projekt befindet sich in der Mitte der Definitionsphase. Ein bindendes Angebot der Industrie soll im Mai 1981 vorgelegt werden, die endgültige Zustimmung der beteiligten Länder wird für den Sommer 1981 erhofft. Der Start würde dann Anfang 1985 erfolgen. Nach Zustimmung der ESA-Mitgliedsländer wurden die Daten des L-Sat bereits im Dezember 1980 dem IFRB¹ zur Frequenzregistrierung gemeldet. Eine Reaktion ist bisher nicht erfolgt.

In das Konzept des L-Sat wurde unterdessen die Umschaltbarkeit des Europakanals (von Kanal 20 auf 28) sowie der Polarisierung aufgenommen. Für die gewünschte Nutzung des L-Sat durch die UER-Mitglieder ist inzwischen ein Interessenwandel eingetreten. Die ursprüngliche Idee einer zyklischen Umschaltung von Land zu Land ist, gegenüber dem Wunsch nach Ausstrahlung eines Europaprogramms mit möglichst großflächiger Bedeckung durch beide Sendeantennen gleichzeitig, stark in den Hintergrund getreten. Hierbei spielen allerdings die technischen Probleme der unterschiedlichen Fernsehnormen, der vielen notwendigen Sprachkanäle, des Unterschieds Teletext-Antiope usw. eine nicht unwesentliche Rolle.

In Großbritannien hat die BBC sich mit ihrer Vorstellung zur Nutzung zweier Satellitenkanäle an die Regierung gewandt. Ein Kanal soll ein Programm, das nur gegen Gebühr empfangen werden kann, der andere ein allgemeines Ergänzungsprogramm zu BBC 1 und BBC 2 enthalten.

In den USA hat im Dezember 1980 die Firma Satellite Television Corporation, eine Gründung der COMSAT, der FCC Pläne eines Rundfunksatelliten unterbreitet. Über zunächst einen, später 4 Satelliten sollen 3 Programme ausgestrahlt werden. Einige technische Einzelheiten sind: Frequenzhub 10 MHz/V, digital modulierter Tonunterträger 692 kbit/s für zwei Tonsignale und einen Kontrollkanal, Empfang mit 70 cm Antennendurchmesser.

Im Nordsat-Projekt tritt eine weitere Verzögerung ein. Der Nordische Rat benötigt weitere Unterlagen bis zu seiner Entscheidung, so daß diese jetzt für Dezember 1981 erhofft wird. Eine Empfehlung der Minister könnte Anfang 1982 erfolgen. Das grundlegende Konzept bleibt bestehen. Inzwischen befaßt sich Schweden außerdem mit dem neuen TELE-X-Projekt. Ein experimenteller Mehrzwecksatellit soll unter anderem über einen Kanal ein Fernsehsignal für Direktempfang ausstrahlen. Andere nordische Länder sind eingeladen, sich an diesem Experiment zu beteiligen. Der Start von TELE-X ist für Frühjahr 1986 vorgesehen.

In der Schweiz sieht sich die PTT aufgrund einer Studie in der Lage, ab 1985/86 einen Satelliten zu be-

treiben, falls in diesem Frühjahr die Bundesregierung eine solche Entscheidung trifft. Der Schweizer Satellit würde wie die deutsch-französischen zwei Tonsignale auf Unterträgern aussenden.

Zum deutsch-französischen Projekt wurde über den neuesten Stand berichtet. Bei einer Auftragserteilung wie vorgesehen im März/April 1981 könnte der Start des deutschen Satelliten Ende 1984 erfolgen. Der französische Satellit würde mit 3 bis 6 Monaten Verzögerung folgen. Bei Nutzung eines Kanals im deutschen Satelliten zur Übertragung von 12 bis 16 Stereotonprogrammen mit digitaler Modulation (4- Φ -CPSK) und bei Anwendung eines wirksamen Fehlerschutzverfahrens würde ein Gemeinschaftsempfang guter Qualität nahezu europaweit möglich werden.

5. Sonstiges

Der Bericht der Spezialistengruppe R3-OTS wurde mit großer Anerkennung entgegengenommen. Die Gruppe hat damit ihre Aufgabe erfüllt. Ihr Vorsitzender D. Pham Tat (TDF) wies darauf hin, daß noch weitere Versuche über OTS durchgeführt werden und daß einige Mitglieder seiner Gruppe über die Ergebnisse der bisherigen Versuche auf einer Veranstaltung der IEE vom 8. bis 10. April 1981 in London vortragen werden.

Den Vorsitz der bisher wenig aktiven Gruppe R3-Test legte J. F. Arnaud (TDF) aus organisatorischen Gründen nieder. D. Pham Tat (TDF) wurde zum neuen Vorsitzenden ernannt.

Zur Vorbereitung der kommenden Funkverwaltungs-konferenz für den Satellitenrundfunk in der Region 2 (1983) und derjenigen für allgemeine Orbitplanung (1984) wurde ein neue Spezialistengruppe R3-Plan eingesetzt. Das von der Technischen Zentrale entworfene Mandat wurde überarbeitet und G. J. Phillips (BBC) als Vorsitzender benannt. Die Mitglieder werden noch von TDF, RAI, JRT (Jugoslawien) und den nordischen Ländern benannt werden.

Auf dem Gebiet des Satellitenrundfunks bei etwa 1 GHz gibt es seit der CCIR-Zwischentagung keinen neuen Erkenntnisstand. Hier ist vor allem zu klären, warum in den Untersuchungen der USA ein um 20 dB höherer Zuschlag zur Sendeleistung für Abschattungen durch Gebäude angesetzt wurde als in den Rechnungen der UER.

In Anbetracht der Gründung der Spezialistengruppe R3-Plan erscheint es zweckmäßig, die nächste Tagung der R3 erst nach Ablauf von etwa 18 Monaten abzuhalten.

6. Besichtigung der Forschungslaboratorien der RAI in Turin

Am 30. Januar 1981 war Gelegenheit zu einem Besuch der zentralen Forschungs- und Entwicklungsstelle der RAI in Turin. Gezeigt wurde unter anderem ein Labormuster einer 12-GHz-Einzelempfangsanlage mit einem Antennenspeisesystem für mechanisch umschaltbare Polarisationsrichtung und ein schwellwertverbessernder Empfänger, der mit 400-MHz RF-Bandbreite auf der ersten Zwischenfrequenz bei 1 GHz arbeitet. Außerdem wurden Fernsehübertragungsversuche über den OTS mit je einem digital und analog modulierten Tonunterträger durchgeführt.

Der mit einer PLL-Schaltung arbeitende schwellwertverbessernde Empfänger zeigte in einer Labordemonstration bei niedrigen RF-Rauschabständen (C/N von 10 bis 5 dB) ein merklich günstigeres Verhalten als ein herkömmlicher Demodulator.

Rolf Süverkrübbe
Institut für Rundfunktechnik, München

¹ International Frequency Registration Board

TAGUNGEN UND AUSSTELLUNGEN

Termine

30. 5. – 4. 6. 1981 Montreux	12. Internationales Fernseh- Symposium und Technische Ausstellung	14. 9. – 17. 9. 1981 Los Angeles	INTELEXPO 81 Ausstellung und Symposium
15. 6. – 17. 6. 1981 Los Angeles	International Microwave Symposium	21. 9. – 25. 9. 1981 Ulm	9. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG)
29. 6. – 3. 7. 1981 London	BKSTS Internationale Ausstellung für Film- und Fernsehtechnologie	5. 10. – 9. 10. 1981 Kleinheubach	Tagungen des U.R.S.I.-Landes- ausschusses
3. 7. – 5. 7. 1981 Friedrichshafen	ham radio Internationale Amateurfunk- Ausstellung	25. 11. – 28. 11. 1981 München	12. Tonmeistertagung
3. 9. – 7. 9. 1981 Mailand	15. Salone Internazionale della Musica e High Fidelity	Schlußtagungen der CCIR-Studienkommissionen in Genf	
4. 9. – 13. 9. 1981 Berlin	Internationale Funkausstellung	24. 8. – 8. 9. 1981	Studienkommission 6
7. 9. – 11. 9. 1981 Amsterdam	EuMC 11th European Microwave Conference	24. 8. – 11. 9. 1981	Studienkommission 5
		17. 9. – 7. 10. 1981	Studienkommission CMTT
		21. 9. – 8. 10. 1981	Studienkommission 10
		21. 9. – 9. 10. 1981	Studienkommission 11
		19. 10. – 3. 11. 1981	Studienkommission 1

BUCHBESPRECHUNGEN

Halbleiter-Elektronik. Band 12: Thyristoren. Von Willi Gerlach. Hrsg. W. Heywang und R. Müller. 426 Seiten, 184 Bilder, Format 23 cm x 15,5 cm, geheftet, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York 1979, Preis 68,- DM bzw. 37.40 US\$, ISBN 3-540-09438-5.

Halbleiterbauelemente werden heute auf fast allen Gebieten der Elektrotechnik angewandt. Mit Band 12 der Reihe Halbleiter-Elektronik liegt ein Buch vor, das sich speziell mit Thyristoren beschäftigt. Diese gewinnen insbesondere in der Leistungselektronik immer mehr an Bedeutung. Auch als Verbindungsglied von Mikroprozessorsystemen zur Leistungselektronik steigt ihr Anwendungsbereich. Ein solides Grundwissen der Physik und der Funktionscharakteristik sowie einen umfassenden Überblick über den Stand der Technik soll dieses Buch vermitteln.

Anhand des Transistor-Ersatzmodells werden die typischen Eigenschaften im einleitenden Kapitel erklärt. Die weiteren Abschnitte befassen sich mit dem statischen Verhalten in Durchlaß- und Sperrichtung sowie mit der Theorie der Durchlaßcharakteristik. Ein Großteil des Buches ist den dynamischen Vorgängen gewidmet, denn sie sind für den praktischen Einsatz von Thyristoren von besonderer Bedeutung. Dazu werden die Analyse von Schaltvorgängen, das Ein- und Ausschaltverhalten ausführlich behandelt und die verschiedenen Betrachtungs- und Näherungsmethoden verglichen. Ein Kapitel befaßt sich dabei speziell mit den Zündvorgängen großflächiger Thyristoren. Der letzte Abschnitt ist den vom Thyristor abgeleiteten Bauelementen wie Diac, Triac, dem abschaltbaren und dem lichtsteuerbaren Thyristor gewidmet. Ein sehr umfangreiches Literaturverzeichnis sowie ein ausführliches Sachregister sind im Anhang zu finden.

Dieses Buch ist für Entwickler und Anwender von Thyristoren geschrieben. Es soll dem Leser einen, so das

Vorwort, „bequemen“ Zugang zu diesem Gebiet vermitteln. An Vorkenntnissen werden „lediglich“ Grundbegriffe der Halbleiterphysik, der Differential- und Integralrechnung sowie der komplexen Zahlen und Funktionen benötigt. Es eignet sich daher eher für diejenigen, die sich speziell in die Theorie und Funktion dieser Bauelemente einarbeiten möchten als für den Praktiker. Es ist sicher ein wertvolles Nachschlagewerk für den Spezialisten.

Alfred Schaumberger

Halbleiter-Elektronik. Band 13: Integrierte Bipolar-schaltungen. Von H.-M. Rein und R. Ranfft. Hrsg. W. Heywang und R. Müller. 320 Seiten, 198 Bilder, 8 Tabellen, Format 23,2 cm x 15 cm, geheftet, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York 1980, Preis 68,- DM bzw. 40.20 US\$, ISBN 3-540-09607-8.

Der vorliegende Band aus der Lehrbuchreihe „Halbleiterelektronik“ behandelt die Grundlagen der bipolaren integrierten Schaltungen unter Berücksichtigung wichtiger neuer Technologien. Er ist im Zusammenhang mit den anderen Werken dieser Reihe zu sehen, insbesondere mit Band 4 „Halbleitertechnologie“ von I. Ruge und Band 14 „Integrierte MOS-Schaltungen“ von H. Weiß und K. Horniger. Alle Bücher sind in sich abgeschlossen, ergänzen sich aber in sinnvoller Weise.

Der kurzen Einleitung folgt ein Kapitel über die Herstellung integrierter Schaltungen mit einem Überblick über die wichtigsten Strukturen, Entwurfsschritte und Technologien. Die Elemente integrierter Schaltungen (Widerstände, Leiterbahnen, Kondensatoren, Dioden und Transistoren) sind Thema eines weiteren Kapitels. Anschließend werden integrierte Digitalschaltungen (DTL, TTL, ECL, I²L und Bipolarspeicher) behandelt. Über integrierte Anlogschaltungen folgt ein abschließendes Ka-

pitel mit den Grundtypen Stromspiegel, Differenzverstärker, Leistungsstufen, Multiplizierer und Operationsverstärker.

Die zahlreichen Literaturhinweise im Text und das ausführliche Quellenverzeichnis ermöglichen dem fortgeschrittenen Leser das rasche Auffinden der über die Grundlagen hinausgehenden weiterführenden Veröffentlichungen.

Das Buch wendet sich an Schaltungsentwickler und Technologen sowie an Anwender integrierter Schaltungen. Es ist aus einer Vorlesung über integrierte Bipolarschaltungen hervorgegangen und verfügt über eine gute didaktische Aufbereitung des Stoffes. Es eignet sich sehr gut für das Selbststudium und ist deshalb auch Studierenden der Physik und der Elektronik zur Anschaffung zu empfehlen. Vorausgesetzt werden elementare Kenntnisse der Halbleiterphysik und der Transistortheorie.

Bodo Morgenstern

Maschinenorientierte Programmierung für Mikroprozessoren. Aus der Reihe: Datenverarbeitung. Von Günther Schmitt. Hrsg. Klaus Becker-Berke, Rudolf Herschel, Wolfgang Hilberg, Robert Piloty. 349 Seiten, 321 Bilder, 125 Tabellen, Format 23,5 cm x 15 cm, Kunststoffeinband, R. Oldenbourg Verlag, München-Wien 1979, Preis 36,80 DM, ISBN 3-486-22891-9.

Das vorliegende Buch ist als Einführung in die maschinenorientierte Programmierung für die wichtigsten auf dem Markt erhältlichen Mikroprozessoren konzipiert.

Ein einführendes Kapitel befaßt sich mit den Grundlagen der Mikrocomputerhardware. Anhand eines hypothetischen Rechners werden die einzelnen Komponenten (ALU, Speicherwerk, Steuerwerk, I/O-Werk) kurz erläutert.

In sechs weiteren Kapiteln folgt die Behandlung von drei im Lehr- und Hobbybereich verbreiteten Systemen: KIM-1, Motorola 6800 und INTEL 8080/8085. Der Aufbau der Kapitel ist einheitlich. Unter den Stichworten Aufbau ausgeführter Mikrocomputer, Datentransport, Sprungbefehle, Programmverzweigung, Verarbeitung von Daten, Unterprogramme und Programmunterbrechungen werden einführend jeweils allgemeingültige Definitionen gegeben. Es schließt sich die spezielle Behandlung der Komponenten bzw. der Instruktionen für die genannten Prozessortypen an. Damit hat der Leser und Anwender gute Vergleichsmöglichkeiten über die Unterschiede und die Leistungsfähigkeit der einzelnen Systeme. Übungsbeispiele, deren Lösungen im Anhang zu finden sind, dienen der Kenntnisfestigung und der Selbstkontrolle.

Das Werk ist für Studierende und Lehrende und für alle Interessierten, die sich mit der Mikrocomputerprogrammierung, insbesondere der drei genannten Typen, vertraut machen wollen, eine wertvolle Einführung und ein gutes Nachschlagewerk.

Bodo Morgenstern

Musikaufnahmen. Grundlagen - Technik - Praxis. Von Jürg Jecklin. 208 Seiten, 98 Bilder, Format 21,5 cm x 15 cm, Leinenstruktureinband, Franzi-Verlag, München 1980, Preis 34,- DM, ISBN 3-7723-6701-1.

Das Buch schließt eine Lücke in der Reihe der Veröffentlichungen über Studiotechnik und musikalische Aufführungspraxis, da hier neben der Beschreibung der technischen und akustischen Voraussetzungen für die Tonaufzeichnung auch die ästhetischen und künstlerischen Aspekte angesprochen werden. Der Autor - ein erfahrener Tonmeister beim Radiostudio Basel - wendet sich vorwiegend an seine Fachkollegen; darüber hinaus

ist das Buch auch für den Rundfunktechniker und Hobby-Tonmeister von großem Interesse.

Im ersten Abschnitt werden zunächst die physiologischen Mechanismen des räumlichen Hörens dargestellt. Es folgen raumakustische und elektroakustische Betrachtungen und eine Aufstellung aller gebräuchlichen Musikinstrumente mit Angaben über Schalleistung, Frequenzgang und Richtcharakteristik. Ausführlich behandelt Jecklin die technische Ausrüstung, die man für Musikaufnahmen benötigt, wobei er nicht nur an die professionellen Studios, sondern auch an die vergleichsweise bescheidenen Mittel der Heimstudiotechniker denkt. Es werden die einzelnen Mikrofonaufnahmepraktiken erläutert, nämlich AB-, MS- und XY-Technik, das Kunststoffverfahren und schließlich die vom Autor propagierte OSS-Technik, die mit zwei Kugelmikrofonen und einer dazwischenliegenden Dämmscheibe auskommt. Es folgen die Beschreibungen von Mischpulteinrichtungen aller Art, Hallsystemen, Kompanderverfahren, Geräten zur Klangbeeinflussung und von Bandaufzeichnungsmaschinen. Mit einem Blick in die Zukunft wird die Digitaltechnik angesprochen. Im dritten Teil werden neben den bereits erwähnten klangästhetischen Fragen praxisbezogene Probleme behandelt, unter anderem die Überprüfung der technischen Einrichtungen anhand von Checklisten, richtiges Aussteuern, Orchester und Musiker bei der Aufnahme, Zusammenschneiden der Bänder und Beurteilung der Aufnahme.

Das Buch wird vervollständigt durch 21 Aufnahmeprotokolle, aus denen Wahl und Standort der verwendeten Mikrofone, Reglerstellungen, Hallzumischung und dergleichen hervorgeht. Diese Protokolle sind von besonderem Interesse, da man aus ihnen mancherlei Anregungen für ähnlich gelagerte Probleme schöpfen kann. Der Musikfreund mit aufnahmetechnischen Ambitionen kommt hier ebenso auf seine Kosten wie der in der Musikbranche arbeitende Aufnahmetechniker.

Claus Römer

CCD-Filter. Aus der Reihe: Einführung in die Nachrichtentechnik. Von Walter Entenmann. Hrsg. Alfons Gottwald. 204 Seiten, 136 Bilder, 13 Tabellen, Format 20,5 cm x 13,5 cm, Kunststoffeinband, R. Oldenbourg Verlag, München-Wien 1980, Preis 40,- DM, ISBN 3-486-24241-5.

Die Realisierung komplexer Schaltungen und Systeme in integrierten Großschaltkreisen (LSI) ist kennzeichnend für die technologische Entwicklung der letzten Jahrzehnte. Der Integration analoger Präzisionsschaltungen sind dadurch Grenzen gesetzt, daß sich Widerstände hoher Genauigkeit oder bestimmte Filtercharakteristiken nicht oder nur mit sehr großem Aufwand herstellen lassen.

Der Entwicklungstrend geht deshalb dahin, analoge Verfahren der klassischen Signalverarbeitung durch digitale zu ersetzen und somit der Vollintegration zugänglich zu machen. Hier ist speziell auch die digitale Filterung zu nennen, die in der Forschung seit einiger Zeit intensiv bearbeitet wird.

Das vorliegende Werk befaßt sich in systematischer und einheitlicher Darstellung mit den netzwerktheoretischen und schaltungstechnischen Verfahren zum Entwurf monolithisch integrierbarer digitaler Filterschaltungen mit Ladungstransferelementen. Zunächst werden die beiden miteinander konkurrierenden Prinzipien CCD (Charge-coupled devices oder ladungsgekoppelte Schaltungen) und BBD (Bucket-brigade devices, Eimerketten-schaltungen) anhand von zum Teil neuartigen Modellen und Ersatzschaltungen erläutert. Außerdem werden die Übertragungseigenschaften mit Hilfe der Z-Transformation charakterisiert und Verfahren zur Analyse und

Empfindlichkeitsberechnung nach der Methode adjungierter Signalflußgraphen angegeben.

Den Schwerpunkt der Arbeit bildet das Kapitel über den Entwurf von Transversalfiltern. Bei gegebenem Dämpfungstoleranzschema werden Aufwandsabschätzungen durchgeführt und Entwurfsverfahren angegeben. Ferner werden praktische Dimensionierungsvorschriften und Grenzen der technologischen Realisierbarkeit abgeleitet. Ein weiterer Themenkreis ist der Entwurf von rekursiven Filtern nach der Methode einer bilinearen Frequenztransformation. In Beispielen und Meßergebnissen werden die behandelten Entwurfsverfahren einander gegenübergestellt.

Das Literaturverzeichnis gibt eine gute Übersicht über die einschlägigen Arbeiten der letzten Jahre auf diesem Gebiet. Das Werk wendet sich an alle in der Entwicklung, Forschung und Lehre tätigen Ingenieure, die mit Problemen der digitalen Nachrichtenverarbeitung und -übertragung befaßt sind, und es ist darüber hinaus dem Studierenden der Nachrichtentechnik wegen seiner übersichtlichen und klaren Darstellungsweise gleichermaßen zu empfehlen.

Bodo Morgenstern

Digitale Filter. Eine Einführung in zeitdiskrete Signale und Systeme. Aus der Reihe: Einführung in die Nachrichtentechnik. Von Arild Lacroix. Hrsg. Alfons Gottwald. 214 Seiten, 100 Bilder, 21 Tabellen, Format 20,5 cm x 13,5 cm, Kunststoffeinband, R. Oldenbourg Verlag, München-Wien 1980, Preis 38,- DM, ISBN 3-486-21401-2.

Filter finden in der Nachrichtentechnik zur Veränderung entweder der spektralen Verteilung oder des zeitlichen Verlaufs von Signalen Anwendung. Diese Filter sind bisher vorwiegend als passive Netzwerke mit Spulen und Kondensatoren oder als aktive Filter mit Widerständen und Kondensatoren unter Zuhilfenahme von Verstärkerschaltungen ausgeführt worden. Durch die heute mögliche Integration von komplexen Funktionsgruppen als Halbleiter-Großschaltkreise ist die Rea-

lisierung einer weiteren Filterform möglich geworden: das digitale Filter.

Digitale Filter weisen eine Anzahl von Vorteilen gegenüber den herkömmlichen Filtern auf, unter anderem hohe Flexibilität des Übertragungsverhaltens mit einer einzigen Anordnung, großer Störabstand und vieles mehr. Digitale Filter erfordern jedoch bei Realisierung einfacher Filterfunktionen einen sehr großen Aufwand. Da aber bei vielen signalverarbeitenden Systemen heute bereits eine digitale Verarbeitung vorliegt, bleibt der zusätzliche Aufwand für die Anwendung digitaler Filtertechnik in Grenzen.

Mit dieser neuen Filterform befaßt sich das in der Reihe Einführung in die Nachrichtentechnik erschienene Werk „Digitale Filter“. Es gibt im einleitenden Kapitel eine kurzgefaßte Darstellung dieser Filtertechnik. Die weiteren Abschnitte befassen sich mit den zeitdiskreten Signalen und ihrer mathematischen Darstellung sowie mit der Analyse zeitdiskreter Systeme. Im Kapitel „Entwurf zeitdiskreter Systeme“ werden nach einer Abhandlung über die Schaltungstechnik digitaler Filter die verschiedenen Entwurfsmöglichkeiten solcher Filter behandelt, so der Entwurf nach Vorschriften im Zeitbereich oder im Frequenzbereich, Entwurf nach zeitkontinuierlichen Systemen (z. B. Filterkataloge) und Frequenztransformation. Die weiteren Abschnitte befassen sich mit Signal- und Koeffizientendarstellung und mit der Fehleranalyse. Die technische Realisierung digitaler Filter wird nur mit einer sehr kurzen Bemerkung gestreift, jedoch wird dabei auf ein spezielles Buch hingewiesen. Am Ende jedes einzelnen Kapitels befinden sich ausführliche Literaturhinweise. Ein umfangreiches Sachregister ergänzt das Werk.

Das vorliegende Buch „Digitale Filter“ ist aus einem Skriptum zu Vorlesungen für Nachrichten-, Regelungs- und Datentechniker entstanden. Für das Verständnis dieses Buches werden Grundkenntnisse in Mathematik und Nachrichtentechnik vorausgesetzt. Übungsaufgaben am Ende des Buches sollen die Einarbeitung, auch im Selbststudium, erleichtern.

Alfred Schaumberger

NACHRICHTEN

Manfred Zarius neuer Technischer Direktor beim Zweiten Deutschen Fernsehen

Manfred Zarius ist seit 1. April 1981 neuer Technischer Direktor des ZDF in der Nachfolge von Rudolf Kaiser, der nach 19jähriger Tätigkeit in den Ruhestand trat. Der zunächst als Nachfolger genannte Herbert Krath hat aus persönlichen Gründen auf seine Kandidatur verzichtet.

Nach einer ZDF-Presseinformation

Handbücher für rundfunktechnische Geräte E.B.U.-Richtlinienentwurf jetzt erschienen

Moderne rundfunktechnische Geräte werden immer vielseitiger und zuverlässiger. Damit der Benutzer jedoch alle Möglichkeiten ausschöpfen kann und damit Wartung und Reparatur möglichst wenig Aufwand erfordern, wird es immer notwendiger, zu rundfunktechnischen Geräten benutzergerechte Handbücher herauszugeben (vgl. [1, 2]).

Eine Arbeitsgruppe aus dem Kreise der Leiter von Aus- und Fortbildungsstätten der E.B.U.-Organisationen hat jetzt einen Richtlinienentwurf vorgelegt, wie solche Handbücher gegliedert sein sollen, was in ihnen enthalten sein soll und wie diese Informationen dem Leser prä-

sentiert werden sollen (Grafik und Layout). Dieser Richtlinienentwurf ist als Diskussionsgrundlage gedacht; die Arbeitsgruppe erhofft sich möglichst viele Stellungnahmen und Anregungen bis zum Ende des laufenden Kalenderjahres. Anfang 1982 soll dann aus der Entwurfsfassung und den Stellungnahmen eine endgültige Fassung erarbeitet und über die entsprechenden E.B.U.-Entscheidungsgremien verabschiedet werden. Danach wird diese Richtlinie als E.B.U.-Document gleichzeitig in Englisch und Französisch hergestellt und als Grundlage für die Auftragsvergabe empfohlen.

Interessenten, die den Richtlinienentwurf nicht bereits erhalten haben, können ihn gegen einen Unkostenbeitrag von 10,- DM bestellen bei der Schule für Rundfunktechnik, Wallensteinstraße 121, 8500 Nürnberg. Dorthin werden auch Kommentare, Änderungs- und Verbesserungsvorschläge bis zum Jahresende 1981 erbeten.

SCHRIFTTUM

- [1] Springer, H.: Benutzerorientierte Betriebs- und Wartungshandbücher — notwendiger denn je. Rundfunktech. Mitt. 24 (1980), S. 53 bis 62.
- [2] Springer, H.: User-orientated maintenance documentation. E.B.U. Rev. Tech./Rev. de l'U.E.R. Tech. No. 180 (April 1980), S. 62 bis 70.

PERSÖNLICHES

Hermann Eden 60 Jahre alt



Am 7. März 1981 vollendete Dipl.-Ing. Hermann Eden, Fachbereichsleiter Rundfunkversorgung und Sendertechnik beim IRT in München, sein 60. Lebensjahr.

Geboren in Hamburg, studierte er nach dem Abitur Maschinenbau und Schwachstromtechnik an den Technischen Hochschulen Dresden und Karlsruhe. Er schloß sein Studium 1949 mit der Diplomprüfung ab.

Sein Einstieg in das Berufsleben erfolgte bei der Firma Siemens als Prüffeldingenieur, aber schon am 1. November 1949 trat er beim Südwestfunk in Baden-Baden ein, wo er bis Ende 1957 Betriebsingenieur war. Diese Jahre gaben sicher seinem beruflichen Werdegang die entscheidenden Impulse; schon damals fielen ihm Aufgaben zu, die weit über den Rahmen des Tagesbetriebs einer Rundfunkanstalt, aber auch über die Grenzen der Bundesrepublik hinauswiesen.

Die technische Forschung und Entwicklung des Rundfunks konzentrierte sich in diesen Jahren auf drei Zentren: Nürnberg mit seinem Rundfunktechnischen Institut, Hamburg mit der Zentraltechnik des NWDR und Baden-Baden mit der Technischen Direktion des SWF; eine Arbeitsteilung, die noch deutlich von den rundfunktechnischen Strukturen und Vorstellungen der drei westlichen Besatzungsmächte der Nachkriegszeit geprägt war.

So geschah es, daß Hermann Eden zu der kleinen Gruppe von Ingenieuren, Mathematikern und Physikern gehörte, die man mit den Untersuchungen von grundsätzlichen Fragen der Wellenplanung mit Hinblick auf die für 1952 vorgesehene UKW-Planungskonferenz beauftragt hatte. Aus diesen Arbeiten entwickelte sich der mit Begeisterung und Schwung unternommene Versuch, das Problem der Frequenzuteilung von seinem mit machtpolitischen Erwägungen und Vorurteilen befrachteten Empirismus zu befreien und einer der menschlichen Vernunft mehr angemessenen Lösung zuzuführen.

Diesem Ziel ist Hermann Eden unbeirrbar treu geblieben, und wer je einer internationalen Frequenzplanungskonferenz beigewohnt hat, weiß wie schwer es ist, dabei die dem Ingenieur gemeinhin zugeschriebene Objektivität zu bewahren.

Es war diese unbestechliche Objektivität, gepaart mit einem ungewöhnlichen Geschick, komplizierte Sachverhalte verständlich auszudrücken – auch in Englisch und Französisch –, sowie seine Fähigkeit zum Zuhören und sein Sinn für Realismus und Humor, die Hermann Eden schon sehr früh zu einem weltweit geschätzten Experten in seinen sich ständig erweiternden Arbeitsgebieten machten.

So gehört er heute, der am 1. Januar 1958 zum Institut für Rundfunktechnik übersiedelte und mit diesem 1976 nach München umzog, zu denjenigen, deren Stimme in CCIR und UER Gewicht hat. Die Technische Kommission der UER übertrug ihm dann auch 1977 ganz selbstverständlich den Vorsitz ihrer Arbeitsgruppe R, die den gesamten Bereich der Verbreitung von Hörfunk- und Fernsehsendungen und ihrer technischen Möglichkeiten untersucht. Im Oktober 1980 wurde er zum stellvertretenden Vorsitzenden der Studienkommission 10 (Hörrundfunk) des CCIR ernannt.

Wir wünschen ihm, auch im Namen seiner Freunde überall in der Welt, in den kommenden Jahren gute Gesundheit und weiterhin das Glück des Erfolges bei seinen vielfältigen und wichtigen Aufgaben.

Rudolf Gressmann

Georg Drechsler 60 Jahre alt



Am 20. März 1981 vollendete Dipl.-Ing. Georg Drechsler, Technisch-wissenschaftlicher Berater des ZDF, sein 60. Lebensjahr.

Georg Drechsler wurde in Traunstein geboren und studierte an der Technischen Hochschule München Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik. 1946 legte er die Diplom-Hauptprüfung ab. Seine berufliche Laufbahn begann er als Assistent am Institut für Elektrotechnik und Elektromedizin

an der Universität München. Bald aber schon wechselte er in Richtung seines heutigen Metiers und wirkte zunächst als Betriebsingenieur an den Kurzwellensendern in München-Ismaning. Es folgte eine Tätigkeit als Toningenieur in den Studios des AFN in München und ab 1953 als Tonmeister bei der Bavaria Atelier-Gesellschaft in München Geiselgasteig.

Beim ZDF gehört Georg Drechsler zu den Männern der ersten Stunde. 1962 ist er mit dem Aufbau der Technik in den Landesstudios Bayern und Nordrhein-Westfalen beauftragt, später ist Georg Drechsler vier Jahre lang Assistent des Technischen Direktors. 1970 übernimmt er als Oberingenieur die Leitung der Abteilung Zentrale Aufgaben in der Technischen Direktion und wird schließlich ab 1. Februar 1977 zum Technisch-wissenschaftlichen Berater berufen.

Georg Drechsler ist seit 1966 Mitglied der Deutschen Kinotechnischen Gesellschaft DKG und seit 1968 Mitglied der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft FK TG, die aus dem Zusammenschluß von FTG und DKG entstand, bekleidet Georg Drechsler neben seiner beruflichen Tätigkeit das Amt des Geschäftsführers.

Für die kommenden Jahre wünschen wir Georg Drechsler von Herzen Gesundheit, Wohlergehen sowie Freude und Erfolg bei seiner Arbeit.

Rudolf Kaiser

Rudolf Kaiser im Ruhestand



Der Technische Direktor des ZDF, Rudolf Kaiser, feierte am 25. März 1981 seinen 65. Geburtstag und trat am 1. April in den Ruhestand; damit scheidet er auch als erfahrener Kollege aus der Technischen Kommission ARD/ZDF aus. Seine Mitarbeit in diesem Gremium zeichnete sich besonders dadurch aus, daß er gute und freundschaftliche Zusammenarbeit mit seinen Partnern aus den Rundfunkanstalten der ARD stets auch zu einem persönlichen Anliegen machte.

Als Technischer Direktor des ZDF suchte er immer nach Wegen, technische Fragen und Probleme, die das ZDF ebenso wie die anderen Rundfunkanstalten betrafen, gemeinsam zu besprechen und zu lösen. So ist es seinen Bemühungen ganz besonders zu verdanken, daß das ZDF schon im Jahr 1964 Gesellschafter des Instituts für Rundfunktechnik wurde und sich 1966 als Stifter der Schule für Rundfunktechnik beteiligte. Ähnliches gilt auch für die Mitgliedschaft des ZDF in der Rundfunkbetriebstechnik.

Aus diesen vielfältigen Kontakten über die technischen Gemeinschaftseinrichtungen wuchs dann auch bald die Zusammenarbeit mit der Technischen Kommission der ARD; zuerst als Gast, später als Teilnehmer zu einzelnen Punkten und ab Oktober 1969 als ständiges Mitglied. Rudolf Kaiser ist es zu verdanken, daß in dieser Kommission daraufhin technische Probleme der Rundfunkanstalten gemeinsam gelöst und auch nach außen hin – der Deutschen Bundespost und der Industrie gegenüber – gemeinsam vertreten werden. Die Bezeichnung „Technische Kommission ARD/ZDF“ bringt dies deutlich zum Ausdruck.

Insbesondere in den letzten Jahren hat sich Rudolf Kaiser verstärkt einer technischen Frage angenommen, die ihn schon sehr lange bewegt hat: der Verbesserung des Fernsehens und der Einführung des Stereo- bzw. Zweitons im Fernsehen. In der ihm eigenen Art, zutiefst von etwas überzeugt, hat er mit viel Klugheit, Geschick und Durchsetzungsvermögen erreicht, daß das ZDF ab der Internationalen Funkausstellung Berlin in diesem Jahr entsprechende Sendungen ausstrahlen wird; die ARD mußte aus finanziellen Erwägungen heraus ihre Entscheidung zumindest bis 1983 zurückstellen.

Bei der gemeinsamen Arbeit in der Technischen Kommission ARD/ZDF war Rudolf Kaiser stets ein sachverständiger fairer Partner. Seine Gelassenheit ermöglichte es ihm, sich den eigentlichen Problemen und Fragen der Zusammenarbeit, die er dann mit Engagement und knappen Worten aufgriff, besonders zu widmen.

Wir gratulieren Rudolf Kaiser nachträglich zum Geburtstag und wünschen ihm für den neuen Lebensabschnitt beste Gesundheit und viel Erfolg bei der Durchführung aller seiner Zukunftspläne.

Frank Müller-Römer

Vorsitzender der Technischen Kommission ARD/ZDF

Herausgeber: Institut für Rundfunktechnik GmbH, München.

ISSN 0035-9890

Schriftleitung: Dipl.-Ing. H. Fix, Prof. Dr. U. Messerschmid, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45; Dr. R. Thiele, Bertramstraße 8, 6000 Frankfurt/Main 1; Dipl.-Ing. I. Dahrendorf, Appellhofplatz 1, 5000 Köln 1.

Redaktion: Ing. (grad.) R. Hengstler, H. Stiebner, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45, Ruf (089) 38 59 383, Fernschreiber 5/215 605 irtm d.

Redaktioneller Beirat: Dipl.-Ing. H. Eden, Dr. N. Mayer, Prof. Dr. G. Plenge, Floriansmühlstr. 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 98,— 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. 4. 1981. Einzelpreis dieses Heftes 24,— DM. Für gezeichnete Artikel bleiben alle Rechte, insbesondere die des Nachdrucks, der Vervielfältigung und der Übersetzung, auch auszugsweise, sowie die Verwendung der Bilder vorbehalten.

Anzeigenverwaltung: Mensing GmbH + Co KG, Schützenwall 9–11, 2000 Norderstedt, Ruf (040) 5 25 20 11 und alle Werbemittler. Zur Zeit gilt Anzeigenpreisliste Nr. 12.

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