

RUNDFUNK- TECHNISCHE MITTEILUNGEN

HERAUSGEGEBEN IM AUFTRAGE DER
ARBEITSGEMEINSCHAFT DER OFFENTLICH-
RECHTLICHEN RUNDFUNKANSTALTEN DER
BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND SOWIE
DES ZWEITEN DEUTSCHEN FERNSEHENS
VOM

INSTITUT FÜR
RUNDFUNKTECHNIK GMBH

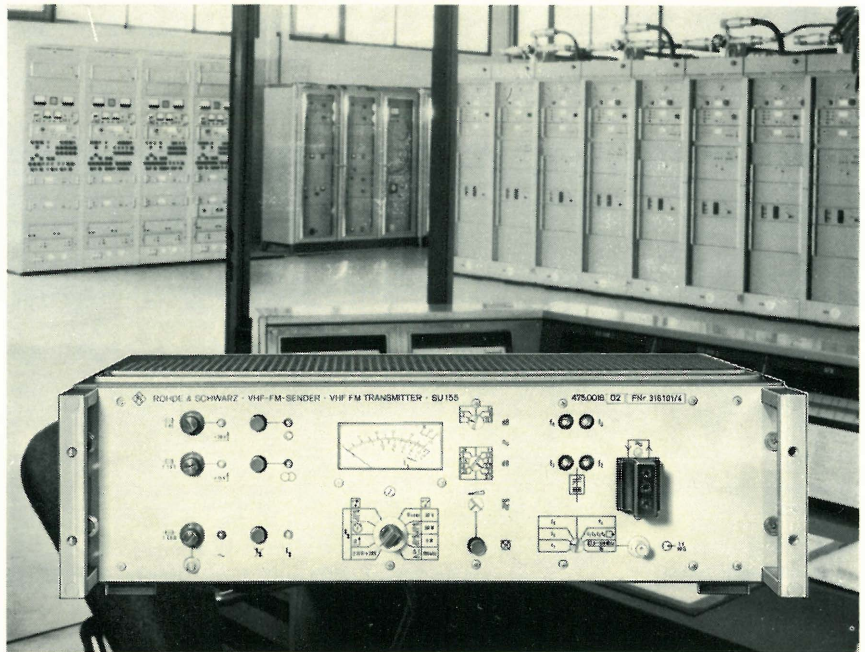
AUS DEM INHALT:

- | | |
|---|--|
| <i>Dietrich Sauter</i> | Intelligente Komponenten für das AFRA-BUS-Fernsteuersystem |
| <i>Johannes Mönnekes</i> | Der Einsatz von Mikrocomputern im Rundfunkbereich |
| <i>Gerhard Dickopp und
Ernst Schröder</i> | Der Telefunken-Kompander |
| <i>Hans-Ludwig Feldgen</i> | Machen uns Polymikrofone, Mehrspurtechnik, Entzerrer und Nachhallgeräte
unabhängig vom Raum? |
| <i>Ulrich Dietz</i> | Der Einfluß der Polarisierung elektromagnetischer Wellen im Meter- und
Dezimeterbereich auf die Übertragungsqualität bei terrestrischer Ausbreitung |
| <i>Karl Seibold</i> | Erfahrungen mit gemischter Polarisierung bei Fernsehfüllsendern |
| <i>Martin Dahme und
Gerd Petke</i> | Schlußtagungen der Studienkommissionen 1 und 6 des CCIR in Genf,
Januar/Februar 1978 |
| <i>Georg Plenge u. a.</i> | 59. Tagung der Audio Engineering Society, Hamburg, 28. Februar bis 3. März 1978 |
| <i>Horst Schachlbauer</i> | Symposium über „Digital Techniques in Broadcasting“, London, 26. Januar 1978 |
| | Ankündigung von Veranstaltungen – Buchbesprechungen – Nachrichten –
Persönliches |

UKW-Rundfunk-Sendesysteme 50 W...10 kW



Sendeantennen-Anlage für VHF-FM-Rundfunkbereich II und Fernsehbereich I.



Der 50-Watt-Sender SU 155 steuert die größeren VHF-FM-Sender mit 1, 3, 5 und 10 kW Leistung für Mono und Stereo.

Seit 1949 liefert Rohde & Schwarz VHF-FM-Sender an Rundfunkanstalten und Postverwaltungen in Europa und Übersee. Die neuesten R & S-»Steckdosensender« benötigen kürzeste Montagezeit und – aufgrund ihres modernen Schaltungsaufbaus – geringsten Raum. Lieferbar als Einzel- oder Doppelsender, mit Reserve passiv oder n+1, Fernbedienung und netz-ausfallsicherem Störungsspeicher, sind sie hervorragend geeignet für unbemannte Stationen. Sie entsprechen den deutschen und internationalen Pflichtenheften.

Der **Steuersender SU 155** mit 50 W Leistung kann durch einfaches Umschalten auf maximal vier Frequenzen arbeiten. Auch nach dem Wechsel bleiben Frequenzhub und Ausgangsleistung konstant. Frequenzerzeugung und Modulation auf der Senderfrequenz

gewährleisten optimale spektrale Reinheit. Die ausgezeichneten Übertragungseigenschaften bleiben auch bei externer Frequenzansteuerung erhalten.

Für den Service lassen sich die Baugruppen des Senders ausschwenken oder ohne Abgleicharbeiten austauschen.

Außerdem liefern wir: Ballempfänger, Stereocoder, Meß-Decoder, Sternpunkt- und Richtkopplerweichen, Antennen-Anlagen, künstliche Antennen, koaxiale Bauelemente sowie Meßgeräte für laufende Qualitätskontrolle der Sendungen.

Alle Geräte und Anlagen sind kurzfristig lieferbar.

Weitere Informationen unter:
UKW-Sendersysteme

Ernst-Reuter-Platz 10 · 1000 Berlin 10
Ruf (030) 3414036

Große Bergstraße 213 · 2000 Hamburg 50
Ruf (040) 381466

Kriegsstraße 39 · 7500 Karlsruhe
Ruf (0721) 23977

Sedanstraße 13-17 · 5000 Köln 1
Ruf (0221) 7722-1

Dachauer Straße 109 · 8000 München 37
Ruf (089) 521041



ROHDE & SCHWARZ

INHALTSVERZEICHNIS:

Intelligente Komponenten für das AFRA-BUS-Fernsteuersystem	53	Schlußtagungen der Studienkommissionen 1 und 6 des CCIR Genf, Januar/Februar 1978	91
Dietrich Sauter		Martin Dahme und Gerd Petke	
Der Einsatz von Mikrocomputern im Rundfunkbereich	58	59. Tagung der Audio Engineering Society, Hamburg, 28. Februar bis 3. März 1978	94
Johannes Mönnekes		Georg Plenge u. a.	
Der Telefunken-Kompander	63	Symposium über „Digital Techniques in Broadcasting“, London, 26. Januar 1978	99
Gerhard Dickopp und Ernst Schröder		Horst Schachlbauer	
Machen uns Polymikrofone, Mehrspurtechnik, Entzerrer und Nachhallgeräte unabhängig vom Raum?	75	Ankündigung von Veranstaltungen	99
Hans-Ludwig Feldgen		Buchbesprechungen	100
Der Einfluß der Polarisierung elektromagnetischer Wellen im Meter- und Dezimeterbereich auf die Übertragungsqualität bei terrestrischer Ausbreitung	79	Nachrichten	103
Ulrich Dietz		Persönliches	106
Erfahrungen mit gemischter Polarisierung bei Fernsehfüllsendern	87		
Karl Seibold			

INTELLIGENTE KOMPONENTEN FÜR DAS AFRA-BUS-FERNSTEUERSYSTEM¹

VON DIETRICH SAUTER²

Manuskript eingegangen am 9. Januar 1978

Automation

Zusammenfassung

Im Rahmen der Arbeiten der AFRA-Arbeitsgruppe 2 wurde ein Fernsteuersystem mit wahlfreiem Zugriff geschaffen. Der folgende Aufsatz beschreibt, wie dieses AFRA-BUS-Fernsteuersystem durch hochintegrierte logische Bauelemente erweitert werden kann. Die intelligenten Komponenten werden als zentrale und dezentrale Teile des Systems vorgestellt und erläutert. Auf die unterschiedlichen Einsatzgebiete wird in grundsätzlicher Weise eingegangen.

Summary Intelligent components for AFRA-BUS remote control system

Within the scope of works Sub-Group 2 (AFRA) of the Rationalization and Automation Committee was concerned with, a remote control system with random access has been set up. The following article describes the method by which this AFRA-BUS remote control system may be expanded using large scale integrated logic components. The intelligent components are presented and explained as central and decentralized elements of the system. The different operational applications are dealt with in principle.

Sommaire Composants intelligents pour le système de télécommande AFRA-BUS

Dans le cadre de travaux du Sous-Groupe 2 du Comité de Rationalisation et d'Automation (AFRA) un système de télécommande à accès aléatoire a été créé. L'article suivant décrit comment il est possible d'élargir ce système de télécommande AFRA-BUS par des éléments logiques hautement intégrés. Les composants intelligents sont présentés et expliqués comme éléments centraux et décentralisés du système. Les différents domaines d'application sont traités de manière fondamentale.

1. Einleitung

Der steigende Kostendruck bei den Rundfunkanstalten führte 1971 zur Bildung eines Ausschusses für Rationalisierung und Automatisierung (AFRA). Im Rahmen der Arbeiten der Arbeitsgruppe 2 wurde das bekannte AFRA-BUS-Fernsteuersystem entwickelt [1]. Das erste Modell wurde im Institut für Rundfunktechnik realisiert. Es ist beim Bayerischen Rundfunk im Einsatz.

Es folgten neue technische Ausführungen. Dabei wurde auch mit erheblichen Fördermitteln aus dem

2. DV-Programm des Bundesministeriums für Forschung und Technologie eine fertigungsreife BUS-Sender- und -Empfängerversion entwickelt. Die Anwendung der C-MOS-Technik führte dabei zu einer Verringerung der Leistungsaufnahme.

Alles in allem konnte jedoch kein durchgreifender Erfolg bei der Einführung der AFRA-BUS-Fernsteuertechnik erzielt werden.

Die zunehmende Integrationsdichte der Bauelemente und damit die Verbilligung der Hardware erreichte in den letzten Jahren mit der Entwicklung von Mikroprozessoren einen neuen Höhepunkt. Mit diesen neuen Bauelementen kann der AFRA-BUS durch intelligente Komponenten ergänzt werden. In früheren Jahren wurden derartige intelligente Unterstationen bereits diskutiert, aber wegen zu großer

¹ Nach einem Vortrag, gehalten auf der 5. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG) in Kiel, 19. bis 23. September 1977.

² Dipl.-Ing. Dietrich Sauter ist Leiter des Rechenzentrums im Institut für Rundfunktechnik, München.

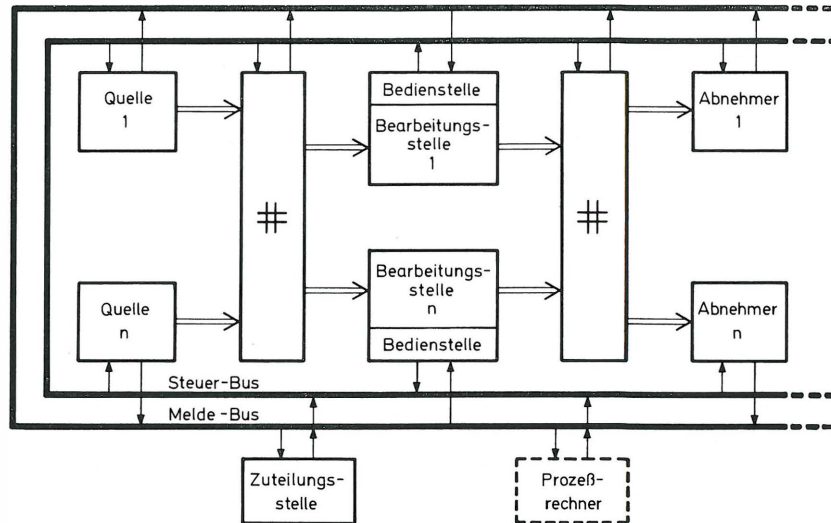


Bild 1
AFRA-BUS-Fernsteuersystem

Kosten nur in der Richtung der zentralen und damit weniger oft zu erstellenden Intelligenz weiterverfolgt [1, 2].

Die enorme Verbilligung der Hardware gestattet jetzt auch den kostengünstigen Aufbau von dezentralen intelligenten Komponenten. Unter dem Namen „intelligente Interfaces“ wurden bereits einige Versionen entwickelt.

Der kostengünstigere Hardwareaufbau darf jedoch nicht darüber hinwegtäuschen, daß sich die Kosten der Entwicklung zunehmend auf den Softwaresektor, d. h. auf die Entwicklung der Programmsysteme verlagern.

Mikrocomputer werden zum großen Teil immer noch in der sehr arbeitsintensiven und daher teuren Assemblersprache programmiert. Ein Austausch von Programmen ist nicht möglich.

Daraus folgt, daß die Entwicklung der dezentralen intelligenten Komponenten heute nicht erheblich billiger geworden ist.

Eine mögliche Duplizierung wird zwar billiger, es bleibt aber abzuwarten, ob nicht dauernde Modifikationen der Programme auch diesen Vorteil zunichte machen.

2. Übersicht der Möglichkeiten

Das AFRA-BUS-Fernsteuersystem gestattet grundsätzlich einen wahlfreien Zugriff von allen Bedienstellen zu allen Anlagen (Quellen, Abnehmer), **Bild 1**.

Dieser beliebige Zugriff ist nicht nur bei zentraler Aufstellung der Anlagen (Produktions- und Sendepool) von Bedeutung, sondern auch bei dezentraler Anordnung. In Fällen wo der Bedarf für eine weitere Anlage besteht (Ausfall einer Anlage oder Erweiterung der Kapazität) kann über das AFRA-BUS-Fernsteuersystem auf eine beliebige freie Anlage zugegriffen werden. Voraussetzung für diesen wahlfreien Zugriff ist allerdings eine Zuteilordnung, die zentral oder dezentral verwaltet wird.

Intelligente Komponenten für das AFRA-BUS-Fernsteuersystem können in den Bereichen

- Produktion
 - Bearbeitung
 - Sendeabwicklung
- eingesetzt werden.

Die Relation von Kreativität und Routine (**Bild 2**) bestimmt den Grad der Automatisierbarkeit. Daraus folgt für den Produktionsablauf, daß er für die Automatisierung nicht geeignet ist, da die vielfachen künstlerischen, subjektiven und spontanen Entscheidungen der Beteiligten den Einsatz von Automaten nicht zulassen.

Dennoch kann man den Produktionsablauf rationalisieren und damit kostensparend gestalten. Hier liegt ein Einsatzfeld der intelligenten Interfaces und Bedienpulte. Die heute üblichen Konstruktionen zielen aber noch allzu sehr in Richtung automatischer Ablauf und sind daher eher für die Bearbeitungszentren geeignet (**Bild 3**).

Im Bearbeitungsbereich (Umspielung, Untertitelung, Farbkorrektur, elektronische Schneidetechnik), der im Fernsehproduktionsbetrieb mehr und mehr an Bedeutung gewinnt, sind bei einfachen Anwendungsfällen intelligente Bedienpulte ausreichend.

Bei halb- oder vollautomatischen Schnittausführungen zum Beispiel sind wegen der erheblich größeren

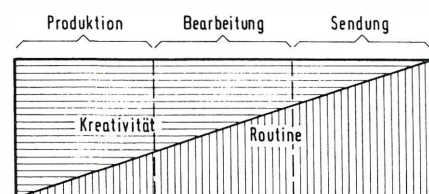


Bild 2
Relation von Kreativität und Routine in Produktion, Bearbeitung und Sendung

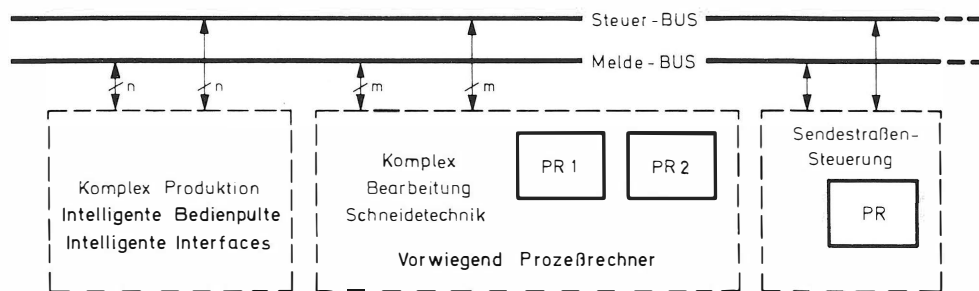


Bild 3

Einsatzbereich von Prozeßrechnern in einem AFRA-BUS-System

ren Datenmengen Prozeßrechner in der Größe von Minicomputern zusammen mit intelligenten Interfaces erforderlich. Die Minicomputer verfügen über eine ausreichend schnelle Peripherie und standardmäßig über Datenspeichergeräte. Die kritischen Zeitsteuerungen werden durch den Prozeßrechner vorgegeben und von intelligenten Interfaces nach den Zeitangaben ausgeführt. Damit wird eine zu kritische Ausgabesteuerung über den AFRA-BUS vermieden.

In der Sendeabwicklung, dem dritten Komplex, der an den AFRA-BUS anschließbar ist, ist fast ausschließlich der Einsatz von herkömmlichen Prozeßrechnern gegeben. Es werden große Datenmengen verwaltet (Sendepläne, Ist/Soll-Vergleiche), die die komplexe Abwicklung des Sendeablaufs sichern. Außerdem sind für Alternativlösungen bei Havariefällen umfangreiche Umschaltvorgänge zu bewältigen. Für dieses Einsatzfeld ist eine Lösung wie im **Bild 4** gezeigt denkbar.

Der Rechner wird über eine Standardschnittstelle (16 Bit IN/OUT) unter Zwischenschaltung von Mikrocomputer-Interfaces an den AFRA-BUS adaptiert. Das Interface dient der Verarbeitung von

- Adresse und Kennung
- der Befehlsvorgabe (Statusüberwachung, z. B. Play)
- und dem Zeitvergleich (Startzeit, Laufzeit).

Durch ein Minimalprogramm mit extrem kurzer Laufzeit (kleiner als ein Halbbild) können alle Aktivitäten der Anlage erfaßt werden. Für jede beteiligte Anlage wird ein Mikrocomputerinterface eingesetzt.

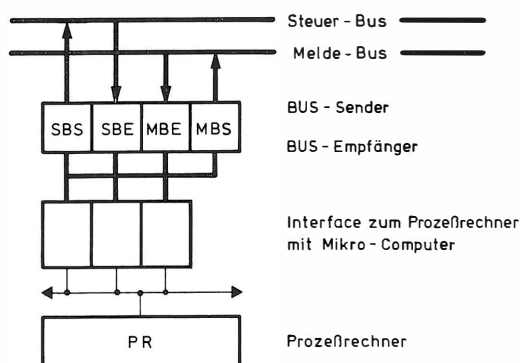


Bild 4

Zentrale Intelligenz in einem AFRA-BUS-System

3. Dezentrale intelligente Komponenten

Dezentrale intelligente Komponenten sind dadurch definiert, daß die Einzelbefehle einer Folge nicht über den AFRA-BUS an die Anlage gelangen, es werden vielmehr zusammengefaßte, codierte Befehle von den Bedienstellen erstellt und an die Anlage gesandt. Dort wird der empfangene Befehl in Basis-Steuerfunktionen zerlegt, ausgeführt und überwacht.

Der Aufbau der dezentralen Intelligenz ist im **Bild 5** dargestellt. Die Bedienstellen wie auch die Quellen oder Abnehmer sind über Interface, Mikrocomputer und Cache-Memory an den AFRA-BUS angeschlossen. Da die Verarbeitungsgeschwindigkeit der Mikrocomputer für den AFRA-BUS meistens nicht ausreicht, wird ein Cache-Memory (Vorspeicher) vorgeschaltet, so daß keine Information verloren geht. Die hohe Datenrate und die starre Rahmenorganisation des AFRA-BUS erfordern eine ständige Interrupt-Bereitschaft mit Antwortzeiten von $< 6,4 \mu s$ für die Datenübernahme und $< 10 ms$ für die Verarbeitung.

Durch den schnellen Vorspeicher bleibt dem Rechner eine größere Zeitspanne innerhalb der er auf eine Anforderung zur Datenübernahme reagieren muß. Da die Verarbeitungsprogramme in den Mikrocomputern nicht immer sofort unterbrechbar sind, weiterhin aber ein direkter Speicherzugriff nur sinnvoll ist, wenn dadurch der Rechengang nicht gestört wird, empfiehlt sich in solchen Fällen die Anwendung von Vorspeichern. Im anderen Fall muß vorher geprüft werden, ob eine Lösung ohne Speicher realisiert werden kann, da bei jedem Daten-

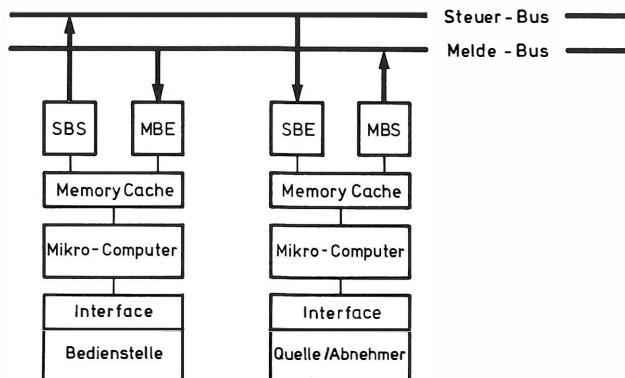


Bild 5

Verteilte Intelligenz in einem AFRA-BUS-System

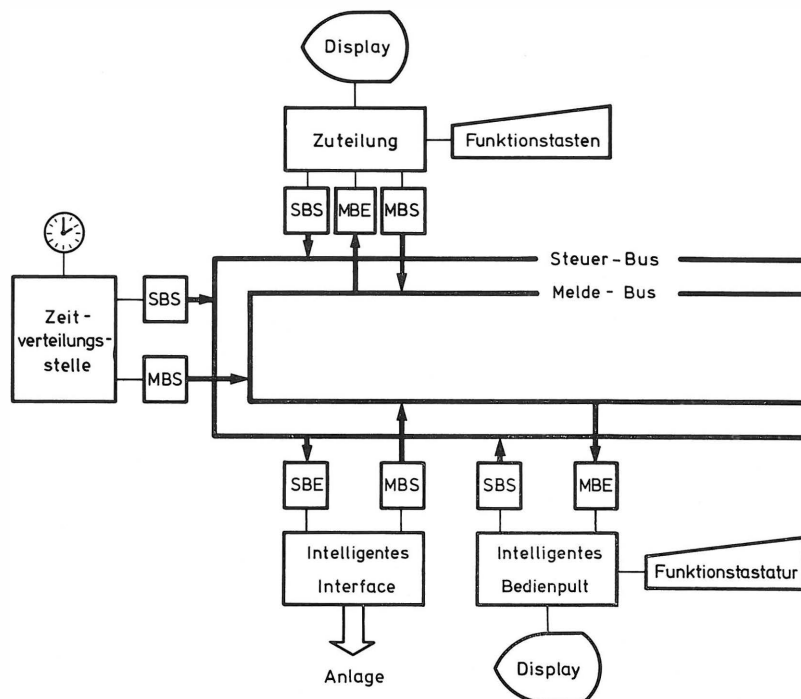


Bild 6
 Dezentrale intelligente Komponenten

strobe aus dem Empfänger oder Sender der Mikrocomputer angehalten wird. Diese Entscheidung hängt vom Konzept für den jeweiligen Anwendungsfall ab.

Dezentrale intelligente Komponenten (Bild 6) sind beim AFRA-BUS-Fernsteuersystem

- die Zuteilungsstellen
- die intelligenten Bedienstellen
- die intelligenten Interfaces für Anlagen.

Durch die Zuteilungsstellen [3] wird die Vergabe von Bedienpulten und Anlagen geregelt. Im einzelnen wird dabei festgelegt, welches Bedienpult mit welcher Anlage von wann bis wann korrespondieren darf. Eine gleichzeitige Steuerung der Modulationswege und der Kommandoverbindung ist möglich. Bild 7 zeigt ein Bildschirmfoto einer realisierten Anlage des IRT. Mit Funktionstasten wird ein einfacher und damit fehlerfreier Mensch-Maschine-Dialog möglich (Bild 8).

Die Fehleranalyse wird durch Klartextausgaben unterstützt. Die möglichen Quellen-Bedienstellen-Abnehmerkombinationen sind der Zuteilungsstelle bekannt. Bei der Eingabe der gewünschten Verbindung werden die Zulässigkeiten ebenso wie die Zeitangaben geprüft. Überlappungen sind nicht zulässig.

Um dem Bediener möglichst viele Routinevorgänge abnehmen zu können, wird auch das Bedienpult mit Intelligenz ausgestattet. Diese Intelligenz kann durch Hardware oder durch programmierbare Mikrocomputer realisiert werden.

Die eingebaute Intelligenz soll den Bediener jedoch nur führen und ihm nicht allzu starre Funktionsabläufe aufzwingen.

Besonders im Produktionsbereich ist ein Bedienpult nötig, das ohne Aufwand vor Ort auf verschiedene Produktionsfälle umprogrammierbar ist.

Wechselnde Anforderungen aus dem Programmbereich können dadurch leicht erfüllt werden. Der Bediener kann die Reihenfolge des halbautomatischen Ablaufs je nach Bedarf zusammenstellen und die Durchführung von der Bedienung abhängig machen. Die Grundroutinen können dabei durch einfachen Tastendruck aufrufbar sein. Derartige Anlagen bringen letztendlich die erhoffte Hilfe und Entlastung.

Anfänge dieser Technik wurden beim Sender Freies Berlin mit einem einfachen Bedienpult für MAZ-Anlagen gemacht. Der dort beschrittene Weg zeigt, wie lernfähige Bedienpulte beschaffen sein müßten, um Eingang in den Produktionsbetrieb zu finden.

Intelligente Interfaces können aus einheitlichen Hardwareelementen aufgebaut werden, da die Unterschiede der verschiedenen Anlagen im Softwareteil berücksichtigt werden können. Damit ist zwar keine billige, aber eine relativ schnelle Anpassung möglich.

Die Aufgabe der intelligenten Interfaces ist es, den AFRA-BUS-Anschluß für alle Arten von Quellen und Abnehmertypen zu normieren. Die Eigenheiten und Besonderheiten werden alle im intelligenten Interface berücksichtigt und belasten nicht die Bedienstelle. Unterschiedliche Bedienphilosophien einzelner Anstalten können dadurch für alle Arten von Anlagen realisiert werden. Ebenso ist ein hohes Maß an Diagnosemöglichkeiten gegeben. Ein großer Teil der Fehler kann bereits im intelligenten Inter-

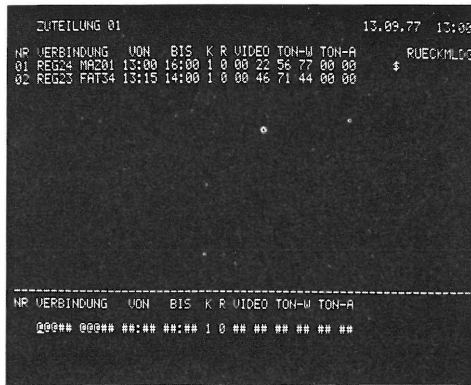


Bild 7

Gesamtansicht und Bildschirmdarstellung einer Zuteilungsstelle

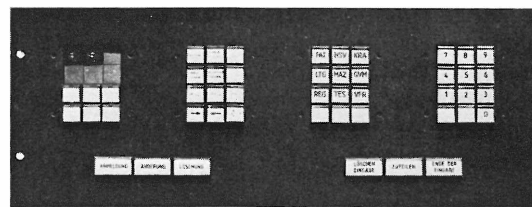


Bild 8

Eingabetastatur einer Zuteilungsstelle

höhung der Verfügbarkeit, da jeder Anlage ein gleichartiges intelligentes Interface vorgeschaltet wird. Die Bedienstellen sind durch die Normierung direkt tauschbar.

Der Ausfall eines Teils legt nur den entsprechenden Anschluß lahm und nicht wie bei zentralen Einrichtungen einen großen Teil des Fernsteuersystems.

In der Bedienbarkeit der fernsehtechnischen Anlagen wird durch die Verwendung der intelligenten Komponenten im AFRA-BUS-Fernsteuersystem die Kluft zwischen manueller Bedienung und automatisiertem Ablauf verringert. Durch die gleichartigen Bedienelemente ist jederzeit der Übergang von manuell auf automatisch sichergestellt.

SCHRIFTTUM

- [1] A R D / Z D F : AFRA 2 Technische Betriebszentralen.
Hrsg.: Technische Kommission, 1974.
- [2] Das AFRA-BUS-System
 1. Grundsätzliche Betrachtungen zur Rationalisierung und Automatisierung in den Fernsehbetrieben (Einführung in die AFRA-BUS-Technik).
H. W e l l h a u s e n , Fernseh- und Kino-Technik 29 (1975), H. 11, S. 353—356.
 2. Technische Struktur des AFRA-BUS-Systems.
G. H ö g e l , Fernseh- und Kino-Technik 29 (1975), H. 12, S. 395—400.
 3. Einsatzmöglichkeiten des AFRA-BUS-Systems in den Fernsehbetrieben.
D. S a u t e r , Fernseh- und Kino-Technik 30 (1976), H. 1, S. 9—13.
 4. Wirtschaftlichkeitsbetrachtungen und Rationalisierungseffekte beim Einsatz des AFRA-BUS-Systems.
G. K r a u s s , Fernseh- und Kino-Technik 30 (1976), H. 2, S. 40—44.
- [3] I R T : AFRA-BUS-Zuteilungsstelle (Interkama-Modell).
Funktionsbeschreibung, München Oktober 1977.

face analysiert und entsprechend detailliert gemeldet werden.

Eingebaute Testprogramme schließlich helfen dem Meßtechniker, die Anlagen schneller zu reparieren.

4. Schlußbemerkung

Der Vorteil der dezentralen oder verteilten Intelligenz gegenüber der zentralen liegt in einer Er-

DER EINSATZ VON MIKROCOMPUTERN IM RUNDFUNKBEREICH¹VON JOHANNES MÖNNEKES²

Manuskript eingegangen am 3. März 1978

Automation

Zusammenfassung

Es wird untersucht, welche Anforderungen an ein Mikrocomputersystem gestellt werden müssen, das zu Steuerungszwecken im Rundfunk eingesetzt werden kann. Dabei muß davon ausgegangen werden, daß keine speziell geschulten Fachkräfte bereitstehen. Es wird daher ein System angeregt, das von den für ihre Spezialgebiete zuständigen Fachleuten nach kurzer Einarbeitungszeit eingesetzt werden kann. Vom Einsatz der Mikroprozessoren als Steuermodule wird eine Vereinheitlichung der Hardware verbunden mit einer Verringerung der Hardware und der Verkabelungskosten erwartet.

Summary Use of Microcomputers in Broadcasting

This article studies the requirements towards a microcomputer system suited for control purposes in broadcasting. It is understood that no expressly trained specialists are available, so a system is suggested that may be adopted within a short training period by persons specialized only in their own field. The use of microprocessors as control modules is expected to lead to standardization and reduction of hardware and to lower cabling cost.

Sommaire L'exploitation de microcalculateurs dans le domaine de la radiodiffusion

L'article étudie les exigences posées à un système de microcalculateurs à conduite utilisable en radiodiffusion. Il faut tenir compte au fait qu'il n'y ait pas de personnel spécialisé à disposition. Par conséquent on suggère un système applicable après peu d'entraînement par des personnes spécialisées dans leurs propres domaines. L'exploitation des microprocesseurs utilisés comme modules à conduite, selon des expectatives, devrait porter à la standardisation et à la diminution de „hardware“ et à la réduction du coût de câblage.

1. Einleitung

Die Beantwortung der Frage „Was ist ein Mikrocomputer?“ wird mit Recht von jeder Studie über seine Einsatzmöglichkeiten erwartet. So soll es auch hier geschehen. Dennoch wird ganz bewußt die Frage nicht mit Details über Aufbau und Funktionsweise beantwortet werden, sondern es soll folgende Erklärung ausreichen: Ein Mikrocomputer ist eine elektronische Steuereinheit, die vorgegebene Steuerungsaufgaben erfüllen kann (**Bild 1**). Im Einsatz und am Einsatzort darf sich ein sinnvoll geplantes Mikrocomputersystem nicht von einem herkömmlichen „fest verdrahteten“ Steuermodul unterscheiden. Dies bezieht sich ausdrücklich auch auf die Verfügbarkeit des fertigen Systems.

Der Unterschied zu herkömmlichen Steuermodulen, die ja speziell für ihre Aufgabe entwickelt wurden, liegt darin, daß hier eine stets gleichbleibende Hardware für alle möglichen Steuerungsaufgaben einer bestimmten Größenordnung verwendet werden kann. Die eigentlichen Funktionen werden in einem Speicherblock als Software unlösbar festgeschrieben. Die Vorteile gegenüber aufgabenspezifischen, herkömmlichen Steuerungen liegen damit klar:

- Einheitliche Hardware bedingt Vereinheitlichung und Übersichtlichkeit in der Verkabelung und damit auch gegebenenfalls eine Reduzierung der Verkabelung.
- Speicherung der Steuerfunktionen in austauschbaren Speicherblöcken gibt dem Steuermodul eine

vielseitige Verwendbarkeit und hohe Flexibilität bei Änderungen in der Arbeitsweise.

- Aus diesen beiden Vorteilen ergeben sich weitere für Fehlerbehebung (ein Mikrocomputer wird durch einfaches Aufstecken des spezifischen Speicherblocks zur speziellen Steuerung) und Lagerhaltung von Steuerungen (nach Mikrocomputern und Steuerungen getrennt).

Alle diese Vorteile sprechen für einen Einsatz auch im Rundfunkbereich. So gilt es im folgenden zu untersuchen, welche spezifischen Anforderungen dieser Bereich an den Einsatz eines Mikrocomputersystems stellt.

2. Anforderungen an den Einsatz in der Rundfunktechnik

Elektronische Steuerungen auf der Basis von Mikrocomputern haben nur dann eine sinnvolle Chance im Rundfunkbereich, wenn sie keine wesentlich höheren Anforderungen für ihren Einsatz an Entwickler und Benutzer stellen als die bisherigen Steuerungen.

Dies bedeutet zweierlei. Einmal muß die Steuerung von den Fachleuten eingesetzt werden können,

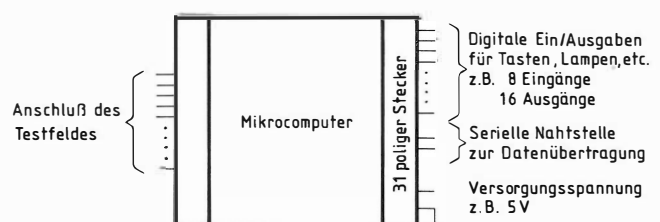


Bild 1

Der Mikrocomputer als „black box“ mit äußeren Anschlüssen

¹ Vortrag, gehalten auf der Regionaltagung der Fernseh- und Kintotechnischen Gesellschaft (FKTG) am 10. Januar 1978 beim Sender Freies Berlin.

² Dipl.-Ing. Johannes Mönnekes ist Gruppenleiter in der Abteilung Meßtechnik beim Sender Freies Berlin.

die auch bisher für ihre Spezialgebiete Steuerungen entworfen haben, ohne daß sie dafür umfangreiches Spezialwissen auf dem Mikroprozessorgebiet erwerben müssen und lange Einarbeitungszeiten benötigen. Zum anderen darf die Entwicklung nicht mehr, sondern eher weniger Zeit als für eine herkömmliche Steuerung benötigen.

Daraus ergeben sich die im folgenden zusammengefaßten und erläuterten Anforderungen an ein Mikrocomputersystem:

1. Einsatz des Mikrocomputers (MIC) ohne spezielle Steckrahmen überall dort, wo elektronische Steuerungen benötigt werden.

Der Einsatz des Mikrocomputers an jedem beliebigen Ort verlangt eine nach den Rundfunknormen übliche Bauweise mit genormten rundfunküblichen Steckern und stets gleichbleibender Steckerbelegung. Dies kann die Unterbringung in einer den Verstärkerkassetten ähnlich genormten Kassette bedeuten oder auch die Ausführung auf einer Europakarte. Wichtig ist jedoch, daß nur die Anschlüsse herausgeführt werden, die der äußeren Beschaltung dienen, wie Stromversorgung und digitale Ein- und Ausgaben.

2. Externe Beschaltung mit den im Rundfunk üblichen Signalpegeln.

An den Mikrocomputer werden zu Steuerungszwecken im allgemeinen äußere Elemente wie Tasten, Lampen, Relais oder auch andere Logikbausteine angeschlossen werden. Die Schnittstellen des MIC müssen daher möglichst durch Optokoppler galvanisch getrennt sein, um beliebige Signalpegel verarbeiten zu können (Bild 2).

3. Ausreichender Speicherbereich für alle Anwendungen bis zu mittleren Steuerungsaufgaben.

Die Steuerfunktionen des MIC werden als Binärinformationen in einem Festwertspeicher (EPROM) unlöschbar hinterlegt. Damit bestimmt der zur Verfügung stehende Speicherbereich Art und Umfang der Steuerfunktion. Dieser muß nun so gewählt werden, daß er für alle bisher mit „verdrahteter Logik“ gelösten Steuerungsprobleme ausreicht. Hierbei ist zu bedenken, daß ein Mikrocomputer natürlich keinen kleinen oder mittleren Prozessor ersetzen kann und somit nur für überschaubare und fest umrissene Steuerungsaufgaben einsetzbar ist.

4. Serielle Nahtstelle für Datenübertragungen und Kopplung mehrerer Steuerungen untereinander.

Der Mikrocomputer sollte mit einer seriellen Nahtstelle V 24 ausgestattet sein. Dies vereinfacht alle Datenübertragungsprobleme zwischen zwei Steuerungen, wie sie zum Beispiel bei der Anwendung als Konzentratoren und Fernsteuerungen auftreten. Desgleichen wird dadurch der Anschluß von Protokolliergeräten oder auch Datensichtstationen erleichtert, wenn die Steuerung durch Bedienkommandos beeinflusst werden soll.

5. Selbsttätiger Anlauf nach Unterbrechung der Versorgungsspannungen.

Um einen möglichst wartungsfreien und sicheren Betrieb zu gewährleisten, muß der MIC bei Aus-

fällen der Versorgungsspannung sich selbst so abschalten, daß er bei Wiederkehren der Versorgung automatisch in einen definierten Anfangszustand kommt und von da aus wieder voll betriebsbereit ist. In diesem Zusammenhang sollte noch erwähnt werden, daß ein Mikrocomputerbaustein mit nur einer Versorgungsspannung anzustreben ist.

6. Einfachste Programmerstellung durch benutzerfreundliches Dialogsystem, auch für Fachkräfte mit geringer oder kleiner Erfahrung in der Software-Erstellung.

Die Erstellung des Programms, das heißt die Formulierung der vom MIC auszuführenden Steuerfunktionen in einer dem Rechner adäquaten Form, stellt wohl eines der Hauptprobleme bei einem weitgestreuten Einsatz von Mikrorechnern dar. Hier scheint auch das meiste Spezialwissen vom Anwender verlangt zu werden. Es sind aber auch hier Lösungen gefunden worden, die mit Hilfe sogenannter problemorientierter Sprachen jedem Anwender nach kurzer Einarbeitungszeit gestatten, seine Programme selbst zu schreiben. Die Pro-

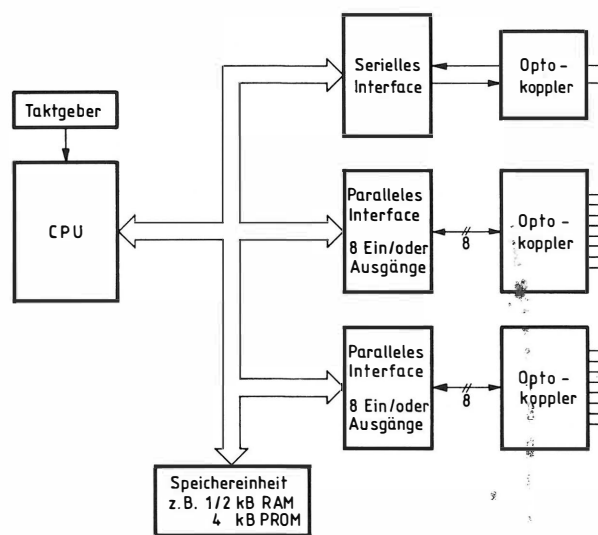


Bild 2
Aufbau eines Mikrocomputers

gramme werden dann mit Hilfe einer Rechneranlage, die über Bildschirmarbeitsplätze und Massenspeicher verfügt, formuliert, in die spezielle Sprache des MIC übersetzt und über ein angeschlossenes Gerät direkt in die Speichermodule des MIC eingegeben.

In diesem Zusammenhang ist von vielen Fachleuten die Verwendung der Sprache PEARL vorgeschlagen worden. Die Schwierigkeit der Anwendung liegt jedoch darin, daß meines Wissens noch kein PEARL Compiler für einen Mikroprozessor vorliegt, andererseits in einem solchen Falle eine größere Prozessoranlage notwendig wäre, auf der der Compiler laufen könnte. Dies würde die Anfangsinvestition für den Einsatz von MIC stark erhöhen. Eine Alternative wäre die Adaptierung einer einfachen problemorientierten

Sprache aus der Steuer- und Regeltechnik (etwa wie bei Werkzeugmaschinen). Es ist aber wichtig, daß sie es gestattet, im Dialogverfahren mit dem Programmierenden an einem Bildschirm das Programm zu erstellen. Denkbar ist auch die Vergabe von Aufträgen an Softwarefirmen, die den fertigen Speicherblock liefern sollten. Dies wird sich bei Steuerungsaufgaben größeren Umfangs, etwa an den Grenzen der Kapazität des MICs, auch empfehlen. Auf eigene Programmeinrichtungen kann jedoch im Interesse kostengünstiger Lösungen bei kleineren Aufgaben und eventuell vorzunehmender Änderungen nicht verzichtet werden.

7. Weitgehende Unterstützung in der Testphase durch das System selbst.

Sicher werden nicht alle Steuerfunktionen, die in einem Speicherblock untergebracht sind, auf Anhieb richtig arbeiten. Um diesen auszutesten, ist eine weitgehende Testhilfe am Einsatzort notwendig. Sie könnte in einem speziellen Testmikrocomputer bestehen, der neben der Möglichkeit, den Speicherblock aufzunehmen, noch weitere Programmspeicher mit Testprogrammen enthält. Dazu würde ein Testtableau mit Bedien- und Anzeigeelementen gehören, das es erlaubt, die Zustände der Steuerung abzufragen und darzustellen, einzelne Teilfunktionen anzuregen und ihre Ergebnisse sichtbar zu machen. Auf ein System, das zu Testzwecken einen Schreib-/Lesespeicher enthält, in den das Programm – auch vor Ort – mit Lochstreifen, Teletype oder über Tasten eingegeben wird, kann verzichtet werden. Dies würde eine interne Softwarekenntnis des Mikroprozessors voraussetzen, auf die ja ausdrücklich verzichtet werden soll. Zudem sollten die Aufgaben, die dem MIC übertragen werden, so überschaubar sein, daß die genannte Testart ausreichend ist.

3. Beispiel einer einfachen Steuersprache

Im folgenden Teil soll ein Modell einer einfachen Steuersprache entwickelt werden, das mit fünf Anweisungen auskommt. Die Sprache verzichtet im Hinblick auf die Anwendung für digitale Steuer- und Regelvorgänge auf mathematische Sprachelemente. Sie soll andererseits eine möglichst ausführliche Formulierung der Sprachelemente gestatten, so daß das Programm sich weitgehend selbst dokumentiert.

Die Sprache könnte aus folgenden Elementen bestehen:

1. Zuweisung: Zuweisung eines Symbols zu einem Peripheriepunkt oder einem Register, wobei bei Ausgabepunkten die Zeit angegeben werden kann, die das Signal anstehen muß.

Beispiel

SYMBOL = Nr. eines Stiftes, Signalzeit
SYMBOL = Register Nr.
TASTE = STIFT 1
LAMPE = STIFT 2
MERKE = REGISTER 20

2. Laden: Laden eines Merkregisters mit einem logischen Wert, einer Zahl, einem Zeichen oder einem Bitmuster.

Beispiel

SYMBOL : WERT
LAMPE : EIN; EIN = log Wert 1
REGISTER 1 : 25; 25 im Reg. 1 abspeichern.
Es stehen REGISTER 1 bis REGISTER 20 zur Verfügung.

3. Abfrage: Abfrage eines Peripheriepunktes oder Merkregisters auf einen Wert.

WENN SYMBOL = WERT, SPRINGE NACH SYMBOL

Beispiel

WENN TASTE = EIN, SPRINGE NACH T1
WENN REGISTER = 'A', SPRINGE NACH A1

4. Sprung: Unbedingte Programmverzweigung
SPRINGE SYMBOL.

5. Schleife: Wiederholung eines bestimmten Programmteils.

WIEDERHOLE SYMBOL BIS SYMBOL N-Mal

Beispiel

WIEDERHOLE A BIS B 3 MAL

6. Zulässige Werte:

- a) logische Werte EIN (log 1)
AUS (log 0)
b) Dezimalzahlen – positiv 0–255
c) Bitmuster (8 Bit)
d) abdruckbare Zeichen nach ASCII Nr. 2 Code

7. Ausdrücke: Bei der Abfrage sind anstelle des Symbols auch Ausdrücke zulässig, die Symbole logisch miteinander verknüpfen.

WENN SYMBOL UND SYMBOL = ...
WENN SYMBOL ODER SYMBOL = ...

8. Macro-Aufrufe: Vorgefertigte Programmstücke, die bestimmte Aufgaben erfüllen, können mit einem Namen aufgerufen werden.

Beispiel:

Als Beispiel soll ein Programm zur Fernsteuerung einer Tonmaschine dargestellt werden.

Zuweisungen

STARTTASTE = STIFT 1
STARTSIGNAL = STIFT 2, 2 ms
BANDENDE = STIFT 3
STOPSIGNAL = STIFT 5
STOPTASTE = STIFT 6, 2 ms

PROGRAMM:

A WENN STARTTASTE
= AUS, SPRINGE NACH A
(auf Eingabe warten)
STARTSIGNAL: EIN (Maschine starten)
B WENN BANDENDE
= EIN, SPRINGE NACH C
(auf Bandende warten)

WENN STOPTASTE
= EIN, SPRINGE NACH C
(auf Stoppsignal warten)
SPRINGE NACH B
C STOPSIGNAL: EIN
(dann Maschine stoppen)
ENDE

4. Ablauf der Planung zur Inbetriebnahme einer Steuerung mit einem Mikrocomputer

Aus den genannten Anforderungen ergibt sich etwa folgender Ablauf bei der Entwicklung einer Steuerung:

- Grobe Festlegung der Steuerfunktionen, etwa in einem Flußdiagramm oder einer Entscheidungstabelle.
- Erstellung des Steuerungsprogramms im Dialog mit der Programmierstation mit anschließender automatischer Beschreibung des Speicherblocks für die Steuerung.
- Der Speicherblock wird im Test-MIC an Ort und Stelle mit Hilfe des Testgerätes getestet. Ist das Programm fehlerhaft, so wird der Speicherblock mit UV-Licht gelöscht, das Programm geändert und neu in den Speicher eingeschrieben.
- Ist eine einwandfreie Funktion gewährleistet, wird der Speicherblock auf einen Standard-MIC gesteckt und die fertige Steuerung in Betrieb genommen.

5. Auszuwählendes Mikroprozessorsystem:

Die unter 4. genannten Anforderungen sind in bezug auf den Mikroprozessortyp so weit gefaßt, daß eine Auswahl unter einer Vielzahl von Produkten möglich ist.

Wichtig erscheinen nur folgende aus den Anforderungen an das System abgeleitete Auswahlkriterien:

- Der MIC sollte gut eingeführt sein und sich bewährt haben,
- er sollte zusammen mit den benötigten Speichern und Nahtstellen auf einer Europakarte Platz finden,
- er sollte einen umfangreichen und flexiblen Befehlsvorrat haben,
- es sollte eine ausreichende Betriebssoftware sowie gute Dokumentation derselben vorhanden sein.

Es wird sich wahrscheinlich nicht empfehlen, das System, bestehend aus MIC, Speicher und Peripherie, selbst zu entwickeln. Hier gibt es genügend Hersteller, die fertige Systeme anbieten. Da aber bisher noch kein System existiert, das nur die externe Beschaltung auf dem Kartenstecker enthält, müßte ein fertiges Gerät umgebaut werden.

6. Grundinvestitionen

Zur Grundinvestition eines größeren Einsatzes von Steuerungen mit Mikrocomputern gehören

- der Programmierplatz: bestehend aus einem mittleren Prozeßrechner mit Bildschirmarbeitsplatz

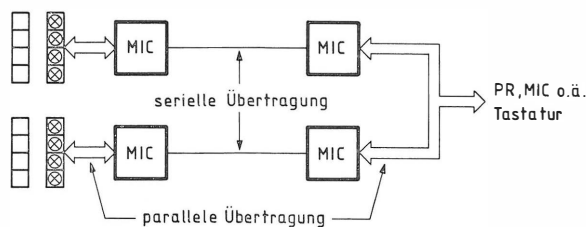


Bild 3

Beispiel eines Konzentrators (Fernsteuerung)

und Massenspeicher (zum Beispiel Floppy-Disk)

- daran angeschlossen ein Programmiergerät für Speicherblöcke,
- einige (3 bis 4) Steuerungen für den Testeinsatz,
- ein Tableau für den Testeinsatz,
- eventuell die Erstellung eines einfachen dialogfähigen Cross-Compilers.

Das Tableau für den Testeinsatz müßte neu entwickelt werden bzw. vorhandene Typen müßten den Erfordernissen eines rundfunkspezifischen Einsatzes angepaßt werden. Ebenso muß der Cross-Compiler neu entwickelt werden.

7. Anwendungsbeispiele

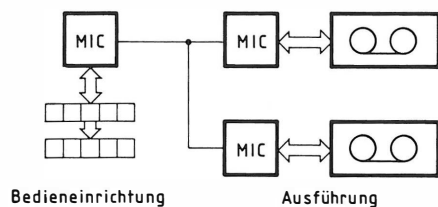
Es lassen sich sicherlich eine große Anzahl von Anwendungsbeispielen für den Einsatz von Steuerungen im Bereich des Fernsehens und des Hörfunks finden, zumal das System auch überall dort eingesetzt werden soll, wo bisher herkömmliche Steuerungen arbeiten. Es seien hier einige Beispiele aufgeführt, die sowohl herkömmliche als auch neuere, erst durch das fortschreitende Eindringen der Rechner-technik im Rundfunk auftretende Anwendungen umfassen.

1. Konzentratoren:

An vielen Stellen im Rundfunk müssen größere Signalkabelbündel auch über längere Strecken verlegt werden. Die Größe dieser Bündel ließe sich durch bessere Ausnutzung der Leitungen verringern, indem man die Signale nicht einzeln, sondern codiert über ein Leitungsbündel überträgt. Am Beginn und Ende des Bündels besorgte eine Steuerung dann die Codierung bzw. Decodierung und Weiterverteilung der Signale. Im Extrem kann ein Bündel sogar durch eine Leitung ersetzt werden, wenn die serielle Datenübertragung über die V-24-Nahtstelle benutzt wird. Hiermit lassen sich auch haustechnische Probleme bei der Meldung von Zustandsgrößen lösen (Bild 3).

2. Ablaufsteuerungen:

Hier lassen sich vielfältige Anwendungen in Hörfunk wie Fernsehen denken, so zum Beispiel Ablaufsteuerungen für den Sendebetrieb oder für Schnittbearbeitung, wobei natürlich ein Gerät nicht den gesamten Ablauf steuert, sondern dieser auf eine Anzahl von Geräten verteilt werden muß. Damit wird zugleich das Ausfallrisiko stark verringert (Bild 4).



z.B. einfache Sendeabläufe
einfache Schneideabläufe
Abläufe zur Routineprüfung von Geräten
wobei der MIC über einen Service-Stecker
an das Gerät angeschlossen werden könnte.

Bild 4

Beispiel einer einfachen Ablaufsteuerung für feste Abläufe

Zu den Ablaufsteuerungen kann auch diejenige einer Tonmaschine im Sternpunkt-Überspielbetrieb gehören.

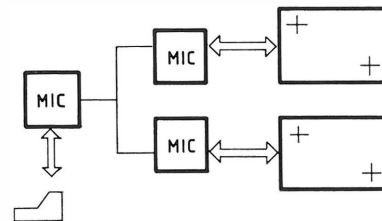
3. Intelligente Interfaces für den AFRA-BUS:

Hier können der allgemeinen Version des Interfaces noch spezielle Funktionen hinzugefügt werden [1].

4. Kreuzschienensteuerungen:

Es lassen sich Steuerungen für ein- oder mehrstufige Kreuzschienensysteme realisieren, die sowohl einen Weg selbständig suchen und schalten als auch über Platzabfrage den Zustand der Kreuzschiene melden (**Bild 5**).

Auch hier kann bei größeren Kreuzschienen die Gesamtaufgabe gegliedert und auf mehrere Steuerungen aufgeteilt werden.

**Bild 5**

Schaltung von Kreuzschienenverteilern

5. Vorgeschaltete Steuerungen:

Viele Prozeßrechneranlagen haben den Charakter einer Zentralanlage mit vielen unterschiedlichen Teilaufgaben. Hier läßt sich eine Dezentralisierung durch Auslagerung einfacher Aufgaben auf vorgeschaltete Steuerungen erreichen (zum Beispiel Schaltung der Kreuzschiene), die damit auch die Betriebssicherheit der Gesamtanlage durch Verteilung des Ausfallrisikos erhöht.

Es soll nicht die Aufgabe dieses Berichtes sein, eine umfassende Übersicht über Anwendungen zu geben. Diese müssen den Fachleuten der jeweiligen Gebiete selbst überlassen bleiben. Ihnen soll mit dem mikrocomputergestützten Steuerungssystem geholfen werden, Steuerungsprobleme einfach, kostengünstig und sicher zu lösen.

SCHRIFTTUM

- [1] Sauter, D.: Intelligente Komponenten für das AFRA-BUS-Fernsteuersystem. Rundfunktechn. Mitt. 22 (1978), H. 2, S. 53—57.

DER TELEFUNKEN-KOMPANDER

VON GERHARD DICKOPP UND ERNST SCHRÖDER¹

Manuskript eingegangen am 15. Februar 1978

Kompandersysteme

Zusammenfassung

Im Telefunken-Kompander ist ein Schaltungsprinzip verwirklicht, das die sehr genaue Herstellung und Einhaltung der Kompressions- und zugehörigen Expansionscharakteristiken ermöglicht. Zu ihrer Erzeugung werden keinerlei definiert nichtlineare Bauelemente benötigt.

In der professionellen Kompanderversion telcom c 4 wird eine Aufspaltung des gesamten Tonfrequenzbereichs in vier Teilbereiche vorgenommen, die getrennt bearbeitet werden. Eine Pegelfehleinstellung im Expander bringt keine Signalverfälschung.

Für Anwendungen im Konsumbereich wurden zwei Kompanderversionen entwickelt, ein Sliding-Band- und ein Breitbandsystem. Während das Sliding-Band-System in den das dynamische Verhalten bestimmenden Schaltungskomponenten einen einfacheren Grundaufbau aufweist, zeichnet sich das Breitbandsystem durch eine hohe Unempfindlichkeit gegenüber Pegelfehleinstellungen im Expander und gegenüber Frequenzgangfehlern der Übertragungs- und Speichereinrichtungen aus.

Mit dem telcom c 4 sind Gewinne im Geräuschspannungsabstand bis zu 30 dB, mit den Konsumausführungen Gewinne von ca. 20 dB zu erzielen.

Summary The Telefunken Compander

In the Telefunken compander, a principle has been adopted which permits a very precise production and maintenance of the compression and associated expansion characteristics. Their production does not involve any specifically non-linear components.

In the professional version of the compander, telcom c 4, the full audio-frequency band is split into four sub-bands that are processed separately. An incorrect adjustment of level in the expander does not give rise to falsification of the signal.

For the purposes of customer engineering, two versions of the compander have been developed, a sliding-band system and a wide-band system. Whereas the sliding-band system is of a simpler basic design as regards the components which determine the dynamic behaviour, the wide-band system is noteworthy for its high insensitivity to incorrect level adjustments in the expander and to frequency-response errors in the transmission and storage systems.

By means of the telcom c 4 device, it is possible to obtain improvements in the signal-to-noise ratio of up to 30 dB, and in the non-professional versions, of some 20 dB.

Sommaire Le compresseur-extenseur Telefunken

Le compresseur-extenseur Telefunken fait appel à un principe qui permet d'obtenir et de conserver avec une très grande précision la caractéristique de compression-extension désirée sans utiliser de composants présentant une non-linéarité voulue.

Dans la version professionnelle dénommée Telcom c 4, la bande des audiofréquences est subdivisée en quatre parties traitées séparément. Un mauvais réglage de niveau dans l'extenseur n'entraîne pas une déformation du signal.

Deux versions de cet appareil ont été mises au point pour le grand public; un système à bande glissante et un système à bande large. Le premier est plus facile à réaliser du point de vue des composants qui déterminent son comportement dynamique, tandis que le second est remarquable par son insensibilité aux erreurs de réglage du niveau dans l'extenseur et aux irrégularités des courbes amplitude-fréquence dans les systèmes de transmission et d'enregistrement.

L'amélioration du rapport signal/bruit est de l'ordre de 30 dB pour le Telcom c 4 et de 20 dB pour les modèles grand public.

Herrn Professor Dr.-Ing. E. h. Walter Bruch zum 70. Geburtstag gewidmet.

1. Einführung

Ein Kompander ist eine Einrichtung, mit der sich die Beeinflussung eines Signals durch Störungen, die aus dem Übertragungskanal stammen, wirksam vermindern läßt. Übertragungskanal sei hier als Oberbegriff für alle Einrichtungen und Strecken verwendet, die zwischen der Signalquelle und der Signal-senke, im Falle der elektrischen Übertragung eines Audiosignals also zwischen Mikrofon und Wiedergabelautsprecher liegen, wobei auch Speichereinrichtungen mit eingeschlossen sind.

Das Thema „Kompandierung“ war immer dann besonders aktuell, wenn ein häufig benutzter Übertragungskanal den Anforderungen nicht oder nicht mehr genügte. So in den frühen 30er Jahren, als man sich

um die Verbesserung der Lichttonwiedergabe bemühte [1]. Eine ähnliche Situation war Ende der 60er Jahre bei der Einführung der Tonbandkassette gegeben. In dieser Zeit kam das heute bekannteste Kompandersystem, der Dolby-Kompander, auf [2]. Für viele Anwendungsfälle ist die damit erreichbare Störreduzierung jedoch nicht mehr ausreichend. Dadurch ist Raum für ein neues System gegeben [3].

Der grundsätzliche Aufbau eines Übertragungssystems mit Kompander ist im **Bild 1** dargestellt. Der gesamte Kompander besteht aus zwei Komponenten, einem Dynamikkompressor und einem Dynamikexpander. Der Kompressor liegt vor dem Übertragungskanal, der Expander liegt dahinter. Die beiden Komponenten arbeiten komplementär, d. h. auf das zu übertragende Signal wird vor der Übertragung eine Wirkung ausgeübt, die hinterher durch eine genau entgegengesetzte wieder rückgängig gemacht wird. Ein Signal, das beide Komponenten durchläuft, bleibt insgesamt unverändert. Signale dagegen, die nur eine der Komponenten durchlaufen, erfahren eine Ver-

¹ Dr.-Ing. Gerhard Dickopp ist Leiter und Dipl.-Ing. Ernst Schröder Mitarbeiter des Grundlagen-Labors der TELEFUNKEN Fernseh und Rundfunk GmbH, Hannover.

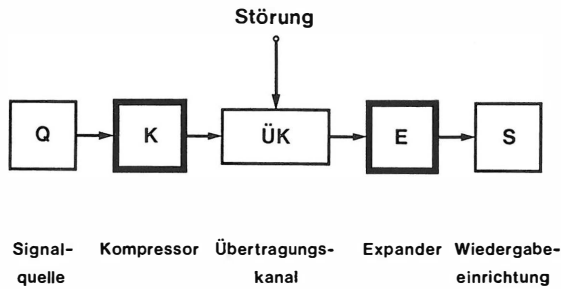


Bild 1

Übertragungssystem mit Kompander

änderung. Eine Rauschstörung z. B., die sich im Übertragungskanal dem Nutzsinal überlagert, durchläuft nur den Expander. Sie wird durch dessen Eigenschaft, schwache Signale im Pegel abzusenken, in ihrer Intensität reduziert. Verständlicherweise nimmt ein Kompander keinen Einfluß auf Störungen, die schon vor der Kompression im zu übertragenden Signal enthalten sind. Sie durchlaufen wie das Nutzsinal Kompressor und Expander und werden damit wie dieses nicht verändert. Die Kompression sollte demnach – wenn möglich – unmittelbar hinter der Quelle, die Expansion unmittelbar vor der Senke vorgenommen werden.

Die Grundforderungen, die an einen idealen Kompander zu stellen sind, lassen sich folgendermaßen zusammenfassen:

1. Der Kompander muß eine ausreichend störunterdrückende Wirkung besitzen,
2. er darf keine bemerkbare Veränderung des zu übertragenden Signals hervorrufen.

Für bestimmte Anwendungen, auf die später noch im einzelnen eingegangen wird, ist allerdings noch die Zusatzbedingung zu stellen, daß auch ein nur einseitig durch Kompression bearbeitetes Signal ohne entsprechende Expansion eine akzeptable Wiederabequalität ermöglichen soll.

Aus den Grundforderungen lassen sich die im folgenden aufgeführten Einzelanforderungen an ein Kompandersystem ableiten:

1. Für eine wirksame Störunterdrückung müssen eine genügend hohe Kompression und eine entsprechend hohe Expansion vorgesehen sein.
2. Es muß eine gute Entsprechung zwischen Dynamikkompressor und -expander bestehen. Ein nicht genau komplementäres Verhalten der beiden Komponenten führt zu einer Verfälschung des Nutzsinal. Die genaue Einhaltung des komplementären Verhaltens auch bei hoher Kompression und Expansion erfordert ein Schaltungsprinzip, das eine sehr definierte Herstellung der entsprechenden Kennlinien ermöglicht.
3. Das komplementäre Verhalten von Kompressor und Expander sollte auch dann gewahrt bleiben, wenn auf der Ausgangsseite des Übertragungskanals keine eindeutige Information über die Aussteuerung auf der Eingangsseite vorliegt, d. h. wenn z. B. mit einem Pegelversatz zwischen Aufnahme und Wiedergabe gerechnet werden muß.
4. Bei Abweichungen der Übertragungsfaktoren der Übertragungs- und Speichereinrichtungen von ih-

ren Sollwerten darf der Expander nicht zu einer zusätzlichen Änderung der Verhältnisse der in einem Schallereignis enthaltenen Spektralkomponenten zueinander veranlaßt werden.

5. Es muß eine wirksame Pegelabsenkung der Störgeräusche auch dann gegeben sein, wenn das Nutzsinal zwar einen hohen Pegel besitzt, aber trotzdem nicht in der Lage ist, ein Störgeräusch zu verdecken. Diese letzte Forderung hat ihre Begründung in dem bekannten akustischen Phänomen, wonach ein lauter Ton einen leisen nur dann verdeckt, wenn die Frequenz des leisen Tons in der Nachbarschaft der Frequenz des lauten Tons liegt.
6. Es muß verhindert sein, daß das im Expander abgesenkte Störgeräusch durch das Nutzsinal hörbar moduliert wird.

Es war das Ziel der Telefunken-Entwicklung, diese Forderungen möglichst vollständig zu erfüllen. Bei der Erörterung der Einzelprobleme wird sich allerdings herausstellen, daß ein System nicht in der Lage ist, allen Anforderungen gleichzeitig zu genügen. Es muß immer auf die Erfüllung mindestens einer der Forderungen verzichtet werden. Welche der Forderungen das zweckmäßigerweise sein sollte, hängt vom Hauptanwendungsgebiet des Kompanders ab.

2. Schaltungsprinzip und Grundaufbau

2.1. Der Kompressor

Das Aufbauprinzip des Kompressors geht aus Bild 2 hervor. Er besteht aus mehreren in Kette geschalteten gleichartigen Verstärkern V_1 bis V_n . Die Übertragungsfaktoren dieser Verstärker sind veränderbar. Die Verstellgröße für die Übertragungsfaktoren wird über einen Gleichrichter aus dem Signal am Ausgang von V_n gewonnen. Die Verstärker

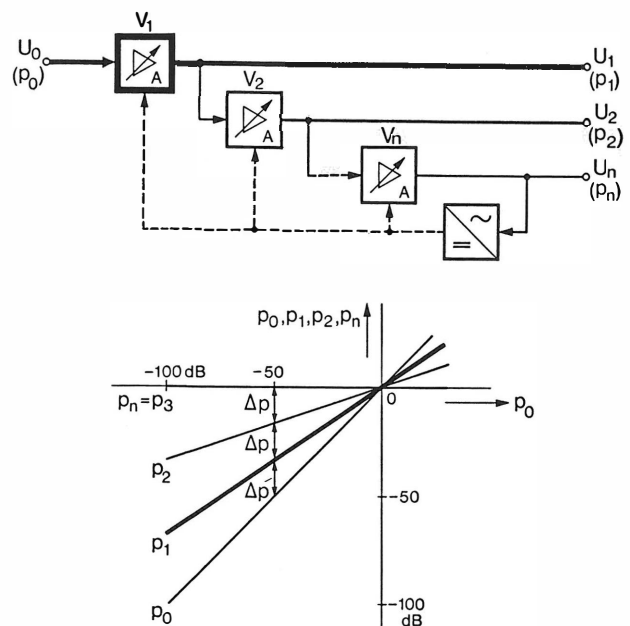


Bild 2

Kompressor

 oben: Schaltungsprinzip
 unten: Kennlinien

sind dadurch in einem Regelkreis derart angeordnet, daß der Signalpegel am Ausgang des letzten Verstärkers unabhängig von der Höhe des Eingangspegels auf einem vorgegebenen konstanten Wert gehalten wird.

Da die Verstärker V_1 bis V_n voraussetzungsgemäß alle gleich sind und auch gleichsinnig in ihrer Verstärkung verändert werden, sind im stationären Zustand und bei sinusförmiger Anregung die Signale an den verschiedenen Verstärkerausgängen, dargestellt durch die komplexen Zeiger $\underline{U}_\nu$, mit dem Eingangssignal $\underline{U}_0$ verknüpft nach der Beziehung

$$\underline{U}_\nu = \underline{U}_0 \cdot A^\nu \quad \text{für } \nu = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

mit A als dem im allgemeinen komplexen Übertragungsfaktor des Einzelverstärkers.

Mit der Voraussetzung, daß die Signalamplitude am Ausgang von V_n konstant gehalten wird, wird $|A|$ eine eindeutige Funktion vom Betrag der Eingangsamplitude. Damit läßt sich für die Beträge der entsprechenden Zeiger schreiben

$$\frac{U_\nu}{U_n} = \left[\frac{U_0}{U_n} \right]^{1-\frac{\nu}{n}} \quad \text{für } \nu = 1, 2, \dots, n \quad (2)$$

mit U_n als Bezugswert. (Wenn ein Mißverständnis ausgeschlossen werden kann, werden zur Bezeichnung von Zeigerbeträgen lateinische Buchstaben ohne Unterstreichung verwendet.) Daraus erhält man schließlich als logarithmische Maße für die Signalhöhe die relativen Pegel

$$p_\nu = p_0 \left(1 - \frac{\nu}{n} \right) \quad \text{für } \nu = 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

Die graphische Übersetzung der Gleichung 3 zeigt für eine Verstärkeranzahl $n = 3$ das **Bild 2**. Wählt man als Kompressor Ausgangssignal das Signal am Ausgang des ersten Verstärkers, so erhält man in der Schreibweise der Gleichung (1) ($\nu = 1$)

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_0 \cdot A \quad (1a)$$

und entsprechend der Gleichung (3)

$$p_1 = p_0 \cdot \frac{2}{3} \quad (3a)$$

Dieser das Verhalten des Kompressors beschreibende Pegelverlauf ist in **Bild 2** stark ausgezogen dargestellt. Entsprechend der Steigung der Geraden von $\frac{2}{3}$ wird z. B. eine Dynamik von 90 dB auf 60 dB komprimiert.

2.2. Der Expander

Den grundsätzlichen Aufbau des Expanders zeigt **Bild 3**. Der Expander besitzt insgesamt die gleiche Anzahl Verstärker wie der Kompressor. Während aber im Kompressor nur gleichartige Verstärker verwendet werden, enthält der Expander zwei unterschiedliche Verstärkerarten.

Nachdem das zu übertragende Signal den Kompressor und den Übertragungskanal durchlaufen hat, wird es im Expander verzweigt. Es wird einmal einer Verstärkerkette zugeführt, die den gleichen Aufbau besitzt wie die Verstärkerkette im Kompressor, aber einen Verstärker weniger enthält. Diese Verstärker sind in **Bild 3** mit V'_2 bis V'_n bezeichnet. Sie werden in gleicher Weise wie die Verstärker im Kompressor über einen Gleichrichter und Rückführungen so in ihrer Verstärkung beeinflusst, daß die

Signalamplitude am Ausgang des letzten Verstärkers wieder auf dem gleichen vorgegebenen Wert $U'_n = U_n$ gehalten wird.

Dementsprechend werden die Signale $\underline{U}'_2$ bis $\underline{U}'_n$

$$\underline{U}'_\nu = \underline{U}'_1 \cdot A'^{\nu-1} \quad \text{für } \nu = 2, 3, \dots, n \quad (4)$$

wobei A' der Übertragungsfaktor des einzelnen Expanderverstärkers darstellt. Die wieder auf U_n bezogenen Signalamplituden werden

$$\frac{U'_\nu}{U_n} = \left[\frac{U'_1}{U_n} \right]^{\frac{n-\nu}{n-1}} \quad \text{für } \nu = 2, 3, \dots, n \quad (5)$$

Die entsprechenden Pegelbeziehungen sind

$$p'_\nu = p'_1 \cdot \frac{n-\nu}{n-1} \quad \text{für } \nu = 2, 3, \dots, n \quad (6)$$

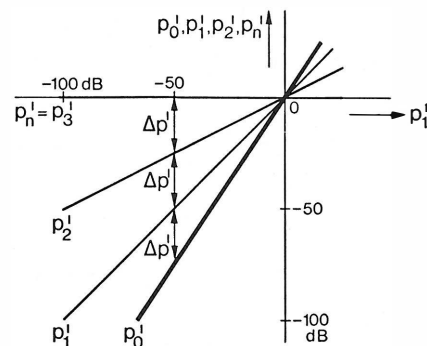
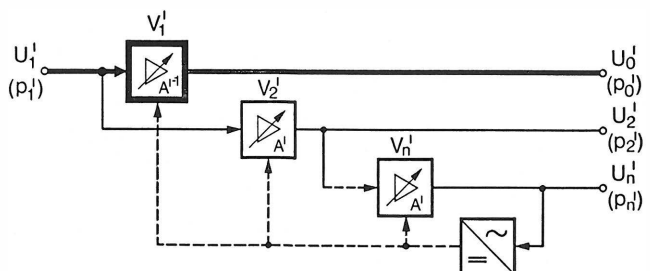


Bild 3

Expander

oben: Schaltungsprinzip
unten: Kennlinien

Unterstellt man, daß das Eingangssignal des Expanders $\underline{U}'_1$ mit dem Ausgangssignal des Kompressors $\underline{U}_1$ identisch ist, so werden

$$\frac{U'_\nu}{U_n} = \left[\frac{U_0}{U_n} \right]^{1-\frac{\nu}{n}} \quad \text{für } \nu = 1, 2, \dots, n \quad (7)$$

Der Vergleich der Gleichungen (2) und (7) zeigt, daß unter der Voraussetzung der Identität von $\underline{U}'_1$ und $\underline{U}_1$ alle gestrichenen Amplitudengrößen U'_2 bis U'_n des Expanders mit den ungestrichenen Größen U_2 bis U_n des Kompressors übereinstimmen.

Setzt man nun weiterhin voraus, daß der Aufbau der Verstärker V'_2 bis V'_n dem der Verstärker V_1 bis V_n gleich ist, so müssen die genannten gestrichenen und ungestrichenen Größen nicht nur betragsmäßig, sondern auch bezüglich ihrer Phase gleich sein. Daraus resultiert dann auch die Gleichheit der Übertragungsfaktoren A und A' .

Damit sind alle im Kompressor auftretenden Größen im Expander reproduziert, nur noch nicht das Kompressoreingangssignal $\underline{U}_0$. Es läßt sich in einfacher Weise dadurch wiedergewinnen, daß man das

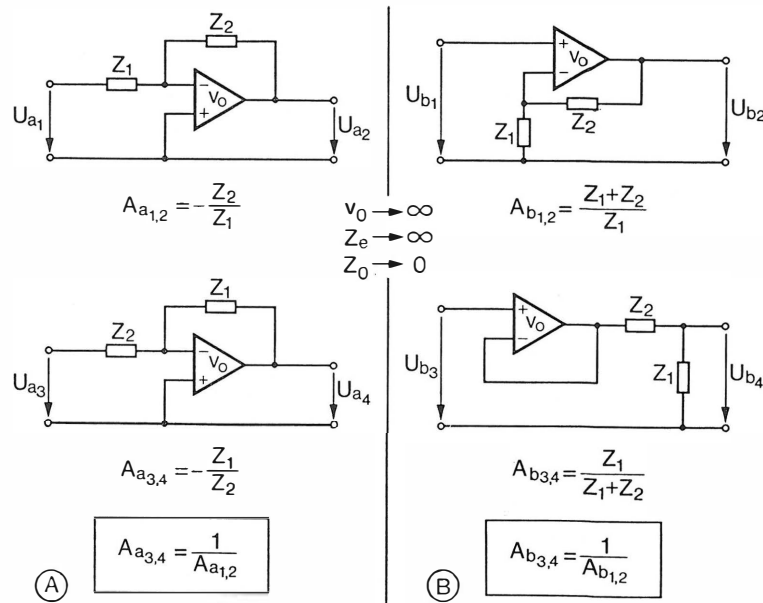


Bild 4

Kehrwertbildung von Übertragungsfaktoren: Schaltungsbeispiele

Expandereingangssignal nicht nur der Verstärkerkette V'_2 bis V'_n zuführt, sondern zusätzlich einem Übertragungsglied, dessen Übertragungsfaktor gleich dem Kehrwert von dem des Einzelverstärkers der Kette ist, also A^{-1} . Das am Ausgang dieses Gliedes auftretende Signal wird dann gemäß der Beziehung

$$\underline{U}'_o = \underline{U}'_1 \cdot A^{-1} = \underline{U}_o$$

wieder gleich dem Eingangssignal des Kompressors. Bild 4 zeigt zwei Schaltungsanordnungen, mit denen sich die Kehrwertbildung des Übertragungsfaktors mit hinreichender Genauigkeit herstellen läßt. In beiden Fällen wird die Kehrwertbildung mit identischen Bauelementen erreicht; es wird lediglich ihre Anordnung verändert. Die Verstellung der Verstärkung geschieht mit Hilfe elektronisch steuerbarer Widerstände in der Verstärkeraußenbeschaltung.

Der Pegelverlauf am Ausgang des Expanders in Abhängigkeit von dem an seinem Eingang wird beschrieben durch

$$p'_o = p'_1 \cdot \frac{3}{2} \quad (6a)$$

Die vollständige Schar der Expanderpegelverläufe entsprechend den Gleichungen (6) und (6a) ist – wieder für die Verstärkeranzahl $n = 3$ – in Bild 3 dargestellt. Die stark ausgezogene Expansionskennlinie zeigt mit einer Steigerung von $3/2$ das genau komplementäre Verhalten zur Kompressionskennlinie mit der Steigung $2/3$.

2.3. Das Gesamtsystem

Die vorausgesetzte Gleichheit zwischen den Signalen $\underline{U}_1$ und $\underline{U}'_1$ kann in der Praxis natürlich nie genau erfüllt sein. Sie würde nämlich voraussetzen, daß der Übertragungsfaktor des Übertragungskanal identisch 1 wäre und außerdem, daß der Übertragungskanal keinen eigenen Störbeitrag liefert. Abweichungen vom Idealverhalten eines Übertragungskanal führen zu sogenannten „Tracking-Fehlern“. Sie äußern sich in einer Veränderung des Signalpe-

gels des reproduzierten gegenüber dem des Originalsignals. Hervorgerufen werden sie dadurch, daß aufgrund der Signalveränderung auf der Übertragungsstrecke auch die Erkennungsschaltung für den Signalpegel im Expander einen falschen Signalwert sieht. Es kommt darauf an, daß auch bei Abweichungen des Übertragungskanal vom Idealverhalten die durch den Komponder verursachten Signaländerungen unmerkbar bleiben.

Gerade in der Unempfindlichkeit gegen Fehler der Übertragungseinrichtung zeigt sich die Leistungsfähigkeit des hier beschriebenen Kompondierungsverfahrens. Sie ist auf die geraden Kompressions- und Expansionskennlinien zurückzuführen.

Betrachten wir zunächst den Fall, daß der Übertragungsfaktor im zu übertragenden Frequenzbereich von 1 abweicht. Bei dem hierdurch entstehenden „Mistracking“ wird der vom Nutzsignal tatsächlich überstrichene Pegelbereich gegenüber dem Sollbereich zwar verschoben, nicht aber vergrößert oder verkleinert. Das bedeutet im Falle eines Audiosignals, daß zwar die Lautstärke, nicht aber die Dynamik des wiedergegebenen Schallereignisses gegenüber dem Original verändert wird. Wenn die Lautstärke auf der Wiedergabeseite individuell eingestellt wird, kann ein „Mistracking“, das durch Abweichungen vom Sollzustand des Übertragungskanal entsteht, grundsätzlich nicht bemerkt werden.

Etwas anders liegen die Verhältnisse dann, wenn das „Mistracking“ durch additive aus dem Übertragungskanal stammende Störsignale entsteht. Deren relativer Einfluß auf das übertragene Signal hängt vom jeweiligen Signalpegel ab. Er ist bei kleinen Signalpegeln stärker als bei großen. Durch additive Störsignale entsteht also neben einer Lautstärkegrundsätzlich auch eine Dynamikverfälschung, allerdings nur in dem Maße, in dem die Größe des Störsignals zur Größe des komprimierten Nutzsignals im Verhältnis steht. Dazu ein Beispiel:

Ein zu verarbeitendes Schallereignis habe eine Dynamik von 90 dB. Besitzt der Kompressor drei in Kette geschaltete Verstärker, wie im früheren Beispiel angenommen wurde, so besitzt das komprimierte Signal eine Dynamik von 60 dB. Nehmen wir an, daß der Störbeitrag des Übertragungskanals auch 60 dB unter dem Vollausssteuerungspegel des Nutzsymbols liegt, so besitzt das dem Expander zugeführte Signal eine Dynamik, die je nach dem Grad der Korrelation zwischen Nutz- und Störsymbol zwischen 57 und 54 dB liegt. Nach der Expansion besitzt das Gesamtsymbol einschließlich des additiven Störanteils eine Dynamik zwischen 85,5 und 81 dB, was einer Dynamik des ursprünglichen Nutzsymbols zwischen 88,5 und 87 dB entspricht.

Das angeführte Beispiel zeigt, daß ein wahrnehmbares „Mistracking“ erst dann auftritt, wenn der Störpegel des Übertragungskanals deutlich über dem Pegel der leisesten Stelle des Nutzsymbols im komprimierten Zustand liegt.

3. Die Kompanderversion für professionelle Anwendungen

Bei der Kompanderausführung für professionelle Anwendungen (Kurzbezeichnung telcom c 4) [4] wird der gesamte zu verarbeitende Frequenzbereich über Frequenzfilter in 4 Teilbereiche unterteilt, die unabhängig voneinander komprimiert werden. Mit einer solchen Frequenzbandaufteilung läßt sich zweierlei erreichen:

1. Die Schnelligkeit der bei Pegeländerungen notwendigen Verstärkungsänderungen läßt sich für schmalbandige Übertragungskanäle besser optimieren.
2. In schmalbandigen Kanälen bleibt die akustische Störgeräuschverdeckung durch ein lautes Nutzsymbols wirksam.

Folgende Frequenzbandaufteilung hat sich als besonders günstig erwiesen:

- Band 1: 35 Hz bis 215 Hz
- Band 2: 215 Hz bis 1450 Hz
- Band 3: 1450 Hz bis 4800 Hz
- Band 4: 4800 Hz bis 16000 Hz

Die maximalen Änderungsgeschwindigkeiten der Verstärkung wurden für die einzelnen Frequenzbänder verschieden gewählt. Dabei wurden für ansteigende und abfallende Signalpegel unterschiedliche Dimensionierungsgesichtspunkte berücksichtigt. Die Änderungsgeschwindigkeit für ansteigende Signalpegel ist so bemessen, daß im Fall eines Pegelsprunges die Verstärkungsverstellung nach einer Viertelperiode der oberen Grenzfrequenz des jeweiligen Frequenzbandes abgeschlossen ist. Dadurch werden Übersteuerungseffekte bei Pegelsprüngen auch ohne die zusätzliche Verwendung eines nichtlinearen Begrenzers zuverlässig verhindert.

Die Änderungsgeschwindigkeit der Verstärkung bei abfallendem Signalpegel wurde mit Rücksicht auf den durch die Verstärkungsänderung verursachten Klirrfaktor festgelegt. Ist nämlich die Änderungsgeschwindigkeit nicht ausreichend langsam, so kommt es schon innerhalb einer Signalperiode zu einer Ver-

stärkungsänderung, die zu einer Signalverzerrung führt.

Die Änderungsgeschwindigkeit wurde so bemessen, daß der hierdurch eintretende systembedingte Klirrfaktor weder bei der Kompression noch bei der Expansion 0,1 % überschreiten kann. Für den Fall, daß der Übertragungsfaktor aller zwischen Kompressor und Expander liegenden Einrichtungen im Übertragungsfrequenzbereich 1 ist, heben sich die systembedingten Verzerrungsprodukte gerade auf. Dies ist darauf zurückzuführen, daß sich Kompressor und Expander auch dynamisch völlig komplementär verhalten.

Damit dieses Verhalten auch noch im Falle eines „Mistracking“, z. B. infolge eines Pegelversatzes zwischen Aufnahme und Wiedergabe gewahrt bleibt, wurde dem Verlauf der Änderungsgeschwindigkeit der Verstärkung ein derartiger Verlauf gegeben, daß für gleiche relative Amplitudensprünge gleiche Anpassungszeiten der Verstärkung an den jeweils neuen Zustand entstehen.

Die Anpaßzeiten sind bei Pegelsprüngen von 10 dB in den einzelnen Frequenzbändern:

- Band 1: $T_1 = 1400$ ms
- Band 2: $T_2 = 230$ ms
- Band 3: $T_3 = 35$ ms
- Band 4: $T_4 = 10$ ms

Die Bemessung der Breite der vier Frequenzbänder erfolgte nach Rauschverdeckungsgesichtspunkten, denn es ist zu beachten, daß im Falle der Vollausssteuerung des Nutzsymbols in einem der Frequenzbänder das in dieses Band fallende Kanalstörgeräusch unvermindert im Ausgangssymbol erscheint. Es muß gewährleistet sein, daß das Nutzsymbols alle in dem betreffenden Frequenzband auftretenden Störgeräusche mindestens so weit verdeckt, daß bei Anwesenheit eines Nutzsymbols ihre Hörbarkeit nicht größer ist als in den Nutzsymbolspausen.

Bei der Bandgrenzenfestlegung beim telcom c 4 wurde die Störgeräuschcharakteristik des diesbezüglich schwächsten Gliedes in einer Studioübertragungskette, nämlich des Magnetbandspeichergerätes, zugrundegelegt. Mit der gewählten Frequenzbandaufteilung wird in der Studioanwendung ein hörbares „Rauschatmen“ sicher verhindert.

Die professionelle Kompanderversion telcom c 4 erfüllt alle Punkte des in der Einführung aufgestellten Katalogs der Anforderungen an den Idealkompander bis auf den Punkt 4. Weicht nämlich der Betrag des Gesamtübertragungsfaktors aller zwischen Kompressor und Expander liegenden Übertragungs- und Speichereinrichtungen im Arbeitsfrequenzbereich von 1 ab, und ist die Abweichung frequenzabhängig, so kann die Aufteilung in 4 Frequenzbänder zu einem zusätzlichen Frequenzgangfehler im Expanderausgangssymbol führen. Ein durch die Übertragungseinrichtung verursachter Abfall höherfrequenter Symbolanteile zum Beispiel kann durch den Expander verstärkt werden. Eine frequenzunabhängige Abweichung vom Wert 1 bringt wie ein Pegelversatz zwischen Aufnahme und Wiedergabe keine „Veränderung der Spektralanteile“ des Ausgangssymbols zu einander.

Es ist also darauf zu achten, daß die Übertragung zwischen Kompressor und Expander frei ist von linearen Verzerrungen. Auf ein genaues Einpegeln der Anlagekomponenten mit Rücksicht auf den Kompander kann dagegen verzichtet werden.

4. Die Kompanderversion für Konsumanwendungen

Zur Erzielung der nahezu idealen Eigenschaften der Kompanderversion für professionelle Anwendungen ist der geschilderte, nicht unerhebliche Aufwand gerechtfertigt, insbesondere die Aufteilung des gesamten Hörfrequenzbereiches in vier unabhängige Teilbereiche. Bei einer Kompandervariante für Anwendungen im Konsumbereich ist ein solcher Aufwand in der Regel nicht möglich, aber auch nicht notwendig.

Im folgenden werden zwei Kompanderausführungsformen behandelt, bei denen unterschiedliche Vereinfachungsmaßnahmen gegenüber der professionellen Version durchgeführt sind, und die dementsprechend unterschiedliches Verhalten zeigen, obwohl sie auf dem gleichen, früher erläuterten Prinzip der Pegelteilung durch in Kette geschaltete gleichartige Verstärker beruhen.

4.1. Der Sliding-Band-Kompander

Mit dieser Variante werden nur mittel- und höherfrequente Signalkomponenten einer Kompandierung unterzogen. Dabei hängt die Frequenzgrenze, oberhalb der die Kompandierung stattfindet, von der Verteilung der Spektralanteile im zu übertragenden Signal selbst ab. Die Grenze verschiebt sich je nach Signalform selbsttätig, daher der Name „Sliding-Band“.

Den Prinzipaufbau des Sliding-Band-Kompressors zeigt **Bild 5**. Sieht man von der Signalsubtraktion $U_2 - U_0$ vor dem Gleichrichter einmal ab, so stimmt diese Schaltung im Aufbau mit der allgemeinen Schaltung in **Bild 2** überein. Die Verstärkerkette besitzt hier die kleinstmögliche Anzahl der Verstärker, nämlich $n = 2$. Bei festgehaltenem Signalpegel am Eingang der Gleichrichterschaltung ergibt sich damit eine Kompressionskennlinie mit einer Steigung im Pegeldiagramm von $1/2$. Die Stellglieder für die Verstärkungsänderung sind veränderbare ohmsche Widerstände. In den ausgeführten Schaltungen sind sie in Form von Diodenbrücken realisiert, deren differentieller Widerstand durch Verschieben der Arbeitspunkte auf

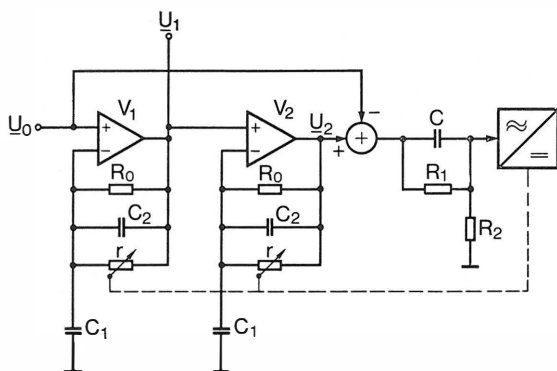


Bild 5

Sliding-Band-Kompander: Prinzipaufbau des Kompressors

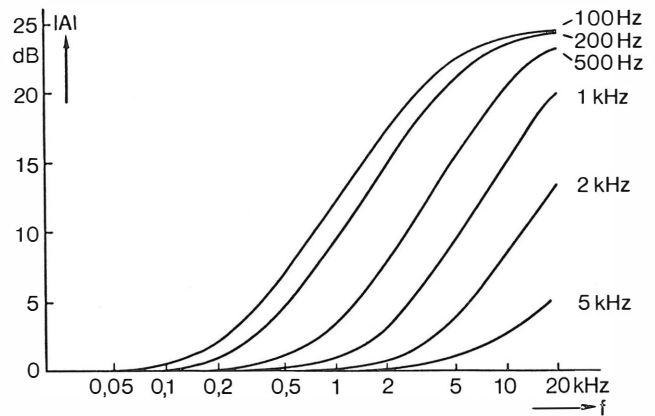


Bild 6

Sliding-Band-Kurven für den Kompressor

den Diodenkennlinien variiert wird. Die Widerstände liegen in der Rückkopplungsbeschaltung zweier Operationsverstärker und verändern deren frequenzabhängigen Übertragungsfaktor A nach der Beziehung

$$A = \frac{1 + \frac{R_0}{r} + j\omega R_0 (C_1 + C_2)}{1 + \frac{R_0}{r} + j\omega R_0 C_2} \quad (8)$$

mit $R_0 = 33 \text{ k}\Omega$; $R_0 C_1 \approx 720 \mu\text{s}$; $R_0 C_2 \approx 50 \mu\text{s}$

Der Beziehung ist zu entnehmen, daß der Übertragungsfaktor auch dann, wenn der variable Widerstand zwischen den Werten 0 und ∞ veränderbar wäre, sich betragsmäßig nur zwischen den Werten 1 und $(C_1 + C_2)/C_2$ bewegen kann.

Der Änderungsbereich wurde so gewählt, daß mit ihm einerseits eine ausreichend hohe Kompandierung möglich ist, andererseits aber auch mit in der Konsumelektronik üblichen Bauelementetoleranzen noch eine einwandfreie Einhaltung der Kompandierungsparameter garantiert werden kann.

Daraus resultiert, daß der Kompander sein ursprünglich unterstelltes Sollverhalten, nämlich die Konstanzhaltung der Signalamplitude am Gleichrichtereingang, auch nur in einem begrenzten Pegelbereich des Eingangssignals erfüllen kann. Hinzu kommt, daß dieser Pegelbereich frequenzabhängig ist.

Würde man auf die Subtraktion des Eingangssignals U_0 vor dem Gleichrichter verzichten, so würde bei einer der Spannungsamplitude am Gleichrichtereingang gleichenden Eingangsamplitude der theoretisch kleinste Wert des Übertragungsfaktors $A = 1$ erreicht sein, und dies unabhängig von der Frequenz des Eingangssignals. Bei einer weiteren Erhöhung der Amplitude bliebe dieser Übertragungszustand erhalten. Für alle größeren Signale würde also keine Kompression eintreten. Dies wird durch die Subtraktion des Eingangssignals vom Ausgangssignal des letzten Verstärkers vor dem Gleichrichter verhindert. Der Übertragungsfaktor bleibt dem Betrag nach immer größer als 1 und für alle Werte des Eingangspegels frequenzabhängig. **Bild 6** zeigt verschiedene Frequenzgänge des Betrags des Übertragungsfaktors, die sich bei Vorgabe eines sinusförmigen Eingangssignals mit „Vollaussteuerung“ (0 dB) einstellen. Parameter für die einzelnen Kurven ist

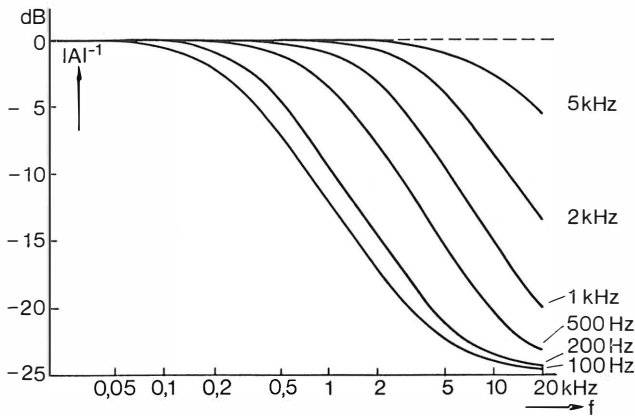


Bild 7
Sliding-Band-Kurven für den Expander

die Frequenz des Eingangssignals. Man sieht, daß sich die Kurven in Abhängigkeit von der Frequenz des Eingangssignals so verschieben, daß das Eingangssignal mit Vollaussteuerung von einer Kompression praktisch ausgenommen bleibt. Die entsprechenden Expansionsfrequenzgänge zeigt **Bild 7**. Sie stellen gleichzeitig die Frequenzgänge dar, mit denen die aus dem Kanal stammenden Geräusche durch den Expander bewertet werden. Man kann **Bild 7** entnehmen, daß das Nutzsignal bei Vollaussteuerung im Expander um ca. 1 dB, höherfrequente Störkomponenten aber um bis zu 24 dB abgesenkt werden.

Mit Hilfe des Sliding-Band-Verfahrens wird also ein ähnliches Verhalten erzielt wie durch die früher erläuterte Aufteilung des gesamten Übertragungsfrequenzbereiches in mehrere Teilbereiche und die getrennte Kompandierung in diesen Bereichen. Auch hier wird bei hohen Nutzsignalpegeln eine merkliche Kompandierung auf Frequenzbereiche beschränkt, die außerhalb des durch starke Nutzsignal-Spektralanteile belegten Bereichs liegen. Besitzt ein Nutzsignal bei Vollaussteuerung beispielsweise im wesentlichen nur Spektralkomponenten unterhalb 100 Hz, so gilt im Sliding-Band-Fall die Störsignalbewer-

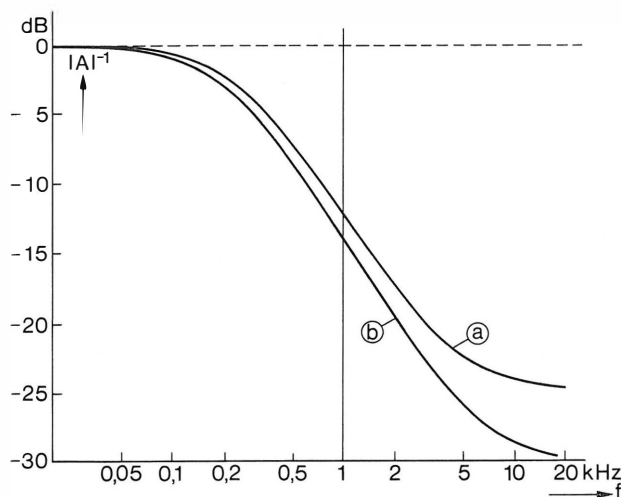


Bild 8
Störsignalbewertungskurven bei Anwesenheit tieffrequenter Nutzsignale
a) Sliding-Band-Kompander
b) telecom c 4

tungskurve (a) im **Bild 8**, im Falle des professionellen Kompanders die Gesamtbewertungskurve (b). (Die wiedergegebene Gesamtbewertungskurve (b) entsteht bei Berücksichtigung der hier nicht näher beschriebenen Übertragungscharakteristiken der durch die Frequenzbandaufteilung entstehenden vier Einzelkanäle und mit der Annahme eines Kanalstörabstandes von 60 dB.) In beiden Fällen werden also die Spektralkomponenten, die durch das starke niederfrequente Nutzsignal nicht verdeckt werden können, in ähnlicher Weise abgesenkt.

Unterschiede im Verhalten der beiden Kompanderformen zeigen sich dann, wenn, was allerdings weit seltener vorkommt, ein starkes Nutzsignal nur Spektralkomponenten bei hohen Frequenzen besitzt. Liegen sie, wie z. B. im Triangelklang, im wesentlichen oberhalb 8 kHz, so gelten die Störsignalbewer-

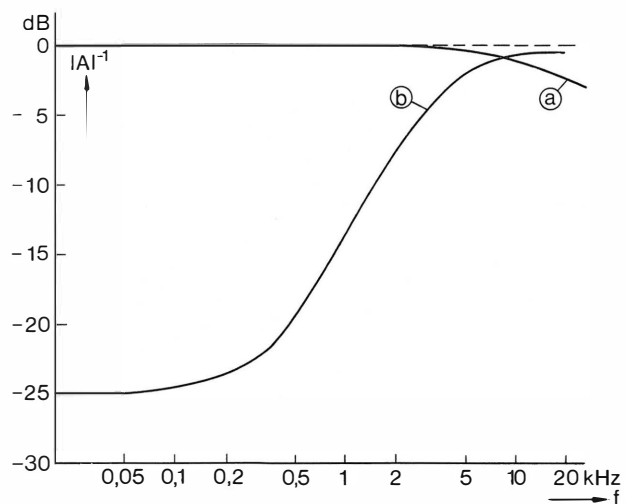


Bild 9
Störsignalbewertungskurven bei Anwesenheit höherfrequenter Nutzsignale
a) Sliding-Band-Kompander
b) telecom c 4

kurven in **Bild 9**. Während durch den professionellen Kompander das nicht verdeckbare niederfrequente Störgeräusch abgesenkt wird, bleibt es im Falle des Sliding-Band-Kompanders bestehen.

Verwendet man den Kompander in Verbindung mit Magnetbandgeräten, so ist zu berücksichtigen, daß die Aussteuerbarkeit der Bänder bei hohen Frequenzen zurückgeht. Dem kann in verschiedener Weise Rechnung getragen werden. Fügt man beispielsweise in der Schaltung in **Bild 5** zwischen dem Signalsummiationspunkt und dem Gleichrichter ein Netzwerk zur Höhenanhebung ein, dann wird nicht die Signalamplitude $U_2 - U_0$ konstant gehalten, sondern die Amplitude vor dem Gleichrichter

$$(U_2 - U_0) A_H$$

mit A_H als Übertragungsfaktor des Höhenanhebungsnetzwerkes. Dadurch erfahren die Ausgangssignale aller Verstärker, also auch das Kompressoraustragsignal eine Höhenabsenkung, merklich allerdings nur im Bereich mittlerer Signalpegel.

Eine zweite Methode, die verringerte Aussteuerbarkeit von Magnetbändern bei hohen Frequenzen zu berücksichtigen, besteht in einer Höhenabsenkung

vor der Kompression und einer entsprechenden Anhebung nach der Expansion. Diese Methode ist im Gegensatz zur ersten bei allen, also auch bei den vom Magnetband besonders schlecht übertragbaren hohen Signalpegeln wirksam. Damit ist natürlich eine Verringerung des durch die Kompandierung erreichbaren Störabstandsgewinns verbunden. Da dieser Gewinn aber ohne die erläuterte Zusatzmaßnahme ca. 20 dB beträgt, ist der Verlust von einigen dB verkraftbar.

Mit der zuletzt beschriebenen Methode läßt sich die Leistungsfähigkeit des Kompanders nicht nur zur Störabstandsverbesserung, sondern auch zur Frequenzgangverbesserung von Magnetbandgeräten ausnutzen. Im Sliding-Band-Kompander von Telefunken wird von beiden Methoden der Höhenabsenkung vor der Aufzeichnung Gebrauch gemacht. Sein Gesamtverhalten ist den Pegelkennlinien in **Bild 10** zu entnehmen. Diese Kennlinien entstehen bei Verwendung monofrequenter Meßsignale. Sie machen

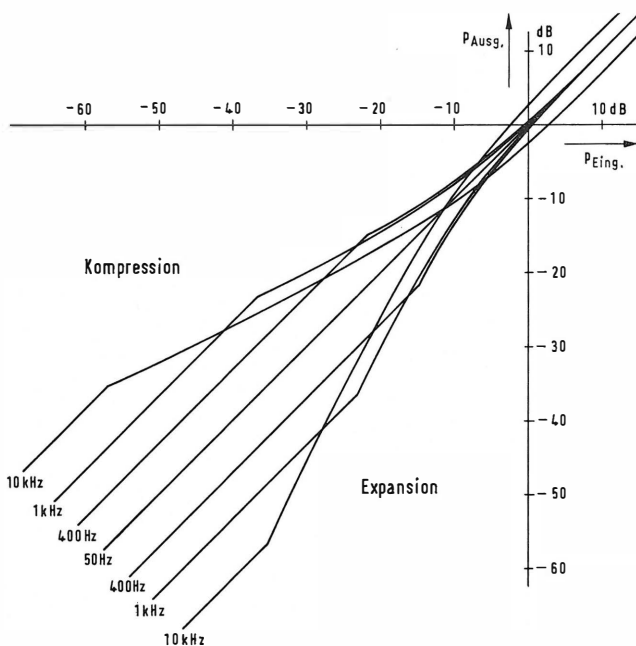


Bild 10
 Sliding-Band-Kompander:
 Kompressions- und Expansionskennlinien

deutlich, daß die Kompandierung einerseits auf mittlere und hohe Signalfrequenzen beschränkt ist, und daß andererseits gemäß der Schaltungsauslegung nach **Bild 5** die durch Kompression und Expansion verursachte Pegeländerung einen frequenzabhängigen Grenzwert erreicht.

Bei der Schaltungsdimensionierung wurde besonderer Wert auf das dynamische Verhalten des Kompanders gelegt. Damit auch bei Signalen mit sehr schnellen Amplitudenänderungen keine hörbaren Übersteuerungseffekte zu befürchten sind, wurde die Änderungsgeschwindigkeit der Verstärkung so gewählt, daß die Maximaländerung von 24 dB in 0,2 ms durchlaufen werden kann [5]. Wenn sehr große Pegelsprünge in noch kürzerer Zeit ablaufen, ein in der Praxis äußerst selten auftretender Fall, tritt ein

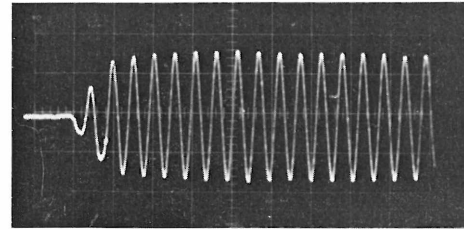


Bild 11
 Sliding-Band-Kompander:
 Expanderausgangssignal bei einem Pegelsprung am
 Kompressorereingang
 gemessen über Kassettenband: 10 kHz, 0 dB

nichtlinearer Begrenzer in Funktion, der parallel zum variablen Widerstand r in **Bild 5** geschaltet ist. Er wird nur bei Pegelsprüngen wirksam, im stationären Zustand wird seine Einsatzschwelle grundsätzlich nicht erreicht. Sogar diese nichtlineare Begrenzung ist im Prinzip in das komplementäre Verhalten von Kompressor und Expander einbezogen. Dabei müssen allerdings bestimmte Eigenschaften des Übertragungskanals unterstellt werden, die bei einem Magnetbandgerät in der Regel nicht gegeben sind. Eine Erörterung dieser Eigenschaften würde aber hier zu weit führen.

Bild 11 soll das Übertragungsverhalten des Kompanders bei Ausgleichsvorgängen verdeutlichen. Es zeigt, gemessen über Kassettenband, den Verlauf des Expanderausgangssignals bei einem Amplitudensprung eines 10-kHz-Eingangssignals von Null auf „Vollaussteuerung“. Der Anstieg des Ausgangssignals vollzieht sich innerhalb von zwei Signalperioden. Ausgleichsvorgänge in Sprach- und Musiksignalen laufen praktisch immer in Zeiten ab, die länger sind als 0,2 ms. Sie erfahren daher bei der geschilderten Form der Kompandierung keine Verfälschung.

Die Änderungsgeschwindigkeit der Verstärkung bei abfallendem Signalpegel wurde so gewählt, daß der systembedingte Klirrfaktor für 1 kHz sowohl bei der Kompression wie auch bei der Expansion unter 0,1 % bleibt. Die Anpassungszeit der Verstärkung an den neuen Zustand bei einem Signalsprung von Vollaussteuerung auf Null beträgt ca. 150 ms. Damit bleibt ein „nachziehendes“ Rauschen bei negativen Pegelsprüngen unterhalb der Hörbarkeitsschwelle.

Die mit dem Sliding-Band-Kompander bei Kassettengeräten erreichbaren Störabstandsgewinne bei Zugrundelegung verschiedener Bandsorten und Meßmethoden sind in **Tabelle 1** zusammengestellt. Für die Messungen wurde das Kassettengerät Nakamichi 1000-II verwendet.

So günstig das Sliding-Band-Verfahren zunächst auch erscheint, es hat auch einige schwerwiegende Nachteile: einmal können mit ihm keine tieffrequenten Störungen, z. B. Brumm, unterdrückt werden. Zum anderen wird im Falle von linearen Frequenzgangverzerrungen durch die Übertragungseinrichtung oder das Magnetbandspeichergerät, aber auch durch frequenzunabhängige Pegelfehler der Expander zur Erzeugung zusätzlicher Frequenzgangfehler veranlaßt. Dieses Fehlverhalten hat in der Praxis bei Geräten, bei denen kein spezieller Pegelabgleich vorgesehen ist, ein noch größeres Gewicht als die Unwirksamkeit des Kompanders bei tieffrequenten Stö-

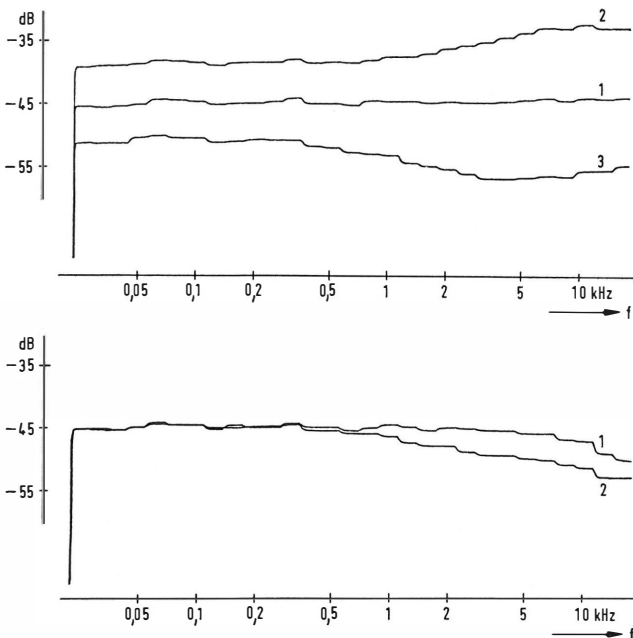


Bild 12

**Sliding-Band-Kompander:
Spektralbewertungskurven**

oben: bei richtiger Einstellung des Expanders (1) und bei Pegelfehleinstellungen von +6 dB (2) und -6 dB (3)
unten: bei einer Höhenabsenkung durch die Übertragungseinrichtung von 3 dB bei 10 kHz ohne (1) und mit Kompander (2)

rungen. Dies zeigen sehr plastisch die Meßkurven in **Bild 12**. Sie sind das Ergebnis einer Terzfilteranalyse bei Verwendung von „rosa Rauschen“ (Rauschspektrum bewertet mit -3 dB/Okt.) als Meßsignal.

Die Kurven in **Bild 12** zeigen oben die Auswirkungen einer Pegelfehleinstellung im Expander von ± 6 dB, unten die Auswirkungen eines durch die Übertragungseinrichtung verursachten Höhenabfalls von 3 dB bei 10 kHz.

Die beiden aufgeführten Nachteile des Sliding-Band-Kompanders lassen sich vermeiden, wenn man eine frequenzunabhängige Kompandierung mit einer im folgenden als Breitbandkompander bezeichneten Einrichtung durchführt.

4.2. Der Breitbandkompander

Der Breitbandkompander ist dadurch gekennzeichnet, daß alle die Frequenzgänge der Kompressor- und Expanderausgangssignale beeinflussenden

Einrichtungen pegelunabhängig arbeiten. Die entsprechende Gesamtanordnung zeigt **Bild 13**.

Kompressor und Expander zeigen wieder den in den **Bildern 2** und **4** dargestellten Grundaufbau. Jede der Kompressorkomponenten (1) mit verstärkenden Eigenschaften besteht hier im Detail aus einem Höhenanhebungsnetzwerk und dem eigentlichen Verstärker. Die zugehörige Expanderkomponente (2), deren Übertragungsfaktor durch Inversion des entsprechenden Kompressorübertragungsfaktors entsteht, besteht demnach aus einem Verstärker und einem Höhenabsenkungsnetzwerk. Zur Vermeidung von Bandübersteuerungseffekten bei hohen Frequenzen wird auch im Breitbandkompander von zwei Höhenabsenkungsmethoden Gebrauch gemacht. Dazu dienen die Schaltungsglieder (3), (4) und (5). Die Breitbandschaltung ist insgesamt so ausgelegt, daß ein 10-kHz-Signal durch die linearen Frequenzgangverzerrungsmaßnahmen bei Pegelwerten, die mehr als 12 dB unter Vollaussteuerung liegen, vor der Aufzeichnung angehoben wird, daß es aber für Pegelwerte oberhalb dieser Grenze gegenüber dem Fall ohne Kompandierung abgesenkt wird. Die Überführung des Kompressors in den Expander gelingt auch beim Breitbandkompander durch „Umordnung“ identischer Bauelemente.

Die Höhenabsenkung in der Verstärkungseinheit (2) (Deemphasis) in Verbindung mit der dazu komplementären Vorverzerrungsmaßnahme in der Einheit (1) (Preemphasis) dient dem gleichen Zweck wie die Bandgrenzenverschiebung nach dem Sliding-Band-Verfahren. Sie bringt eine Absenkung der mittel- und höherfrequenten Anteile des Kanalstörgeräusches, wenn das Nutzsignal nicht in der Lage ist, diese Störanteile durch Verdeckung unhörbar zu machen. Der Übertragungsfaktor des verwendeten Höhenanhebungsnetzwerks ist gegeben durch

$$A_H = \frac{1 + j f/f_1}{1 + j f/f_2}$$

mit

$$f_1 = 1,2 \text{ kHz und } f_2 = 3,5 \text{ kHz}$$

Wie die Sliding-Band-Methode, so bringt allerdings auch dieses Verfahren einen Erfolg nur bei Vorliegen von vorwiegend tief- und mittelfrequenten Nutzsignalen.

Das hervorstechende Merkmal des Breitbandkompanders ist eine Unempfindlichkeit gegenüber Frequenzgangverzerrungen der mit ihm verwendeten Übertragungs- und Speichereinrichtungen. Diese Eigenschaft zeichnet ihn sogar vor der professionellen

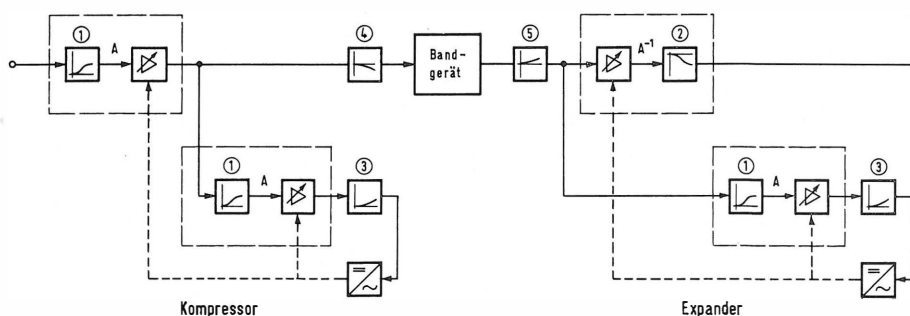
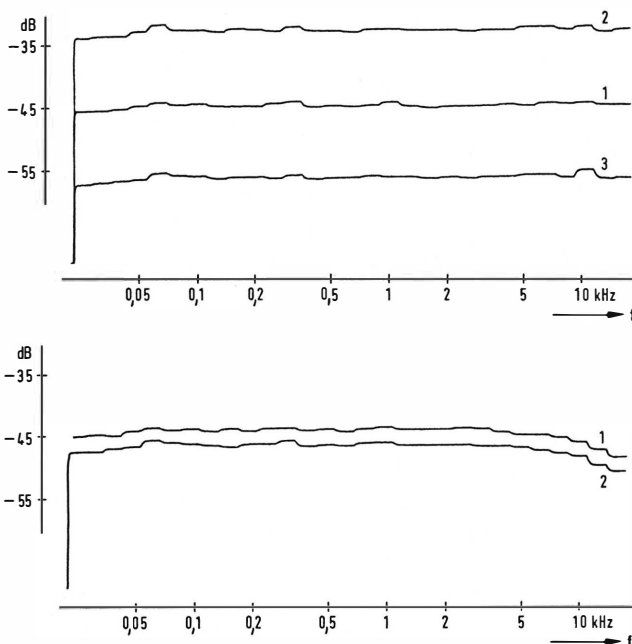


Bild 13

Breitbandkompander: Aufbauprinzip

Version telcom c 4 aus, die ja nur unempfindlich gegen frequenzunabhängige Pegelfehler ist. Dies ist unmittelbar den **Bildern 14 oben** und **14 unten** zu entnehmen. Die Kurven sind wieder Ergebnisse einer Terzfilteranalyse bei Verwendung von „rosa Rauschen“ als Meßsignal. Die Kurven in **Bild 14** zeigen oben die Auswirkungen einer Pegelfehleinstellung im Expander von ± 6 dB und unten die Auswirkungen eines durch die Übertragungseinrichtungen verursachten Höhenabfalls von 3 dB bei 10 kHz. Alle Meßkurven weisen aus, daß der Kompander keine Frequenzgangfehler verursacht. Es ist anzumerken, daß die herkömmliche Frequenzgangmeßmethode hier ein anderes Ergebnis liefern würde. Dies hängt damit zusammen, daß es sich bei einem Kompander trotz seines scheinbar linearen Verhaltens um ein nicht-lineares Übertragungsgebilde handelt. Aus diesem Grunde kann aus dem Ergebnis einer klassischen Frequenzgangmessung nicht auf die Gewichtung „gleichzeitig“ auftretender Spektralanteile in einem Schallereignis geschlossen werden.

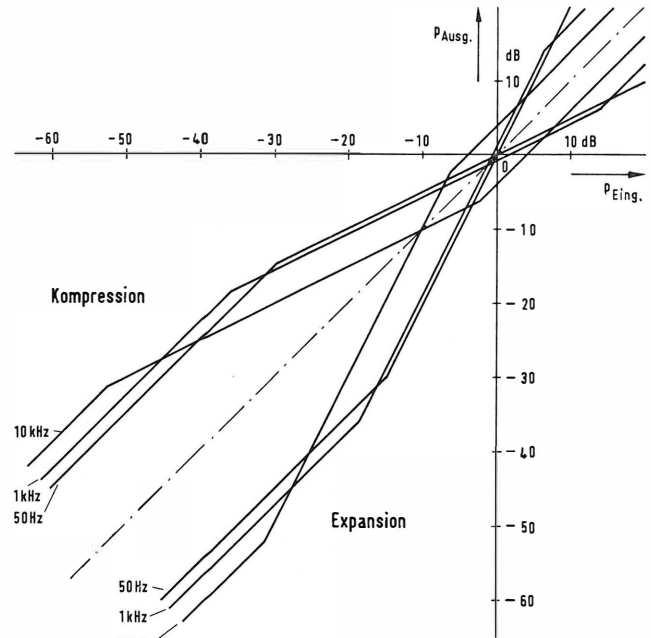
**Bild 14****Breitbandkompander:****Spektralbewertungskurven**

oben: bei richtiger Einstellung des Expanders (1) und bei Pegelfehleinstellungen von +6 dB (2) und -6 dB (3)

unten: bei einer Höhenabsenkung durch die Übertragungseinrichtung von 3 dB bei 10 kHz ohne (1) und mit Kompander (2)

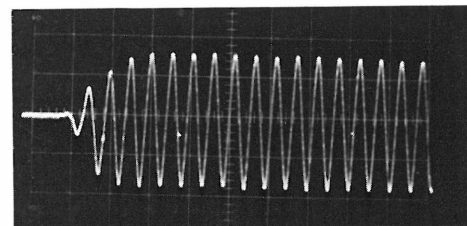
Das weitere Verhalten der Breitbandversion geht aus den Pegelkennlinien in **Bild 15** hervor. Sie zeigen, daß die Kompanidierung sich nicht wie beim telcom c 4 über einen beliebig großen Pegelbereich erstreckt, sondern daß sie bei hohen und niedrigen Pegeln begrenzt ist. Infolge der Höhenanhebung im Kompressor und der entsprechenden Absenkung im Expander erscheinen die Kompanidierungsbereiche bei hohen und tiefen Frequenzen gegeneinander verschoben.

Besondere Sorgfalt muß beim Breitbandkompanider auf die Dimensionierung der Schaltungsteile verwendet werden, die sein dynamisches Verhalten bestimmen, und zwar deswegen, weil sich die Kom-

**Bild 15****Breitbandkompanider:****Kompressions- und Expansionskennlinien**

pandierung einheitlich auf alle Frequenzen von 30 Hz bis 20 kHz erstreckt.

Das Kompanidierungsergebnis bei einem positiven Pegelsprung (10 kHz; 0 dB) zeigt **Bild 16**. Das Bild läßt im Vergleich mit **Bild 11** ein ähnlich gutes Verhalten wie beim Sliding-Band-Kompanider erkennen. Bei negativen Pegelsprüngen ist zu beachten, daß der Vorgang der Verstärkungsänderung sich so vollzieht, daß auch bei der tiefsten mit der Kompanidierung noch erfaßten Frequenz, nämlich 30 Hz, eine vorgegebene Klirrfaktorgrenze nicht überschritten wird. Diese Grenze des systembedingten Klirrfaktors wurde mit 1 % bei 30 Hz festgelegt. Sie nimmt mit steigender Frequenz des Nutzsignals ab und erreicht bei ca. 300 Hz wieder 0,1 %. Diese Werte werden erreicht, obwohl die Anpassungszeit der Verstärkung an den neuen Zustand bei einem Signalsprung von Vollaussteuerung auf Null wieder weniger als 200 ms beträgt. Dazu wurde ein spezieller Verlauf der Verstärkungsänderung mit Verzögerungscharakter gewählt. Die Leistungsfähigkeit des Telefunken-Breitbandkompaniders geht aus der **Tabelle 2** hervor. Es sind wieder wie in **Tabelle 1** verschiedene Bandarten und Meßmethoden berücksichtigt.

**Bild 16****Breitbandkompanider:****Expander Ausgangssignal bei einem Pegelsprung am Kompressoreingang**

gemessen über Cassettenband: 10 kHz, 0 dB

	Fe ₂ O ₃ -Kassette		CrO ₂ -Kassette	
	ohne Komp.	mit Komp.	ohne Komp.	mit Komp.
DIN 45405/CCIR	40 dB	60 dB	44 dB	62 dB
DIN 45511	52 dB	68 dB	57 dB	72 dB

Tabelle 1

Sliding-Band-Kompander:
Geräuschspannungsabstände mit und ohne Kompandierung

	Fe ₂ O ₃ -Kassette		CrO ₂ -Kassette	
	ohne Komp.	mit Komp.	ohne Komp.	mit Komp.
DIN 45405/CCIR	40 dB	62 dB	44 dB	65 dB
DIN 45511	52 dB	72 dB	57 dB	76 dB

Tabelle 2

Breitbandkompander:
Geräuschspannungsabstände mit und ohne Kompandierung

5. Kompanderanwendungen

Die Anwendungsfälle der professionellen Kompanderversion liegen heute überwiegend im Studiobereich, speziell bei der Verarbeitung analoger Signale im Tonfrequenzbereich. Hier gelingt es, durch den Einsatz des telcom c 4 die mit dem Mikrofon erreichte Dynamik praktisch über Speicherung und interne Übertragung hinweg zu retten.

Weitere Anwendungen sind bei der digitalen Signalverarbeitung in Zusammenhang mit der A/D- bzw. D/A-Wandlung zur Aufwandsverringerung der entsprechenden Wandler und Übertragungseinrichtungen zu sehen.

Die Sliding-Band- und die Breitbandversion des Telefunken-Kompanders werden ihre Anwendung vorwiegend im Bereich der Konsumelektronik finden, wenngleich ihre Qualitätsmerkmale eine Verwendung auch auf dem halbprofessionellen Sektor sinnvoll erscheinen lassen. Dabei dürfte der Breitbandversion immer dann der Vorzug gegeben werden, wenn entweder die Unterdrückung auch tieffrequenter Störsignale erwünscht ist oder wenn Schwankungen der Eigenschaften des Übertragungsmediums ein Mistracking befürchten lassen.

Tieffrequente Störungen treten in Audiosignalen häufig in Form von Brummstörungen auf. Hier könnte der Einsatz eines Breitbandkompanders zu einer Qualitätsverbesserung der Übertragungs- und Speichergeräte bei gleichzeitiger Verringerung des Geräteaufwands führen. Ähnliches wäre vom Einsatz eines Breitbandkompanders in der Schallplattenwiedergabe zu erwarten. Auch die Schallplattenwiedergabe kann durch niederfrequente Störsignale, hier in Form von Rumpelstörungen, beeinträchtigt sein; deren Verhinderung ist heute nur mit einem nicht unbeträchtlichen Geräteaufwand möglich. Fernseh-

tonstörungen, die bei der heute üblichen Inter-carrier-Demodulation auftreten, liegen ebenfalls vorwiegend im unteren Tonfrequenzbereich. Hier wäre durch den Einsatz des Breitbandkompanders eine Tonqualität erreichbar, die HiFi-Ansprüchen genügen kann.

Ein Mistracking ist immer dann zu befürchten, wenn die Eigenschaften des Übertragungskanal nicht ausreichend genau bekannt sind. Hierdurch eintretende, vom Kompander veranlaßte Frequenzgangfehler sind heute in der Magnetbandkassettentechnik nicht unüblich. Ihre Ausschaltung ist auch nur durch einen Zusatzaufwand im Gerät, z. B. durch eine bei einem Kassettenswechsel jeweils neu vorzunehmende Expandierung auf einen vorgegebenen Sollpegel möglich. Solche Eichmöglichkeiten sind nur in Geräten der obersten Preisklasse zu finden. Hinzu kommt, daß eine Einmessung der Anlage dem Normalbenutzer von Kassettengeräten wohl kaum zugemutet werden kann. Es ist daher damit zu rechnen, daß der Breitbandkompander eine wesentliche Anwendung in der Magnetbandkassettentechnik finden wird.

Bei der Einführung eines Kompandersystems im Rundfunk, sei es im Hör- oder im Fernseh Rundfunk, ist zu beachten, daß zunächst die meisten Geräte, mit denen das komprimierte Signal empfangen wird, keinen entsprechenden Expander enthalten. Eine Grundforderung für die Einführung eines Kompandersystems im Rundfunk muß daher sein, daß der Besitzer eines herkömmlichen Empfängers dadurch keine merkbare, unerwünschte Klangänderung in Kauf nehmen muß (Systemkompatibilität). Diese Forderung ist mit einem Sliding-Band-System nur

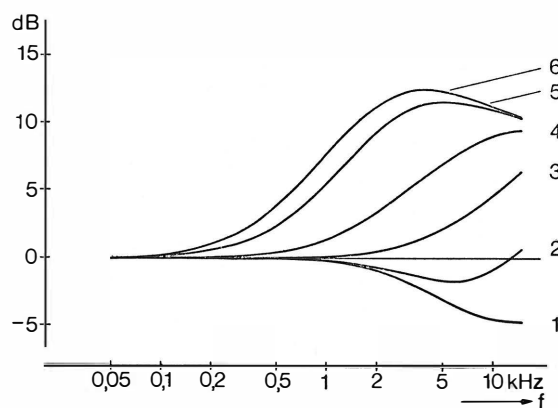


Bild 17

Sliding-Band-Kompander bei Rundfunkanwendung
Spektralbewertung des Kompressors bei Berücksichtigung einer Verminderung der Senderpreemphasis

mit Einschränkungen zu erfüllen, denn das komprimierte Signal ist nicht nur in der Dynamik eingeeignet, sondern es ist auch im Frequenzgang so verändert, daß eine vollständige Frequenzgangrückentzerrung durch lineare Netzwerke nicht möglich ist. Bei reduzierter Preemphasis im Sender und etwas verringerter Kompandierung lassen sich die Bewertungskurven für die Signalspektren in **Bild 17** erreichen. Bei durchschnittlichen Signalen gelten Bewertungskurven, die zwischen den Kurven 2 und 3 liegen. In diesen Fällen ist eine Verfälschung der

Spektralanteile praktisch nicht bemerkbar. In Grenzfällen können allerdings auch die Kurven 1 oder 6 gültig sein.

Mit dem Breitbandkompander läßt sich eine falsche Bewertung der Signalspektren völlig vermeiden. Dazu sind nur lineare Entzerrungsmaßnahmen erforderlich. Das mit einem herkömmlichen Empfänger reproduzierbare Signal unterscheidet sich vom Original dann nur durch eine veränderte Dynamik. Würde man zusätzlich die Kompressionscharakteristik des Breitbandkompanders in die heute bei den Rundfunkanstalten ohnehin vielfach übliche Dynamikkompression einbeziehen, so wäre damit eine völlige Systemkompatibilität erreicht.

Die breite Anwendung eines Kompanders in der Konsumelektronik setzt einen entsprechenden integrierten Baustein voraus. Für den Telefunken-Kom-

pander wird ein solcher Baustein Anfang 1979 zur Verfügung stehen.

SCHRIFTTUM

- [1] B ü r c k, W.; K o t o w s k i, P.; L i c h t e, H.: Dynamik-geregelte Verstärker und Klartonsteuerungen. Elektrische Nachrichtentechnik. Bd. 13 (1936), H. 2, S. 47—73.
- [2] D o l b y, R. M.: An Audio Noise Reduction System. Journal of the Audio Engineering Society. Vol. 15 (Oct. 1967), pp. 383—388.
- [3] D i c k o p p, G.: Der TELEFUNKEN-Kompander. NTG-Fachberichte. Bd. 56 (1976), „Hörrundfunk 4“. S. 85—90. VDE-Verlag, Berlin (1976).
- [4] W e r m u t h, J.: Dynamikerweiterung durch neuartigen Studiokompander. Vortrag auf der 10. Tonmeistertagung 1975, Köln. Tagungsbericht S. 318.
- [5] D u n c a n, M. G.; R o s e n b e r g, D.; H o f f m a n n, G. W.: Design Criteria of an Universal Compander. Journal of the Audio Engineering Society. Vol. 23 (Oct. 1975), pp. 610—622.

MACHEN UNS POLYMIKROFONE, MEHRSPURTECHNIK, ENTZERRER UND NACHHALLGERÄTE UNABHÄNGIG VOM RAUM?¹

VON HANS-LUDWIG FELDGEN²

Manuskript eingegangen am 8. Dezember 1976

Elektroakustik

Zusammenfassung

Moderne Entwicklungen in der Aufnahme-, Bearbeitungs- und Wiedergabetechnik von Tonsignalen erlauben eine immer stärkere Beeinflussung der Reproduktion von Musikdarbietungen. Dabei ist jedoch nicht die absolute Wiederherstellung des Schallsignals im Aufnahmerraum das Ideal, sondern eine Wiedergabe, die dem Zuhörer die Konzentration auf die charakteristischen Merkmale der jeweiligen Musik erleichtert.

Ausgewogene akustische Bedingungen im Aufnahmerraum sind trotzdem wegen ihrer Rückwirkung auf den Musiker und auf das musikalische Klangbild unerlässlich und durch keine technischen Möglichkeiten zu ersetzen.

Summary Do multiple-microphone and multi-track techniques, equalizers and reverberation devices make us independent of the spatial conditions?

Modern developments in sound recording, processing and reproduction equipment and practice make it possible on an ever-increasing scale to modify the reproduction of musical performances. Here, however, the ideal is not the absolute reconstitution of the sound signal in the recording studio, but a reproduction that makes it easier for the listener to concentrate on the characteristic features of the music in question.

Nethertheless balanced acoustical conditions in the recording studio are indispensable and cannot be replaced by any technical possibilities because of their reaction on the musician and the quality of sound.

Sommaire Les techniques à microphones et à pistes multiples, les correcteurs et les dispositifs de réverbération permettent-ils de s'affranchir de l'espace?

Les progrès récents dans l'enregistrement, le traitement, et la lecture du son permettent de modifier de plus en plus profondément la reproduction des œuvres musicales. Dans ce cas, l'idéal n'est pas de reconstituer avec exactitude le signal audio produit dans le studio d'enregistrement, mais de créer un son permettant à l'auditeur de se concentrer sur les caractéristiques du morceau interprété.

Dans le studio les conditions acoustiques équilibrées sont quand-même indispensables à cause de l'effet rétroactif sur le musicien et sur l'image sonore musical, et il n'existe pas de moyen pour les remplacer techniquement.

Die Apparaturen für die elektroakustische Schallübertragung haben in den letzten Jahren wichtige Verbesserungen und Ergänzungen erfahren. Der Einfluß dieser Entwicklung auf die Praxis der Tonaufnahme ist unverkennbar. Es soll hier am Beispiel der Übertragung von Musik erörtert werden, welche Bedeutung der Hörsamkeit des Aufnahmerraumes bei der Anwendung moderner Technik beizumessen ist.

In jüngerer Zeit sind von Blauert [1] sowie Kuhl und Plantz [2] systematische Vergleiche und Wertungen elektroakustischer Übertragungssysteme vorgelegt worden. Die Autoren ordnen ihre Arbeiten zwar nach verschiedenen Gesichtspunkten, gehen aber von dem gleichen Bezugspunkt aus, nämlich dem originalgetreuen Klangeindruck. Das heißt, es wird gezeigt, „wieviel von dem Hörereignis, das ein Hörer im Originalraum hat, bei verschiedenen gebräuchlichen Arten der Schallübertragung verloren geht bzw. wie weit es verfälscht wird“ [2]. Unter Hörereignis ist nach Blauert [3] das akustisch Wahrgenommene zu verstehen. Es ist durch eigenschaftliche und räumliche Merkmale gekennzeichnet, die „in jeweils spezifischer Weise zeitabhängig sind“. Die erwähnten Untersuchungen lassen deutlich erkennen, welche Veränderungen die räumlichen Hörereignismerkmale bzw. die mit ihnen verknüpften musikalischen Parameter beim Durchlaufen verschiedener Über-

tragungssysteme erfahren. Die Identität des Hörereignisses im Aufnahme- und Wiedergaberaum ist aufgrund der räumlichen Verzerrungen, aber auch wegen gegebener linearer und nichtlinearer Verzerrungen der Übertragungsketten in Frage gestellt.

Natürlich ist es für die Praxis der Tonaufnahme wie für die Geräteentwicklung außerordentlich wichtig, alle Faktoren zu kennen und nach Möglichkeit auch zu eliminieren, die eine originalanaloge Reproduktion beeinträchtigen. Aber damit ist keineswegs die gesamte Problematik der Musikübertragung erfaßt. Offen bleibt, welches der in Abhängigkeit vom Ort oder Platz im Originalraum doch sehr unterschiedlichen Hörereignisse als Bezugspunkt für die Übertragung dienen soll. Auf dem Platz des Dirigenten oder einem Hörerplatz in der 10. oder 20. Reihe eines Konzertsaaes hat man bekanntlich mit sehr verschiedenen Höreindrücken zu rechnen. Außerdem ist die Tatsache bedeutsam, daß die Medien Hörfunk und Schallplatte zwangsläufig nur die Reproduktion rein akustischer Signale erlauben. Zu dem sehr vielschichtigen und komplexen Vorgang ganzheitlichen Erfahrens von Musik, also zum Musikerlebnis, tragen im Konzertsaal neben den akustischen auch noch weitere Sinneseindrücke bei, vorwiegend optische. Man denke an die suggestive Geste des Dirigenten, den mimischen Ausdruck eines Gesangssolisten oder die Show einer Pop-Gruppe. Außerdem ist auch „der soziale Bezug, die Rolle des Individuums als Musikhörer“ [4] wirksam. Stichworte hierfür seien: Konzertsaalatmosphäre, Gemeinschaftserlebnis oder Vorbereitungen und Eingestimmtsein auf den Besuch

¹ Vortrag, gehalten auf der 4. Fachtagung Hörrundfunk der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) in Düsseldorf, 2. bis 4. November 1976.

² Professor Hans-Ludwig Feldgen ist Cheftonmeister in der Abteilung Musik beim Sender Freies Berlin.

einer musikalischen Veranstaltung. Man kann geteilter Meinung sein, ob diese Eindrücke die Aufnahme des rein Musikalischen vertiefen oder auch von Wesentlichem ablenken.

Reinecke äußert dazu, „daß im Konzertsaal ein wesentlicher Teil gerade der akustischen Information im allgemeinen ungenutzt bleibt, weil seine vollständige Aufnahme zu weitgehender Reizüberflutung führen würde, gegen die sich der Organismus zu Recht schützt“ [4].

Die angedeuteten Probleme können hier nicht weiter vertieft werden. Es galt zweierlei zu unterstreichen:

- An der Entstehung eines Musikerlebnisses können neben den akustischen auch andere Reize beteiligt sein.
- Die den Medien auferlegte Beschränkung auf eine rein akustische Wiedergabeebene hat eine spezielle eigengesetzliche Darstellungs- und Vermittlungsform von Musik zur Folge, die sich von der des Konzertsalles wesentlich unterscheidet.

Die Bausteine der Musik sind Töne bzw. Klänge, die durch ihre Höhe, Dauer, Lautstärke und Klangfarbe bestimmt sind. Im musikalischen Prozeß formieren sie sich zu musikalischen Strukturen und Formen. Es entsteht ein bestimmter Klangeindruck, der nicht nur von der Komposition abhängig ist, sondern ebenfalls von den aufführungsspezifischen Bedingungen. Dazu zählen:

- der Einfluß der raumakustischen Gegebenheiten,
- die Spielweise, das Instrumentarium und die musikalische Intention des Interpreten.

Durch die Partitur eines Musikwerkes ist also kein unveränderliches, eindeutiges „Originalklangbild“ fixiert, sondern jede Aufführung stellt nur eine Variante vieler denkbarer Realisierungsmöglichkeiten dar. Daraus gewinnt die Tonregie die Freiheit, das im Ursprungsraum angebotene Klangbild für die Reproduktion umzuformen. Natürlich darf dieser Vorgang nicht willkürlich erfolgen und zu einer Verfälschung der kompositorischen Struktur der übertragenen Musik führen. Er sollte vielmehr dazu beitragen, durch eine optimale akustische Differenzierung des Wiedergabeklangbildes dem Zuhörer die Konzentration auf die charakteristischen Merkmale der jeweiligen Musik zu erleichtern und dadurch vielleicht sein Musikverständnis oder Musikerlebnis zu vertiefen.

Die Erkenntnis dieser Tatsachen führte dazu, daß sich die Musikübertragung in einem langen Entwicklungsprozeß konsequent von der ursprünglich angestrebten Klangtreue entfernte und sich heute zu einem Klangstil bekennt, der durch die gestalterischen Möglichkeiten akustischer Mittel geprägt ist.

W. Schlemm nahm zu diesem Problem in einem Vortrag auf der Tagung des Deutschen Musikrats 1976 u. a. Stellung: „Es wird zunehmend klarer, daß Musik und Technik nicht allein additiv miteinander verbunden sind, indem die Technik als Vehikel für musikalische Information fungiert, sondern daß die ursprünglich dienende Rolle des Mediums aufgehoben ist zugunsten einer funktionalen Durchdringung von

Kunst und Technik. Ähnlich wie bei einem Filmwerk ist die Technik nicht allein eine sich von außen her einfindende Bedingung zur Kommunikation, sondern die Möglichkeiten technischer Reproduzierbarkeit sind unmittelbar in den Vorgang der Produktion verschränkt. Das Medium wird Bestandteil des Künstlerischen, die Handhabung des technischen Apparates emanzipiert sich von reiner Dienstleistung zur künstlerischen Kreativität.“

Die zitierte Emanzipation des technischen Apparates zur künstlerischen Mitverantwortung erhält natürlich nur dann einen Sinn, wenn sie in Übereinstimmung mit den Absichten des Interpreten erfolgt und von technisch und künstlerisch kompetenten Tonmeistern verantwortet wird.

Hinter dieser pauschalen Aussage verbirgt sich in der Praxis ein sehr differenziertes und vielschichtiges Geschehen, das sich aufgrund seiner gleichzeitig auftretenden physikalischen, psychologischen und physiologischen Probleme nur schwer objektivieren läßt.

Die durch den Musiker hervorgebrachten vokalen oder instrumentalen Schallsignale überlagern sich bei der Abstrahlung im Raum in charakteristischer Weise mit ihren Reflexionen an den Raumbegrenzungen. Das Signal erhält eine Rauminformation. Es entsteht der Nachhall mit seiner bekannten Zeitabhängigkeit vom Volumen und den Absorptionseigenschaften des Raumes. Neben ihm sind Direktschall und Reflexionen bezüglich ihrer Pegel, Richtungen und zeitlichen Zuordnungen entscheidende raumakustische Parameter. Sie vermitteln in ihrer Gesamtheit dem Hörer den sogenannten Raumeindruck und beeinflussen den Klang und den Klangablauf der Musik. Das gleichzeitig und nacheinander Erklingende wird durch die „Pedalwirkung“ des Halls miteinander verschmolzen. Die räumliche Verteilung der einzelnen Schallquellen (gegeben z. B. durch die Sitzordnung eines Orchesters), die Abstrahlungscharakteristika der Instrumente und die Anordnung der reflektierenden und absorbierenden Wandflächen bewirken die Phänomene der Raum- und Klangauflösung. Sie können für das „Durchhören“ von Musik, für das Verfolgen und Erkennen musikalischer Abläufe entscheidend wichtig sein. Schließlich erhalten auch Klangfarben und Lautstärkeverhältnisse typische Prägungen durch den Raum, in dem die jeweilige Musik erklingt.

Wilkens hat in seiner 1975 vorgelegten Dissertation „Mehrdimensionale Beschreibung subjektiver Beurteilungen der Akustik von Konzertsälen“ [5] drei Beurteilungsaspekte ermittelt:

1. Empfindung des Stärkegrades und der Ausdehnung der Schallquelle.
2. Empfindung der Deutlichkeit des Gesamtklanges.
3. Beurteilung des Gesamtklanges bezüglich der Klangfarbe.

Beim Einsatz der technischen Mittel zur Gestaltung der elektroakustischen Musikaufnahme müssen zwangsläufig die gleichen Kriterien berücksichtigt werden. Beeinflußt und verändert werden im wesentlichen Lautstärken, Klangfarben und räumliche Bezüge. Diese Parameter sind sowohl hinsicht-

lich ihrer Wirksamkeit auf das reproduzierte musikalische Klangbild wie auch hinsichtlich ihrer technischen Manipulierbarkeit eng miteinander verknüpft. Eine Veränderung der Mikrofondistanz zur Schallquelle bewirkt z. B. bei der Reproduktion nicht nur ein anderes Verhältnis von direktem und indirektem Schallanteil, sondern gleichzeitig auch Änderungen der Lautstärken und Klangfarben. Der Spielraum für die technischen Manipulationen ist demnach prinzipiell begrenzt. Der erforderliche Kompromiß kann allerdings bei Verwendung moderner Aufnahmeapparaturen klein gehalten werden.

Unter den gebräuchlichen Aufnahmeverfahren wird der Zweikanalstereofonie eine unbestritten dominierende Rolle zuerkannt. Ihr Vorteil liegt in der Auffächerung des Klangbildes im Winkelbereich zwischen den Abhörlautsprechern und der damit verbundenen musikalisch wichtigen Deutlichkeit und Durchsichtigkeit der Wiedergabe. Musiker und Publikum schätzen diese Eigenschaften außerordentlich hoch ein.

Die Stereofonie ist eingeschränkt hinsichtlich ihrer Fähigkeit, den Raum in seiner Totalität zu erfassen und wiederzugeben, also hinsichtlich des Raumauflösungsvermögens. Sie entbehrt damit einer wichtigen Komponente, die das Hören im Konzertsaal auszeichnet. Die Quadrofonie versucht diesen Mangel durch zwei zusätzliche Kanäle für die Übertragung der Raumkomponenten auszugleichen. Abgesehen von unlösbar erscheinenden konzeptionellen Mängeln dieses Verfahrens stehen Aufwand und Effekt in einem unglücklichen Verhältnis, so daß sich diese Technik trotz jahrelanger Bemühungen seitens der Industrie nicht durchsetzen konnte.

Neben diesen raumbezogenen Verfahren beginnt sich neuerdings ein kopfbezogenes Verfahren – die Kunstkopfstereofonie – durchzusetzen. Sie erlaubt eine dreidimensionale Wiedergabe und erfaßt alle Raumparameter in annähernd richtiger Relation.

Das wesentlich Neue oder besser Andersartige an diesem Verfahren liegt darin, daß nicht wie bei der herkömmlichen Stereofonie mit mehreren Mikrofonen ein Schallfeld im Originalraum abgetastet und im Wiedergaberaum über Lautsprecher rekonstruiert wird, sondern, daß eine bisher unbekannte Reproduktion des Höraspekts – von einem bestimmten Platz in einem Konzertsaal z. B. – angeboten wird. Der Zuhörer kann in die jeweilige akustische Atmosphäre einbezogen werden und gewinnt die Illusion, im Aufnahmeraum anwesend zu sein. Der oft zitierte Nachteil der Stereofonie, daß das Orchester ins Wohnzimmer kommt und nicht der Zuhörer in den Konzertsaal versetzt wird, ist mit diesem Übertragungsverfahren weitgehend eliminiert.

Die technologische Entwicklung der Kunstkopfstereofonie ist noch keineswegs abgeschlossen.

Grundsätzlich zu unterscheiden sind Aufnahme- prozesse der sogenannten Ersten (E) und der Unterhaltungs- bzw. Tanz- und Popmusik (U). Die Grenzen zwischen diesen Musiksparten sind fließend. Der Einfachheit halber werden im Folgenden die Begriffe E- und U-Musik verwendet.

E-Musikproduktionen müssen am Klangeindruck im Konzertsaal orientiert sein. Das erfordert Aufnahme- räume, deren Hörsamkeit dem Charakter der jeweiligen Musik (Kammer-, Sinfonische und Kirchenmusik) möglichst gerecht werden sollte.

In praxi stehen meist Mehrzweckstudios zur Verfügung, die z. B. bei Produktionen sinfonischer Musik für die unterschiedlichen Orchesterbesetzungen barocker, klassischer, romantischer und moderner Programme verwendet werden. Moderne Halleinrichtungen in Kombination mit Verzögerungsgeräten (neuerdings auf digitaler Basis) erlauben es, den uniformen Raumeindruck des Mehrzweckstudios programmgerecht zu korrigieren. Kuhl und Plantz haben in einer neueren Arbeit über die Möglichkeiten dieser Geräte zur Erzielung eines Raumeindrucks bei mehrkanaligen Schallübertragungen berichtet [6]. Der Einsatz der Hallgeräte erfordert oft Mikrofonauflastungen innerhalb des Hallradius oder im Nahfeld der Musikinstrumente, damit die akustischen Eigenschaften des Aufnahme- raumes nicht im vollen Umfang bei der Übertragung wirksam werden. Dadurch kann die Klangfarbenreproduktion negativ beeinflusst werden, was man durch den Einsatz von Entzerrern auszugleichen versucht. Natürlich sind derartige Mikrofonauflastungen auch von den Forderungen nach Deutlichkeit, Präsenz und Ausgewogenheit des Wiedergabeklangbildes abhängig. Die hier nur angedeuteten elektroakustischen Manipulationen erlauben zwar wichtige Veränderungen und Korrekturen der zu übertragenden Modulation. Sie sind grundsätzlich aber nicht geeignet, den nachrichtentechnisch wie künstlerisch außerordentlich komplexen Vorgang der Entstehung des musikalischen Klanges im natürlichen Raum zu ersetzen oder sinnvoll zu simulieren.

Voraussetzung für optimale Übertragungsergebnisse ist selbstverständlich eine erstklassige Leistung des Musikers. Sie ist nicht zuletzt vom Feedback des Raumes abhängig, in dem er musiziert. Tongebung, Tempi und Zusammenspiel werden durch die Raumwirkungen besonders nachhaltig beeinflusst.

Nikolaus Harnoncourt, ein international renommierter Musiker mit jahrzehntelanger Aufnahme- erfahrung, äußert folgendes dazu: „Wir können uns als Musiker nur wohlfühlen, wenn wir in einem Raum spielen, der auch ohne Aufnahme für die betreffende Art von Musik ideal wäre. Die beiden Extreme, mit denen wir jemals konfrontiert wurden, waren eine Aufnahme in einem nahezu halltoten Raum und Aufnahmen in musikalisch idealen Barocksälen. Im ersten Fall waren die musikalischen Bedingungen derart ungünstig, daß wir diese Erfahrung niemals mehr wiederholen wollen. Die Musiker können sich gegenseitig kaum hören, ja der eigene Ton erscheint stumpf und farblos, es gibt keine Klangverschmelzung im Raum. Die Instrumente sprechen in einem solchen Raum viel schlechter an. Es ist also ein echtes, inspiriertes Musizieren unmöglich. Im Abhör- raum mag alles ganz anders und viel besser und echter klingen, da ja künstlich Raumklang beigemischt wurde, es hilft dennoch nichts beim realen Musizieren und wenn das Endergebnis klanglich ideal wäre, so wäre doch die Methode unmenschlich, und musi-

kalisch kann eine solche Aufnahme nur zufällig gut werden . . . Ein idealer Raum für die entsprechende Musik stimuliert zu optimalem Musizieren, und nur dieses Musizieren ist wert, konserviert zu werden.“ [7]

Im Bereich der U-Musik sind Spezialstudios erforderlich. U-Musikaufnahmen müssen in stark absorbierenden Räumen erfolgen, um die Möglichkeit der uneingeschränkten technischen Beeinflussung jeder einzelnen Schallquelle zu gewährleisten, denn der umgeformte, oft grundlegend veränderte Originalklang, der sogenannte Sound, ist als charakteristisches Stilmerkmal kennzeichnend für diese Musik. Die räumlichen Vorgänge werden elektronisch simuliert. Anstelle des im gedämpften Aufnahmestudio praktisch fehlenden, für den Musiker aber wichtigen Feedback des Raumes muß eine möglichst differenzierte Kopfhörerbeschallung treten.

Der akustisch geeignete Aufnahmerraum bleibt also nach wie vor unerläßliche Basis für eine optimale Musikübertragung.

Fazit: Trotz der weitgehenden Perfektionierung der Übertragungsapparaturen, die in zunehmendem Maße eine differenziertere technisch-künstlerische

Gestaltung der Musikaufnahmen erlauben, hat der Originalraum im Bereich der E-Musik nach wie vor eine entscheidende Bedeutung für die Entstehung des musikalischen Klanges und seine räumliche Strukturierung.

SCHRIFTTUM

- [1] Blauert, J.: Vergleich unterschiedlicher Systeme zur originalgetreuen Übertragung. Rundfunktechn. Mitt. 18 (1974), H. 4, S. 222—227.
- [2] Kuhl, W.; Plantz, R.: Kopfbezogene Stereophonie und andere Arten der Schallübertragung im Vergleich mit dem natürlichen Hören. Rundfunktechn. Mitt. 19 (1975), H. 3, S. 120—132.
- [3] Blauert, J.: Räumliches Hören. S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1974, S. 2.
- [4] Reinecke, H. P.: Das Ideal des naturgetreuen Klangbildes — ein psychologisches Problem. Bericht über die 8. Tonmeistertagung WDR, S. 85.
- [5] Wilkens, H.: Mehrdimensionale Beschreibung subjektiver Beurteilungen der Akustik von Konzertsälen. Diss. FU Berlin, 1975.
- [6] Kuhl, W.; Plantz, R.: Die Kombination eines Verzögerungsgerätes mit einem Nachhallgerät zur Erzielung eines Raumeindrucks bei mehrkanaligen Schallübertragungen. Rundfunktechn. Mitt. 20 (1976), H. 2, S. 39—43.
- [7] Harnoncourt, N.: Die Rekonstruktion originaler Klangverhältnisse im Studio. Fonoforum H. 4, 1973.

DER EINFLUSS DER POLARISATION ELEKTROMAGNETISCHER WELLEN IM METER- UND DEZIMETERBEREICH AUF DIE ÜBERTRAGUNGSQUALITÄT BEI TERRESTRISCHER AUSBREITUNG

VON ULRICH DIETZ¹

Manuskript eingegangen am 27. Februar 1978

Übertragungstechnik

Zusammenfassung

Der Aufsatz behandelt in einem umfassenden Überblick die Eigenschaften unterschiedlich polarisierter elektromagnetischer Wellen im Frequenzbereich der Meter- und Dezimeterwellen.

Nach Einführung in die Wellenausbreitung im materiefreien und nichtmateriefreien Raum am Beispiel der ebenen Welle wird das unterschiedliche Reflexionsverhalten von vertikal und horizontal polarisierten Wellen untersucht. Es wird jeweils zwischen Spiegelung und Sekundärstrahlung unterschieden und deren Einfluß auf die Qualität der Übertragung angegeben.

Abschließend erläutert der Autor die verschiedenen Arten gemischter Polarisation und weist auf deren Einfluß auf die Qualität des empfangenen Signals (Tonrundfunk- und Fernsehprogramm) hin.

Summary The influence of the polarization of electromagnetic waves in the meter and decimeter range on the transmission quality for terrestrial propagation

In a comprehensive review the article describes the properties of the different polarized electromagnetic waves in the frequency range of the meter and decimeter waves.

After a short introduction into the free space and the terrestrial wave propagation using the plane wave as an example, the different reflection characteristics of vertically and horizontally polarized waves are investigated. In each case perfect reflection on a smooth surface and scattered reflection on a rough surface are distinguished and their influences on the transmission quality are indicated.

Finally, the author reports about the different kinds of mixed polarization and refers to their influences on the quality of the received signal (sound or TV programme).

Sommaire L'influence de la polarisation des ondes électromagnétiques dans la gamme métrique et décimétrique sur la qualité de réception pour les transmissions terrestres

L'article donne une description détaillée des propriétés des ondes métriques et décimétriques de polarisations diverses.

Après une introduction sur la propagation d'ondes dans l'espace vide et non-vide en prenant l'onde plane comme exemple, on étudie les comportements divers des ondes réfléchies de polarisation horizontale et verticale. Dans chaque cas on fait la différence entre la réflexion quasi-optique et la réflexion diffusée et on indique leur influence sur la qualité de transmission.

Pour finir, l'auteur explique les divers types de polarisation mixte et montre leur influence sur la qualité de réception des programmes de radiodiffusion et de télévision.

1. Einleitung

Die elektromagnetischen Wellen bieten die derzeit einzige Möglichkeit, Nachrichten im materiefreien Raum zu übertragen.

Während des Weges vom Sender zum Empfänger schwingt die abgestrahlte Energie des Senders zwischen zwei Energiezuständen hin und her. Es sind dies die elektrische und die magnetische Energie des elektrischen und des magnetischen Kraftfeldes.

Seit Maxwell wissen wir, daß im sich ändernden elektrischen Feld ein Verschiebungsstrom entsteht, der ein magnetisches Feld erzeugt. Das sich ändernde magnetische Feld wiederum erzeugt seinerseits ein elektrisches, womit sich der Vorgang im Rhythmus der Sendefrequenz wiederholt. Die Energieumwandlung geschieht im materiefreien Raum ohne Verluste, praktisch auch bei den hier betrachteten Wellenbereichen in nichtionisierten Gasen.

Größe und Richtung des elektrischen Feldes werden durch eine gerichtete Größe, den Vektor $\vec{E}$ angegeben. Größe und Richtung des magnetischen Feldes gibt der Vektor $\vec{H}$ an, und Größe und Richtung des Energietransportes bestimmen den Poyntingschen Vektor $\vec{S}$. Dieser ist das Vektorprodukt aus $\vec{E}$ und $\vec{H}$.

Durch zwei Konstanten sind $\vec{E}$ und $\vec{H}$ miteinander verknüpft. Es sind dies ϵ_0 , die Dielektrizitätskonstante des materiefreien Raumes und μ_0 , die Permeabilitätskonstante des Vakuums. Die Maxwellschen Gleichungen benutzen unter anderem diese Größen zur Beschreibung der elektrischen und der magnetischen Felder nebst ihren Wechselwirkungen [1, 2, 3, 4].

2. Die ebene Welle im materiefreien Raum

Eine überschaubare Lösung der Maxwellschen Gleichungen ergibt sich für den Fall der ebenen Welle bei ungestörter Ausbreitung, das heißt im freien Raum. Man spricht von ebenen Wellen, wenn zu jeder festen Zeit sich derart parallele Ebenen in den Raum legen lassen, daß sich die elektrische und die magnetische Feldstärke weder nach Betrag noch nach Richtung längs einer jeden dieser Ebenen ändert.

Die Normale dieser Wellenebenen nennt man Wellennormale. Die Anwendung der Maxwellschen Gleichungen bei ebenen Wellen ergibt, daß der Vektor des Energietransportes, der Poyntingsche Vektor

¹ Dipl.-Ing. Ulrich Dietz war bis Ende 1977 als Leiter des Arbeitsbereichs Rundfunkversorgung (Ausbreitungsmessungen) im Institut für Rundfunktechnik, München, tätig.

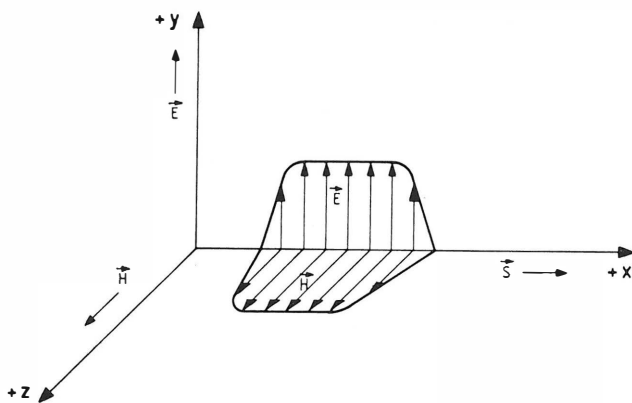


Bild 1
Vektordarstellung einer ebenen Welle

tor $\vec{S}$, die elektrische Feldstärke $\vec{E}$ und der magnetische Vektor $\vec{H}$ jeweils senkrecht aufeinander stehen (Bild 1).

Der oben betrachtete Zustand der Feldgrößen zur festen Zeit t bewegt sich in Richtung der Wellennormalen mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen (Lichtgeschwindigkeit). Die Größe der Ausbreitungsgeschwindigkeit ergibt sich aus den Konstanten ϵ_0 und μ_0 zu

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0}} \quad (1)$$

Mit den Lösungen für die ebene Welle lassen sich die meisten Ausbreitungsvorgänge erfassen. Der Proportionalitätsfaktor zwischen $\vec{E}$ und $\vec{H}$ der ebenen Welle ist der Wellenwiderstand

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120 \pi \text{ Ohm} \quad (2)$$

Für jeden Punkt auf der Linie Sender – Empfänger schwingt sowohl $\vec{E}$ als auch $\vec{H}$ transversal im Rhythmus der Sendefrequenz auf sich in dem betrachteten festen Punkt rechtwinklig kreuzenden Linien. Die elektromagnetischen Wellen sind dabei linear polarisiert [2, 4].

3. Die Wellenausbreitung unter Berücksichtigung des ebenen Erdbodens

Bei terrestrischem Empfang hat man stets den Einfluß des Erdbodens auf die Wellenausbreitung zu berücksichtigen. Die ebene Erde wirkt als unendlicher Spiegel, dessen Reflexionsvermögen durch die Materialkonstanten ϵ_b , μ_b und σ bestimmt wird. Befindet man sich nicht gerade in der Nähe eines stark mit ferromagnetischen Erzen versehenen Gebietes, so wird das Reflexionsvermögen des Erdbodens nur durch die gegenüber dem Vakuum vergrößerte Dielektrizitätskonstante $\epsilon_{b(\text{oden})} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{r(\text{relativ})}$ und die Leitfähigkeit σ beeinflusst.

Da die Erdbodenkonstanten auf horizontale und vertikale Polarisation unterschiedlich wirken, muß hier der Begriff Polarisation eingeführt werden:

Es gibt ursächlich nur zwei Polarisationsarten. Dies sind, entsprechend einer weltweiten Überein-

kunft, die vertikale und die horizontale lineare Polarisation.

Alle gemischten Polarisierungen können durch Zerlegung in ihre horizontale und vertikale Komponente auf lineare Polarisation zurückgeführt werden.

Horizontale Polarisation liegt vor, wenn der $\vec{E}$ -Vektor parallel zum Erdboden schwingt. Vertikale Polarisation bedeutet, daß der $\vec{E}$ -Vektor senkrecht zum Erdboden schwingt.

Die zwischen 0° (streifender Einfall) und 90° (senkrechter Einfall) auf den Erdboden auftreffenden Wellen dringen zum Teil in den Boden ein, zum Teil werden sie reflektiert und überlagern sich dem Feld in der Luft. Zu dem bisher ebenen Wellenfeld kommt somit ein ähnliches Feld mit einer anderen Ausbreitungsrichtung, gemäß dem Abstrahlwinkel, hinzu. Dieses Sekundärfeld ist schwächer als das Primärfeld. Die Polarisation des Primärfeldes (horizontal oder vertikal) und die Bodenkonstanten ϵ_r und σ bestimmen den Dämpfungsfaktor für das am Erdboden gespiegelte Sekundärfeld und seinen Phasenwinkel gegenüber dem einfallenden Feld. Den Brechungsindex n für die in den Boden eindringenden Wellen findet man aus der Beziehung

$$n = \frac{k_b}{k_0} \quad (3)$$

wobei

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$$

(k ist die Wellenzahl, analog zur Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$).

Aus $c_0 = f \cdot \lambda_0$ und unter Berücksichtigung von (1) erhält man

$$k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0}$$

$$\text{Mit } k_b = \omega \sqrt{\epsilon_b \cdot \mu_b}$$

folgt, wenn $\mu_b = \mu_0$ gesetzt wird, was wegen der praktisch überall gleichen Permeabilität im Vakuum, im Erdboden und an Steinbauten zulässig ist,

$$n = \sqrt{\frac{\epsilon_b}{\epsilon_0}} = \sqrt{\epsilon_r} \quad (4)$$

Die Dielektrizitätskonstante des Erdbodens wird nun mit der Leitfähigkeit σ zu einer komplexen Dielektrizitätskonstanten zusammengefaßt und die Gleichung für n so umgeordnet, daß die entsprechenden Bodenkonstanten σ und ϵ_b bei der gewählten Wellenlänge λ eingesetzt werden können:

$$n = \sqrt{\epsilon_r - i \frac{Z_0}{2\pi} \sigma \lambda} \quad (5)$$

Die Formeln für Betrag und Phase der reflektierten und der eindringenden Welle am bzw. im Erdboden sollen hier nicht angegeben werden. Es sei auf die entsprechende Fachliteratur hingewiesen: [1, 4, 5, 6, 7, 8]. Die Formeln unterscheiden sich deutlich für vertikale und für horizontale Polarisation.

Für die Fälle $\sigma = 0$ (verlustfreies Dielektrikum) und $\sigma = \infty$ (idealer Leiter) wird der sich aus n ergebende Reflexionskoeffizient real und frequenzabhängig.

Bei $\sigma = \infty$ wird $n^2 = -i\infty$ und der Reflexionskoeffizient für horizontale Polarisation -1 , für vertikale

Polarisation + 1. Da im unendlich gut leitenden Boden kein elektrisches Feld entstehen kann, wird auch nicht im Boden absorbiert. Daher ist der Reflexionskoeffizient 1, das heißt alle auftreffende Energie wird verlustfrei reflektiert.

Der Phasensprung von 180° bei horizontaler Polarisation läßt sich auch durch die Spiegelung eines dicht über dem leitenden Boden befindlichen horizontalen Dipols erklären.

Bei $\sigma = 0$ wird $n^2 = \epsilon_r$. Die sich unter dieser Bedingung ergebenden Reflexionskoeffizienten kann man dem **Bild 2** entnehmen (durchgezogene Linien). Die obere Kurvenschar in diesem Diagramm gilt für horizontale Polarisation. Bei $\epsilon_r = \infty$ verhält sich das Dielektrikum wie eine ideal leitende Erde. Der Reflexionskoeffizient erreicht den Betrag 1 für jeden Erhebungswinkel (= Einfallswinkel).

Die untere Kurvenschar mit dem scharfen Knick gilt für vertikale Polarisation. Auch hier erkennt man, daß bei $\epsilon_r = \infty$ durch Verschwinden des Knickes der Reflexionskoeffizient 1 wird. Der Grund dafür, daß bei 90° Erhebungswinkel die Werte für horizontale und vertikale Polarisation gleich sind, ist trivial: Bei senkrechter Inzidenz steht der Ausbreitungsvektor $\vec{S}$ senkrecht zum Erdboden, $\vec{E}$ und $\vec{H}$ befinden sich wie bei horizontaler Polarisation parallel zum Erdboden und rechtwinklig zueinander.

Der scharfe Knick in den ausgezogenen Linien für die vertikale Polarisation ist der sog. Brewster-Winkel. Er gibt den Einfallswinkel an, bei dem alle auftreffende Energie vom dielektrischen Boden aufgenommen wird. Der Brewster-Winkel läßt sich aus

$$\cot \gamma = n = \sqrt{\frac{\epsilon_b}{\epsilon_o}} = \sqrt{\epsilon_r} \quad (6)$$

berechnen.

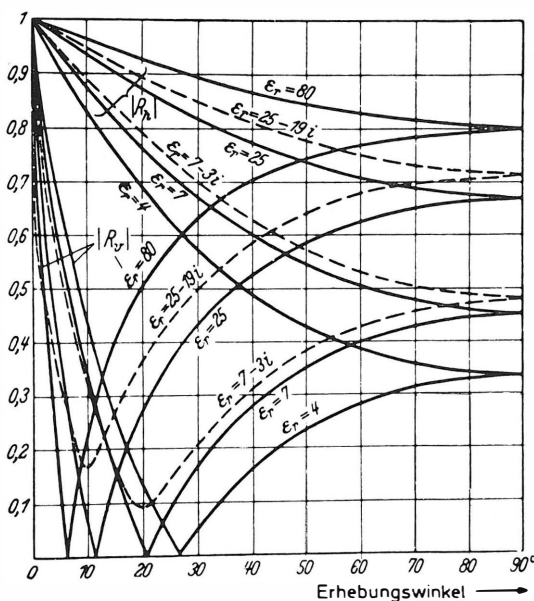


Bild 2

Betrag des Reflexionskoeffizienten

— $\sigma = 0$
- - - $\sigma > 0$

Obere Kurvenschar: Horizontalpolarisation
Untere Kurvenschar: Vertikalpolarisation

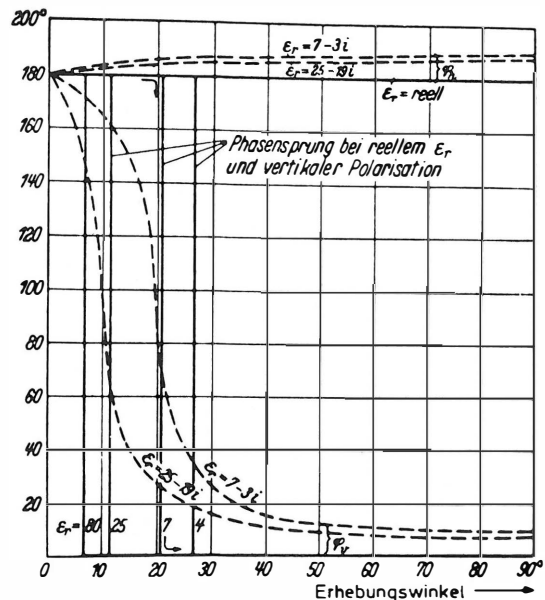


Bild 3

Phasenverlauf des Reflexionskoeffizienten

— $\sigma = 0$
- - - $\sigma > 0$

Obere Kurvenschar: Horizontalpolarisation
Untere Kurvenschar: Vertikalpolarisation

Er wandert mit $\epsilon_r \rightarrow 1$ nach 90° Erhebungswinkel und mit $\epsilon_r \rightarrow \infty$ nach 0° .

Aus einer unbekannten gemischt polarisierten Welle kann mit Hilfe des Brewster-Winkels die vertikale Polarisationskomponente ausgefiltert werden. Im **Bild 3** ist der entsprechende Phasenverlauf des Reflexionskoeffizienten für verschiedene Dielektrizitätskonstanten ϵ_r zu erkennen. Bei horizontaler Polarisation tritt stets ein Phasensprung von 180° zwischen einfallender und reflektierter Welle auf. Bei vertikaler Polarisation ist für kleine Einfallswinkel ebenfalls der 180° -Phasensprung vorhanden. Beim Brewster-Winkel springt die Phase auf 0° .

Bei verlustbehaftetem Dielektrikum, also bei $\sigma \neq 0$ müssen die Werte des komplexen Dielektrikums herangezogen werden, um Betrag und Phase des Reflexionskoeffizienten zu ermitteln. Da der Erdboden normalerweise weder ein idealer Leiter noch ein verlustfreies Dielektrikum ist, sind in der Natur, das heißt im Ausbreitungsraum terrestrischer Funkverbindungen, komplexe Werte des Dielektrikums der Normalfall.

Für einige Fälle sind in **Tabelle 1** die relativen Dielektrizitätskonstanten ϵ_r , die Leitfähigkeitswerte σ sowie für den Fall der 3-m-Welle (100 MHz) die entsprechenden Imaginäranteile angegeben. In den **Bildern 2** und **3** sind auch die Kurven für einige komplexe Dielektrika gestrichelt eingetragen.

Die beiden eingezeichneten Kurven geben die Verhältnisse von normalem und von feuchtem Ackerboden im Frequenzbereich von ca. 50 MHz bis 100 MHz wieder.

Durch das Hinzukommen von Leitfähigkeit im Boden wird, wie zu erwarten war, der Reflexionskoeffizient größer. Bei vertikaler Polarisation tritt nun, anstelle des Brewster-Winkels mit einem scharfen Knick bei dem Wert 0 des Reflexionskoeffizienten-

Boden	Relative Dielektrizitätskonstante ϵ_r	Leitfähigkeit σ Ohm ⁻¹ /m	Imaginäranteil von ϵ_r $\epsilon_r'' = 180 \cdot \sigma$ ($f = 100$ MHz; $\lambda = 3$ m)
Seewasser	80	1 bis 4	180 bis 720
Süßwasser	80	$5 \cdot 10^{-5}$ bis 10^{-3}	0,18 bis 0,9
Nasser Ackerboden	20 bis 30	$2 \cdot 10^{-2}$ bis 10^{-1}	3,6 bis 18
Mittlerer Ackerboden	10 bis 15	$5 \cdot 10^{-3}$ bis $2 \cdot 10^{-2}$	0,9 bis 3,6
Trockener Boden	4 bis 10	10^{-3} bis 10^{-2}	0,18 bis 1,8
Sand	4 bis 10	10^{-4} bis $2 \cdot 10^{-3}$	0,018 bis 0,36
Gebirge	4 bis 10	10^{-3} bis $2 \cdot 10^{-3}$	0,18 bis 0,36
Städte	3 bis 5	10^{-4} bis $2 \cdot 10^{-3}$	0,018 bis 0,36

Tabelle 1

Dielektrizität und Leitfähigkeit verschiedener Bodenarten

ten, der sogenannte Pseudo-Brewster-Winkel mit einem verrundeten und etwas nach kleineren Erhebungswinkeln hin verschobenen Minimum auf.

Auch der Phasenverlauf ändert sich etwas. Die Bodenleitfähigkeit bewirkt bei horizontaler Polarisation ein leichtes Ansteigen des Phasenwinkels bis ca. 190° . Bei vertikaler Polarisation ist, beginnend bei 0° Einfallswinkel, ein sanfter Übergang des Phasenwinkels anstelle des plötzlichen Sprunges von 180° auf 0° und eine verbleibende Phasenlage von 10° anstelle von 0° zu bemerken.

4. Die Wellenausbreitung bei nicht ebenem Erdboden

Im allgemeinen ist der Erdboden nicht ideal glatt. Bedingt durch Bodenhöhenänderungen, durch Bewuchs mit Bäumen und Sträuchern (zum Beispiel auch durch sich im Winde bewegende Kornfelder) sowie infolge der Bebauung kann die Erdoberfläche nicht als glatte Spiegelfläche angesehen werden.

Der Grad der Erdbodenrauhigkeit, die Wellenlänge des Senders und der Einfallswinkel der Strahlung bestimmen darüber, ob eine Bodenfläche spiegelt, oder ob die Strahlung mehr oder weniger diffus verteilt wird. Das sogenannte „Rayleighsche Kriterium der Optik“ gibt an, unter welchen Bedingungen eine Fläche als spiegelnd anzusehen ist und somit den strahlenoptischen Gesetzen entspricht, oder ob sie aus singulären Gebilden mit unterschiedlicher und nicht phasengleicher Sekundärstrahlung besteht.

Im Bild 4 ist eine Erdoberfläche mit kegelförmigen Erhebungen als Störung aufgezeichnet. Der einfallende Strahl S_e wurde so gewählt, daß er die Spitze des einen Kegels in P_1 streift und auf die ebene Fläche zwischen den beiden Kegeln in P_2 auftrifft. Sowohl von P_1 als auch von P_2 wird ein Strahl S_r reflektiert. Es kommt nun darauf an, ob die beiden reflektierten Strahlen in etwa gleiche Phase Φ haben oder nicht. Dies hängt vom Wegunterschied der beiden Strahlen ab. Es ergibt sich:

$$\begin{aligned} \Delta l &= \overline{P_1 P_2} - \overline{P_1 P_3} = \overline{P_1 P_2} (1 - \cos 2\gamma) \\ &= \frac{a}{\sin \gamma} (1 - \cos^2 \gamma + \sin^2 \gamma) = 2a \sin \gamma \end{aligned} \quad (7)$$

Für die Phasendifferenz beider Strahlen S_r folgt somit:

$$\Delta \Phi = k_0 \Delta l = \frac{4\pi a}{\lambda} \sin \gamma \quad (8)$$

Man spricht von diffuser Strahlung, wenn $\Delta \Phi \geq 45^\circ$ wird.

Für $\Delta \Phi = 45^\circ = \pi/4$ ergibt sich mit $\sin \gamma \approx \gamma$

$$\gamma' = \frac{\lambda}{16a} \quad (8a)$$

$$\text{und daraus } a = \frac{\lambda}{16\gamma'} \quad (8b)$$

Bleiben bei gegebenem Einfallswinkel γ und bei gegebener Höhe a der Erdbuneneinheiten die rechten Seiten der beiden letzten Gleichungen jeweils deutlich unter dem vorgegebenen Wert für γ bzw. a , dann ist die Erde spiegelnd, im anderen Falle wird die Erdoberfläche diffus reflektieren. Das Rayleighsche Kriterium gestattet somit auf einfache Weise zu unterscheiden, ob ein Hindernis im Raum die Wellen spiegelt, also optisch behandelt werden kann, oder als Sekundärstrahler angesehen werden muß und ein diffuses Feld liefert.

Werden die Erdbuneneinheiten sehr groß gegenüber der Wellenlänge, dann tritt zusätzlich an den Flanken dieser Unebenheiten Spiegelung bzw. Streuung der seitlich auftreffenden Wellen auf, ähnlich wie im Fall des horizontalen Erdbodens. Flächen, die als Spiegel groß genug für Meter- und Dezimeterwellen sind, können Gebirgsflanken, nicht zu enge aber genügend tiefe Täler oder auch Großstadtstraßen sein. Wenn Ausbreitungsrichtung und Richtung

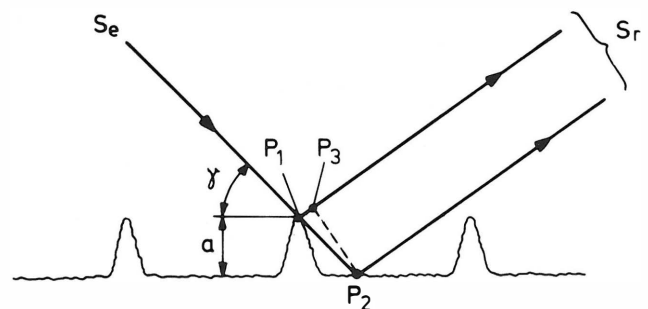


Bild 4

Strahlungsdiagramm zur Erläuterung des Rayleighschen Kriteriums der Optik

des Tales, der Gebirgsflanke oder der Straße übereinstimmen, liegen gleiche Fälle wie bei der Erdbodenreflexion vor.

Für Reflexionen horizontal polarisierter Wellen an spiegelnden Haus- oder Felswänden gelten dieselben Gesetze wie für vertikal polarisierte Wellen am ebenen Erdboden.

Für vertikal polarisierte Wellen gilt, daß die senkrechten Begrenzungen und Gliederungen der ansonsten spiegelnden Flächen in erhöhtem Maße reflektieren; es kommt somit eine zusätzlich spiegelnde Linienstruktur zustande, die sich der allgemeinen Spiegelung überlagert [6, 7, 9, 10]. (Für das Fernsehbild bedeutet dies, daß eine einzige nicht homogen spiegelnde Fläche ein Mehrfachgeisterbild verursachen kann.)

5. Der Einfluß von Sekundärstrahlern bei horizontaler und bei vertikaler Polarisation

Befindet sich im materiefreien Raum eine Strahlungsquelle, so wird irgendwelche Materie, in diesen freien Raum gebracht, Strahlung aus dem Feld aufnehmen und diese wieder als Sekundärfeld abgestrahlt dem Ursprungsfeld überlagern. Wie oben bereits erörtert, ist durch die Anwesenheit des Erdbodens in jedem terrestrischen Empfangsfeld das Sekundärfeld der Erdbodenreflexion vorhanden. Unter Sekundärstrahlern sollen jedoch in diesem Abschnitt nur solche Gegenstände angesehen werden, die zusätzlich zur Erde vorhanden und nicht zu ausgedehnt sind, so daß keine Spiegelung im optischen Sinne auftreten kann.

Alles, was aus der ebenen Erde herausragt, muß eine vertikale Ausdehnung haben und ist so in der Lage, eine vertikale Sekundärstrahlung zu erzeugen. Ausgeprägt vertikal orientierte Strahler sind schlanke Sträucher, Bäume, Masten, Lattenzäune etc. Das Strahlungsdiagramm derartiger Strahler ist in der Horizontalebene ein Rundstrahldiagramm. Der größte Teil der aufgenommenen Energie eines Sekundärstrahlers wird wieder abgestrahlt. Bei einer Empfangsantenne wird 25 % der Energie dem Verbraucher zugeführt und 50 % wieder in das Ursprungsfeld zurückgestrahlt. Ein Sekundärstrahler braucht kein Gerät mit Energie zu versorgen; er strahlt deshalb auch diesen Energienanteil wieder ab. Das hat zur Folge, daß solche Sekundärstrahler größere Sekundärfelder erzeugen als vergleichbare Antennen.

Eine weitere Eigenart auf der Erde stehender vertikaler Strahler ist, daß diese sich in der Erde spiegelnden „Vertikal-Antennen“ außer dem üblichen räumlichen Strahlungsfeld noch die auf der Erdoberfläche stehenden Oberflächenwellen erzeugen. Während die Stärke des räumlichen Feldes umgekehrt proportional mit der Entfernung abnimmt, geschieht dies bei den Oberflächenwellen umgekehrt proportional mit der Wurzel aus der Entfernung.

Auch nicht besonders schlanke Gegenstände haben in einem vertikal polarisierten Feld ein besseres Aufnahmevermögen, das heißt eine größere Absorptionsfläche als in einem horizontalen Feld. Bei Gebäuden sind es besonders die Bauteile in der Nähe der vertikalen Kanten des Bauwerkes, an denen, bedingt durch die an den Kanten besonders starken

Feldverzerrungen, eine große Feldstärke ansteht, das heißt ein entsprechend starkes Sekundärfeld entsteht.

Bei Kraftwagen, die gegenüber Häusern niedrig sind, wirkt sich die Erdbodenspiegelung und das damit verbundene Auftreten von einem ausgeprägten sekundären Oberflächenwellenfeld besonders stark aus.

In einem horizontal polarisierten Feld kann sich bei nicht schlanken Sekundärstrahlern außer dem vergleichsweise schwachen horizontal polarisierten Sekundärfeld ein ausgeprägtes vertikal polarisiertes Sekundärfeld bilden. Es entsteht somit durch den Sekundärstrahler eine Polarisationsänderung, ein Depolarisierungseffekt. Der Depolarisierungseffekt ist bei metallischen Sekundärstrahlern (Kraftwagen mit Metallkarosserie) und feuchten, nicht metallischen Gegenständen (nasse Hausfassaden, nasse Bäume) besonders deutlich. Bei Bäumen hat neben Regen auch nasser Schnee zur Folge, daß sich Leitfähigkeit und Dielektrizitätskonstante erhöhen.

6. Zusammenstellung des unterschiedlichen Verhaltens elektromagnetischer Wellen bei horizontaler und vertikaler Polarisation im nicht-materiefreien Raum

1. Bei horizontaler Polarisation bewirkt die Spiegelung am Erdboden einen Phasensprung von 180° für die reflektierte Welle bei allen Erhebungswinkeln.
2. Bei vertikaler Polarisation geschieht durch die Spiegelung am Erdboden bei kleinen Erhebungswinkeln (bis 10°) zunächst ebenfalls ein Phasensprung von 180° . Jedoch springt die Phase beim Brewster- oder Pseudo-Brewster-Winkel wieder auf 0° zurück. Der Betrag des Reflexionsfaktors ändert sich sehr stark in der Nähe dieses Winkels.
3. Bei vertikaler Polarisation muß der Wahl der Empfangsantennenhöhe besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden, um optimale, witterungsunabhängige Empfangsergebnisse zu erhalten.
4. Senkrechte oder nahezu senkrechte große spiegelnde Flächen wirken auf horizontal polarisierte Felder in gleicher Weise wie der Erdboden auf vertikal polarisierte Felder. Können diese Flächen nach dem Rayleighschen Kriterium der Optik nicht mehr als spiegelnd angesehen werden, dann liegt diffuse Sekundärstrahlung vor.
5. Es gibt fast nur vertikal orientierte Sekundärstrahler. In einem vertikal polarisierten Feld werden daher wesentlich mehr und stärkere Sekundärfelder entstehen als in einem horizontal polarisierten Feld.
6. Die Sekundärstrahler haben im vertikal polarisierten Feld im allgemeinen ein Rundstrahldiagramm für die Sekundärstrahlung. Sekundärstrahler erzeugen zusätzlich eine Oberflächenwelle, die weiter reicht als die Raumwelle.
7. Sekundärstrahler haben besonders bei hoher Leitfähigkeit (Metall) und/oder großen Dielektrizitätskonstanten (nasse Bäume, Sträucher usw.) einen Depolarisierungseffekt.

7. Einfluß der Reflexionen auf die Qualität der Übertragung

Haben die vom Erdboden, von anderen reflektierenden Flächen oder von Sekundärstrahlern stammenden Wellen erhebliche Laufzeitunterschiede gegenüber der direkten Welle zwischen Sende- und Empfangsantenne, so wird die Qualität des Empfangs durch Modulationsverfälschung beeinträchtigt.

Das zeitversetzte Reflexionssignal erzeugt beim Fernsehempfang die bekannten „Geisterbilder“. Bei Reflexionen nahe der Auflösungsgrenze des Fernsehbildes, entsteht die Plastik, das Betonen der Kanten. Wird der Umweg, das heißt der Zeitversatz des Reflexionssignals, noch kleiner, so wird der Tonkanal und bei weiterer Verkleinerung der Farbträger beeinträchtigt. In der vertikalen Austastlücke digital übertragene Signale (zum Beispiel Videotext) werden bei diesen kurzen Umwegen ebenfalls gestört.

Beim FM-UKW-Hörrundfunk sind, entsprechend der wesentlich geringeren Bandbreite, erst bei größeren Umwegen des Reflexionssignales Empfangsbeeinträchtigungen zu erwarten. Die zeitversetzte reflektierte Welle bewirkt durch Überlagerung der direkten Welle eine zusätzliche Amplituden- und Phasenmodulation der resultierenden Empfangsspannung am Empfängereingang. Zwar wird die zusätzliche Amplitudenmodulation durch den Begrenzer im Empfänger ausgemerzt, nicht jedoch die gleichzeitig entstandene Phasenmodulation. Sie bewirkt bei Monoempfang Verzerrungen, bei Stereoempfang zusätzlich Übersprechen zwischen dem linken und dem rechten Kanal. Stereoempfang wird durch Reflexionen wesentlich stärker beeinträchtigt als Monoempfang.

Durch die Reflexionen am Erdboden entsteht eine merkliche Qualitätseinbuße nur dann, wenn Sende- und Empfangsantenne sich hoch über dem Erdboden befinden. Dies ist zum Beispiel der Fall, wenn Sende- und Empfangsantenne auf gegenüberliegenden Seiten einer tiefen Meeresbucht (Fjord) installiert sind. Gleiches gilt für tiefe breite Täler oder Seen im Hochgebirge, wenn Sende- und Empfangsantenne erhöht stehen und dadurch genügend große Laufzeitunterschiede zwischen der direkten und der am Boden oder Seespiegel reflektierten Welle auftreten können.

Reflexionen nach 4. an mehr oder weniger gut spiegelnden Bergwänden, Häuserzeilen und ähnlichem machen sich dann besonders störend bemerkbar, wenn die direkte Welle durch streifenden Einfall oder gar Beugung geschwächt ist. Große Reflexionsflächen in der Nähe der Sendeantennen, aber nicht in Ausbreitungsrichtung, werden sich in einem ganzen Sektor des Versorgungsgebietes bemerkbar machen.

Seitliche Reflexionsflächen, die sich, von der Empfangsantenne aus gesehen, etwa in einem Winkel zwischen 30° und 90° zur direkten Welle befinden, wirken nur in der Nähe der Empfangsantenne störend. Rückwärtige Reflexionen werden schon mit einer einfachen Richtantenne genügend stark unterdrückt.

Bei Empfangsstörungen durch nicht spiegelnde sondern diffus reflektierende Flächen gilt, daß von

jedem Sekundärstrahler ein Störsignal ausgeht und daß die einzelnen Störsignale unterschiedliche Laufzeit, Phasenlage und Feldstärke haben. In diesem Fall können ganze Bänder von Einzelreflexionen verschiedener Helligkeit auf dem Bildschirm sichtbar werden.

Für Reflexionsstörungen nach 4. und 5. gilt, daß vertikale Polarisation stärkere Sekundärfelder erzeugt und daher eine stärkere Qualitätsverschlechterung der Modulation bewirkt, als das bei horizontaler Polarisation der Fall ist. Man beachte, daß sich horizontale Polarisation an seitlich zur Ausbreitungsrichtung stehenden senkrechten Flächen hinsichtlich des Betrags und des Phasenwinkels der reflektierten Welle wie vertikale Polarisation bei Reflexion am Erdboden verhält.

Empfangsantennen in Erdbodennähe nehmen zusätzlich den Oberflächenwellenanteil der Sekundärstrahlung auf. Dadurch ist der Empfang in Bodennähe stärker gestört als bei Dachantennen.

8. Gemischte Polarisation

Strahlt ein Sender gleichzeitig horizontal und vertikal polarisierte Wellen ab, so ist sein Strahlungsfeld gemischt polarisiert. Man unterscheidet folgende Arten von gemischter Polarisation.

8.1. Schrägpolarisation

Sie ist gegeben, wenn der $\vec{E}$ -Vektor einen zwar beliebigen aber zeitlich konstanten Winkel zur Vertikalen hat. Sind die beiden Komponenten $\vec{E}_{\text{horizontal}}$ und $\vec{E}_{\text{vertikal}}$ gleich groß, so liegt der resultierende $\vec{E}$ -Vektor unter 45° . Dabei gilt als rechts schräg polarisiert, wenn der vertikal stehende Dipol im Uhrzeigersinn gedreht wird, wobei der Beobachter in Ausbreitungsrichtung blickt.

Zur Realisierung der Schrägpolarisation gibt es zwei Möglichkeiten: man kann einen Dipol oder eine Yagi-Antenne um zum Beispiel 45° aus der Normalenebene drehen oder man fügt einen vertikalen und einen horizontalen Dipol gleichphasig zu einem Kreuz zusammen. Bei gleichen Amplituden ergibt sich wiederum die 45° -Neigung, deren rechte bzw. linke Schrägpolarisation nach dem oben genannten Schema bestimmt wird.

8.2. Zirkulare Polarisation

Sie liegt vor, wenn ein vertikales Feld und horizontales Feld gleicher Größe 90° Phasenverschiebung gegeneinander haben. Der aus diesen beiden Feldern resultierende $\vec{E}$ -Vektor hat dann stets die Größe von $\vec{E}_{\text{vertikal}} = \vec{E}_{\text{horizontal}}$; er läuft mit gleichförmiger Geschwindigkeit, entsprechend der Sendefrequenz, um.

Rechts zirkular polarisiert bedeutet, daß für den in Ausbreitungsrichtung sehenden Beobachter der $\vec{E}$ -Vektor im Uhrzeigersinn umläuft, das heißt zeitlich gesehen eine rechtsdrehende Schraubenbewegung des $\vec{E}$ -Vektors entsteht.

8.3. Elliptische Polarisation

Sie entsteht dann, wenn die vertikalen und horizontalen Dipole eines Kreuzdipols zwar mit 90° Pha-

senunterschied, jedoch mit unterschiedlicher Amplitude gespeist werden.

Der resultierende Vektor im elliptischen Feld läuft nicht mit gleichförmiger Geschwindigkeit um. Seine Größe ändert sich um die Längendifferenz zwischen der großen und kleinen Achse der Ellipse, da ja die Spitze des resultierenden $\vec{E}$ -Vektors der Ellipse folgen muß.

Bild 5 soll die Definition der Drehrichtung erläutern. Rechtsdrehend bedeutet, daß zur Zeit t_0 die vertikale obere Dipolhälfte (1) positiv ist, zur Zeit $t = \pi/2$ die horizontale rechte Dipolhälfte (2) positiv, zur Zeit $t = \pi$ die vertikale untere Dipolhälfte (3) und endlich zur Zeit $t = 3\pi/2$ die horizontale linke Dipolhälfte (4) positiv ist. Wie in **Bild 5** zu sehen, wird die 90° -Phasenverschiebung mit einem Leitungsstück von $\lambda/4$ Länge bewirkt. Linksdrehende Polarisation wird erreicht, wenn man an der gestrichelten Stelle einspeist. Es gelten dann die in Klammern angegebenen Zeiten.

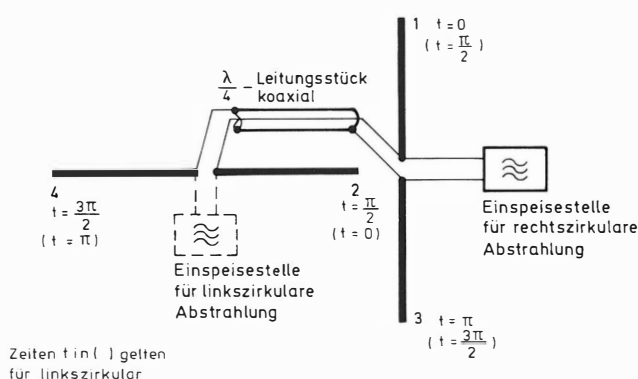


Bild 5

Speisung eines Kreuzdipols für zirkuläre Polarisation

Ein Kreuzdipol als Erreger eines zirkular polarisierten Feldes erzeugt, gemäß Definition, in der einen Normalen ein rechtsdrehendes, in seiner entgegengesetzten Normalen ein linksdrehendes zirkular polarisiertes Feld.

Bei der Verwirklichung einer zirkular polarisierten und rundstrahlenden Sendeantenne müssen geeignete Strahler derart angeordnet sein und so miteinander koppeln, daß für jeden Raumwinkel das horizontal polarisierte und das vertikal polarisierte Feld gleich groß ist. Es erscheint unmöglich, diese Bedingung zu erfüllen. Nur in der Normalen, also der Ausbreitungsrichtung einer Antenne, können die beiden Vektoren $\vec{E}_{\text{horizontal}}$ und $\vec{E}_{\text{vertikal}}$ genau gleich groß sein. Für alle davon abweichenden Abstrahlungswinkel hängt es vom Geschick des Antennenbauers ab, wie groß die Übereinstimmung von $\vec{E}_{\text{horizontal}}$ und $\vec{E}_{\text{vertikal}}$ bei der betreffenden Antenne wird.

Nur im materiefreien Raum strahlende zirkular polarisierte Sender werden ein exakt zirkular polarisiertes Feld für eine Empfangsantenne, weit entfernt von irgendwelcher weiteren Materie, erzeugen können. Die resultierenden Empfangsfelder in Gegenwart von Reflektoren und Sekundärstrahlern sind nicht mehr zirkular polarisiert.

Allgemein kann man sich ein beliebiges resultierendes Feld in der Nähe einer terrestrischen Empfangsantenne aus einem rechtsdrehenden und einem linksdrehenden, elliptisch polarisierten Feld bestehend vorstellen. Dabei hängt es, eine einwandfreie Zirkularpolarisation der gewünschten Drehrichtung im ungestörten Feld vorausgesetzt, von den Empfangsverhältnissen ab, wie groß die Einzelanteile von $\vec{E}_{\text{horizontal}}$ und $\vec{E}_{\text{vertikal}}$ in Betrag und Phase jeweils sind.

Einigermaßen ungestörte zirkular polarisierte Felder wird man daher nur auf freien und ebenen Flächen (Rayleigh-Kriterium) bei Einfallswinkeln unter 10° erwarten können. Aufgrund dieser Überlegung erscheint es müßig, bei Beugungsempfang eine Verbesserung der Empfangsqualität durch Anwendung von Zirkularpolarisation erreichen zu wollen. Ebenso kann nicht erwartet werden, daß allgemein Gleich- und Nachbarkanalstörungen durch Anwendung unterschiedlich drehender Zirkularpolarisation stark reduziert werden, da nur in den Fällen mit einer genügenden Störunterdrückung zu rechnen ist, wenn die störenden Sender in dem Winkelbereich der Empfangsantenne liegen, bei dem eine genügend große Unterdrückung der nicht gewünschten Drehrichtung der zirkular polarisierten Wellen auftritt.

Die Hauptanwendungsgebiete für Zirkularpolarisation liegen im Bereich der Streckenverbindungen und nicht beim Rundfunk. Satellitensendungen sind Richtfunkverbindungen gleichzustellen. Jedoch wird auch hier der Polarisationsgewinn bei schräg zur Empfangsrichtung einfallender Störsendung geschmälert, je nach Raumwinkel und Konstruktion der Empfangsantenne.

8.4. Duale Polarisation

Duale Polarisation eines elektromagnetischen Feldes liegt dann vor, wenn zwei gleich starke Strahlungsquellen den horizontal und den vertikal polarisierten Feldanteil nicht am gleichen Punkt abstrahlen. Infolge der räumlichen Trennung der beiden Strahlungsquellen hängt es vom Raumwinkel des Empfangspunktes zur Normalen der Verbindungslinie dieser beiden Quellen ab, ob das Empfangsfeld, das aus den beiden getrennten Quellen gebildet wird, zirkular, elliptisch oder schräg polarisiert ist. Der Einfluß von Erdboden und Sekundärstrahlern kommt noch hinzu.

9. Der Einfluß gemischter Polarisation auf die Qualität der empfangenen Sendungen

Im freien Raum ist es für die Empfangsqualität unerheblich, ob aus dem gemischt polarisierten Feld der horizontale, der vertikale oder beide Feldanteile mit entsprechenden Empfangsantennen herangezogen wird bzw. werden. Im Einflußbereich von Sekundärstrahlern sind jedoch hauptsächlich dem vertikalen Feldanteil zeitversetzte polarisierte Sekundärfelder überlagert (siehe 7.).

Für den Empfang beider Feldkomponenten eines gemischt polarisierten Signals ergibt sich daher eine geringere Empfangsqualität als es beim Empfang ausschließlich der horizontalen Komponente der Fall wäre. Jedoch ist auch der Empfang der horizon-

talen Komponente bei gemischt polarisierten Signalen durch den Depolarisationseffekt der Sekundärstrahler (siehe 5.) noch in der Qualität gemindert, was sich durch Abschalten der vertikal polarisierten Sendantennenelemente nachweisen läßt.

10. Schlußfolgerungen

Die beste Empfangsqualität bei terrestrischer Ausbreitung liefert eine horizontal polarisierte Empfangsantenne im horizontal polarisierten Feld.

Die nächst bessere Qualität wird bei horizontal polarisierter Empfangsantenne im gemischt polarisierten Feld erreicht. Danach folgt die Kombination gemischt polarisierte Empfangsantenne im gemischt polarisierten Feld.

Bei vertikal polarisierten Empfangsantennen im gemischt polarisierten oder vertikal polarisierten Feld ist stets mit den größten Modulationsverfälschungen durch zeitversetzte Sekundärfelder zu rechnen.

Die Benutzung gemischter Polarisation ist nur in speziellen Fällen von Vorteil. Für Rundfunksendungen, an die hohe Qualitätsansprüche gestellt werden (Fernsehen, Stereophonie), ist sie nur eingeschränkt brauchbar, zum Beispiel etwa im Umsetzerbetrieb mit Sichtverbindung zu jeder Empfangsantenne.

Vertikale Polarisation ist nur für die Anwendung schmalbandiger Nachrichtenverbindungen uneingeschränkt brauchbar.

Für den Spezialfall, daß die Sendeleistung für das Versorgungsgebiet nicht ausreicht und gemäß den internationalen Frequenzplänen nicht mehr erhöht werden kann, bietet die Anwendung der gemischten Polarisation die Möglichkeit, in den Frequenzbereichen II (FM-UKW-Bereich), IV und V (UHF-Fernsehbereich), in denen bis jetzt kaum vertikal polarisierte Sender betrieben werden, die abgestrahlte Sendeleistung um 3 dB zu erhöhen, das heißt zu verdop-

peln. Durch den Einsatz von Empfangsantennen, die für die betreffende Art der gemischten Polarisation gebaut sind, erhöht sich die Empfängereingangsspannung um 3 dB und der Geräuschabstand wird entsprechend verbessert. Gleich- und Nachbarkanalstörungen werden ebenfalls reduziert, vorausgesetzt, daß nicht alle Sender auf gemischte Polarisation übergehen.

Das hier dargestellte Verhalten der unterschiedlichen Polarisationsarten ist durch eine Reihe von Versuchen erhärtet worden. Das IRT hat diese Versuche zum Teil gemeinsam mit verschiedenen Rundfunkanstalten durchgeführt. Über diese Versuche und zusätzliche Laboruntersuchungen wird noch berichtet werden.

SCHRIFTTUM

- [1] Vilbig, F.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. 2. Auflage. Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1939.
- [2] Küpfmüller, K.: Einführung in die theoretische Elektrotechnik. 3. verb. und erw. Auflage. Springer-Verlag, Berlin 1941.
- [3] Becker, R.: Theorie der Elektrizität. Band 1: Einführung in die Maxwell'sche Theorie. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig 1949.
- [4] Becker, K.-D.: Ausbreitung elektromagnetischer Wellen. Eine Einführung in die Theorie. Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York 1974.
- [5] Vilbig, F. und Zenneck, J.: Fortschritte der Hochfrequenztechnik. Band 1: Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1941.
- [6] Zuhrt, H.: Elektromagnetische Strahlungsfelder. Eine Einführung in die Theorie der Strahlungsfelder in dispersionsfreien Medien. Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg 1953.
- [7] Doluchanow, W.: Die Ausbreitung von Funkwellen. Technik-Verlag, Berlin 1956.
- [8] Meinke, H. und Gundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. 3. verb. Auflage. Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York 1968.
- [9] Beckmann, P. und Spizzichino, A.: The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces. Pergamon Press, Oxford 1963.
- [10] Beckmann, P.: Die Ausbreitung der ultrakurzen Wellen. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig, Leipzig 1963.

ERFAHRUNGEN MIT GEMISCHTER POLARISATION BEI FERNSEHFÜLLSENDERN¹

VON KARL SEIBOLD²

Manuskript eingegangen am 15. März 1978

Fernsehversorgung

Zusammenfassung

Seit Ende 1975 wird im Fernsehfüllsendernetz des Süddeutschen Rundfunks auch gemischte Polarisisation verwendet. Es wird über die Erfahrungen bei der Inbetriebnahme der Anlagen, sowie bei der Lösung von Versorgungsproblemen berichtet.

Dadurch, daß die Sendeantennen mit gemischter Polarisisation betrieben werden, hat der Teilnehmer die Möglichkeit, seine Empfangsantenne wahlweise auf horizontale oder vertikale Polarisisation einzurichten, je nachdem, ob an seinem Empfänger Gleichkanalstörungen oder Reflexionen überwiegen.

Summary Experiences with television repeaters using mixed polarization

Since the end of 1975 the Süddeutscher Rundfunk has been using mixed polarization in its television repeater network. The experiences with the installation of the equipment are reported as well as the solution of certain coverage problems.

When the transmitting antenna systems are operated with mixed polarization the viewer has the choice of using either vertically or horizontally polarized receiving antennas. This allows the disturbing effects of co-channel interference or multipath reception, what ever is greater at the reception point in question, to be reduced or eliminated.

Sommaire Expériences de polarisations mixtes sur réémetteur de télévision

Depuis fin 1975 le Süddeutscher Rundfunk utilise la polarisation mixte dans son réseau de réémetteur de télévision. Cet article traite des expériences relatives à la mise en service des installations et à la solution des problèmes d'alimentation.

Les antennes d'émission étant à polarisation mixte, le téléspectateur a la possibilité de tourner son antenne pour la réception verticale ou horizontale, au choix, suivant que dominant les interférences de canal commun ou celles des ondes réfléchies au lieu de réception.

1. Einleitung

Ein bekannter Nachteil der Vertikalpolarisation ist eine Beeinträchtigung der Bildqualität durch Reflexionen, die vor allem im VHF-Bereich festgestellt werden kann. Deshalb betreibt man Grundnetzsender vorzugsweise mit Horizontalpolarisation, so daß das zu erwartende Störsignal horizontal polarisiert ist.

Für Fernsehfüllsender müssen immer häufiger Kanäle eingesetzt werden, die bereits durch einen Grundnetzsender belegt sind. Wenn im Versorgungsgebiet eines solchen Fernsehfüllsenders nicht darauf verzichtet werden kann, die Entkopplungsdämpfung durch geeignete Wahl der Polarisisation der Teilnehmerempfangsantenne zu erhöhen, dann muß dieser Füllsender ein vertikal polarisiertes Signal abstrahlen. Leider läßt es sich bei reiner Vertikalpolarisation nicht vermeiden, daß bei Ausbreitung in hügeligem Gelände die Teilnehmer in den Tallagen Reflexionen und damit schlechte Empfangsqualität zu erwarten haben.

Durch einen konkreten Fall sahen wir uns gezwungen, nach einem Weg zu suchen, der es dem Teilnehmer ermöglicht, selbst auszuwählen, ob er die optimale Bildqualität mit horizontal oder vertikal polarisierter Empfangsantenne erzielt. Die Städte Maulbronn und Knittlingen waren jahrelang einwandfrei versorgt, bis durch die Änderung der kennzeichnenden Merkmale eines Grundnetzsenders starke Gleichkanalstörungen in einem Teil des Versorgungsgebietes auftraten. Ein Kanalwechsel im

VHF-Bereich erschien ausgeschlossen. Da eine Lieferfirma für geeignete Kreuzyagiantennen gefunden wurde, haben wir uns entschlossen, Zirkularpolarisation anzuwenden und das Koordinierungsverfahren

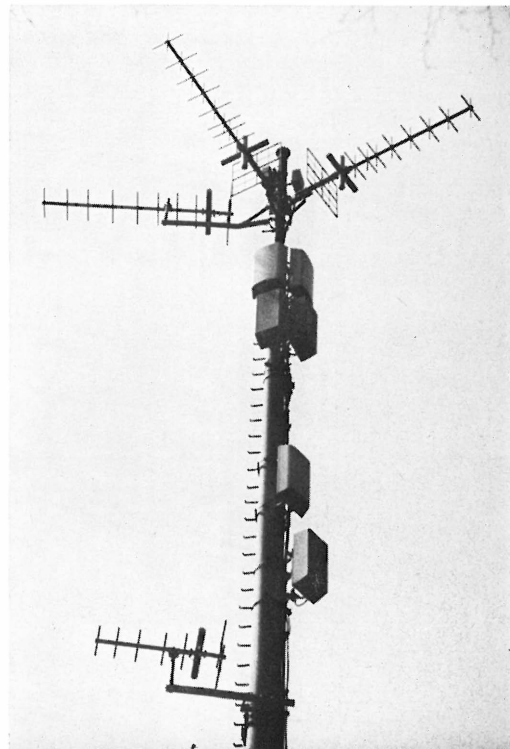


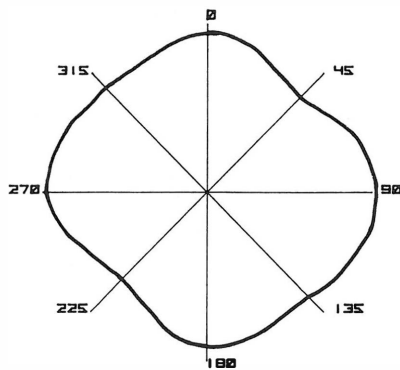
Bild 1

Sendeantenne des Fernsehfüllsenders Maulbronn

An der Mastspitze sieht man deutlich die beiden Kreuzyagiantennen sowie die einfache, horizontal polarisierte Antenne für die dritte Strahlungsrichtung

¹ Nach einem Vortrag, gehalten auf der 4. Jahrestagung der Fernseh- und Kintotechnischen Gesellschaft (FKTG) in Freiburg, 4. bis 7. Oktober 1976.

² Dipl.-Ing. Karl Seibold ist Leiter der Abteilung Sendermeßtechnik und Wartung beim Süddeutschen Rundfunk, Stuttgart.

**Bild 2**

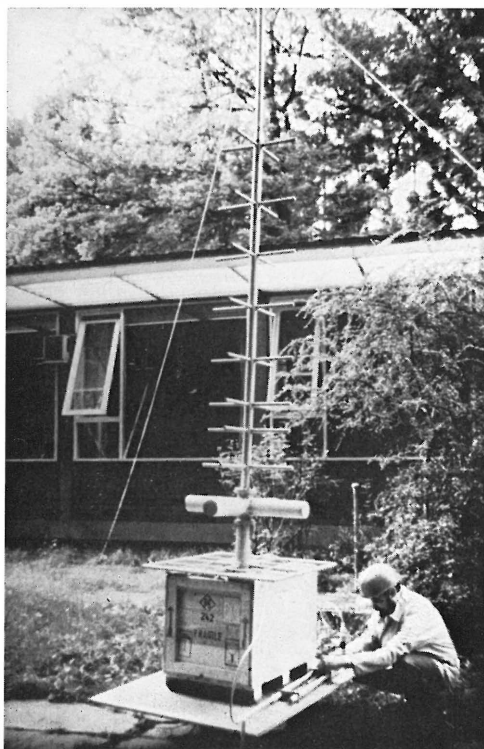
Polarisationsdiagramm eines für gemischte Polarisation geeigneten Antennenfeldes mit vier Elementen

Das Antennenfeld wird dabei schrittweise um seine Normalachse gedreht

ren mit den betroffenen Bedarfsträgern einzuleiten. Nachdem die Deutsche Bundespost eine vorläufige Genehmigung erteilt hatte, konnten im November 1975 für die Strahlungsrichtungen Maulbronn und Knittlingen mit 90 Grad Phasenverschiebung gespeiste Kreuzyagiantennen eingesetzt werden. Für die dritte Ausstrahlrichtung (Ötisheim) wurde die horizontal polarisierte Antenne belassen (**Bild 1**).

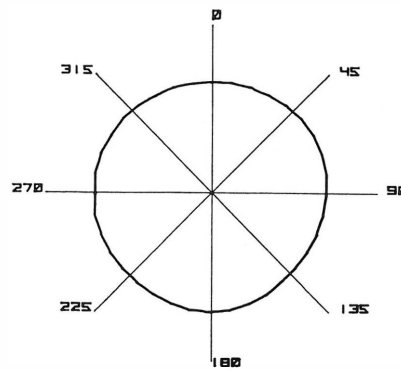
Auf eine Erörterung der theoretischen Zusammenhänge bei gemischter Polarisation kann hier verzichtet werden (siehe [1]).

Die Versorgungsmessungen wurden mit horizontal bzw. vertikal polarisierter Empfangsantenne vorgenommen. Das gesteckte Ziel war erreicht, die Teilnehmer können, durch geeignete Wahl der Polaris-

**Bild 3**

Kreuzyagiantenne auf der behelfsmäßigen Drehvorrichtung

Dieser Antennentyp wird in zirkular polarisierten Sendantennensystemen eingesetzt (s. **Bild 1**)

**Bild 4**

Polarisationsdiagramm der Kreuzyagiantenne aus **Bild 3** bei 90 Grad Phasenverschiebung

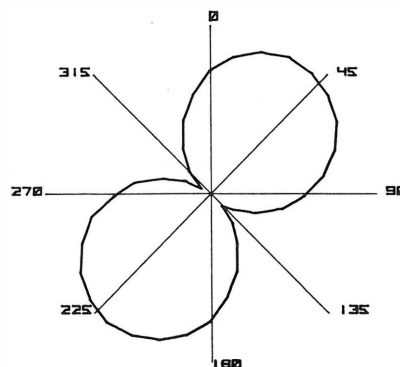
tion ihrer Empfangsantennen, einwandfreie Bildqualität, ohne störende Reflexionen und Gleichkanalstörungen, erhalten.

2. Untersuchung der verschiedenen Antennentypen

Nach diesem Ergebnis erschien es aussichtsreich, weitere Standorte auf gemischte Polarisation umzurüsten und auch bei neu geplanten Füllsendern diese Polarisation vorzusehen. Zuerst mußten jedoch die zur Verfügung stehenden Spezialantennen auf ihre Eigenschaften untersucht werden. Dazu haben wir eine behelfsmäßige Meßanordnung aufgebaut. Außerhalb des Technikgeschosses des Fernsehturms Stuttgart, in etwa 150 m Höhe, wurde eine linear polarisierte Yagiantenne fest angebracht und schräg nach unten ausgerichtet. Diese Antenne wurde durch einen Signalgenerator gespeist. Die zu untersuchenden Antennen haben wir jeweils auf einer provisorischen Drehvorrichtung betrieben und die Empfangsspannung aufgezeichnet. Die Messung erfolgte punktweise, da der Aufbau einer Vorrichtung zur Übertragung des Drehwinkels zu viel Zeit gekostet hätte.

Zuerst wurde ein Antennenfeld untersucht. Bei Speisung mit 90 Grad Phasenunterschied ergab sich ein Diagramm mit deutlichen Einzügen in vier Richtungen (**Bild 2**).

Das nächste Untersuchungsobjekt war eine Kreuzyagiantenne, die mit Seilen abgespannt werden mußte. Wie man sehen kann, wurde mit geringstem Aufwand gearbeitet (**Bild 3**).

**Bild 5**

Polarisationsdiagramm der Kreuzyagiantenne aus **Bild 3** bei 0 Grad Phasenverschiebung

Bei Speisung mit 90 Grad Phasenunterschied zeigte sich nur eine geringe Unrundheit (**Bild 4**), auch mit 0 Grad ergab sich das erwartete Diagramm (**Bild 5**). Da mit guter Annäherung Schrägpolarisation vorlag, entspricht es dem Richtdiagramm eines Halbwellendipols. Das bessere Ergebnis mit der Kreuzyagiantenne kann darauf zurückgeführt werden, daß sich die Richtdiagramme einer 10-Element-Yagiantenne in der E-Ebene und der H-Ebene nur wenig voneinander unterscheiden.

Es war vorgesehen, bei den Messungen in den Versorgungsgebieten auch eine Spezialantenne einzusetzen, die für den Empfang zirkular polarisierter Wellen geeignet sein sollte. Für diesen Zweck stand eine Kreuzyagiantenne aus zwei gegeneinander versetzten 5-Element-Yagiantennen zur Verfügung. Da nun mit einem höheren Meßaufwand zu rechnen war, wurde die oben angegebene Anordnung modifiziert und die Empfangsantenne an einem handelsüblichen Antennenrotor befestigt (**Bild 6**). Danach konnte mit einem X-Y-Schreiber aufgezeichnet werden. Es war notwendig, die Antennen genau aufeinander auszurichten, so daß in Hauptstrahlrichtung gemessen wurde. Der mitgelieferte Verteiler verursachte zusätzliche Phasendrehungen und mußte deshalb durch eine selbstgefertigte Ausführung aus drei Widerständen von je 20 Ohm ersetzt werden.

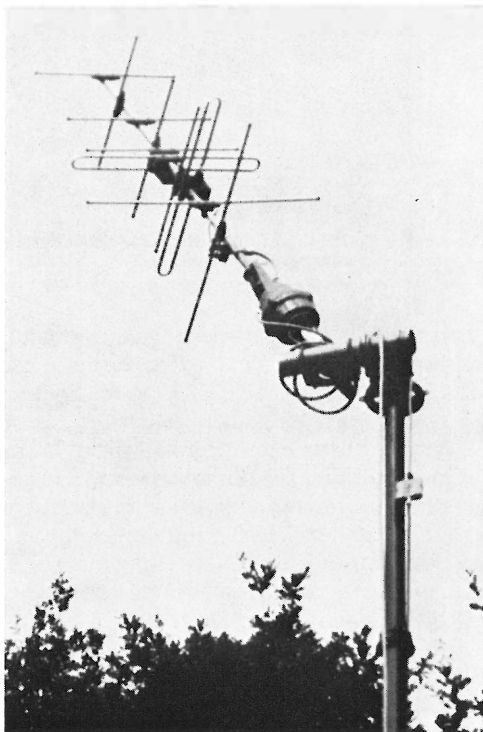


Bild 6

Meßempfangsantenne für zirkulare Polarisation

Die Antenne besteht aus zwei gegeneinander versetzten und gekreuzten 5-Element-Yagiantennen
(Man erkennt deutlich den Antennenrotor)

Für die zu messenden Kanäle wurden austauschbare Kabelstücke angefertigt und abgeglichen (**Bild 7**). Nun wurde die Rundheit des Diagramms der Empfangsantenne überprüft. Nach einigen Anfangsschwierigkeiten waren die Messungen reproduzierbar. Zum Feinabgleich wurden auf den für die Messungen vorgesehenen Kanälen 6, 9 und 12 die Diagramme für

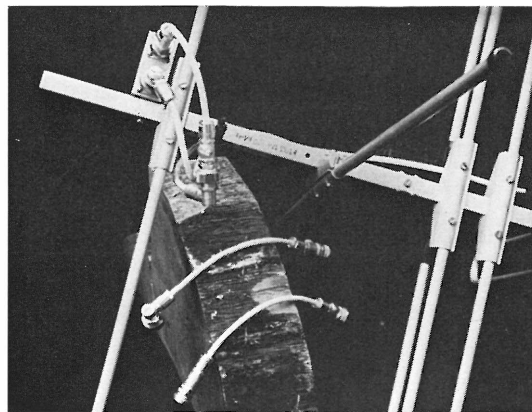


Bild 7

**Teilansicht der Meßempfangsantenne
für zirkulare Polarisation**

Man erkennt den gekapselten Verteiler und einige der austauschbaren Speisekabel

Speisung mit 90 Grad und mit 0 Grad Phasenunterschied überprüft; dabei war eine geringfügige Korrektur der Länge der Kabelstücke notwendig.

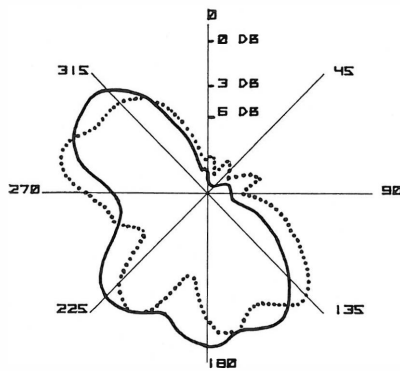
Die so abgeglichene Antenne wurde nun auf dem Fernsehturm fest montiert und aus dem Signalgenerator gespeist. Auch diesmal erfolgte die Abstrahlung schräg nach unten. Empfangen wurde, wie bei den früheren Versuchen, mit einer auf der behelfsmäßigen Drehvorrichtung betriebenen Kreuzyagiantenne (entsprechend **Bild 3**). Bei Umschaltung der Phasenleitung zur Änderung der Drehrichtung der Zirkularpolarisation, änderte sich die Empfangsspannung um ca. 20 dB. Nach dieser Überprüfung konnte der Abgleich als beendet betrachtet werden.

3. Messungen in den Versorgungsgebieten und erste Folgerungen

Das Institut für Rundfunktechnik hatte uns eine Meßeinrichtung zur Verfügung gestellt, so daß bei den Untersuchungen in den Versorgungsgebieten eine objektive Messung der Reflexionen möglich war. Zur quantitativen Messung der Reflexionsanteile wurde sendeseitig ein 2T-Impuls eingeleitet und im Meßfahrzeug oszillographisch ausgewertet. Dieses Fahrzeug war mit der oben beschriebenen Meßantenne (siehe **Bild 6**) ausgerüstet, die auf einem ausfahrbaren Teleskopmast angebracht war. Durch Austausch von Leitungsstücken, sowie durch wahlweises Einsetzen von Abschlußwiderständen konnte die Polarisation von zirkular auf schräglinear, vertikal oder horizontal umgeschaltet werden.

In der Stadt Geislingen an der Steige ist eine zirkular polarisierte Sendeantenne mit drei Hauptstrahlungsrichtungen in Betrieb. Wie aus den auf dem Prüfstand der Herstellerfirma gemessenen Richtdiagrammen hervorgeht, weichen die für horizontale und vertikale Polarisation auftretenden Werte etwas voneinander ab, so daß sicher nicht im gesamten Versorgungsgebiet exakte Zirkularpolarisation vorliegt (**Bild 8**).

Im Empfangsgebiet der Gemeinde Kuchen (Landkreis Göppingen) und in der Altstadt von Geislingen konnten Versorgungslücken geschlossen werden. Im ganzen Versorgungsgebiet können die Teilnehmer

**Bild 8**

Richtdiagramm der Sendeantenne Geislingen

— Horizontalkomponente
..... Vertikalkomponente

in den Tallagen, die ja keine Gleichkanalstörungen zu erwarten haben, durch Umstellung ihrer Empfangsantenne auf horizontale Polarisation die Bildqualität verbessern. Alle Messungen haben gezeigt, daß bei horizontal polarisierter Empfangsantenne die wenigsten Reflexionen sichtbar werden (**Bild 9**).

Bei dem mit vertikaler Polarisation betriebenen Fernsehfüllsender Deggingen wurde ein Strahlungsversuch mit Schrägpolarisation durchgeführt. Dabei wurden die in den drei Hauptstrahlungsrichtungen angebrachten Sendeantennen jeweils um 45 Grad schräg gestellt. An allen Meßpunkten konnte mit horizontal polarisierter Empfangsantenne eine Verringerung der Bildbeeinträchtigungen erreicht werden. Dabei trat das Optimum immer bei exakt horizontal polarisierter Empfangsantenne auf. Ein Versuch, in den Fällen, in denen ein Hang im Funkfeld parallel zu den Elementen der betreffenden Sendeantenne abfällt, eine Verbesserung dadurch zu erreichen, daß die Empfangsantenne ebenfalls parallel zum Hang eingestellt wurde, ergab keine besseren Werte. Dieses Ergebnis kann darauf zurückgeführt werden, daß im Funkfeld vorhandene, lineare, elektrisch gut leitende Reflektoren meist nicht zum Hang, sondern zur Horizontalebene senkrecht stehen. Es kann aber nicht ganz ausgeschlossen werden, daß in Stadtgebieten die optimale Bildqualität bei schräg gestellter Empfangsantenne auftreten könnte. Deshalb wird man, wenn dort bereits in Betrieb befindliche Anlagen auf gemischte Polarisation umgestellt werden sollen, vorsichtshalber Zirkularpolarisation anwenden, also mit 90 Grad Phasenunterschied speisen.

Ein weiterer Strahlungsversuch in Albershausen hat gezeigt, daß bei leichter Beugung und einem Waldgebiet zwischen Füllsender und Versorgungsgebiet keine Verbesserung durch Umstellung auf Zirkularpolarisation oder Schrägpolarisation erzielt wird. Die das Waldgebiet durchdringende Welle wird in jedem Fall so stark gedämpft, daß sie gegen das gebeugte Signal vernachlässigt werden kann.

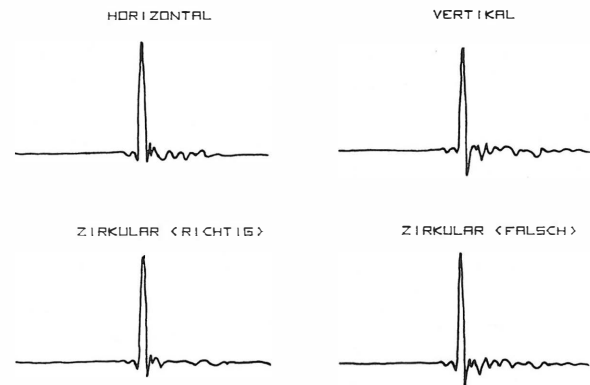
Bei schrägpolarisiertem Füllsendersignal besteht die Möglichkeit, daß ein Teilnehmer in Sendernähe sowohl mit horizontal als auch mit vertikal polarisierter Empfangsantenne einwandfreie Bildqualität erreichen kann. Dieser Teilnehmer kann dann seine Empfangsspannung dadurch um 3 dB erhöhen, daß

er seine Empfangsantenne parallel zur Sendeantenne, also ebenfalls schräg einstellt. Bei dieser Einstellung müssen aber, mit Rücksicht auf die vertikal polarisierte Komponente, alle Regeln beachtet werden, die für die Montage vertikal polarisierter Empfangsantennen gelten.

Inzwischen wurde in Eberbach/Neckar ein weiterer Füllsender des Süddeutschen Rundfunks auf Schrägpolarisation umgestellt. Der kürzlich in Betrieb genommene Fernsehfüllsender Waldenbuch strahlt in einer Richtung ebenfalls mit Schrägpolarisation.

4. Schlußbemerkungen

Bei allen Arten der gemischten Polarisation muß man, mit vergleichbaren Antennen, gegenüber der vertikalen oder horizontalen Polarisation die doppelte Senderleistung aufbringen, um dieselbe Vertikal- und Horizontalkomponente der Feldstärke zu erreichen.

**Bild 9**

Oszillogramme des 2T-Impulses bei unterschiedlicher Polarisation der Empfangsantenne
(Sender zirkular polarisiert)

Die durch einen amerikanischen Antennenhersteller beschriebene Verringerung der Reflexionsanteile durch die Verwendung zirkular polarisierter Empfangsantennen (bei zirkular polarisiertem Sendesignal) konnte nicht bestätigt werden. Durch den Einsatz einer solchen Empfangsantenne trat an keinem der Meßpunkte eine deutlich erkennbare Verbesserung ein. Die bei Reflexion auftretende Änderung des Drehsinnes der Polarisation konnte deshalb keine Verringerung der Bildbeeinträchtigungen bringen, weil Störungen durch Reflexionen an fast ebenen Flächen, bei Einfall der Welle in Richtung der Flächennormale, in der Praxis nicht vorkommen. Derartige Verbesserungen (bis zu 20 dB) sind nur unter Laborbedingungen zu erzielen.

Trotzdem geht aus allen Untersuchungen hervor, daß die gemischte Polarisation ein geeignetes Hilfsmittel darstellt, um bei Gleichkanalbetrieb und ungünstigen Geländeverhältnissen das Versorgungsziel zu erreichen. Aus wirtschaftlichen Gründen wird man dabei meist der Schrägpolarisation mit schräggestellten Sendeantennen den Vorzug geben.

SCHRIFTTUM

- [1] Dietz, U.: Der Einfluß der Polarisation elektromagnetischer Wellen im Meter- und Dezimeterbereich auf die Übertragungsqualität bei terrestrischer Ausbreitung. Rundfunktechn. Mitt. 22 (1978), H. 2, S. 79–86.

SCHLUSSTAGUNGEN DER STUDIENKOMMISSIONEN 1 UND 6 DES CCIR

GENF, JANUAR/FEBRUAR 1978

0. Allgemeines

Die Schlußtagungen der CCIR-Studienkommissionen für die Studienperiode 1974–1978 wurden in zwei Tagungsblöcken A und B abgehalten. Während der Block A den Zeitraum vom 12. September bis 20. Oktober 1977 umfaßte und in dieser Zeit die Studienkommissionen 5, 10, 11 und CMTT tagten – darüber wurde in [1] berichtet –, waren im Block B (9. Januar bis 3. Februar 1978) die Schlußtagungen der Studienkommissionen 1 (Nutzung des Frequenzspektrums und Frequenzüberwachung) und 6 (Ionosphärische Wellenausbreitung) für den Rundfunkbereich wichtig.

Die Schlußtagungen der Studienkommissionen sind immer von besonderer Bedeutung, da die dort erarbeiteten Texte von der folgenden Vollversammlung des CCIR, die diesmal vom 7. bis 23. Juni 1978 in Kyoto/Japan tagen wird, endgültig verabschiedet werden.

Im Jahre 1979 wird in Genf außerdem die Weltweite Funkverwaltungskonferenz (WARC '79) zur generellen Überarbeitung der Vollzugsordnungen für den Funkdienst (VO-Funk) stattfinden. Auch aus diesem Grunde wurden die Tagungen der Studienkommissionen 1 und 6, über deren Ergebnisse im folgenden berichtet wird, mit besonderem Interesse verfolgt.

1. Studienkommission 1:

Nutzung des Frequenzspektrums und Frequenzüberwachung

Vorsitz: J. T. Dixon (USA)

Die Studienkommission 1 bildete 5 Arbeitsgruppen.

1-A: Wirksame Nutzung des Spektrums

Vorsitz: W. Utlaut (USA)

1-B: Einteilung und Bezeichnung von Aussendungen (unter Einschluß der IWP 1/1)

Vorsitz: C. W. Sowton (IFRB)¹

1-C: Spezifizierung und Meßmethoden von Aussendungen

Vorsitz: G. Gröschel (Bundesrepublik Deutschland)

1-D: Überwachung von Aussendungen

Vorsitz: R. J. Dunn (Großbritannien)

1-E: Rauschen

Vorsitz: R. Struzak (Polen)

Im Hinblick auf die 1979 stattfindende Weltweite Funkverwaltungskonferenz waren die Verwaltungen der Länder auf der letzten Zwischentagung der Studienkommissionen 1 aufgefordert worden, entsprechende Beiträge zu liefern [2]. So ist es zu erklären, daß die Zahl der eingegangenen Dokumente diesmal wesentlich höher lag als zur Zwischentagung. Ein Teil der aus diesen Eingangsdokumenten herrührenden Beiträge wurde von der Studienkommission für wichtig erachtet, ihn dem SPM² zur Aufnahme in die VO-Funk zu empfehlen. Breiten Raum in der Diskussion nahmen ein amerikanischer Beitrag ein (Dok. 1/186), der sich mit einer Neuverteilung der Mandate innerhalb der Studienkommission 1 befaßte, sowie ein französischer Beitrag (Dok. 1/189), der die

Herausnahme einer Vielzahl von Texten aus dem neuen CCIR-Buch (Grünbuch) der Studienkommission 1 vorsah. Der amerikanische Vorschlag wurde zwar als sehr nützlich für die Reorganisation der Arbeitsverteilung innerhalb der Studienkommission 1 angesehen, wegen der Kürze der Zeit wurde aber eine Entscheidung hierüber vertagt. Der französische Vorschlag führte zur Streichung einer Vielzahl von Texten. Teils wurden sie ersatzlos gestrichen, weil die Informationen nicht mehr dem neuesten Stande der Technik entsprachen, teils an andere Studienkommissionen weitergeleitet. Dies betrifft insbesondere Texte, die Informationen über feste oder bewegliche Dienste enthielten und daher an die Studienkommissionen 3 und 8 weitergegeben wurden. Die Streichung der Texte bedeutet in diesem Zusammenhang nicht, daß sie als Dokumentation verloren gehen; sie werden nur nicht mehr in der Neuausgabe der CCIR-Bücher erscheinen.

Arbeitsgruppe 1-A:

Wirksame Nutzung des Spektrums

Allein in dieser Arbeitsgruppe lagen 68 Eingangsdokumente vor. Aus diesen Dokumenten wurden 10 neue Berichtsentwürfe erarbeitet, die sich überwiegend mit Problemen der gemeinsamen Frequenzbandbenutzung (sharing) durch verschiedene Dienste befassen. Zum gleichen Thema lag auch ein deutscher Beitrag (Dok. 1/196) vor. Aus diesem Beitrag wurde ein Berichtsentwurf (Dok. 1/252) erarbeitet, der Schutzabstandswerte zwischen dem FM-Tonrundfunk und dem beweglichen Landfunk (Eurofunk) festlegt. Zwei weitere Berichtsentwürfe geben Informationen über die Nutzung des Frequenzspektrums bis 3000 GHz! Für die Nutzung des Spektrums oberhalb 3000 GHz wurde ein neues Studienprogramm erstellt.

Ein deutscher Beitrag, der eine Änderung der Empfehlung AA/1 (Definition von Störungen im Funkverkehr) vorsah, wurde abgelehnt. Die Empfehlungen 314-4 und 337-1 wurde verbessert. Durch einen Verwaltungsumlauf (A. C./190) wurden zwei neue Fragen (Frage 56/1 und 57/1) eingebracht. Die erste dürfte dabei für den Rundfunk von Interesse sein, da sie auf Störungen zwischen Diensten in benachbarten Frequenzbereichen Bezug nimmt.

Arbeitsgruppe 1-B:

Einteilung und Bezeichnung von Aussendungen

Die Aufgaben der Arbeitsgruppe 1-B wurden über die Tagungen hinaus von der Interim-Arbeitsgruppe IWP 1/1 wahrgenommen. Als Ergebnisse ihrer Tätigkeit legte die IWP 1/1 eine überarbeitete Version des auf der Zwischentagung angenommenen Empfehlungsentwurfs AB/1 (Einteilung und Bezeichnung von Aussendungen) vor. Arbeitsgruppe 1-B verbesserte diese Empfehlung in weiteren Punkten. Mit dieser Empfehlung liegt dem SPM ein nützlicher Beitrag für die Funkverwaltungskonferenz vor. Darüber hinaus wurden als Antwort auf den Empfehlungsentwurf AB/1 das Begehren 44 und die Entscheidung 1 gestrichen.

Arbeitsgruppe 1-C:

Spezifizierung und Meßmethoden von Aussendungen

In der Arbeitsgruppe 1-C wurden die Empfehlungen 328-3 (Spektren und Bandbreiten von Aussendungen)

¹ IFRB — International Frequency Registration Board (Internationales Amt zur Frequenzregistrierung, der UIT unterstellt).

² SPM — Special Preparatory Meeting; besondere Tagung des CCIR (23. 10. bis 17. 11. 1978), dient zur Vorbereitung der Funkverwaltungskonferenz 1979.

und 329-2 (unerwünschte Ausstrahlungen) überarbeitet. Die darin enthaltenen Definitionen werden dem SPM empfohlen (Dok. 1/262). Vier Beiträge, darunter auch einer der Bundesrepublik Deutschland, die die Gefährdung durch elektromagnetische Strahlung zum Thema hatten, wurden zu einem neuen Berichtsentwurf (Dok. 1/223) u. Korr.) verarbeitet. Ausgelöst durch einen Beitrag der USA (Dok. 1/179) wurde eine neue Frage entworfen, in der nach Methoden zur Bestimmung der Ausgangsleistung von Sendern gefragt wird. Durch den bereits erwähnten Verwaltungsumlauf A. C./190 wurden die Fragen 54/1 (Frequenztoleranz von Sendern) und 55/1 (unerwünschte Ausstrahlungen) sowie das Studienprogramm 36 B/1 (Spektren und Bandbreiten von Aussendungen) neu aufgenommen. Studienprogramm 38 A-1/1 (unerwünschte Aussendungen) wurde durch einen neuen Entwurf ersetzt, der jetzt auf die Frage 55/1 bezogen ist. Das Studienprogramm 41 A/1 wurde, wie im französischen Dokument 1/189 vorgeschlagen, gestrichen und an die Studienkommission 3 weitergeleitet.

Arbeitsgruppe 1-D:

Überwachung von Aussendungen

Durch einen Beitrag der UdSSR (Dok. 1/154) wurde die Empfehlung 327-3 (Messungen von Spektren und Bandbreiten bei Aussendungen) überarbeitet (Dok. 1/220). Im Handbuch für Funküberwachungsstationen wurden die Resolutionen 16-1 und 41 durch eine neue Resolution ersetzt (Dok. 1/218). Die Information über die verschiedenen Stationen wurde gleichzeitig durch Herausgabe einer Weltkarte (Dok. 1/241) erweitert. Ein deutscher Beitrag (Dok. 1/152) führte zu einem neuen Berichtsentwurf über die automatische Überwachung des Funkfrequenzspektrums.

Arbeitsgruppe 1-E:

Rauschen

Die Arbeitsgruppe 1-E befaßt sich mit Störungen durch elektrische Betriebsmittel („man made noise“) sowie ionosphärischem Rauschen. Es wurde eine Reihe von Texten zu diesen Themen (Empfehlung 433-2; Fragen 50/1, 4/1 und 46/1; Studienprogramme 46 A/1, 4 B-2/1, 4 C/1 und AH/1 sowie Begehren 2) überarbeitet. Ein Beitrag der USA (Dok. 1/183) führte zur Annahme eines neuen Empfehlungsentwurfs (Benutzung von Rauschdaten bei Untersuchungen hinsichtlich der Spektrumsnutzung).

Neben diesen fünf Arbeitsgruppen tritt zwischen den Tagungen noch die Interim-Arbeitsgruppe IWP 1/2 unter dem Vorsitz von R. J. Mayher (USA) zusammen. Diese Arbeitsgruppe wurde auf Wunsch des Vorsitzenden der Studienkommission 1 im Oktober 1977 vom Direktor des CCIR ins Leben gerufen. Sie soll sich im wesentlichen mit Fragen des internationalen Datenaustausches über Computer befassen. Das soll zu einer besseren Ausnutzung des Frequenzspektrums innerhalb der verschiedenen Verwaltungen führen. Das erste Treffen der IWP 1/2 hatte erst kurz vor Beginn der Tagung der Studienkommission 1 stattgefunden. Die Ergebnisse dieses Treffens sind im Bericht des Vorsitzenden (Dok. 1/197) zusammengefaßt. Sie führten jedoch weder zum Entwurf neuer noch zur Revision bestehender Texte.

2. Studienkommission 6:

Ionosphärische Wellenausbreitung

Vorsitz: D. K. Bailey (USA)

Die gesamte Arbeit der Studienkommission wurde geprägt durch die auf der Zwischentagung beschlossene neue Organisationsform [2]. Danach ergab sich eine Unterteilung in 6 Arbeitsgruppen:

6-J: Ionosphäreneigenschaften und Wellenausbreitung
Vorsitz: C. Rush (USA)

6-K: Betriebliche Aspekte
Vorsitz: C. McCue (Australien)

6-L: Faktoren für die Systembemessung
Vorsitz: E. Bramley (Großbritannien)

6-M: Natürliche und industrielle Geräuschstörungen
(Dokumente wurden in 6-J bearbeitet)

6-N: Raumwellenfeldstärken bei Frequenzen über 1,6 MHz
Vorsitz: F. Rogler (Bundesrepublik Deutschland)

6-P: Raumwellenfeldstärken bei Frequenzen unter 1,6 MHz
Vorsitz: P. Knight (Großbritannien)

Da der Arbeitsgruppe 6-M nur wenige Dokumente zugeordnet waren, wurden diese von 6-J mitbearbeitet. Auf diese Weise reduzierte sich die Anzahl der aktiven Arbeitsgruppen auf fünf.

Der Vorsitzende der Studienkommission gab bekannt, daß er nach Beendigung der Schlußtagung zurücktreten werde. Daher wurde in geheimer Wahl eine Rangliste mit 5 Kandidaten ermittelt, von der nach dem Wunsch der Studienkommission auf der Vollversammlung in Kyoto ein Kandidat zum Vorsitzenden ernannt werden soll. Diese Liste enthält folgende Namen:

1. L. Barclay (Großbritannien)
2. C. McCue (Australien)
3. C. Rush (USA)
4. T. Damboldt (Bundesrepublik Deutschland)
5. K. Miya (Japan)

Arbeitsgruppe 6-J:

Ionosphäreneigenschaften und Wellenausbreitung

Die Empfehlung 371-2 (Wahl des Indizes für langfristige Ionosphärenvoraussagen) wurde wesentlich umgearbeitet und erweitert (Dok. 6/228 u. Korr.). Informationen aus den früheren Berichten 245-3, 246-3 und 340-2 sind jetzt in einem Anhang zu dieser Empfehlung enthalten, so daß die beiden erstgenannten Berichte gestrichen werden konnten. Bericht 255-3 (Grundlegende Voraussageinformationen bei ionosphärischer Wellenausbreitung) wurde insbesondere unter Berücksichtigung von sporadischer E-Wellenausbreitung überarbeitet und ergänzt (Dok. 6/318). Bericht 262-3 (ELF-, VLF- und LF-Ausbreitung in der und durch die Ionosphäre), der die Ausbreitung über Whistler-Moden behandelt, wurde vollständig neu geschrieben, was sich z. T. auch aus der Erweiterung des Frequenzbereiches gegenüber der alten Fassung ergab (Dok. 6/328). Bericht 341-2 (HF Duct-Ausbreitung über dem Maximum der F-Schicht) wurde in den neuen Entwurf des Berichtes 250-3 (Ionosphärische Wellenausbreitung über große Entfernungen ohne zwischenliegende Bodenreflexionen) eingearbeitet, wodurch Bericht 341-2 gestrichen werden konnte (Dok. 6/341). Schließlich entstanden die vollständig neuen Berichte „Ionosphäreneigenschaften“ und „Side- und Back-Scatter am Boden und in der Ionosphäre“ (Dok. 6/356 u. Korr. sowie 6/358).

Arbeitsgruppe 6-K:

Betriebliche Aspekte

Bericht 249-3 (Ionosphärenortung bei schrägem Einfall) wurde bis auf kleine Änderungen in der Form der 1976 durchgeführten Revision bestätigt (Dok. 6/280). Der neue Bericht „Kurzzeitvoraussagen betrieblicher Para-

meter für ionosphärische Funkverbindungen“ wurde mit einigen textlichen und redaktionellen Änderungen verabschiedet (Dok. 6/293). Damit konnte der Bericht 247-3 gestrichen werden, da die wesentlichen Teile davon im neuen Bericht enthalten sind. Bericht 248-3 (Verfügbarkeit und Austausch von grundlegenden Daten für die Vorhersage von Funkwellenausbreitung) wurde als solcher gestrichen und mit geringfügigen Änderungen als Anhang in die Empfehlung 313-2 genommen (Dok. 6/292).

Arbeitsgruppe 6-L:

Faktoren für die Systembemessung

Bericht 574 (Ionosphärische Kreuzmodulation) erhielt neben zahlreichen redaktionellen Änderungen einen neuen Abschnitt, der die Grenzen in der Anwendbarkeit der dargestellten Theorie aufzeigt (Dok. 6/309 u. 229). Bericht 263-3 (Ionosphärische Einflüsse auf die Erde-Welt-Raum-Wellenausbreitung), in dem der Einfluß der Elektronen in der Ionosphäre sowie des Erdmagnetfeldes auf die Ausbreitung von Funkwellen beschrieben wird, erfuhr erneut eine starke Bearbeitung (Dok. 6/310 u. 213). Hiervon sind vor allem die Kapitel über Szintillation und Gruppengeschwindigkeit betroffen. Dieser Bericht wurde zusammen mit Bericht 262-3 (VLF- und ELF-Ausbreitung in der und durch die Ionosphäre) zu einer neuen Empfehlung erklärt (Dok. 6/346). Der auf der Zwischentagung neu erarbeitete Bericht AB/6 über Veränderungen der Ionosphäre durch leistungsstarke HF-Aussendungen wurde berichtigt und verbessert (Dok. 6/338). Gleichzeitig wurde in einer neuen Empfehlung „Ionosphärische Veränderung durch Hochleistungssendungen“ dieser Bericht zusammen mit Bericht 574 als Informationsgrundlage hervorgehoben (Dok. 6/337). Über die Beeinflussung der Ionosphäre durch Hochleistungssendungen wurde außerdem ein neues Studienprogramm aufgestellt (Dok. 6/305). Schließlich wurden zwei weitere neue Studienprogramme im Zusammenhang mit gemeinsamer Frequenzbenutzung terrestrischer Systeme unter Einbezug ionosphärischer Ausbreitung sowie über die Arbeitskenngrößen von Antennen für ionosphärische Ausbreitung beschlossen (Dok. 6/308, 244 sowie 6/303, 233).

Arbeitsgruppe 6-M:

Natürliche und industrielle Geräuschstörungen

Neben einer neuen Frage über Funk-Geräuschstörungen (Dok. 6/316) ergab sich im wesentlichen nur eine kleine Änderung im Entwurf zum Bericht 342-2 (Geräuschstörungen in und über der Ionosphäre), die der Verbesserung des Textes diente (Dok. 6/235).

Arbeitsgruppe 6-N:

Raumwellenfeldstärken bei Frequenzen über 1,6 MHz

Der Schwerpunkt der Arbeit dieser Gruppe lag in der Auswertung des Berichtes der Interim-Arbeitsgruppe (IWP) 6/1 über eine neue Methode zur Feldstärkevorhersage im Frequenzbereich 2 bis 30 MHz (Dok. 6/222 [Rev. 1] u. Korr.). Das dazugehörige Rechenprogramm konnte jedoch von der IWP 6/1 noch nicht vorgelegt werden. Aus diesem Grunde wurde der Text „Zweite rechnergestützte Interimsmethode des CCIR zur Abschätzung der Raumwellenfeldstärke und der Übertragungsdämpfung bei Frequenzen zwischen 2 und 30 MHz“ zunächst als Nachtrag zum bestehenden Bericht 252-2 vorgesehen (Dok. 6/324). Nach Fertigstellung des Rechenprogramms soll die neue Methode den jetzigen Bericht 252-2 ersetzen, und nach einer neuen Empfehlung soll bis dahin für rechnergestützte Feldstärkevorhersagen der alte Bericht 252-2 ohne Nachtrag benutzt werden (Dok. 6/323 [Rev.1]). Dieses Vorgehen

machte die Streichung des Berichtes 572 möglich, der das gleiche Thema behandelt.

Bericht 253-2 (Messung der Stärke vom Raumwellensignalen bei Frequenzen über 1,6 MHz) wurde grundlegend überarbeitet (Dok. 6/236). Er wurde unter Berücksichtigung der heutigen Empfängertechnik auf den neuesten Stand gebracht. Damit stimmt der Bericht jetzt auch mit dem Nachtrag zu Bericht 252-2 überein.

Eine neue Empfehlung entstand aus dem Anhang zu Bericht 259-3 (VHF-Ausbreitung durch reguläre und sporadische E-Schicht sowie durch andere anomale Ionisation) (Dok. 6/279). Dieser Anhang beschreibt eine Berechnungsmethode für sporadische E-Ausbreitung. Nach der neuen Empfehlung soll diese Methode benutzt werden, um im oberen HF- sowie im VHF-Bereich sporadische E-Feldstärken in gemäßigten nördlichen Breiten abzuschätzen. Dort hat sich die Methode als zuverlässig und praktikabel erwiesen.

Schließlich entstand der neue Bericht „Entwicklungen in der Abschätzung der Raumwellenfeldstärke und des Übertragungsverlustes bei Frequenzen über 1,6 MHz“ (Dok. 6/223 [Rev.1]). Hier werden Entwicklungstendenzen aufgezeigt, die bei einer künftigen Revision der 2. CCIR-Methode zur Feldstärkevoraussage bei Frequenzen zwischen 2 und 30 MHz zu berücksichtigen sind. Außerdem sollen mit diesem Bericht die Grenzen der Gültigkeit der neuen Rechenmethode dargelegt werden.

Arbeitsgruppe 6-P:

Raumwellenfeldstärken bei Frequenzen unter 1,6 MHz

Bericht 264-3 (Raumwellenausbreitungskurven zwischen 300 und 3500 km bei Frequenzen zwischen 150 kHz und 1600 kHz im europäischen Rundfunkbereich) konnte gestrichen werden, da die wesentliche Information daraus in die Berichte 431-1 und 575 eingearbeitet wurde (Dok. 6/262). Bericht 431-1 (Analyse von Raumwellenausbreitungsmessungen im Frequenzbereich von 150 kHz bis 1600 kHz) wurde nochmals vollständig neu geschrieben (Dok. 6/326). In der neuen Gliederung treten jetzt die unterschiedlichen Einflüsse von Meßmethoden und Meßergebnissen klarer hervor. Der Hauptteil des Berichtes 575 (Methoden für die Vorhersage von Raumwellenfeldstärken bei Frequenzen zwischen 150 kHz und 1600 kHz) bekam eine präzisere Feldstärkedefinition, einen Hinweis auf die Anwendbarkeit des Wellensprungverfahrens (Bericht 265-3) und einen Zusatz über ein alternatives Vorhersageverfahren für die USA (Dok. 6/277, 347 und 278). Im Anhang von Bericht 575, in dem die modifizierte UdSSR-Rechenmethode dargestellt ist, wurden u. a. die Formeln zur Ermittlung des Seegewinns und des Verlustfaktors modifiziert sowie zusätzliche Aussagen über Raumwellenfeldstärken am Tage gemacht (Dok. 6/318). Der Anhang in seiner neuen Form wurde vom Bericht 575 abgetrennt und direkt in die Empfehlung 435 als Anhang hineingenommen (Dok. 6/342).

Umfangreiche Änderungen und Ergänzungen erhielt auch Bericht 265-3 (Raumwellenausbreitung bei Frequenzen unterhalb von etwa 150 kHz mit besonderer Betonung der ionosphärischen Effekte) (Dok. 6/325). Da die im Bericht dargestellten Vorhersagemethoden bis zu etwa 500 kHz bei Entfernungen bis zu etwa 2000 km Gültigkeit haben, wird auf Bericht 575 hingewiesen.

Martin Dahme (St. K. 6) und Gerd Petke (St. K. 1)
Institut für Rundfunktechnik

SCHRIFTTUM

- [1] Wolf, P., u. a.: Schlußtagungen der Studienkommissionen 5, 10, 11 und CMTT des CCIR. Genf, September/Okttober 1977. Rundfunktechn. Mitt. 21 (1977), H. 6, S. 261–271.
- [2] Wolf, P., u. a.: Zwischentagungen der Studienkommissionen des CCIR. Genf, 16. Februar bis 19. März und 3. Mai bis 4. Juni 1976. Rundfunktechn. Mitt. 20 (1976), H. 4, S. 150–160.

59. TAGUNG DER AUDIO ENGINEERING SOCIETY¹

HAMBURG, 28. FEBRUAR BIS 3. MÄRZ 1978

0. Allgemeines

Die Audio Engineering Society veranstaltet jährlich drei Tagungen, zwei davon finden in den USA, eine im europäischen Raum statt; diesmal in Hamburg im schon nicht mehr neuen Congress Centrum Hamburg (CCH), dessen kongreßtechnische Einrichtungen (Diaprojektion, Sprachverstärkung etc.) leider nicht dem Stand entsprechen, den man von diesem Haus erwarten sollte.

51 Vorträge wurden in 7 verschiedenen „Sessions“ gehalten, das Schwergewicht lag bei der Gerätetechnik und Meßtechnik.

Die Tagung wurde von einer Ausstellung begleitet, die im wesentlichen von Herstellern elektroakustischer Geräte beschickt wurde; dabei waren die Firmen aus Übersee leider nicht in dem Umfang beteiligt, der ihrer tatsächlichen Bedeutung entspricht.

Im folgenden wird über die einzelnen Sessions (ohne C: Music & Technology) und die Ausstellung berichtet.

1. Session A: Room & Psychoacoustics

In dieser Session wurden 6 Vorträge gehalten; 3 zum Thema Raumakustik, 2 zum Thema elektroakustische Übertragungsverfahren und ein Vortrag, der einer ausschließlich psychoakustischen Frage gewidmet war.

Im Centre Georges Pompidou in Paris – allerdings vom eigentlichen Gebäude getrennt und unter die Erde verbannt – ist für das IRCAM (Institute de Recherche et Coordination Musique Acoustique) ein Studio- und Konzertsaal (6800 m³) gebaut worden, dessen hervorstechendes Merkmal die Variabilität der raumakusti-

schen Eigenschaften und der Größe ist (A1). Wände und die in drei Teilen absenk- und drehbare Decke tragen drehbare Elemente, die eine Variation der Nachhallzeit in weiten Grenzen gestattet (**Bild 1**).

Bei einer Deckenhöhe von ca. 3 m läßt sich die Nachhallzeit zwischen 0,4 und 2 s, bei einer Höhe von ca. 15 m zwischen 1 und 4,5 s variieren.

Der Raum ist ferner durch Vorhänge in 3 Abschnitte teilbar, enthält 3 Beleuchterbrücken und variable Podeste.

Sicher wird ein Raum mit so großer Flexibilität mehr als Aufnahmestudio denn als Konzertraum genutzt werden. Es bleibt abzuwarten, ob diese mit hohem finanziellem Aufwand erreichte Variabilität auch künstlerisch genutzt werden wird.

Ebenfalls mit der raumakustischen Variabilität von Aufnahmestudios befaßt sich ein weiterer Vortrag (A3). Es wurde ein variables Wandelement mit geringer Einbautiefe (0,5 m), das auch bei tiefen Frequenzen noch wirksam ist, vorgestellt. Es folgten Erörterungen derzeitiger und früherer Trends in der Bevorzugung raumakustischer Eigenschaften von Aufnahmestudios, schließlich wurden Ratschläge für die Planung und Ausführung von Studios, insbesondere bei erschwerten Bedingungen (hohe Außengeräuschpegel), erteilt.

In einem weiteren Vortrag zum Thema Raumakustik (A5) wurde versucht, das Schallfeld am Hörerort in Abhängigkeit von der Schallquelle, der Schallquellenentfernung und den Raumeigenschaften auf einfache Weise zu berechnen. Die vorliegende Arbeit stellt die Grundgleichungen für den Schall dar, der den Hörer am Empfangsort in bestimmter Entfernung erreicht. Es ist das Ziel, mit Pegelgleichungen Hilfsmittel für eine leichte Berechnung zu schaffen.

Bemerkenswert ist die Einführung eines „modifizierten Hallradius“. Dabei wird der Versuch unternommen – ähnlich wie bei der Definition des Echogrades nach Niese – starke frühe Reflexionen entsprechend der subjektiven Bewertung dem Direktschall zuzuordnen. Vorausgesetzt, die sehr schwierige Trennung zwischen „frü-

¹ Die einzelnen Kapitel dieses Beitrags wurden von den folgenden Mitarbeitern des Instituts für Rundfunktechnik verfaßt:

Session A: G. Plenge

Session B: M. Stübbe

Session D: H. Jakubowski

Session E: K. Altmann

Session F: G. Theile

Session G, Ausstellung: H. Twietmeyer

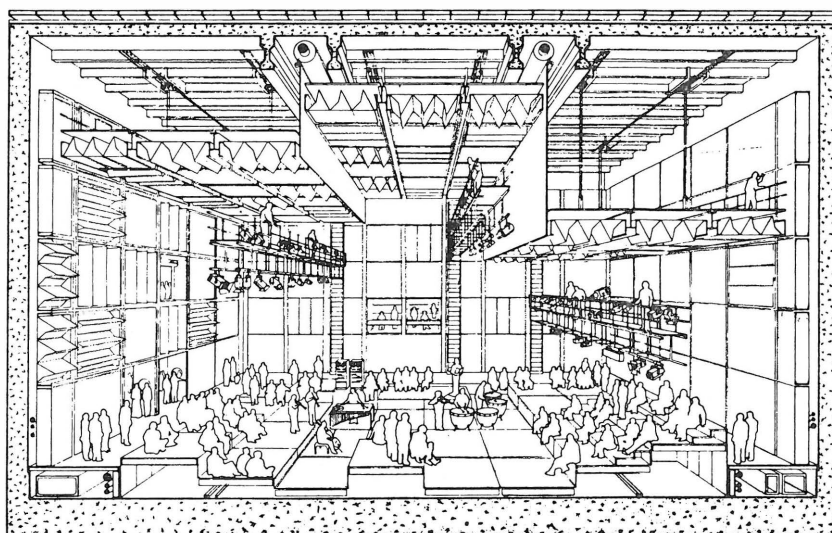


Bild 1

Ansicht des „Espace de Projection“

hen“ und „späten“ Reflexionen gelingt, könnte ein solcher „modifizierter Hallradius“ als weitere Größe für die Beschreibung des Höreindrucks an einem Ort in einem Raum herangezogen werden.

Die Vorträge zu den elektroakustischen Übertragungsverfahren wurden beide der naturgetreuen bzw. richtungsgetreuen Übertragung gewidmet. Auf der Basis der kopfbezogenen Übertragung wurde ein Verfahren beschrieben (A2), das es erlaubt, die Empfangseigenschaften eines Kunstkopfes elektronisch zu simulieren. Ferner wurde ein Signalverarbeitungsverfahren beschrieben, das eine Wiedergabe kopfbezogener Signale sowohl über eine zwei- als auch eine vierkanalige Lautsprecheranlage erlaubt (Biphonic- und Q-Biphonic-System).

Über Ergebnisse von Richtungshörversuchen sowohl in der Horizontal- wie auch in der Medianebene wurde berichtet.

Das zweite Verfahren (A4) beruht auf der schon mehrfach beschriebenen Technik der sogenannten Eidophonie (u. a.: Rundfunktechn. Mitt. 21 (1977), H. 5, S. 196-204). Es wurde über eine Erweiterung des Verfahrens berichtet, die darin besteht, daß eine zur Horizontalebene senkrecht stehende zweite Abtastebene zusätzlich verwendet wird.

Hörversuche mit diesem System ergaben insbesondere eine verbesserte Wiedergabe der Schallquellenentfernung.

Um die Klärung der Frage der subjektiven Bewertung nichtlinearer Verzerrungen bemühte sich der Autor des letzten Vortrags dieser Session (A6).

Hörversuche wurden durchgeführt, um die Grenzen der Hörbarkeit von Änderungen der Wahrscheinlichkeitsdichte der Amplitudenwerte von schmalbandigem Rauschen (terz- und oktavbreit) zu finden. Die Ergebnisse zeigten, daß die erhaltenen Werte von der Bandmittenfrequenz (variiert zwischen 63 Hz und 16 kHz) und dem Pegel (variiert zwischen 20 und 100 dB) nahezu unabhängig sind.

- (A1) V. M. A. Peutz, S. C. I. C. Peutz & Associés, Paris: The Variable Acoustics of the Espace de Projection of IRCAM
- (A2) N. Takahashi, T. Mori, Y. Kosuda, Victor Company of Japan Ltd.: Precision Sound Image Localization Technique
- (A3) J. Mantel, München: Advanced Room Acoustics
- (A4) P. Scherer, Institut für Technische Akustik, Aachen: Eidophonie Reproduction with two Scanning Planes
- (A5) E.-J. Völcker, Hessischer Rundfunk, Frankfurt: Listening Conditions in an almost Direct Sound Field
- (A6) S. R. Hlibowicki, Technical University of Wrocław, Polen: Audibility Examinations of Change of Probability Density of Acoustical Signal Instantaneous Values

2. Session B: Magnetic Recording

Der Bedarf nach immer mehr Tonspuren bei der Produktion von Vielkanalaufnahmen führte in letzter Konsequenz zur Entwicklung eines Koppelsystems (B1), das es ermöglicht, mehrere Tonbandmaschinen mit der erforderlichen Laufgenauigkeit zu betreiben. Durch Verwendung eines schnell reagierenden rechnergesteuerten Servosystems wurde es ermöglicht, die erforderliche Phasenkohärenz auch bei den üblichen Gleichlaufschwankungen der Maschine und der Ungenauigkeit bei der Zeitcodeaufzeichnung und -abtastung zu erreichen, wobei der Verlauf der Regelsignale für die gesteuerte Maschine so gestaltet werden mußte, daß hierdurch keine Beeinträchtigung der Gleichlaufeigenschaften erfolgt.

Zum Komplex der digitalen Tonaufzeichnung auf Magnetband wurde eine nüchterne Bestandsaufnahme der bis heute erreichten Qualitätsparameter und des hierfür

erforderlichen apparativen Aufwands vorgenommen (B4). Es deuten sich hier Lösungswege an, die auch bei einem Kompromiß zwischen höchster Qualität und Aufzeichnungssicherheit noch zu einer wesentlichen Verbesserung gegenüber der Analogtechnik vor allem bei der erreichbaren Dynamik führen werden. Bei der Aufnahme und Abmischung von Mehrkanalproduktionen bedeutet dies eine erhebliche Erweiterung des Gestaltungsspielraums.

An der Entstehung von Modulationsgeräuschen bei der Magnetbandaufnahme sind mehrere Faktoren beteiligt (B8). Um die Einflüsse jedoch reproduzierbar analysieren zu können, ist es vorteilhaft, den Anteil zu betrachten, den das Band selbst liefert. Es sind hier die ungleichmäßig verteilten Oxydkonzentrationen, die durch Flußschwankungen im homogenen Magnetfeld Störsignale erzeugen. Diese Dichteschwankungen, die bei bestimmten Herstellungsprozessen entstehen können, lassen sich auch durch optische und mechanische Meßverfahren bestimmen, wobei besonders das optische Durchleuchten die beste Übereinstimmung mit der magnetischen Gleichfeldmessung bringt.

- (B1) P. Joss, W. Derrer, Studer International Ltd., Regensdorf, Schweiz: Precise Synchronization of Audio Information in the Field of Multichannel Recording Technique
- (B4) E. Engberg, Ampex, Redwood City, California: Magnetic Digital Audio Recording, a Realistic Look of an Emerging Technology
- (B8) A. Koller, Agfa-Gevaert AG., München: Some Physical Aspects of Modulation Noise in Magnetic Tape Recording

3. Session D: Sound Reinforcement and Broadcasting

Zwei Vorträge befaßten sich mit dem Problem der Beschallung mit Sprache und Musik bei sehr hohen Umgebungs-lautstärken.

Im ersten Vortrag (D1) wurden Verfahren beschrieben, die Schwelle maskierender Umgebungsgeräusche zu überschreiten. Gezielte Frequenzgangbeeinflussungen und Dynamikkompressionen führen auch bei sehr hohem Umfeldgeräuschpegel zu guter und sicherer Sprachverständlichkeit und zu durchaus akzeptabler Qualität bei Musikübertragung.

Die im zweiten Vortrag (D2) aufgezeigten Probleme bei der Beschallung von Freiluftstadien erlauben nicht, daß von den o. a. Verfahren Gebrauch gemacht werden kann, da hier Nutz- und Störsignale die gleiche spektrale Verteilung aufweisen. Das früher übliche System einer zentralen Beschallungsanlage erforderte sehr hohe Schalleistungen, garantierte dennoch keine einwandfreie Verständlichkeit an jedem Platz. Die Problemlösung wird heute in einer dezentralen Beschallungsanlage gesehen, die eine optimale Anpassung an die Stadionarchitektur erlaubt, eine gleichmäßige Versorgung und eine gute Verständlichkeit garantiert, dennoch aber in der abgegebenen Schalleistung nicht so groß ist, daß die Stadionumgebung davon gestört wird.

Im weiteren wurde im Rahmen dieser Session eine Neunkanal-Konferenzanlage auf der Basis der Infrarotlichtübertragungstechnik vorgestellt und demonstriert (D3). Die Vorteile, die in der Infrarotlichttechnik gesehen werden, sind die Möglichkeit, drahtlos zu arbeiten und, vor allem, die Wiederverwendbarkeit immer der gleichen Sendefrequenzen in jedem Raum, da, anders als bei der Hochfrequenzübertragung, kein Übergreifen in benachbarte Räume möglich ist. Die Installation besteht sendeseitig aus Verstärkern und einer Zahl von Leistungsstrahlern, die an die Größe des Raumes angepaßt werden muß, der „ausgeleuchtet“ werden soll, und empfangsseitig aus sehr kleinen und leichten Empfängern und Kopfhörern. Die demonstrierte Übertragungsqualität wie auch die Übersprechdämpfung zwischen den Kanälen waren gut.

In einem weiteren Vortrag (D5) wurde ein neu entwickelter RF-Reportagesender beschrieben, der den speziellen Anforderungen der drahtlosen Rundfunkreportage noch besser entsprechen soll. Neben kleineren Abmessungen und geringerem Gewicht sind auch in elektrischer Hinsicht gegenüber bisherigen Produkten Verbesserungen erreicht worden. Die Sendeleistung des neuen Gerätes ist umschaltbar zwischen 10 W und 1 W. Die Sendefrequenz (für die Bundesrepublik) ist 77 MHz, der Nominalhub 8 kHz und die Bandbreite ca. 15 kHz. Für ausländische Gesellschaften sind, entsprechend den dortigen Vorschriften, Varianten mit anderen Kennwerten vorgesehen. Der Sender beherbergt außerdem einen Kommandoempfänger. Die Empfangsfrequenz liegt bei 160 MHz. Vier verschiedene Empfangskanäle können gewählt werden. Für Sender und Empfänger wird eine gemeinsame Antenne benutzt. Für den 10-W-Betrieb wird ein 4-Ah-Akkumulator eingesetzt, bei 1-W-Betrieb ein 1-Ah-Typ, der das Gesamtgerät dann kleiner und leichter werden läßt. Bei stationärem Einsatz ist Netzbetrieb möglich.

- (D1) D. Kleis, N. Öias, Philips Netherlands: Optimum Transmission of Speech and Music into Noisy Environment
- (D2) G. Boye, Philips GmbH, Hamburg: Modern Audio Systems for Open Air Stadiums
- (D3) H.-J. Griese, Sennheiser electronic, Wedemark: Conference Systems Using Infrared Light Techniques
- (D5) W. Pohl, Sennheiser electronic, Wedemark: A new Reportage Transmitter

4. Session E: Audio Measurements

Es bestehen heute kaum noch Zweifel darüber, daß die Meßgrößen Frequenzgang und harmonische Verzerrungen (Klirrfaktor) für die Beurteilung der Eigenschaften elektroakustischer Geräte nicht ausreichen. Deshalb wurden in den letzten Jahren mehrere Verfahren zur Messung von statischen und dynamischen Intermodulationsverzerrungen vorgestellt, die weitere Aussagen liefern sollten. Grundsätzlich kann man die Verfahren zwei Gruppen zuordnen:

1. Differenzton-Verfahren,
2. Verfahren mit bandbegrenztem Rauschen.

Obwohl in der Zwischenzeit viele Messungen durchgeführt und die Verfahren untereinander verglichen wurden, ist der Zusammenhang zwischen den Meßergebnissen und der subjektiven Störwirkung noch weitgehend ungeklärt, so daß keine eindeutigen Aussagen gemacht werden können. Die einschlägige Industrie stellt inzwischen Meßgeräte für die einzelnen Verfahren her, wobei die Anwendung digitaler Meßwertverarbeitung (einschließlich der Mikroprozessortechnik) besonders bei den Spektrum-Analysatoren zu einer neuen Gerätetechnik geführt hat.

Der erste Vortrag des Tages (E1) machte deutlich, daß die Liste der Intermodulationsverzerrungen noch erweiterbar ist. Bei der beschriebenen Interface-Intermodulation (IIM) handelt es sich allerdings um den bekannten Effekt der Rückwirkung des Lautsprechers auf den Ausgang des Verstärkers. Die Messung einiger heute gebräuchlicher Verstärkerkonfigurationen mit einer modifizierten Zweiton-Differenzmethode erbrachte das Ergebnis, daß der Verstärker mit dem niedrigsten Ausgangswiderstand auch die geringsten Verzerrungen lieferte. Durch die bei Leistungsverstärkern übliche Angabe des Dämpfungsfaktors erhält man einen Hinweis auf die Größe des Ausgangswiderstandes.

Die verschiedenen Meßverfahren der dynamischen Intermodulationsverzerrungen erbringen unterschiedliche Resultate, speziell wenn man bandbegrenzte Übertra-

gungssysteme untersucht, wie sie beim Rundfunk vorliegen ($f_g = 15$ kHz), aber nicht nur da, denn auch Geräte mit digitaler Signalverarbeitung reduzieren oft die Bandbreite, um den Aufwand in Grenzen zu halten (E2). Es ist naheliegend, daß Differenztonverfahren, deren obere Frequenz bei 15 kHz liegt, in diesem Fall falsche Ergebnisse vorspiegeln. Der Autor führte die Verfahren experimentell vor.

Was man heute im Audiobereich alles messen kann, das wurde an Hand des Meßgeräteprogramms der Firma Brüel u. Kjaer erläutert (E5). Nach Meinung des Autors bieten sich 6 Meßverfahren besonders an, weil sie mit der subjektiven Störwirkung korrelieren. Im einzelnen handelt es sich dabei um die Terzanalyse, die Freifeld- und Phasenmessung und die Messung der Burstreflexion bei Lautsprechern, sowie die Erfassung tieffrequenter Komponenten bei Tonarmen und Laufwerken und die statischen und dynamischen Intermodulationsverzerrungen bei Tunern und Verstärkern.

Die digitale Verarbeitung der Meßsignale ermöglicht es, Schmalbandspektrum-Analysatoren zu bauen, die die Meßwerte einspeichern und die Signale über einen Rechner von der Zeitebene in die Frequenzebene transformieren (E6). Der Spektrum-Analysator 2031 von Brüel und Kjaer läßt sich auch mit einem Tischrechner und Plotter betreiben; es sind dann mehrdimensionale Darstellungen möglich, die viele Vorgänge anschaulicher machen.

Um die akustischen Verhältnisse eines Raumes nachzubilden, ist es notwendig, die entsprechenden diskreten Echos und Nachhallwerte zu erzeugen (E7). Daß Signalverzögerungen und Nachhall mit Hilfe digitaler Techniken und dem Einsatz von schnellen Mikroprozessoren heute realisiert werden können, ist bekannt. Neu ist die Möglichkeit, die Kennwerte verschiedener Räume zu speichern und beliebig abzurufen.

- (E1) M. N. T. Ojala, J. Lammassniemi, Technical Research Centre, Electronics Lab., Oulu, Finnland: Intermodulation Distortion in the Amplifier-Loudspeaker Interface
- (E2) B. F. Hertz, Danish Broadcasting, Farum, Dänemark: Something more about Dynamic IM Distortion
- (E5) H. Møller, Brüel & Kjaer, Naerum, Dänemark: Multi-Dimensional Audio
- (E6) C. Thomsen, M. Sølling, H. Møller, Brüel & Kjaer, Naerum, Dänemark: Multi-Dimensional Audio Measurements Using Digital Signal Processing Techniques
- (E7) H. Pichler, J. Thoma, Technische Universität Wien: The Use of a Micro-Processor for the Artificial Simulation of Room-Acoustics

5. Session F: Transducers

Dominierendes Thema dieses Abschnitts waren die Lautsprecher. Nach wie vor liegen hier die Schwerpunkte

1. in der Verbesserung der Eigenschaften des dynamischen Lautsprechers und
2. in der subjektiven und objektiven Meßtechnik.

In allen Bereichen steht dabei der Einsatz des Rechners im Vordergrund.

So wurde von der Möglichkeit berichtet (F1), die Schwingungen von Lautsprechermembranen auch dann mit dem Rechner zu simulieren, wenn ringförmige Sicken in die Membran eingebracht sind. Auf diesem Wege kann die Wirkung solcher Sicken studiert und das Abstrahlverhalten eines Lautsprechers, besonders hinsichtlich Frequenzunabhängigkeit des richtungsabhängigen Übertragungsmaßes, leicht optimiert werden.

Der Unterdrückung von unerwünschten Schwingungsmoden auf der Membran durch konzentrischen sprunghaften Wechsel ihrer Steife sind Grenzen gesetzt, deren

Gesetzmäßigkeiten bisher unbekannt waren. Für die Zukunft wäre eine Erweiterung des Programms für stetige Steifeänderungen zu wünschen, so daß sich ein optimales „Steifeprofil“ für beliebige Membranen berechnen ließe.

Ein weiterer Beitrag (F5) hatte die Weiterentwicklung des Druckkammer-Hochtonlautsprechers durch Modifizierung des „phaseplug“ (kalottenförmiger Einsatz zwischen Membran und Horneintritt für den Laufzeitausgleich des von verschiedenen Sektoren der Membran abgestrahlten Schalls) zum Inhalt. Unter Anwendung eines neueren Impedanzmodells konnte theoretisch nachgewiesen werden, daß im Gegensatz zu dem bisher üblichen, konzentrisch geschlitzten Einsatz ein solcher mit radial angeordneten, kreissektorförmigen Schlitzten einen ausgeglichenen Frequenzgang bis zu 20 kHz gewährleistet. Das Ergebnis wurde experimentell bestätigt.

Der Einsatz des Rechners in der Lautsprecherentwicklung erscheint jedoch nicht an jeder Stelle sinnvoll (F3). Zwar basiert der rechnergestützte Entwurf heutiger Lautsprechersysteme auf „computergerechten“ elektrischen Analogien, doch bleibt in vielen Fällen das Hauptproblem dabei die experimentelle Bestimmung der auftretenden Parameter. Hierfür gibt es unterschiedliche Methoden. Frequenzabhängige Messungen der elektrischen Lautsprecher-Eingangsimpedanzen bei unterschiedlichen Betriebsbedingungen geben unter bestimmten Voraussetzungen Aufschluß über das Verhalten im unteren Frequenzbereich. Eine Analyse solcher Meßergebnisse zeigt aber, daß Fehlerquellen auftreten, die auf Nicht-Einhaltung dieser Voraussetzungen zurückzuführen sind.

(F1) I. Nomoto, K. Zuzuki, Victor Co. of Japan, Frankfurt: Computer-Simulation of a Vibrating Loudspeaker Cone having Corrugations

(F3) M. Rossi, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Schweiz: Practical Problems of Loudspeaker Parameters Measurements

(F5) C. A. Henriksen, Altec Corporation, Anaheim, California: Phase Plug Modelling and Analysis: Radial VS. Circumferential Types

6. Session G: Studio Technology

In der Vortragsreihe Studiotechnologie wurden Probleme und Aufgaben im Studiobetrieb erörtert und Neuentwicklungen von Studiogeräten vorgestellt.

Die Aufgabe des Toningenieurs, bei der Produktion ein ausgewogenes, ein seinen künstlerischen Vorstellungen entsprechendes Klangbild zu verwirklichen, ist in starkem Maße abhängig von den Bedingungen, unter denen er die Abmischung abhören kann (G8). Diese Bedingungen sind abhängig von folgenden Faktoren:

- Eigenschaften des Lautsprechers,
- Eigenschaften des Abhörraums,
- Aufstellung der Lautsprecher im Raum,
- Ort im Raum, wo abgehört wird.

Wird nach der Produktion unter anderen Bedingungen abgehört, so ändert das Klangereignis seinen Charakter mehr oder minder stark und kann eventuell den künstlerischen Intentionen, die bei der Produktion verfolgt wurden, völlig widersprechen.

Eine Beurteilung einer Produktion hinsichtlich ihrer Qualität ist also nur möglich, wenn unter gleichen, einheitlichen Bedingungen abgehört wird. In diesem Zusammenhang sind auch die Bemühungen der deutschen Rundfunkanstalten zu sehen, sich über einen Bezugs-lautsprecher zu einigen.

Die Lösung des Problems kann sich nach Meinung der Autoren nicht darauf beschränken, einen Einheits-lautsprecher als Bezugs-lautsprecher zu deklarieren, da – wie die Autoren argumentieren – die Einflüsse des Rau-

mes wesentlich in das Hörereignis mit eingehen. Für die Standardisierung der Abhörräume in der Filmindustrie liegt bereits ein Vorschlag vor. Auf dem Gebiet der Schallplattenindustrie und im Rundfunk existieren solche Empfehlungen noch nicht. Das Problem findet sich in einer Studienfrage bei CCIR (38/10) wieder.

Als wichtigste Eigenschaft des Raumes bezeichnen die Autoren den Frequenzgang des Raumes. Der Einfluß des Raumes nimmt an Bedeutung ab, wenn

- der Absorptionskoeffizient der Raumbooberfläche zunimmt,
- der relative Abstand der Lautsprecher zum Hörer abnimmt,
- das Bündelungsmaß der Schallquelle zunimmt.

Anforderungen an den Frequenzgang eines standardisierten Abhörraumes müssen aus Messungen und Hörtests gewonnen werden. Die dabei auftretenden Probleme wurden kurz angesprochen.

Aus den Erfahrungen des Finnischen Rundfunks (YLE) ergab sich ein Toleranzschema für den Frequenzgang, das zu folgenden Planungsgrundlagen für ein Abhörstudio führt:

- symmetrischer, rechteckiger Grundriß,
- Verhältnis Länge/Breite: 1,1 ... 1,7,
- Grundfläche: 35 ± 15 qm.

Von EMT wurde ein neuer Schallplattenspieler (EMT 950) in „bewährter Tonstudioteknik“ vorgestellt (G7). Damit zeigt sich, daß es in einer Zeit, in der man häufig nur noch von digitaler Signalspeicherung spricht, durchaus noch attraktiv ist, an der konventionellen Technik weiterzuarbeiten.

Nach einem kurzen historischen Überblick wurde ein spezieller, aber sehr wichtiger Gesichtspunkt bei der Entwicklung von Schallplattenspielern erläutert.

Die mechanische Abtastung des Tonsignals wird beeinflusst durch diverse miteinander gekoppelte mechanische Schwingungssysteme, deren Resonanzfrequenzen im wesentlichen durch die Massen und die dazugehörigen Elastizitäten (Federkonstanten) der Mechanik bestimmt werden.

Bei der sorgfältigen Konstruktion müssen die Resonanzen genügend bedämpft sein, damit externe (zum Beispiel Trittschall, Körperschall) und interne (zum Beispiel Motorvibrationen) Anregungen schnell abklingen bzw. wenig Einfluß auf den Abspielvorgang haben. Als sehr wichtig wurde herausgestellt, daß Resonanzfrequenzen gleichmäßig über den Übertragungsbereich zu verteilen sind, damit sie sich nicht summieren und als Störung im Tonsignal bemerkbar machen.

Wenn bei Videoproduktionen für die Tonaufzeichnung statt der Tonspur auf der MAZ eigens Tonbandmaschinen verwendet werden, müssen Video- und Audiosignal über einen Timecode miteinander verkoppelt werden (G5). Es bieten sich dafür zwei Möglichkeiten an:

- Von einem zentralen Timecode-Generator werden sowohl Video- als auch Audiobandmaschinen gesteuert.
- Eine Maschine wird als Master deklariert, die anderen Maschinen folgen als Slaves über die Timecode-Verkopplung dem Master.

Die Verwendung von Bandmaschinen, die ausschließlich für das Tonsignal vorgesehen sind, hat folgende Vorteile:

- Die Qualität des Tonsignals, das von der Tonbandmaschine kommt, ist hinsichtlich Rauschabstand, Verzerrung, Frequenzgang und Gleichlauf besser als die Qualität des Tonsignals von der Videobandmaschine.

- Die Verwendung von Mehrspurbandmaschinen ermöglicht bei Aufzeichnungen (zum Beispiel bei Life-Konzerten) den problemlosen Einsatz von Vielkanalmischpultanlagen und die Ausnutzung ihrer Vorteile bei der Tonnachbearbeitung.
- Zeit und Kosten werden eingespart: Die Videobandmaschinen werden für die Tonbearbeitung nicht blockiert, da hierfür das Bild von Arbeitskopien auf billigen Videorecordern ausreicht. Bei Nachsynchronisation oder bei Erstellung der Gesamtaufnahme können einzelne Spuren von Sprechern und Solisten später ergänzt oder korrigiert werden.

Bei Verwendung von synchronisierten Tonbandmaschinen für das Tonsignal (Fernsehbegleitung) ist folgendes zu berücksichtigen:

- Der SMPTE-Timecode beansprucht eine Spur auf dem Tonband (am sinnvollsten am Rand).
- Aufgrund der Natur des Timecodes kann ein Übersprechen vom Timecodekanal in den benachbarten Tonkanal auftreten. Das Problem ließe sich lösen, wenn der Timecode mit niedrigerem Pegel aufgesprochen wird und/oder der benachbarte Kanal nicht für das Tonsignal verwendet wird.
- Aufzeichnungen von zwei synchronisierten Tonbandmaschinen dürfen nicht Anteile derselben Signalquelle enthalten, da die Synchronisation zeitlich nicht so genau ist, daß hörbare Phasenabweichungen zwischen den Maschinen ausgeschlossen werden können.
- Beim Auslesen des Timecodes im schnellen Vor- und Rücklauf entstehen Probleme, da durch den Code Frequenzen außerhalb des Übertragungsreiches der Bandmaschinen erzeugt werden.

Auf der AES-Ausstellung wurde von Siemens ein neues Mischpultsystem (Sitral C) vorgeführt. In einem Vortrag über Planung und Entwurf eines neuen, modularen Mischpultsystems (G4) wurden Details dieser neuen „Generation“ erläutert. Einige charakteristische Merkmale sollen hier kurz angeführt werden:

- Verwendung von integrierten Operationsverstärkern,
- Verwendung von extern digital ansteuerbaren MOS-Schaltern,
- selektive Ausspielwege für Mehrspuraufnahmen,
- Gruppenbildung mit Schaltern über gemeinsame Gruppensammelschiene möglich,
- elektronische Flachbahnpegelsteller mit VCAs (voltage controlled amplifier),
- Gruppenbildung auch dadurch möglich, daß ein Pegelsteller der Gruppe nach dem Master/Slave-Prinzip die VCAs der anderen Kanäle in der Gruppe steuert,
- jeder Pegelsteller kann mit Hilfe des VCA als Begrenzüverstärker benützt werden,
- das Maß der Übersteuerung wird durch die Blinkfrequenz einer LED angezeigt,
- die Verwendung von VCAs und MOS-Koppelpunkten ermöglicht über ein nachrüstbares Interface Abmischvorgänge mit Rechnerunterstützung durchzuführen.

Ein Vortrag über digitalen Nachhall (G1) erläuterte die Prinzipien, die bei der elektronischen Nachhallerzeugung zur Anwendung kommen: Das Tonsignal wird digitalisiert, abgespeichert und bearbeitet, wobei das Programm die Vorgänge, wie sie bei der Entstehung von natürlichem, akustischem Nachhall ablaufen, zu simulieren versucht.

Das bereits seit einiger Zeit von EMT angebotene Nachhallgerät EMT 250 hat für diese Programmbearbeitung einen sogenannten Audioprozessor, der speziell für Aufgaben im Audiosektor entwickelt worden ist.

Auf der AES-Ausstellung führte EMT ein neues Nachhallgerät vor, dessen Programmbearbeitung mit Hilfe von schnellen Mikroprozessoren durchgeführt wird. Hier zeigt sich, wie schnell die Entwicklung der digitalen, hoch integrierten Bauelemente zu Neuerungen auf dem Gerätemarkt führt.

Das EMT 244 arbeitet bei veränderter Hardware im Prinzip nach dem gleichen Programm wie EMT 250, ist aber als 19-Zoll-Einschub erheblich kleiner als EMT 250.

(G1) K. O. Bäder, B. A. Blesser, Franz Vertr. Ges. Lehr: Improvements in Digital Reverb

(G5) S. Keiser, Ampex, Redwood City, California: An Overview of the Recording Techniques and Equipment for Post Production

(G7) E. R. Vogl, Fanz Vertr. Ges. Lehr: Criteria for the Effective Conception of Phonograph Reproduction Machines for Broadcast Studio Use

(G8) J. Borenus, S. U. Korhonen, Finnish Broadcasting, Helsinki, Finnland: Standardized Listening Conditions in Sound Control Rooms

7. Ausstellung

Die AES-Ausstellung in Hamburg zeigte auf dem Gebiet der Studiotechnologie zwei Trends auf, die bereits seit geraumer Zeit auch in anderen Bereichen diskutiert werden, die nun aber in zunehmendem Maße auch die Studios und den Betrieb in den Rundfunkanstalten derart beeinflussen, daß die bisher hier üblichen und bewährten Arbeitsweisen und -methoden sich sehr stark ändern werden.

7.1. Speicherung und Bearbeitung des digitalisierten Tonsignals

Neben der digitalen Tonspeicherung verspricht auch die digitale Tonbearbeitung Vorteile gegenüber der herkömmlichen analogen Technik. Unter Verwendung der noch preiswerter werdenden Halbleitertechnologien entstehen der digitalen Tonbearbeitung enorme Möglichkeiten. Ein Beispiel dafür, wie diese Technologie bereits Verwendung findet in den Studios, ist die elektronische Nachhallerzeugung mit dem EMT 250.

Außerdem kann in einer digitalen Tonstudientechnik ein höherer Qualitätsstandard erreicht werden (zum Beispiel Geräuschabstand, Gleichlauf).

Mit einer neuen Technologie entstehen aber gleichzeitig neue Probleme. Am Rande der AES-Tagung bildete sich ein Gesprächskreis, der sich mit der Klärung eines Teils dieser Probleme beschäftigte:

- Die Digitaltechnik bringt große technische und wirtschaftliche Schwierigkeiten mit sich, wenn jedes Gerät im Studio mit anderen Systemparametern arbeitet. Um die Probleme bei der Anpassung zwischen verschiedenen Geräten zu vermeiden, erscheint eine Standardisierung als sehr wünschenswert; dabei müßte eine Verständigung erreicht werden über Abtastrate, Auflösung, Codierung und Formate.
- Bei Verwendung der Digitaltechnik entstehen neue, gegenüber der Analogtechnik ganz andersartige Signalverfälschungen. Vor einer Standardisierung muß daher geklärt sein, wie die Systemparameter sich auf die Qualitätsparameter (zum Beispiel Rauschabstand, Basisbandbreite, Phasengang) auswirken. Erst dann läßt sich ein Pflichtenkatalog, dem das System gerecht zu werden hat, aufstellen. Unter Berücksichtigung, daß das System wirtschaftlich vertretbar sein muß, kann man dann zu einer optimalen Wahl der Systemparameter kommen.

Allerdings wurden Bedenken geäußert, ob noch genügend Zeit für Untersuchungen, Messungen und Hörtests vorhanden ist, um durch rechtzeitige Standardisierung oder Empfehlungen den Gang der Entwicklung beeinflussen zu können.

In der Diskussion wurden recht unterschiedliche Vorstellungen sowohl über Qualitätsparameter als auch über Systemparameter vorgetragen. Auf der einen Seite orientiert man sich an den Standards der Analogtechnik, auf der anderen Seite möchte man mit der neuen Technik eine Qualitätssteigerung erreichen.

Ebenso stark divergierten die Vorstellungen über die Systemparameter (zum Beispiel Abtastrate: 32 kHz bis ca. 50 kHz).

7.2. Vereinfachte und erweiterte Produktion und Betriebsabwicklung durch Rechnerunterstützung

Die Aufgaben im Studio werden zunehmend komplexer und unübersichtlicher. Als Lösung für viele dadurch entstandene Probleme wurden auf der AES-Tagung verschiedene Systeme vorgeführt, die versuchen, mit Prozeßrechnerunterstützung die Arbeit in der Tonstudio-technik zu erleichtern. Gleichzeitig ermöglicht diese unter dem Schlagwort Automatisierung erfolgende Entwicklung die Lösung von neuen Aufgaben.

Vom Rechner gesteuert werden zum Beispiel:

- Schaltfunktionen,
- Pegeleinstellung und Begrenzung,
- Einstellung von Entzerrern,
- Regelung der Abspielgeschwindigkeit von Bandgeräten.

Die AES-Ausstellung zeigte viele Beispiele für den Rechnereinsatz im Studio:

- bei Mischpulten,
- bei Koppelpunktfeldern,
- bei der Synchronisation von Mehrspurbandmaschinen untereinander und
- bei Synchronisation der Tonbandmaschinen mit Videomaschinen und Datenträgern.

Der allgemeine Trend, Studiogeräte, u. a. auch Mischpulte, nach Möglichkeit und Notwendigkeit zusätzlich für eine Steuerung durch Rechner vorzubereiten, beschränkt sich jetzt nicht mehr auf amerikanische und englische Hersteller; das Beispiel des neuen Siemens-Mischpultes zeigt, daß diese Technik auch bei deutschen Produzenten an Raum gewinnt.

SYMPOSIUM ÜBER „DIGITAL TECHNIQUES IN BROADCASTING“

LONDON, 26. JANUAR 1978

Am 26. Januar 1978 fand im Gebäude der IEE (International Electronic Engineering) in London eine gemeinsame Veranstaltung von BBC, IBA, ITCA und Britischer Post (PO) statt, bei welcher der Stand der Digitalisierung im Bereich des Rundfunks vorgestellt wurde. Im wesentlichen handelte es sich hierbei um eine Wiederholung der Demonstrationen in Venedig vom Frühjahr 1977, welche von der Arbeitsgruppe C der UER angeregt und durchgeführt wurden, jedoch nur den Technischen Direktoren der Rundfunkanstalten innerhalb der UER zugänglich waren.

Hauptaufgabe dieser Arbeitsgruppe ist es, die stürmische Entwicklung der Digitaltechnik im Rundfunkbereich auf europäischer Ebene zu koordinieren und somit frühzeitig auf einen möglichen gemeinsamen Standard nicht nur für den Programmaustausch zwischen SECAM- und PAL-Ländern hinzuwirken, sondern auch innerhalb der Rundfunkanstalten den Übergang vom Studio in Analogtechnik zum Studio in reiner Digitaltechnik durch Festlegung von Samplingfrequenzen und Codierungsformaten möglichst reibungslos zu gestalten.

Zweck der Veranstaltung war es, einem großen Kreis interessierter Fachleute einen Überblick über Entwicklungstendenzen, Standardisierungsvorschläge und bisher erzielte Ergebnisse in Form von Kurzvorträgen und Demonstrationen zu ermöglichen.

Es wurden folgende Demonstrationen durchgeführt: In einem Gerät zur digitalen Rauschbefeuerung von Fernsehbildern (BBC) wurden mit Hilfe eines digitalen Vollbildspeichers über eine rekursive Filterschaltung aufeinanderfolgende Fernsehbilder gemittelt, wobei stationäre Bildinhalte erhalten bleiben, unkorreliertes Rauschen jedoch vermindert wird. Um die bei bewegten Bildern zu erwartende Bewegungsunschärfe zu vermeiden, kann dieser Mittelungsprozeß definiert mittels eines Bewegungsdetektors unterbrochen werden.

Bei der Demonstration wurde deutlich, daß bei stationären Bildern nicht nur thermisches Rauschen, sondern auch Moiréstörungen eindrucksvoll vermindert werden. Bei bewegten Szenen traten Rauschstörungen nur in den bewegten Bildpartien auf, wo sie jedoch wegen des Verdeckungseffekts weniger bemerkbar und somit weniger störend waren.

Weiterhin wurde ein experimenteller digitaler Bildmischer vorgeführt, welcher mit einer Reihe konventioneller Schnitt-, Überblend- und Mischmöglichkeiten ausgerüstet war. Da in diesem Fall nur herkömmliche Analogfunktionen durch äquivalente Rechenschaltungen ersetzt wurden, bot hier die Digitaltechnik – außer der Möglichkeit der Verwendung standardisierter Logikbausteine und der damit erreichbaren Signalstabilität – keine funktionelle Überlegenheit im Vergleich zu seinem analogen Gegenstück.

Der Versuch der Independent Broadcasting Authority (IBA), ein konventionelles Aufzeichnungsgerät vom Typ BCN für die Aufzeichnung und Wiedergabe digitaler Bildsignale bei gleichbleibendem Bandverbrauch zu modifizieren, scheint nahezu gelungen zu sein (siehe auch S. 103). Zwar konnte zu diesem Zeitpunkt nur ein halbes Fernsehbild bei voller Bildqualität störungsfrei aufgezeichnet und wiedergegeben werden, doch wurde versichert, daß bereits Mitte März 1978 die nötigen Erweiterungen zur Vollbildaufzeichnung vollendet sein würden. Hauptaugenmerk dieser Entwicklung lag beim Entwurf geeigneter Codierungsstrategien bzw. bei Maßnahmen zur Fehlerkorrektur.

Eine Reihe weiterer Demonstrationen beschäftigte sich mit der Unterabtastung des Videosignals, wo durch die Wahl einer bestimmten Abtastfrequenz (doppelte Farbträgerfrequenz), eines bestimmten Abtastwinkels zum Farbträger und die Verwendung zweier Ein-Zeilenkammfilter eine Verringerung des Datenflusses von 106 Mbit/s auf 71 Mbit/s erreicht wurde (BBC). Bei diesem

Verfahren bleibt die Bildqualität nahezu unverändert. Eine Besonderheit dieses Verfahrens liegt darin, daß bei Kaskadierung keinerlei Verminderung der Bildqualität auftritt.

Ein weiteres System (BBC, Weston-System) geht von der Abtastung des Fernsehsignals mit vierfacher Farbträgerfrequenz aus und leitet daraus mit Hilfe geeigneter Sampleauswahl auf rein digitaler Basis die Luminanzkomponente sowie zeilensequentielle ($U \pm V$)-Farbartkomponenten ab. Erfolgt die anschließende Zusammensetzung des Signals analog zur Zerlegung, tritt keinerlei bzw. nur eine vernachlässigbare Verschlechterung der Bildqualität auf.

Die Zerlegung eines Fernsehsignals in seine Helligkeits- und Farbartkomponenten mit anschließender Zusammensetzung spielt eine bedeutende Rolle bei der Transcodierung von PAL- und SECAM-Signalen. Ausgehend von dem zuletzt genannten Codierungssystem wurden in den nachstehenden Demonstrationen (BBC) eine Reihe von Möglichkeiten durchgespielt (jeweils unter Durchlaufen eines oder mehrerer digitaler Zwischenstadien), um aus einem PAL-Signal bzw. dessen Komponenten Y, U, V ein entsprechendes SECAM-Signal oder umgekehrt zu erhalten.

Die Britische Post (PO) stellte eine komplette Einrichtung zur Übertragung digital codierter Nachrichten über Glasfaserleitungen zur Verfügung. Demonstriert wurde die Übertragung eines digital codierten 106-Mbit/s-Fernsehsignals über eine simulierte Versuchsstrecke von 6 km Länge. Sämtliche Bildsignale der in einem Nebenraum aufgebauten und in den Pausen frei zu besichtigenden Versuchsgesetze wurden über diese Einrichtung in den Vortragssaal übertragen.

Der Versuch einer Reduzierung des Datenflusses eines digital codierten Fernsehsignals von 106 Mbit/s auf 34 Mbit/s unter Verwendung einer geschlossenen Codierung wurde von der IBA vorgeführt. Grundlage hierfür

bot das obengenannte Codiersystem (doppelte Farbträgerfrequenz), welches um ein geeignetes DPCM-Codierverfahren mit einer besonderen, farbsättigungsgesteuerten Prädiktorrechnung erweitert worden war.

Während die Digitalisierung im Bereich des Fernsehens wegen der Anforderung an die Geschwindigkeit der benötigten Bauelemente erst in den letzten Jahren durch Fortschritte in der Technologie integrierter Logikschaltungen einen entscheidenden Aufschwung nahm, konnten im Tonsignalbereich mit der entsprechend einfacheren Technologie bereits Geräte und Verfahren serienreif entwickelt werden. An verschiedenem Tonmaterial wurde demonstriert, welche Störeffekte bei zwei verschiedenen Codierverfahren (instantaneous, near-instantaneous) zu erwarten sind. Des weiteren wurde eine PCM-Tonübertragung nach dem zuletzt genannten Verfahren vorgeführt sowie Effekte, die bei progressiver Kaskadierung dieses Systems auftreten, an verschiedenen Beispielen demonstriert.

Als gemeinsame Entwicklung von BBC und 3M wurde das Versuchsmodell eines digitalen 32-Kanal-Tonaufzeichnungsgeräts gezeigt. Vorteile eines solchen Recorders gegenüber seinen analogen Konkurrenten liegen hauptsächlich in seiner Wow- und Flutter-Freiheit. Der Störabstand des wiedergegebenen Signals ist nur noch von dem verwendeten Codierungsverfahren und nicht von Kopf-/Band-Parametern abhängig.

Als Abschluß der Demonstrationen wurde im Zusammenspiel mit dem obengenannten Recorder auch ein experimentelles digitales Tonmischpult vorgeführt, bei dem eine Vielzahl von Funktionsabläufen durch Programmierung eines eingebauten Speichers festlegbar waren. Unter Verwendung eines schnellen Rechners konnten dabei vorprogrammierte Klangfilterungen auf rein digitaler Basis vorgenommen werden.

Institut für Rundfunktechnik
Horst Schachlbauer

ANKÜNDIGUNG VON VERANSTALTUNGEN

Termine			
		29. 10.–3. 11. 1978	SMPTE Technical Conference
		New York	
15. 9.–21. 9. 1978	Photokina	9. 11.–15. 11. 1978	electronica 78
Köln		München	
25. 9.–29. 9. 1978	7. Internationale Broadcasting	22. 11.–25. 11. 1978	11. Tonmeistertagung
London	Convention (IBC) 78	Berlin	
2. 10.–5. 10. 1978	VDE-Kongreß '78	27. 5.–1. 6. 1979	10. Internationales Fernseh-
Hannover	60. VDE-Hauptversammlung	Montreux	Symposium
9. 10.–13. 10. 1978	6. Jahrestagung der Fernseh- und	17. 9.–21. 9. 1979	7. Jahrestagung der Fernseh- und
Trier	Kinotechnischen Gesellschaft	Dortmund	Kinotechnischen Gesellschaft
	(FKTG)		(FKTG)

BUCHBESPRECHUNGEN

Technische Akustik – kurz und bündig. Aus der Kamprath-Reihe. Von Ivar Veit. 160 Seiten, 130 Bilder, 3farbig, Format 22,5 cm x 15,7 cm, Kunststoffeinband, Vogel-Verlag, Würzburg 1974, Preis 25,- DM, ISBN 3-8023-0063-7.

Mit dieser sehr kurzen Abhandlung wird ein für den ersten Einstieg in das Fachgebiet der Akustik – z. B. auf dem Wege des Selbststudiums – gut geeignetes Lehrbuch angeboten. Die Darstellung ist klar und einprägsam. Viele, zum Teil mehrfarbige Abbildungen erleichtern das Verständnis. Formeln sind rot umrandet und dadurch beim wiederholten Lesen leicht auffindbar.

Da die Gesetze jedoch praktisch ohne Ableitungen angegeben sind, ist eine Vertiefung durch weitergehendes Quellenstudium unerlässlich. Wie in Lehrbüchern häufig üblich, werden die Fundstellen der verarbeiteten Zitate nicht angegeben; leider findet sich für den Leser auch kein Hinweis auf Vertiefungsliteratur.

Interessant ist der mit Physiologische Akustik überschriebene Abschnitt, der sich an Hörgeräteakustiker wendet, aber auch für Hörgeschädigte nützlich sein dürfte, die sich über Korrekturmöglichkeiten ihres Leidens informieren wollen.

Während praktisch alle wichtigen Begriffe der Technischen Akustik genannt und erklärt sind, fehlt doch häufig der Bezug zu praktischen Anwendungen. So ist es bezeichnend, daß der Abschnitt Lärmbekämpfung und Schallschutz in einem Buch mit dem Titel „Technische Akustik“ auf weniger als drei Seiten abgehandelt wird.

Horst Wollherr

Bauelemente der Halbleiterelektronik. Teil 2: Feldeffekt-Transistoren, Thyristoren und Optoelektronik. Von Herbert Tholl. (Moeller, Leitfaden der Elektrotechnik, Bd. 3, Teil II). 323 Seiten, ca. 330 Bilder, zahlreiche Beispiele, Format 22,9 cm x 16,2 cm, kartoniert, Verlag B. G. Teubner, Stuttgart 1978, Preis 38,- DM, ISBN 3-519-06419-7.

Der erste Teil wurde in RTM H. 6/1976 rezensiert. Im zweiten Teil werden zunächst Feldeffekt-, Unijunction- und Lawinentransistoren behandelt. Unter der Überschrift Thyristoren folgen dann alle Arten von Vierschicht- und Fünfschicht-Bauelementen (z. B. DIAC, Thyristor-Tetrode).

Ein sehr umfangreiches Kapitel ist den optoelektronischen Bauelementen (Foto-Widerstände, -Dioden, -Transistoren, -FET, -Thyristoren, Lumineszenzdioden, Optokoppler, Laserdioden) gewidmet. Den Abschluß bilden magnetoelektronische Bauelemente sowie spannungsabhängige und temperaturabhängige Widerstände.

Wenn einem beide Teile des Buches vorliegen, hat man einen ausgezeichneten Überblick über alle Arten von Halbleiterbauelementen, wie man ihn kaum in einem anderen Lehrbuch wiederfinden wird. Die systematische Unterteilung der einzelnen Kapitel ist auch im zweiten Teil beibehalten: Zunächst werden bei jedem Bauelement die gerade wichtigen Begriffe der Halbleiterphysik (auf anschaulichem Niveau) sowie innerer Aufbau und Technologie behandelt. Daraus werden dann – soweit möglich – die äußeren Eigenschaften (Kennlinien usw.) abgeleitet. Dann folgen Beispiele für marktübliche Bauelemente, Grundschaltungen für das Bauelement und durchgerechnete Beispiele.

Wer ein Lehrbuch über Halbleiter-Bauelemente schreibt, muß die stark voneinander abweichenden Fachsprachen der Halbleiterphysik und -technologie, der Datenblätter und der Schaltungstechnik ohne allzu offensichtliche Bruchstellen zusammenfügen. Der Autor hat

diese Aufgabe recht gut gelöst; bei den zentralen Kapiteln, d. h. bei den äußeren Eigenschaften der Bauelemente und den Grundschaltungen ist die Lösung sogar ausgezeichnet.

Schwachstellen liegen bei der Halbleiterphysik vor, die manchmal allzu kritiklos von Vorgängern übernommen ist. (Beispiele: Die Ausführungen über den Lichtdruck sind so unnötig wie falsch, der oft wiederholte Druckfehler Exiton statt Exziton stammt aus dem Anhang zur deutschen Ausgabe von Kittels Festkörperphysik). Die Ausführungen zur Technologie und die durchgerechneten Beispiele sind meist sehr akademisch. Der Student, für den das Buch ja auch gedacht ist, erfährt nirgends (Ausnahme FET), wie schlecht reproduzierbar die Ergebnisse der Technologie und wie groß deshalb Exemplarstreuungen sind. Er lernt dann, Schaltungen zu dimensionieren mit unrealistischen Widerstandswerten (z. B. 280 Ω ; 14,8 k Ω), und berechnet einen Stromverstärkungsfaktor zu 10247. Was sollen diese fünf geltenden Ziffern, wenn doch in der Elektronik meist schon die zweite Ziffer unsicher ist, beim Stromverstärkungsfaktor wahrscheinlich sogar die erste?

Eberhard Stark

Praktischer Antennenbau. Von Herbert G. Mende. 16., neu bearbeitete Auflage (RPB electronic-taschenbuch Nr. 50), 120 Seiten, über 62 Bilder, 14 Tabellen, Format 17,5 cm x 11,3 cm, kartoniert, Franzis-Verlag, München 1977, Preis 7,80 DM, ISBN 3-7723-0506-7.

Der Doppelband Nr. 50 aus der Buchreihe „electronic-taschenbücher“ schildert in Kürze alles Wissenswerte über Planung, Bau und Installation einer Antennenanlage. Hierbei werden Antennen aller Rundfunk- und Fernsichtbereiche behandelt, einschließlich für das Amateurlabor geeigneter Sondertypen (z. B. Wendelantennen zum Satellitenempfang). Dem Interessenten am Antennen-Selbstbau werden ausführliche Anleitungen gegeben. Die wichtigen Fragen der Antennenanpassung, Vorschläge zur Prüfung selbstgebauter Antennen und Hinweise auf Antennen-Meßverfahren gehören mit zum Themenkreis. Text, Daten und Abbildungen entsprechen dem neuesten Stand der Technik; ebenso die für den Antennenbau in Frage kommenden technischen Vorschriften der Deutschen Bundespost und die VDE-Bestimmungen.

Günter Potschkat

Transistorverstärker, Bd. 3. Schaltungstechnik, Tl. 2. Reihe: Teubner Studienskripten, Bd. 63. Von H.-D. Kirschbaum, 248 Seiten, 105 Bilder, 34 Beispiele, 2 Tabellen, Format 18,8 cm x 12,7 cm, kartoniert, B. G. Teubner Verlag, Stuttgart 1977, Preis 15,80 DM, ISBN 3-519-00076-8.

Das Buch erscheint als letztes eines insgesamt dreibändigen Werkes und stellt die unmittelbare Fortsetzung von Band 2 dar. Das drückt sich rein äußerlich schon darin aus, daß die Numerierung der Kapitel, Bilder und Gleichungen fortlaufend aus Band 2 hervorgeht. Der Grund für die Aufteilung dürfte rein redaktioneller Art sein.

Zunächst wird das Kapitel Kleinsignalbetrieb weiter ergänzt durch die Behandlung des Transistorverstärkers bei hohen Frequenzen, die dabei auftretenden Stabilitätsprobleme und mögliche Maßnahmen zur Neutralisation der Rückwirkungen. Unter dem Thema selektive Verstärker werden die Grundlagen des Parallelresonanzkreises, seine Verwendung in zwei- und mehrstufigen

Verstärkern sowie Verstärker mit Bandfilterkopplung abgehandelt. Betrachtungen zur automatischen Verstärkungsregelung beschließen dieses Kapitel.

Das zweite Drittel des Buches ist dem Großsignalbetrieb und den Leistungsverstärkern gewidmet. Als Stichworte seien hier genannt: Forderungen an den Großsignalverstärker, Betriebsart (A-, B-, C-Betrieb), Verzerrungen und Klirrfaktor.

Im letzten Drittel stehen die Feldeffekttransistoren (FET) im Mittelpunkt. Hier sind die wesentlichen Grundlagen, wie beispielsweise Ersatzschaltbilder, Arten von FET, Grundsaltungen, Arbeitspunkteinstellung, Vierpolparameter zusammengestellt. Bei einem einführenden Werk wie diesem wäre darüber hinaus eine deutlichere Gegenüberstellung der speziellen Eigenschaften der einzelnen FET-Arten wünschenswert.

Ein kurzes Kapitel über Rauschen beschließt das Werk.
 Bodo Morgenstern

Schall – Wärme – Feuchtigkeit. 4., neubearbeitete und erweiterte Auflage. Von Karl Gösele und Walter Schüle. 301 Seiten, 149 Bilder, 63 Tafeln, Format 21 cm x 15 cm, kartoniert, Bauverlag GmbH, Wiesbaden und Berlin 1977, Preis 30,- DM, ISBN 3-7625-0777-5.

Zwei Wissenschaftler, die sich der Praxis verschrieben haben, erleben bereits die vierte Auflage des von ihnen verfaßten bauphysikalischen Lehr- und Nachschlagewerkes.

Die gedrungene Darstellungsweise verbietet tiefgehende theoretische Abhandlungen. Dafür sind die wichtigsten Gesetzmäßigkeiten so abgehandelt, daß sie dem Leser plausibel erscheinen.

Neben einer großen Zahl von Tabellen mit Erfahrungswerten und Auszügen aus einschlägigen Normen gibt es viele Ausführungsbeispiele für Wand- und Deckenkonstruktionen mit Angabe der erreichbaren Eigenschaften.

Während die Hauptteile „Schall“ von Gösele sowie „Wärme“ und „Feuchtigkeit“ von Schüle getrennt bearbeitet worden sind, gibt es eine, allerdings sehr kurze gemeinsame Zusammenfassung mit gleichermaßen schall- wie wärmeschutztechnisch ausreichenden Konstruktionen. Der interessierte Leser muß deshalb immer zwischen den Abschnitten hin- und herblättern, um die verschiedenen Anforderungen miteinander zu vereinbaren.

Nach Inhalt und Darstellungsart dürften hauptsächlich Architekten und Bauingenieure (nicht nur in der Ausbildung) die angesprochenen Leser sein. Aber auch dem nicht speziell Vorgebildeten sollte es bei einiger Mühe gelingen, mit Hilfe des Buches bauphysikalische Fehler zu vermeiden oder zu beheben.
 Horst Wollherr

Nachrichtentechnik, Bd. 2. Fernwirktechnik der Raumfahrt. Hrsg. H. Marko, Verf. Philipp Hartl. XIII, 208 Seiten, 104 Bilder, Format 24 cm x 16,5 cm, geheftet, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York 1977, Preis 42,- DM bzw. 18.50 US \$, ISBN 3-540-08172-0.

In dem zweiten Band der Reihe Nachrichtentechnik wird unter dem o. a. Titel ein spezielles Anwendungsgebiet der Nachrichtentechnik behandelt. Das Buch ist aus Vorlesungen des Verfassers zum Thema „Raumfahrt-elektronik“ an der Technischen Universität Berlin entstanden.

Unter dem Oberbegriff Fernwirktechnik sind die Gebiete Fernmeßtechnik, Kommandoübertragung und Bahnvermessung zusammengefaßt. Unter Fernmeßtechnik wird die Übertragung der Meßdaten von einem Raumfahrzeug zur Erde verstanden, mit Kommandoübertragung wird die Übermittlung von Befehlen an das Raumfahrzeug bezeichnet und die Bahnvermessung be-

zieht sich auf die Ermittlung von Position und Geschwindigkeit des Flugkörpers.

Im Zusammenhang mit diesen drei Themenkreisen werden Einzelprobleme behandelt wie Antennenfragen, Rauschen und Leistungsbilanz, sowie besonders eingehend die verwendeten Modulationsverfahren und die bei der Demodulation angewandten Synchronisationstechniken. In einem weiteren Abschnitt werden einige Eigenheiten der Wellenausbreitung behandelt.

Das Buch ermöglicht dem Nachrichtentechniker nicht nur einen guten Einblick in ein Spezialgebiet, sondern trägt auch zum Verständnis der Grundprobleme bei, die allgemein bei der Nachrichtenübertragung zwischen der Erde und Raumfahrzeugen zu beachten sind. Ein Literaturverzeichnis gibt Hinweise auf weiterführenden Lese-stoff.

Rolf Süverkrübbe

Datenübertragung, Bd. II. Einrichtungen und Systeme. Von P. Bocker unter Mitarbeit von S. Grützmann, J. Petersen, H. Finck und H. H. Voss. X, 263 Seiten, 11 Bilder, 19 Tabellen, Format 23,6 cm x 15,8 cm, gebunden, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York 1977, Preis 84,- DM bzw. 37.00 US\$, ISBN 3-540-07979-3.

Der vorliegende Band 2 schließt das Werk Datenübertragung ab. Während in Band 1 die Grundlagen behandelt wurden, befaßt er sich mit den Datenübertragungseinrichtungen und -systemen. Das Buch besteht aus Einzelbeiträgen von Experten. Hierdurch wird eine sehr detaillierte Darstellung der Unterthemen erreicht, ohne daß dabei der einheitliche Charakter des Werkes verlorengeht.

Einen Schwerpunkt bildet die Behandlung der Datenübertragungseinrichtungen selbst. Die für den Anwender besonders wichtigen technischen Grundlagen, wie z. B. die Beschaffenheit der verschiedenen Schnittstellen in Datennetzen, Ausführungsformen von Modems und Datenmultiplexeinrichtungen werden ausführlich dargestellt.

Ein weiterer Beitrag befaßt sich mit den Datenvermittlungseinrichtungen in Netzknoten und Datenstationen. Hier werden unter anderem Strukturen, Anlagen und Beurteilungskriterien von Knoten- und Vermittlungsnetzen sowie Datenfernschalt- und Anschlußgeräte behandelt.

Die wesentlichen Merkmale und Eigenschaften der Datennetze sind Thema eines weiteren Schwerpunktes. Hier werden die Probleme angesprochen, die sich aus der großen Vielfalt verschiedener Netzarten und Datenteilnehmer bei unterschiedlichen Netzkonfigurationen ergeben.

Die Datenübertragung auf Kurzwellen-Funkverbindungen gewinnt beim mobilen Einsatz (Schifffahrt, beweglicher Landfunk, Satellitentechnik) zunehmend an Bedeutung und ist ebenfalls Gegenstand eines Beitrages, der dem Leser einen groben Überblick vermittelt.

Der letzte Beitrag befaßt sich mit der Meßtechnik der Datenübertragung. Hier werden Verfahren und Einrichtungen zur Messung der Eigenschaften der Übertragungswege und der Signale beschrieben. Dieser Problematik kommt im Interesse der Betriebssicherheit und Übertragungsgüte von Datenübertragungsanlagen besondere Bedeutung zu.

Der Anhang erleichtert dem Anwender wesentlich den Überblick über die zahlreichen nationalen und internationalen Normen nach dem Stand vom Frühjahr 1976. Auch das Literaturverzeichnis ist in diesem Sinne eine wertvolle Hilfe.

Das Werk ist allen, die Datenfernverarbeitungssysteme konzipieren, entwickeln oder anwenden oder die sich im Studium mit Datenübertragung befassen, gleichermaßen sehr zu empfehlen.
 Bodo Morgenstern

NACHRICHTEN

Independent Broadcasting Authority (IBA): Video-Digitalaufzeichnung auf BCN

Am 26. Januar 1978 veranstaltete die International Electronic Engineering (IEE) im überfüllten Haus am Savoy Place ein Symposium mit Ausstellung unter dem Thema „Digital Techniques in Broadcasting“.

Neben Beiträgen der BBC, der ITCA und des Post Office präsentierte die Independent Broadcasting Authority (IBA) Arbeitsergebnisse, die von John Baldwin und Mitarbeitern in Kooperation mit Bosch erreicht wurden. Eine Digitalaufzeichnung auf einer von Bosch modifizierten BCN 40 zeigte – zunächst noch mit einem verringerten Datenfluß von 42 Mbit/s, d. h. mit halber Bildbreite – eine bisher nicht gekannte Bildqualität. Die Aufzeichnung auf BCN mit der vollen Bitrate von 84 Mbit/s ist in wenigen Wochen zu erwarten.

Die Independent Broadcasting Authority (IBA) verwendet eine geschlossene Codierung, d. h. das FBAS-Signal wird ohne Aufspaltung in Luminanz- und Chrominanzkomponenten in den Digitalbereich umgesetzt. Die Abtastung erfolgt mit vierfacher Farbträgerfrequenz und 8 bit plus Datensicherung. Vor der Aufzeichnung wird mit digitalen Kammfiltern das Spektrum so reduziert, daß es einer Abtastung mit zweifacher Farbträgerfrequenz entspricht. Dadurch wird die Bitrate auf die oben genannten 84 Mbit/s reduziert, ohne das Bild wahrnehmbar zu beeinträchtigen.

Die Aufzeichnung auf BCN 40 erfolgt bei der gleichen Bandgeschwindigkeit von 24 cm/s wie bei der Analogaufzeichnung. Die Kopf-/Band-Geschwindigkeit wurde von 24 auf 48 cm/s erhöht, was wegen der Segmentierung durch eine einfache Verdoppelung der Kopfraddrehzahl möglich ist.

Bei der gleichen Veranstaltung zeigte die ITCA einen Mischer für digitale Videosignale, der ebenfalls durch hohe Bildqualität beeindruckte.

Hier drängt sich die Frage auf, ob nicht in nächster Zeit die Digitalvideotechnik sich auf breiter Front durchsetzen wird. Die Frage muß klar verneint werden. Für Außenübertragungen, für Nachrichten und Aktualität im Studio ist die Digitaltechnik in weiter Ferne. Die in London gezeigten hervorragenden Ergebnisse mit digitaler Aufzeichnung und Mischung eröffnen jedoch die Aussicht auf digitale Bearbeitungsstudios bei großen Gesellschaften in wenigen Jahren.

Dieter Pohl

NTG GI-Tagung

„Struktur und Betrieb von Rechensystemen“

Vortragsschwerpunkte der Tagung, die vom 15. bis 17. März 1978 in München stattfand, waren

1. Architektur von Rechnern; Systemkonzepte
2. Softwareverbesserungschancen; Hardwareaufgaben.

Bei der Hardware setzt sich der neue Trend „Intelligenz für Randgebiete“ fort. Ein Zurückführen auf ihre eigentlichen Aufgaben wird bei den Zentraleinheiten angestrebt. Ein Mikroprozessor, soweit er zum größeren Rechner aufgeblasen wird, ist ein teures Spielzeug; somit wird der Aufbau von einfachen Steuersystemen mit Hardware billiger, da die Kenntnisse vorhanden sind.

Komplizierte Systeme sollten auf dem Rechner erprobt werden (Simulation), ehe sie auf den Mikroprozessor abgesetzt werden.

Softwaresysteme auf Mikrocomputern zu erstellen ist ein Rückschritt um ca. 30 Jahre. Die vorhandenen Möglichkeiten moderner Rechner mit entsprechender Peripherie werden nicht genutzt. Es werden die gleichen Löcher aufgedigelt, die die Rechnerhersteller vor langer Zeit zugeschüttet haben.

In weiteren Referaten wurden neue Rechnerarchitekturkonzepte für Mehrprozessorsysteme erläutert. Dabei geht man von festen Funktionszuordnungen für die einzelnen Prozessoren aus. Die früheren Ideen von einer Selbstverwaltung der Rechnerkerne sind weitgehend aufgegeben worden, da der Overhead zu groß wird, um insgesamt gesehen eine Leistungssteigerung verzeichnen zu können.

Von großem Interesse auf dem Gebiet der Peripherie war die Ankündigung von neuen Magnetbandspeichern, die die Aufzeichnungsdichte von Videomagnetlaufzeichnungsanlagen erreichen werden.

Der allgemeine Tenor der Tagung war für die Rechnerstrukturen, daß die transaktionsorientierte (Dialog-) Arbeit für die Zukunft die frühere Batch-(Stapel-)Verarbeitung weitgehend ablösen wird und nur maßgeschneiderte Computersysteme Absatzchancen haben werden.

Die Kostensenkung auf dem Softwaregebiet bleibt eine wichtige Aufgabe für den Systementwickler, denn die Hardware wurde ständig besser, so daß es heute schon trivial erscheint Rechner zu bauen. Die Programmierer sind jedoch kaum über das Mittelalter hinausgekommen.

Dietrich Sauter

Europäisches Patentrecht in den VDI-Nachrichten

Die größte deutschsprachige Wochenzeitung für Technik, Wirtschaft und Wissenschaft, die VDI-Nachrichten, begann am 24. Februar 1978 eine mehrteilige Serie zum „Europäischen Patent“. Diese Serie soll einen Überblick über die Verträge geben, die die Grundlage für die europäischen und internationalen Patentanmeldungen bilden. Zum ersten Mal wird hier der Versuch unternommen, die überaus schwierige Materie mit Hilfe von Zeichnungen und Grafiken übersichtlich und anschaulich für einen großen fachkundigen Leserkreis darzustellen. Ohne Verfälschung der juristischen Zusammenhänge wird diese Darstellungsart für alle beteiligten Fachleute, wie Ingenieure, Kaufleute und Juristen, eine breite Diskussionsplattform sein.

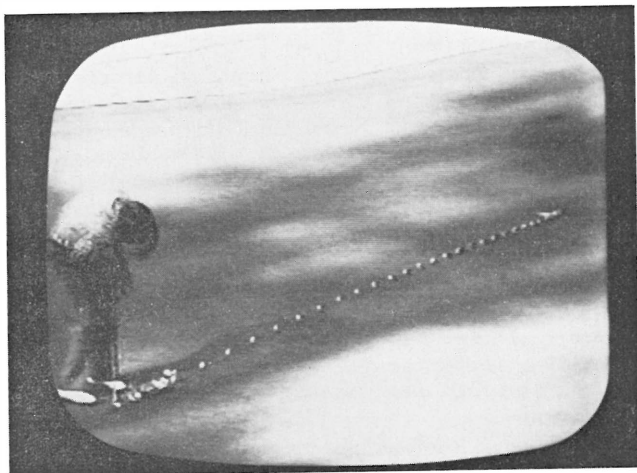
VDI-Presseinformation

Besserer Mittelwellenempfang durch Frequenzumstellung bei Radio Bremen

Im Jahr 1977 sind bei Radio Bremen insgesamt 813 Empfangsbeobachtungen von Radioamateuren im In- und Ausland eingegangen. Über ihren Mittelwellenempfang haben 463 Hörer berichtet. Dabei fällt auf, daß in den letzten drei Monaten des Jahres – also nach der Frequenzänderung von 1079 auf 935 kHz am 3. Oktober 1977 im Vorgriff auf die Umstellung nach dem Genfer LW/MW-Plan – ein starker Anstieg zu verzeichnen war; allein 239 Zuschriften kamen in dieser Zeit. Daraus läßt

sich auf eine deutlich verbesserte Empfangsqualität der Mittelwelle schließen. An der Spitze der ausländischen Zuschriften liegen Norwegen, Schweden und England.

CBS stellt „Action Track“ vor



Ein vorwiegend für den Einsatz bei der Fernsehübertragung von Sportereignissen gedachtes Tricksystem wurde von der CBS entwickelt und vorgestellt. Unter der Bezeichnung „Action Track“ ermöglicht die mit einem Bildspeicher arbeitende Anlage durch Mehrfachabbildung den Weg sich bewegender Objekte darzustellen, beispielsweise die Flugbahn eines Fußballs oder den Ablauf eines Hochsprungs in Form „übereinanderkopierter“ Einzelphasen. Nähere technische Einzelheiten sind bisher nicht bekannt.

Nach einer CBS-Presseinformation

Die „Electronic Palette“ der CBS



Eine völlig neuartige Form der Videographik stellt die CBS mit ihrer „Electronic Palette“ vor. Mit einem elektronischen Stift kann ein Künstler auf einem Fernsehschirm Gemälde anfertigen, wobei kaum Wünsche offen bleiben. 256 Farben stehen zur Verfügung, die durch Tippen auf die entsprechende Stelle eines „Malkastens“ ausgewählt werden und deren Sättigung sich beliebig einstellen läßt. Die Farben lassen sich mischen, überstreichen oder auslöschen. Ein erheblicher Aufwand an digitaler Elektronik und Computertechnik bildet den Hintergrund des Systems, über das nähere Angaben bisher noch fehlen.

Nach einer CBS-Presseinformation

Frequenzliste 1978

Die neue Frequenzliste „Hörfunk- und Fernsehsender in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)“ mit Anhang „Sender in der DDR“ nach dem Stand vom 1. Januar 1978 kann gegen Vorauszahlung einer Schutzgebühr von 12,- DM an die unten angegebene Anschrift mit Kontonummer bezogen werden.

Die Liste enthält im Langwellen- und Mittelwellenteil zusätzlich Angaben nach dem neuen Wellenplan Genf 1975, der am 23. November 1978 in Kraft tritt.

Außerdem ist der Kartenanhang wesentlich erweitert worden.

Anschrift:

Norddeutscher Rundfunk
 Meß- und Empfangsstation Wittsmoor
 Postfach 346, 2000 Wedel/Holstein
Bankleitzahl: 200 100 20
Postscheckkonto-Nr.: 50 000 – 204 Hamburg

RUNDFUNKVERSORGUNG IN DER BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND UND BERLIN (WEST)

Ultrakurzwellensender

Änderungen

Norddeutscher Rundfunk

Der NDR hat am 4. Januar 1978 an seinen UKW-Sendern Steinkimmen 1, Kanal 14/91,1 MHz; Steinkimmen 2, Kanal 43/99,8 MHz und Steinkimmen 3, Kanal 25/94,4 MHz die Leistung von 70 kW auf **100 kW/ERP** erhöht.

Fernsehsender

Inbetriebnahmen

Von den Rundfunkanstalten wurden für das I. Fernsehprogramm folgende Füllsender in Betrieb genommen:

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimet Grad	Tag der Inbetrieb- nahme
Bayerischer Rundfunk,						
Kreuz- wertheim	41	0	60	H	181; 316	1. 02. 78
Süddeutscher Rundfunk						
Weißbach	12	0	10	H	10	23. 01. 78
Südwestfunk						
Dietrichin- gen	46	6P	10	H	355	10. 11. 77

Änderungen

Südwestfunk

Der SWF hat an folgenden Füllsendern Änderungen vorgenommen (die geänderten Werte sind **halbfett** gedruckt):

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimet Grad	Tag der Änderung
Überlingen	29	2M	800	V	40	1. 02. 78
Annweiler	46	2M	42	H	210	8. 12. 78

**Zusammenfassung der Inbetriebnahme der
Fernsehsender und -füllsender der DBP im Jahr 1977**
Stand 20. 2. 1978

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimet Grad
II. Fernsehprogram					
Zweites Deutsches Fernsehen					
Aurich/ Großglatt- bach	31	1M	10	H	107; 257
Banteln	35	8P	100	H	325
Bebelsheim	24	2P	4	H	195; 355
Biedenkopf/ Ludwigs- hütte	31	3M	3	H	040
Bielstein	39	0	5	V	065
Bomlitz	37	8P	20	H	175
Braunfels	42	6M	16	H	062
Brilon	44	2M	3	H	360
Coburg-Ost	26	0	6	H	075
Dörrenbach	25	0	4	H	075
Ebrach	21	6P	10	H	105; 225; 335
Franken- berg	50	0	35	H	034; 202
Freuden- berg/ Alchen	22	6P	2	H	020
Fürth/Saar	24	10M	16	H	195; 343
Giesel	43	8P	10	H	316
Hertling- hausen	31	8M	2	H	090
Hofgeismar	46	0	10	H	360
Holle	42	2P	400	H	175
Horbach	23	5P	5	H	088
Hüttenbach	22	8P	4	H	125
Kaisers- lautern- Erlenbach	34	5P	5	H	085
Kemnath	26	2P	150	H	090
Knüllwald	44	0	12	H	025
Kölsch- hausen	29	2P	18	H	105
Königstein/ Taunus	40	2P	5	H	030
Landers- hofen	37	0	30	H	030; 250
Lautergrund	39	8P	70	H	345
Lemberg	29	4P	5	H	357
Lengsfeld	24	2M	64	H	085
Limbach	28	6P	4	H	040; 280
Linsen- gericht	42	4P	3	H	005
Mengers- kirchen	23	8P	4	H	056; 243
Mühleip	35	2M	2	H	300
Münster- appel	30	2M	7	H	041; 186
Neualben- reuth	28	3M	15	V	308; 245; 090
Niederwurz- bach	51	4P	4	H	160

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimet Grad
Zweites Deutsches Fernsehen					
Offenbach- Hundheim	30	4M	20	H	187
Ommers- heim	52	2M	8	H	315
Ottenbach	51	6M	20	H	352
Pirmasens	22	0	5	H	350
Rammels- bach	26	5M	5	H	182
Ramthal	22	8P	1	H	035
Rasdorf	27	8M	30	H	360; 087
Rentrisch	24	2P	2	H	260
Riedlhütte	37	6P	6	H	095
Rümmels- heim	44	3P	3	H	165
Rupperts- hütten	26	2M	4	H	065
Saarbrücken	45	8M	500	H	035
Schaufen- berg	32	0	2	H	125
Scheidt	27	6P	4	H	200; 110
Schonungen	21	8M	20	H	180
Schwanheim	22	2M	20	H	120
Schwieber- dingen	33	0	5	V	090
Siegen- Nieder- setzen	25	2P	12	H	230
Soden	26	2P	10	H	095; 225
Steffenberg	37	6P	28	H	205
Steinach ü. Backnang	28	2P	20	H/V	020; 203
Stetten	27	8P	2	H	351
Sugenheim	27	0	50	H	145
Talheim	35	1M	5	V	312
Tawern	47	3P	7	H	150; 323
Trendelburg	33	2M	5	H	220
Twistetal	49	0	20	H	083
Vocken- hausen	45	8M	3	H	090
Weibers- brunn	28	0	4	H	100
Weilersbach /Oberfr.	22	0	30	H	320
Weismain	39	8M	4	H	310
Wenzenbach	29	4M	16	H	185
Wildeck/ Rassdorf	30	8P	15	H	240
Wilnsdorf- Anzhausen	51	2M	6	H	110; 275
Windhagen	53	1P	15	V	325
Wörth a. d. Donau	23	6P	2	H	130
Wolfhagen	37	0	5	H	180
Zierenberg- Ober- elsungen	30	6P	20	H	218

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimut Grad
III. Fernsehprogramme					
Bayerischer Rundfunk					
Aichach	57	0	90	H	255
Auerbach	57	6P	30	H	220
Coburg-Ost	52	8P	6	H	075
Harburg	50	0	120	H	216
Kemnath	53	2P	150	H	090
Kleinwall- stadt	45	2M	80	V	070
Kleinwall- stadt	45	2M	80	H	030; 110
Laufach	56	2M	10	H	135; 260
Lengenfeld	58	3M	64	H	085
Neualben- reuth	49	4M	15	V	308; 245; 090
Rothenbuch	40	8M	4	H	135
Rück	40	2M	6	H	335
Soden	41	5P	10	H	095; 225
Stetten	50	8P	2	H	351
Sugenheim	53	6P	70	H	145
Weibers- brunn	47	0	4	H	100
Weilersbach / Oberfr.	41	8P	30	H	320
Weißbach/ Alpenstr.	41	0	5	H	060
Wipfeld	53	0	4	H	155

Hessischer Rundfunk

Bensheim- Auerbach	58	5M	10	H	085; 210; 310
Biedenkopf/ Ludwigs- hütte	46	2M	6	H	040
Braunfels	56	6M	24	H	062
Franken- berg	60	6P	50	H	034; 202
Giesel	54	3P	10	H	316
Hennethal	42	8P	20	H	080
Hofgeismar	54	2P	10	H	360
Hombressen	50	0	15	H	140
Knüllwald	58	0	16	H	025
Kölsch- hausen	59	3P	40	H	105
Königstein / Taunus	57	1P	15	H	030
Mengers- kirchen	43	8M	8	H	056; 243
Naumburg	53	0	50	H	053
Rasdorf	43	2P	50	H	360; 087
Sontra	58	0	25	H	225; 345
Steffenberg	59	8M	60	H	205
Trendelburg	57	2P	5	H	220
Twistetal	54	0	20	H	083
Wildeck- Rassdorf	56	2M	30	H	240
Wolfhagen	43	6P	10	H	180
Zierenberg- Ober- elsungen	60	2P	40	H	218

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimut Grad
Norddeutscher Rundfunk					
Banteln	48	8P	100	H	325
Bomlitz	51	8P	20	H	175
Holle	45	0	400	H	175
Melle-Buer	28	4P	100	H	255
Osterode/ Freiheit	47	2P	0	H	328
Schoningen	45	2M	14	V	147

Saarländischer Rundfunk

Bebelsheim	49	6P	4	H	195; 355
Fürth/Saar	49	6P	16	H	195; 343
Limbach	59	0	8	H	040; 280
Nieder- würzbach	54	4P	4	H	160
Ommers- heim	59	4P	8	H	315
Primstal	58	0	8	H	260; 350
Rentrisch	49	6P	2	H	260
Saar- brücken- Stadt	58	8M	100	H	295
Scheidt	56	6P	8	H	200; 110

Süddeutscher Rundfunk

Aurich/ Großglatt- bach	54	1M	10	H	107; 257
Gondels- heim	46	4M	40	H	047; 250
Ottenbach	54	2M	20	H	352
Schwieber- dingen	54	8M	5	V	090
Steinach ü. Backnang	42	2M	20	H/V	020; 203
Talheim	46	2M	5	V	312; 222
Walden- hausen	60	0	25	H/ H/V	029; 082; 218

Südwestfunk

Dielkirchen	50	6P	10	H	148
Dörrenbach	57	4P	30	H	075
Hertling- hausen	48	5M	3	H	090
Horbach	43	5P	5	H	088
Imsbach	57	8P	7	H	345
Kaisers- lautern- Erlenbach	54	5P	5	H	085
Katzwinkel	57	0	3	H	108
Lemberg	58	4P	5	H	357
Merzalben	35	2M	30	H	030; 215
Münster- appel	46	6P	11	H	041; 186
Offenbach- Hundheim	50	3M	20	H	187
Pirmasens	30	5P	5	H	350

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimet Grad
---------	-------	--------	---------------------	------	----------------

Südwestfunk

Rammelsbach	59	8P	5	H	182
Rümmelsheim	55	8M	3	H	165
Schindhard	55	3M	5	H	025
Schwanheim	49	4M	20	H	120
Tawern	58	0	7	H	150; 323

Westdeutscher Rundfunk

Bielstein	59	2P	5	V	065
Freudenberg-Alchen	49	11P	2	H	020
Fürstenberg	58	8P	2	H	120; 335
Mühleip	51	2M	2	H	300
Siegen/Niedersetzen	55	4P	12	H	230
Wilnsdorf-Anzhausen	59	8P	6	H	110; 275
Windhagen	49	4P	15	V	325

Berichtigung

Im Heft 1/78 wurde der vom Hessischen Rundfunk am 20. 12. 77 im Kanal 60 in Betrieb genommene Fernsehfüllsender irrtümlich mit Rassdorf angegeben. Richtig muß es heißen: **Rasdorf**

Rundfunkteilnehmer-Statistik

Stand 31. 12. 1977

	Gebührenpflichtige Teilnehmer	Zunahme (Abnahme) seit 30. 9. 1977	Anteil in %
H ö r f u n k			
BR	3 481 513	+ 9 095	16,9
HR	1 893 693	+ 10 909	9,2
NDR	3 905 604	+ 44 558	18,9
RB	270 976	+ 1 271	1,3
SR	359 413	+ 1 279	1,7
SFB	914 962	- 2 978	4,4
SDR	1 996 501	+ 10 056	9,7
SWF	2 404 811	+ 16 577	11,6
WDR	5 418 042	+ 23 585	26,3

Summe	20 645 515	+ 114 352	100,0
-------	------------	-----------	-------

Fernsehen

BR	3 168 989	+ 8 935	16,8
HR	1 733 580	+ 7 628	9,2
NDR	3 628 359	+ 39 751	19,2
RB	250 746	+ 1 020	1,3
SR	336 255	+ 1 437	1,8
SFB	834 238	+ 884	4,4
SDR	1 710 282	+ 8 794	9,0
SWF	2 133 489	+ 11 432	11,3
WDR	5 113 288	+ 21 346	27,0

Summe	18 909 226	+ 101 227	100,0
-------	------------	-----------	-------

PERSÖNLICHES

Karl Schulz 80 Jahre alt



Am 16. Januar dieses Jahres konnte der ehemalige Technische Direktor des Westdeutschen Rundfunks, Karl Schulz, seinen 80. Geburtstag in guter geistiger und körperlicher Frische feiern. Aus diesem Anlaß hatten der Intendant von Sell und der jetzige Technische Direktor Ingo Dahrendorf Herrn Schulz und seine früheren Mitarbeiter am 24. Januar zu einer kleinen Wiedersehensfeier eingeladen; dabei wurde auch das nebenstehende Bild aufgenommen.

Karl Schulz war mit dem deutschen Rundfunk seit den Anfängen verbunden. Er kam von der Deutschen Reichspost im Jahre 1929 zum Rundfunk, als die Studio-

technik in den Funkhäusern von der Reichs-Rundfunk-GmbH übernommen wurde. Ab Dezember 1929 leitete er schon die Betriebstechnik im Funkhaus Hannover, am 1. November 1931 wurde er stellvertretender Technischer Leiter im Funkhaus Hamburg.

Als im letzten Weltkrieg die Studiotechnik des Funkhauses Luxemburg von der Reichs-Rundfunk-GmbH übernommen werden mußte, war Karl Schulz durch seine sichere Hand in der Menschenführung sowie durch seine Wendigkeit und Anpassungsfähigkeit dazu prädestiniert, diese Aufgabe zu übernehmen. Noch lange nach dem Kriege war sein Name dort mit guten Erinnerungen verbunden.

1945 kehrte Karl Schulz nach Hamburg zurück und wirkte zunächst am Aufbau der Zentraltechnik des damaligen NWDR mit, bis er am 17. Juni 1946 die technische Leitung des Funkhauses Köln übernahm, zunächst noch im alten Funkhaus in der Dagobertstraße, später im neuen Funkhaus am Wallrafplatz. Am 1. April 1957 wurde er zum Technischen Direktor des Westdeutschen Rundfunks ernannt. Am 31. Januar 1963 beendete er

seine lange Berufslaufbahn, die er stets mit der ihm eigenen Spannkraft dem Wohle des deutschen Rundfunks gewidmet hatte.

Jetzt lebt Karl Schulz in Bensberg bei Köln. Seine Hobbys sind Reisen und Lesen, mit besonderem Interesse für das aktuelle Geschehen im Bereich der Politik und Kultur. Auch alles, was mit der Seefahrt zusammenhängt, interessiert den gebürtigen Flensburger nach wie vor. Die Technik als Hobby ist allerdings nicht mehr gefragt: „Damit habe ich mich lange genug beschäftigt...“, sagt er.

Alle, die Karl Schulz kennen, wünschen ihm weiterhin gute Gesundheit, damit er noch lange und mit Freude seinen Interessen nachgehen kann. Ad multos annos...

Kurt Müller

Dr. Schwarz 70 Jahre alt



Am 29. März 1978 vollendete Senator E. h. Konsul Dr. phil. nat. Hermann Schwarz das 70. Lebensjahr. Gemeinsam mit seinem Studienfreund Dr. Lothar Rohde gründete er 1933 in München das Physikalisch-Technische Entwicklungslabor, aus dem die heute weltweit tätige Unternehmensgruppe Rohde & Schwarz hervorging.

1908 in Nördlingen geboren, studierte Hermann Schwarz in Heidelberg, München und Jena Physik, Mathematik und Geophysik und promovierte 1931 bei Prof. Esau über „Strommessungen bei sehr hohen Frequenzen“. Nach der in den ersten Jahren gemeinsam mit Dr. Rohde betriebenen Entwicklung elektronischer Meß-

geräte wandte sich Schwarz mit dem Wachsen des Unternehmens immer mehr der Unternehmensführung und den damit verbundenen wirtschaftlichen und organisatorischen Problemen zu. So führte er die Firma mit der rechtzeitigen Errichtung von Verlagerungsbetrieben gut durch die Kriegsjahre und sorgte in den fünfziger und sechziger Jahren durch den Ausbau der Standorte München, Memmingen, Köln und Teisnach (Bayerischer Wald) für eine solide, leistungsfähige Produktionsbasis. Weiterer Schwerpunkt war der Aufbau eines weltweiten Vertriebsnetzes und guter Kundenkontakte. Während er die zentrale Leitung für Fertigung und Vertrieb inzwischen in jüngere Hände legte, gehört sein Hauptinteresse heute noch dem Personal- und Finanzwesen.

Außerhalb des Unternehmens war Schwarz viele Jahre als ehrenamtlicher Handelsrichter am Landgericht München I und als Mitglied des Außenhandelsausschusses der Industrie- und Handelskammer München und Oberbayern tätig. Seit 1966 ist er Vorsitzender des Verwaltungsrats des Deutschen Jagdmuseums und seit 1970 Isländischer Honorarkonsul im Freistaat Bayern. Seine Leistungen und Verdienste wurden gewürdigt durch Ernennung zum Ehrensensator der Technischen Hochschule München sowie mit der Verleihung des Bayerischen Verdienstordens, des Großen Bundesverdienstkreuzes und anderer hoher Auszeichnungen.

Privat bewahrte sich Hermann Schwarz, dessen Freundeskreis ihn als ebenso charmanten Gastgeber und Gesprächspartner wie guten Literatur- und Gesellschaftskenner schätzt, als Sportfischer und Jäger seine Liebe zur freien Natur.

R & S-Presseinformation

Robert F. Bittner übernimmt Relaisstation Kigali

Robert F. Bittner, 40, Leiter der Abteilung Mediaprojekte bei der Deutschen Welle, übernimmt die Leitung der DW-Relaisstation Kigali in Rwanda (s. RTM 5/1977, S. 209-212).

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: Dipl.-Ing. G. Högel, 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. H. Großkopf, Dr. G. Plenge, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45. Verlag: Mensing & Co., 2 Norderstedt. Es erscheinen jährlich 6 Hefte mit einem Gesamtumfang von etwa 300 Seiten. Bezugspreis: Jahresabonnement 84,— DM zuzüglich Versandkosten. Bezugsbedingungen: Bestellungen über den Buchhandel oder beim Verlag. Abbestellungen müssen 6 Wochen vor Ablauf des Kalenderjahres vorliegen. 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 & Co. Anzeigenannahme durch die Anzeigenverwaltung und alle Werbungsmitler. Zur Zeit ist Anzeigen-Preisliste Nr. 9 gültig.

Gesamtherstellung: Mensing & Co., Schützenwall 9-11, 2000 Norderstedt, Ruf (040) 5 25 20 11. Einzelhefte werden nach Umfang berechnet und über den Buchhandel ausgeliefert. Auslieferungsdatum 28. 4. 1978. Einzelpreis dieses Heftes 26,40 DM.