

RTM

Rundfunktechnische Mitteilungen

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

Institut für Rundfunktechnik GmbH **IRT**

Rudolf Koch Flächenhafte Halbleiter-Bildsensoren

Dietmar Kopitz Statistische Untersuchungen aus europäischer Sicht über die Benutzung der
Kurzwellenbereiche durch den Hörfunk

Günther Gröschel Technische Parameter für ein zukünftiges Übertragungssystem im
Kurzwellen-Tonrundfunk mit Einseitenbandmodulation

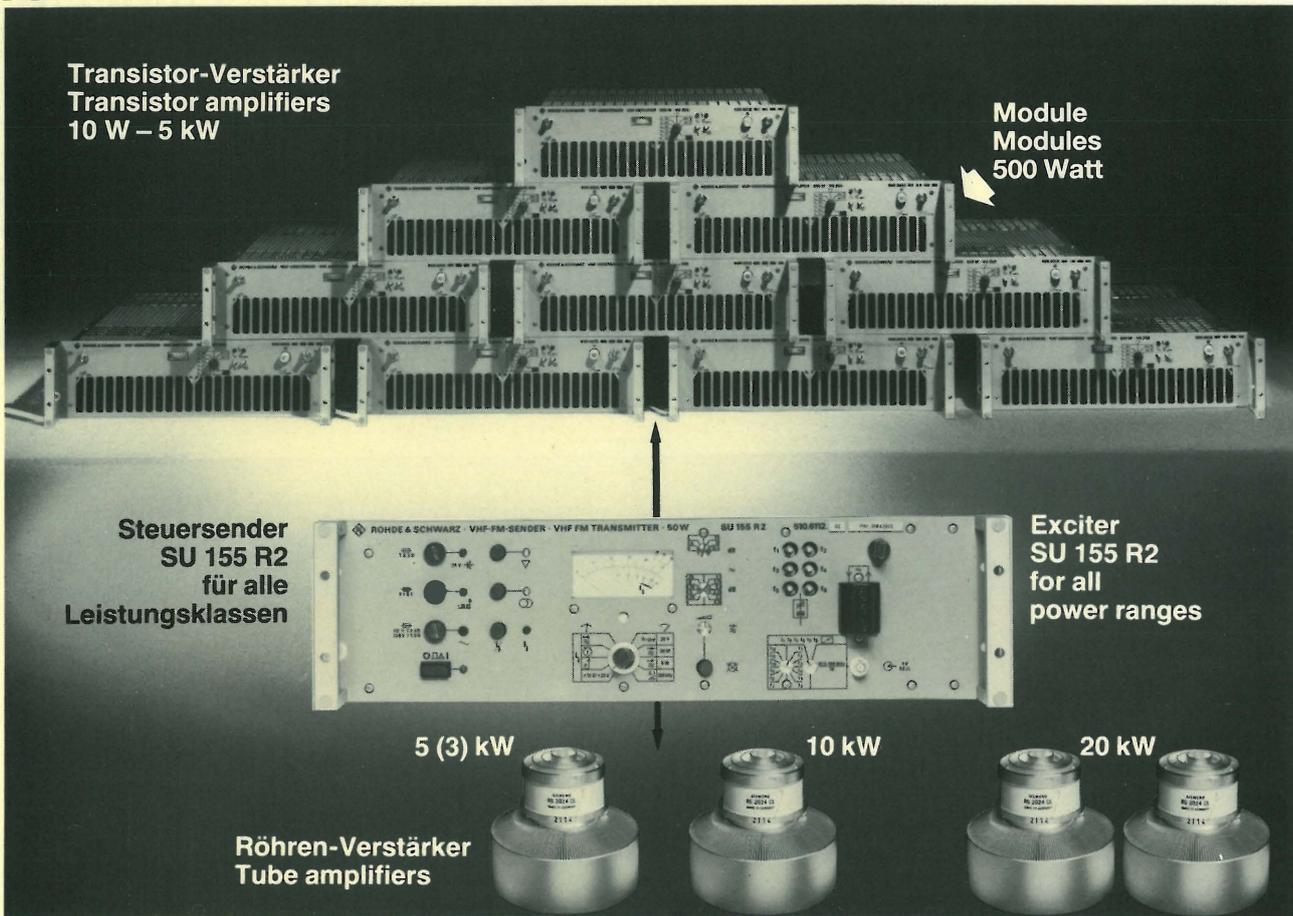
Peter Wolf u. a. Das 13. Internationale Fernsehsymposium
Montreux, 28. Mai bis 2. Juni 1983

Tagungen und Ausstellungen – Buchbesprechungen – Nachrichten – Persönliches

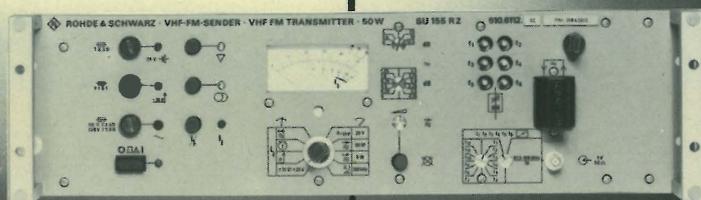
UKW-Sender „à la carte“

Transistor-Verstärker
Transistor amplifiers
10 W – 5 kW

Module
Modules
500 Watt



Steuersender
SU 155 R2
für alle
Leistungsklassen



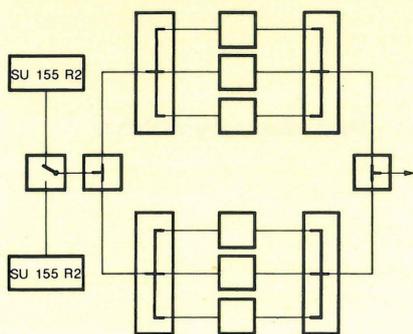
Exciter
SU 155 R2
for all
power ranges

5 (3) kW

10 kW

20 kW

Röhren-Verstärker
Tube amplifiers



Beispiel einer Zusammenschaltung
(Steuersender in passiver Reserve)

Rohde & Schwarz fertigt seit 30 Jahren VHF-FM-Sender von 1 W bis 20 kW. Ausgereifte Technik, überragende Qualität und höchste Zuverlässigkeit sicherten uns weltweit hohe Marktanteile.

Der modulare Aufbau der UKW-Sender ermöglicht jede gewünschte Leistungsklasse – bis 5 kW volltransistorisiert, darüber mit Einröhren-Verstärkern. Durch hohe Flexibilität lassen sich individuelle Kundenwünsche erfüllen: vom VHF-FM-Umsetzer über mobile Sender im Container bis zu schlüsselfertigen Sendeanlagen mit Antennen, Meß- und Betriebseinrichtungen. Alles aus einer Hand – von Rohde & Schwarz.

Die Sender sind lieferbar in aktiver und passiver Reserve oder (n+1)-Technik mit maximal sechs Programmen auf einer Antennenanlage. Sie zeichnen sich aus durch Wartungsfreundlichkeit und einfache Bedienung. Leistungstristoren können sehr schnell ohne Löten und Neuabgleich ausgetauscht werden; ein Frequenzwechsel ist beim Transistorsender in Sekundenbruchteilen, beim Röhrensender in wenigen Minuten möglich.

Benötigen Sie eine VHF-FM-Sendeanlage?

Rohde & Schwarz plant, liefert und montiert sie nach Ihren Anforderungen.

1000 Berlin 10 · Ernst-Reuter-Pl. 10
Ruf (0 30) 3 41 40 36
2000 Hamburg 60 · Steilshooper Allee 47
Ruf (0 40) 6 30 70 46
5000 Köln 90 · Graf-Zeppelin-Str. 18
Ruf (0 22 03) 2 10 46
6078 Neu-Isenburg · Herzogstr. 61
Ruf (0 61 02) 31 36
7500 Karlsruhe 1 · Rüppurrer Str. 84
Ruf (07 21) 3 49 51
8000 München 80 · Berg-am-Laim-Str. 47
Ruf (0 89) 40 30 73
8500 Nürnberg 50 · Münchener Str. 342
Ruf (09 11) 8 67 47



ROHDE & SCHWARZ 50 JAHRE **elektronische präzision** 1933-83

Telecom, Genf: Halle 4 — Stand 5.39

RUNDFUNKTECHNISCHE MITTEILUNGEN

JAHRGANG 27

1983

Heft 5

INHALTSVERZEICHNIS :

Flächenhafte Halbleiter-Bildsensoren	213	Das 13. Internationale Fernschesymposium Montreux, 28. Mai bis 2. Juni 1983	247
Rudolf Koch		Peter Wolf u. a.	
Statistische Untersuchungen aus europäischer Sicht über die Benutzung der Kurzwellenbereiche durch den Hörfunk ..	225	Tagungen und Ausstellungen	260
Dietmar Kopitz		Buchbesprechungen	260
Technische Parameter für ein zukünftiges Übertragungssystem im Kurzwellen-Tonrundfunk mit Einseitenbandmodulation	231	Nachrichten	262
Günther Gröschel		Persönliches	264

FLÄCHENHAFTE HALBLEITER-BILDSSENSOREN

VON RUDOLF KOCH¹

Manuskript eingegangen am 23. März 1983

Fernseh-Aufnahmetechnik

Zusammenfassung

Bei verschiedenen amerikanischen und japanischen Firmen wird derzeit mit großem Aufwand an Halbleiter-Bildsensoren gearbeitet. Von den verschiedenen Anwendungsgebieten — Studiokameras, Reporterkameras, private und kommerzielle Überwachungskameras, Videokameras, Industriekameras, Standbildkameras — verspricht nur der Videomarkt so hohe Stückzahlen, daß sich die Entwicklung dieser außerordentlich komplexen ICs lohnt.

Unter den zwei wesentlichen Grundprinzipien für Bildsensoren — CCD oder xy-adressierte Schaltungen — ist noch keine Entscheidung gefallen, wahrscheinlich werden sich aufgrund der unterschiedlichen Vorzüge beide Varianten behaupten. Für CCD-Sensoren spricht die bessere Bildqualität, für xy-adressierte Sensoren die höhere Ausbeute. Wegen des großen Flächenbedarfes dieser Sensoren stehen in der nächsten Zeit sicher noch die Ausbeuteprobleme im Vordergrund. Daher wurde für den in diesem Bericht beschriebenen Schaltkreis das Konzept der xy-Adressierung gewählt, wobei der Schwerpunkt der Arbeiten auf die Verbesserung des Signal/Störabstandes gelegt wurde. Als Ergebnis entstand ein Diodensensor mit 206 x 232 Bildpunkten.

Der Markt der Videokameras wird sicherlich von Farbkameras beherrscht werden. An die entsprechenden Halbleiter-Bildsensoren werden zusätzliche Anforderungen an die Anzahl der Bildpunkte und daraus folgend an die Feinheit der Strukturen gestellt. Eine Lösung der Probleme könnte in der Aufbringung einer zusätzlichen Fotoleiterschicht und damit der Trennung von Signalzeugung und Signalauslesung liegen. Eine weitere Schwierigkeit liegt in der Aufbringung und Justierung der Farbfilter auf dem Chip. Hier gibt es bisher keine für Serienfertigung günstigen Lösungen.

Summary Plane-array semi-conductor picture sensors

Several firms in Japan and the United States are at present very actively working on semi-conductor picture sensors. Of the various fields of application — studio cameras, outside-broadcast cameras, private and commercial supervisory cameras, video-recording cameras, industrial cameras, still cameras — only the video-recording market promises a high enough number of units sufficient to justify the development of those extraordinarily complex integrated circuits.

No decision has so far been taken regarding the two main basic principles for picture sensors — CCD or XY-addressed circuits — and it is probable that, on the basis of their respective advantages, both variants will be maintained. The better picture quality is in favour of the CCD sensors, whereas the XY-addressed sensors give higher yield. Because of the large areas required by those sensors, it is likely that the yield problems will remain in the foreground for some time to come. For that reason, the described diode sensor is in favour of the XY-addressing concept designed. The main part of efforts was concentrated on improving the signal-to-noise ratio. As a result of that work, a diode sensor having 206 x 232 picture elements has been fabricated.

The video-camera market will most certainly be dominated by colour cameras. Sensors for these cameras must fulfill additional requirements concerning the number of pixels and accordingly in minimum element and structure size. A solution of the problems might be found by applying an additional photoconducting layer and thereby separating the generation and the reading out of the signal. A further difficulty lies in attaching and adjusting the colour filter on the chip; for this, no solutions have as yet been found that are suitable for industrial manufacture.

Sommaire Capteurs d'image plans à semi-conducteurs

Différentes firmes américaines et japonaises déploient actuellement beaucoup d'efforts dans le domaine des capteurs d'image à semi-conducteurs. Parmi les diverses applications possibles, qui vont de la caméra de studio à la caméra pour images fixes en passant par les caméras de reportage, de surveillance privée et commerciale de types grand public et industriel, seul le marché grand public promet d'être suffisamment important pour justifier la mise au point de ces circuits intégrés particulièrement complexes.

¹ Dr. Rudolf Koch war bis zum September 1981 Leiter des Projektes Halbleiter-Bildsensoren bei der Siemens AG, München, und ist dort zur Zeit im Unternehmensbereich Bauelemente beschäftigt.

Aucun choix n'a encore été fixé entre les deux principales techniques de base que constituent le dispositif à couplage de charge et l'adressage xy. Il est probable que les deux systèmes seront conservés à cause de leurs avantages respectifs. Les capteurs à couplage présentent une meilleure qualité d'image, tandis que les capteurs à adressage xy offrent un meilleur rendement. Cette question sera certainement prédominante dans le proche avenir, étant donné la surface importante qu'exigent ces capteurs. Nous avons par conséquent opté pour le système à adressage xy, en concentrant nos travaux sur l'amélioration du rapport signal/bruit. Un capteur comprenant 206 x 232 éléments d'image a été mis au point à la suite de ces travaux.

Le marché des caméras grand public sera certainement dominé par les modèles en couleur. Les capteurs d'image à semi-conducteurs qui seront utilisés se verront imposer des exigences supplémentaires concernant le nombre d'éléments d'image et, par conséquent aussi, la précision de leur structure. Ce problème pourrait être résolu avec l'application d'une couche photoconductrice supplémentaire qui assurerait la séparation entre la production et la lecture du signal. L'installation et le réglage du filtre de couleur sur le semi-conducteur posent également un problème qu'aucune méthode applicable au niveau de la fabrication en série ne permet encore de résoudre.

1. Allgemeiner Überblick über Halbleiter-Bildsensoren

1.1. Einsatzgebiete

Derzeit wird bei zahlreichen Firmen, besonders in Japan, mit großem Aufwand an der Entwicklung von Halbleiter-Bildsensoren für Fernsehkameras gearbeitet. In **Tabelle 1** sind die möglichen Einsatzgebiete für derartige Sensoren, die Anforderungen und die erwarteten Stückzahlen zusammengestellt.

Bei Studio- und ENG²-Kameras sind die Anforderungen so hoch und die Stückzahlen so gering, daß die Entwicklung von dafür geeigneten Bildsensoren zumindest auf absehbare Zeit nicht rentabel ist. Bei Video-, Überwachungs- und Industriekameras sind die Anforderungen weitgehend gleich, so daß der gleiche Sensor für diese Einsatzgebiete verwendet werden könnte. Da gerade bei Industriekameras die Vorteile gegenüber den Röhrenkameras (bessere Linearität, geringe Trägheit, höhere Lebensdauer) wesentlich sind, können hier höhere Preise gefordert werden. Der Einstieg in den Markt könnte daher über Industriekameras erfolgen, während der Videomarkt mit seinen großen Stückzahlen mit der Zunahme der Ausbeute über einen allmählichen Preisrückgang erschlossen werden könnte. Nur die mit Videokameras erreichbaren Stückzahlen rechtfertigen den Entwicklungsaufwand für Halbleitersensoren.

Mit einer Einführung des Bildtelefons ist erst zu rechnen, wenn durch die Verkabelung mit Glasfasern die entsprechende Leitungskapazität vorhanden ist. Für erste ausgewählte Teilnehmer könnten Mitte der 80er Jahre derartige Geräte zur Verfügung ste-

hen, während eine Einführung auf breiter Basis, d. h. auch in Privathaushalten, erst in den 90er Jahren erfolgen dürfte. Während früher beim Bildtelefon schmalbandige Systeme mit etwa 1 MHz Auflösung diskutiert wurden, denkt man jetzt – auch wegen der möglichen Verbindung mit CATV (Cable TV, Kabelfernsehen) – an die TV-Kompatibilität. Privathaushalte könnten zur Aufnahme die dann wohl vorhandene Videokamera verwenden, während für kommerzielle Zwecke höherauflösende Kameras (5 MHz) verwendet würden. Für absehbare Zeit wird das Bildtelefon jedenfalls keinen nennenswerten Markt für Bildsensoren bilden.

Schließlich wird, allerdings auch noch nicht in den nächsten Jahren und erst nach dem Durchbruch der Videografie, die elektronische Standbildfotografie mit magnetischer Bildaufzeichnung auf Bandkassette oder Diskette kommen. Der Prototyp einer derartigen Kamera wurde bereits von der Firma Sony unter der Bezeichnung MAVICA vorgestellt. Die Bildwiedergabe erfolgt über ein spezielles Abspielgerät auf dem Heimfernseher.

1.2. Anforderungen

In **Tabelle 2** sind die Anforderungen an Bildsensoren für Videokameras und zum Vergleich auch für volle Einhaltung der TV-Normen angegeben. Die geforderte Horizontalauflösung ist als Frequenz, die Vertikalauflösung als Zeilenzahl angegeben (vgl. Anhang). Mit 5 MHz/400 Zeilen bzw. 3 MHz/240 Zeilen wären Horizontal- und Vertikalauflösung gleich. Die Vertikalauflösung von 400 Zeilen bei real vorhandenen 586 sichtbaren Zeilen entspricht einem Kell-Faktor von $k = 0,67$. Wie in [1] gezeigt wird, ist der Kell-Faktor eine Funktion der Signalfilterung. In Abhängigkeit vom Kell-Faktor werden für die Erzielung der geforderten Auflösung Zeilenzahlen benötigt, die nicht mit der TV-Norm kompatibel sind, so daß bei realen Sensoren Unterschiede in der Horizontal- und Vertikalauflösung auftreten können.

Mit minimalen Strukturweiten von $2,5 \mu\text{m}$ kann ein Bildsensor für Videokameras auf einer Fläche von etwa $6,6 \text{ mm} \times 8,8 \text{ mm}$ realisiert werden. Diese Fläche kann mit einer Optik ausgeleuchtet werden, die für $2/3''$ - (18-mm-) Aufnahmeröhren geeignet ist, während für voll TV-kompatible Sensoren etwa $9,9 \text{ mm} \times 13,2 \text{ mm}$ Fläche und dementsprechend die Optik wie bei einer $1''$ - (25-mm-) Aufnahmeröhre benötigt werden.

Für einen Videosensor werden nach **Tabelle 2** rund 110 000 Bildpunkte, für einen TV-Sensor 380 000 Bildpunkte benötigt. Berücksichtigt man noch, daß diese Schaltungen ein analoges Ausgangssignal mit

Anwendung	Anforderung	Stückzahlen Europa 1984
TV-Studiokameras	5 MHz, Farbe	–
ENG-Kameras	5 MHz, Farbe	–
Videokameras private	3 MHz, Farbe + sw	2 000 000
Überwachungskameras	3 MHz, sw	50 000
Industriekameras und kommerzielle Überwachungskameras	1–3 MHz, sw	150 000
Bildtelefon	3–5 MHz, Farbe	–
Standbildfotografie	5 MHz, Farbe (Einzelbilder)	–

Tabelle 1

Einsatzmöglichkeiten für Halbleiter-Bildsensoren

² ENG = Electronic News Gathering.

	TV	Video
FORDERUNG:		
Bildfrequenz	2 x 25/s	2 x 25/s oder 1 x 50/s
Zeilenzahl	625 (586 sichtbar)	625 oder 312 (586 bzw. 293 sichtbar)
Auflösung	5 MHz horizontal 400 Zeilen vertikal	3 MHz horizontal 240 Zeilen vertikal
SENSOR-DATEN:		
Zeilenzahl	586 (theoretisch 500 ^x bzw. 586 ⁺)	293 (theoretisch 300 ^x bzw. 351 ⁺)
Spaltenzahl	650 ^x bzw. 824 ⁺	382 ^x bzw. 484 ⁺
Sensorfläche	10 mm x 13,2 mm (1")	6,6 mm x 8,8 mm (2/3")
Rastermaß	17 µm x 20 µm	22 µm x 23 µm

^x mit Kell-Faktor $k = 0,85$

⁺ mit Kell-Faktor $k = 0,68$

Tabelle 2
Anforderungen an Halbleiter-Bildsensoren für
Schwarzweißkameras

einem Störabstand besser als 45 dB liefern müssen, so sieht man, daß hier noch höhere Anforderungen als beim 64k- bzw. 256k-DRAM³ bestehen. Trotz dieser Schwierigkeiten wird seit dem Beginn der 60er Jahre an Halbleiter-Bildsensoren gearbeitet, weil sie gewichtige Vorteile gegenüber den Bildaufnahme-
röhren versprechen, nämlich

- kein Nachziehen (LAG)
- kein Einbrennen (BURN IN)
- höherer Störabstand (CCD)
- keine Ablenkfehler
- höhere Linearität
- = besseres Bild
- höhere Lebensdauer
- sofort betriebsbereit
- keine hohen Spannungen (10 V)
- geringer Leistungsverbrauch
- kleiner, leichter, robuster
- = bessere Kamera

Das Fehlen des Nachzieheffektes ist einmal in der geringen Trägheit (Zeitkonstante) des Siliziums im Vergleich zu CdSe, PbO, Sb₂S₃ und anderen Materialien für Röhrentargets begründet, zum anderen im Auslesen über MOS-Transistoren, die wesentlich niederohmiger sind als der Elektronenstrahl der Röhren. Bei Röhrenkameras vergehen - vom Typ abhängig - etwa 10 Halbbilder, bis das Signal auf etwa 1% abgeklungen ist. Bei Halbleiter-Bildsensoren wird dieser Wert in ein bis zwei Halbbildern erreicht.

Die Targetmaterialien von Röhren sind gegen Überbelichtung so empfindlich, daß an kurzzeitig

überbelichteten Stellen stundenlang dunkle Flecke im Bild zurückbleiben („burn in“, Einbrennen), bei extremer Überbelichtung kann sogar das Target zerstört werden. Bei einer der Mondlandungen ist übrigens durch diesen Effekt die einzige Kamera zerstört worden.

Der typische Störabstand von Röhrenkameras liegt zwischen 45 dB und 50 dB, zumindest bei Kameras mit CCD-Sensoren können etwa 60 dB (jeweils bei Sättigungsbeleuchtung) erreicht werden.

Die Signalauslesung vom Target erfolgt mit einem Elektronenstrahl. Durch Nichtlinearitäten in der Strahlableitung entstehen bei Farbkameras Farbdeckungsfehler, bei Meßkameras Meßfehler. Daher ist bei diesen Kameras eine regelmäßige Justierung der Strahlableitung notwendig. Bei Kameras mit Halbleiter-Bildsensoren gibt es aufgrund des anderen Ausleseverfahrens diese Probleme nicht.

Während die bisher aufgezählten Vorzüge die Bildqualität betreffen, gibt es auch noch Vorteile in den Betriebseigenschaften für Kameras mit Halbleiter-Bildsensoren. Die Lebensdauer von Kameraröhren beträgt einige tausend Betriebsstunden. Bei Dauerbetrieb bedeutet das weniger als ein Jahr, bis die Bildaufnahme-
röhre gewechselt und neu einjustiert werden muß. Halbleiter-Bildsensoren haben dagegen, wie andere Halbleiter, eine praktisch unbegrenzte Lebensdauer. Wird mit Rücksicht auf die Lebensdauer der Röhre die Kamera nicht im Dauerbetrieb oder Stand-by-Betrieb gefahren, so vergeht eine Anheizzeit von etwa 30 s, bis die Röhre betriebsbereit ist. Ein Bildsensor ist dagegen in Sekundenbruchteilen betriebsbereit.

Die niedere Versorgungsspannung und der geringe Leistungsbedarf von Sensoren vereinfacht schließlich den Aufbau der Ansteuerung. Die Vorteile in Abmessungen, Gewicht und Robustheit schließlich sind offensichtlich.

1.3. Vergleich der Organisationsformen

Bisher war allgemein von Halbleiter-Bildsensoren die Rede. Es gibt nun verschiedene Realisierungsmöglichkeiten mit jeweils typischen Vorzügen und Nachteilen. Im folgenden werden ausschließlich Sensoren in MOS-Technologie betrachtet, da andere, früher ebenfalls benutzte Technologien (bipolar, Dünnschichtschaltungen) für Sensoren längst aufgegeben wurden [2].

Als lichtempfindliche Elemente kommen pn-Dioden und MOS-Kondensatoren in Frage (Bild 1). Beide Elemente werden nach dem Prinzip der Ladungsspeicherung betrieben, d. h. durch kurzzeitiges Anlegen von Spannung in Sperrichtung vorgespannt bzw. in tiefe Verarmung gebracht und dann durch die bei Lichteinfall infolge des inneren Photoeffektes freigesetzten Elektron-Loch-Paare entladen. Während bei der Diode nur die Sperrschichtkapazität als

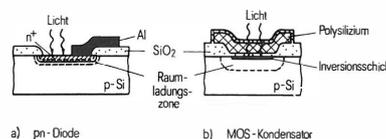


Bild 1

Aufbau von Sensorelementen

³ DRAM = Dynamic Random Access Memory.

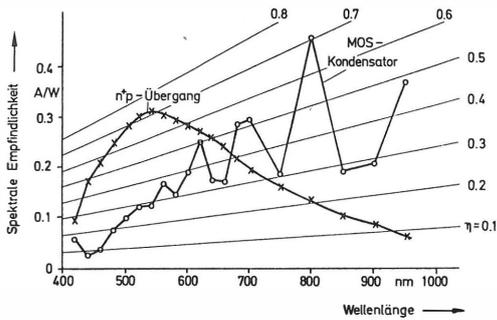


Bild 2

Vergleich der spektralen Empfindlichkeit eines MOS-Kondensators mit Poly-Si-Elektrode und einer Fotodiode in Al-Si-Gate-Technik
Eindringtiefe der Diffusion: 1,5 μm
η = Quantenwirkungsgrad

Speicherkapazität wirkt, kommt beim MOS-Kondensator noch die Oxidkapazität dazu, so daß die Gesamtkapazität 5- bis 10mal größer wird als bei der Diode. Die Diode weist eine ausgeglichene spektrale Charakteristik auf. Beim Kondensator treten dagegen in den verschiedenen Schichten, die das Licht durchdringen muß, Absorption und Reflexion auf, die eine sehr ungleichmäßige spektrale Empfindlichkeit mit starkem Abfall im Blauen bewirken (Bild 2). Mit Maßnahmen wie der Rückseitenbelichtung von auf 10 μm gedünnten Chips oder der Verwendung von transparenten leitenden Metalloxiden wie ITO (Indium Tin Oxide) oder ATO (Antimon Tin Oxide) statt Polysilizium als Elektrodenmaterial kann zwar die spektrale Empfindlichkeit von MOS-Kondensatoren verbessert werden, wegen des damit verbundenen technologischen Aufwands wird man jedoch bei Farbkameras Dioden vorziehen. Auf die neuerdings ebenfalls versuchte Lösung, Fotoleiterschichten auf den Chips aufzubringen, wird in 3. eingegangen.

Mit der Anordnung von einigen 10 000 oder 100 000 lichtempfindlichen Elementen auf dem Chip hat man natürlich noch keinen Halbleiter-Bildsensor. Es fehlt die Möglichkeit, die Bildpunkte der TV-Norm entsprechend auszuwählen und sequentiell über eine gemeinsame Ausgangsstufe auszulesen. Die Ansteuerschaltungen sollen so weitgehend integriert sein, daß die Zuführung einiger Takte für die Auswahl der Bildpunkte genügt („self-scanned“). Das Auslesen muß über eine gemeinsame Ausgangsstufe erfolgen, da sonst die zwischen verschiedenen

Ausgängen immer vorhandenen Ungleichmäßigkeiten zu entsprechenden Störungen im Bild führen.

Die gebräuchlichsten Organisationsformen sind in Bild 3 dargestellt. Am längsten bekannt ist das Prinzip der xy-Adressierung nach Bild 3a und b. Sensoren nach diesem Prinzip ähneln weitgehend den dynamischen RAMs (Random Access Memories) mit 1-Transistor-Zelle. Beim Diodensensor nach Bild 3a sind die lichtempfindlichen Elemente Dioden. Jede Diode ist über einen Auswahltransistor mit einer Spaltenleitung verbunden. Das Gate jedes Auswahltransistors wiederum ist an eine Zeilenleitung angeschlossen. Zum Auslesen eines Bildes werden über das Zeilenschieberegister nacheinander alle Zeilen adressiert, d. h. die Auswahltransistoren der betreffenden Zeile werden leitend. Die in den Dioden dieser Zeile als Ladung gespeicherte Information wird auf die Spaltenleitung ausgelesen und dort zwischengespeichert. Zum Auslesen der Information dieser Zeile werden nun über das Spaltenregister sequentiell alle Spaltenleitungen adressiert, d. h. die Transistoren zwischen Spaltenleitung und Ausleseleitung werden leitend. Die auf den Spaltenleitungen gespeicherte Information wird dabei sequentiell auf die Ausleseleitung übertragen und kann an deren Ende über einen Widerstand als Strom oder über einen Source-Folger als Spannung abgegriffen werden. Da die am Auslesevorgang beteiligte Spaltenleitung und die Ausleseleitung eine um rund zwei Größenordnungen höhere Kapazität als die Speicherkapazität des Sensorelementes aufweisen, erfolgt beim Auslesen durch kapazitive Teilung eine entsprechende Verringerung der Signalspannung.

Beim CID-Sensor (Charge Injection Device) nach Bild 3b besteht das Sensorelement aus zwei MOS-Kondensatoren statt aus Diode und Auswahltransistor. Die prinzipiellen Eigenschaften entsprechen weitgehend dem Diodensensor. Eine ausführliche Beschreibung kann in [3] nachgelesen werden.

Mit der Erfindung der Ladungsverschiebungen, insbesondere der CCDs (Charge Coupled Devices), wurde die Realisierung von Sensoren möglich, die den Nachteil der kapazitiven Spannungsteilung nicht aufweisen. CCDs sind analoge Schieberegister, in denen das Signal in Form von Ladungspaketen transportiert wird. Alle dabei beteiligten Kapazitäten sind etwa gleich groß. Durch dieses Prinzip werden eine hohe Ausgangsspannung und ein hoher Signal/Störabstand erreicht [4].

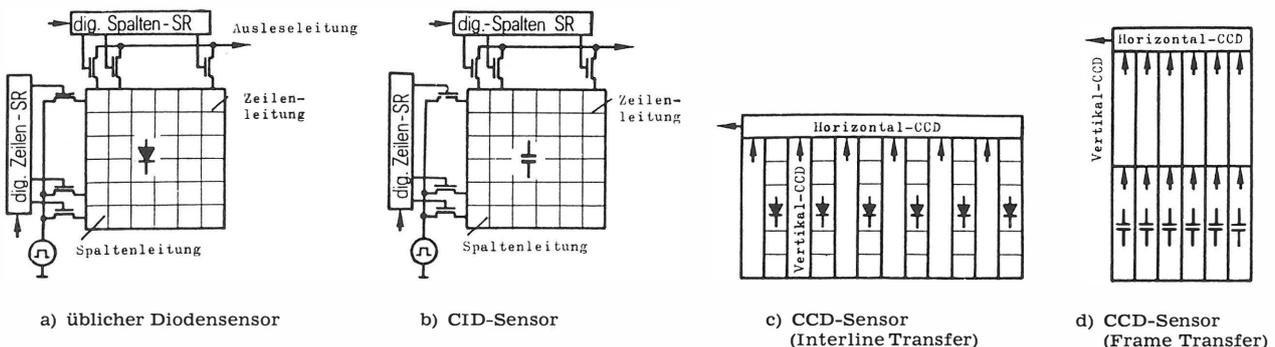


Bild 3

Organisationsformen von zweidimensionalen Sensoren

	CCD		xy
	FT	IT	
Fläche	-	+	+
Ausbeute	-	0	+
FPN*	+	+	-
Rauschen	+	+	-
Signalgröße	+	+	-
Blooming-Größe	-	-	0

* FPN = Fixed Pattern Noise

+ = hat Vorteile
- = hat Nachteile

Tabelle 3

Vergleich der Organisationsformen von Halbleiter-Bildsensoren

Es sind nun zwei Arten von CCD-Sensoren gebräuchlich. Beim Prinzip des Interline-Transfer (im folgenden mit IT abgekürzt) sind die Sensorelemente – das können Dioden oder Kondensatoren sein – von den als Ausleseschaltung verwendeten CCDs getrennt. Einmal während jedes Fernsehbildes (in der Vertikalaustastlücke) werden sämtliche Sensorelemente gleichzeitig in die Vertikal-CCDs ausgelesen. Aus den Vertikal-CCDs wird die Information zeilenweise während der Horizontalaustastlücke in das Horizontal-CCD eingelesen. Aus dem Horizontal-CCD wird das Signal dann Zeile für Zeile mit Bildpunktfrequenz ausgelesen.

Beim Prinzip des Frame-Transfer (im folgenden kurz FT) sind die Elemente der Vertikal-CCDs gleichzeitig auch Sensorelemente. Die CCDs im Sensorteil der Schaltung werden während des größten Teils einer Bilddauer angehalten, in den Elementen wird Signalladung gesammelt. Während der Vertikalaustastlücke wird der Bildinhalt vom Sensorteil in den Speicherteil eingelesen. Danach wird jeweils in der Horizontalaustastlücke der Inhalt einer Zeile in das Horizontal-CCD eingelesen. Der weitere Ablauf erfolgt nun genau wie beim IT-CCD.

Eine Gegenüberstellung dieser Verfahren wird in **Tabelle 3** durchgeführt. Wegen des zusätzlichen Speicherteils benötigen FT-CCD-Sensoren die größte Gesamtfläche, obwohl wegen des einfachen Aufbaus mit diesem Prinzip die kleinsten Sensorelemente realisiert werden können. Die Ausbeute von integrierten Schaltungen nimmt nun mit zunehmender Chipfläche ab und ebenso mit zunehmender Fläche der Dünnoxidbereiche (Transistorgates, CCD-Elektroden). Der FT-CCD-Speicher weist sowohl die größte Gesamtfläche als auch die größte Gateoxidfläche auf und dementsprechend die geringste Ausbeute. Bei IT-CCD-Sensoren und xy-adressierten Sensoren ist zwar die Chipfläche etwa gleich groß, etwa 1/2 bis 2/3 der Fläche von FT-CCD-Sensoren, aber die Gateoxidfläche bei den IT-CCDs ist etwa 2- bis 4mal so groß wie bei den xy-adressierten Sensoren. Für die Berechnung der Ausbeute kann folgende empirische Formel verwendet werden:

$$y = 100 \cdot (1 + 0,25 \cdot A \cdot D)^{-4}$$

mit y = Ausbeute in %,
 A = Chipfläche in cm^2 ,
 D = Defekte pro cm^2 .

Sensoraufbau	A (cm x cm)	D/cm ²	y (%)
xy	0,66 x 0,88	5	11
IT-CCD	0,66 x 0,88	10	2,7
FT-CCD	1,32 x 0,88	10	0,45

Tabelle 4

Vergleich der Ausbeute bei Halbleiter-Bildsensoren

Die daraus folgenden typischen Werte für die Ausbeute sind in **Tabelle 4** angegeben. Der größere relative Anteil der Dünnoxidfläche bei den CCD-Sensoren ist hier über eine höhere Defektdichte (D) berücksichtigt worden. Diese Defektdichte ist ein empirischer Wert, der von der Art und Komplexität des Herstellungsprozesses und der Sorgfalt bei der Scheibenherstellung abhängt. In jedem Fall sind jedoch die xy-adressierten Sensoren in der Ausbeute klar überlegen.

In den angegebenen Zahlen ist die Möglichkeit einer Fehlererkennung und -korrektur noch nicht berücksichtigt. Außer bei scharfen Konturen oder Kanten, d. h. in der weit überwiegenden Mehrzahl aller Fälle, ist die Information benachbarter Bildpunkte sehr ähnlich. Es ist daher möglich, bei Ausfall einiger voneinander getrennter Punkte und/oder Spalten und/oder Zeilen eines Sensors deren Inhalt einfach zu ersetzen durch den Inhalt der zeitlich oder räumlich vorhergehenden Punkte bzw. Spalten oder Zeilen. Dazu ist es erforderlich, die Information für die Dauer eines Bildpunktes bzw. einer Zeile zu speichern. Zu der bei Bildsensoren erreichbaren Steigerung der Ausbeute durch Fehlerkorrektur existieren bisher keine Untersuchungen. Einen Anhaltspunkt kann eine Studie zur Ausbeuteerhöhung bei 64k-RAMs durch Anfügung redundanter Zellen liefern [5]. Hier wird etwa eine Verfünffachung der Ausbeute angegeben. Das Verhältnis der Ausbeuten bei den verschiedenen Sensorformen wird von diesen Maßnahmen nicht wesentlich verändert, so daß die xy-adressierten Sensoren hier überlegen bleiben.

Im Störabstand weisen dagegen die CCD-Sensoren bessere Eigenschaften auf. Bei xy-adressierten Sensoren wird der Signal/Rauschabstand durch das Rücksetzrauschen der Spaltenleitungen und der Ausleseleitung auf Werte von typischerweise etwa 50 dB begrenzt. Zudem treten durch örtliche Ungleichmäßigkeiten in den Einkopplungen der Schieberegister, der Auswahltransistoren und der Zeilenleitungen auf die Spaltenleitungen sogenannte ortsfeste Störungen im Signal auf, die noch über dem Rauschen liegen [3]. Bei CCD-Sensoren gibt es diese ortsfesten Störungen nicht, der Signal/Störabstand wird vom Rauschen begrenzt, das im wesentlichen aus dem Übertragungsrauschen beim Transport der Ladung und dem Rücksetzrauschen der Ausgangsstufe des Horizontal-CCDs besteht. Für CCD-Sensoren werden Störabstände von 70 dB berichtet [6].

Ein weiterer Nachteil der xy-adressierten Sensoren, der durch die kapazitive Spannungsteilung beim Auslesen entsteht, ist das im Vergleich zu CCD-Sensoren um etwa zwei Größenordnungen geringere

Ausgangssignal. Ein letzter Punkt, das Blooming oder Überstrahlen, ist noch nicht befriedigend gelöst. Bei Überbelichtung werden in den betreffenden Bildelementen mehr Elektron-Loch-Paare freigesetzt, als aufgenommen werden können. Ein Teil der überschüssigen Ladungsträger läuft nun längs der CCD-Kanäle oder – bei xy-adressierten Sensoren – über die gesperrten Auswahltransistoren auf die Spaltenleitungen. Ein weiterer Teil diffundiert längs der Oberfläche oder durch das Substrat in benachbarte Bildpunkte. Durch den ersten Teil dieser überschüssigen Ladungsträger entstehen senkrechte helle Streifen im Bild, der zweite Teil bewirkt eine kreisförmige Aufweitung der überbelichteten Stelle. Zur Vermeidung des Überstrahlens muß eine Senke für die überschüssigen Ladungsträger zur Verfügung gestellt werden, und es muß dafür gesorgt werden, daß die Überschußladung bevorzugt in dieses Gebiet läuft. Mit zusätzlichen diffundierten Leitungen und Elektroden könnte zwar eine geeignete Senke geschaffen werden, der zusätzliche Platzbedarf dafür ist jedoch so hoch, daß darauf verzichtet wird. Bei xy-adressierten Sensoren kann wenigstens eine Verringerung des Überstrahlens ohne zusätzlichen Platzbedarf erreicht werden. Als Senke wird der pn-Übergang zwischen einer 5 µm bis 10 µm dicken Epitaxieschicht und dem Substrat verwendet. Durch spezielle Implantation wird erreicht, daß die MOS-Auswahltransistoren ebenso wie die damit verbundenen parasitären lateralen Bipolartransistoren möglichst gut sperren [7]. Dann fließt ein Teil der überschüssigen Ladung in das Substrat statt auf die Spaltenleitungen.

In **Tabelle 5** sind einige der in den letzten Jahren vorgestellten Halbleiter-Bildsensoren zusammengefaßt. Es handelt sich dabei fast ausschließlich um Labormuster, also um keine handelsüblichen Produkte. Aus dieser Tabelle wird offensichtlich, daß nicht nur zwischen den verschiedenen Firmen, sondern sogar innerhalb der Firmen noch keine Einigkeit besteht, welches Konzept vorzuziehen ist; zum Teil werden daher mehrere Wege parallel verfolgt.

Als Resümee kann festgehalten werden, daß für CCD-Sensoren der höhere Störabstand spricht, für xy-adressierte Sensoren die höhere Ausbeute. Nachdem Halbleiter-Bildsensoren zu den komplexesten derzeit hergestellten ICs gehören, ist für absehbare Zeit die Erhöhung der Ausbeute das wesentliche Ziel und die Erhöhung des Signal/Störabstandes der nächste Schritt. Wir haben uns daher für das Konzept der xy-adressierten Sensoren entschlossen und als Schwerpunkt unserer Arbeit die Verbesserung des Signal/Störabstandes, insbesondere die Verringerung der dominierenden ortsfesten Störungen gesehen.

2. Diodensensor mit 206 x 232 Bildpunkten

Ausgangsbasis für die Entwicklung eines Diodensensors mit 206 x 232 Bildpunkten war ein CID-Sensor mit 100 x 100 Bildpunkten auf einer lichtempfindlichen Fläche von 4,4 mm x 4,4 mm [8]. Durch ein Differenzverfahren war ein Störabstand von 40 dB erreicht worden. Dieser Sensor wurde mit derselben Technologie hergestellt wie die dynamischen 16k-Speicher.

Jahr	Hersteller	Zeilen x Spalten	Typ	Chipgröße (mm x mm)
73	Fairchild	100 x 100	CCD (IT)	
74	Bell	496 x 475	SCCD (FT)	20 x 16
	GE	244 x 248	CID (xy)	9 x 11
	RCA	512 x 320	SCCD (FT)	15 x 10
78	Philips	300 x 200	RGS ^x	
	Siemens	100 x 100	CID (xy)	5 x 5
79	Hitachi	484 x 384	Dioden (xy)	12 x 15
	Sony	492 x 226	BCCD (IT)	10,3 x 9,1
	Matsushita	512 x 383	CCD (FT)	13,6 x 10,3
	Hitachi	320 x 244	(xy) ⁺	7,5 x 10
	Fairchild	488 x 380	BCCD (IT)	8,8 x 14,4
	Sony	490 x 570	CCD	12 x 10
	Texas	800 x 800	BCCD (FT)	17,7 x 17,5
80	NEC	490 x 384	CCD (IT)	
	Toshiba	512 x 340	CCD (FT)	14,5 x 10
	Siemens	100 x 100	Dioden (xy)	5 x 5
	Matsushita	506 x 413	BBD (IT) /BCCD ⁺	10 x 18,5
	Hitachi	485 x 384	Dioden (xy)	8,5 x 10
	Siemens	200 x 225	Dioden (xy)	5 x 6
	Matsushita	492 x 404	Dioden (xy)	8 x 10
	Sharp	488 x 385	BCCD (IT)	11,2 x 14,2
	Toshiba	492 x 400	BCCD (IT)	7,6 x 9,9
	81	Texas	490 x 328	CCD (FT)

^x = Resistive Gate Sensor

⁺ = mit Fotoleiterschicht

Tabelle 5

Zusammenstellung realisierter Halbleiter-Bildsensoren

2.1. Das Konzept

Zu diesem Zeitpunkt zeichnete sich die Bedeutung des zweifellos von Farbkameras beherrschten Videomarktes ab. Die bisher realisierten CCD-Sensoren waren für Farbkameras schlecht geeignet, weil die als Sensorelemente verwendeten MOS-Kondensatoren eine unausgeglichene spektrale Empfindlichkeit mit starkem Abfall im Blauen aufweisen. Das Konzept des xy-adressierten Sensors mit Differenzbildung zur Störunterdrückung wurde beibehalten [9], jedoch nunmehr mit Dioden als Sensorelemente. Über den Zwischenschritt eines Diodensensors mit 100 x 100 Bildpunkten wurde ein Diodensensor mit 206 Zeilen und 232 Spalten entwickelt. Diese Bildpunktzahl konnte auf einer Fläche von 4,4 mm x 5,85 mm realisiert werden, so daß die Verwendung der Optiken von S8-Filmkameras möglich war.

Bild 4 zeigt das Prinzipschaltbild des Diodensensors. Der Auslesevorgang für eine Zeile läuft folgendermaßen ab: Im Zeilenschieberegister steht genau eine logische Eins, damit ist die ausgewählte Zeile bestimmt. In allen anderen Stufen des Schieberegisters – es handelt sich um ein digitales, dynamisches Zweiphasen-Schieberegister [10] – stehen logische Nullen. Wenn der Lesetakt ϕ_L positiv wird, nimmt die ausgewählte Zeilenleitung positive Spannung an und die Auswahltransistoren der Bildpunkte dieser Zeilen werden geöffnet.

Zeilen x Spalten	206 x 232
Sensorfläche	4,4 mm x 5,85 mm
Rastermaß	22 μm x 26 μm
Chipfläche	40,6 mm ²
Technologie	n-Si-Si-Gate
Minimalmaße	2,5 μm
Pinzahl	35
Leistung	\approx 40 mW
max. Signal	700 mV
Empfindlichkeit	10 lx für Sättigung
S/N	52 dB rechnerisch
S/FPN	20...30 dB
Auflösung	1,8 MHz/160 Zeilen
MTF (ϵ)	Abfall auf 10 % am rechten Bildrand
Blooming- Unterdrückung	7fach
Sensorelemente	Dioden
Zeilensteuerung	digitales Schieberegister
Auslesen	CCD
Auslesesignal	Spannung
FPN-Unterdrückung	intern
Blooming- Unterdrückung	interne Differenzbildung, spezielle Implantation möglich

Tabelle 6
Daten des Diodensensors

eine externe Ansteuerschaltung verwendet, bei der das Pulsdiagramm als Bitmuster im PROMs (Programmable Read Only Memories) abgespeichert und der zeitliche Rahmen von einem μP (Mikroprozessor) kontrolliert wird. Der Vorzug dieser Realisierung besteht darin, daß Änderungen des Pulsdiagramms sehr rasch durch Änderungen des PROM-Inhalts bzw. des μP -Programms durchgeführt werden können. Diese Möglichkeit hat sich bei unseren Versuchen sehr bewährt. Für die Projektion von Lichtmustern und Bildern auf den Chip wurde ein Mikroskop verwendet mit einem Fototubus, in den Blenden oder Dias eingelegt werden konnten.

Mit dieser Anordnung wurden folgende Werte für den Diodensensor gemessen:

- Signal bei Sättigungsbeleuchtung 700 mV
- Störabstand vor Differenzbildung 20 dB
- Störabstand nach Differenzbildung 30 dB
- Blooming-Unterdrückung etwa 7fach
- Lichtintensität auf dem Chip für Sättigung 10 lx
- Berechneter Signal/Rauschabstand 52 dB
- Horizontalauflösung⁴ 1,8 MHz
- Vertikalauflösung⁴ 160 Zeilen.

Die übrigen Daten der Schaltung sind in **Tabelle 6** zusammengestellt.

Die unzureichende Störungsunterdrückung nach Differenzbildung ist auf unterschiedliche Übertra-

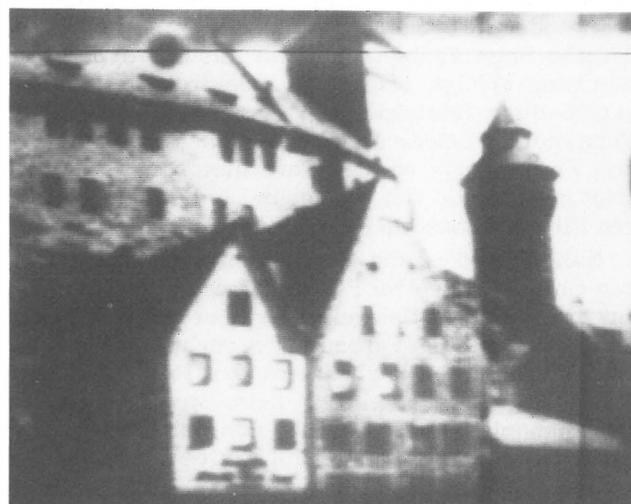
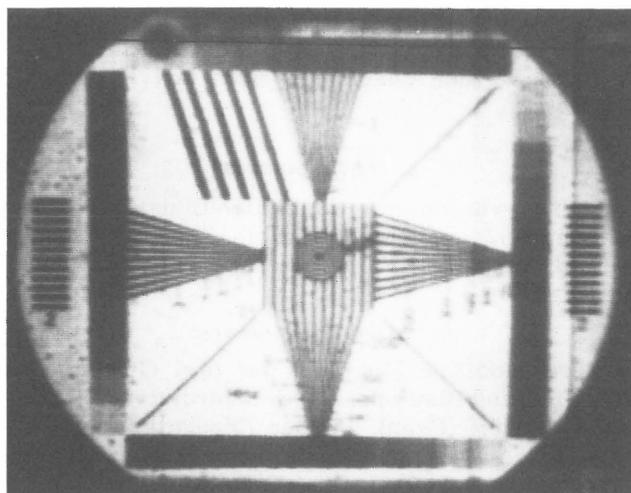


Bild 7
Aufnahmen mit dem Diodensensor

gungsverluste in den Auslese-CCDs zurückzuführen. Da die Herstellung von Buried-Channel-CCDs (BCCDs) nicht möglich war, mußten Oberflächen-CCDs (SCCDs) verwendet werden. Bei einer Auslesefrequenz von 6,25 MHz treten hier schon Übertragungsverluste ϵ von etwa 10^{-3} auf. Durch die unvermeidlichen Unterschiede im Layout des inneren und äußeren CCD sind diese Übertragungsverluste für die beiden CCDs unterschiedlich. Dadurch sind der Störanteil am Ausgang des äußeren CCD und das Korrektursignal am Ausgang des inneren CCD nicht mehr gleich, und die Korrektur durch Differenzbildung ist unvollständig. Außerdem führen diese hohen Übertragungsverluste zu einem Abfall der Modulationsübertragungsfunktion (MTF) vom linken zum rechten Bildrand auf rechnerisch etwa 10 %. Im Bildeindruck wirkt der Abfall allerdings nicht so kraß. **Bild 7** zeigt die Bildschirmfotos von zwei Aufnahmen mit dem beschriebenen Diodensensor.

Mit einer Änderung im Layout der CCDs, einem etwas modifizierten Verfahren der Grundladungs-eingabe, bei dem diese Grundladung nicht bis in die CCDs ausgelesen wird, und einer Erhöhung der Bildpunktzahl auf etwa 290 x 360 könnte aus dem be-

⁴ Zur Berechnung der Auflösung vgl. Anhang.

schriebenen Schaltkreis ein Sensor für Videokameras im 2/3"-Format entwickelt werden. Ähnliche Sensor-konzepte wurden unabhängig auch in [11] und [12] beschrieben.

3. Farbkameras

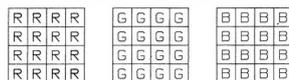
Bisher wurden nur Halbleiter-Bildsensoren für Schwarzweißkameras betrachtet. Die zusätzlichen Anforderungen bei Farbkameras werden im folgenden diskutiert.

3.1. Farbfilteranordnungen

Durch additive Mischung der drei Grundfarben Rot, Grün und Blau oder durch subtraktive Mischung aus Blaugrün (Cyan), Purpur (Magenta) und Gelb kann für das Auge beinahe jede Farbempfindung hervorgerufen werden. Diese Möglichkeit wird beim Farbfernsehen ebenso genutzt wie in der Farbphotografie oder in der Drucktechnik. Während die Wiedergabe beim Farbfernsehgerät mit additiver Farbmischung erfolgt, erlaubt die elektronische Signalverarbeitung (Matrizierung) in Fernsehkameras die Verwendung beider Verfahren. Zur Erzeugung der drei Farbauszüge werden Farbfilter benötigt. **Bild 8** zeigt am Beispiel von rot-, grün- und blaudurchlässigen Filtern verschiedene mögliche Anordnungen.

Naheliegender ist die Verwendung von drei einzelnen Chips für die drei Farben. Über einen Farbteiler aus dichroitischen Spiegeln oder über einen Prismenteiler werden die Farbauszüge verlustarm gewonnen. Wegen des Platzbedarfes der Farbteiler wird – zusätzlich zum Objektiv – beim Spiegelteiler eine Zwischenoptik erforderlich. Röhrenkameras sind nach diesem Schema aufgebaut. Durch den Farbteiler kommen jedoch zwei Vorteile von Halbleiter-Bildsensoren, nämlich geringes Gewicht und geringe Abmessungen, nicht voll zur Geltung. Andererseits ist der Vorteil der besseren Bildqualität gegenüber nachfolgenden Lösungen zu beachten.

Unter Ausnutzung der Tatsache, daß die Auflösung des Auges im grünen Spektralbereich am höchsten ist, bietet sich eine Zwei-Chip-Lösung an. Ein Chip erhält über einen Farbteiler die Grüninformation (G), der zweite Rot (R) und Blau (B). Über ein Filter, das aus abwechselnd roten und blauen Punkten zusammengesetzt ist, erhält jeweils die Hälfte der Bildelemente des zweiten Chips R und B. Dieses



3 CHIPS



2 CHIPS



1 CHIP

Bild 8

Anordnung der Farbfilter bei Farbvideokameras

Filter kann entweder im Strahlengang angeordnet oder direkt auf den Chip aufgebracht werden. Auch bei dieser Zwei-Chip-Lösung wird ein Farbteiler benötigt.

Die Vorteile der Halbleiter-Bildsensoren bezüglich Gewicht und Abmessungen kommen daher nur bei einer Ein-Chip-Lösung voll zur Geltung. Zudem entfallen dann die Justierungsprobleme mit verschiedenen Chips. Auch bei dieser Lösung wird man durch geeignete Anordnung der Farbpunkte dafür sorgen, daß für G die Auflösung doppelt so hoch ist wie für R und B. Im Gegensatz zur Drei-Chip-Lösung treten hier wie auch schon bei der Zwei-Chip-Lösung Lichtverluste durch die Ausfilterung der nicht benötigten Farbe und dementsprechend eine Verringerung der Empfindlichkeit auf.

Bei den ersten Farbkameras mit Halbleiter-Bildsensoren wurden die Farbschichten auf einem eigenen Glasträger aufgebracht und dieser auf den fertig montierten Halbleiterchip aufgeklebt. Bei dieser Realisierung können sowohl Interferenzfilter als auch organische Filterschichten mit in Lack gelösten Farbstoffen verwendet werden. Dieses Verfahren ist jedoch nur für Labormuster geeignet und für große Stückzahlen zu umständlich. Insbesondere die Justierung des Glasträgers auf dem Halbleiterchip – hier wird eine Genauigkeit von $\pm 0,5 \mu\text{m}$ bis $\pm 1 \mu\text{m}$ benötigt – wirft Probleme auf.

Das für eine Produktion günstigere Verfahren ist zweifellos die Abscheidung von gefärbten Lackschichten direkt auf den Chip mit nachfolgender Strukturierung. Die dabei benötigten Verfahren entsprechen weitgehend den bei der Chipherstellung in der Fototechnik gebräuchlichen Verfahren. Die Abscheidung von Interferenzschichten direkt auf den Chip bereitet demgegenüber größere Probleme (Strahlenbelastung des Chips, Strukturierung durch Abhebeteknik) und ist zudem wesentlich aufwendiger.

3.2. Sensoren für Farbkameras

Betrachten wir nochmals die Ein-Chip-Farbkamera. Da das Auge im grünen Spektralbereich die höchste Auflösung aufweist und der Schärfeeindruck im wesentlichen von diesem Bereich bestimmt wird, ist bei einer Farbkamera im Grünkanal dieselbe Auflösung, d. h. dieselbe Anzahl von Bildpunkten erforderlich wie bei einer vergleichbaren Schwarzweißkamera. Dazu kommt für Rot und Blau zusammen nochmals die gleiche Anzahl von Bildpunkten. Für den Halbleiter-Bildsensor einer Ein-Chip-Farbkamera ist also etwa die doppelte Bildpunktzahl erforderlich wie für eine Schwarzweißkamera. Durch geeignete Wahl der Filterfarben, geeignete Anordnung der Farbpunkte und entsprechende Matrizierung kann diese Anforderung etwas reduziert werden, dennoch werden für Farbsensoren höhere Bildpunktzahlen als für Schwarzweißsensoren benötigt. Da mit einer Vergrößerung der Chipfläche nicht nur größere und schwere Objektive benötigt werden, sondern auch die Ausbeute rasch zurückgeht, sind Maßnahmen zur Verkleinerung der Bildpunkte ohne Verschlechterung des Signal/Rauschabstandes für Farbsensoren außerordentlich wichtig.

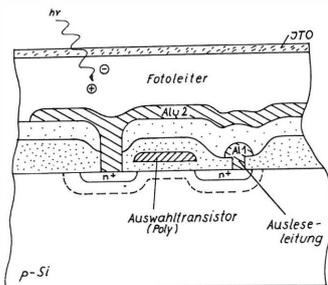


Bild 9
Diodensensor mit Fotoleiter

Eine mögliche Lösung dieses Problems ist in **Bild 9** dargestellt. Auf den Chip ist eine zusätzliche Fotoleiterschicht aufgebracht. Die Aufgaben der Signal-erzeugung und des Auslesens sind getrennt worden. Die durch Lichteinfall im Fotoleiter freigesetzten Elektronen oder Löcher – beide Betriebsarten sind möglich – gelangen über eine zweite Lage Aluminium und ein Kontaktloch in das Source-Gebiet des zugehörigen Auswahltransistors. Das Source-Gebiet kann nun minimal gehalten werden, während es beim klassischen Diodensensor als Fotodiode dient und für einen ausreichenden Signal/Rauschabstand größer bemessen werden muß. Für den Fotoleiter sind dieselben Materialien geeignet, die auch für das Target von Röhren verwendet werden, z. B. SeAsTe oder ZnSe-ZnCdTe. Auch amorphes Silizium kommt in Betracht. Der im Bild homogen dargestellte Fotoleiter besteht dabei in Wirklichkeit aus mehreren Schichten. Schaltungen mit einer zusätzlichen Fotoleiterschicht sind bereits bei Hitachi [14] und Matsushita [15] realisiert worden.

Tabelle 7 gibt einen Überblick über die bisher vorgestellten Ein-Chip-Farbkameras. Es handelt sich dabei ausschließlich um Labormuster. Bis vor kurzem waren alle derzeit käuflichen Farbvideokameras mit 1/2"- oder 2/3"-Vidikons mit Streifenfilter ausgerüstet. Inzwischen ist in Japan von Hitachi eine Farbkamera mit Halbleiter-Bildsensoren für Heim-anwendungen auf den Markt gebracht worden.

Herrn Dr. Herbst und Herrn Dr. Pfeiderer bin ich für zahlreiche fruchtbare Diskussionen zu Dank verpflichtet.

Herrn Döring, der die Herstellung der Schaltungen betreut hat, Herrn Endlicher und Herrn Schwan danke ich für die gute Zusammenarbeit.

Anhang

Zusammenhang zwischen Bildpunktzahl und Auflösung

Während bei Bildaufnahmeröhren in horizontaler Richtung kontinuierlich abgetastet wird, erfolgt bei Halbleiter-Bildsensoren in horizontaler und vertikaler Richtung eine diskrete Abtastung durch einzelne Bildpunkte. Für diese Abtastung im Ortsbereich gilt das Abtasttheorem oder Nyquist-Theorem in derselben Form, in der es im Zeitbereich allgemein gebräuchlich ist. Die Abtastfrequenz f_A muß mindestens doppelt so groß sein wie die höchste im Signal auftretende Frequenz f_s , wobei es sich hier nun um Ortsfrequenzen handelt:

$$f_A \geq 2 \cdot f_s$$

Unter dieser Voraussetzung kann aus dem durch den Abtastvorgang entstandenen Signalspektrum durch ideale Filterung wieder das ursprüngliche Signal gewonnen werden. Ideale Filterung erfordert ein Filter mit der Eckfrequenz f_s und unendlicher Flankensteilheit. Bei der Verwendung realer Filter mit endlicher Flankensteilheit können nur Signalfrequenzen

$$f_s < 1/2 \cdot f_A$$

störungsfrei aus dem Signalspektrum zurückgewonnen werden. Der sogenannte Kell-Faktor k ist ein Maß dafür, welche Signalfrequenz bei realer Filterung noch störungsfrei reproduziert werden kann [1]. Die Erklärung dafür liefert **Bild 10**. Bei Abtastung eines Signals mit Pulsen der Frequenz f_A ergibt sich ein periodisches Signalspektrum mit Wiederholung bei allen Vielfachen der Abtastfrequenz. Wenn man bis an die Nyquist-Grenze geht (durchgezogene Linien), so stoßen das obere Seitenband um die Frequenz Null und das untere Seitenband um die Abtastfrequenz f_A genau zusammen. Eine Trennung ist nur mit idealer Filterung möglich. Ist die maximale Signalfrequenz dagegen geringer als die Nyquist-Frequenz (gestrichelte Linien), so bleibt ein Abstand zwischen den genannten Seitenbändern, und eine reale Filterung mit endlicher Flankensteilheit ist ausreichend zur Trennung.

Ein Sensor mit n Zeilen oder Spalten hat nach diesen Überlegungen unter Berücksichtigung des Abtasttheorems und des Kell-Faktors die Auflösung von a Linien mit

$$a = 1/2 \cdot k \cdot n$$

Hersteller	Zeilen x Spalten/ Format	Typ	Technologie	L_{\min} (lx)	Besonderheiten
Hitachi	484 x 384/2/3"	xy	MOS, p-Wanne, n-Si-Gate	420	
Toshiba	492 x 400/2/3"	IT-BCCD	n-Si-Si, p-Epi	250	
NEC	490 x 384/1"	IT-BCCD	n-Si ³ -Gate	60	Antiblooming-Drain
Sharp	488 x 385/1"	IT-BCCD	n-Si-Si-Gate	150	
Matsushita	506 x 413/1"	IT-BCCD	n-Si-Si, BCCD-Ausleseregister	50	ZnSe-ZnCdTe-Fotoleiter
Matsushita	492 x 404	xy	n-Si-Si, BCCD-Ausleseregister	250	Charge Priming

L_{\min} = minimale Szenenbeleuchtung für S/N = 40 dB und Blende 1 : 1,4

Tabelle 7
Übersicht der Ein-Chip-Farbkameras
Stand: Januar 1981

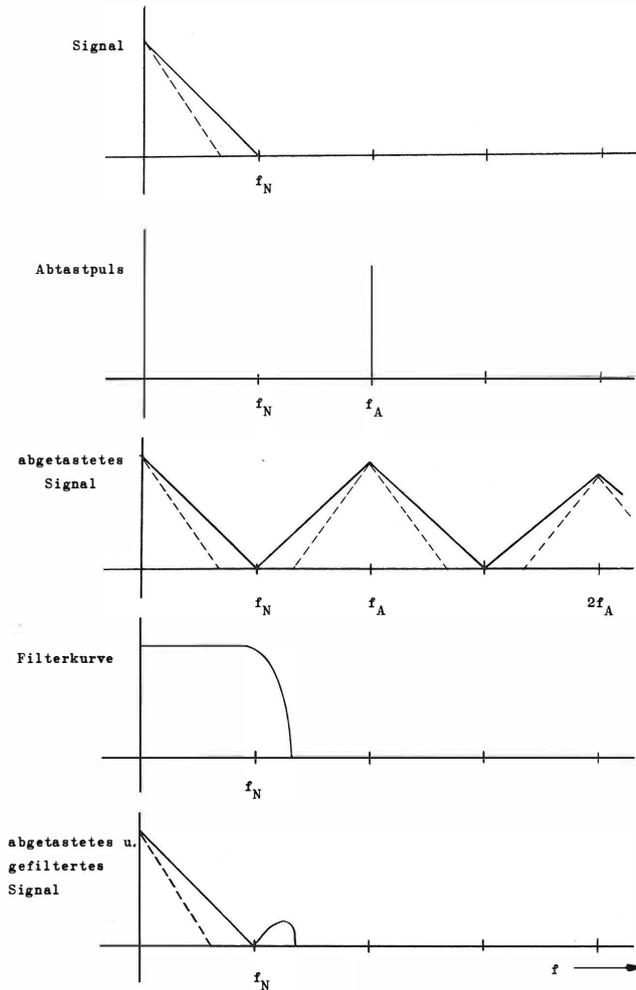


Bild 10

Signalspektrum für diskret abgetastete Signale

wobei der Kell-Faktor k meist Werte um 0,7 erreicht. Beim Fernsehen wird die Vertikalauflösung meist als Zeilenzahl angegeben, wobei die weißen und die schwarzen Linien gezählt werden [16], d. h. die Zeilenzahl beträgt

$$z = 2 a \quad .$$

Für die Horizontalauflösung ist dagegen die Angabe einer Frequenz gebräuchlich. Mit einer sichtbaren

Zeilendauer von $52 \mu\text{s}$ ist eine Umrechnung in die Grenzfrequenz leicht möglich:

$$f_a = \frac{a}{52 \cdot 10^{-6} \text{ s}}$$

ist die Horizontalauflösung in Hz.

SCHRIFTTUM

- [1] Reimers, U.: Auflösungsgrenzen in Fernsehkameras mit Halbleiter-Bildsensoren. Fernseh- und Kino-Tech. 35 (1981), S. 287 bis 293.
- [2] Weimer, O. K.: Image sensors for solid-state cameras. Advances in Electronics and Electronic Physics, Vol. 37 (1975), S. 181 bis 262.
- [3] Koch, R.: Verfahren zur Beseitigung ortsfester Störungen bei xy-adressierten Halbleiter-Bildsensoren am Beispiel der Charge Injection Devices. Dissertation. Technische Universität München, 1980.
- [4] Séquin, C. H.; Tompsett, H. F.: Charge Transfer Devices. Academic Press, New York 1975.
- [5] Cenker, R. P. et al.: A fault-tolerant 64k dynamic RAM. Trans. on Electron Devices, Vol. ED-26, No. 6, S. 853 bis 860.
- [6] Ishirara, Y. et al.: CCD image sensor for single sensor color camera. International Solid State Circuit Conference 1980, S. 24 und 25.
- [7] Ohba, S. et al.: Low noise MOS area sensor with anti-blooming photodiodes. IEEE J. Solid-State Circ., Vol. SC-15, No. 4, S. 747 bis 752.
- [8] Herbst, H.: Optoelektronische Halbleitersensoren. Forschungsber. Nr. T 80-009. Hrsg. v. BMFT, Bonn 1980.
- [9] Koch, R.; Herbst, H.: Solid-state imagers with integrated fixed-pattern noise suppression. Siemens Forsch.- und Entw.-Ber., Bd. 8, Nr. 5, S. 268 bis 271.
- [10] Cobbold, R.: Theory and applications of field-effect transistors. Wiley-Interscience, New York 1970.
- [11] Hitachi monochromatic imaging device HE 9721. Datenblatt der Firma Hitachi, Tokio 1980.
- [12] Terakawa, W.: A new organization area image sensor with CCD readout through charge priming transfer. IEEE Electron Device Letters, Vol. EDL-1, No. 5, S. 86 bis 88.
- [13] Lang, H.: Farbmétrie und Farbfernsehen. Oldenbourg-Verlag, München 1978.
- [14] Tsukada, T. et al.: New solid-state pickup devices using photosensitive chalcogenide glass film. International Electronic Devices Meeting 1979.
- [15] Terui, Y.: A solid-state imaging device using heterojunction thin film photoconductor. International Solid State Circuit Conference 1980, S. 34 und 35.
- [16] Schönfelder, M.: Fernsehtechnik. Teil 1. Justus von Liebig Verlag, Darmstadt 1972.

STATISTISCHE UNTERSUCHUNGEN AUS EUROPÄISCHER SICHT ÜBER DIE BENUTZUNG DER KURZWELLENBEREICHE DURCH DEN HÖRFUNK¹

VON DIETMAR KOPITZ²

Manuskript eingegangen am 7. September 1983

AM-Tonrundfunk

Zusammenfassung

Die UER hat im Rahmen ihrer Vorbereitungsarbeiten für die Kurzwellenplanungskonferenz, deren erster Teil im Januar 1984 beginnt und deren zweiter Teil im Jahre 1986 stattfinden soll, eine große Menge von Daten über die Benutzung der Kurzwellenbereiche durch den Hörfunk innerhalb der letzten drei Jahrzehnte statistisch ausgewertet. Der Aufsatz faßt die Ergebnisse dieser umfangreichen Arbeit zusammen und vermittelt somit Erkenntnisse im Hinblick auf die zweifellos schwierige Ausgangssituation für die kommende Kurzwellenplanungskonferenz.

Summary Statistical investigations on the use of the short-wave bands for sound broadcasting

In the framework of its preparatory work for the HF Planning Conference, the First Session of which will start in January 1984 and the Second Session of which is to be held in 1986, the EBU has carried out a statistical evaluation of a large amount of data relating to the use of the short-wave bands for sound broadcasting. The article summarises the results of this extensive work and thus permits a certain understanding of the doubtlessly difficult starting position of the coming HF Planning Conference.

Sommaire Etudes statistiques de l'occupation des bandes décimétriques pour la radiodiffusion sonore

Dans le cadre de ses préparatifs pour la Conférence de planification en B.dam dont la première session s'ouvrira en janvier 1984 et dont la seconde aura lieu en 1986, l'UER a réalisé une analyse statistique d'un important volume de données concernant l'utilisation des bandes décimétriques pour la radiodiffusion sonore. L'article résume les résultats de cette étude approfondie et donne ainsi une certaine idée de la situation indubitablement délicate à laquelle devra faire face la prochaine Conférence.

1. Einleitung

Die Kurzwellenbereiche bestehen bekanntlich aus zehn Einzelbändern um 4, 6, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 21 und 26 MHz. Die Grenzen dieser Bänder sind auf der letzten Weltweiten Funkverwaltungskonferenz im Jahre 1979 neu festgelegt worden, d. h. die Bereiche wurden im Vergleich zu früher um insgesamt 33 %

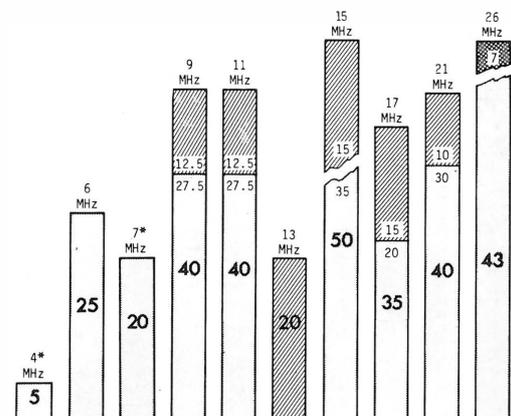
erweitert. **Tabelle 1** und **Bild 1** geben einen Überblick über den früheren und den heutigen Zustand. Die Erweiterungen und insbesondere der 13-MHz-Bereich können allerdings erst nach der kommenden Frequenzplanungskonferenz, welche für die Jahre 1984 und 1986 vorgesehen ist, für den Rundfunk genutzt werden. Der Feste Funkdienst hat hierzu diese erweiterten Bereiche nach einem festgelegten Verfahren bis 1989 (und im 9-MHz-Bereich sogar erst bis 1994) freizumachen [1, 2].

Die Benutzung der Kurzwellenbereiche wird seit 1960 durch den Artikel 17³ der Vollzugsordnung für

VO Funk 1959 (kHz)	VO Funk 1982 (kHz)	Unterschied (kHz)
3950- 4000*	3950- 4000*	0
5950- 6200	5950- 6200	-
7100- 7300*	7100- 7300*	0
9500- 9775	9500- 9900	+125
11700-11975	11650-12050	+125
-	13600-13800	+200
15100-15450	15100-15600	+150
17700-17900	17550-17900	+150
21450-21750	21450-21850	+100
25600-26100	25670-26100	- 70
		+780
		(+33 %)

* Nur UIT/ITU-Regionen 1 und 3

Tabelle 1
Für den Kurzwellenrundfunk zugeteilte Frequenzbereiche
(Alter und neuer Zustand)



Erweiterung VOF '82
Reduktion VOF '82

* Nur Regionen 1 und 3

Totals

Region 1+3: 348 Kanäle (VOF 1982)
Region 2: 303 Kanäle (VOF 1982)
Region 1+3: 270 Kanäle (VOF 1959)

Bild 1

Zahl der in den einzelnen Kurzwellenbändern verfügbaren 10-kHz-Kanäle

¹ Überarbeitetes Manuskript eines Vortrages, gehalten auf der 6. Fachtagung Hörfunk der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) in Mannheim, 23. bis 25. November 1982.

² Dipl.-Ing. Dietmar Kopitz ist Abteilungsleiter in der Technischen Zentrale der Union der Europäischen Rundfunkorganisationen (UER/EBU) in Brüssel.

³ In der vorherigen Fassung von 1959 war dies Artikel 10, der mit dem neuen Artikel 17 inhaltlich übereinstimmt.

Kurzbezeichnung der Sendeperiode	Zeitraum
März	März und April
Mai	Mai, Juni, Juli, August
September	September und Oktober
November	November, Dezember, Januar, Februar

Tabelle 2

In der VO Funk festgelegte jahreszeitliche Sendeperioden
(Artikel 17, Verordnung Nr. 1748)

den Funkdienst (VO Funk) geregelt. Demnach gibt es für die Kurzwelle keinen festen Frequenzplan. Die beabsichtigte Frequenzbenutzung wird von den interessierten Fernmeldeverwaltungen regelmäßig, d. h. für jeweils vier Monate im Sommer und im Winter und für jeweils zwei Monate im Frühjahr und im Herbst, beim IFRB⁴ in Genf angemeldet. Dieser führt dann bis spätestens zwei Monate vor Inkrafttreten des jahreszeitlichen Sendepplans eine Kompatibilitätsuntersuchung durch und veröffentlicht das Ergebnis mit eventuellen Alternativvorschlägen in einer provisorischen Frequenzliste. Diese gilt als Richtlinie für die beteiligten Fernmeldeverwaltungen, doch sind Abweichungen von den ursprünglich registrierten Frequenzen durchaus zulässig. Solche Abweichungen sind dann dem IFRB zu melden, so daß nach Ablauf der jahreszeitlichen Sendeperiode die endgültige Liste der Frequenzbenutzungen veröffentlicht werden kann. Die verwendeten jahreszeitlichen Sendeperioden sind in **Tabelle 2** aufgeführt.

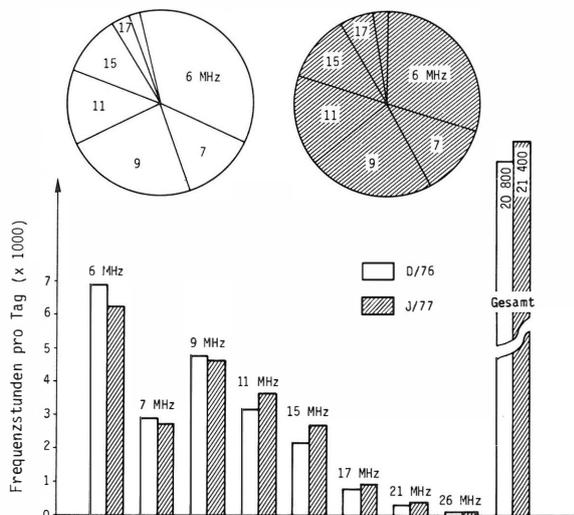


Bild 2

Aufteilung der täglich benutzten Frequenzstunden auf die einzelnen Bänder für Winter (D) 1976 und für Sommer (J) 1977 entsprechend einer Analyse von IFRB-Daten

Die folgenden Ausführungen sind eine Zusammenfassung von statistischen Untersuchungen, die innerhalb der UER-Arbeitsgruppe R/HF (Vorbereitungsarbeiten für die Kurzwellenplanungskonferenz) insbesondere von Rundfunkanstalten in England, Frankreich und Italien (d. h. der BBC, TDF und der RAI) durchgeführt wurden [3]. RAI und TDF haben IFRB-Daten untersucht, während die BBC veröffentlichte Sendeppläne der Rundfunkanstalten in den einzelnen Ländern und eine große Zahl von Frequenzbeobachtungen in aller Welt analysiert hat. Leider haben beide Methoden nicht immer zu übereinstimmenden Ergebnissen geführt, aber das war aufgrund des nicht immer von allen Ländern vollständig respektierten offiziellen UIT/ITU-Frequenzregistrierungsverfahrens auch nicht anders zu erwarten. Die hier veröffentlichten Zahlen haben ihren Wert hauptsächlich im Verhältnis zueinander, und absolute Werte müssen unter gewissen Vorbehalten betrachtet werden, wenn auch die Größenordnung in allen Fällen sicher richtig ist.

2. Allgemeiner Überblick über die Benutzung der einzelnen Bereiche

2.1. Verwendung der zugeteilten Rundfunkbänder

Die statistische Analyse der vom IFRB erstellten Jahreslisten bestätigt den kontinuierlichen Anstieg der Frequenzbenutzung innerhalb der letzten 20 Jahre: 1960 waren es noch etwa 15 000 tägliche Frequenzstunden⁵ und heute sind es schon über 20 000. **Bild 2** gibt einen Überblick über die Aufteilung dieser Gesamtzahl in die verschiedenen Wellenbereiche. Die starke Benutzung der unteren Wellenbereiche (6, 9 und 11 MHz) fällt dabei besonders auf. Man sieht auch, daß der jahreszeitliche Einfluß relativ vernachlässigbar ist.

Da die gesendeten Kurzwellensignale über die Ionosphäre zum Empfangsort gelangen, wird norma-

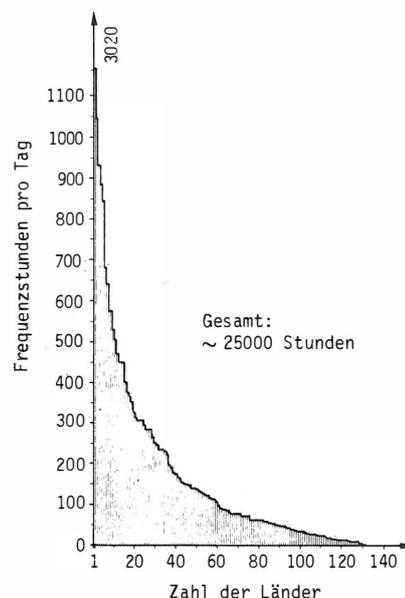


Bild 3

Verteilung der täglich benutzten Frequenzstunden auf einzelne Länder
(Nach IFRB-Daten für Sommer 1981)

⁴ Internationaler Ausschuß zur Frequenzregistrierung.

⁵ Unter einer täglichen Frequenzstunde versteht man die Benutzung eines Frequenzkanals während einer Stunde in einem jahreszeitlichen Sendepplan.

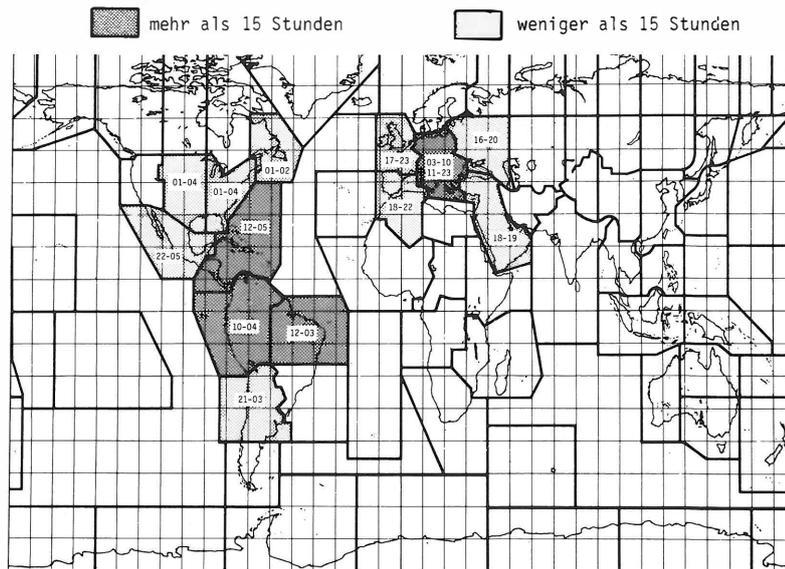


Bild 4

Zeitblöcke (mit Angabe der Weltzeit) und geographische Gebiete, für welche im 6-MHz-Band Aussendungen auf mehr als 30 Frequenzen erfolgen (zur Verfügung stehen aber nur 25 10-kHz-Kanäle)

lerweise die Signalstärke durch kurz- und langfristiges Fading beeinträchtigt. Die Zuverlässigkeit einer Verbindung läßt sich in solchen Fällen durch eine gleichzeitige Ausstrahlung des gleichen Programms auf mehreren Frequenzen (insbesondere in verschiedenen Frequenzbändern) erhöhen. Etwa die Hälfte aller Benutzerländer verwendet je Programm zwei Frequenzen oder mehr, wobei im Extremfall bei etwa 10 Ländern sogar fünf und neun Frequenzen je Programm verwendet werden. Die Länge eines registrierten Sendeblocks, der natürlich aus mehreren Einzelprogrammen bestehen kann, beträgt maximal 24 Stunden. Als häufigster Wert wurde zwei Stunden ermittelt.

Bild 3 zeigt die stark unterschiedliche Benutzung der Frequenzbänder durch etwa 130 verschiedene

Länder. Von der Gesamtzahl an Frequenzstunden belegen 30 Länder mehr als 60 % und 100 Länder den Rest.

Wie schon erwähnt, ist der 6-MHz-Bereich mit seinen 25 (10-kHz-)Kanälen der am stärksten überlastete Bereich. **Bild 4** zeigt die geographische Verteilung der in diesem Bereich bevorzugten Zielgebiete mit den zugehörigen Zeitblöcken in Weltzeit. Für Mittel- und Osteuropa werden während mehr als 15 Stunden 30 Frequenzen ausgestrahlt, d. h. mehr als die vorhandenen 25 10-kHz-Kanäle.

Auf der Kurzwelle ist es schon lange üblich, ein 5-kHz-Raster zu verwenden, da sonst die große Zahl der gewünschten Frequenzanmeldungen überhaupt nicht unterzubringen wäre.

2.2. Verwendung der Bereiche zwischen den offiziellen Rundfunkbändern

Wegen der starken Überlastung der offiziellen Kurzwellenbereiche haben viele Länder Rundfunk-sendungen ebenfalls in die Nachbarbereiche gelegt,

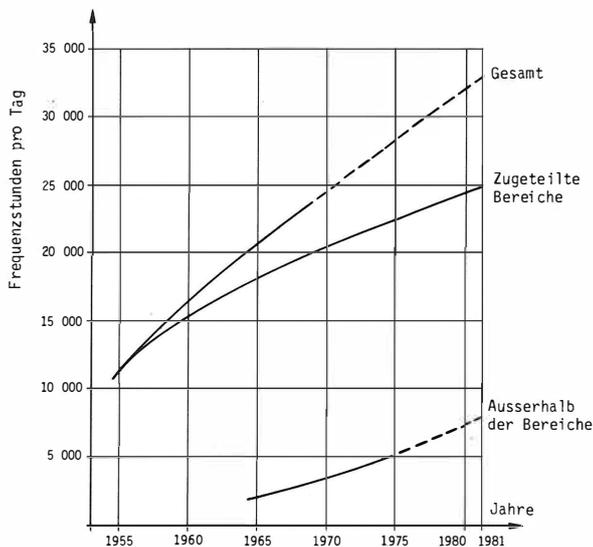


Bild 5

Entwicklung in Frequenzstunden pro Tag innerhalb der zugeteilten Bereiche (nach IFRB-Daten) und außerhalb dieser Bereiche (entsprechend der Analyse von Abhördaten)

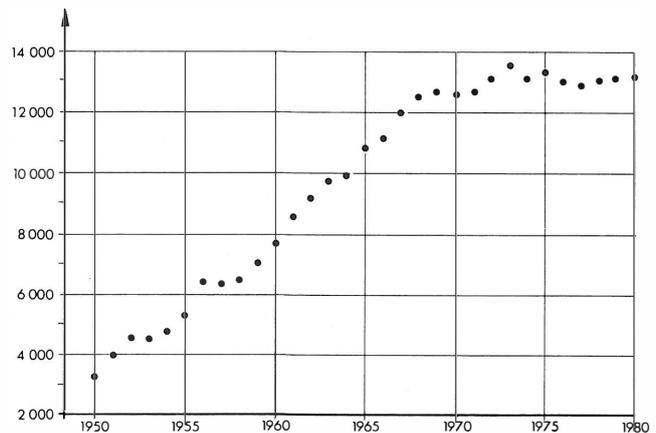


Bild 6

Entwicklung der Gesamtzahl der wöchentlich ausgesendeten Programmstunden aller Kurzwellenbenutzer in den Jahren 1950 bis 1980

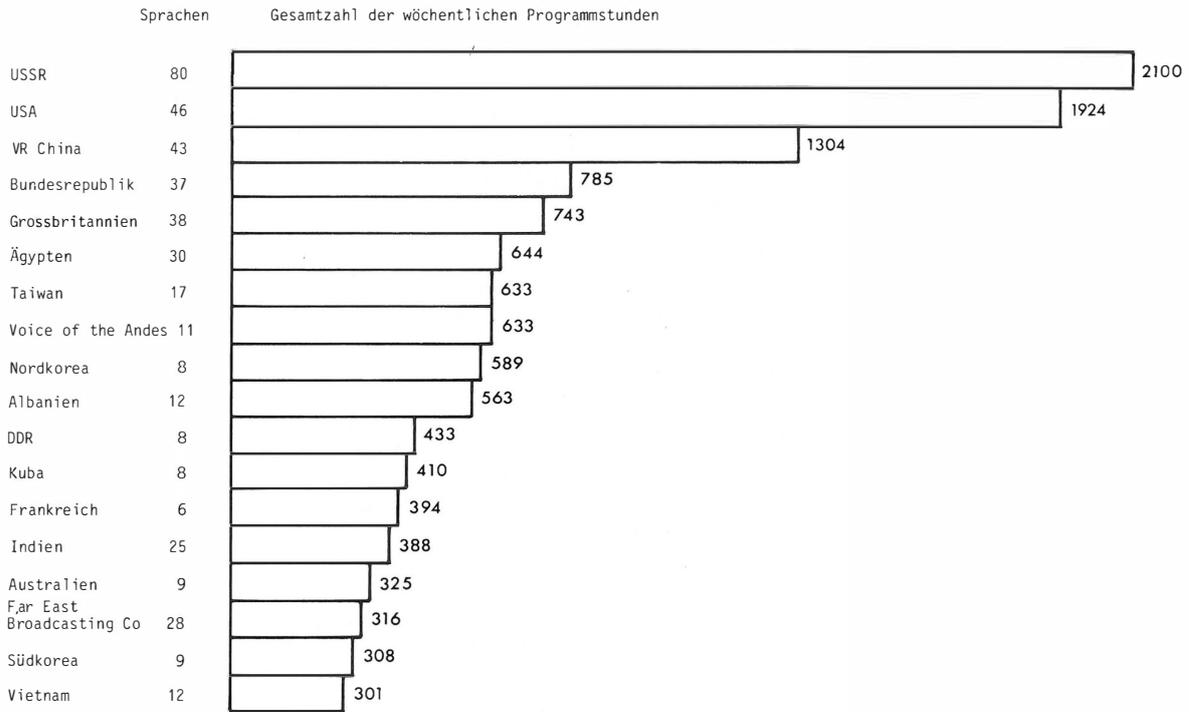


Bild 7

Die größten Benutzerländer (bzw. Organisationen) im Kurzwellenrundfunk (1981)

obwohl dies an sich unzulässig ist. Die Zwischenbereiche sind normalerweise dem Festen Funkdienst zugeteilt, werden allerdings in den industrialisierten Ländern nur noch ausnahmsweise für Fernverbindungen genutzt, da heutzutage wesentlich zuverlässigere Verbindungswege (z. B. über Satelliten) zur Verfügung stehen. Da viele Rundfunkempfänger von

etwa 3 bis 27 MHz stufenlos durchgestimmt werden können, sind solche Rundfunkausendungen außerhalb der Bänder im allgemeinen zu empfangen. Die Auswertung der Ergebnisse von Abhörstationen hat gezeigt, daß die Rundfunksendungen außerhalb der Bänder schon ein Drittel aller Sendungen innerhalb der Bänder ausmachen. Obwohl die erweiterten Teilbereiche (siehe **Tabelle 1**) überhaupt noch nicht zur allgemeinen Benutzung durch den Rundfunk freigegeben wurden, sind in Europa die Erweiterungen für den 9-, 11- und 15-MHz-Bereich zumindest in den

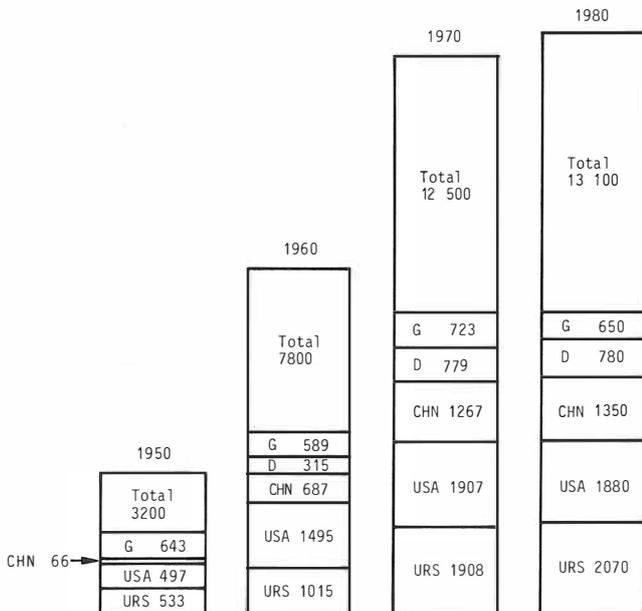


Bild 8

Entwicklung der Gesamtzahl der wöchentlich ausgesendeten Programmstunden für die fünf größten Benutzerländer Sowjetunion (URS), USA, Volksrepublik China (CHN), Bundesrepublik (D) und Großbritannien (G) im Verhältnis zur Gesamtzahl der gesendeten wöchentlichen Programmstunden aller Benutzer zusammen für die Jahre 1950, 1960, 1970 und 1980

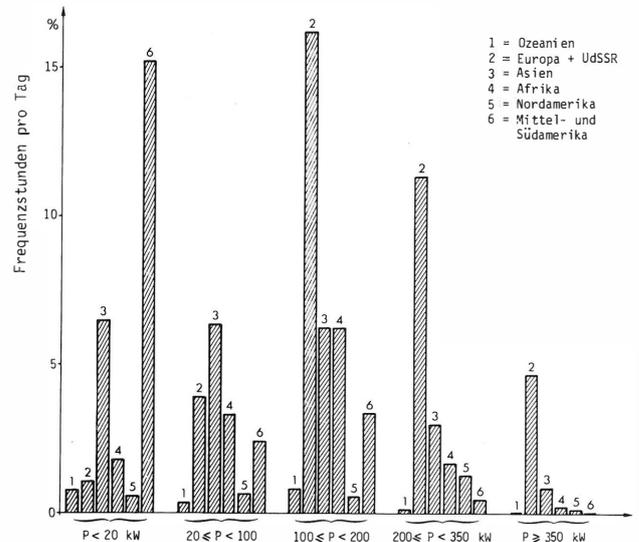


Bild 9

Geographische Verteilung der verwendeten Senderleistungen (P), geordnet nach Leistungsklassen (Nach einer Analyse von IFRB-Daten für Sommer 1981)

Hauptsendezeit (morgens und abends) schon völlig ausgelastet. Nur das neue 13-MHz-Band wird noch nicht benutzt. **Bild 5** zeigt den Anstieg von benutzten täglichen Frequenzstunden innerhalb und außerhalb der Rundfunkbänder im Vergleich.

2.3. Entwicklung der wöchentlich gesendeten Programmstunden

Basierend auf der Auswertung der veröffentlichten Programmpläne, die die BBC seit Jahrzehnten durchführt, zeigt **Bild 6** die Entwicklung der Summe aller innerhalb einer Woche ausgesendeten Programmstunden für den Zeitraum 1950 bis 1980. Wie man sieht, ist das Maximum von rund 13 000 Stunden/Woche bereits um 1970 erreicht worden. Danach bleibt die Kurve in der Sättigung und repräsentiert somit eine wohl nicht mehr zu überschreitende praktische Kapazitätsgrenze des gesamten Kurzwellenbereichs. Hier kann man also schon deutlich die Grenzen des so scheinbar grenzenlosen Mediums, wie D. R. Browne es so schön ausdrückt [4], erkennen.

Bild 7 zeigt Einzelheiten für diejenigen Länder, die zu den größten Benutzern der Kurzwelle gehören [5]. Für die fünf allergrößten Benutzerländer Sowjetunion, Vereinigte Staaten von Amerika, Volksrepublik China, Bundesrepublik Deutschland und Großbritannien gibt **Bild 8** Einzelheiten über die Entwicklung in den letzten 30 Jahren [4, 5], relativ zur Gesamtentwicklung in **Bild 6**. Den größten Kurzwellendienst in der Bundesrepublik betreibt selbstverständlich die Deutsche Welle. Sie produzierte 1982 etwas mehr als 80 tägliche Programmstunden, darunter rund 60 Stunden in 33 Fremdsprachen.

3. Auswertung der Daten über die Kurzwellenbenutzung nach bestimmten Kriterien

3.1. Benutzung unterschiedlicher Senderleistungen

Höchstwahrscheinlich sind wegen der überaus starken Überfüllung der Frequenzbänder die verwendeten Senderleistungen ständig gestiegen, um somit den laufend zunehmenden Störungen entgegenzuwirken. Während noch vor 20 Jahren die stärksten Sender mit 100 kW Senderleistung arbeiteten, sind heute bereits 500 kW üblich und 1000 kW sind bereits realisierbar. Vor 20 Jahren wurden 82 % aller Sendungen, ausgedrückt in täglichen Frequenzstunden, noch mit Leistungen von weniger als 100 kW durchgeführt, und heute sind dies nur noch 43 %. Der Rest erfolgt mit 100 kW (33 %), 250 kW (18 %) und 500 kW (6 %), zusammen also schon mehr als die Hälfte aller Sendungen. **Bild 9** zeigt die geographische Verteilung der verwendeten Leistungsklassen. In der Kategorie von 100 kW und mehr nimmt Europa eindeutig die Spitzenposition ein, während in Mittel- und Südamerika die Verwendung von weniger als 20 kW (hauptsächlich sind 10 kW üblich) überwiegt.

3.2. Verwendete Antennenarten

Da die Feldstärke im Empfangsgebiet von der Strahlungsleistung abhängt, ist die verwendete Antenne von entscheidender Bedeutung für die zu erzielende Versorgung. Große Antennengewinne unter Vermeidung von Abstrahlung in ungewünschte Richtungen sind üblicherweise mit Vorhangantennen zu erzielen. Dies ist deshalb auch die am stärksten ver-

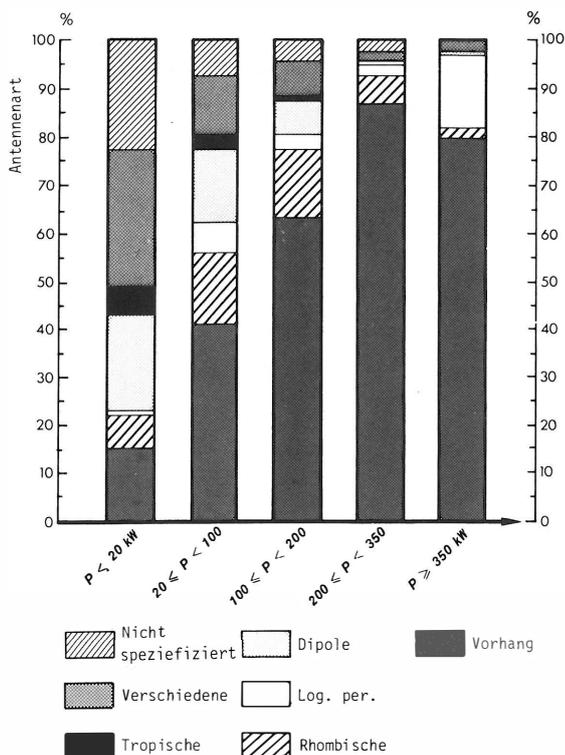


Bild 10

Ergebnisse der Analyse der verwendeten Antennenarten in Abhängigkeit von der Senderleistung
(Die Daten beruhen auf der IFRB-Jahresliste 1977)

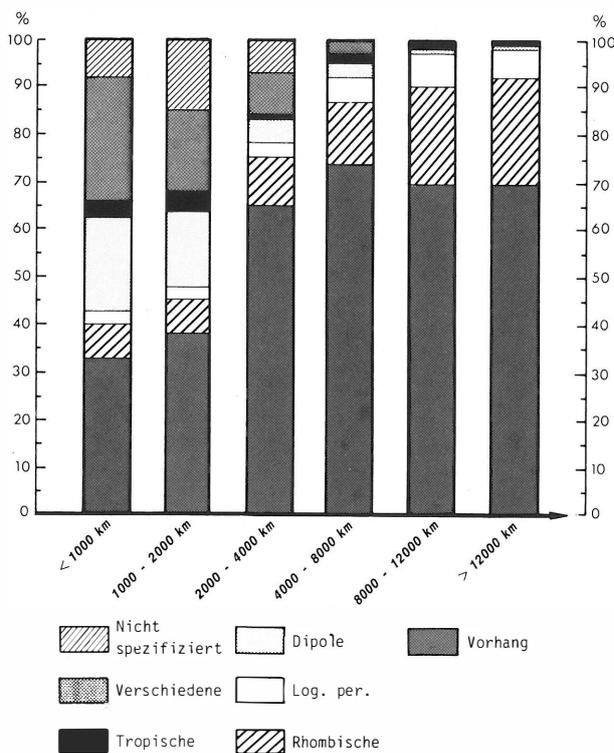


Bild 11

Verwendete Antennenarten in Abhängigkeit von der Entfernung des Versorgungsbereiches
(Die Daten beruhen auf der IFRB-Jahresliste 1977)

breitete Antennenart bei der Kurzwelle, und sie wird in mehr als der Hälfte aller untersuchten Fälle verwendet. Aus den **Bildern 10** und **11** ist ersichtlich, wie mit ansteigender Senderleistung und Versorgungsentfernung der Anteil von Vorhangantennen zunimmt, was leicht mit den obengenannten Vorteilen dieser Antennen zu erklären ist.

3.3. Versorgungsentfernungen

Bild 12 zeigt die Aufteilung aller Sendungen (tägliche Frequenzstunden) in Entfernungsbereiche, welche zwischen Senderstandort und der Mitte des angegebenen Zielgebietes errechnet wurden. Demnach wird die Mehrzahl aller Sendungen in einem Entfernungsbereich zwischen 1000 und 4000 km abgewickelt. Versorgungsbereiche, die weiter als 8000 km entfernt liegen, sind relativ selten, aber dennoch üblich. Nur weniger als 30 Länder haben maßgeblichen Anteil an den Aussendungen für Entfernungen jenseits des Gebietes, in dem sich der jeweilige Sender befindet. Dieses Kriterium gilt vereinfachend zur Unterscheidung zwischen Diensten für das „eigene Gebiet“, oder, wenn dies nicht der Fall ist, für ein „weitabliegendes Zielgebiet“. Etwa die Hälfte aller Sendungen kann der einen oder der anderen Art zugerechnet werden.

4. Beabsichtigte Störsendungen (Jamming)

Bekanntlich sind auf der Kurzwelle beabsichtigte Störsendungen hauptsächlich in den Hauptsendezeiten (morgens und abends) in einem so großen Umfang üblich, daß hiermit wesentlich zur Verstopfung der Bänder beigetragen wird. Beobachtungen in den Jahren 1980 und 1981 auf vier Kontinenten gaben zu erkennen, daß die Zahl der absichtlich gestörten Sendungen wesentlich kleiner ist als die Zahl der tatsächlich gestörten. Dies hängt mit der Art des Stör-

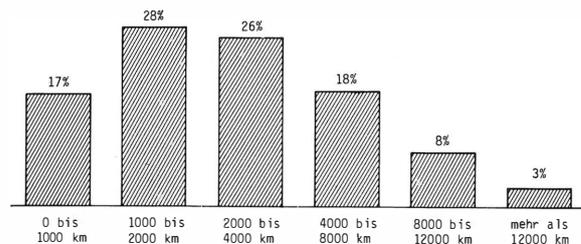


Bild 12
Verteilung der Sendegebietentfernung,
ausgedrückt in Prozent der täglichen Frequenzstunden
(Nach einer Analyse von IFRB-Daten)

signals zusammen und ist besonders kritisch, wenn für die Störung Frequenzmodulation verwendet wird. Die Störungen kommen fast ausschließlich aus Osteuropa und können im ungünstigsten Fall, d. h. in den Hauptsendezeiten (morgens und abends) bis zu 80 % aller Sendungen beeinträchtigen, obwohl tatsächlich wohl nur ein Viertel davon absichtlich gestört werden sollte. Der Umfang dieser Störungen hängt natürlich stark von der allgemeinen politischen Situation zwischen Ost und West ab und erreichte erst kürzlich einen Höhepunkt im Zusammenhang mit den Ereignissen in Polen.

SCHRIFTTUM

- [1] U I T : Radio Regulations. No. 531 und Resolution No. 8. Hrsg. v. d. UIT, Genf 1982.
- [2] U I T : International Telecommunication Convention, Nairobi 1982. Resolution No. 9.
- [3] E B U : Statistics on the occupancy of the HF band for broadcasting. Tech. Doc. 3242. Wird Ende 1983 hrsg. v. d. Technischen Zentrale der UER, Brüssel.
- [4] B r o w n e , D. R.: International radio broadcasting — The limits of the limitless medium. Praeger Publishers, New York 1982.
- [5] The Board for International Broadcasting. Annual Report, 1983.

TECHNISCHE PARAMETER FÜR EIN ZUKÜNFTIGES ÜBERTRAGUNGSSYSTEM IM KURZWELLEN-TONRUNDFUNK MIT EINSEITENBANDMODULATION¹

VON GÜNTHER GRÖSCHEL²

Manuskript eingegangen am 3. Juni 1983

AM-Tonrundfunk

Zusammenfassung

Es werden die Begründungen für die Wahl einiger wesentlicher technischer Parameter für ein zukünftiges Übertragungssystem im Kurzwellenrundfunk mit Einseitenbandmodulation, wie z. B. äquivalente Seitenbandleistung und Trägerreduktion, gegeben und es werden die Auswirkungen auf die Spitzenleistung und die Leistungsaufnahme eines Einseitenbandsenders untersucht.

Mit Hilfe eines mathematischen Modells zur Berechnung der Nachbarkanalstörung in amplitudenmodulierten Tonrundfunksystemen bei Einseitenband- und Zweiseitenbandmodulation in Abhängigkeit von den gewählten Systemparametern wird dann die in einem zukünftigen Einseitenbandsystem für den KW-Tonrundfunk zu erwartende Nachbarkanalstörung berechnet. Es wird erläutert, welche Modifikationen des mathematischen Modells erforderlich sind, damit der die Nachbarkanalstörung charakterisierende relative HF-Schutzabstand A_{rel} auch für die Kombination von Nutz- und Störaussendungen mit unterschiedlicher Modulation berechnet werden kann. Zur Abschätzung der erreichbaren Genauigkeit werden die für ein DSB-System berechneten Schutzabstandskurven mit den in der CCIR-Empfehlung 560-1 enthaltenen Werten verglichen.

Schließlich wird der Einfluß der Trägerreduktion, der Sender- und Empfängerbandbreite und der Steilheit der Bandbegrenzung beim Empfänger auf den relativen HF-Schutzabstand in Abhängigkeit vom Kanalabstand für die Übergangszeit von DSB- auf SSB-Modulation und für das zukünftige Einseitenbandsystem untersucht.

Das benutzte Rechenprogramm (in BASIC) ist für einen Tischrechner HP 9845 B ausgelegt. Es benötigt rund 70 kByte Speicherumfang. Die Berechnung einer vollständigen Schutzabstandskurve ($A_{rel} = f[\Delta f]$ für $\Delta f = -12$ kHz bis $+12$ kHz, 120 Einzelwerte) erfordert einschließlich der vorbereitenden Rechnungen etwa 3 Minuten Rechenzeit.

Summary Technical parameters of a future single-sideband transmission system for HF broadcasting

The article explains the reasons for preferring certain fundamental characteristics for a single-sideband (SSB) broadcast transmission system, these being the equivalent power of the sideband in question and the degree of carrier reduction. It examines the influence of these characteristics on the peak transmitter power and on its power consumption. The adjacent-channel interference in double-sideband (DSB) transmission is calculated using a mathematical model and the corresponding interference occurring in the future SSB system is derived. There follows a description of the modifications needed to the model to calculate the RF protection ratios between signals transmitted using different modulation methods. To conclude, there is an examination of the influence of various factors on the RF protection ratio, as a function of the spacing between channels during the transition period between DSB and SSB transmission, and in the final phase when only the latter system will be in use.

Sommaire Caractéristiques d'un futur système de diffusion à bande latérale unique dans les bandes décimétriques

L'article expose les raisons conduisant à préférer certaines caractéristiques fondamentales pour un système de diffusion à bande latérale unique, à savoir la puissance équivalente de la bande en question et la réduction de la porteuse. Il examine l'influence de ces caractéristiques sur la puissance de crête de l'émetteur et sur la puissance qu'il consomme. Les brouillages dans le canal adjacent en double bande latérale (DBL) sont calculés à partir d'un modèle mathématique et on en déduit ceux du futur système à bande latérale unique. On décrit ensuite les modifications à apporter au modèle pour calculer le rapport de protection RF relatif entre signaux faisant appel à des principes de modulation différents. On examine enfin l'influence de plusieurs facteurs sur le rapport de protection RF en fonction de l'écartement entre canaux pendant la période transitoire entre les émissions à DBL et à BLU, de même que lors de l'étape finale lorsque seul ce système sera utilisé.

1. Einleitung

Bedingt durch die anhaltende Überfüllung der für den Tonrundfunk im Kurzwellen-(KW-)Bereich zur Verfügung stehenden Frequenzbereiche (siehe **Tabelle 1**) sind seit der Weltweiten Funkverwaltungs-konferenz 1979 (Revision der VO Funk) Bestrebungen im Gange, auch im AM-Tonrundfunkdienst bandbreitesparende Modulationsverfahren wie z. B. die Einseitenband-(SSB-)Modulation einzuführen.

Die bevorstehende Weltweite Planungskonferenz für den KW-Rundfunk (WARC HF/BC 1984/1986) hat den Auftrag, ihre Vorschläge auf die zur Zeit benutzte Zweiseitenband-(DSB-)Modulation abzustützen. In der Tagesordnung für den ersten Teil der Konferenz [1] ist jedoch auch gefordert, daß die spätere Einführung eines geeigneten SSB-Systems vorbereitet werden soll.

Die große Zahl vorhandener Rundfunkempfänger mit Hüllkurvendemodulation, die für die zur Zeit verwendete DSB-Modulation angewendet wird, steht einem schnellen Übergang auf SSB-Modulation im KW-Tonrundfunk sehr stark im Wege. Der Empfang von Rundfunksignalen mit SSB-Modulation erfordert zur Ausnutzung aller erzielbaren Vorteile Produkt-demodulation und eine an die Bandbreite der Aussendung angepaßte ZF-Bandbreite im Empfänger. Mit Rücksicht darauf wird im Rundfunkdienst eine

¹ Dieser Aufsatz erscheint zugleich in Engl./Franz. in der EBU Rev. Tech./Rev. de l'UER Tech. Nr. 201 (Oktober 1983).

This article is published simultaneously in English in the EBU Rev. Tech. No. 201 (October 1983).

Cet article est publié simultanément en français dans la Rev. de l'UER Tech. N° 201 (octobre 1983).

² Dipl.-Ing. Günther Gröschel ist Wissenschaftlicher Mitarbeiter beim Fernmeldetechnischen Zentralamt (FTZ) der Deutschen Bundespost in Darmstadt.

Frequenzbereiche für den Kurzwellenrundfunk

Band m	Radio Regulations bisheriger		WARC 79 zukünftiger		Verände- rung ab		
	Zustand kHz	Kanal- zahl	Zustand kHz	Kanal- zahl			
49	5950–	6200	49	5950–	6200	49	–
41	7100–	7300	39	7100–	7300	39	–
31	9500–	9775	54	9500–	9900	79	1. 7. 94*
25	11700–	11975	54	11650–	12050	79	1. 7. 89*
22	–	–	–	13600–	13800	39	1. 7. 89*
19	15100–	15450	69	15100–	15600	99	1. 7. 89*
16	17700–	17900	39	17550–	17900	69	1. 7. 89*
13	21450–	21750	59	21450–	21850	79	1. 7. 89*
11	25600–	26100	99	25670–	26100	85	1. 1. 82
	Summe			Summe			
	2350 kHz	462		3130 kHz	617		

Tabelle 1

Article 8

Radio Regulations

Geänderte Werte sind **halbfett** gedruckt

* Siehe No. 531 und Resolution No. 8 und Resolution No. PLEN/7 (Nairobi 1982)

relativ lange Übergangszeit für erforderlich gehalten [2, 3, 4], während der beide Modulationsarten angewendet werden können und die gegenwärtig benutzten Empfänger (mit Hüllkurvendemodulation und größerer ZF-Bandbreite) gleichzeitig mit einem neuen Empfängertyp für SSB-Aussendungen (mit Produktdemodulation und angepaßter ZF-Bandbreite) eingesetzt werden.

In anderen Funkdiensten, die mit Amplitudenmodulation (AM) arbeiten und auch den Kurzwellenbereich benutzen, wie z. B. im kommerziellen Nachrichtenverkehr, im Seefunk- und Flugfunkdienst, mußte bereits vor längerer Zeit die SSB-Modulation eingeführt werden, um u. a. dem Mangel an Frequenzen abzuweichen.

Prinzipiell erfordert die Einführung der SSB-Modulation auch andere Sender, in denen das SSB-Signal auf niedrigem Leistungspegel aufbereitet und anschließend linear verstärkt werden muß. Auch hier sind für optimale Ergebnisse neue Sender erforderlich. Die Umrüstung älterer Sender wird zwar grundsätzlich möglich sein, aber im allgemeinen werden die in der HF-Ausgangsstufe eingesetzten Röhren wegen des geringeren Wirkungsgrades bei Linearverstärkung und wegen der begrenzten Verlustleistung die zur Erhaltung des Versorgungsbereiches bei SSB-Modulation erforderliche Spitzenleistung und die zugehörige mittlere Leistung nicht aufbringen können [6].

Trotz dieser vorübergehenden Nachteile sollte die generelle Einführung der SSB-Modulation konsequent weiterverfolgt werden, weil im Endzustand Vorteile zu erwarten sind:

– Die erforderliche Senderleistung wird wesentlich geringer sein [5, 6],

- die erforderliche Bandbreite der Aussendung kann halbiert werden und die Nachbarkanalstörung wird wesentlich verringert,
- die bei der Hüllkurvendemodulation eines DSB-Signals, welches bei ionosphärischer Ausbreitung selektivem Schwund unterworfen ist, auftretenden starken nichtlinearen Verzerrungen werden bei Anwendung der Produktdemodulation im Empfänger vermieden [6].

Die technischen Parameter eines zukünftigen SSB-Systems im KW-Tonrundfunk müssen so gewählt werden, daß sie den unterschiedlichen Erfordernissen sowohl der Übergangsperiode (Empfang von SSB-Aussendungen muß auch mit DSB-Empfängern mit befriedigender Qualität möglich sein) als auch denen in der Zeit nach dem Übergang (wenn nur noch Empfänger mit Produktdemodulation und veringertes ZF-Bandbreite angewendet werden) genügen.

Im folgenden sollen einige der mit der Einführung der SSB-Technik im KW-Rundfunk verbundenen Probleme näher untersucht werden.

2. Äquivalente Seitenbandleistung

Beim Übergang auf SSB-Modulation sind amplitudenmodulierte DSB-Sender durch SSB-Sender zu ersetzen oder auf SSB-Betrieb umzurüsten, so daß das ursprüngliche Versorgungsgebiet möglichst erhalten bleibt. Bisher wurde eine SSB-Aussendung dann als äquivalent zu einer DSB-Aussendung angesehen, wenn in beiden Fällen die gesamte Seitenbandleistung gleich war. Diese Überlegung bezog sich auf die Verhältnisse während der Übergangszeit und setzte voraus, daß das SSB-Signal mit einem DSB-Empfänger aufgenommen wurde, der noch die für den Empfang eines SSB-Signals unnötig große ZF-Bandbreite besitzt. Sie berücksichtigte jedoch nicht den Einfluß der Hüllkurvendemodulation im DSB-Empfänger.

Wegen der kohärenten Demodulation [7] der beiden Seitenbänder liefert ein konventioneller Hüllkurvengleichrichter beim Empfang eines DSB-Signals ein um 3 dB größeres NF-Signal, als es der Summe der Leistungen beider Seitenbänder entspricht. Die Seitenbänder störender Nachbarkanalender, die sich dem (meistens sehr viel stärkeren) Nutzträger überlagern, werden jedoch nicht kohärent gleichgerichtet. Dies gilt auch, wenn die Frequenzdifferenz zwischen den beiden Trägern zu Null wird, da im allgemeinen die relative Phasenlage der Träger zueinander unregelmäßig schwankt und kohärente Gleichrichtung dadurch verhindert wird.

Im Gegensatz dazu liefert ein Produktdemodulator, wie er für SSB-Empfang mit voller Qualität erforderlich ist, ein NF-Signal, dessen Amplitude der Leistung des Seitenbandes des SSB-Signals entspricht. Das Entstehen der kohärenten Demodulation ist in **Bild 1** näher erläutert. Wenn man z. B. für den Träger den relativen Spitzenwert 1 annimmt, dann erreicht die demodulierte Hüllkurvenschwingung bei voller Modulation mit einem Sinuston ($m = 100\%$) ebenfalls den relativen Spitzenwert 1 und hat die relative Leistung

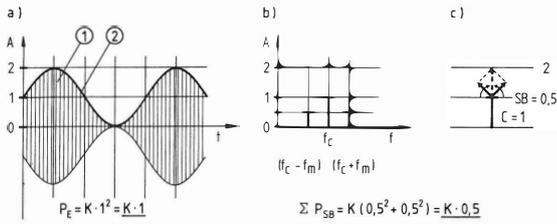


Bild 1

**Kohärente Demodulation eines DSB-Signals
im Hüllkurvengleichrichter des Empfängers**

- a) Zeitfunktion des empfangenen DSB-Signals
- b) Spektrum des empfangenen DSB-Signals
- c) Vektordarstellung des empfangenen DSB-Signals
- ① = amplitudenmodulierte Trägerschwingung
- ② = Hüllkurve, identisch mit dem NF-Ausgangssignal des Hüllkurvendemodulators
- f = Frequenz
- f_c = Trägerfrequenz
- f_m = Modulationsfrequenz
- C = Trägervektor (angenommener relativer Wert C = 1)
- SB = Seitenbandvektor (SB = 0,5 bei m = 100 %, Sinuston)
- A = Amplitude
- t = Zeit
- P_E = relative Leistung der Hüllkurvenschwingung
- P_{SB} = relative Leistung der Seitenbandschwingung
- K = Proportionalitätsfaktor

$$P_E = K \cdot 1^2 = K \cdot 1 \quad (1)$$

Unter den gleichen Bedingungen hat der relative Spitzenpegel eines Seitenbandes den Wert 0,5, und damit beträgt die Summe der Seitenbandleistungen

$$P_{SB} = K (0,5^2 + 0,5^2) = K \cdot 0,5 \quad (2)$$

Aus den genannten Gründen muß, bei gleicher Empfängerbandbreite, die äquivalente Seitenbandleistung eines SSB-Senders um 3 dB größer sein als die Summe der Leistungen der beiden Seitenbänder eines DSB-Senders. Äquivalent heißt in diesem Zusammenhang, daß der Lautstärkeindruck beim Empfang beider Sender mit gleicher Empfängerbandbreite gleich sein soll.

Die oben abgeleitete Bedingung für die äquivalente Seitenbandleistung gilt nur während der Übergangszeit. Später, wenn nur noch SSB-Empfänger mit angepaßter Bandbreite (halbe ZF-Bandbreite eines DSB-Empfängers) benutzt werden, kann die äquivalente Seitenbandleistung um 3 dB verringert werden, ohne daß der Signal/Geräuschabstand sinkt. Sie würde dann der Summe der Leistungen der beiden Seitenbänder eines konventionellen DSB-Senders entsprechen.

Der Betrag, um den die äquivalente Seitenbandleistung bei Halbierung der Empfängerbandbreite verringert werden kann, hängt allerdings auch davon ab, ob die Störsignale ein frequenzunabhängiges Leistungsdichtespektrum haben. Die meisten Störsignale erfüllen diese Bedingung nicht (Gleichkanalstörung, Nachbarkanalstörung) und die erforderliche Seitenbandleistung eines SSB-Senders wird möglicherweise der Beziehung folgen müssen:

$$P_{SB} (SSB) \approx (1 \dots 2) \cdot \sum P_{SB} (DSB) \quad (3)$$

wobei ein Faktor näher 2 unter Umständen realistischer sein dürfte.

3. Trägerreduktion

Der relative Pegel der Trägerkomponente eines SSB-Signals (in dB), bezogen auf den kurzzeitig auftretenden Spitzenpegel des Summensignals (Träger plus Seitenband), wird als Trägerreduktion a bezeichnet [9]. Die Kriterien für die Wahl eines geeigneten Wertes für a sind folgende:

Für die Übergangszeit (Hüllkurvendemodulation) :

- möglichst geringe nichtlineare Verzerrungen des SSB-Signals bei der Hüllkurvendemodulation im DSB-Empfänger,
- möglichst niedriger Trägerpegel und dadurch geringe mittlere Leistung des Senders, um den Leistungsverbrauch des Senders aus dem Stromversorgungsnetz zu verringern.

Nach der Übergangszeit (Produktdemodulation):

- möglichst niedriger Trägerpegel und dadurch geringe mittlere Leistung des Senders (geringer Leistungsverbrauch);
- möglichst niedriger Trägerpegel, damit die Störung des Nachbarkanals infolge der Trägerinterferenz verringert wird;
- ausreichend hoher Trägerpegel, damit die Synchronisierung des im zukünftigen SSB-Empfänger erzeugten und für die Produktdemodulation benötigten Oszillatorsignals mit geringem Aufwand möglich ist;
- möglichst hoher (konstanter) Trägerpegel, damit die Schwundregelung des Empfängers nicht nur vom Volumen des Modulationssignals (Seitenbandsignal) abhängig wird.

Für SSB-Signale, die während der Übergangszeit ausgesendet werden, sind 6 dB Trägerreduktion vorgeschlagen worden [2, 4]. Dieser Wert, bei dem die Trägeramplitude und die Amplitude der Seitenbandkomponenten im SSB-Signal gleich groß sind, stellt einen Kompromiß zwischen ausreichender Verzerrungsfreiheit bei Hüllkurvendemodulation des SSB-Signals im DSB-Empfänger und möglichst niedriger mittlerer Leistung des SSB-Senders dar. Eine Verminderung von a auf z. B. 4,5 dB würde zwar die durch die Hüllkurvendemodulation hervorgerufenen nichtlinearen Verzerrungen bei hohen Modulationsgraden etwas vermindern, auf der anderen Seite aber den Leistungsverbrauch des Senders unannehmbar erhöhen (bei a = 4,5 dB etwa 57 % mehr Leistung als bei a = 6 dB). Eine Trägerreduktion um mehr als 6 dB für SSB-Aussendungen während der Übergangszeit würde zwar (bei voller sinusförmiger Modulation) die harmonischen Verzerrungen (Klirrfaktor) bei der Hüllkurvendemodulation absenken, die nicht-harmonischen Verzerrungen (Intermodulation) bei Mehrtonaussteuerung jedoch weiter ansteigen lassen [14] und gleichzeitig die Empfangslautstärke in gleichem Maße verringern, wie der Wert der Trägerabsenkung von 6 dB überschritten wird. Maximale Lautstärke beim Empfang eines SSB-Signals mit Hüllkurvendemodulation ist nur bei a = 6 dB zu erzielen. Bei Programmmodulation mit unterschiedlichen Amplituden verschiedener Teilschwingungen dürfte keine nennenswerte Klirrfaktorverringern zu erwarten sein.

Für die Trägerreduktion a nach Ablauf der Übergangszeit sind 12 dB vorgeschlagen worden [2, 4]. Dieser Wert stellt einen Kompromiß dar. Noch höhere Trägerreduktion (z. B. 20 dB) würde die mittlere Leistung des Senders zwar noch etwas verringern (mit Programmmodulation um etwa 37 % gegenüber dem Fall $a = 12$ dB, bei voller sinusförmiger Modulation jedoch nur um etwa 9 %) und auch die Störung im Nachbarkanal infolge der Trägerinterferenz würde noch ein wenig abnehmen (etwa 4 dB bei 5 kHz Kanalabstand und Übergang von $a = 12$ dB auf $a = 20$ dB) [10], jedoch würde andererseits der Aufwand zur Regeneration des Trägers im SSB-Empfänger mit Produktdemodulation ganz erheblich ansteigen (höhere Selektion und Verstärkung im Trägerkanal, kompliziertere Schaltung zur Synchronisierung). Auch müßten dann zur Erleichterung der Trägerselektion im Empfänger die Komponenten des Modulationssignals zu den tiefen Frequenzen hin stärker abgesenkt werden.

4. Spitzenleistung und Leistungsaufnahme äquivalenter DSB- und SSB-Sender

Während der Übergangszeit von DSB- zu SSB-Modulation muß ein SSB-Sender, wenn die Forderung nach äquivalenter Seitenbandleistung erfüllt werden soll, eine höhere mittlere Leistung als ein DSB-Sender abgeben. Die zugehörige Spitzenleistung ist jedoch die gleiche. Die aus dem Stromversorgungsnetz aufgenommene Leistung ist der mittleren Leistung des Senders proportional. Sie hängt außerdem vom Gesamtwirkungsgrad des Senders ab, der bei linearer Verstärkung (wie bei SSB-Sendern erforderlich) niedriger ist als bei DSB-Sendern. Alle genannten Faktoren führen dazu, daß der Leistungsverbrauch eines SSB-Senders mit äquivalenter Seitenbandleistung während der Übergangszeit höher sein wird als der eines konventionellen DSB-Senders.

Die mittlere Leistung oder die Spitzenleistung eines modulierten DSB- oder SSB-Senders wird am einfachsten aus dem Spektrum oder dem Vektordiagramm des modulierten Signals am Ausgang des Senders abgeleitet. Die **mittlere Leistung** eines solchen Signals, dessen Komponenten unterschiedliche Frequenz haben, ist gleich der Summe der Leistungen der einzelnen Komponenten. Die immer nur kurzzeitig auftretende **Spitzenleistung** muß aus der maximal möglichen Amplitude des Summensignals (gleichphasige Addition aller Vektoren) berechnet werden. Die Leistung einer einzelnen Komponente ist proportional dem Quadrat ihrer Spannung (Länge der Spektrallinie oder des Vektors).

Zur Erläuterung sind in **Bild 2a** das Spektrum einer konventionellen DSB-Aussendung und einige Spektren einer äquivalenten SSB-Aussendung mit unterschiedlichen Werten der Trägerreduktion a (dB) dargestellt. Zur Berechnung der mittleren und der Spitzenleistung dieser Signale werden die in **Bild 2b** enthaltenen Vektordiagramme benutzt. Die Diagramme und die Zahlenwerte gelten für volle Modulation ($m = 100\%$) mit einem Sinuston. Soll die Berechnung für Programmmodulation erfolgen, so muß die Amplitude des Seitenbandvektors entsprechend dem mittleren effektiven Modulationsgrad des Pro-

grammsignals herabgesetzt werden (kurze Spitzen: $m_{\text{eff}} = 100\%$; kurzzeitiger Mittelwert: $m_{\text{eff}} = 40$ bis 50% ; langzeitiger Mittelwert: $m_{\text{eff}} = 25$ bis 30% [8]).

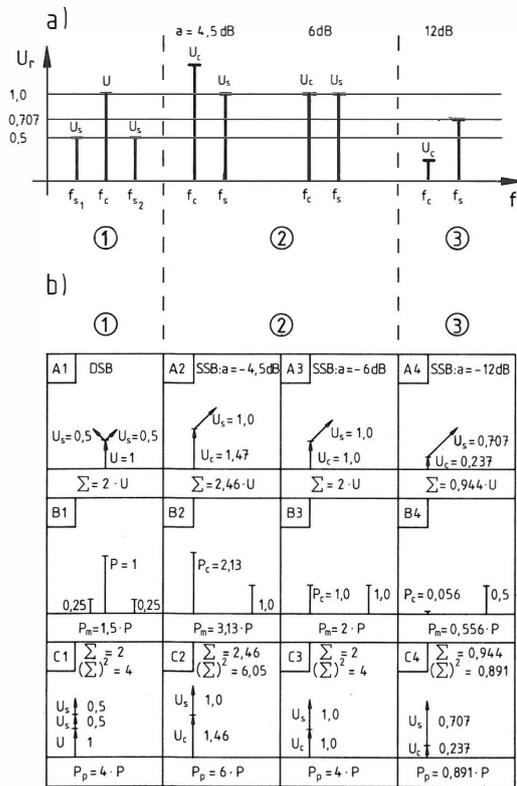


Bild 2

Beziehungen zwischen den Träger- und Seitenbandpegeln und -leistungen bei DSB- und SSB-Aussendungen

- a) Pegelverhältnisse (Spektrum)
- b) Vektordarstellung (und daraus abgeleitete mittlere Leistung P_m und Spitzenleistung P_p)

- ① = Gegenwärtiger Zustand (DSB-Aussendung)
- ② = Übergangsperiode
- ③ = Zustand nach der Übergangsperiode

A1 ... A4: Pegel der Spektralkomponenten (am Senderausgang)

B1 ... B4: Teilleistungen der Spektralkomponenten und mittlere Leistung des Senders

C1 ... C4: Summation der Vektoren und Spitzenleistung des Senders

Index 1: DSB-Signal

Index 2: SSB-Signal, Trägerreduktion $a = 4,5$ dB

Index 3: SSB-Signal, Trägerreduktion $a = 6$ dB (Sendart H3E)

Index 4: SSB-Signal, Trägerreduktion $a = 12$ dB (Sendart R3E)

U = Trägerpegel des DSB-Senders ($U = 1$)

U_r = Pegel relativ zum Pegel des DSB-Trägers

U_s = Pegel der Seitenbänder

U_c = Trägerpegel des SSB-Senders

P = Trägerleistung des DSB-Senders ($P = 1$)

P_c = Trägerleistung des SSB-Senders

P_m = mittlere Leistung des Senders

P_p = Spitzenleistung des Senders

(P_m und P_p sind identisch mit den neu in die VO Funk eingeführten Kurzbezeichnungen PY oder pY bzw. PX oder pX)

f_c = Frequenz der Trägerschwingung

f_s = Frequenz der Seitenbandschwingungen

In den Bildern ist der Einfluß der kohärenten Gleichrichtung des DSB-Signals im Empfänger berücksichtigt (äquivalente SSB-Aussendung hat eine um 3 dB höhere Seitenbandleistung). Aus diesem Grunde haben der Träger des konventionellen DSB-Signals und die Seitenbandschwingungen der SSB-Signale während der Übergangszeit (Zeitperiode ②) die gleiche relative Amplitude 1. Für die Zeit danach (Zeitperiode ③) ist angenommen, daß wegen der dann allgemein verwendeten halben Empfängerbandbreite (gegenüber dem heutigen konventionellen DSB-Empfänger) die Seitenbandleistung des SSB-Senders um 3 dB verringert werden kann und nur noch der Summe der Seitenbandleistungen des konventionellen DSB-Senders entsprechen muß. Alle Spannungs- bzw. Leistungsangaben sind relative Werte, bezogen auf die Spannung des Trägers einer konventionellen DSB-Aussendung ($U = 1$) und auf die Leistung dieses Trägers ($P = 1$). Es ist zu erkennen, daß während der Übergangszeit die Leistung des Seitenbandes eines SSB-Senders gleich der Trägerleistung des konventionellen DSB-Senders sein muß, während danach der halbe Wert ausreicht.

Nimmt man eine Seitenbandamplitude U_s (z. B. $U_s = 1$) an und addiert die der Trägerreduktion a entsprechende Trägerkomponente U_c , so lassen sich die mittlere Leistung und die Spitzenleistung des Summensignals in Abhängigkeit von der Trägerreduktion a leicht berechnen. Die entsprechende Trägeramplitude folgt aus der Beziehung

$$U_c = U_s / (10^{-(a/20)} - 1) \quad (4)$$

mit U_c = relative Trägeramplitude,

U_s = gegebene Seitenbandamplitude,

a = Trägerreduktion (dB, positiver Wert).

Die in Spalte 2 von **Bild 2b** aufgeführten Werte für $a = 4,5$ dB sollen lediglich demonstrieren, wie unvertretbar hoch die mittlere Leistung eines äquivalenten SSB-Senders während der Übergangszeit ansteigt, wenn die Trägerreduktion kleiner als 6 dB gewählt würde. Die mittlere Leistung und damit die Leistungsaufnahme aus dem Stromversorgungsnetz wäre um mehr als den Faktor 2 höher als die eines konventionellen, äquivalenten DSB-Senders.

Eines der Ziele der Einführung der SSB-Modulation im KW-Tonrundfunk ist, neben einer besseren Nutzung des Spektrums, die beträchtliche Verringerung des Leistungsverbrauches der Sender. Die volle Ersparnis wird erst erreicht, wenn nur noch SSB-Empfänger mit der halben ZF-Bandbreite eines konventionellen DSB-Empfängers benutzt werden.

In **Tabelle 2** sind die relativen mittleren Ausgangsleistungen eines äquivalenten SSB-Senders (bezogen auf die Trägerleistung eines konventionellen DSB-Senders für verschiedene Werte der Trägerreduktion a) aufgeführt. Für die Berechnung der im Betrieb auftretenden Seitenbandleistung ist ein mittlerer effektiver Modulationsgrad $m_{\text{eff}} = 40\%$ angenommen worden. Dieser Wert wird erreicht, wenn die Dynamik des Modulationssignals stark komprimiert wird (mindestens 20 dB).

In **Tabelle 3** sind relative Werte der Leistungsaufnahme eines äquivalenten SSB-Senders aus dem Stromversorgungsnetz (bezogen auf die Leistungs-

Trägerreduktion (dB)	Sinusmodulation $m_{\text{eff}} = 100\%$	Programmmodulation $m_{\text{eff}} = 40\%$
4,5	3,17	2,33
6	2,01	1,17
9	1,30	0,46
12	1,11	0,27
20	1,01	0,17
12*	0,56	0,14
20*	0,51	0,09

Tabelle 2

Verhältnis der mittleren Ausgangsleistung eines SSB-Senders zur Trägerleistung eines äquivalenten DSB-Senders

Nach CCIR-Empfehlung 326-4 (Genf 1982) wird die Trägerreduktion auf die Spitzenleistung des modulierten Signals bezogen [9]

* Seitenbandleistung gleich der gesamten DSB-Seitenbandleistung

aufnahme eines konventionellen DSB-Senders, ebenfalls in Abhängigkeit von der Trägerreduktion a) zusammengestellt, die mit folgenden Wirkungsgradwerten berechnet worden sind:

Sendertyp	Gesamtwirkungsgrad
DSB-Sender	60 %
SSB-Sender	38 % (für 40 % effektive Aussteuerung)
SSB-Sender	44 % (für 100 % effektive Aussteuerung)

Diese Werte wurden aus Messungen an existierenden KW-SSB-Sendern abgeleitet. Derartig hohe Gesamtwirkungsgrade sind mit älteren, auf SSB-Modulation umgerüsteten DSB-Sendern nicht erreichbar.

Wenn später nur noch SSB-Empfänger eingesetzt werden, wird es möglich sein, die gleiche Versorgung mit nur noch der halben während der Übergangszeit benötigten äquivalenten Seitenbandleistung zu errei-

Trägerreduktion (dB)	Sinusmodulation $m_{\text{eff}} = 100\%$	Programmmodulation $m_{\text{eff}} = 40\%$
4,5	2,88	3,40
6	1,83	1,65
9	1,18	0,68
12	1,01	0,40
20	0,92	0,24
12*	0,51	0,20
20*	0,46	0,12

Tabelle 3

Verhältnis der Leistungsaufnahme eines SSB-Senders zur Leistungsaufnahme eines äquivalenten DSB-Senders

Nach CCIR-Empfehlung 326-4 (Genf 1982) wird die Trägerreduktion auf die Spitzenleistung des modulierten Signals bezogen [9]

* Seitenbandleistung gleich der gesamten DSB-Seitenbandleistung

chen. Obwohl der Gesamtwirkungsgrad von SSB-Sendern wegen des linearen Betriebes ihrer Endstufen wesentlich geringer ist als der eines DSB-Senders (nur etwa $\frac{2}{3}$ des Wertes bei DSB), wird dann eine beträchtliche Leistungersparnis erreicht. So wird in diesem Fall z. B. ein SSB-Sender mit 12 dB Trägerreduktion und einer äquivalenten Seitenbandleistung, die gleich der Summe der Seitenbandleistungen eines DSB-Senders ist, nur noch 20 % der Leistung eines äquivalenten DSB-Senders benötigen.

Nur während der Übergangszeit, wenn wegen des Empfangs der SSB-Aussendungen mit DSB-Empfängern (Hüllkurvendemodulation) die Trägerreduktion nur 6 dB betragen darf, wird ein SSB-Sender mit der dann äquivalenten Seitenbandleistung (gleich dem zweifachen Wert der Summe der Seitenbandleistungen eines DSB-Senders) etwa 65 % mehr Leistung verbrauchen als ein äquivalenter DSB-Sender. Kleinere Werte als 6 dB für die Trägerreduktion sind, wie bereits erwähnt, wegen noch höherem Leistungsverbrauch und wegen der geringeren Empfangslautstärke nicht mehr sinnvoll.

5. Nachbarkanalstörung bei Einführung des SSB-Systems

Während der Übergangszeit von DSB- zur bandbreitensparenden SSB-Modulation werden eine Zeitlang beide Modulationsarten gleichzeitig benutzt werden, und auch zum Empfang verschiedener Aussendungen werden unterschiedliche Empfängertypen mit unterschiedlicher ZF-Bandbreite und unterschiedlichem Demodulationsverfahren eingesetzt werden. Wie stark frequenzbenachbarte Aussendungen einander stören, hängt vor allem von der Form des Senderspektrums und von der Selektionskurve des Empfängers ab. **Bild 3** gibt einen Überblick über mögliche Kombinationen von Aussendung und Empfängertyp, die sowohl während der Übergangszeit als auch danach auftreten können.

Im folgenden sollen die relativen HF-Schutzabstände A_{rel} für die in **Bild 3** aufgeführten Fälle untersucht werden, wobei die in Abschnitt 2. beschriebenen Überlegungen bezüglich der äquivalenten Seitenbandleistung berücksichtigt werden. Das in [12] empfohlene und in [10] und [13] näher beschriebene numerische Verfahren zur Berechnung des relativen HF-Schutzabstandes wurde so modifiziert, daß A_{rel} auch für Aussendungen mit unterschiedlicher Modulation (DSB und SSB) berechnet werden konnte und gleichzeitig die Auswirkungen der kohärenten Demodulation einer DSB-Aussendung im DSB-Empfänger (mit Hüllkurvendemodulation) und die richtige äquivalente Seitenbandleistung bei SSB-Modulation berücksichtigt wurden.

5.1. Erforderliche Modifikationen des mathematischen Modells

Da in der ursprünglichen Version des Rechenverfahrens Nutz- und Störleistung in einem betrachteten gestörten Kanal durch einfache Integration der Leistungsdichte berechnet werden, mußte für den Fall einer DSB-Aussendung zur Berücksichtigung der kohärenten Demodulation des Nutzsignals im Hüllkurvendetektor dieses rechnerisch um 3 dB erhöht werden. Als Folge davon erreicht A_{rel} nicht

mehr den Wert 0 dB, wenn die Frequenzdifferenz ΔF zwischen Nutz- und Störträger zu 0 wird, sondern den Wert -3 dB. Ist das Nutzsignal eine SSB-Aussendung, so ist dieser Effekt ohne Bedeutung. Damit unabhängig von der gewählten Breite des Senderdurchlaßbandes B_N bzw. $2B_N$ und der angenommenen, unterschiedlich steilen Bandbegrenzung (α in dB/kHz) immer mit der richtigen äquivalenten Seitenbandleistung gerechnet wird, muß die Leistungsdichte im Seitenband über die Breite des Senderdurchlaßbandes integriert werden und mit diesem Wert der Pegel des Störsenderspektrums in jedem Einzelfall festgelegt werden.

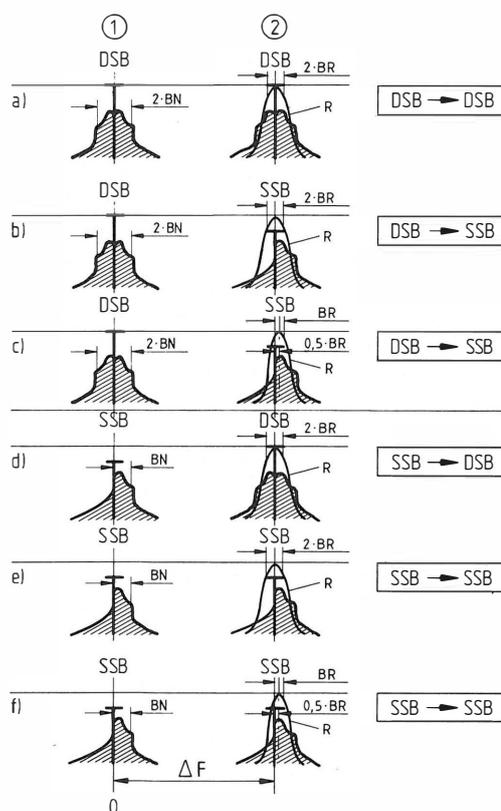


Bild 3

Mögliche Kombinationen von Aussendungen und Empfängerbandbreiten

- a) = gegenwärtiger Zustand
- b) bis e) = Übergangsperiode
- f) = Zeit nach der Übergangsperiode
- ① = Spektrum des störenden Senders
- ② = Spektrum des Nutzsenders mit überlagerter Selektionskurve des zum Empfang dieses Signals verwendeten Empfängers
- B_N = NF-Bandbreite des Modulationssignals, zugleich erforderliche HF-Bandbreite einer SSB-Aussendung
- $2B_N$ = erforderliche HF-Bandbreite einer DSB-Aussendung
- $2B_R$ = ZF-Bandbreite eines DSB-Empfängers
- B_R = ZF-Bandbreite eines SSB-Empfängers
- ΔF = Kanalabstand
- R = Selektionskurve des Empfängers

Beim Empfang eines Nutzsenders (SSB-Modulation) mit einem Empfänger, dessen Bandbreite an die Bandbreite der Aussendung angepaßt ist, wird angenommen, daß der Empfänger um seine halbe ZF-Bandbreite gegen den Träger des Nutzsignals versetzt abgestimmt wird.

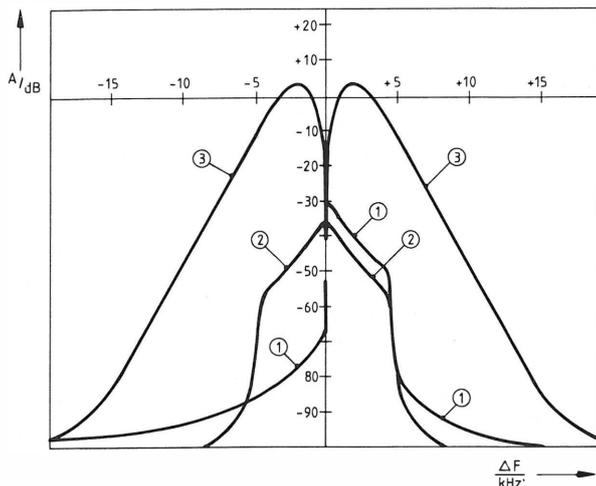


Bild 6

Senderspektren und „über alles“-Selektion des Empfängers, bewertet mit dem Psophometerfilter

- ① = Spektrum des Nutzsenders (SSB-Modulation, $a = 6$ dB)
- ② = Spektrum des störenden Senders (DSB-Modulation)
- ③ = „über alles“-Selektion des Empfängers, bewertet mit der Dämpfungskurve des Psophometerfilters

Ordinate: A = relative Dämpfung der Empfängerfilter bzw. relativer Pegel der Leistungsdichte-Spektren, bezogen auf die Spitzenleistung der Nutzaussendung

Die relativen Schutzabstandskurven sind in beiden Fällen symmetrisch zu $\Delta F = 0$, obwohl das Nutzspektrum (SSB) unsymmetrisch ist. Sie sind außerdem identisch mit den entsprechenden Kurven C und D der CCIR-Empfehlung 560-1 und unabhängig von der Trägerreduktion a des Nutzsignals, solange a nicht kleiner als 6 dB wird. Die Trägerreduktion beeinflusst das Ergebnis deshalb nicht, weil die Seitenbandleistung wegen der Äquivalenz zur DSB-Aussendung unabhängig von a konstantgehalten wird.

Eine positive Verstimmung des Empfängerdurchlaßbandes um +2 kHz (halbe ZF-Bandbreite des Empfängers), die dem optimalen Empfang einer SSB-Aussendung, deren oberes Seitenband ausgesendet wird, besser angepaßt wäre, würde die Schutzabstandskurven stark unsymmetrisch machen und der notwendige Schutz würde für Störungen, die von der DSB-Aussendung im oberen Nachbarkanal hervorgerufen werden, um etwa 10 dB ansteigen und für solche, die von der DSB-Aussendung im unteren Nachbarkanal hervorgerufen werden, um rund 15 dB absinken. Da die Verstimmung des in der ZF-Bandbreite nicht an den SSB-Empfang angepaßten DSB-Empfängers die NF-Bandbreite des empfangenen Signals verdoppelt, wird dadurch der Schutzabstand einseitig drastisch verringert.

Wenn hingegen das SSB-Nutzsignal mit einem Empfänger aufgenommen wird, dessen ZF-Bandbreite an die geringere SSB-Bandbreite (halb so groß wie die DSB-Bandbreite: $B_R = 2$ kHz) angepaßt ist und der Empfänger um +1 kHz (halbe ZF-Bandbreite) versetzt zum Nutzträger abgestimmt wird, wobei der Dämpfungsanstieg des Filters $\alpha \approx 8$ dB/kHz beibehalten wird, so deckt sich die erhaltene Schutzabstandskurve mit der entsprechenden Kurve

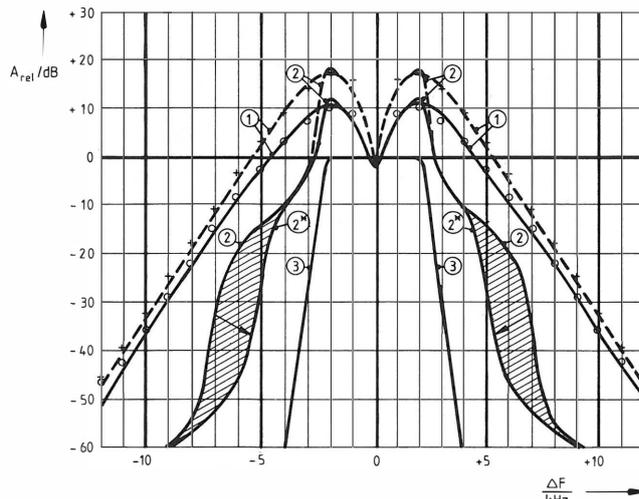


Bild 7

Verringerung des erforderlichen relativen HF-Schutzabstandes durch bessere Empfängerselektivität und Anpassung der Senderbandbreite an die Empfängerbandbreite

- ① = Empfänger MBF, $2B_R = \pm 2$ kHz, keine Verstimmung
 - ② = Empfänger keramisches ZF-Filter, $2B_R = \pm 2,1$ kHz, keine Verstimmung
 - ②* = wie ②, jedoch Senderbandbreite an Empfängerbandbreite angepaßt und auf $B_N = 2,5$ kHz verringert
 - ③ = Selektivitätskurve des keramischen ZF-Filters, Dämpfungsanstieg $\alpha \approx 35$ dB/kHz
- = geringe Dynamikkompression } gerechnete Werte
 ——— = starke Dynamikkompression }
 ++++ = Kurve C } CCIR-Empfehlung 560-1
 ○○○○ = Kurve D }

Nutzaussendung: SSB
Störende Aussendung: DSB

in der CCIR-Empfehlung 560-1 für Störungen, die durch die DSB-Aussendung im oberen Nachbarkanal hervorgerufen werden. Für die Störungen, die von der DSB-Aussendung im unteren Nachbarkanal herühren, tritt eine Verbesserung des Schutzabstandes um etwa 15 dB auf. Dieses Ergebnis gilt gleichermaßen für geringe Dynamikkompression ($K = 0$) und für starke Dynamikkompression ($K = 20$ dB) des Modulationssignals.

Will man den Schutzabstand bei SSB-Empfang für beide Nachbarkanäle (unteren und oberen Nachbarkanal) verbessern, so muß der Dämpfungsanstieg des ZF-Filters im Empfänger erhöht werden. Ein solcher Fall ist in **Bild 7** (Kurve 2) für geringe und starke Dynamikkompression dargestellt. Hier ist der Filter-Dämpfungsanstieg auf $\alpha \approx 35$ dB/kHz (modernes keramisches ZF-Filter) erhöht worden (siehe Gl. (7) in Abschnitt 5.1.). Gegenüber der Selektivität des MBF werden hierbei mindestens 10 dB Schutzabstand gewonnen.

Eine weitere Verbesserung ist dann für $\Delta F \approx \pm 4$ kHz durch Anpassung der NF-Bandbreite (Reduktion von 4,5 kHz auf 2,5 kHz) des störenden Senders an die Empfängerbandbreite ($B_R = 2$ kHz) möglich. Der Bereich der dadurch noch zusätzlich erzielbaren Verbesserung ist in **Bild 7** durch die schraffierten Flächen dargestellt.

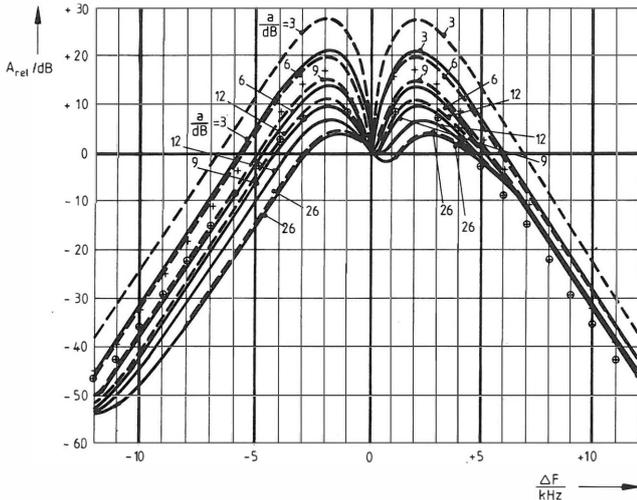


Bild 8

Nutzaussendung DSB, störende Aussendung SSB

- = geringe Dynamikkompression } gerechnete Werte
- = starke Dynamikkompression } gerechnete Werte
- +++ = Kurve C } CCIR-Empfehlung 560-1
- OOOO = Kurve D } CCIR-Empfehlung 560-1

Parameter a = Trägerreduktion (dB)
Empfänger MBF, $2B_R = \pm 2$ kHz, keine Verstimmung

5.3.2. SSB-Signal stört DSB-Signal (Nutzaussendung)

Der ebenfalls während der Übergangszeit auftretende Fall, daß ein äquivalentes SSB-Signal eine konventionelle DSB-Aussendung stört, die mit einem DSB-Empfänger aufgenommen wird (EBU-Referenzempfänger), soll im folgenden untersucht werden. Die Rechenergebnisse sind in **Bild 8** für den Fall geringer und starker Dynamikkompression und mit der Trägerreduktion des störenden SSB-Senders als Parameter ($a = 3$ bis 26 dB) dargestellt.

Die sich ergebenden Schutzabstandskurven sind symmetrisch zu $\Delta F = 0$, solange die Trägerstörung (Interferenzpfeif) überwiegt. Dies ist bei kleiner Trägerreduktion der Fall. Mit 6 dB Trägerreduktion entsprechen die berechneten Kurven fast (nur 1 bis 4 dB höher) den für das reine DSB-System gültigen Kurven der CCIR-Empfehlung 560-1.

Bei 6 dB Trägerreduktion verbessert eine starke Dynamikkompression ($K = 20$ dB) den Schutzabstand um etwa 6 dB. Der Einfluß der Dynamikkompression sinkt mit zunehmender Trägerreduktion.

Die Auswirkung einer verbesserten Empfängerselektivität durch Anwendung von ZF-Filtern mit steilerem Dämpfungsanstieg ($\alpha \approx 35$ dB/kHz anstelle von $\alpha \approx 8$ dB/kHz) bei etwa gleicher 3 -dB-Bandbreite ($2B_R = \pm 2$ kHz) und bei einer Trägerreduktion von $a = 6$ dB ist aus **Bild 9** zu sehen. Wie nach den in Abschnitt 2. enthaltenen Überlegungen zur äquivalenten Seitenbandleistung bei SSB zu erwarten, stört ein SSB-Signal den DSB-Empfang mit einem EBU-Referenzempfänger MBF um etwa 3 dB mehr als ein DSB-Signal.

Wegen des steilen Dämpfungsanstiegs der Filter im Empfänger wird außerhalb der 3 -dB-Bandbreite die Trägerinterferenz sehr schnell unterdrückt und die Dynamikkompression K hat außerhalb des Empfängerdurchlaßbandes ($2B_R = \pm 2,1$ kHz) keinen gro-

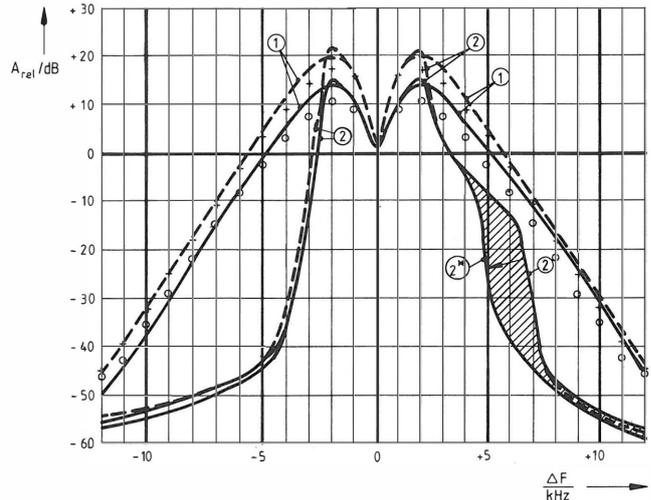


Bild 9

Verringerung des erforderlichen relativen HF-Schutzabstandes durch bessere Empfängerselektion und Anpassung der Senderbandbreite an die Empfängerbandbreite

- ① = Empfänger MBF, $2B_R = \pm 2$ kHz, keine Verstimmung
- ② = Empfänger keramisches ZF-Filter, $2B_R = \pm 2,1$ kHz, keine Verstimmung
- ②* = wie ②, jedoch Bandbreite des störenden Senders auf $B_N = 2,5$ kHz verringert

- = geringe Dynamikkompression } gerechnete Werte
- = starke Dynamikkompression } gerechnete Werte
- +++ = Kurve C } CCIR-Empfehlung 560-1
- OOOO = Kurve D } CCIR-Empfehlung 560-1

Trägerreduktion des störenden SSB-Senders $a = 6$ dB
Nutzaussendung: DSB
Störende Aussendung: SSB

ßen Einfluß mehr auf den relativen HF-Schutzabstand. Mit steilerer Filterdämpfung wird die Schutzabstandskurve zunehmend unsymmetrisch und die Störungen, die von einer störenden SSB-Aussendung im oberen Nachbarkanal hervorgerufen werden, sind bis zu etwa 40 dB kleiner, während die Störungen, die von einer SSB-Aussendung im unteren Nachbarkanal hervorgerufen werden, sich im ungünstigsten Bereich $\Delta F \approx \pm 6$ kHz um nur etwa 10 dB verringern.

Auch bei dieser Kombination von Nutz- und Störmodulation würde eine Anpassung der Senderbandbreite an die Empfängerbandbreite (bei steilem Dämpfungsanstieg der Empfängerfilter) durch Reduktion von $B_N = 4,5$ kHz auf $B_N = 2,5$ kHz die durch die schraffierte Fläche in **Bild 9** dargestellte Verbesserung des Schutzabstandes bewirken.

5.3.3. SSB-Signal stört SSB-Signal (Nutzaussendung)

Ein dritter Fall, der während der Übergangszeit auftreten wird, ist der Empfang einer SSB-Aussendung mit einem DSB-Empfänger (EBU-Referenzempfänger MBF), der von einem SSB-Signal gestört wird. Die Ergebnisse dieser für geringe und starke Dynamikkompression durchgeführten Rechnung mit der Trägerreduktion a als Parameter sind praktisch identisch mit den in **Bild 8** dargestellten Ergebnissen, da Störsignal und Empfängerselektivität gleich sind. Die Nutz- und die Störaussendung hatten jeweils die gleiche Trägerreduktion.

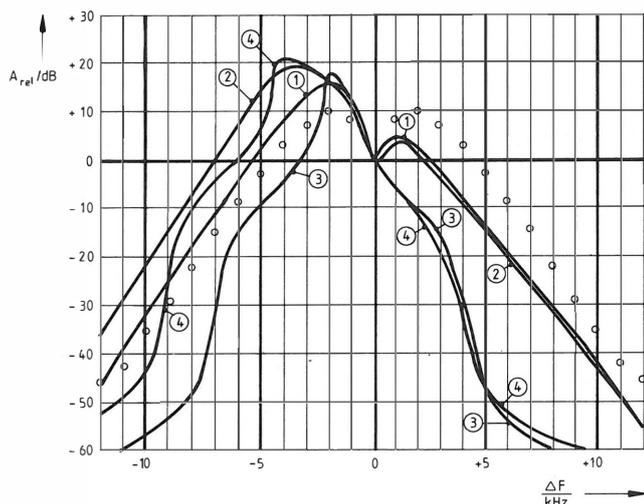


Bild 10

Nutzaussendung DSB, störende Aussendung DSB

Empfang mit SSB-Empfänger (Abstimmung gegenüber dem Träger versetzt, Produktdemodulation)

- ① = Empfänger MBF, $B_R = 2$ kHz, $\alpha = 8$ dB/kHz, Verstimmung: +1 kHz
- ② = Empfänger MBF, $B_R = 4$ kHz, $\alpha = 8$ dB/kHz, Verstimmung: +2 kHz
- ③ = Empfänger keramisches ZF-Filter, $B_R = 2,1$ kHz, $\alpha = 35$ dB/kHz, Verstimmung: +1,05 kHz
- ④ = Empfänger keramisches ZF-Filter, $B_R = 4,2$ kHz, $\alpha = 35$ dB/kHz, Verstimmung: +2,1 kHz

— = starke Dynamikkompression, gerechnete Werte
OOOO = Kurve D, CCIR-Empfehlung 560-1

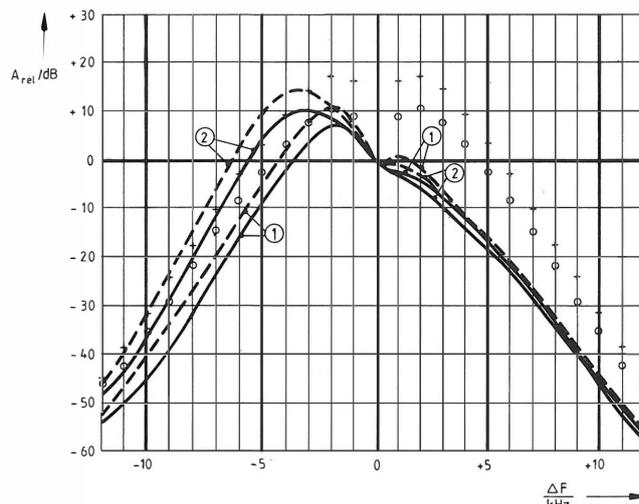


Bild 11

Nutzaussendung und störende Aussendung SSB

- ① = Empfänger MBF, $B_R = 2$ kHz, abgestimmt mit +1 kHz Versatz, Dämpfungsanstieg $\alpha = 8$ dB/kHz
- ② = Empfänger MBF, $B_R = 4$ kHz, abgestimmt mit +2 kHz Versatz, Dämpfungsanstieg $\alpha = 8$ dB/kHz
- = geringe Dynamikkompression } gerechnete Werte
- = starke Dynamikkompression } Werte
- +++ = Kurve C } CCIR-Empfehlung 560-1
- OOOO = Kurve D }

Trägerreduktion $a = 12$ dB

Solange die Trägerinterferenz dominiert, sind die berechneten Schutzabstandskurven auch in diesem Fall symmetrisch zu $\Delta F = 0$. Bei 6 dB Trägerreduktion sind sie fast identisch mit der Kurve C in der CCIR-Empfehlung 560-1. Die durch das im unteren Nachbarkanal ausgesendete störende SSB-Signal hervorgerufene Interferenz (ΔF positiv) ist um etwa 2,5 dB stärker, als wenn die Störung durch ein SSB-Signal im oberen Nachbarkanal erzeugt wird.

Der Einfluß einer verbesserten Empfängerselektion (steilere Bandbegrenzung) und der Einfluß einer verringerten Senderbandbreite auf den relativen HF-Schutzabstand, dargestellt für $a = 6$ dB Trägerreduktion, entspricht den Ergebnissen in Bild 9, obwohl die Modulationsart der Nutzaussendung eine andere ist. Bei gleicher Empfängerselektion und (bezüglich der Seitenbandleistung) äquivalenten Aussendungen hängt die Nachbarkanalstörung im wesentlichen nur vom Spektrum der störenden Aussendung ab.

5.3.4. DSB-Signal stört DSB-Signal (Nutzaussendung), welches mit einem SSB-Empfänger empfangen wird

Die relativen HF-Schutzabstände für diesen letzten Fall, der ebenfalls während der Übergangszeit auftreten kann, sind in Bild 10 zusammengestellt. Empfang mit einem SSB-Empfänger bedeutet, daß der DSB-Träger auf den unteren Rand (z. B. den -3-dB-Punkt) des Empfängerfilters abgestimmt ist und daß Produktdemodulation angewendet wird. Es wird weiterhin angenommen, daß die empfangene

NF-Bandbreite mit etwa 2 kHz derjenigen des MBF-Empfängers für DSB-Modulation entspricht (Kurven 1 und 3). Untersucht wurde auch der Fall, daß die NF-Bandbreite doppelt so groß wie die des MBF-Empfängers (4 kHz) ist (Kurven 2 und 4). Da die Seitenbänder der DSB-Nutzaussendung im SSB-Empfänger mit Produktdemodulation nicht kohärent demoduliert werden, laufen die Schutzabstandskurven beim Frequenzabstand $\Delta F = 0$ in diesem Fall durch 0.

Bei Beibehaltung der übertragenen NF-Bandbreite des MBF-Empfängers (≈ 2 kHz) und dessen Filterdämpfungsanstiegs ($\alpha \approx 8$ dB/kHz) erhöht sich der Schutzabstand im unteren Nachbarkanal um etwa 4,5 dB (bei z. B. 5 kHz Kanalabstand) gegenüber dem Empfang mit einem DSB-Empfänger, während er im oberen Kanal um fast 11 dB abfällt (Kurve 1 in Bild 10). Der Wert im oberen Nachbarkanal bleibt auch bei doppelter NF-Bandbreite erhalten, während in diesem Fall der Schutzabstand im unteren Nachbarkanal um etwa 18 dB ansteigt (Kurve 2 in Bild 10).

Steilerer Anstieg der Filterdämpfung im Empfänger ($\alpha \approx 35$ dB/kHz) würde den Schutzabstand im oberen Nachbarkanal um mehr als 40 dB verringern, im unteren Nachbarkanal jedoch, abhängig von der Bandbreite des Empfängers, entweder um 7 dB verringern ($B_R = 2,1$ kHz, Kurve 3) oder um fast 10 dB erhöhen ($B_R = 4,2$ kHz, Kurve 4).

5.4. Berechnung der relativen HF-Schutzabstände für das zukünftige SSB-System

Nach der Übergangszeit, wenn nur noch SSB-Modulation mit 12 dB Trägerreduktion verwendet

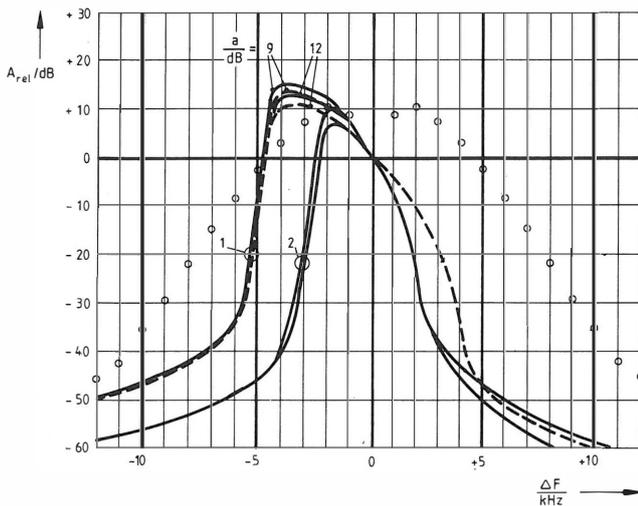


Bild 12

Verringerung des erforderlichen relativen HF-Schutzabstandes durch bessere Empfängerelektivität und Anpassung der Senderbandbreite an die Empfängerbandbreite
Starke Dynamikkompensation

- ① = Empfänger keramisches ZF-Filter, $B_R = 4,2$ kHz, Dämpfungsanstieg $\alpha \approx 35$ dB/kHz, versetzte Abstimmung: + 2,1 kHz
 - ② = Empfänger keramisches ZF-Filter, $B_R = 2,1$ kHz, Dämpfungsanstieg $\alpha \approx 35$ dB/kHz, versetzte Abstimmung: + 1,05 kHz
 - = Senderbandbreite $B_N = 4,5$ kHz } gerechnete Werte
 - = Senderbandbreite $B_N = 2,5$ kHz } Werte
 - ++++ = Kurve C } CCIR-Empfehlung 560-1
 - OOOO = Kurve D }
- Nutzaussendung: SSB
Störende Aussendung: SSB

werden darf und nur noch SSB-Empfänger mit Produkt-demodulation und angepaßter ZF-Bandbreite eingesetzt werden, sind die in **Bild 11** dargestellten relativen Schutzabstandskurven zu erwarten. Sie beruhen auf Empfängern mit den Selektionseigenschaften des EBU-Referenzempfängers MBF mit NF-Bandbreiten von 2 kHz (Kurve 1 in **Bild 11**), was der heutigen Übertragungsqualität entspricht, oder mit 4 kHz NF-Bandbreite, was einer wesentlichen Verbesserung der Übertragungsqualität entsprechen würde (Kurve 2 in **Bild 11**). Zum optimalen Empfang des ausgesendeten oberen Seitenbandes wurde angenommen, daß die Empfänger jeweils mit dem unteren -3-dB-Punkt ihrer ZF-Dämpfung auf den Restträger des Nutzsymbols abgestimmt waren.

Grundsätzlich ist bei dieser Abstimmung die Interferenzstörung im oberen Nachbarkanal, die vom unteren Nachbarkanal hervorgerufen wird, viel kleiner als die vom oberen Nachbarkanal erzeugte. Diese Unsymmetrie entsteht wegen der Verstimmung der Empfängerfilter gegenüber dem Restträger und auch deshalb, weil der Restträger und die maximale Leistungsdichte im Seitenband am unteren Ende des Spektrums der Aussendung des störenden Senders konzentriert sind. Es fällt außerdem auf, daß die im oberen Nachbarkanal erzeugte Störung fast unabhängig von der Empfängerbandbreite ist, wenn diese im Bereich $B_R = 2$ kHz bis 4 kHz variiert wird.

Der Effekt einer Versteilerung der Bandbegrenzung im Empfänger durch den Einsatz moderner keramischer ZF-Filter mit etwa 35 dB/kHz Dämpfungsanstieg und Bandbreiten von $B_R = 2,1$ kHz bis $B_R = 4,2$ kHz ist in **Bild 12** für Trägerreduktionen von $a = 9$ dB und 12 dB und für starke Dynamikkompensation dargestellt. Die durch zusätzliche Verringerung der Bandbreite des Senders von 4,5 kHz auf 2,5 kHz erzielbare Verbesserung der Schutzabstände wird hier durch die Fläche zwischen den einander entsprechenden durchgehenden und unterbrochenen Linien dargestellt.

Vergleicht man die in den **Bildern 11** und **12** erhaltenen Ergebnisse, so fällt auf, daß mit SSB-Empfängern, deren Selektion derjenigen des EBU-Referenzempfängers MBF entspricht, in einem zukünftigen SSB-System bei z. B. 5 kHz Kanalabstand die Nachbarkanalstörung noch zu groß ist, um bei der Planung alle Kanäle uneingeschränkt einsetzen zu können. Andererseits zeigt **Bild 12**, daß mit SSB-Empfängern, die steilflankige, moderne keramische ZF-Filter verwenden, bei ebenfalls 5 kHz Kanalabstand extrem niedrige Schutzabstände (kleiner -45 dB) erreicht werden, obwohl Werte von -27 dB bereits ausreichend wären. Die Dämpfung der ZF-Filter eines zukünftigen optimalen SSB-Empfängers könnte demnach zwischen der Dämpfung der Filter des EBU-Referenzempfängers MBF und der Dämpfung eines modernen keramischen ZF-Filters liegen.

Nimmt man einen Schutzabstand von -27 dB bei 5 kHz Kanalabstand für die Planung des zukünftigen SSB-Systems im KW-Tonrundfunk als ausreichend an, so könnte dieser Wert sowohl mit ZF-Filtern mit steilem Dämpfungsanstieg und größerer Bandbreite als auch von ZF-Filtern mit weniger steilem Dämpfungsanstieg, dafür aber kleinerer Bandbreite erreicht werden. Einige Wertepaare für Dämpfungsanstieg und Empfängerbandbreite, die bei 5 kHz etwa -27 dB Schutzabstand erreichen lassen, sind in **Tabelle 5** zusammengestellt.

In **Bild 13** sind einige alternative Schutzabstandskurven dargestellt, die auf unterschiedlichen Kombinationen von Dämpfungsanstieg und Empfängerbandbreite beruhen.

Wie **Bild 11** zeigt, läßt sich mit der Selektivität des MBF-Empfängers selbst dann ein Schutzabstand von -27 dB bei 5 kHz Kanalabstand im unteren Nachbarkanal nicht erreichen, wenn seine HF-Bandbreite unter Beibehaltung der heutigen Übertragungsqualität durch Anpassung an die SSB-Modulation auf 2 kHz verringert wird.

Dämpfungsanstieg	Empfängerbandbreite
35 dB/kHz	≈ 4000 Hz
25 dB/kHz	≈ 3300 Hz
15 dB/kHz	≈ 2700 Hz

Tabelle 5
Mögliche Kombinationen von Dämpfungsanstieg und Empfängerbandbreite

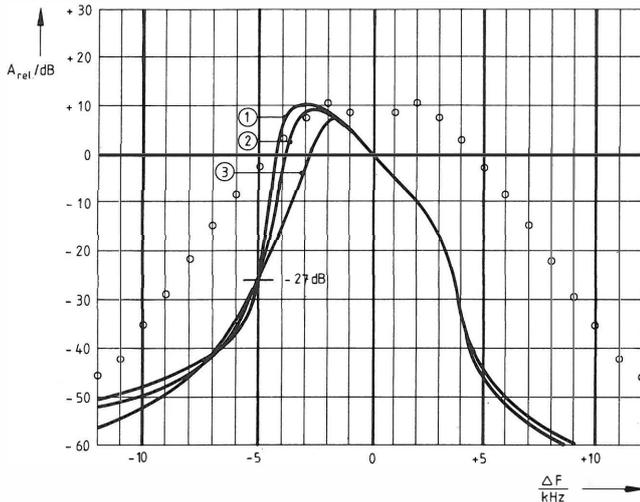


Bild 13

Alternative Schutzabstandskurven mit unterschiedlicher Kombination von Dämpfungsanstieg und Empfängerbandbreite

- ① = Empfänger $B_R = 4$ kHz, $\alpha = 35$ dB/kHz
- ② = Empfänger $B_R = 3,3$ kHz, $\alpha = 25$ dB/kHz
- ③ = Empfänger $B_R = 2,7$ kHz, $\alpha = 15$ dB/kHz

Trägerreduktion $a = 12$ dB
Starke Kompression ($K = 20$ dB)

6. Schlußfolgerungen bezüglich der relativen HF-Schutzabstände bei Einführung der SSB-Modulation

Aus den bisher gezeigten Ergebnissen können bezüglich der zu erwartenden relativen HF-Schutzabstände bei Übergang auf SSB-Modulation folgende Schlußfolgerungen gezogen werden (**Bild 14**):

6.1. Während der Übergangszeit

Wenn ein DSB-Nutzsignal, das mit einem konventionellen DSB-Empfänger mit Hüllkurvendetektor empfangen wird, durch eine SSB-Aussendung mit äquivalenter Seitenbandleistung und $a = 6$ dB gestört wird, so ist zu erwarten, daß der Empfang des DSB-Nutzsignals im unteren Nachbarkanal bei z. B. 5 kHz Kanalabstand ($\Delta F = -5$ kHz) um etwa 1 dB verschlechtert und unter den gleichen Bedingungen im oberen Nachbarkanal ($\Delta F = +5$ kHz) um etwa 4 dB verschlechtert wird (Kurve 1 in **Bild 14**) im Vergleich zu den zur Zeit gültigen HF-Schutzabständen in CCIR-Empfehlung 560-1.

Wenn der Empfänger leicht verstimmt wird, sind etwa gleiche Verschlechterungen um etwa 2,5 dB auf beiden Seiten zu erwarten.

Wenn eine SSB-Aussendung von einer SSB-Aussendung gestört wird, so gilt praktisch die gleiche Kurve 1 in **Bild 14**, da in beiden Fällen der Empfänger und das Spektrum des störenden Senders gleich sind.

Wenn ein SSB-Signal von einem DSB-Signal gestört wird, so entspricht der Schutzabstand der Kurve 2 in **Bild 14**. Diese Kurve ist praktisch identisch mit den in der CCIR-Empfehlung 560-1 enthaltenen Werten, die für das reine DSB-System gelten. In diesem Fall wird der Empfang eines SSB-Nutzsignals während der Übergangszeit nicht verschlechtert werden.

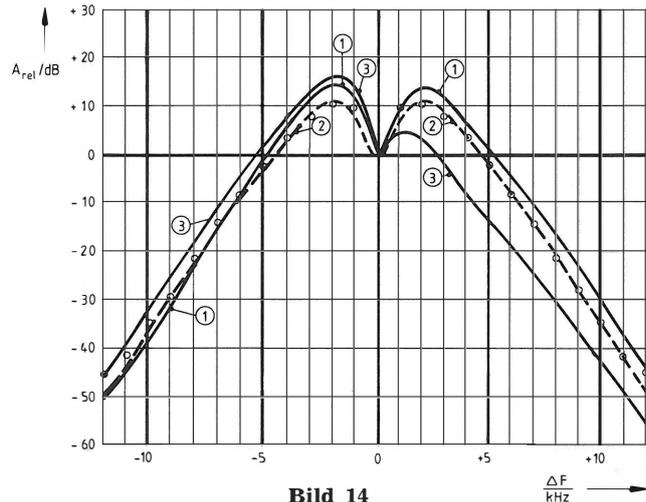


Bild 14

Relative HF-Schutzabstände während der Übergangszeit

	Nutzsignal	Störendes Signal
①	DSB	SSB
	SSB	SSB
②	SSB	DSB
③	DSB*	DSB

○○○○ = Werte der CCIR-Empfehlung 560-1, Kurve D

ΔF = $f_{ew} - f_{ci}$
 f_{ew} = Träger der Nutzaussendung
 f_{ci} = Träger der störenden Aussendung
 (befindet sich stets an der Stelle $\Delta F = 0$)

Bei SSB-Aussendungen: Trägerreduktion $a = 6$ dB
 Starke Dynamikkompression des Modulationssignals
 Empfang mit DSB-Empfängern

DSB* = Empfang mit SSB-Empfänger (mit gleicher NF-, aber reduzierter HF-Bandbreite und Produktdemodulation)

Wenn eine DSB-Nutzaussendung, die mit einem SSB-Empfänger mit Produktdemodulation und mit den Qualitätskriterien des EBU-Referenzempfängers MBF ($B_R = 2$ kHz, $\alpha \approx 8$ dB/kHz) empfangen wird, während der Übergangszeit von einer DSB-Aussendung gestört wird, so wird die zu erwartende Nachbarkanalstörung durch Kurve 3 in **Bild 14** beschrieben, wonach wegen des Fehlens der kohärenten Demodulation des DSB-Nutzsignals im Produktdemodulator des Empfängers im unteren Nachbarkanal ($\Delta F = -5$ kHz) der Empfang um etwa 4 dB verschlechtert, im oberen Nachbarkanal jedoch um etwa 11 dB verbessert wird. Dieses Ergebnis deutet darauf hin, daß SSB-Empfänger mit Produktdemodulation bereits während der Übergangszeit eine etwas bessere Selektivität haben sollten als der EBU-Referenzempfänger MBF, damit auch im unteren Nachbarkanal der Empfang mit nicht größerer Störung als jetzt ermöglicht wird.

6.2. Nach der Übergangszeit

Basierend auf der beim CCIR vorgeschlagenen Trägerreduktion $a = 12$ dB sind in **Bild 15** einige HF-Schutzabstandskurven für Nutz- und Störaussendungen mit SSB-Modulation und starker Dynamikkompression des Modulationssignals bei Empfang mit unterschiedlichen SSB-Empfängern mit verschiedenen Bandbreiten und Dämpfungsanstiegen dargestellt. Zusammen mit den in **Bild 13** enthaltenen Kurven beschreiben sie den Bereich der Möglichkeiten.

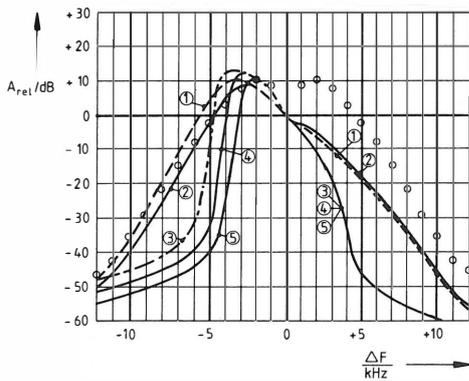


Bild 15

Relative HF-Schutzabstände nach der Übergangszeit

- ① = Empfänger MBF, $B_R = 4$ kHz, Dämpfungsanstieg 8 dB/kHz
 - ② = Empfänger MBF*, $B_R = 3$ kHz, Dämpfungsanstieg 8 dB/kHz
 - ③ = Empfänger keramisches ZF-Filter, $B_R = 4,4$ kHz, Dämpfungsanstieg 35 dB/kHz
 - ④ = Empfänger keramisches ZF-Filter, $B_R = 3,7$ kHz, Dämpfungsanstieg 35 dB/kHz
 - ⑤ = Empfänger keramisches ZF-Filter, $B_R = 3,0$ kHz, Dämpfungsanstieg 35 dB/kHz
- = Werte der CCIR-Empfehlung 560-1, Kurve D
- $\Delta F = f_{cw} - f_{ci}$
 f_{cw} = Träger der Nutzaussendung
 f_{ci} = Träger der störenden Aussendung (befindet sich stets an der Stelle $\Delta F = 0$)
- B_R = Empfängerbandbreite (HF-Bandbreite = NF-Bandbreite)

MBF* = um 1,5 kHz versetzt abgestimmt

Nutzsignal: SSB
 Störendes Signal: SSB

Kurve 1 in **Bild 15** gilt für einen SSB-Empfänger mit der Filtercharakteristik des MBF-Empfängers ($B_R = 4$ kHz). Die nun notwendige Verstimmung des Empfängers führt zu einer effektiven NF-Bandbreite des Empfängers von 4 kHz. Der Empfang im unteren Nachbarkanal ($\Delta F = -5$ kHz) wird um 7 dB verschlechtert, während im oberen Nachbarkanal ($\Delta F = +5$ kHz) beinahe 17 dB Verbesserung erreicht werden.

Wenn ein Empfänger mit einer Filtercharakteristik des MBF-Empfängers nach der Übergangszeit benutzt werden soll, so könnte seine NF-Bandbreite auf 3 kHz erhöht werden, ohne daß der im unteren Nachbarkanal auftretende relative HF-Schutzabstand größer würde als die heutigen in CCIR-Empfehlung 560-1 festgelegten Werte (Kurve 2 in **Bild 15**). Dies würde bedeuten, daß die übertragene NF-Bandbreite gegenüber dem heutigen Zustand (2 kHz) um 50 % erhöht werden könnte.

Mit der Einführung von neuen SSB-Empfängern sollte ihre Selektivität verbessert werden. Eine beträchtliche Verbesserung des relativen HF-Schutzabstandes brächte z. B. die Einführung keramischer ZF-Filter mit etwa 35 dB/kHz Dämpfungsanstieg. Die zugehörigen Schutzabstände für Empfängerbandbreiten von 4,4 kHz, 3,7 kHz und 3 kHz werden durch die Kurven 3, 4 und 5 in **Bild 15** dargestellt. Mit 4,4 kHz Bandbreite könnte der Schutzabstand im unteren

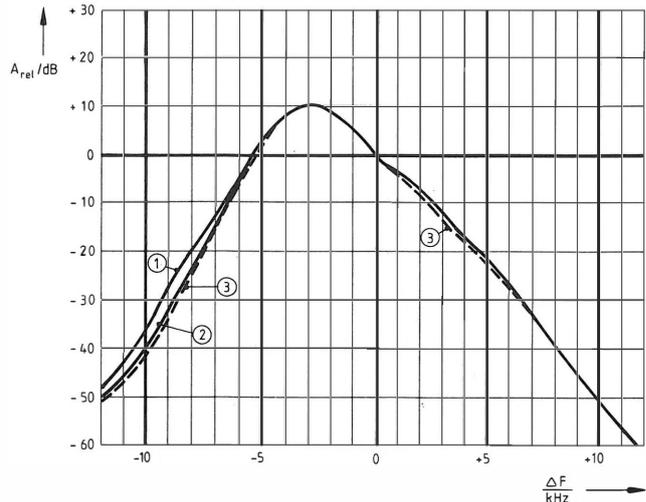


Bild 16

Einfluß der Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes auf den relativen HF-Schutzabstand

- ① = 15 dB
 - ② = 25 dB
 - ③ = 35/60 dB
- } Unterdrückung des unerwünschten (unteren) Seitenbandes

Nutzsender: SSB
 Störender Sender: SSB
 Trägerreduktion $a = 12$ dB
 Starke Dynamikkompression ($K = 20$ dB)
 NF-Bandbreite des Senders 4,5 kHz (-3 dB)

Empfänger MBF, $B_R = 4$ kHz, Abstimmung um +2 kHz gegenüber dem Nutzträger versetzt

Nachbarkanal um etwa 7 dB und im oberen Nachbarkanal um mehr als 40 dB verbessert werden. Sogar eine Empfängerbandbreite von 3,8 kHz wäre möglich bei einem Schutzabstand von -27 dB in den unteren und oberen Nachbarkanälen ($\Delta F = \pm 5$ kHz). Dieses Beispiel zeigt deutlich den Vorteil einer verbesserten Empfängerselektivität.

7. Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes

Folgende Annahmen wurden gemacht, um zu untersuchen, wie die Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes im Sender bei einem zukünftigen SSB-System für den KW-Tonrundfunk sich auf den relativen HF-Schutzabstand auswirkt:

Zur Simulation des Übertragungssystems wurde ein Empfänger mit 4 kHz HF-Bandbreite (-3 dB) angenommen, dessen Selektivität der des EBU-Referenzempfängers MBF entspricht. Da es sich um SSB-Empfang handelt, war die Empfängerabstimmung um +2 kHz gegenüber dem Träger der Nutzaussendung versetzt. Die Nutz- und die Störaussendung waren beide SSB-Signale mit einer Trägerreduktion $a = 12$ dB und die Bandbreite der Aussendung betrug 4,5 kHz (-3 dB). Es wurde starke Dynamikkompression des Modulationssignals vorausgesetzt ($K \geq 20$ dB).

Bild 16 zeigt das Ergebnis für Grade der Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes (hier des unteren Seitenbandes) von 15, 25, 35 und 60 dB relativ zum Pegel des übertragenen Seitenbandes. Eine nennenswerte Beeinflussung des relativen Schutzab-

DAS 13. INTERNATIONALE FERNSEHSYMPOSIUM¹

MONTREUX, 28. MAI BIS 2. JUNI 1983

Gliederung

1. Einleitung
2. Fernsehen hoher Auflösung (HDTV)
3. Rundfunk- und Verteilsatelliten
4. Kabelfernsehen (CATV)
5. Fernsehproduktionstechnik
6. Digitale Studio- und Aufzeichnungstechnik

1. Einleitung

Aus aller Welt waren dieses Jahr zum 13. Internationalen Fernschesymposium noch mehr Besucher als in den früheren Jahren zum wissenschaftlichen Tagungsprogramm und zur Ausstellung nach Montreux gekommen. In der Eröffnungsansprache stellte der Schirmherr Rudolf Trachsel, Generaldirektor der schweizerischen Post, die augenblicklich wichtigen Themen heraus:

- Lokalrundfunk
- Abonnementfernsehen (Pay-TV)
- Satellitenrundfunk
- Kabelfernsehen
- Fernsehen mit hoher Auflösung (HDTV).

Arbeiten zu dem letzten Thema waren auch Anlaß für die Verleihung der „Montreux Achievement Gold Medal 1983“ an Ryo Takahashi, den früheren Technischen Direktor der japanischen Rundfunkorganisation NHK. Unter seiner Leitung wurden bei der NHK grundlegende Arbeiten zu einem neuen hochzeitigen Fernsehsystem durchgeführt.

Am folgenden Tag konnte man sich einen Eindruck von den Möglichkeiten dieses Systems mit dem mehr dem Film angepaßten Bildformat mit doppelter Zeilenzahl und Stereoton verschaffen. Ob dieses das Fernsehsystem von morgen ist, darüber gingen die Meinungen allerdings auseinander.

Die gleichzeitig bei der Union der Europäischen Rundfunkorganisationen (UER) stattfindenden Beratungen zu einem verbesserten Fernsehstandard führten zu einer Empfehlung des C-MAC-Systems als europaweit einheitliche Norm. Somit dürfte der nächste Schritt erst einmal eine Verbesserung der bestehenden 625-Zeilen-Norm, insbesondere ein verbesserter Ton sein.

¹ Die einzelnen Abschnitte dieses Berichtes wurden von verschiedenen Mitarbeitern des Instituts für Rundfunktechnik (IRT), München, verfaßt. Sie sind im folgenden den entsprechenden Abschnitten zugeordnet genannt.

1. Dr.-Ing. Henning Wilkens, Direktor am Institut;
2. Dipl.-Ing. Werner Habermann, stellvertretender Leiter des Fachbereiches Studiotechnik Fernsehen und Prof. Dr.-Ing. Ulrich Messerschmid, Direktor des Instituts;
3. Dipl.-Ing. Rolf Süverkrübbe, stellvertretender Leiter des Fachbereiches Rundfunkversorgung und Sendertechnik und Dr.-Ing. Peter Wolf, Leiter des Referates Nationale und Internationale Beziehungen;
4. Dipl.-Ing. Siegfried Dinsel, Leiter des Arbeitsbereiches Übertragungstechnik Fernsehen und Dipl.-Ing. Rolf Süverkrübbe;
5. Dipl.-Ing. Gerhard Möll, Leiter des Arbeitsbereiches Video-signaltechnik und Dipl.-Ing. (FH) Rolf Hengstler, Redaktionsleiter der Rundfunktechnischen Mitteilungen;
6. Dipl.-Ing. Horst Schachlbauer, Leiter des Arbeitsbereiches Fernsehprogramm-speicherung/Magnetische Bildaufzeichnung und Dr.-Ing. Norbert Mayer, Leiter des Fachbereiches Studiotechnik Fernsehen.

Koordination der Beiträge: Dr.-Ing. Peter Wolf.

Wenn auch das sehr weit in die Zukunft reichende Thema HDTV im Vordergrund stand, kamen dennoch insbesondere auf der Ausstellung die etwas näherliegenden Themen keineswegs zu kurz. Über die Vielfalt der Neuentwicklungen ist schon im letzten Heft dieser Zeitschrift berichtet worden.

Das Montreux-Symposium ist auch dieses Mal zu einem Meilenstein der Weiterentwicklung der Fernseh-technik geworden.

Im folgenden wird, gegliedert in die Themenkreise

- Fernsehen hoher Auflösung (HDTV)
- Rundfunk- und Verteilsatelliten
- Kabelfernsehen (CATV)
- Fernsehproduktionstechnik
- Digitale Studio- und Aufzeichnungstechnik,

zusammenfassend über die Vorträge des Symposiums berichtet. Im Text wird dabei auf die Originalvorträge verwiesen, deren Autoren zusammen mit dem genauen Vortragstitel am Ende jedes Themenkreises angegeben sind. Auf diese Weise hat der interessierte Leser die Möglichkeit, den einen oder anderen Vortrag in den vom Montreux-Veranstalter herausgegebenen „Symposium Records“ nachzulesen.

2. Fernsehen hoher Auflösung (HDTV - High Definition Television)

2.1. HDTV-Demonstrationen

Die bei früheren Anlässen gezeigten Beispiele von HDTV-Produktionen stammten von der japanischen Rundfunkorganisation NHK - von der bekanntlich auch der Anstoß zur technischen Realisierung eines HDTV-Systems kam - und von amerikanischen Produktionsfirmen, unter anderem von der Rundfunkorganisation CBS, die sich als Promotor von HDTV einen Namen machte. Sie regte auch die ersten HDTV-Produktionsversuche auf europäischem Boden an, die von der SRG (Schweiz), der SFP (Frankreich), dem ORF (Österreich), der BBC (England), der TTS (UdSSR) und der RAI (Italien) durchgeführt wurden. Zur Verfügung stand ein von japanischen Firmen bereitgestellter Gerätepark, der nach dem von der NHK verwendeten HDTV-System mit 1125 Zeilen und 60 Halbbildern arbeitet. Ziel des Experimentes war es, auf breiter Basis bei voneinander unabhängigen Rundfunkorganisationen mit unterschiedlichem Arbeitsprinzip und Personal, bei abweichenden Programmvorgaben und Aufnahmebedingungen Erfahrungen mit diesem neuen Medium zu sammeln.

Die Ergebnisse, die einem zahlreichen, äußerst interessierten Publikum - war doch HDTV eines der Schwerpunktthemen dieses Symposiums - gezeigt wurden, waren beeindruckend. Sie reichten vom Festival du Jazz Montreux (produziert von der SRG) über Show Concert (BBC), Impressionen aus Paris (TDF), Karnevalszenen in Venedig im Stile der Commedia dell'arte (RAI) bis zur Inszenierung der Zaubrerflöte anlässlich der Salzburger Festspiele (ORF) und dem in Leningrad mit dem Kirow-Ensemble aufgenommenen Ballett „Dornröschen“ nach der Musik von Tschaikowsky (TTS). Repräsentanten der produzierenden Organisationen gaben jeweils in einer kurzen Stellungnahme ihre Eindrücke, Zustimmung oder

Vorbehalte der neuen Technik gegenüber zu erkennen, wobei vor allem über die wegen des erhöhten Lichtbedarfs weit geöffneten Blenden und die deshalb geringe Tiefenschärfe Klage geführt wurde. Zusätzlich wurde vermerkt, daß die optimale Einstellung dieses geringen Schärfebereiches in die gewünschte Bildebene deswegen Schwierigkeiten machte, weil auf dem kleinen Kamera-kontrollmonitor das Erreichen der mit HDTV erzielbaren Schärfe gar nicht beurteilt werden konnte.

Die Beleuchtungsstärke in der Szene wurde mit 800 bis 1000 lx angegeben. 2000 lx würden die Arbeit einfacher machen, doch dürften der Erzielung solcher Werte manche betrieblichen Probleme entgegenstehen.

Der Zuschauer konnte an den gezeigten Beispielen erkennen, daß die Kameraführung offensichtlich keinen Einschränkungen unterworfen ist und im Gegenteil neue Möglichkeiten geboten werden. Bei der Szenengestaltung ist jedoch der zur Wiedergabe verwendete große Bildschirm und der kleinere Betrachtungsabstand zu beachten, durch die großflächige schnelle Bewegungen in der Szene oder auch schnelle Kameraschwünge leicht irritierend wirken. Das dem Blickwinkel der Augen besser angepaßte Bildformat mit dem Seitenverhältnis von 5 : 3 sollte nicht in der gesamten Breite der Darstellung des Handlungsablaufs verwendet werden; die Randzonen sollten vielmehr das in der Bildmitte ablaufende Geschehen ergänzen und unterstützen. Erstaunlich war, daß bei Theaterproduktionen mit einem in unveränderter Totale aufgenommenen Bühnenraum nicht das Gefühl einer langweiligen Einstellung aufkam, vielmehr das Auge den in der Szene agierenden Schauspielern folgte und die Vorstellung entstand, eine Theateraufführung von einem festen Sitzplatz aus zu verfolgen. Der hohe Detailreichtum und der vergrößerte Blickwinkel der Darstellung sowie das Fehlen von Störeffekten, wie Zeilenstruktur, Zeilenflimmern, Großflächenflackern, führt zu einem sehr befriedigenden und realistischen Bildeindruck.

Als Resümee der anlässlich des Symposiums durchgeführten HDTV-Demonstrationen muß man zugestehen, daß ein Fernsehsystem hoher Auflösung für eine Vielzahl von Programmarten eine Bereicherung darstellen kann und daß dieses Medium den Zuschauer mehr als das im heute verwendeten Fernsehstandard Gebotene in seinen Bann zieht. Bei der Erfüllung des Wunsches nach einem derartigen System steckt allerdings der Teufel wie immer im Detail, und die offenstehenden Fragen konnten auch durch diese überzeugende Präsentation nicht beantwortet werden. Sie waren Gegenstand der Vorträge und Diskussionen während der folgenden Sitzungen: Wo sind geeignete Übertragungskanäle mit ausreichenden Bandbreiten? Was ist die optimale Bildschirmgröße und wie realisiert man sie? Lassen sich für den Empfänger ein attraktiver Preis und sinnvolle Abmessungen erzielen? Und vor allem die für den Rundfunk dringendste Frage, wie man die erheblichen Investitionskosten bestreitet, die bei der Einführung eines neuen Fernsehstandards die Folge sind.

2.2. HDTV-Systeme

Seit mehr als dreißig Jahren existiert in Europa der 625/50-F Fernsehstandard, beinahe 20 Jahre lang erhöht die Farbe die Realität des auf dem Bildschirm Gebotenen. Wenn in dieser Zeit Klagen über mangelnde Qualität laut geworden sind, dann hatten sie sicher Fehler bei der Aufnahme, Übertragung oder Wiedergabe zur Ursache, nicht aber den Fernsehstandard als solchen. Deshalb muß man sich angesichts der gegenwärtig zu beobachtenden Aktivität in Sachen „Hochauflösendes Fernsehen“ fragen, woher die plötzliche Unzufriedenheit kommt und der Wunsch, das bewährte Alte durch Neues

und Besseres, aber auch Teureres zu ersetzen oder wenigstens zu ergänzen.

Der Grund wird in der gegenwärtigen Entwicklung auf dem gesamten Kommunikationssektor gesehen. Ermöglicht durch die technische Evolution und getragen von dem Wunsch nach einem grenzüberschreitenden Informationsaustausch auf einer Vielzahl von auf ein weltweit akzeptiertes Format abgestimmten Verteilwegen erwartet man eine Revolution im Nachrichtenverkehr im allgemeinsten Sinne (1). Wenn auch der Berichterstatter mit der auf diesem Gebiet derzeit zu beobachtenden Hochstimmung nicht konform geht: die Verwandlung des heute rein passiv, vorwiegend der Unterhaltung dienenden Bildschirms zum interaktiven, viele Lebensbereiche erfassenden Informationsterminal wird begeistert erwartet. Erziehung, Führung des privaten Haushalts, Literatur, Zeitungen, persönliche Post, selbst die tägliche Büroarbeit sollen vom häuslichen Informationszentrum aus per Knopfdruck erledigt werden. In diesem Zusammenspiel von Ideen ist der Ruf nach einem verbesserten und entsprechend seiner zentralen Bedeutung im Lebensablauf den Benutzer stärker einbeziehenden Fernsehsystem nur eine einzelne, aber dominierende Stimme.

Es gibt viele Gründe, die gegen die Einführung eines durch wesentlich erhöhten Aufwand verbesserten Fernsehsystems sprechen. Der vielleicht naheliegendste ist die Frage, ob es in einer Zeit weltweiter wirtschaftlicher Rezession nichts Wichtigeres zu entwickeln und dem Publikum anzubieten gibt als ein neues Bildübertragungsverfahren. Die auf diese Frage gegebene, den Bericht nicht ganz befriedigende Antwort lautete, daß die technische Evolution unabhängig gesehen werden sollte von der Situation auf anderen Gebieten; bildet sie doch die Basis auch für die wirtschaftliche Entwicklung in der Zukunft. Und das Publikum hat noch immer – die Einführung des Farbfernsehens und der Erfolg der Heimvideorecorder bestätigen das – akzeptiert, was eine augenfällige Verbesserung des bestehenden Zustandes war.

Man sollte bei den Überlegungen davon ausgehen, daß die Einführung eines HDTV-Dienstes zwar nicht unmittelbar vor der Tür steht, aber bis zum Ende dieses Jahrzehnts Realität werden könnte: Japan wird bereits Anfang 1984 über einen Rundfunksatelliten verfügen, und die NHK plant HDTV-Versuche über diesen Satelliten. Die Vorarbeiten in Japan haben bewiesen, daß HDTV machbar ist, und sowohl bei der Union der Europäischen Rundfunkorganisationen (UER) als auch in Amerika sind Aktivitäten im Hinblick auf eine Standardisierung eines HDTV-Systems gestartet worden: die Technische Kommission der UER hat eine Spezialistengruppe (V1/HDTV) mit den Untersuchungen beauftragt, die vor allem dadurch erschwert sind, daß für den europäischen Bereich auf lange Sicht keine geeigneten Übertragungskanäle zur Verfügung stehen. Die Verteilung über bestehende, terrestrische Strecken scheidet aus Gründen der zu geringen Bandbreite aus. Sieht man vom Kabel ab, das nicht in der Verantwortlichkeit der Rundfunkorganisationen liegt, so bleibt nur der Satellit. Der entsprechende Frequenzbereich (12 GHz) wurde für die Regionen 1 (Europa, Afrika) und 3 (Asien) anlässlich der Weltweiten Funkverwaltungskonferenz (WARC) 1977 unter der Voraussetzung von Kanälen mit konventioneller Bandbreite geplant, wobei jedem Land fünf frequenzmäßig nicht zusammenhängende Kanäle zugesprochen wurden. Eine einfache Zusammenfassung von Kanälen zur Verbreiterung des Übertragungsbandes scheidet also aus. Drei Auswege bieten sich an:

- Die spektrale Aufteilung der HDTV-Signalkomponenten auf zwei oder mehr Kanäle auf der Sendeseite und ihre Wiederaussetzung im Empfänger ist eine Methode, die vor allem dann anzustreben ist,

wenn die Übertragungskanäle nicht ausschließlich für HDTV genutzt werden sollen und Kompatibilität mit normalem Empfang notwendig ist. Diese Methode steht in Analogie zur zweikanaligen Stereobildübertragung (3DTV), die von der UER als Sonderform des HDTV angesehen wird.

- Durch optimale Ausnutzung der Möglichkeiten eines Fernsehsystems läßt sich der Bandbreitebedarf minimieren. Außerdem kann durch eine veränderliche, von der momentanen Bewegung im Bild abhängige, räumlich/zeitliche Filterung des Signals die gegebene Kanalkapazität bei stationären Bildern für eine erhöhte räumliche Auflösung, bei bewegten Bildern für eine verbesserte Bewegungsauflösung genutzt werden. NHK stellte hierzu ihr „Frame Conversion Fineness Enhanced“-System (FCFE) vor (2), das durch Verwendung eines Bildspeichers im Empfänger ein mit Zeilensprung übertragenes Bild progressiv abgetastet (d. h. ohne Zeilensprung) darstellt. Darüber hinaus wird die erwähnte bewegungsadaptive Filterung angewandt und so bei gegebenem Betrachtungsabstand ohne Qualitätsverlust bei entsprechend reduzierter Zeilenzahl die Bandbreite um 35 % verringert.
- Die digitale Übertragung von HDTV-Signalen ist nur sinnvoll bei gleichzeitiger Bitratenreduktion auf 1/3 bis 1/4 des Ausgangswertes. Durch Redundanzverminderung innerhalb eines Bildes (Intraframe-Coding) läßt sich dies erreichen. Weitergehende Reduktion ist nur möglich, wenn auch die in aufeinanderfolgenden Bildern enthaltene Redundanz beseitigt wird (Interframe-Coding). Hierdurch kann die Bitrate auf 100 Mbit/s gesenkt werden.

Die angesprochenen Methoden machen auf der Empfangsseite einen mehr oder weniger großen apparativen Aufwand erforderlich, der integriert in jeden einzelnen Empfänger die Kosten entsprechend erhöht. Der Vorschlag ist deshalb naheliegend, den Aufwand in eine einzige Empfangskopfstation zu verlegen und die abgesetzten Empfänger breitbandig über Kabel – vorwiegend Lichtwellenleiter – mit dem dekomprimierten, wieder aufbereiteten, decodierten Signal zu versorgen. Ausreichende Übertragungsentfernungen von einigen Kilometern ohne Zwischenstation bei Bandbreiten von 30 MHz sind sowohl mit LEDs als auch mit Laserdioden erreicht worden (3).

Außer dem 12-GHz-Bereich kämen beim Satellitenrundfunk für die Region 1 (Europa, Afrika) nur noch das 40-GHz- und das 80-GHz-Band in Frage. Für beide fehlen praktische Erfahrungen; bekannt ist die beträchtliche Abhängigkeit der Ausbreitungsbedingungen von meteorologischen und atmosphärischen Einflüssen. In der Region 3 (Asien) steht das 20-GHz-Band zur Verfügung, das in der Region 1 anderen Diensten vorbehalten ist. Man will versuchen, es auch in Europa für Rundfunkanwendungen freizubekommen.

Am einfachsten erscheint die Situation in der Region 2 (Amerika), wo die „Verplanung“ der Satellitenfrequenzen erst beginnt. Es ist vorgesehen, zusammenhängende Kanäle für die Übertragung von HDTV-Signalen zu nutzen. Ein von mehreren amerikanischen Normungsgremien getragenes „Advanced Television Systems Committee“ (ATSC) will versuchen, die einzelnen Vorschläge für verbesserte Fernsehsysteme zu koordinieren. Dabei soll in Stufen vorgegangen werden:

1. Ausnutzung der dem jetzigen NTSC-System inhärenten Qualitätsreserven durch verbesserte Codierung und Decodierung,
2. Ausschöpfen der Reserven des 525/60-Fernsehstandards bei gleichzeitigem Übergang auf Komponentenübertragung,
3. Einführung eines HDTV-Systems.

Angesichts dieser reichlich unterschiedlichen Ausgangspositionen erscheint es fraglich, wie die immer wieder geäußerte Forderung nach einem „weltweit einheitlichen HDTV-Standard“ verwirklicht werden soll – eine an sich verständliche Forderung, wenn man die mit Satelliten gegebene grenzüberschreitende Versorgung berücksichtigt. Man hat vorgeschlagen, über einen Produktionsstandard, einen Übertragungsstandard und einen Wiedergabestandard nachzudenken. Diese Standards müssen nicht unbedingt übereinstimmen, sollten aber leicht ineinander überführbar sein. Anzustreben wäre, daß wenigstens der Produktionsstandard weltweit einheitlich ist. Dieser Standard sollte ohne Farbträger arbeiten und für die HDTV-Signale die Komponentenform vorsehen. Zu den für den Übertragungsstandard zu erwartenden unterschiedlichen Zeilenzahlen ein geeignetes Vielfaches im Produktionsstandard zu finden, dürfte bei den heutigen technologischen Möglichkeiten nicht schwierig sein. Eine hohe Zeilenzahl als Ausgangswert erleichtert zwar den Übergang auf voneinander abweichende Zeilenzahlen bei der Übertragung, ist aber wegen der daraus resultierenden hohen Abtastfrequenzen schwer zu realisieren. Die Wandlung der Zeilenzahl auch durch komplizierte Interpolationsalgorithmen kann sich als die einfachere und billigere Methode erweisen. Problematisch ist der Unterschied in den Teilbildfrequenzen 50 Hz und 60 Hz, da deren Erzeugung aus einem geeigneten gemeinsamen Ausgangswert erheblichen Filter- und Speicheraufwand erfordert. Das in Amerika zu beobachtende Interesse an der Verwendung des HDTV-Prinzips für die elektronische Produktion von Kinofilmen (Electronic Cinematography) verlangt zusätzlich die Berücksichtigung der 24-Hz-Bildfrequenz. Es ist ferner darauf zu achten, daß ein Produktionsstandard auch auf die Individualverteilwege (Kassette und Platte) adaptierbar sein sollte, bei denen eine Einheitlichkeit des Standards ebenfalls wünschenswert wäre. Dazu in Opposition steht die Forderung nach Kompatibilität mit konventionellen Systemen, die zwar von einigen Teilnehmern bei der Podiumsdiskussion als zweitrangig bezeichnet wurde, von anderen jedoch für unabdingbar gehalten wird.

Neben der Attraktivität eines zukünftigen HDTV-Programms und neben einer überzeugenden technischen Qualität wird die Ausführung eines HDTV-Empfängers sicher eine bedeutende Rolle für die Akzeptanz dieses Mediums durch das Publikum spielen. Nur ein Bildschirm mit einer Fläche größer als ein Quadratmeter kann die Vorteile von HDTV voll zur Geltung bringen. Die gegenwärtig einzig praktikable Methode ist die Projektion. Die bisher erzielbare geringe Schirmhelligkeit erfordert neben Abdunklung des Beobachtungsraumes einen starren Schirm mit Richtwirkung. Die Projektionsgeräte selbst überschreiten zur Zeit noch beträchtlich die für Wohnräume zumutbare Größe, doch waren in der Ausstellung Tendenzen zur Verkleinerung zu sehen. Die Projektion mittels Lichtsteuerventil zeigt zwar noch typische Fehler und hohen Preis; von der Kleinheit des Gerätes und von der Lichtleistung her entspräche sie aber der Wunschvorstellung. Andere Ausführungsformen des flachen Bildschirms (Gasentladung) sind noch nicht über das Laborstadium hinausgekommen. Ein Vorteil dieser Verfahren wäre, daß der einzelne Bildpunkt für etwa 90 % der Bildabastperiode zum Aufleuchten gebracht werden kann und die Helligkeit nicht wie beim Schreiben mit Elektronenstrahlen rasch exponentiell abklingt. Bereits bei einer Wiederholfrequenz von 40 Hz kann so ein flackerfreies Bild erzeugt werden, was für zukünftige Standardisierungsbemühungen von Bedeutung wäre.

Alles in allem: HDTV ist sicher nicht das Normalfernsehen von morgen und übermorgen. Seine Realisierung wird noch manche Überlegungen und technische

Entwicklungen voraussetzen. Es könnte jedoch ein Medium darstellen, für das sich die Anstrengungen lohnen.

2.3. HDTV und Fernsehen mit erhöhter Bildqualität (Enhanced TV)

Während hochauflösendes Fernsehen (HDTV) in jedem Fall ein Fernsehsystem voraussetzt, das mit deutlich höherer Zeilenzahl arbeitet als die existierenden 525- bzw. 625-Zeilen-Systeme, bedeutet der im angelsächsischen Sprachraum verwendete Begriff „Enhanced TV“ Fernsehsysteme mit erhöhter Bildqualität auf der Basis der bestehenden 525- bzw. 625-Zeilen-Normen.

Von den insgesamt sieben Vorträgen beschäftigte sich nur einer mit HDTV im engeren Sinn (9), und zwar mit den Entwicklungsrichtlinien für eine HDTV-Kamera. Dabei wurde die Wahl eines speziell für HDTV entwickelten 1-Zoll-Satikons mit magnetischer Fokussierung und elektrostatischer Ablenkung begründet, der Schaltungsentwurf für die benötigten Breitbandschaltkreise hoher Stabilität erläutert und ein besonders rauscharmer Vorverstärker mit 30 MHz Bandbreite sowie die Eigenschaften des verwendeten Zoomobjektives beschrieben.

Die übrigen Vorträge galten einerseits der Verbindung von HDTV mit Systemen erhöhter Bildqualität und andererseits den Möglichkeiten der Gestaltung von HDTV-tüchtigen Heimgeräten für Speicherung und Wiedergabe. Die kompatible Verbesserung der existierenden Fernsehsysteme (625/50 und 525/60) bildete dabei einen Schwerpunkt in drei Beiträgen (4, 6, 8), wobei insbesondere die dreidimensionale Filterung im Studio und im Heimempfänger mit Hilfe von Bildspeichern zur Verbesserung der Vertikalaufklärung sowie zur Unterdrückung des Großflächen- und des Zwischenzeilenflimmerns eine besonders interessante Forschungsrichtung bildet. HDTV-Technologie könnte auf diese Weise für Produktion und Wiedergabe genutzt werden unter Beibehaltung der Übertragung innerhalb der 625/525-Zeilen-Normen, so daß in kompatibler Weise auch existierende Empfänger mitversorgt werden könnten.

Da sich in Komponentenform übertragene Videosignale besonders gut für derartige Verbesserungen eignen, richten sich die genannten Bestrebungen in erster Linie auf die Satellitenübertragung. Die optimale Codierung der dafür vorgesehenen Multiplexübertragung analoger, zeitkomprimierter Komponenten (MAC) wurde in zwei Beiträgen untersucht (6, 7), wobei auch das Problem einer auf Heimrecorder und Kabelverteilung zugeschnittenen speziellen Komponentencodierung (Timeplex) betrachtet wurde. Für die Transcodierung von MAC nach Timeplex wurden dabei zwei Vorschläge erläutert, die sich insbesondere durch die Art der Tonübertragung – frequenzmodulierter Unterträger oder RF-Multiplex – unterscheiden.

Ein weiterer Beitrag (5) behandelte vor allem die Möglichkeit, breitbandige Signale auf CED-Bildplatten (Capacitance Electronic Disk) aufzuzeichnen. Die Analyse der Plattenoberfläche unter dem Elektronenmikroskop zeigt mögliche Reserven an Speicherdichte. Ein Schlüsselproblem des hochauflösenden Fernsehens und des Fernsehens mit erhöhter Bildqualität bildet die Entwicklung von Heimempfängern für größer wiedergegebene Bilder. Nach dem heutigen Stand der Technik kommen dafür, wie bereits erwähnt, nach wie vor nur Projektionsempfänger in Frage (4, 10), die entweder mit Kathodenstrahlröhren oder nach dem Prinzip des steuerbaren Lichtventils arbeiten. Für das zuletzt genannte Prinzip mit Einröhrentechnik, Ölfilmmodulation über den schreibenden Elektronenstrahl und Projektion über Schlierenoptik wurden die in jüngster Zeit erreichten Fortschritte beschrieben. Im Rahmen der HDTV-Demonstration auf der Ausstellung konnte die mit dem Lichtventil erreichte Bildqualität abgeschätzt werden.

In der anschließenden Diskussion am Runden Tisch wurde insbesondere auf die Leistungsfähigkeit des 35-mm-Films im Zusammenhang mit HDTV-Produktionen (11), auf die Digitalverarbeitung im Fernsehempfänger (12) und auf die denkbaren Verfahren der Kabelverteilung von HDTV-Signalen (13) eingegangen. Dabei handelte es sich um Themen, die im Tagungsband in Form sogenannter „Supporting Papers“ ausführlicher dargestellt sind.

- (1) G. Waters, Irland:
High Definition Television — A broadcaster's perspective.
- (2) T. Fujio, S. Shigeta, Japan:
Technical considerations on the single HDTV standard.
- (3) T. Fujio, S. Shigeta, Japan:
Technical problems in the broadcast distribution of High Definition Television.
- (4) C. A. A. J. Grebe, Niederlande:
Hi-Fi TV, its limitations and possibilities.
- (5) K. H. Powers, USA:
Alternatives to broadcast distribution of HDTV.
- (6) T. J. Long, Großbritannien:
Why HDTV?
- (7) K. P. Wendler, Bundesrepublik Deutschland:
Optimization of time division multiplex coding (Tdm) for transmission and recording considering the parameters of the resulting picture quality.
- (8) M. Achiha, K. Ishikura, T. Fukinuki, Japan:
A motion adaptive high definition converter for NTSC colour TV signals.
- (9) T. Nakamura, Y. Suzuki, Japan:
Design considerations for a HDTV camera.
- (10) T. True, A. P. Haase, USA:
The new Talaria television projector for HDTV.
- (11) M. Kriss, J. Liang, USA:
Today's photographic imaging technology for tomorrow's HDTV system.
- (12) H. M. Jacobsen, Bundesrepublik Deutschland:
Digital processing of composite and component coded video signals in TV home receivers.
- (13) K. C. Quinton, Großbritannien:
High Definition TV delivery to the home by cable.

3. Rundfunk- und Verteilsatelliten

Ein Frequenzplan für den Satellitenrundfunk im 12-GHz-Bereich (11,7 bis 12,5 GHz) wurde 1977 durch die Internationale Fernmeldeunion (UIT) verabschiedet und trat 1979 in Kraft. Die ersten Rundfunksatelliten werden in Europa aber erst 1985 (Bundesrepublik Deutschland, Frankreich) bzw. 1986 (Großbritannien, Italien) starten. Nicht nur die Technik – insbesondere auf der Empfängerseite – ist inzwischen erheblich fortgeschritten, sondern auch die Übertragungsverfahren für Bild und Ton wurden überdacht. So beschrieb G. J. Phillips (BBC) die wichtigsten dieser Entwicklungen und ging besonders auf das C-MAC-Paketmultiplexsystem und dessen mögliche Einführung als einheitlicher Standard für den Satellitenrundfunk in Europa ein (1).

Zum Thema Verteilsatelliten schilderte D. Pham Tat (TDF) das ECS-System (ECS – European Communication Satellite) und dessen künftigen Einsatz im Eurovisionsnetz (2). Kostensenkungen sind durch diese Umstellung höchstens langfristig zu erwarten. Es ergeben sich jedoch dadurch Vorteile, daß sämtliche Eurovisionsteilnehmer die gleiche Übertragungsqualität erhalten werden und daß zum Beispiel durch den Einsatz transportabler Erdefunkstellen und durch weniger aufwendige Ausbaumöglichkeiten des Netzes eine wesentlich größere Flexibilität erreicht wird. Nachteile bestehen vor allem bei

unilateralen Verbindungen und bei Übertragungsverkehr zwischen Nachbarländern. Für diese Fälle ist ein Satellitensystem nicht optimal, und eine Anzahl von terrestrischen Strecken muß daneben bestehen bleiben oder für gelegentliche Nutzung jeweils angemietet werden.

In der anschließenden Podiumsdiskussion trug jeder der Teilnehmer seine Gedanken zu Teilaspekten des Satellitenrundfunks oder der Programmverteilung über Satelliten vor. Die allgemeine Diskussion ergab etwa folgendes Bild:

Die Anwendungsbereiche von Satellitenrundfunk (Individual- und Gemeinschaftsempfang) und von Verteilsatelliten (Einspeisung in Kabelkopfstationen) nähern sich immer weiter an. Beides sind jedoch unterschiedliche Dienste, deren Trennung aufrechterhalten werden sollte. Die Empfangbarkeit von Verteilsatelliten praktisch durch jedermann (USA) macht in Zukunft eine geeignete Verschlüsselung (Scrambling) der Signale erforderlich. Darüber wurde auch in zwei getrennten Vorträgen berichtet (7, 8). Für die Aussendung künftiger HDTV-Signale über Satelliten werden unterschiedliche Verfahren betrachtet. In den USA denkt die CBS an die Verwendung zweier Satellitenkanäle im 12-GHz-Bereich mit einem teilweise kompatiblen Verfahren (siehe auch Abschnitt 2.2.). In Japan wird die Verwendung des Frequenzbereiches bei 22 GHz favorisiert. Dieser Bereich wäre auch in Europa interessant, ist in dieser Region jedoch nicht verfügbar. Für die nahe Zukunft kommt besonders in Europa einem einheitlichen verbesserten Übertragungsverfahren für Bild und Ton (C-MAC-PACKET) eine große Bedeutung zu. Auch in den USA und in Kanada besteht hieran großes Interesse. Der erste amerikanische Lizenzträger für den Satellitenrundfunk, die STC (Satellite Television Corporation), beabsichtigt, ein MAC-ähnliches Verfahren anzuwenden. In Japan, das den operationellen Satellitenrundfunk bereits 1984 aufnehmen will, ist aus Terminrunden schon eine Entscheidung für das System A-NTSC gefallen (NTSC mit digital moduliertem Tonunterträger).

Eine gesonderte Vortragsreihe war der Technik des direkten Satellitenrundfunks gewidmet, wobei in mehreren Vorträgen besonders auf die eigentlichen Satelliten (das sogenannte Raumsegment) und auf die Empfangstechnik eingegangen wurde. In Japan sind wegen des frühen Beginns des operationellen Satellitenrundfunks (1984) die Pläne schon besonders weit gediehen (4). Der erste operationelle Rundfunksatellit trägt dort die Bezeichnung BS-2. Tatsächlich besteht BS-2 aus zwei Satelliten, BS-2a und BS-2b, wobei einer von beiden als Reservesatellit im Orbit ist. Das BS-2-System ist für die Ausstrahlung von zwei Fernsehprogrammen der NHK ausgelegt. Die Sendeleistung wird pro Kanal 100 W betragen. Die Empfangsspiegel müssen damit einen Durchmesser von mindestens 1 m aufweisen. Die Satelliten BS-2 sollen mit einer japanischen Rakete mit Namen N-II in den Orbit gebracht werden. Die dreistufige N-II ist eine Weiterentwicklung der amerikanischen Thor-Delta-Rakete. Die Lebensdauer der BS-2-Satelliten ist auf 5 Jahre berechnet. Etwa im Jahre 1988 soll das Nachfolgesatellitensystem BS-3 gestartet werden, das dann je Kanal eine Sendeleistung von 200 W haben wird.

In Großbritannien soll der operationelle Satellitenrundfunk 1986 mit dem Satellitensystem UNISAT beginnen (3). Auch hier sind zwei Satelliten – einer davon als Reserve – vorgesehen. Bemerkenswert ist, daß die Nutzlast von UNISAT aus zwei Teilen besteht, von denen der eine als Rundfunksatellit und der andere als Verteilsatellit arbeiten wird. Der für den direkten Satellitenrundfunk vorgesehene Teil von UNISAT wird wie beim japanischen BS-2 aus zwei Fernsehkanälen mit je 27 MHz Bandbreite bestehen, die jeweils mit 230 W

strahlen. Jeder der beiden 27-MHz-Transponder ist zweifach vorhanden. Als Verteilsatellit besitzt UNISAT sechs Transponder mit je 30 W Leistung, von denen jeweils vier gleichzeitig in Betrieb sein können. Die Bandbreite dieser Transponder beträgt 36 MHz im 14/12-GHz-Band. Die Antennen dieses Satellitenteils kann man so ausrichten, daß Nordamerika und Europa erreicht werden. Ebenso wie der deutsche und der französische Rundfunksatellit (TV-SAT und TDF-1) soll UNISAT mit der ARIANE-Rakete in den Orbit befördert werden. Es ist aber auch an einen Transport mit dem Space Shuttle gedacht.

Zwei Vorträge (5, 6) befaßten sich mit den Problemen des Empfangs von Rundfunksatelliten. Grundsätzlich besteht eine Satellitenempfangsanlage aus folgenden Elementen:

- Antenne,
- Umsetzer 12/1 GHz (down converter, outdoor unit),
- Vorsatzgerät (indoor unit) zum
- Heimempfänger.

Während die sogenannte „outdoor unit“ unmittelbar an der Antenne montiert ist und die 12-GHz-Empfangssignale in einen Frequenzbereich um 1 GHz (0,95... 1,75 GHz) umsetzt, hat die „indoor unit“ die Aufgabe, den gewünschten Satellitenkanal zu selektieren, das radiofrequente Signal zu demodulieren und dann so aufzubereiten, daß es über einen herkömmlichen PAL- oder SECAM-Heimempfänger wiedergegeben werden kann. Hier scheint ein wesentliches Problem zu liegen. Die verbesserte Bild- und Tonqualität, die beispielsweise das in der Diskussion stehende C-MAC-System liefert, kann nämlich nur dann optimal genutzt werden, wenn in der „indoor unit“ nicht wieder nach PAL oder SECAM remoduliert werden muß. Das bedeutet, daß vorhandene Empfänger mit separaten RGB- und Audioeingängen ausgerüstet sein müssen oder daß die „indoor unit“ in einen neuen „Satellitenheimempfänger“ integriert wird, der dann quasi „nebenbei“ auch noch die terrestrischen PAL- oder SECAM-Signale empfangen kann.

Ein weiteres Problem ist die Übertragung der Satellitensignale über Gemeinschaftsantennen- und Kabelanlagen. Die Frequenzbandbreite der Satellitenkanäle ist mit 27 MHz nämlich bedeutend höher als die der bisherigen terrestrischen Fernsehkanäle, die zwischen 7 MHz und 8 MHz liegt.

Bei der folgenden Podiumsdiskussion wurde besonders nach den Kosten einer Satellitenheimempfangsanlage gefragt. Da noch nicht einmal die Übertragungsnorm endgültig festgelegt ist, war verständlicherweise niemand bereit, konkrete Zahlen zu nennen.

Kontrovers wurde die Frage nach einem Satelliten diskutiert, der das gesamte Europa mit Fernsehprogrammen versorgen könnte. Die Vertreter der europäischen Raumfahrtbehörde ESA schlugen dafür die Nutzung eines Verteilsatelliten vor, der wegen seiner geringen Leistungsflußdichte jedoch relativ große Empfangsantennen mit einem Durchmesser von etwa 1,8 m erforderlich macht und deshalb wohl nur für den Empfang in Gemeinschaftsantennen- oder Kabelanlagen geeignet wäre. Demgegenüber vertrat ein Sprecher der UER den Standpunkt, daß auch ein paneuropäischer Satellit als Rundfunksatellit ausgelegt werden müsse, damit ein Individualempfang ohne Probleme möglich ist.

Der Montreux-Tagungsband enthält zum Thema Satellitentechnik auch noch eine Reihe von sogenannten „Supporting Papers“, die während der Veranstaltung nicht vorgetragen wurden. Diese Beiträge befassen sich mit folgenden Themen:

- Verteilsatelliten für Europa (9, 10),
- Wanderfeldröhren hoher Leistung (12),

- Auswirkungen einer neuen Satellitenübertragungsnorm (14, 15),
 - Empfangstechnik (11, 13).
- (1) G. J. Phillips, Großbritannien:
Developments in systems for direct broadcasting by satellite at 12 GHz.
 - (2) D. Pham Tat, Frankreich:
The use of a satellite for Eurovision.
 - (3) R. D. McQueen, Großbritannien:
UNISAT — United Kingdom direct broadcasting satellite.
 - (4) K. Yabashi, Japan:
Technical aspects of satellite broadcasting in Japan.
 - (5) I. Shepherd, Frankreich:
Direct reception of television programmes — Broadcast by satellite — Consumer orientated.
 - (6) S. J. Greenhalgh, S. Day, Großbritannien:
Technology for direct broadcasting satellite receivers — Present and future.
 - (7) Q. A. Hoang, Frankreich:
The Memory Card — Its possible use to Pay TV satellite broadcasting.
 - (8) P. A. Heimbach, USA:
Securing a satellite distributed television signal.
 - (9) D. L. Brown, J. G. Chaplin, H.-H. Fromm, ESA:
VIDEOSAT — An optimum method for satellite distribution of Pan-European TV programmes.
 - (10) L. Blonstein, T. Morfett, Großbritannien:
OLYMPUS — A European spacecraft for 12 TV channels.
 - (11) J. G. Chaplin, H.-H. Fromm, ESA; G. C. Monti, F. Mussino, Italien:
European satellite broadcasting — The case for an FM television receiver.
 - (12) G. Firmain, Frankreich:
Traveling-wave tubes for direct TV broadcasting satellites.
 - (13) G. Begemann, K. Lohse, J. Göhler, Bundesrepublik Deutschland:
OTS receiver system considerations and measurements with regard to TV-SAT and ECS.
 - (14) M. J. Geninet, Frankreich:
Latest DBS developments in France.
 - (15) D. Garrod, Großbritannien:
Design of 12 GHz satellite broadcasting receiver to new TV standards.

4. Kabelfernsehen (CATV)

Mit über 40 Beiträgen war die zweitägige Vortragsreihe über Kabelfernsehen wegen ihrer Aktualität die umfangreichste. Neben der unterschiedlichen Philosophie — bedingt zum Teil durch die verschiedenen gesetzlichen und medienpolitischen Zielsetzungen in den einzelnen Ländern — zeigen sich auch große Unterschiede beim Entwicklungs- und Ausbauzustand von CATV-Anlagen in den einzelnen Ländern. Es gibt bedeutende Industrieländer, die in der ersten Ausbaustufe stehen; andere haben bereits bis 80% der Haushalte an Kabelanlagen angeschlossen. Im immer gut gefüllten Vortragssaal wurden Probleme der Gegenwart (Gerätetechnik, Verteilanlagen, Netzstrukturen), Probleme für die nächsten Jahre (Glasfaser, Pay-TV, Rückkanäle, Scrambling) und auch Themen, die erst in den 90er Jahren aktuell werden (integrierte Breitbandnetze, BIGFON), behandelt und diskutiert.

4.1. CATV-Verteilnetze

Die Beiträge (1) bis (3) behandelten die verschiedenen Möglichkeiten der Verteilung von CATV-Signalen über Glasfasern. Zum Beispiel Frequenzmodulation auf Glasfasern (1), wobei 6 FS-Kanäle mit CATV-Standardqualität übertragen werden. Eine Laserdiode versorgt bis zu

16 Teilnehmer. Analoge Modulation auf Glasfasern (2) wurde im Labor erprobt, und zwei Fernsehkanäle hoher Qualität wurden auf 7 km Länge ohne Verstärker übertragen. Der Vortrag (3) beschrieb die 1982 installierte Glasfaserstrecke in Altdorf/Schweiz. Vortrag (4) gab einen Überblick über die von der britischen Regierung (UK Home Office) geplanten Ausbau- und Einführungsstrategien für Kabelanlagen. Ein neuer CATV-Korrekturverstärker wurde in (5) vorgestellt. Mit zwei Pilotträgern werden Amplituden- und Gruppenlaufzeitfehler automatisch korrigiert. Damit wird eine deutlich bessere Übertragungsqualität erreicht. Die Verteilung von Rundfunk- und Fernsehsatellitensignalen hatte der Vortrag (6) zum Inhalt. 16 hochwertige digitale Stereokanäle werden über einen Satellitentransponderkanal übertragen und auf Kabelanlagen in digitaler Form in zwei FS-Kanälen (14 MHz) zum Teilnehmer geführt. Ausführlich wurde über das C-MAC-System berichtet. Dabei diskutierte man über die notwendige Bandbreite der C-MAC-Signale auf Kabelanlagen und über einen Vorschlag für eine gemeinsame C-MAC-Norm für Satelliten, Kabel und terrestrische Sender. Neue Satellitenprogramme werden in größerem Rahmen sicherlich zuerst Kabelteilnehmern zur Verfügung gestellt. Die Frage der Satellitennorm sollte deshalb mit Rücksicht auf eine Kabelverteilung ohne Qualitätseinbuße vorgenommen werden.

In der anschließenden Podiumsdiskussion kamen weniger die technischen als mehr die ökonomischen Aspekte beim Vergleich Glasfaser/Koaxialkabel sowie Stern- oder Baumstruktur zur Sprache. Infolge des in verschiedenen Ländern weit fortgeschrittenen Ausbaus von CATV-Systemen wird es alle möglichen Zwischenlösungen und Endausbaustufen geben. Keine Einigkeit gab es bei der Frage, ob Glasfasersysteme ökonomisch überwiegend für große Strecken, für kleine oder für beide geeignet sind.

Von den „Supporting Papers“ beschreibt ein Beitrag aus den USA die Nutzung von CATV-Anlagen für digitalen Ton- und Datentransfer (7). Eine computergesteuerte Programmverteilung im Mini-Sternsystem ist das Thema eines niederländischen Beitrages (8). Ausführlich vergleicht ein theoretischer Beitrag mit Hilfe statistischer Methoden die Vor- und Nachteile von Kabelnetzen in Baum- und Sternstruktur (9). Optische Übertragung über mehr als 10 km mit analoger und Frequenzmodulation beschreibt (10). Die Glasfaserübertragung mit AM, PM oder PCM ist das Thema des Beitrages (11).

- (1) H. M. Guendner, H. D. Saller, R. Stannard, Bundesrepublik Deutschland; D. Fuller, Großbritannien:
An optical CATV distribution system.
- (2) G. Guekos, H. P. Berger, B. Illi, H. Melchior, Schweiz:
Potentials of fiberoptic multichannel television transmission by analog modulation.
- (3) A. Nöthiger, Schweiz:
Optical trunk links in a CATV network.
- (4) R. F. G. Dennis, Großbritannien:
Cable TV in the UK — Recent developments.
- (5) P. Duerkop, Bundesrepublik Deutschland:
Improving the signal quality in CATV networks by system equalizing amplifiers.
- (6) S. Dinsel, Bundesrepublik Deutschland:
Distribution of satellite signals (TV and sound) on cable networks.
- (7) W. F. Mason, USA:
Growing interest in wideband networks.
- (8) P. F. Jegersma, Niederlande:
DELTA COM 2000 — A mini-star network with selection facilities and computer control.
- (9) K. Brand, Schweiz:
Analysis of a modern CATV system using statistical methods.

(10) J. P. van der Fluit, Niederlande:
Optical transmission over long distances for CATV and CCTV.

(11) W. Roeker, Bundesrepublik Deutschland:
Transmission of wideband signals on optical fibers.

4.2. Neue technische Möglichkeiten auf Kabelanlagen

In den USA wurde für normale Kabelanlagen ein regionales Datenkommunikationssystem entwickelt, das eine Kombination aus analoger, digitaler und Paketmultiplex-Übertragung darstellt und so auf kostengünstige Weise die Nutzung neuer Dienste ermöglicht (1).

Im Kabelnetz der Stadt Singen sind 29 Fernsehkanäle vorgesehen; die Nutzung reicht von Pay-TV über Alarm-signale bis zur zentralen Gas- und Stromablesung (2). Der britische Vorschlag für ein interaktives Kabelsystem (3) arbeitet mit Sternnetzen. Das zentrale Schaltzentrum bedient 64 Haushalte; die Datenübertragung erfolgt in beiden Richtungen mit 2 Mbit/s. Probleme und Lösungsmöglichkeiten für ein teilnehmerfinanziertes Kabelfernsehen schildert ein Schweizer Beitrag (4). Dabei wurden ökonomische, gesetzliche und medienpolitische Fragen diskutiert.

Ein Rückwegverstärkersystem mit fest eingestellten Verstärkungsgraden und das Rauschverhalten in Baumnetzen war das Thema des Vortrages (5). Experimente mit einem Multifunktionssystem (6) zeigen die Probleme der Wirtschaftlichkeit von solchen Anlagen auf. Vor allem die teuren Sternnetze sowie aufwendige Dienste wie Bildtelefon scheinen vorerst aus ökonomischen Gründen uninteressant.

Bei der Podiumsdiskussion traten die unterschiedlichen Meinungen über die Notwendigkeit der vorgeschlagenen neuen Dienste für den normalen Teilnehmer und die Finanzierung noch einmal deutlich hervor. Überwiegend finanzielle Aspekte werden vorerst die Grenzen für das Machbare setzen. Pilotprojekte und ähnliche Testvorhaben sollten jedoch bevorzugt die technischen Möglichkeiten und die Akzeptanz ohne zu starke Betonung der ökonomischen Aspekte untersuchen.

Das „Supporting Paper“ (7) schlägt ein modular aufgebautes Heimterminal mit allen Erweiterungsmöglichkeiten vor. Die CATV-Pilotprojekte der Bundesrepublik Deutschland hat der Beitrag (8) zum Inhalt. Neben technischen Aspekten soll dabei auch die Akzeptanz und die Finanzierung getestet werden. Bis zu 50 FS-Kanäle werden über ein zweiadriges Koaxialsystem übertragen. „Full channel“-Videotext – ein Verfahren, das kaum technische Probleme aufwirft – wird in (9) beschrieben. Eine der Möglichkeiten für die Mehrtonübertragung von FS-Signalen auf Kabelanlagen wird im Beitrag (10) vorgestellt. Das für die USA vorgeschlagene Mehrtonsystem zeigt Störabstandswerte für den Stereoton, die in den meisten europäischen Ländern heute nicht mehr toleriert werden. Ein digitales mikrocomputergesteuertes Kontrollsystem erlaubt Datentransfer in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung (11).

(1) R. P. McNamara, USA:
MetroNet – An overview of a CATV regional data network.

(2) G. Siegle, Bundesrepublik Deutschland:
Narrow band signals in CATV networks.

(3) E. J. Gargini, Großbritannien:
A fully interactive cable television system.

(4) P. Meyrat, Schweiz:
New media in the European media landscape with emphasis on Pay TV.

(5) J. Staiger, USA:
Return system set-up and maintenance.

(6) G. M. Kuyck, Niederlande:
Experiments in multifunctional CATV systems.

(7) A. J. Aukstikalnis, USA:
Communicom – An advanced interactive data communications data system.

(8) D. Schulz, Bundesrepublik Deutschland:
CATV pilot projects in the Federal Republic of Germany.

(9) K. F. James, Großbritannien:
Full channel teletext.

(10) A. B. Best, USA:
The transmission of multichannel television sound through cable systems.

(11) H. Stevens, M. Dury, W. de Leeneer, Belgien:
Digital CATV monitoring system with an extension to additional return channel services.

4.3. Entwicklung der Hausanschlußgeräte

Zwei Vortragende berichteten über die Entwicklung der Hausanschlußgeräte in den USA (1) und in Europa (2). Eines der „Supporting Papers“ befaßt sich außerdem mit der Situation in Japan (3). Die Entwicklung in den USA ist gekennzeichnet durch das vermehrte Interesse an der Übertragung von Sendungen gegen gesonderte Gebühren (pay per view). Dies erfordert zum Schutz gegen unberechtigten Empfang eine Signalverschlüsselung und eine Adressierbarkeit der Heimgeräte, wenn das Netz in Baumstruktur angelegt ist, oder eine fallweise Zuschaltung in Stern- oder Mini-Sternstrukturen. Wenn es möglich sein soll, eine Gebührensending auch erst unmittelbar vor Sendebeginn zu ordern (impulse pay per view), ist ein Rückkanal erforderlich. Es wurde betont, daß die Wirtschaftlichkeit von Systemen mit Rückkanal jedoch noch unerwiesen sei. In den USA ist bisher die Zusammenarbeit zwischen den Herstellern von Empfangsgeräten und den Kabelgesellschaften unzureichend. Die Gerätehersteller bieten sogenannte kabelfähige Fernsehempfänger an. Diese sind zwar mit Tunern für Sonderkanäle ausgerüstet und für Nachbarkanalbetrieb ausgelegt, aber inzwischen haben die Kabelgesellschaften in einigen Fällen die obere Frequenzgrenze ihrer Systeme weiter erhöht und senden teilweise verschlüsselte Signale aus. Aus diesem Grunde benötigt der Konsument im allgemeinen wieder zwei Tuner, einen kabelspezifischen und einen im Empfänger mit teilweise ähnlichen Funktionen. Eine Standardisierung wird zur Zeit angestrebt.

Auch der zweite Vortragende, der über die Entwicklung in Europa referierte, berichtete über die Entwicklung eines adressierbaren, mit Entschlüsselern versehenen Endgerätes, das fernbedienbar, zweiton- bzw. stereofähig und videotextkompatibel ist. Auch hier wird die Möglichkeit zum Rückkanalbetrieb vorgesehen. Das in dem Vortrag herausgestellte Hausanschlußgerät benutzt eine ähnliche Verschlüsselungstechnik für das Basisband wie das derzeit schon bei den Satellitensendungen über OTS eingesetzte System.

In Japan ist die Zahl der Kabelnetze noch sehr klein, eine rasche Entwicklung dieser Netze und damit verbunden der Hausanschlußgeräte wird jedoch erwartet (3).

Zu Beginn der Podiumsdiskussion wurden die „Supporting Papers“ (3) bis (8) von deren Autoren in gekürzter Fassung vorgestellt. Die Diskussion konzentrierte sich dann auf die Situation in den USA. Dabei stand das Interfaceproblem Kabelausgang/Empfängereingang im Vordergrund. Der aktivste Diskussionsredner, I. Switzer, setzte sich für ein modulares Konzept der Hausanlage ein. Dies würde aus einem Monitor mit RGB-Eingang und einem oder mehreren Tunern bestehen, zum Beispiel einem Satellitentuner, einem Kabeltuner, einem für den Empfang terrestrischer Sender und eventuell auch aus einem Tuner für HDTV-Signale.

Gegen das Konzept der Signalverschlüsselung setzte R. B. Stelle die Montage der Kabelendgeräte außerhalb

der Wohnung des Abonnenten (7). Für die zusätzliche Kapazitätserweiterung von Kabelsystemen wurde kurz ein Verfahren zur preisgünstigen 2:1-Kompression der Bandbreite eines NTSC-Signals vorgestellt (8).

- (1) R. M. Rast, USA:
Home terminal development in the USA.
- (2) P. den Toonder, Niederlande:
Home terminal development in Europe.
- (3) T. Narahara, Japan:
Home terminal development in Japan.
- (4) H. Gysel, Schweiz:
Evaluation of receiver properties relevant for operation in CATV networks.
- (5) C. Schepers, Bundesrepublik Deutschland:
Digital CTV chassis concept.
- (6) I. Switzer, USA:
TV receiver compatibility problems.
- (7) R. B. Stelle, L. J. Fox, USA:
The pole-mounted addressable converter — A new angle on addressability.
- (8) S. E. Cutler, USA:
Low cost 2:1 video bandwidth compression — Technique and applications.

4.4. Integrierte Breitbandnetze

Zwei grundlegende Vorschläge zur Struktur von integrierten Breitbandnetzen stammen aus der Bundesrepublik Deutschland (BIGFON, 1) und aus Kanada (ELIE, 2). Es existieren erste Versuchsanlagen und Versuchsnetze; die Einführung in großem Rahmen dürfte jedoch erst am Ende der 80er oder zu Beginn der 90er Jahre aktuell werden.

Bei beiden Systemen erfolgt die Verteilung der Telekommunikationsdienste mit einer Glasfaser über eine Vermittlungszentrale sternförmig zum Teilnehmer. Dienste wie Radio, Fernsehen, Telefon, Bildtelefon, Telex, Daten, Video- und Bildschirmtext usw. können vom Teilnehmer angewählt und auf dessen Glasfaserleitung geschaltet werden. Die Vorteile solcher Breitbandnetze sind die hohe Signalqualität, preiswerte Heimterminals, sichere Übertragung — Verschlüsselung (Scrambling) ist nicht nötig —, eine große Zahl wählbarer Programme und die Zugriffsmöglichkeit auf sehr viele Daten sowie die vielfältigen Möglichkeiten eines interaktiven Dienstes. Bis 1986 läuft ein erster BIGFON-Versuch mit etwa 300 Teilnehmern. Sechs Firmen testeten die unterschiedlichen Möglichkeiten der BIGFON-Übertragung. Ein ähnlicher Versuch läuft unter dem Namen ELIE in Kanada.

In der Podiumsdiskussion wurde auf die Probleme und Gefahren solcher voll integrierter Netze hingewiesen. Da ist einmal die Frage der Zuverlässigkeit des Netzes und zum anderen die Frage der Sicherung der Privatsphäre. Letzteres kann nach Expertenaussage erheblich sicherer gestaltet werden als heute das Telefon. Der ökonomische Vorteil der Baumnetze gegenüber der Sternverteilung wurde hervorgehoben. Ein starkes Anwachsen der interaktiven Dienste vor allem im Geschäftsbereich wird erwartet.

Von den neun „Supporting Papers“ (3) bis (11) sind besonders (4) und (8) zu erwähnen: der erste französische Versuch mit optischen Fasern und interaktivem Dienst. Bis zu einer Million Teilnehmer sollen angeschlossen werden. Bei einer monatlichen Gebühr von 35 DM werden etwa 7000 Stunden Programm angeboten. Eine Kombination von individuellen Schmal- und Breitbandverbindungen mit Glasfaser und Koaxialkabel wird in (5) vorgeschlagen. Der Teilnehmer benutzt seine normalen Empfangsgeräte, 30 bis 40% niedrigere Kosten werden erwartet. Ähnlich kostengünstige Lösungsmöglichkeiten werden in (6) und (7) erörtert. Für lange Strecken wird Glasfaser, für kurze Koaxialkabel empfohlen. Ein Ko-

sternvergleich zeigt für Sternverteilung 400 \$ pro Teilnehmer, bei Baumverteilung 140 \$. Auf Koaxialkabelbasis ist das Breitbandsystem im Kanadischen Unterhaus (9) aufgebaut, die Kapazität beträgt bis zu 100 Fernsehkanäle. Das BIGFON-Versuchssystem einer der sechs beteiligten Firmen für die Übertragung von Ton- und Fernsehprogrammen wird in (11) vorgestellt.

- (1) J. Kan z o w, Bundesrepublik Deutschland:
Design concepts of the various BIGFON systems.
- (2) J. J. C o y n e, G. A. T o u g h, Kanada:
ELIE — An integrated broadband communication system using fiber optics.
- (3) W. K. R i t c h i e, Großbritannien:
An integrated services Cable-TV network.
- (4) F. D u C a s t e l, Frankreich:
Réseaux locaux de vidéocommunication en France.
- (5) C. J. V e r b e e k, Niederlande:
Broadband subscriber networks — Glass and copper?
- (6) G. S. T j a d e n, USA:
Two-way telecommunications services on CATV networks.
- (7) G. M o g e n s e n, Dänemark:
TV-transmission on optical fibres.
- (8) M. T r i b o u l e t, Frankreich:
An interactive teledistribution network using fibre optic technologies.
- (9) J. M a z u t i s, J. F. P h i l l i p s, Kanada:
COMNET — A broadband voice, video and data network for the Canadian House of Commons.
- (10) J. J. C o y n e, Kanada:
A broadband distribution system for new services in the '80s.
- (11) H. L a n g e, Bundesrepublik Deutschland:
Audio and video transmission in the BIGFON systems in Hamburg and Nuernberg.

5. Fernsehproduktionstechnik

5.1. Computergrafik und Videotext

Die durch das Zusammenwirken von Rechner- und Videotechnik entstandene Computergrafik hat neben zahlreichen Anwendungen bei Konstruktion (z. B. Automobil- und Flugzeugdesign) und Entwicklung (z. B. Schaltkreisentwurf) bereits neue Möglichkeiten der Generierung für den Film aufgezeigt, wie einige Beispiele in jüngster Zeit mit Hilfe von Computergrafik hergestellter Filme („Star Wars“, „The Empire Strikes Back“ oder „TRON“) erkennen lassen. Daß dem Einsatz dieser Technik nun auch im Fernsehen eine zunehmende Bedeutung beigemessen wird, läßt sich aus der Tatsache schließen, daß eine Vormittagssitzung des Montreux-Symposiums weitgehend den Möglichkeiten der Computergrafik in der Fernsehproduktionstechnik gewidmet war. Welch hoher Stand der Technik auf diesem Gebiet bereits erreicht ist, machten zahlreiche Beispiele mit Hilfe von Computergrafik erstellter und innerhalb der Fachreferate und der Podiumsdiskussion gezeigter Fernseh-szenen deutlich.

Nicht nur wegen ihrer hohen Anschaffungskosten, sondern auch aufgrund ihrer doch relativ schwierigen Bedienung haben Geräte zur Erstellung von Computergrafik auch in den USA gegenwärtig noch keinen Eingang bei den Fernsehgesellschaften gefunden, sondern blieben bisher weitgehend einigen Produktionsfirmen überlassen, die sich voll auf den Einsatz dieser neuen Techniken spezialisiert haben (in den USA z. B. Lucasfilm, Triple I, Abel Associated, MAGI). Auf das hierbei vorrangige Problem der geeignetsten Schnittstelle Mensch/Maschine für den Dialog des Bedienenden (Künstlers) und dem systeminhärenten Rechner hatte

bereits der Topic chairman in seinen einführenden Bemerkungen hingewiesen. Nur durch eine enge Zusammenarbeit zwischen Künstlern und Technikern wird es hier gelingen, den Künstler bei seinen Eingabemöglichkeiten frei von Programmierkenntnissen zu halten, um seine Kreativität voll zur Entfaltung kommen zu lassen.

Ein Überblick über die für Fernsehwendungen bereits jetzt bestehenden Einsatzmöglichkeiten der Computergrafik zur Generierung zwei- und dreidimensionaler Darstellungen wurde in (1) gegeben. Bei den im Fernsichtbereich am häufigsten eingesetzten „Paint Systems“ fungiert als Mensch/Maschine-Interface das grafische Tablett, wobei dem üblicherweise mit Zeichenstift oder Pinsel agierenden Künstler der Schreibgriffel als elektronisches Pendant und eine „elektronische“ Palette zur Hand gegeben werden. Der maßgeblich an der Entwicklung des zwischenzeitlich von der Firma Ampex wieder zurückgezogenen Malsystems AVA beteiligte und nun bei Lucasfilm beschäftigte Referent hob insbesondere den beträchtlichen Softwareaufwand für eine bedienungsfreundliche Handhabung dieser Geräte hervor, der teilweise die für die eigentliche Grafikgenerierung erforderliche Software übertrifft. Frühere Unzulänglichkeiten dieser Systeme, wie insbesondere das störende „Nachhinken“ des auf dem Sichtgerät erscheinenden Pinselstriches gegenüber der Bewegung des Schreibgriffels oder das Auftreten von Alias-Störungen, konnten durch den Einsatz leistungsfähiger Prozessoren und geeigneter Filtertechniken bei neueren Gerätegenerationen praktisch völlig eliminiert werden.

Die im Zusammenhang mit den Malsystemen gegebenen Animationsmöglichkeiten beschränken sich im allgemeinen auf eine sich fortlaufend ändernde Zuordnung unterschiedlicher Farben zu den einzelnen Bildelementen („colour cycling“) oder auf den Abruf vorher (z. B. auf Magnetplatte) abgespeicherter Bildfolgen („auto sequenzierung“). Bei den ebenfalls Animationen ermöglichenden „cartooning systems“ werden vom Künstler über die Grafikeingabe nur die Schlüsselszenen fixiert; die für den Gesamtbewegungsablauf noch erforderlichen dazwischenliegenden Bildsequenzen werden dagegen vom Computer errechnet („in-betweening“). Über sehr weitreichende Animationsmöglichkeiten an Vorlagen in Echtzeit verfügen dagegen digitale Effektgeräte (z. B. ADO von Ampex, Mirage von Quantel). Aber selbst Schriftgeneratoren begnügen sich in zahlreichen Fällen nicht mehr mit der alleinigen Erzeugung von Schriftzeichen in verschiedenen Größen und Formen, sondern erlauben darüber hinaus vielfältige Darstellungsmanipulationen in Echtzeit.

Wichtige Problemstellungen der dreidimensionalen Bildsynthese wie etwa das Überziehen räumlicher Darstellungen mit zweidimensionalen Texturen (z. B. Ziegelsteinmuster über Häuserfassaden), das Nichterscheinen verdeckter Flächen und Kanten oder die „naturgetreue“ Wiedergabe von Lichtreflexionen und Schattenwurf bei Bewegungen im Raum wurden zwar in den letzten Jahren von der Computergrafik gelöst, aber durch die immer noch recht langsame Verarbeitungsgeschwindigkeit (so wurden beispielsweise für die 1620 Einzelbilder innerhalb des Filmes „Star Trek II: The Wrath of Khan“ teilweise bis zu 7 Stunden für die Realisierung eines Einzelbildes aufgewendet) müssen Abstriche in Bezug auf Bildkomplexität und Bildqualität gemacht werden, wobei andererseits für den Transfer auf 35-mm-Film mit ausreichender Bildqualität Systeme mit 2000 bis 4000 Zeilen notwendig sind.

Die den Basisversionen der beiden in Europa entwickelten Videotextsysteme (UK-Teletext, Antiope) zugrundeliegende Alphamosaikmethode, bei der die Muster aller darstellbaren Zeichen (Buchstaben, Grafiksymbole) im Zeichengenerator des Endgerätes abgelegt sind und mit-

tels der übertragenen Codes in die Plätze eines aus Reihen und Spalten fest vorgegebenen Zeichenfeldrasters aufgerufen werden können, weist nur sehr eingeschränkte Grafikmöglichkeiten auf. Verfahren und Einsatzmöglichkeiten einer verbesserten Grafikgestaltung für Videotext waren Inhalt des zweiten Referates (2).

Durch die Einführung von frei definierbaren Zeichen (DRCS = Dynamically Redefinable Character Sets) lassen sich zeichenplatzorientierte Videotextsysteme in einfacher und relativ ökonomischer Weise mit zusätzlichen Möglichkeiten der Text- und Grafikgestaltung ausstatten. Dabei wird unter DRCS die Möglichkeit verstanden, einzelne Zeichen oder ganze Zeichensätze in ihrer Punktstruktur von der Sendeseite her festzulegen, sie zum Endgerät zu übertragen und dort in einem zusätzlichen Speicher festzuhalten, um auf diese Weise neben speziellen Schriftzeichen (z. B. für nichtlateinische Alphabete) insbesondere Symbole für eine höherauflösende Grafikdarstellung verfügbar zu haben, die wesentlich über die Darstellungsmöglichkeiten der Mosaikgrafik hinausgehen. Obwohl jetzt erste Schaltkreise für die Realisierung einer DRCS-Übertragung innerhalb des Antiope-Systems auf dem Markt sind, sprechen gegen eine derzeitige Einführung noch die europaweit in der Diskussion stehenden unterschiedlichen Rasterformate (8 x 10 bzw. 12 x 10) und die ohne besondere technische Hilfsmittel doch recht umständliche Editierung solcher Zeichen.

Eine gegenüber dem Alphamosaikverfahren ebenfalls wesentlich höhere Grafikauflösung läßt die sogenannte „alphageometrische“ Codierungsmethode zu, die erstmals dem Ende der 70er Jahre in Kanada unter dem Namen Telidon entwickelten Bildschirmtext/Videotext-Übertragungssystem zugrunde gelegt wurde. Bei diesem nicht an ein Zeichenfeldraster gebundenen Verfahren wird eine grafische Darstellung aus wenigen geometrischen Grundformen wie Punkt, Linie, Kreisbogen, Rechteck und Polygon aufgebaut, deren Größe und Lage dem Endgerät durch sogenannte Bildbeschreibungsbefehle (PDIs = Picture Description Instructions) mitgeteilt wird. Im Vergleich zur DRCS-Übertragung ist die Alphageometriemethode wesentlich übertragungsökonomischer, bedingt jedoch zur Interpretation der übertragenen Bildbeschreibungsbefehle einen „intelligenten“ Decoder mit einem gegenüber den Basissystemen wesentlich aufwendigeren Seitenspeicher.

Als drittes Verfahren für eine verbesserte Bilddarstellung innerhalb einer künftigen Videotextübertragung bietet sich noch die „fotografische“ Methode an. Diese gegenwärtig für die Übermittlung von Schriftzeichen im japanischen Videotext verwendete Übertragungsart sieht die bildpunktweise Zerlegung der zu übertragenden Grafikvorlagen vor. Neuere Verfahrensvorschläge für die fotografische Methode lehnen sich übertragungsmäßig an eine der Digitalisierung von Fernsehsignalen entsprechende Komponentencodierung mit Leuchtdichtesignal und zwei Farbsignalen an, wobei zur Reduzierung der nicht unbeträchtlichen Datenrate redundanzmindernde Codierungsverfahren wie DPCM oder Transformationscodierung in der Diskussion stehen. Trotz solcher redundanzmindernder Verfahren ist der notwendige Datenfluß für die digital codierten Bildinformationen immer noch sehr hoch, so daß für die fotografische Methode neben hohen Speicherkapazitäten im Endgerät insbesondere lange Übertragungszeiten (bis zu einigen Minuten) in Kauf genommen werden müssen, sofern nicht auf schnellere Datenkanäle (Satelliten-Videotext, Kabeltext) zurückgegriffen werden kann.

Der Einsatz dieser erweiterten Grafikmöglichkeiten ist unter Beachtung des Kosten/Nutzen-Verhältnisses von den unterschiedlichen Anwendungsbereichen von Videotext abhängig zu machen. Während eine Vielzahl von

Mitteilungen wie Nachrichten, Programmhinweise, Wet-
 tervorhersagen oder Verkehrsmeldungen in den meisten
 Fällen mit der Alphamosaikmethode gegebenenfalls un-
 ter Einschluß von DRCS völlig auskommen, ist insbe-
 sondere bei wissenschaftlichen Sendungen per Video-
 text oder bei Tafeln für Werbezwecke auf die verbes-
 serten Darstellungsmöglichkeiten von Alphageometrie
 und Alphafotografie im allgemeinen nicht zu verzichten.

In der anschließenden Podiumsrunde, die allerdings
 weitgehend von „Statements“ der einzelnen Teilnehmer
 und weniger von einer Diskussion geprägt war, wurden
 Diskussionspunkte der vorangegangenen Referate noch-
 mals aufgegriffen und ergänzt. So werden Verbesserun-
 gen für Videotext nicht nur in erweiterten Grafikmög-
 lichkeiten, sondern auch in zunehmend regional oder
 lokal strukturierten Dienstangeboten gesehen, wie sie in
 eleganter Weise durch Einsatz des nun auch kommerziell
 gefertigten Videotext-Kombinierers möglich sind. An-
 dere Erweiterungsmöglichkeiten bestehen in der Über-
 tragung von Computerprogrammen, wie sie jetzt insbe-
 sondere von der englischen BBC im Zusammenhang mit
 ihrem für die breite Bevölkerung vorgesehenen Heim-
 computer verfolgt werden, wobei über diese „Telesoft-
 ware“ auch Grafiken generiert und Animationseffekte
 realisiert werden können. Die Anwendung der Computer-
 grafik wird bereits als Möglichkeit gesehen, die bishe-
 rige Kulissentechnik im Studio durch computergenerierte
 Grafiken zu ersetzen, um Zeit und Kosten zu sparen.
 Digitale Videoeffekte und Computergrafik machen die
 Verfügbarkeit digitaler Fernsehsignale in Komponenten-
 form zunehmend auch im Studio erforderlich. Inwieweit
 allerdings das „digitale Zeitalter“ im Studio durch einen
 von verschiedenen Seiten geforderten Interimsstandard
 mit analogen Signalkomponenten hinausgezögert werden
 kann, wird erst die Zukunft zeigen.

5.2. Weitere Neuerungen

Die Miniaturisierung bei den Bildaufnahmeröhren
 und der Einsatz von Mikroprozessoren ermöglichten kleine
 und komfortable Kameras mit nahezu Studioqualität.
 Für die Elektronische Berichterstattung hat dies zwangs-
 läufig zu dem Wunsch geführt, das separate und im Ver-
 gleich zur Kamera nun unhandliche Magnetbandaufzeich-
 nungsgerät ebenfalls zu verkleinern und in die Kamera
 zu integrieren. Die so entstandenen Recorderkameras
 bildeten den Schwerpunkt bei den Vorträgen über ge-
 rätetechnische Neuerungen bei der Fernsehproduktion.

Das erste Magnetbandaufzeichnungssystem dieser
 Art, das auf den Markt kam, war das eine Standard-
 VHS-Kassette verwendende M-Format. Bei 20 Minuten
 Spieldauer werden Bild (mehrkanalig in analoger Kom-
 ponentenform), zwei hochwertige Tonkanäle und ein
 SMPTE-Zeitcode aufgezeichnet. Die technischen Einzel-
 heiten dieses unter der Bezeichnung Recam (Panasonic)
 und Hawkeye (RCA) anzutreffenden Formats wurden in
 (3) erläutert. Durch die Komponentenaufzeichnung eig-
 net es sich sowohl für 525-Zeilen-/60-Hz- als auch für
 625-Zeilen-/50-Hz-Systeme. Bei Mehrfachkopien soll der
 Störabstand für Luminanz- und Chrominanzsignale so-
 gar besser als der beim 1-Zoll-C-Format sein.

Das zweite auf den Markt gekommene Aufzeichnungs-
 format (Betacam von Sony) verwendet eine Beta-Kas-
 sette. Auch hier werden die Bildsignale in analoger Kom-
 ponentenform aufgezeichnet, und zwar in zwei Kanälen:
 in einem Kanal das Luminanzsignal, im anderen die
 beiden Farbdifferenzsignale. Durch Azimutaufzeichnung
 und durch die Anwendung einer speziellen Kompres-
 sions-Zeitmultiplex-technik für die Chrominanzsignale
 erhält man ein minimales Übersprechen zwischen den
 einzelnen Komponenten. Ein eingebautes Mikrocomput-
 ersystem erlaubt neben leichter Bedienbarkeit die An-

zeige von Fehlern (am Recorder selbst und im Sucher
 der Kamera). In (4) wurden außerdem die zugehörigen
 Kameras BVP-1 und BVP-3 sowie der entsprechende
 Studio-Player für die Bearbeitung behandelt.

Das dritte und letzte Aufzeichnungsformat führte
 durch die Verwendung der 1/4-Zoll-CVC-Videokassette
 zum zur Zeit kleinsten Kamera-Aufzeichnungssystem der
 Welt (QuarterCam von Bosch). Gewicht und Volumen der
 Recorderkamera entsprechen dem einer 16-mm-Film-
 kamera. Durch das sogenannte Lineplex-Verfahren wird
 eine hohe Aufzeichnungsdichte erreicht, was zu einer
 Aufnahmedauer von mehr als 20 Minuten führt. Bei die-
 sem Verfahren wird zunächst die vom Timeplex-System
 her bekannte Kompressionstechnik angewandt, indem
 die Videokomponenten im Zeitmultiplex verschachtelt
 werden. Durch zusätzlichen Spurmultiplex wird ein
 Halbbild auf zwei Spuren aufgezeichnet. Da benachbarte
 Spuren ähnliche Bildinformationen enthalten, treten trotz
 Azimutaufzeichnung ohne Schutzabstand keine Über-
 sprechprobleme auf. Neben den Videosignalkomponenten
 werden zwei hochwertige Tonkanäle und ein kombinier-
 tes Steuer- und Zeitcodesignal aufgezeichnet. Die ein-
 zelnen Komponenten des QuarterCam-Systems (Kamera
 KCF 1, Field Editor BCF 20 und Studiorecorder BCF 10)
 wurden in (5) vorgestellt.

Bis zur Mitte der 70er Jahre galt das Hauptaugenmerk
 bei der Kameraentwicklung der Bildqualität. Wie ein-
 gangs schon erwähnt, erlaubte die Miniaturisierung bei
 den Bildaufnahmeröhren den Bau kleiner Kameras, de-
 ren Abgleich jedoch genausoviel Zeit in Anspruch nahm
 wie bei den großen Kameras. Hier eröffnete der Mikro-
 prozessor neue Wege, über die in (6) anhand der Philips-
 Kamera LDK 6 berichtet wurde. Annähernd 150 Kon-
 trollfunktionen werden von Mikrocomputern übernom-
 men, die in Kamera, Prozesseinheit, Bedien- und Fern-
 bedieneinheit untergebracht sind (verteilte Intelligenz).
 Die Vorteile liegen auf der Hand:

- automatischer Abgleich von bis zu 6 Kameras mit der
 Möglichkeit, für bestimmte Funktionen einen manu-
 ellen Feinabgleich vorzunehmen;
- beliebiges Auswechseln der Kameraköpfe ohne neuen
 Abgleichvorgang;
- Speicherung bestimmter Betriebseinstellungen;
- Speicherung von Korrekturdaten für Objektivfehler;
- eingebaute Fehlerdiagnosen.

Schriftgeneratoren bieten durch den Einsatz von Mi-
 kroprozessoren ebenfalls immer mehr Gestaltungsmög-
 lichkeiten. In (7) wurde das Schriftgenerator/Grafik-Sy-
 stem Vidifont Graphics V von Thomson-CSF erläutert,
 das mit 3 parallelarbeitenden Mikroprozessoren und ein-
 nem Vollbildspeicher ausgestattet ist. Es erlaubt zahl-
 reiche Animationseffekte durch die Anwendung der Ein-
 zelbildverarbeitung, die die schnelle Schnittfolge mehre-
 rer sich überlappender Animationssequenzen gestattet.
 Diese Bildfolgen können aus verschiedenen Schriftgrö-
 ßen und Grafiken in jeder räumlichen Anordnung be-
 stehen. Ein zeitversetzter Mehrfachzugriff zu den ein-
 zeln Systemquellen ist möglich.

Das „Nonplusultra“ an elektronischer Grafik- und
 Bildmanipulation wurde im letzten Vortrag vorgestellt
 und über Eidophor-Großprojektion eindrucksvoll demon-
 striert: Mirage von Quantel (8). Die Vielfalt der hier
 realisierten Effekte (Bewegungen in allen Richtungen,
 Rotationen um beliebige Achsen, horizontale und verti-
 kale Formatänderungen, Abwicklungen von Fernsehbil-
 dern um beliebige Körper, „Umblättern“ der gerade
 übertragenen Bilder) ist nur durch Adressierbarkeit je-
 des einzelnen Bildpunktes zu erreichen. Der gerätetechni-
 sche Aufwand ist entsprechend groß. Im Vortrag wurde
 vor allem auf das Mirage-Kontrollsystem, die vorberei-

tende Generierung von Figuren und Tricks sowie deren Echtzeitkontrolle eingegangen.

In der nachfolgenden Podiumsdiskussion unter der Leitung von K. Pohl (Bosch) kam vor allem zum Ausdruck, daß leichte, kleine und billige Kamera-Recorder-Einheiten dringend benötigt werden. Für die Elektronische Berichterstattung wird man sogar dazu bereit sein, Abstriche bei den Qualitätsanforderungen zu machen (keine 1-Zoll-Qualität). Bemängelt wurde hauptsächlich, daß man trotz vieler gemeinsamer Eigenschaften der Geräte noch weit entfernt von Normen ist. Eine einheitliche Norm wäre wünschenswert, ist aber wohl kaum noch zu erreichen. Durch den steigenden Einsatz von Mikroprozessoren kommt es immer wieder zu Problemen wegen verschiedener Wartungsphilosophien. Durch die gute Zusammenarbeit mit den Herstellern scheint eine einheitliche Wartungsphilosophie in wenigen Jahren möglich zu sein.

Außerdem druckte man in den Symposium-Records drei Arbeiten mit ab, die in Montreux nicht vorgetragen wurden. Im einzelnen behandeln diese „Supporting Papers“ folgende Themen:

- Die Wahl der analogen Komponenten für die Aufzeichnung auf Videokassetten unter Berücksichtigung der UER-Forderungen (9),
- die Wartung von mikrocomputergesteuerten Geräten bei Hörfunk und Fernsehen (10),
- die Verwendung von mikroprozessorkontrollierten Automaten zur Verbesserung der Bildqualität bei Farbkameras (11).

- (1) T. P o r t e r , USA:
An overview of computer graphics for broadcasting.
- (2) G. E y m e r y , Frankreich:
Les graphismes du télétexte.
- (3) K. S a d a s h i g e , USA:
Design criteria for the new broadcast video recording system employing 1/2" VHS cassette tape.
- (4) J. I v e , Großbritannien:
Betacam — A second generation eng/efp system.
- (5) H. D. G e i s e , Bundesrepublik Deutschland:
Lineplex recording and the quartercam system innovation for eng and efp.
- (6) H. B r e i m e r , Holland:
Development in camera technology.
- (7) T. F. H i n d l e , A. R a h m a n , A. S m i t h , USA:
Integration of character/graphic generation and animation techniques.
- (8) R. J. T a y l o r , Großbritannien:
Mirage — The production of an illusion.
- (9) C. R. T h o m p s o n , USA:
Analog component VTR's for 625 line systems.
- (10) H. S p r i n g e r , K.-H. T r i s t l , Bundesrepublik Deutschland:
Maintenance of microcomputer-based broadcasting equipment.
- (11) P. R. G r o v e s , Großbritannien:
The use of automatic techniques to improve colour camera picture quality.

6. Digitale Studio- und Aufzeichnungstechnik

6.1. Systeme

Im ersten Vortrag (1) dieses Symposiumsteils wurde der gegenwärtige Stand der digitalen Komponentencodierung – zwei Jahre nach der Festlegung der wichtigsten Systemparameter in der CCIR-Empfehlung 601 – analysiert und aus der Sicht des stellvertretenden Technischen Direktors der britischen Rundfunkorganisation

BBC die Einführungsstrategie der digitalen Komponententechnik in existierende Studios (bezogen auf die gegenwärtige Praxis und auch im Hinblick auf die Erfordernisse von morgen) beschrieben. Die BBC untersucht seit 1964 intensiv und systematisch die Einsatzmöglichkeiten der Digitaltechnik in allen Bereichen der Fernsehbilderzeugung und -verarbeitung sowohl theoretisch als auch experimentell. Es ist daher zu erwarten, daß die BBC als erste europäische Organisation ein rein digitales Studiokonzept praktisch realisieren wird.

Zunächst stellte der Vortragende fest, daß der immer häufigere Einsatz der Blauwandtechnik und die Bilderzeugung mittels der Computergrafik die Entscheidung für die Komponentencodierung im Studio – trotz der damit verbundenen Schwierigkeiten – rechtfertigen. Bei komplexen Produktionsbedingungen bereitet gegenwärtig die Signalverschlechterung bei der Kaskadierung bereits vorhandener digital arbeitender „Black Boxes“ mit analogem PAL-Interface erhebliches Kopfzerbrechen. Eine digitale Verbindung von Geräten, welche mit dem digitalen Komponentenstandard arbeiten, soll nunmehr der von einer Arbeitsgruppe der Technischen Kommission der Union der Europäischen Rundfunkorganisationen (UER) vorgeschlagene digitale Videointerface-Standard ermöglichen. Dieses Format sieht die bitparallele Übertragung der Videoinformation im 27-MHz-Takt über „twisted pair“-Vielfachkabel vor. Da die Verbindungslänge auf etwa 300 m begrenzt ist, kommt das parallele Interface nur für die interne Verkabelung sogenannter „digitaler Inseln“ in Frage. Um längere Verbindungen zu ermöglichen, ist ein serielles Interface – geeignet für Koaxialkabel oder Lichtleiter – in Vorbereitung. Es wird jedoch wegen der – gemessen an konventionellen Koaxialverbindungen – wesentlich höheren Kosten zunächst nur in Sonderfällen eingesetzt werden.

Bis 1986 will die BBC ein rein digitales Nachbearbeitungsstudio sowie ein ebenfalls voll digitales Produktionsstudio in Betrieb nehmen. Ob dieser Zeitplan eingehalten werden kann, hängt nicht zuletzt von der Verfügbarkeit digitaler Magnetbandaufzeichnungsgeräte ab. Gerade hier ist jedoch wegen der im Fluß befindlichen Entwicklungen im Bereich der Videobandtechnologie wie auch wegen der zu erwartenden hohen Kosten für die digitale Magnetbandaufzeichnung eine gewisse Stagnation eingetreten. Der bevorstehende Beginn des Satellitenrundfunks mit Videosignalen im analogen Komponentenformat (MAC-System) bringt die BBC bei der Programmstellung jedoch in Zugzwang. Das Konzept für das neue Satellitenprogrammzentrum sieht die ausschließliche Verwendung von Komponentensignalen vor. Das heißt, daß die Studiogeräte wie auch die Verkabelung dem neuen parallelen Videointerface-Standard entsprechen sollen. In Ermangelung von digitalen Magnetbandaufzeichnungsgeräten ist jedoch – zumindest interimweise – ein analoges Komponentenaufzeichnungsformat vorgesehen.

Bei der Programmübertragung wird noch viele Jahre die analoge PAL-Technik vorherrschen. Man rechnet in Großbritannien jedoch damit, daß bis 1985 genügend digitale Kapazität für die wichtigsten Großstadtverbindungen zur Verfügung stehen wird. Um dabei möglichst wenig an Signalqualität durch die Kaskadierung von PAL-/Komponenten-Transcodern zu verlieren, wird das Videosignal in geschlossener Form redundanzreduziert als digitales FBAS-Signal übertragen. Die Bitrate beträgt dann zusammen mit zwei ebenfalls digitalen Tonkanälen 68 Mbit/s. Zwei solcher Standard-Signalkomplexe sollen in einem 140-Mbit/s-Multiplex Platz finden; ein Teilmultiplex von 68 Mbit/s zur Übertragung nur eines Signalkomplexes soll jedoch auch möglich sein. Gegenwärtig laufen Versuche zur digitalen Videosignalübertragung über Lichtleiter, doch bleibt dies wegen der im

Vergleich zur Koaxialkabeltechnik 10fach höheren Kosten auf wenige Versuchsstrecken beschränkt.

Der anschließende Vortrag (2) gab einen summarischen Überblick über die bisher erzielten Fortschritte bei der Festlegung eines einheitlichen bzw. kompatiblen Aufzeichnungsformats für die digitale Magnetbandaufzeichnung in 625/50- bzw. 525/60-Systemen. Breiten Raum nahm dabei die Schilderung der Schwierigkeiten ein, welche sich aus der Vielzahl der beteiligten und sich gegenseitig beeinflussenden mechanischen und elektrischen Parameter bei dem Zusammenfügen zu einem einheitlichen Format ergeben.

Basierend auf konventionellem 1-Zoll-Bandmaterial und einer aufgezeichneten Datenrate von 216 Mbit/s (inklusive 4 digitaler Tonkanäle, welche von den Videoköpfen mit aufgezeichnet werden), hat eine UER-Arbeitsgruppe zusammen mit den beteiligten Herstellern und im ständigen Kontakt mit einer entsprechenden Arbeitsgruppe der amerikanischen SMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineers) ein Spurbild auf der Grundlage folgender Parameter erarbeitet:

- Segmentiertes Format
(bei 625/50-Systemen: 6 Segmente/Halbbild)
(bei 525/60-Systemen: 5 Segmente/Halbbild)
- Kleinste Wellenlänge 1 μm
- Spurlänge etwa 20 cm
- Spurbreite etwa 15 μm .

Ungeklärt sind weiterhin die Probleme der Azimutaufzeichnung, des zu verwendenden Kanalcodes sowie die Möglichkeit der Kassettierbarkeit von 60- und 90-Minuten-Bändern. Man hofft, bis Mitte 1985 ein von allen Beteiligten akzeptiertes Format festgelegt zu haben und rechnet mit weiteren 2 bis 3 Jahren bis zur Fertigungsreife eines digitalen Magnetbandaufzeichnungsgerätes. Für die Hersteller von Studioaufzeichnungsanlagen ergibt sich damit die Frage, wie die Lücke bis zum Erscheinen der digitalen Magnetbandaufzeichnung gefüllt werden könnte. Folgende Entwicklungen wären denkbar:

- Verbesserung bestehender analoger 1-Zoll-Recorder,
- neue analoge Komponentenrecorder,
- digitale FBAS-Recorder (das heißt mit geschlossener Codierung).

Von den drei Möglichkeiten scheint der analoge Komponentenrecorder die aussichtsreichste Entwicklung zu sein. Bei Verwendung neuer Bandmaterialien und eines für die Aufzeichnung gut geeigneten zeitkomprimierten Komponentenformats lassen sich die Bildqualitäts- und Nachbearbeitungsvorteile, welche sich bei der Verwendung von Komponenten ergeben, bereits voll nutzen. Selbst bei einer weitgehenden Digitalisierung des Studios hätte ein analoger Komponentenrecorder – etwa als Ersatz von 3/4-Zoll-Maschinen, für die es noch lange keine ökonomisch vergleichbare digitale Ausführung geben wird – seine Existenzberechtigung.

Das anschließende Podiumsgespräch fokussierte dann auch ausschließlich darauf, ob ein analoges Komponentenformat sinnvoll und wünschenswert sei. Zur Überraschung vieler waren sich die Beteiligten darin einig, daß bei Festlegung geeigneter analoger Komponenten, welche bestmögliche Kompatibilität zu den bereits definierten digitalen Komponenten aufweisen sollten, ein einheitliches analoges Komponentenformat durchaus sinnvoll sein könnte. Mit Erstaunen nahm man zur Kenntnis, daß bei der amerikanischen SMPTE schon eine entsprechende Arbeitsgruppe gegründet wurde, welche bereits ein vorläufiges analoges Komponentenformat erarbeitet hat. Dieses Format wurde auf einer modifi-

zierten C-Format-Maschine aufgezeichnet, und die Wiedergabequalität scheint – nach Aussage einiger Diskussionsteilnehmer – ausgezeichnet gewesen zu sein.

Auf jeden Fall vermittelte die Diskussion zwischen Vertretern der Industrie und Mitarbeitern verschiedener Rundfunkorganisationen den Zuhörern eine klare Botschaft: Der Weg zum voll digitalen Studio ist noch weit und wird wohl erst zu Beginn des neuen Jahrzehnts zurückgelegt sein.

6.2. Geräte

Bei der digitalen Magnetbandaufzeichnung hat der Aufzeichnungscode einen wesentlichen Einfluß auf die Gerätekosten, wobei der Aufzeichnungscode so gestaltet werden muß, daß der Gleichstromanteil möglichst gering ist. Zur Lösung dieser Aufgabe hat man in den vergangenen Jahren zahlreiche Spezialcodes entwickelt, die erhebliche Abweichungen vom einfachen NRZ-Code aufweisen (NRZ – Non Return to Zero).

In neuerer Zeit wurden jedoch die Vorteile des NRZ-Codes wiederentdeckt, wobei man in (3) die Forderung erhob, daß die Zahl von logischen Einsen im seriellen Datenstrom mit dem Signalpegel zunehmen soll. Dabei sollen kleine Änderungen im Bildsignal kleine, große Änderungen des Bildsignals aber große Änderungen im seriellen Datenstrom zur Folge haben. Man kommt auf diese Weise zu einem NRZ-Code mit angepaßter spektraler Energieverteilung (NRZ-ASE).

Im Bereich der digitalen Codierung von Videosignalen in Komponentenform hat man in der CCIR-Empfehlung 601 den 4:2:2-Standard (Abtastfrequenzen 13,5 : 6,75 : 6,75 MHz) festgelegt. Es gibt jedoch zahlreiche Anwendungen, in denen man ein „Lower member“ – beispielsweise 2:1:1 – der digitalen Familie verwenden möchte, ohne einen wesentlichen Qualitätsverlust erleiden zu müssen. Die Bitrate läßt sich um den Faktor 2 reduzieren, indem man entweder in der horizontalen oder in der vertikalen Bildrichtung jeden zweiten Abtastwert unterdrückt (4). Die dabei entstehenden Fehler kann man reduzieren, wenn man in einer Zeile Abtastwerte unterdrückt, die zwischen den Abtastwerten der vorangegangenen Zeile liegen. Da auch diese Methode noch Fehler aufweist, wird vorgeschlagen, zu jedem normalen 8-Bit-Wort noch zwei weitere Bits zu übertragen. Diese beiden Bits enthalten die Information, ob in horizontaler, vertikaler oder in beiden Schrägrichtungen Signaländerungen auftreten, so daß eine entsprechende Reaktion erfolgen kann. Ein 4:2:2-System benötigt 216 Mbit/s und ein einfaches 2:1:1-System 108 Mbit/s. Mit der Zusatzinformation benötigt das 2:1:1-System 135 Mbit/s.

In analogen Magnetbandaufzeichnungsgeräten wird häufig ein Kopf mit Nachsteuerung verwendet, der damit auch bei von der Norm abweichenden Kopf/Bandgeschwindigkeiten (bei Zeitlupenbetrieb oder bei schnellem Vor- und Rücklauf) in der Spur gehalten werden kann. Bei den bisher gebauten digitalen Magnetbandgeräten für die standardisierten Abtastfrequenzen 13,5 : 6,75 : 6,75 MHz (4:2:2-Standard) wurde die Kopf/Bandgeschwindigkeit aber ganz erheblich vergrößert. Dabei treten so große mechanische Kräfte auf, daß die Anwendung des Nachsteuerkopfes nicht mehr sinnvoll erscheint (5). Da bei von der Norm abweichender Geschwindigkeit der Zusammenhang zwischen abgegebener und genormter Signalfolge nicht mehr gewährleistet ist, wird das Signal in einer speziellen Blockstruktur aufgezeichnet. Ein typischer Datenblock kann 50 bis 250 Datenworte lang sein. Er enthält den Synchroncode zur klaren Identifikation des Blockbeginns, den Adressencode, der bewirkt, daß die Nutzdaten an der richtigen Stelle im Speicher eingeschrieben werden, sowie die eigentlichen Nutzdaten und

einen Prüfcode. Eine Vorführung durch die Firma Sony mit einem C-Format-Gerät zeigte eine einwandfreie Funktionsweise.

Es ist eine häufig diskutierte Frage, ob digitale Komponentengeräte im Studio zu analogen Geräten passen. In (6) kommt der Autor zu folgenden Ergebnissen: Wenn eine gute Blauwandtechnik erforderlich ist, so ergibt sich eine optimale Lösung durch Anwendung der RGB-Signale. Für den übrigen Teil des Studios erscheint jedoch ein zeitkomprimiertes Komponentensignal (MAC-Signal) am vielversprechendsten, um das FBAS-Signal zu ersetzen. Dabei weist dann dieses MAC-Signal bereits eine ausgezeichnete Kompatibilität zu den digitalen Komponentengeräten auf. Es erscheint außerdem wahrscheinlich, daß viele der existierenden analogen Geräte im Studio für analoge Komponentensignale verwendet werden können, einschließlich der Kreuzschienenverteiler. Die Bildqualität kann ohne Kompatibilitätsprobleme verbessert werden, wenn man das Frequenzverhalten der bestehenden kritischen Geräte verbessert. Digitale Geräte würden sehr viel besser in eine analoge „Komponenten“-Umgebung passen als in eine „FBAS“-Umgebung. Außerdem kann der Übergang in das rein digitale Studio von einem „Komponenten“-Studio leichter durchgeführt werden als von einem „FBAS“-Studio.

Für ein voll digitales Studio stellt der Mischer ein sehr wesentliches Element dar. Für ein experimentelles Digitalstudio hat deshalb die Firma Thomson-CSF in Zusammenarbeit mit der französischen TDF einen Mischer entwickelt (7). Das Gerät arbeitet mit dem vom CCIR empfohlenen 4:2:2-Standard. Der Mischer hat die üblichen Eigenschaften wie Chroma-Key, elektronischer Mustergenerator, Farbhintergrund- und Titeleinblender. Er kann außerdem mit Bildgeräten für spezielle Effekte verbunden werden. Bei serieller Übertragung der digitalen Signale weist der Mischer eine außerordentlich große Schaltmatrix bei kleiner Gerätegröße auf. Im Mischer werden die seriellen Signale in parallele Signale umgewandelt und in die richtige Phasenbeziehung gebracht, was im digitalen Bereich leicht durchführbar ist. Da das Testen digitaler Signale schwierig ist, wurde ein automatisches Testsystem eingeführt, das ein schnelles Auffinden von Fehlern ermöglicht.

Die Verwendung digitaler Farbsignalkomponenten in einem Standbildspeicher der Firma Ampex wurde in (8)

dargestellt. Die Konstruktion eines derartigen Gerätes wird beeinflußt durch

- das digitale Komponenten-Signalformat, da dieses die Anwendung von Computerplattenspeichern in vorteilhafter Weise erlaubt;
- den digitalen Standard, wobei man am besten der CCIR-Empfehlung 601 folgt, um größtmögliche Kompatibilität zu erreichen;
- die Fähigkeit der Computerindustrie, immer leistungsfähigere Bauelemente herzustellen.

In dem beschriebenen Gerät werden die Bilder digital auf Plattenspeicher abgespeichert und zur Ausgabe in einen schnellen Vollbildspeicher eingelesen. Dieser Vollbildspeicher hat außerdem den Vorteil, daß man mit seiner Hilfe eine perfekte Aufspaltung von NTSC- und PAL-Signalen in die Komponenten Y, U und V für Standbilder durchführen kann. Dabei werden die Phasenbeziehungen des Farbträgers in aufeinanderfolgenden Vollbildern ausgenutzt. Die mit dem Gerät gewonnenen Erfahrungen haben gezeigt, daß das digitale CCIR-Komponentenformat in überzeugender Weise für die wirtschaftliche und hochqualitative Konstruktion eines Standbildspeichers verwendet werden kann.

- (1) P. Rainger, Großbritannien:
Implementing the television digital standard.
- (2) A. Todorović, Jugoslawien:
Syntheses of progress regarding digital recording.
- (3) J. Heitmann, Bundesrepublik Deutschland:
An economical solution to digital video recording.
- (4) G. A. Reihmeier, R. A. Dischert, USA:
A multiplexed nyquist region approach for high quality 2:1:1 digital video.
- (5) J. H. Wilkinson, M. C. Collins, Großbritannien:
Replay of digital video recordings at non-standard tape speeds.
- (6) J. L. E. Baldwin, Großbritannien:
Digital component equipment in an analogue environment — Will it fit?
- (7) R. Boyer, J.-L. Grimaldi, J. Oyaux, J. Vallee, Frankreich:
An experimental digital mixer.
- (8) H. K. Regnier, D. A. Beauhier, USA:
Using digital video components in a still store application.

TAGUNGEN UND AUSSTELLUNGEN

Termine

14. 2. – 17. 2. 1984 Berlin	ONLINE 84 7. Europäische Kongreßmesse für Technische Kommunikation	18. 6. – 21. 6. 1984 Stuttgart	Telematica 84 Fachmesse und Fachkongreß für neue Medien
27. 3. – 29. 3. 1984 Darmstadt	DAGA 84 10. Jahrestagung der Deutschen Arbeitsgemeinschaft für Akustik	3. 9. – 6. 9. 1984 Stuttgart	ECOC 10th European Conference on Optical Communication
2. 4. – 6. 4. 1984 London	IERE International Conference on Video and Data Recording	21. 9. – 25. 9. 1984 Brighton	IBC 84 10th International Broadcasting Convention
14. 5. – 17. 5. 1984 Amsterdam	International Conference on Communications (ICC)	10. 10. – 16. 10. 1984 Köln	photokina
21. 5. – 24. 5. 1984 Hamburg	11. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG)	13. 11. – 17. 11. 1984 München	electronica 84 11. Internationale Fachmesse für Bauelemente und Baugruppen der Elektronik

BUCHBESPRECHUNGEN

Elektrische Filtertechnik. Methoden – Realisierungen – Technologien. Aus der Reihe: Einführung in die Nachrichtentechnik. Von Wolfgang Rienecker. Hrsg. Alfons Gottwald. 357 Seiten, 284 Bilder, 34 Tabellen, Format 23,5 cm x 15,5 cm, Kunststoffeinband, R. Oldenbourg Verlag, München–Wien 1981, Preis 58,- DM, ISBN 3-486-25361-1.

„Elektrische Filtertechnik“ ist der Titel des vorliegenden Buches, das in der Reihe „Einführung in die Nachrichtentechnik“ erschienen ist. Es ist aus der Dissertation des Verfassers entstanden und bringt eine systematische Klassifizierung elektrischer Filter von sehr tiefen bis zu höchsten Frequenzen. Da die Veröffentlichungen über unterschiedliche Filterarten auf eine Vielzahl von Einzelpublikationen verstreut sind, hat der Verfasser versucht, in einer Zusammenfassung den heutigen Stand der Filtertechnologie und auch deren Realisierung (z. B. durch monolithisch integrierbare Schaltungstechniken) aufzuzeigen.

Der einführende Teil des Buches bringt eine Klassifizierung der elektrischen Filter nach verschiedenen Kriterien. Auf 254 Seiten gibt das zweite Kapitel einen umfangreichen Überblick über die gegenwärtigen unterschiedlichen Techniken zur Realisierung von Filtern. Die einzelnen Abschnitte dieses Kapitels befassen sich mit passiven RLC-Filtern, der mechanischen Frequenzselektion mittels Metallresonatoren, keramischen und Quarzfiltern, Oberflächenwellenfiltern sowie mit Hochfrequenz- und Mikrowellenfiltern. Anschließend werden aktive Filter sowohl mit konzentrierten Bauelementen als auch mit verteilten Strukturen beschrieben. Ein Abschnitt befaßt sich auch ausführlich mit thermischen Filtern, die vor allem im Tiefstfrequenzbereich Anwendung finden. Danach folgen analoge Abtastfilter in Ladungsverschiebungstechnik (CCD) als Schalter-Kondensator-Filter und als N-Pfad-Filter. Ein Abschnitt über die digitalen Filter beschließt dieses Kapitel.

Der dritte Teil des Buches beschreibt die „Technologien im Vergleich“. Dieser Beitrag versucht an Hand bestimmter Kriterien, wie z. B. Frequenzgrenzen, Filtergüte, Stabilität, mechanische Abmessungen, Integrier-

barkeit usw., die verschiedenen Filtertechniken zu vergleichen. Der vierte Abschnitt befaßt sich mit speziellen Netzwerken für Gyrator- und FDNR-Filter, die als Zweipolimpedanzen in einer aktiven RC-Technik realisierbar sind. Das Schlußkapitel erläutert die „Geschichte der elektrischen Filtertechnik“ in einer Auflistung von Veröffentlichungen, geordnet nach steigenden Jahreszahlen und gruppiert entsprechend der im einführenden Teil beschriebenen Klassifizierung.

Am Ende jedes einzelnen Themenbereichs, teilweise auch jedes Unterabschnittes, ist ein umfangreiches Literaturverzeichnis zu finden. Dadurch und durch die zahlreichen Bilder und grafischen Darstellungen zeichnet sich das Buch besonders aus. Ein Sachverzeichnis vervollständigt es.

Das Werk gibt einen ausführlichen Überblick über den derzeitigen Stand der Technik der frequenzselektiven Filter und ist für Studierende und Dozenten gedacht. Es ist sicher auch ein sehr interessantes Nachschlagewerk nicht nur für den Filterspezialisten, sondern für alle, die sich mit der praktischen Anwendung elektrischer Filter beschäftigen. Alfred Schaumberger

Lasertechnik. Eine Einführung. Hrsg. Witlof Brunner und Klaus Junge. 494 Seiten, 117 Bilder und Tabellen, Format 22 cm x 15 cm, gebunden, Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg 1982, Preis 48,- DM, ISBN 3-7785-0801-6.

Die Lasertechnik hat sich in den letzten 2 Jahrzehnten zu einer Disziplin entwickelt, die viele Bereiche der Technik und der Wissenschaften durchsetzt. Die Zahl der verschiedenen Lasertypen ist mittlerweile sehr groß. Das vorliegende Buch ist deshalb als umfassendes Nachschlagewerk konzipiert, das den Benutzer zum einen in die wesentlichen Grundlagen der Quantenelektronik einführt, sofern sie für die Laseranwendung wichtig sind. Zum anderen wird eine Auswahl der gängigsten Lasertypen behandelt, wobei deren Prinzipien und wichtigste Einsatzmöglichkeiten beschrieben werden.

Der Stoffumfang läßt sich durch folgende Stichworte umschreiben: Physik der Festkörper-, Gas-, Halbleiter- und Farbstofflaser, Anwendung der Laser in Physik, Chemie, Biologie, Medizin und Technik sowie Arbeitsschutz beim Umgang mit Lasern. Die insgesamt 5 Abschnitte bestehen jeweils aus Beiträgen kompetenter Fachleute. Sie enthalten in komprimierter Form Fakten, Daten und Querverweise auf die umfangreiche Spezialliteratur, deren Verzeichnis im Anhang den Stand bis 1979 erfaßt. Die sinnfällige Kennzeichnung der Einzelkapitel durch Buchstabensymbole erleichtert dem Leser die Orientierung.

Das Buch ist demjenigen zu empfehlen, der sich einen Überblick über die Lasertechnik verschaffen will. Es enthält in komprimierter Form eine Fülle von Informationen und zeichnet sich durch einen sehr günstigen Preis aus.

Bodo Morgenstern

CHILL – Eine moderne Programmiersprache für die Systemtechnik. Von Werner Sammer und Heinz Schwärtzel. 191 Seiten, 165 Bilder und Tabellen, Format 24 cm x 16,5 cm, geheftet, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York 1982, Preis 68,- DM bzw. 28,40 US\$, ISBN 3-540-11631-1.

Die klare Gliederung des Buches in Sprachkonzept und Umfang, in Compilererstellung und neue Konzepte wird dem Aufbau der Programmiersprache CHILL (CCITT High Level Language) gerecht. Die nach den modernsten sprachtechnischen Gesichtspunkten und dem neuesten Stand bei den formalen Sprachen entwickelte Sprache für die Programmierung von fernmeldetechnischen Geräten ist im Rundfunkbereich wenig bekannt. Die Sprache wurde 1980 als Standardsprache vom CCITT verabschiedet. Die Entwicklung bestand bis zu diesem Zeitpunkt ausschließlich in der Ermittlung des Bedarfs für die Elemente der Sprache und dauerte 12 Jahre. Dies ist im Vergleich zu anderen Sprachen wie PASCAL und PEARL, die der gleichen formalen Ebene angehören, keine ungewöhnlich lange Zeit.

Die beiden Hauptverfasser des Buches wurden bei der Erstellung von weiteren 14 Mitarbeitern unterstützt. Dieser Aufwand zeigt die Komplexität bei der Darstellung einer modernen Programmiersprache für die Systemtechnik. Trotzdem ist das Buch mit seinen 191 Seiten kompakt gestaltet. Alle Aspekte sind hinreichend gut dargestellt und werden in klarer Form angeboten. Das Buch ist dadurch gut geeignet, die Sprache CHILL in einem Überblick zu erfassen und die speziellen Eigenschaften zu studieren.

Die Sprache wird mit anderen modernen Sprachkonzepten verglichen, und hier zeigt sich, daß CHILL durchaus nicht nur für die Vermittlungstechnik als sogenannte „Telefonsprache“ zu verstehen ist. Die Sprache ist wie auch Concurrent Pascal (eine Variante von PASCAL für Betriebssystemerstellung), MODULA oder PEARL für allgemeine Prozeßprogrammierung geeignet. Die stark effizienzabhängigen Anwendungen, wie sie in der Vermittlungstechnik vorkommen, erfordern in CHILL keinen Einschub von Assemblerteilen. Der Vergleich ist insgesamt etwas kurz geraten, so daß vermutet werden muß, daß sich die Verfasser fast ausschließlich mit CHILL befassen und die anderen Sprachen nur von der Theorie her kennen.

Sehr gut ausgearbeitet ist das dritte Kapitel über die Aspekte der Compilerimplementierung. Die modernen Methoden der Compilererstellung sind sehr verständlich dargestellt, so daß auch der Nichtfachmann dieses Spezialgebiet der Computertechnik verstehen kann. Im Gegensatz zu anderen System- oder Prozeßsprachen

wurde bei CHILL eine sehr genaue Implementierungsvorschrift erlassen, so daß die Unterschiede der einzelnen Compiler geringer sind als z. B. bei PASCAL oder PEARL. Durch die weltweite Verwendung ist dies auch notwendiger als bei dem mehr lokalen Einsatz anderer Prozeßrechnersprachen.

Sehr empfehlenswert ist auch das vierte Kapitel über Ausblicke und Konzepte bei der Verwendung von CHILL als Implementierungssprache. Durch eine Abstraktion von der Hardware werden parallele Prozesse ermöglicht, ohne daß der Benutzer sich auf die endgültige Hardware festlegen muß. Diese Denkweise kommt der Programmierung von Prozeßsystemen sehr entgegen.

Die Verfasser besprechen die modernsten Betriebssystemkonzepte im Hinblick auf die Sprache CHILL und entwerfen eine CHILL-orientierte Hardware. Durch das Konzept CHIPSE (CHILL-Programmierung Support Environment) wird der gesamte Prozeß der Softwareentwicklung in allen Phasen in das CHILL-Konzept einbezogen. Im Buch kommt diese Darstellung jedoch zu kurz, so daß der Leser die eigentlichen Vorteile einer gemeinsamen Entwurfs-, Programmier- und Systemimplementierungssprache nicht erkennen kann.

Das Buch ist allen Interessenten der Programmier-techniken sehr zu empfehlen. Es erleichtert vor allem auch die Diskussion um und über ADA. Dem aufmerksamen Leser wird dabei nicht entgehen, daß CHILL ebenso wie PEARL ein durchaus ebenbürtiger Partner zu ADA ist. ADA hat dabei den Nachteil, daß es auf dem Markt noch nicht verfügbar ist und fast alle Phasen, wie sie im Buch so eindrucksvoll für CHILL beschrieben wurden, noch durchlaufen muß.

Dietrich Sauter

Nachrichtentechnik. Band 10: Grundlagen der Theorie statistischer Signale. Von Eberhard Hänslér. Hrsg. Hans Marko. IX, 225 Seiten, 69 Bilder und Tabellen, Format 24 cm x 16,5 cm, geheftet, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York 1983, Preis 42,- DM bzw. 18,10 US\$, ISBN 3-540-12081-5.

Der vorliegende Band 10 der Buchreihe „Nachrichtentechnik“ gibt eine Einführung in das Gebiet der statistischen Signaltheorie. Er entstand aus Vorlesungen des Verfassers an der TH Darmstadt. Behandelt werden die Eigenschaften von Zufallsvariablen und Zufallsprozessen, das Verhalten von linearen Systemen bei stochastischer Anregung und im letzten Kapitel die Realisierung und die Arbeitsweise linearer Optimalfilter.

Der Stoff wird gut faßlich und anschaulich dargestellt. Definitionen und wichtige Formeln sind im Text besonders hervorgehoben; die gebrachten Beispiele zeigen dem Leser darüber hinaus Anwendungsmöglichkeiten.

Zum Verständnis des Buches sind an Vorkenntnissen nur die Grundlagen der Analysis, der Systemtheorie und der Wahrscheinlichkeitsrechnung erforderlich. So kann dieses Buch allen Studierenden der höheren Semester in den Fächern Nachrichten- und Regelungstechnik wärmstens empfohlen werden.

Jürgen Missun

Nachrichtentechnik. Band 11: Bildkommunikation. Von Helmut Schönfelder. Hrsg. Hans Marko. XIII, 298 Seiten, 124 Bilder und Tabellen, Format 24 cm x 16,5 cm, geheftet, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York 1983, Preis 64,- DM bzw. 27,60 US\$, ISBN 3-540-12214-1.

Die Übermittlung von Nachrichten läßt sich – den menschlichen Fähigkeiten der Sinneswahrnehmung entsprechend – durch optische Eindrücke besonders effektiv gestalten. Die technische Entwicklung von den ersten Bildtelegraphen über die klassische Fernsehtechnik hin

zu neuen Bildkommunikationstechniken bestätigt das in eindrucksvoller Weise.

Das vorliegende Buch stellt den gelungenen Versuch dar, diese Entwicklung aufzuzeigen. Es gibt einen sehr guten Überblick über alle derzeit wesentlichen Grundprinzipien und zeigt, wie die Fernsehtechnik durch vermehrten Einsatz digitaler Verfahren zu einem immer vielseitigeren Kommunikationsmedium erweitert wird. Das Werk enthält 6 Kapitel. Einführend werden die klassischen Prinzipien der optoelektrischen Bildwandlung beschrieben (Quantisierung des Bildinhaltes, Abtasttheorem, Bildfeldzerlegung und Aufnahmesensoren). Ein weiteres Thema sind Farbfernsehaufnahme und -wiedergabe mit einem kurzen Abriss der Farbmatrik, der verschiedenen Technologien von Kameraröhren für Bewegtbilder, der Filmabtastung und der Dreistrahl-Schattenmasken-Wiedergaberöhren. Im Kapitel „Analoge Bewegtbildübertragung“ werden die klassischen Grundlagen der Fernsehgrundfunkverfahren mit den gebräuchlichen Farbfernsehsystemen beschrieben und die neueren Konzepte für die Übertragung zusätzlicher Informationen im Fernsehkanal (z. B. Zweitonverfahren, Bildschirm- und Videotext), Kabel- und Satellitenfernsehen erörtert. Das Kapitel „Digitale Bewegtbildübertragung“ behandelt die Vorteile und Besonderheiten dieser Technik, die Modulationsverfahren sowie Konzeptbeispiele des digitalen Empfängers. Das zukunftsweisende, hochauflösende Fernsehen (HDTV) und der Schmalband-Bildfernsprecher sind Thema eines weiteren Kapitels. Ein weiteres Anwendungsfeld ist die Übertragung fester Bilder. Ihm ist das letzte Kapitel gewidmet. Die Prinzipien der Abtastung, Faksimile-, Telebild-, Fernsprecheinzelbild- und Satellitenbildübertragung sind hier als Stichworte zu nennen.

Dem Buch, das in hervorragender Weise die langjährigen Erfahrungen des Autors in Forschung und Lehre dieses Fachgebiets widerspiegelt, ist eine weite Verbreitung zu wünschen.

Bodo Morgenstern

Elektronische Textkommunikation. Technik, Einsatz, Erfahrungen. Von Klaus Fellbaum (Hrsg.), Rainer Hartlep, Gerhard Möll, Udo Puhze und Rolf Rüggeberg. 402 Seiten, zahlreiche Bilder und Tabellen, Format 21 cm x 15 cm, kartoniert, VDE-Verlag, Berlin-Offenbach 1983, Preis 56,80 DM, ISBN 3-8007-1260-1.

Die unter dem zwar gebräuchlichen, aber nicht sehr glücklichen Oberbegriff Elektronische Textkommunikation erschienene, leicht verständliche Beschreibung des heutigen Standes von Bildschirmtext, Videotext, Teletext, Telefax und elektronisch erzeugter Sprachwiedergabe gibt einen guten Einblick in den Stand der Entwicklung. Technik der Endgeräte und der Gesamtsysteme werden beschrieben.

Ein wenig vermißt wird die Auseinandersetzung mit den sich abzeichnenden Anwendungstendenzen beim Bildschirmtext. Ähnliches gilt für die anderen Systeme; obwohl sie unter einem Oberbegriff zusammengestellt werden, dienen sie doch ganz unterschiedlichen Zwecken und finden damit sehr unterschiedliche Anwendungsbereiche.

Wer sich über den jetzt aktuellen Stand informieren will, sollte zu diesem Buch greif

Henning Wilkens

Außerdem hat die Redaktion einen Katalog erhalten, auf den an dieser Stelle hingewiesen werden soll:

Internationaler Bildplattenkatalog 1983. Alles über das neue Medium: Systeme, Geräte, Programme. Von Hannes Dahlberg (Autor und Hrsg.). 136 Seiten, über 400 Bilder, Format DIN A4, kartoniert, Fachverlag Schiele & Schön GmbH, Berlin 1983, Preis 19,90 DM, ISBN 3-7949-0387-0.

Diese weltweit erstmalige Ausgabe eines speziell die Bildplatte betreffenden Kataloges enthält alle Bildplattenprogramme, die bis zum Frühjahr 1983 in Deutschland, Großbritannien, USA und Japan erschienen sind. Mehr als 1000 Spiel- und Kinderfilme, Musikaufnahmen, Sport- und Lernprogramme, Hobby- und Bildungsfilm werden mit technischen und inhaltlichen Angaben vorgestellt.

In einem einleitenden Kapitel werden die verschiedenen Bildplattengeräte und -systeme beschrieben. Ein ausführlicher Anhang gibt Auskunft über die Adressen der Geräte- und Programmfirmer in den genannten Ländern, dazu über die bekanntesten Darsteller und Regisseure.

Für den Besitzer eines Bildplattenspielers ist dieser Katalog ein nützliches und empfehlenswertes Nachschlagewerk, um sich einen Überblick über das internationale Angebot zu verschaffen.

Die Redaktion

NACHRICHTEN

50 Jahre Rohde & Schwarz

Zwei Studenten experimentierten 1929 in Jena mit ultrakurzen Wellen, wurden Freunde und gründeten 1933 in München ein physikalisch-technisches Entwicklungslabor, aus dem die Firma Rohde & Schwarz mit heute 3500 Mitarbeitern im Inland und einigen Hundert in 50 Auslandsvertriebsfirmen hervorging. Dr. phil. nat. Dr.-Ing. E. h. Lothar Rohde (76) und Senator E. h. Konsul Dr. phil. nat. Hermann Schwarz (75) stehen nach wie vor – seit 1971 zusammen mit Dipl.-Ing. Dipl.-Wirtsch.-Ing. Friedrich Schwarz (43) – an der Spitze des Unternehmens (siehe unser Bild).

Hauptsitz der Firma blieb München; weitere Fertigungsstätten entstanden 1944 in Memmingen im Allgäu (Meßgeräte GmbH) und 1969 in Teisnach im Bayerischen Wald für Vorfertigung und Rohplatten. Bereits seit 1939



fertigt und vertreibt die Tochterfirma Quarzkeramik GmbH in Gauting-Stockdorf bei München Schwingquarze, Quarzfilter, Quarzoszillatoren und Quarzthermostate. In Köln unterhält Rohde & Schwarz das größte deutsche Industrie-Servicecenter für elektronische Meß- und Nachrichtentechnik (seit 1977 anerkannte Kalibrierstelle im DKD). Die 1962 gegründete Holding Rusint AG faßt eine Reihe eigener Auslandsniederlassungen zusammen und erwarb 1969 in den USA die Polarad Electronics Inc.

Erste Produktlinien des Unternehmens Rohde & Schwarz waren Frequenzmesser und Frequenznormale (1938 erste tragbare Quarzuhr der Welt), Scheinwiderstandsmeßgeräte, Spannungs- und Feldstärkemesser sowie Meßgeneratoren. Nach dem Zweiten Weltkrieg gelang der Einstieg in die Nachrichtentechnik (1949 erster europäischer UKW-Hörfunksender). Eine grobe Gliederung der heutigen Aktivitäten ergibt sich aus den Bezeichnungen der vier R&S-Unternehmensbereiche: Meßgeräte und Meßsysteme (mit den Schwerpunkten Sprechfunk- und Netzwerkmeßtechnik, Nutz- und Störfeldstärkemessung, Meßsender und Synthesizer), Rundfunk- und Fernsehtechnik (UKW- und Fernsehsender für Bereich IV/V bis 20 kW mit der zugehörigen Meßtechnik), Betriebsfunktechnik (zivile und militärische Send- und Empfangsgeräte/-systeme für HF, VHF und UHF) sowie Funkerfassung/Funkortung (Empfänger, Peiler, Antennen und Systembearbeitung).

Die Redaktion

RUNDFUNKVERSORGUNG
IN DER BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND
UND IN BERLIN (WEST)

Ultrakurzwellensender

Inbetriebnahmen

Von den Rundfunkanstalten wurden folgende Ultrakurzwellensender in Betrieb genommen:

Station	Pro-gramm	Kanal	Fre- quenz MHz	Leistg. ERP kW	Pol.	Azimu- t Grad	Tag der Inbetrieb- nahme
Bayerischer Rundfunk							
Herzog- stand	4SG	43	99,9	0,1	HHH	90; 190; 15	13. 7. 83
Garmisch- Parten- kirchen	4SG	30	95,9	0,5	H	10	13. 7. 83

Fernsehsender

Inbetriebnahmen

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

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimu- t Grad	Tag der Inbetrieb- nahme
Hessischer Rundfunk						
Spangen- berg	43	8M	20	HHH	75; 120; 260	8. 7. 83
Norddeutscher Rundfunk						
Northeim/ Denkers- hausen	39	3P	10	HH	20; 150	10. 8. 83

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimu- t Grad	Tag der Inbetrieb- nahme
Süddeutscher Rundfunk						
Heiden- heim- Schmiede- berg	24	4M	100	HH	185; 275	6. 6. 83
Stuttgart- Mitte	44	2P	20	HHH	115; 210; 335	10. 6. 83
Westdeutscher Rundfunk						
Hohen- limburg- Ober- nahrmer	26	6M	10	HH	25; 165	12. 4. 83
Reiste	26	6P	12	HH	40; 310	17. 1. 83

Die Leistung des Mittelwellensenders Hoher Meißner 594 kHz, Hessischer Rundfunk, wurde am 24. 6. 1983 auf 200 kW erhöht.

RUNDFUNKTEILNEHMER-STATISTIK

Stand 30. Juni 1983

	Gebühren- pflichtige Teilnehmer	Zunahme (Abnahme) seit 31. 3. 1983	Anteil in %
H ö r f u n k			
BR	3 873 345	+ 26 273	17,2
HR	2 122 396	+ 11 227	9,4
NDR	4 223 753	+ 24 986	18,7
RB	284 355	+ 206	1,3
SR	400 551	+ 1 008	1,8
SFB	888 004	- 691	3,9
SDR	2 260 435	+ 13 473	10,0
SWF	2 786 592	+ 21 758	12,4
WDR	5 688 214	+ 27 801	25,3
Summe	22 527 645	+ 126 041	100,0
F e r n s e h e n			
BR	3 536 397	+ 21 662	17,2
HR	1 911 051	+ 7 729	9,3
NDR	3 868 001	+ 19 195	18,9
RB	258 454	- 150	1,3
SR	369 624	+ 1 123	1,8
SFB	821 772	- 943	4,0
SDR	1 917 559	+ 6 864	9,4
SWF	2 401 880	+ 15 507	11,7
WDR	5 405 748	+ 28 306	26,4
Summe	20 490 486	+ 99 293	100,0

Die Anzahl der darüber hinaus aus sozialen Gründen von der Gebührenpflicht für den Hör- und Fernseh- und Rundfunk befreiten Teilnehmer betrug 3 472 422 am 30. Juni 1983.

PERSÖNLICHES

Ehrung für Karl Holzamer

Zum Träger des Eduard-Rhein-Rings, der an Persönlichkeiten verliehen wird, die sich in besonderem Maße um die Entwicklung von Rundfunk und Fernsehen verdient gemacht haben, ist dieses Jahr Prof. Dr. Karl Holzamer bestimmt worden. Eduard Rhein würdigt mit dieser Ehrung den Aufbau des ZDF unter der Ägide seines Gründungs-Intendanten zu dessen heutiger Bedeutung als größte europäische Fernsehanstalt. Die bisherigen Träger des Eduard-Rhein-Rings, der insgesamt nur zehnmal verliehen werden soll, sind der amerikanische Fernsehponier und Erfinder des Ikonoskops Dr. Vladimir Zworykin, PAL-Vater Prof. Dr. Walter Bruch und der Industrielle Dr. h. c. Max Grundig. Die Redaktion

Günther Krauß geht in den Ruhestand

Ende Oktober 1983 geht Obering. Günther Krauß, Leiter der Abteilung FS-Studio und Sendung und FS-Betriebsleiter des Saarländischen Rundfunks, in den wohlverdienten Ruhestand.

Günther Krauß, Jahrgang 1923, ein gebürtiger Saarländer, wurde nach dem Abitur bereits im Alter von 19 Jahren zur Deutschen Wehrmacht einberufen. Erst nach dem Kriege studierte er mehrere Semester an der Technischen Hochschule Karlsruhe.

In Karlsruhe legte er auch im Jahre 1949 die Meisterprüfung im Radio- und Fernsehtechnikerhandwerk

ab. Unmittelbar nach dieser Zeit gründete er in Saarbrücken-Güdingen ein Radio- und Fernsehgeschäft, das er viele Jahre selbst leitete.

Am 1. Mai 1964 ist Günther Krauß als Lehrlingsausbilder beim SR eingetreten. Aufgrund seiner guten Kenntnisse in der Rundfunk- und Fernsehtechnik wurde ihm bereits ein Jahr später die Leitung der Abteilung FS-Studio und Sendung übertragen. 1967 wurde er zum Leitenden Ingenieur ernannt und mit der Vertretung des SR in der FS-Betriebsleiter-Kommission beauftragt. In dieser für die ARD so wichtigen Kommission sowie in weiteren Unterkommissionen hat er bis zuletzt sehr erfolgreich gearbeitet.

Günther Krauß ist ein ausgezeichneter Fachmann mit großer Tatkraft und Weitblick. Seine Leistungen beim Aufbau unserer Rundfunkanstalt an der Saar sind besonders zu nennen. Den hohen Stand der Fernsehtechnik verdankt der SR nicht zuletzt seinem überdurchschnittlichen Engagement und seinem hohen technischen Sachverstand. In Anerkennung seiner außerordentlichen Leistungen wurde er bereits 1970 zum Oberingenieur beim SR ernannt. Viele Jahre war er im Bereich der drei fernsehtechnischen Abteilungen, FS-Studio und Sendung, FS-Meßtechnik und FS-Film, koordinierend tätig.

Der SR dankt Günther Krauß für seine fast 20jährige ausgezeichnete Tätigkeit im Dienste der Fernsehtechnik. Wir wünschen ihm einen harmonischen Übergang in den wohlverdienten Ruhestand und viele schöne Jahre im Kreise seiner Familie, seiner Freunde und mit seinen Hobbys.

Mit einem Hobby wird er auch nach seiner aktiven Zeit mit dem „Funk“ in Verbindung bleiben, es wird ihn aber wieder ins „Amateurlager“ zwingen. Wir wünschen Günther Krauß für die Zukunft alles Gute.

Werner Glesner

Herausgeber: Institut für Rundfunktechnik GmbH, München.

ISSN 0035-9890

Schriftleitung: Prof. Dr. U. Messerschmid, Dr. H. Wilkens, 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. (FH) R. Hengstler, Dipl.-Ing. H. Mücke, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45, Ruf (089) 38 59 383, Fernschreiber 5/215 605 irtm d.

Redaktioneller Beirat: Dipl.-Ing. H. Eden, Dr. N. Mayer, Prof. Dr. G. Plenge, Floriansmühlstr. 60, 8000 München 45. Verlag: Mensing GmbH + Co KG, Schützenwall 9—11, 2000 Norderstedt. Es erscheinen jährlich 6 Hefte mit einem Gesamtumfang von etwa 300 Seiten. Bezugspreis: Jahresabonnement 105,— DM zuzüglich Versandkosten. Bezugsbedingungen: Bestellungen über den Buchhandel oder beim Verlag. Abbestellungen müssen 6 Wochen vor Ablauf des Kalenderjahres vorliegen. Einzelhefte werden nach Umfang berechnet und über den Buchhandel ausgeliefert. Auslieferungsdatum 28. 10. 1983. Einzelpreis dieses Heftes 27,80 DM. Alle Rechte vorbehalten. Nachdrucke, auch auszugsweise sowie anderweitige Vervielfältigungen sind nur mit schriftlicher Genehmigung des Verlages gestattet.

Anzeigenverwaltung: Mensing GmbH + Co KG, Schützenwall 9—11, 2000 Norderstedt, Ruf (040) 5 25 20 11 und alle Werbemittler. Zur Zeit gilt Anzeigenpreisliste Nr. 15.

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