

# Rundfunktechnische Mitteilungen

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

Institut für Rundfunktechnik GmbH  $\operatorname{IRT}$ 

Horst Jakubowski Aussteuerungsmessung in der digitalen Tonstudiotechnik

James Hedley Wilkinson Codierungstechniken für einen digitalen Videorecorder

Franz Stollenwerk, Hartmut Schröder Fernsehsysteme mit kompatibel erhöhter Bildqualität - Ein Systemvergleich

Heinz Sauerburger, Ludwig Stenger Zweikanalige Satellitenübertragung von HDTV-Signalen

Friedrich Stöcker Formulierung und Untersuchung einer automatischen Frequenzzuweisungs-

methode unter Zuhilfenahme von Verfahren der Graphentheorie

Rolf Hengstler Die 11. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (2. Teil)

Tagungen und Ausstellungen - Buchbesprechungen - Nachrichten - Persönliches

# FDL 60 – erstklassige Bildqualität, neue Betriebsmöglichkeiten und niedrige Betriebskosten

Der FDL 60 zeichnet sich durch eine Vielzahl von herausragenden Besonderheiten gegenüber konventionellen Filmabtastern aus.

# Der FDL 60 ist ein Filmabtaster ohne Röhren

Er arbeitet mit einer neuen Generation von langlebigen CCD-Zeilensensoren, durch die Einbrenn- und Nachziehprobleme nicht mehr auftreten. Jedes Filmbild wird nur einmal zeilensequentiell und ohne Ablenkung abgetastet, so daß die Vollbildwiedergabe flimmerstei erfolgt und die vertikale Auslösung absolut konstant bleibt.

Das Ergebnis ist eine erstklassige Bildqualität mit hoher Auflösung und einer brillanten Farbwiedergabe, die selbst die Rotfarben originalgetreu abbilden läßt

## Der Capstan-Antrieb und die digitale Signalverarbeitung ermöglichen völlig neue Betriebsmöglichkeiten

Die Zeitlupen-Darstellung, der schnelle Vor- und Rücklauf sowie das Einfrieren des Bildes erfolgen in beispielhafter Qualität. Das Suchen nach bestimmten Filmszenen oder Einzelbildern wird durch den variablen programmierbaren Suchlauf- und den Einzelschritt-Betrieb mit einem Farbbild in voller Größe erheblich erleichtert. Start und Stop erfolgen sofort und bildgenau. Das Laufwerk kann Filmspulen mit einer Länge bis zu 1200 Metern aufnehmen.



# Der FDL senkt drastisch die

Die digitale Signalverarbeitung ist wartungsfrei, und die CCD-Zeilensensoren arbeiten abnutzungsfrei mit der von einem Halbleiterelement zu erwartenden Zuverlässigkeit und Langlebigkeit. Instabilen Schaltungen, teurem Röhrenwechsel und Pegelungsproblemen wird hier der Garaus gemacht.

#### Der FDL 60 ist ein Dreiformat-Abtaster

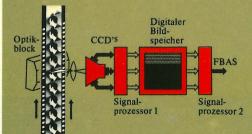
Er eignet sich für 35 mm, 16 mm und Super-8-Filmformate (FDL 60 B 2 ohne S8) in Verbindung mit allen gebräuchlichen Tonspuren. Ein Formatwechsel erfolgt sekundenschnell durch den Austausch des Optikblocks – das ist schon alles.

Der FDL 60 bietet dem Anwender Betriebsmöglichkeiten vergleichbar mit einer modernen Studio-MAZ und läßt sich wie eine MAZ bedienen. Das servogesteuerte Laufwerk mit kontinuierlichem Capstan-Antrieb und Mikrocomputer-Steuerung gewährleistet einen schonenden Filmtransport.

Der Bildzähler besitzt ein Tastenfeld für die Eingabe von CUE-Punkten in Form eines Zeitcodes, die in Verbindung mit einem Umschaltgerät den störungsfreien Übergang zwischen zwei in kontinuierlichem Betrieb arbeitenden Abtastern gewährleisten. Der FDL 60 kann leicht in MAZ-Schnitt- und Überspiel-Systeme integriert werden. Zusätzliche Pröduktionshilfen stellen die Farbkorrektur FRP 60, PanScan und die Negativfilm-Abtastung dar.

Er ist nicht nur ein Filmabtaster der Spitzentechnologie. Er ist vor allen Dingen ein Beispiel für wirtschaftliches und ergonomisches Design. Der FDL 60. Von Bosch.

Robert Bosch GmbH Geschäftsbereich Fernsehanlagen Postfach 429, 6100 Darmstadt Bundesrepublik Deutschland



- Drastisch reduzierte Betriebskosten
   Veriable Betriebsgesehwindigkeiten
- Variable BetriebsgeschwindigkeitenAuto Cue und Timecode-Steuerung
- Hervorragende Farbwiedergabe35 mm, 16 mm und Super-8-Film



BOSCH

# RUNDFUNKTECHNISCHE MITTEILUNGEN

JAHRGANG 28 1984 Heft 5

#### INHALTSVERZEICHNIS:

Aussteuerungsmessung in der digitalen Tonstudiotechnik 213 Horst Jakubowski	Formulierung und Untersuchung einer automatischen Frequenzzuweisungsmethode unter Zuhilfenahme von Verfahren der Graphentheorie
Codierungstechniken für einen digitalen Videorecorder 220	Friedrich Stöcker
James Hedley Wilkinson	Die 11. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (2. Teil)
Fernsehsysteme mit kompatibel erhöhter Bildqualität — Ein	Rolf Hengstler
System vergleich	Tagungen und Ausstellungen 26
Franz Stollenwerk, Hartmut Schröder	Buchbesprechungen 26
Zweikanalige Satellitenübertragung von HDTV-Signalen 235	Nachrichten 26
Heinz Sauerburger, Ludwig Stenger	Persönliches

#### AUSSTEUERUNGSMESSUNG IN DER DIGITALEN TONSTUDIOTECHNIK

### VON HORST JAKUBOWSKI1

Manuskript eingegangen am 18. Juli 1984

Aussteuerung

### Zusammenfassung

Jeder Nachrichtenübertragungskanal hat eine spezifische Systemdynamik, d. h. eine obere Pegelgrenze, bei deren Überschreitung es zu Signalverzerrungen kommt, und eine untere Pegelgrenze, den ihm eigenen Störpegel, von dem sich der Nutzsignalpegel noch deutlich abheben sollte. Soll dieser Übertragungskanal technisch optimal genutzt werden, so ist der Nutzsignalpegel so zu legen, daß bei noch geringen Signalverzerrungen ein möglichst großer Störabstand erreicht wird.

Zur Kontrolle der "Aussteuerung" des Übertragungskanals werden in Deutschland Geräte eingesetzt, deren spezielles dynamisches Verhalten vor fast fünfzig Jahren festgelegt worden ist. Jetzt, da die digitale Tonsignaltechnik sowohl in die Studio- als auch in die Übertragungstechnik eindringt, ist die Frage zu stellen, ob die dynamischen Eigenschaften bisheriger Aussteuerungsmesser beibehalten werden können oder ob sie mit Rücksicht auf die obere Aussteuerungsgrenze digitaler Systeme geändert werden müssen.

### Summary Amplitude control in digital sound studios

Each transmission channel has an inherent dynamic range with an upper limit which, if exceeded, will cause distortion, and a lower limit which determines the noise level above which the signal must be clearly discernable. To achieve optimum utilisation of these channels, the signal level has to be set to obtain the highest possible signal-to-noise ratio whilst keeping the distortion small.

est possible signal-to-noise ratio whilst keeping the distortion small.

The equipment used in Germany for the control of signal amplitude in transmission channels has not changed for almost fifty years. The increasing use of digital audio techniques, both in the studio and for transmission, requires that it be established whether the dynamic range parameters of existing amplitude control systems may be retained or whether they should be adapted to suit the dynamic range specific to digital systems.

## Sommaire Contrôle de l'amplitude dans la technique audio numérique en studio

Chaque voie de transmission possède une dynamique propre avec une limite supérieure dont le dépassement s'accompagne de distorsions et une limite inférieure qui détermine le niveau de bruit dont doit ressortir nettement le signal. Pour obtenir un rendement optimal de çes voies, il faut fixer le niveau du signal de manière à obtenir le rapport signal/bruit le plus élevé en présence de distorsions encore faibles.

Pour contrôler l'amplitude dans des voies de transmissions, on se sert en Allemagne d'appareils dont la caractéristique dynamique n'a pas changé depuis près de cinquante ans. L'utilisation croissante de la technique audio numérique tant en studio que pour la transmission pose la question de savoir si les caractéristiques dynamiques des dispositifs actuels de contrôle d'amplitude peuvent être conservées ou si elles doivent être adaptées à la dynamique spécifique des systèmes numériques.

## 1. Rückblick

Etwa im Jahr 1935 ist das Grundprinzip des Aussteuerungsmessers entwickelt worden, wie er noch heute beim deutschen Rundfunk eingesetzt wird. Rein äußerliche Merkmale waren seine übersichtliche, große Skala und der Lichtzeiger. Im elektronischen Teil wurde durch Einschaltung von Gleichrich-

1 Dipl.-Ing. Horst Jakubowski ist stellvertretender Leiter des Fachbereichs Studiotechnik Hörfunk im Institut für Rundfunktechnik, München.

tern ein logarithmischer Verlauf für die Spannungsanzeige erreicht. Die Wahl der dynamischen Kennwerte, eine kurze Ansprechzeit und eine lange Rücklaufzeit, sorgte für ein ruhiges Anzeigeverhalten und eine gute Ablesbarkeit. Besonders die Spitzenwertanzeige führte zu einem Aussteuerungsmesser, mit dem eine optimale Aussteuerung des Übertragungskanals möglich wurde, ohne daß die Gefahr nichterkannter Übersteuerungen auftrat. Die Definition der Spitzenwertanzeige, wie sie damals gegeben wurde, gilt auch noch für die heutigen Geräte: Ein Sinuspuls von 10 ms Dauer und einer Amplitude, die im stationären Fall Vollausschlag ergäbe, wird mit 90 % angezeigt (– 1 dB).

Mit diesem Aussteuerungsmesser arbeitet der Rundfunk in Deutschland und in einigen anderen europäischen Ländern nun seit fast fünfzig Jahren. Seitdem hat er zwar einige Wandlungen erfahren, die Röhrentechnik ist von der Halbleitertechnik abgelöst worden, der Lichtzeiger wurde von anderen, nichtmechanischen Anzeigeelementen verdrängt, doch das kennzeichnende Prinzip, die Ansprechzeitkonstante von 10 ms, ist erhalten geblieben. Dieser Aussteuerungsmesser ist im ARD-Pflichtenheft Nr. 3/6 beschrieben, in Deutschland als DIN 45 406 genormt und sogar international in der IEC-Publ. 268-10 standardisiert als einer (Typ I) von zwei im dynamischen Verhalten relativ ähnlichen Typen.

Obwohl sich dieses Meßprinzip bewährt hat, muß nun doch die Frage gestellt werden: Wird man auch in einer "digitalen Zukunft" mit diesem Aussteuerungsmesser arbeiten können?

## 2. Neue Aussteuerungsbedingungen

Um diese Frage zu verstehen, muß man sich der Unterschiede in der analogen und der digitalen Tonsignaltechnik bewußt sein. Aus einer ganzen Reihe signifikanter Unterschiede steht einer im unmittelbaren Zusammenhang mit dem Problem der Aussteuerung. – Bei anwachsender Tonsignalamplitude werden in einem analogen System ganz allmählich die nichtlinearen Verzerrungen anwachsen. Dieses Verhalten ist kennzeichnend für Übertrager, für die magnetische Bandaufzeichnung, für Röhrenverstärker u. a.; will man eine obere Aussteuerungsgrenze festlegen, so kann man das nur ganz willkürlich, indem man sie z. B. für ein  $k_3=1\,$  % definiert, wie es im **Bild 1** dargestellt ist.

Anders ist es in der Digitaltechnik. Hier ist die Aussteuerungsgrenze sehr scharf ausgeprägt. Unterhalb dieser Grenze sind die nichtlinearen Verzerrungen vernachlässigbar. Erreicht die Tonsignalamplitude die Grenze, so gibt der A/D-Wandler ein Daten-

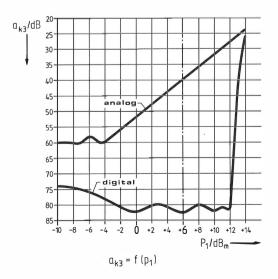


Bild 1
Klirrabstand bei magnetischer Aufzeichnung

wort aus, das die höchste Amplitudenstufe beschreibt, die das System zu übertragen vermag. Bei noch höheren Tonsignalamplituden kann der Wandler immer nur das gleiche Wort ausgeben. In die analoge Signalebene zurückgewandelt bedeutet das nichts anderes, als daß ein exaktes und scharfes Klippen der Amplitudenspitzen stattfindet (Bild 1). Daraus wird die Forderung abgeleitet, sicherzustellen, daß momentane Tonsignalamplitudenspitzen diesen Grenzwert auf keinen Fall überschreiten.

So neu allerdings ist dieses Problem gar nicht. Seit Transistoren und Operationsverstärker in der analogen Tonsignaltechnik eingesetzt werden, existieren bereits derart scharf klippende Systeme (wenn diese Grenze auch manchmal durch Übertragereigenschaften kaschiert worden ist). Dennoch ist beim Wechsel von Röhren- auf Halbleitertechnik über Aussteuerungsfragen generell und darüber, ob der bisherige Aussteuerungsmesser weiterhin verwendet werden könne, nicht diskutiert worden. Das lag sicherlich daran, daß die Nominalpegeltechnik, wie sie im deutschen Rundfunk betrieben wird, als völlig selbstverständlich beibehalten wurde. +6 dBm, der Vollaussteuerungspegel, das ist der zentrale Wert, auf den Störpegelabstände und Aussteuerungsreserven bezogen werden. Und so wurde die alte, für Röhrengeräte gültige "Braunbuchpraxis" einfach auf die damals neue Transistortechnik übertragen: Die Aussteuerungsgrenze hatte bei etwa + 21 dBm zu liegen; d. h. es existiert zwar eine scharfe Klippgrenze, die lag jedoch 15 dB über dem "Arbeitspunkt" und rückte damit nicht direkt ins Bewußtsein.

Jetzt bei den neuen Digitalsystemen ist a priori erst einmal kein Bezug zum Vollaussteuerungspegel von + 6 dBm gegeben. Die A/D-Wandler geben lediglich einen Dynamikraum, einen Codierbereich (meistens  $\pm$  10 V) vor. In diesen Raum hinein ist das Programmsignal nun optimal zu positionieren.

Eine technische optimale Nutzung des Codierbereichs wäre, den höchsten Signalamplitudenwert bis genau an die obere Grenze des Systems heranreichen zu lassen, dann ist noch keine nichtlineare Verzerrung zu erwarten und der größtmögliche Störpegelabstand erreichbar. Auf den ersten Blick aber ist zu erkennen, daß dabei mindestens eine Voraussetzung erfüllt sein müßte: Dieser höchste vorkommende Signalamplitudenwert müßte vorher schon bekannt sein. Da das aber im allgemeinen nicht der Fall ist, bleibt keine andere Wahl, als einen Schutzabstand zwischen einem nominellen Vollaussteuerungswert und diesem Grenzwert vorzusehen. Wie aus Bild 2 zu ersehen ist, kann bei einer vorgegebenen Systemdynamik ein derartiger Schutzabstand, die Aussteuerungsreserve, nur auf Kosten einer Verringerung des Störpegelabstandes erreicht werden, d. h. man darf diese Schutzzone nur so groß wie unbedingt erforderlich auslegen.

Übersteuerungsreserven von etwa 15 dB, wie in der analogen Studioverstärkertechnik üblich, kann man sich in einer digitalen 16-Bit-Technik aber kaum und in einer 14-Bit-Technik auf gar keinen Fall leisten (Störpegelabstände von 69 dB resp. 57 dB wären die Folge [1]). Deshalb ist primär die Frage zu stellen: Wie steuert man derartige Systeme optimal aus,

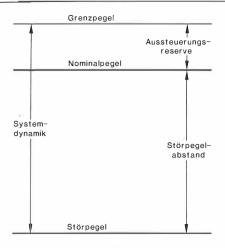


Bild 2

Aufteilung des Dynamikumfangs eines Übertragungssystems

welchen Abstand soll der Vollaussteuerungswert von der Klippgrenze des digitalen Systems haben? Verbunden mit dieser Frage ist, wie der Vollaussteuerungswert gemessen werden soll.

## 3. Die notwendige Aussteuerungsreserve

Bevor die gestellte Frage beantwortet werden kann, müssen die Gründe aufgelistet und diskutiert werden, die eine Aussteuerungsreserve erforderlich machen. Die Bewertung der sowohl gerätetechnischen als auch betriebstechnischen Argumente soll danach zu einer Aussage über die Größe der notwendigen Aussteuerungsreserve in einem digitalen Rundfunk-Tonsignalsystem führen.

## 3.1. Das dynamische Verhalten des Aussteuerungsmessers

Der Aussteuerungsmesser nach Pflichtenheft Nr. 3/6 nennt sich ein Spitzenspannungsmesser. Genau besehen ist er jedoch kein echter Spitzenspannungs-

messer, denn um diesem Anspruch zu genügen, müßte seine Ansprechzeitkonstante gleich Null sein. Sie wird jedoch mit 10 ms angegeben. Nach eingangs angegebener Definition führen vollpegelige Sinussignale dieser Dauer zu einer niedrigeren Anzeige als Dauersignale gleichen Pegels. Im Bild 3 ist der Zusammenhang zwischen Signaldauer und Anzeigewert angegeben (Kurve A). Ein Signal gleicher Amplitude wie ein Dauersignal, aber nur von z.B. 1 ms Dauer führt danach zu einer um etwa 9 dB geringeren Anzeige. Diese Aussage ist jedoch auch umkehrbar. Wenn ein Signalburst von 1 ms Dauer zur Vollaussteuerung führt, so liegt sein wahrer Spitzenwert etwa 9 dB darüber. Daraus kann abgeleitet werden, daß bei Programmsignalen, deren maximaler Pegel auf dem Aussteuerungsmesser zur Vollanzeige führt, erwartet werden muß, daß die wahren Amplitudenspitzen höher liegen als vom Aussteuerungsmesser angezeigt.

Um einen Eindruck zu erhalten, wie groß der Unterschied zwischen angezeigten und wahren Amplitudenspitzen bei Programmsignalen ist, wurde eine größere Anzahl von kurzen Programmausschnitten (Tabelle 1) so eingepegelt, daß der höchste Anzeigewert eines jeden Ausschnitts eine vorgegebene Marke am Aussteuerungsmesser erreichte. Alle Einzelbeispiele haben danach den gleichen maximalen Programmsignalpegel.

Durch Modifizierung eines Aussteuerungsmessers auf eine Ansprechzeitkonstante von nahezu Null (Kurve B in Bild 3) konnten die wahren Programmsignalamplitudenspitzen der einzelnen Ausschnitte ermittelt werden. Die Differenzen zwischen beiden Messungen sind im Bild 4 aufgetragen. Die dunklen Balken zeigen, um wieviel die wahren Amplitudenspitzen höher liegen, als die vom 10-ms-Gerät angezeigten Werte besagen. Die größte bei diesen Programmbeispielen gefundene Differenz liegt bei 7,0 dB (Tabelle 1, Beispiel 9). Der geringste Unterschied ist selbstverständlich bei einem Sinus-Dauersignal zu finden, dort muß er gleich Null sein.

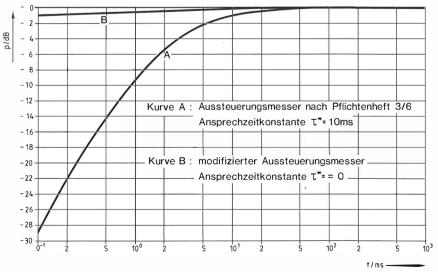


Bild 3

Abhängigkeit des Aussteuerungsmesser-Anzeigewertes von der Burstdauer (f = 10 kHz)



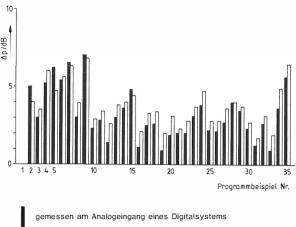
Tabelle 1
Liste der verwendeten Programmbeispiele

Was besagen nun die im **Bild 4** dargestellten Ergebnisse? Bedeuten sie, daß in einem digitalen System allein schon aus Rücksicht auf die Fehlanzeige des 10-ms-Aussteuerungsmessers ein Schutzabstand zum Klippegel von etwa 7 dB eingehalten werden muß? Eine derartige Forderung setzt voraus,

- a) daß kritische Signale, wie sie vor allem in der Gruppe der Perkussionsinstrumente zu finden sind, allein und mit Vollpegel als Programmsignal auftreten, so daß sie bei Überlegungen zur notwendigen Aussteuerungsreserve auch berücksichtigt werden müssen, und
- b) daß das Überschreiten der Klippgrenze eines digitalen Systems auf jeden Fall vermieden werden muß.

Während auch nach vielen Diskussionen die Gültigkeit der ersten Voraussetzung ungeklärt bleibt, konnte die zweite Voraussetzung näher untersucht werden. – In einem Hörtest wurde die Frage gestellt, wie weit man mit den wahren Programmsignalamplitudenspitzen den Grenzpegel eines digitalen Systems überschreiten darf, bevor es zu einer subjektiv erkennbaren Signalveränderung kommt. Es wurde bei dieser Untersuchung derselbe Satz von 35 Programmbeispielen verwendet. Um eine konstante Abhörlautstärke zu erhalten, wurde nicht der Signalpegel verändert, sondern, für jedes Programmbeispiel getrennt, die Klippgrenze verschoben, bis ein erkennbarer Effekt auftrat.

Im Bild 5 sind die Ergebnisse des Hörtests dargestellt, die zeigen, wie groß für die einzelnen Programmbeispiele die Überschreitung der Klippgrenze sein darf, ohne daß eine Signalveränderung erkannt wird. Aufgetragen sind sowohl die wahren Amplitudenspitzen jedes einzelnen Beispiels als auch die mit dem herkömmlichen 10-ms-Aussteuerungsmesser ermittelten Spitzenwerte. Daraus kann man ablesen, daß bei einem Sinuspegel (Bild 5, Beispiel 1) und bei den Klaviersignalen (Bild 5, Beispiele 19 bis 22) die wahren Amplitudenspitzen den Grenzpegel eines digitalen Systems überhaupt nicht überschreiten dür-



gemessen am Analogeingang eines Digitalsystems

gemessen im Digitalsystem, unmittelbar vor dem A/D - Wandler

Bild 4 Anzeigeunterschiede von Aussteuerungsmessern mit den Ansprechzeitkonstanten  $\tau^{\bullet}$  = 10 ms und  $\tau^{\bullet}$  = 0

fen, da damit sofort erkennbare Signalveränderungen verbunden sind. Bei anderen Signalen dagegen (z. B. **Bild 5**, Beispiel 15) dürfen die höchsten Signalamplitudenspitzen um bis zu 12 dB geklippt werden, ohne daß eine Veränderung am Signal wahrgenommen wird. Selbst mit dem bisherigen Aussteuerungsmesser angezeigte Übersteuerungen von 7,5 dB (**Bild 5**, Beispiel 15) werden noch nicht erkannt.

Akzeptiert man die Ergebnisse, wie sie an dieser willkürlichen Programmauswahl ermittelt wurden, so müßte man daraus folgende Schlüsse ziehen:

 a) Unterschiedliche Programmsignale reagieren auf eine scharfe Klippung ihrer Amplitudenspitzen nichtvorhersehbar unterschiedlich.

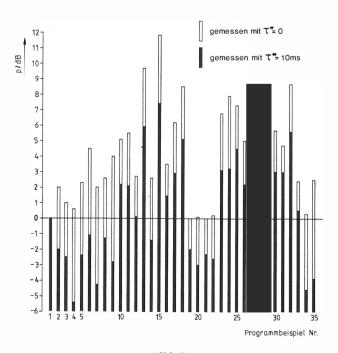


Bild 5
Uberschreitung des Grenzpegels eines digitalen Systems
ohne subjektiv erkennbare Signaländerung

- b) Da man bei zeitlich sich änderndem Programmsignalcharakter nicht jeweils so hoch aussteuern kann, bis das Gehör eine Qualitätsminderung des Signals erkennt, muß man mit Rücksicht auf die empfindlichsten Signale (hier z. B. Klavier) fordern, die Klippgrenze gar nicht zu überschreiten.
- c) Die Einhaltung dieser Forderung kann am besten mit einem Aussteuerungsmesser gewährleistet werden, der die wahren Signalamplituden anzeigt  $(\tau^* = 0)$ .

### 3.2. Die Auswirkung von Gruppenlaufzeitverzerrungen

Die Realisierung eines Aussteuerungsmessers, der die "echten" Spitzenwerte der Programmsignalamplituden anzuzeigen vermag, ist technisch unproblematisch, es muß lediglich die Ansprechzeitkonstante eines "normalen" Aussteuerungsmessers reduziert werden. Ob 1 ms,  $100~\mu s$  oder  $10~\mu s$  die "richtige" Ansprechzeitkonstante darstellt, ist für die Realisierung von untergeordneter Bedeutung. Eine Standardisierung, die sich an der Übertragungsbandbreite zu orientieren hätte, wäre dennoch wünschenswert.

Wie könnte nun solch ein "echter" Spitzenspannungsmesser in einem digitalen System eingesetzt werden? – Da es sich um ein analoges Gerät handelt, ist es naheliegend, den Signalpegel vor der A/D-Wandlung zu messen. Ein Bezug zwischen dem Systemgrenzpegel und der Anzeige kann mittels eines einfachen Pegelvorgangs leicht gefunden werden. Der Klippeinsatz ist mit dem Ohr sehr genau ermittelbar. Eine Marke auf dem Aussteuerungsmesser kann dann den Pegelwert angeben, der auf keinen Fall überschritten werden darf.

Dieser so gefundene Zusammenhang zwischen Systemgrenzpegel und Anzeigewert gilt jedoch nur für ein stationäres Pegelsignal. Notwendiger Bestandteil eines A/D-Wandlers ist ein Tiefpaß, der alle Frequenzkomponenten oberhalb der halben Abtastfrequenz unterdrücken soll. Bedingt durch diesen Tiefpaß werden frequenzabhängige Phasendrehungen, also Gruppenlaufzeitverzerrungen auftreten, die Änderungen des Amplituden-Zeit-Verlaufs komplexer Tonsignale zur Folge haben, die wiederum Signalspitzen aufbauen können, die vor dem Tiefpaß noch nicht vorhanden waren.

Im Bild 4 sind die Anzeigeunterschiede zwischen den beiden Aussteuerungsmessern sowohl vor als auch hinter dem Tiefpaß eines A/D-Wandlers aufgetragen. Will man also die wahren Amplitudenspitzen erfassen, um ein digitales System vor einer Übersteuerung zu bewahren, so ist es auch noch wichtig zu überlegen, an welchem Punkt gemessen werden muß. Da der Punkt unmittelbar vor dem eigentlichen A/D-Wandler, also hinter dem Tiefpaß, meist nicht erreichbar ist, muß wegen dieser "Messung am falschen Ort" eine Aussteuerungsreserve vorgehalten werden.

## 3.3. Berücksichtigung von Frequenzgangverzerrungen

Häufig werden in digitalen Tonsignalsystemen, z. B. bei der Tonsignalaufzeichnung oder der Tonsignalübertragung, Pre- und Deemphasisglieder eingesetzt, um noch zusätzlichen Störpegelabstand zu gewinnen. Durch die Preemphasis bewirkt, werden dabei Anteile des Tonsignals bei hohen Frequenzen in der Amplitude angehoben.

Wird eine exakte Aussteuerungskontrolle, selbst mit einem "echten" Spitzenspannungsmesser, vor einem solchen Preemphasisglied vorgenommen, ist keine Aussage über die Sicherheit gegen Überschreitung der Klippgrenze mehr möglich. Unabhängig davon, welche Art von Aussteuerungsmessern verwendet wird, ist deshalb ein Schutzabstand zur Klippgrenze vorzugeben, dessen Größe in Relation zum Aussteuerungsmessertyp stehen muß.

#### 3.4. Die Aussteuerungsregel

Den bisher aufgeführten Punkten gemeinsam ist, daß die Notwendigkeit einer Aussteuerungsreserve in dem Verhalten technischer Geräte bzw. in ihrer Einwirkung auf das Tonsignal begründet ist. Aber auch das Zusammenwirken von technischer Gerätschaft und menschlichem Verhalten und Empfinden erfordert Beachtung.

Einen stationären Sinussignalpegel z. B. mittels eines Pegelstellers auf Vollanzeige eines Aussteuerungsmessers einzustellen, ist völlig unproblematisch.

Ein dynamisches Programmsignal dagegen entzieht sich einer exakten Beschreibung des maximal erlaubten Programmsignalpegels. So heißt denn die Aussteuerungsanweisung auch: Die Vollaussteuerungsanzeige auf einem Aussteuerungsmesser soll möglichst oft erreicht, möglichst selten aber und möglichst wenig weit überschritten werden. Damit ist aber bereits vorgegeben, daß auch bei akkuratester Aussteuerung die Möglichkeit des Überschreitens des Vollaussteuerungswertes impliziert ist. Je nachdem, wer die Aussteuerung des Programmsignals vornimmt, kommt dazu noch eine persönliche Auslegung dieser Anweisung und eine persönliche Toleranz, d. h. der Vollaussteuerungswert des Tonsignalpegels muß aus diesem Grunde einen Schutzabstand zum Grenzpegel eines digitalen Systems haben, um diese "Freiheiten" abfangen zu können.

## 3.5. Uberraschungseffekte

Die Einhaltung der mit der Aussteuerungsregel gegebenen Anweisung setzt ein im dynamischen Verhalten einigermaßen übersehbares Tonsignal voraus. Während einer Programmproduktion aber kann es trotz Mitlesens von Partituren, Regieanweisungen, trotz mehrfacher vorheriger Proben zu gewissen Überraschungseffekten im Signalpegelverlauf kommen, die einfach nicht vorhersehbar sind und zu einer deutlichen Überschreitung der Vollaussteuerungsanzeige führen. Wenn für solche Ereignisse keine genügend große Aussteuerungsreserve vorgehalten würde, käme es zur Überschreitung der Klippgrenze des digitalen Systems.

Aber nicht nur während einer Programmproduktion, sondern auch in einer Senderegie treten derartige Probleme auf. Zwar könnten alle Programmanteile, die von einem Tonsignalspeicher herrühren, als im maximalen Signalpegel bekannt angesehen werden bzw. könnten Zusatzinformationen über den maximalen Pegel der einzelnen Programmbeiträge mitgeliefert werden, doch wird nach wie vor ein beachtlicher Anteil des Programmsignals "live" in der Senderegie erscheinen, der mit derartigen überraschenden Pegelspitzen behaftet sein kann.

#### 3.6. Lautheitsprobleme

Alles bisher Diskutierte geht von dem Vorsatz aus, eine technisch optimale Aussteuerung zu erreichen. Stellt man sich dazu einmal einen Programmblock vor, der aus einzelnen Musikstücken besteht, deren jeweiliger maximaler Pegelwert bekannt sei, so könnte ein jedes dieser Musikstücke so eingepegelt werden, daß seine höchste Signalamplitude exakt den Grenzpegel des digitalen Systems erreicht. Der Übertragungskanal wäre dann technisch optimal genutzt. Genauso ist mit drei Stücken aus dem Popbereich verfahren worden, deren Pegel-Zeit-Verlauf im Bild 6 dargestellt ist. Es ist unschwer nachzuempfin-

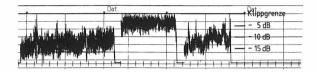


Bild 6

Anzeige eines "echten" Spitzenspannungsmessers für drei Popmusikstücke bei technisch optimaler Kanalnutzung

den, daß ein äußerst unausgewogener Lautheitsverlauf das Ergebnis einer solchen Aussteuerungspraxis sein muß. Signale hoher Spitzenamplitude, aber niedrigen Effektivwerts (wozu z. B. auch Sprache gehört) werden dabei leiser erscheinen als solche, bei denen Spitzen- und Effektivwert dicht beieinanderliegen. Um einen ausgewogenen Lautheitsverlauf zu erzielen, müssen deshalb alle Stücke an das mit der geringsten Lautheit angepaßt werden (wozu dieses vorher bekannt sein müßte). Diese im Pegel abgesenkten Programmstücke werden dann u. U. mit ihren maximalen Signalspitzen weit entfernt von der Klippgrenze liegen und damit Störpegelabstand "verschenken". - Sieht man von vornherein eine genügend große Aussteuerungsreserve vor, so können wünschenswerte Lautheitsangleichungen verschiedener aufeinanderfolgender Stücke vorgenommen werden, ohne gleich mit der Gefahr einer Systemübersteuerung verbunden zu sein.

Als Ausweg aus den widersprüchlichen Forderungen nach technisch optimaler Aussteuerung und einem ausgewogenen Lautheitsverlauf wäre ein neues Aussteuerungsverfahren denkbar. In der Senderegie wird danach ohne Rücksicht auf den Lautheitsverlauf mit einem "echten" Spitzenspannungsmesser technisch optimal ausgesteuert. In einem zweiten, völlig getrennten Aussteuerungsvorgang, der nicht auf den Übertragungsweg einwirkt, wird lautheitsgerecht ausgesteuert (was das genau heißt und wie das zu erreichen ist, sei dahingestellt). Durch diesen Extraaussteuerungsvorgang werden für die einzelnen Stücke Korrekturfaktoren gewonnen, die die jeweilige Differenz zwischen technisch optimaler und lautheitsgerechter Aussteuerung darstellen. Diese Korrekturwerte werden als Zusatzinformation dem Programmsignal mitgegeben und im Empfänger ausgewertet. Somit kann trotz technisch optimaler Aussteuerung des Übertragungsweges der Lautheitsverlauf, den der Aussteuernde im Funkhaus für richtig empfindet, im Empfänger rekonstruiert werden. – Betrieblich bedeutete ein derartiges Vorgehen allerdings einen deutlich höheren Aufwand.

### 4. Schlußfolgerungen

Unter Punkt 3.1. wurde ermittelt, welche "Fehlanzeige" der im deutschen Rundfunk verwendete Aussteuerungsmesser aufweist. Ein Aussteuerungsmesser mit einer Ansprechzeitkonstante ≤1 ms dagegen ist in der Lage, die "echten" Amplitudenspitzen des Programmsignals anzuzeigen. Doch auch bei Einsatz eines derartigen Gerätes muß aus den in den Punkten 3.2. bis 3.6. angegebenen Gründen, die im Folgenden noch einmal zusammengefaßt sind, eine Aussteuerungsreserve vorgegeben werden:

- Änderung der Signalspitzenamplituden durch Gruppenlaufzeitverzerrungen zwischen Meßpunkt und A/D-Wandler,
- Änderung der Signalspitzenamplituden durch frequenzgangbeeinflussende Glieder nach dem Meßpunkt,
- akzeptierte Überschreitungen des Vollaussteuerungswertes aufgrund der "weichen Formulierung" der Aussteuerungsregel und "großzügiger" Auslegung und Einhaltung dieser Regel durch den Aussteuernden,
- nicht vorhersehbare, überraschende Signalpegelspitzen im zeitlichen Signalablauf,
- Erzielung eines ausgewogenen Lautheitsverlaufs innerhalb eines geschlossenen Programmblocks.

Wenn aber aus all diesen Gründen eine Aussteuerungsreserve auf jeden Fall vorgehalten werden muß, so ist der Vorteil des Einsatzes eines schnellen Aussteuerungsmessers gering.

Die mögliche Alternative heißt dann, den bisher verwendeten Aussteuerungsmesser mit seiner Ansprechzeitkonstanten von 10 ms auch zur Aussteuerungsmessung in der digitalen Tonstudiotechnik einzusetzen. Bisherige Erfahrungen haben gezeigt, daß eine Aussteuerungsreserve von etwa 10 dB eingehalten werden sollte, d. h. ein Sinuston, der auf diesem Gerät "0 dB" anzeigt, soll mit seinem Spitzenwert 10 dB unter der Klippgrenze des digitalen Systems liegen. Damit wird Platz geschaffen für alle Ereignisse, die aus den unter Punkt 3. angeführten Gründen auftreten können. Lediglich wenn eine starke Preemphase im System benutzt wird, könnte beim gleichzeitigen Zusammentreffen aller anderer Punkte dieser Wert etwas knapp werden. Ansonsten aber ist die Wahrscheinlichkeit nicht allzu groß, daß der Aussteuernde von einer hohen Signalpegelspitze überrascht wird, deren "echter" Spitzenwert auch noch um 7dB höher liegt als der angezeigte und durch den Tiefpaß vor dem A/D-Wandler außerdem noch eine Spitzenüberhöhung erfährt.

Der Vorteil einer derartigen Aussteuerungstechnik liegt also darin, daß sich in der digitalen Tonstudiotechnik weder der bisherige Aussteuerungsmesser noch das Verhalten des Aussteuernden ändern muß. Voraussetzung dabei ist allerdings, daß digitale Systeme einer Systemdynamik entsprechend 16 Bit zur

Verfügung stehen. Bei einer Aussteuerungsreserve von 10 dB liegt dann, bezogen auf den Arbeitspunkt, immer noch ein bewerteter Störpegelabstand von etwa 74 dB vor, gegenüber der analogen Speicherund Übertragungstechnik ein sehr deutlicher Gewinn.

In einer 14-Bit-Technik mit gleichförmig quantisierten Tonsignalen würde bei der vorgeschlagenen Aussteuerungstechnik der Störpegelabstand auf etwa 62 dB reduziert werden. Will man in einer 14-Bit-Technik den Störpegelabstand erhöhen, so geht dies

nur auf Kosten der Aussteuerungsreserve, die dann deutlich kleiner als 10 dB werden müßte. Eine diffizile und risikoreiche Aussteuerungsprozedur wäre die Folge und der Einsatz von Begrenzern zum Schutz vor Übersteuerung der digitalen Systeme unvermeidbar.

#### SCHRIFTTUM

[1] Jakubowski, H.: Quantisierungsverzerrungen in digital arbeitenden Tonsignalübertragungs- und -verarbeitungssystemen. Rundfunktech. Mitt. 24 (1980), S. 91 bis 92.

## CODIERUNGSTECHNIKEN FÜR EINEN DIGITALEN VIDEORECORDER<sup>1</sup>

#### VON JAMES HEDLEY WILKINSON<sup>2</sup>

Manuskript eingegangen am 3. August 1984

Digitale Magnetbandaufzeichnung

#### Zusammenfassung

Der Aufsatz gibt einen kurzen Rückblick über die bisherige Geschichte der Entwicklung einer digitalen MAZ. Die wichtigsten Kernbereiche sind durch einfache Blockschaltbilder erläutert. Besonders die verschiedenen Möglichkeiten der Signalcodierung werden betrachtet. In der Vergangenheit konnten bereits digitale Videorecorder vorgeführt werden, die in der Lage waren, die aufgezeichneten Informationen in verschiedenen Geschwindigkeiten wiederzugeben, ohne daß hierbei eine dynamische Kopfnachführung angewandt wurde. Obwohl eine dynamische Kopfnachführung auch bei einer digitalen MAZ realisiert werden kann, wird dargestellt, wie die aufgezeichnete Information allein durch elektronische Prozesse wiedergewonnen wird. Auf die Bedeutung der richtigen Wahl für die Codierung im Hinblick auf solche Sonderfunktionen wird hingewiesen.

#### Summary Coding methods for the DVTR

The paper reviews briefly the history of the recent developments of a digital VTR. Main areas of interest are explained by using simple block diagrams. Special attention is given to the various forms of signal coding. In the past, DVTRs could be demonstrated, which were able to replay the recorded information at different tape speeds without using a dynamic tracking system. Although dynamic tracking is possible in a DVTR, the information can be reconstructed by using electronic processing only. The importance of the correct choice of the coding format with respect to those special functions will be pointed out.

#### Sommaire Méthodes de codage pour un magnétoscope numérique

L'article retrace brièvement les développements récents du magnétoscope numérique. Les points principaux sont illustrés à l'aide de schémas simplifiés. Une attention toute particulière est accordée aux différentes formes de codage du signal. Il existe déjà des magnétoscopes numériques permettant une lecture à différentes vitesses sans utilisation du système de suivi de piste dynamique. Bien que l'application de ce système au magnétoscope numérique soit possible, l'information peut être reconstituée de manière purement électronique. On insiste sur l'importance du choix du format de codage en rapport avec ces fonctions spécifiques.

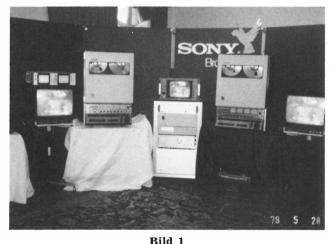
## 1. Einleitung

Dieser Aufsatz will in seinem ersten Teil einige der Kernfragen bei der Entwicklung eines digitalen Videorecorders (hier DVTR) herausheben und am Beispiel vereinfachter Blockschaltbilder die Bereiche von besonderem Interesse aufzeigen. Im zweiten Teil wird versucht, kurz und einfach die Anforderungen für eine zufriedenstellende Fehlerkorrektur bei der Wiedergabe zu erläutern und die Bedeutung der Kanalcodierung zu besprechen.

## 2. Vorangegangene Experimente

Der erste digitale Videorecorder arbeitete mit einem linearen Bandlaufwerk und einer von der BBC entwickelten Elektronik [1]. Der Recorder war primär für die Aufzeichnung von Versuchsergebnissen entwickelt worden und sollte vielfache Durchläufe von Videosignalen durch eine Reihe experimenteller Hardware ermöglichen. Dieses Gerät war nie für

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> James Hedley Wilkinson ist Chief Consultant Engineer bei Sony Broadcast Ltd., Basingstoke, England.



Sony-Demonstrationsstand in Montreux 1979



Bild der 50. Generation des PAL DVTR

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Überarbeitetes Manuskript eines Vortrages, gehalten auf der 11. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG) in Hamburg, 21. bis 24. Mai 1984.

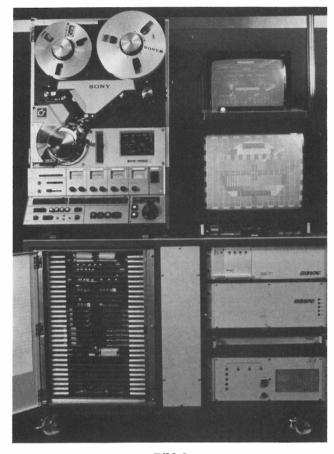
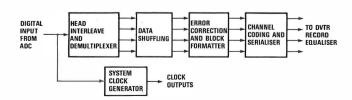


Bild 3
Sony-Demonstrationsstand in Montreux 1983

eine kommerzielle Anwendung vorgesehen. Spätere Experimente der IBA (UK) unter der Leitung von John Baldwin erbrachten eine praktikablere Lösung, und nach einigen Zwischenstationen führte die IBA auf der IBC 1978 die ersten Farbbilder von einem DVTR vor, wobei der Bandverbrauch dem einer existierenden analogen Maschine entsprach.

Diese und andere Entwicklungen haben das Interesse der Gerätehersteller stimuliert und zum Montreux-Symposium 1979 führte SONY BROADCAST, damals gerade erst 18 Monate alt, einen PAL DVTR (Bild 1) vor und zeigte die Bildqualität der 50. Generation (Bild 2). Zu diesem Zeitpunkt lief der Trend in Richtung eines Komponenten-Digitalstandards.

Es wurden Anstrengungen unternommen, einen DVTR zu entwickeln, der die höhere Datenrate, die aus der Komponentenform resultiert, sowie die An-



Aufnahmekanal des DVTR

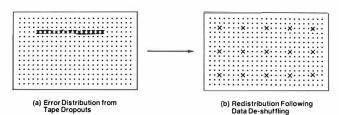


Bild 5
Prinzip des "Data shuffling"

forderungen der Fernsehanstalten, repräsentiert durch SMPTE und EBU, befriedigend verarbeiten konnte. Dies umfaßte Aufgaben wie z. B. Standbild, Zeitlupe, Editing, digitales Audio sowie die Bereiche von allgemeinem Interesse, wie Kosten, Größe, Leistungsaufnahme, Zuverlässigkeit und Serviceprobleme.

## 3. Heutige Entwicklungen

Die letzte Demonstration führte SONY BROAD-CAST hier in Europa auf dem TV-Symposium in Montreux 1983 durch (Bild 3). Dieses Gerät arbeitete nach der in CCIR 601 vorgeschlagenen Abtastrate im 625- und 525-Zeilen-Standard. Vier digitale Audiokanäle waren vorhanden sowie die Möglichkeit der Zeitlupenwiedergabe bis 1/4 Normalgeschwindigkeit und Bildwiedergabe beim Umspulen bis zur 25fachen Normalgeschwindigkeit, ohne daß dabei eine dynamische Spurnachführung angewandt wurde [2].

## 4. Basisbausteine des DVTR

Die folgenden Abschnitte sollen die wesentlichen Blöcke des DVTR deutlich machen mit Hilfe der **Bilder 4** und **7**, welche die Aufnahme- und Wiedergabekanäle entsprechend darstellen.

- 1. Kopfverschachtelung: Bei einem Mehrkopfsystem ist es möglich, die einzelnen Videoabtastwerte (Samples) so auf die Köpfe zu verteilen, daß beim Ausfall eines oder gar mehrerer Köpfe (z. B. Verschmutzung) der Einfluß auf das wiedergegebene Bild minimiert ist.
- 2. "Shuffle store": Dieser verteilt die einzelnen Bildpunkte so auf dem Band um, daß im Falle eines nicht mehr korrigierbaren Dropouts oder beim schnellen Umspulen das Videosignal (und Audio) in seiner originalen Form rekonstruiert werden kann; hierbei werden Burstfehler in Enzelfehler verwandelt und gleichmäßig über das ganze Bild verteilt. Dadurch ergeben sich bessere Möglichkeiten bei der Fehlerverdeckung (Concealment, [3]).

Bild 5 erläutert den Vorgang. Bild 5a zeigt das Signal symbolisch, wie es vom Band kommt; Bild 5b

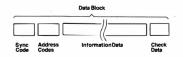


Bild 6
Blockstruktur der Daten

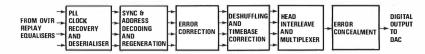


Bild 7 Wiedergabekanal des DVTR

zeigt den verbleibenden Effekt nach der Rekonstruktion.

- 3. Fehlerkorrektur: Der Prozeß der Fehlerkorrektur wird unter Hinzufügung von Redundanzsignalen durchgeführt. Dazu ist es allerdings notwendig, eine noch höhere Datenrate aufzuzeichnen. Mit diesen Zusatzdaten ist es praktisch möglich, in einem sorgfältig entwickelten System alle Fehler zu korrigieren, während bei einem äquivalenten analogen System beispielsweise Band-Dropouts nur bestmöglich kaschiert werden.
- 4. Blockstruktur: Üblicherweise werden Daten für die Aufzeichnung in einzelne Blöcke unterteilt, um sie bei der Wiedergabe sicher zu decodieren. Ein solcher Datenblock besteht aus einem "Sync-Codewort", der "Blockadresse" zur Identifikation und einer bestimmten Anzahl von Video(oder Audio-)Abtastwerten (Samples) sowie den Daten für die Fehlerkorrektur. Diese Struktur ist in Bild 6 erkennbar.
- 5. Kanalcodierung: Um das Signal bestmöglichst lesen zu können, wird der Datenstrom in einer für den Aufnahmekanal günstigen Form codiert. Frühere Experimente haben gezeigt, daß diese Kanalcodierung eine höhere Datenrate erfordert, wodurch die Reserven auf ein Minimum reduziert werden mußten. Neuere Versuche haben ergeben, daß eine Erhöhung der Datenrate durch geänderte Kanalcodierung vermieden werden kann.

Die Wiedergabeseite in **Bild 7** besteht aus den zum Aufnahmekanal identischen Funktionsblöcken. Zusätzlich ist nur eine Taktrückgewinnung (Clock

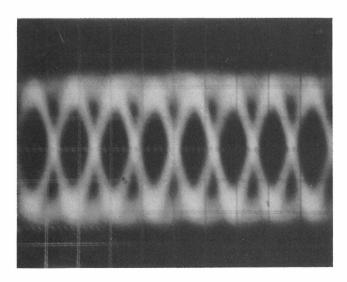


Bild 8 "Augenform" der wiedergegebenen Daten ("Eye" pattern)

recovery) und eine Fehlerverdeckung (Concealment) eingefügt (oder das äquivalente Audio-concealment/muting).

Man sollte daran denken, daß versucht wird, auf der Aufnahmeseite die Hardware so einfach wie möglich zu halten, um diese mit geringer Stromaufnahme und geringem Gewicht in einer tragbaren Version einsetzen zu können. Zwei der Schaltbildblöcke sollen nunmehr genauer betrachtet werden.

## 5. Fehlercodierung für einen DVTR

Im allgemeinen lassen sich die Wiedergabefehler auf zwei Ursachen zurückführen:

- Statistisches Rauschen sowie Fehler, hervorgerufen durch eine schlechte Erkennung der Signalform ("Eye" pattern). Bild 8 zeigt diese "Augenform".
- Signaleinbrüche durch Fehler auf dem Band, z. B. Staubpartikel, Kratzer von rauhen Kanten an Bandführungsrollen.

Die erste Fehlerart wird durch die "Bit error rate" oder BER ausgedrückt. In einem sorgfältig entwikkelten System sollte diese weit unter  $10^{-7}$  liegen. Nimmt man jedoch die Faktoren Bandaustausch und Spurhaltung dazu, so vergrößert sich die BER. Die SMPTE-DTTR-Arbeitsgruppe hat eine maximale Rate von  $5\cdot 10^{-5}$  vorgeschlagen. Dies klingt sehr optimistisch, und es ist meine persönliche Meinung, daß eine Fehlerrate von  $10^{-4}$  zugelassen werden kann, bevor erkennbare Verschlechterungen auftreten.

Kommen wir nunmehr zu der zweiten Fehlerursache, den Signalausfällen. Diese sind normalerweise von ausreichend kurzer Dauer und treten in längeren Intervallen auf, so daß eine sehr geringe Datenreserve ausreicht, um eine Korrektur durchzuführen. Leider treten jedoch auch Dropouts längerer Dauer auf und es ist kein realistischer Code bekannt, dessen Reserven solche Fehler korrigieren können. Daher muß der Entwickler einen Kompromiß finden, bei dem die Mehrheit der Fehler mit dem Datenvorrat des Codes korrigiert werden kann. Bild 9 zeigt die Häufigkeit solcher Fehler. Der schraffierte Bereich kann wegen der Länge der Dropouts nicht mehr korrigiert werden. In diesen Fällen, obwohl selten auf-

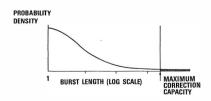


Bild 9 Häufigkeit der Signaleinbrüche

tretend, muß die Verdeckungsmethode (Concealment) angewendet werden, und die einzige Aufgabe des Fehlerkorrekturcodes ist es, die genaue Lage der Störung zu identifizieren. Bei der letzten Montreux-Vorführung von SONY BROADCAST wurde auch die Fehlerkorrekturcodierung dazu benutzt, die Daten bei Zeitlupe und beim Umspulen akkurat zurückzugewinnen. Dazu waren besondere Zwänge bei der Konstruktion des Fehlercodes vorhanden, wie es in [2] beschrieben wurde.

## 6. Kanalcodierung

Der Sinn der Kanalcodierung liegt darin, das Eingangssignal in eine Form umzusetzen, die vom Bandlaufwerk ohne Verformung aufgenommen und wiedergegeben werden kann. Dazu ist es notwendig, die Gleichspannungspotentiale zu entfernen. Die allgemein bekannten Methoden erfordern eine Erhöhung der Datenrate. Bei einem DVTR müssen jedoch die Datenrate und der Bandverbauch so gering wie möglich gehalten werden. Die bislang von der Datenverarbeitungsindustrie entwickelten Methoden erforderten einen nichtakzeptablen Daten-Overhead. In Anbetracht dieser Tatsache wurden Methoden entwickelt, die keine Erhöhung der Datenrate erfordern.

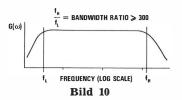
Zwei Verfahren sind bekannt:

- 1. Man nutzt Redundanzen im Ursprungssignal aus.
- 2. Man konvertiert das Signal in einen wahlfreien Bitstrom

Die erste Methode liefert unter besonderen Bedingungen ausgezeichnete Resultate bei bevorzugten Bildsignalen. Jedoch bei bestimmten Bildvorlagen, besonders bei elektronisch erzeugten Bildern, wird die Qualität beeinträchtigt. Zusätzlich hat der "Shuffle-Prozeß" die Eigenschaft, die Bildkorrelation, worauf das Verfahren beruht, zu zerstören. Im erweiterten Sinn kann dieses Verfahren für Videosignale angewendet werden. Andere Formen der Codierung müssen für die Audio- und Fehlerkorrekturdaten zur Anwendung kommen.

In der zweiten Methode – Daten verwürfeln (Scrambling) – transformiert man die sich aufeinander beziehende Videoinformation in einen wahllosen Datenstrom. Scrambling ist eine häufig angewandte Form der Codierung in anderen Bereichen der Elektronik [4]. Die meisten Textbücher beziehen sich dabei auf die Anwendung eines selbstsynchronisierenden Decoders. Dieser produziert jedoch eine Fehlerausweitung, wobei einzelne Fehler in mehrfache Fehler von kurzer Dauer umgesetzt werden. In unserem Fall benutzen wir eine Blockstruktur zur Synchronisation des Descramblers.

Dabei kommt es nicht zu der Fehlervermehrung. Dadurch ist der wesentliche Nachteil dieser Codie-



Erforderliche Kanalbandbreite

rungsform minimiert. Indem man das Signal in einen Datenstrom umsetzt, werden die Gleichspannungsanteile so weit reduziert, daß man eine gute Kompensation für niedrige Frequenzen durchführen muß, um das notwendige Bandbreitenverhältnis von mehr als 300 [5] zu erreichen (Bild 10). Diese Codierung ist für alle Datenformen geeignet und hängt nicht von der Art des aufzunehmenden Video- oder Audiosignals ab.

## 7. Schlußbetrachtung

Der Aufsatz hat grob die historischen Schritte bei der bisherigen Entwicklung des DVTR aufgezeigt und dabei auf die Schlüsselstellen hingewiesen. Zwei dieser Entwicklungsbereiche wurden näher erläutert. Die Strategie bei der Fehlerkorrektur basiert auf dem Prinzip, alle denkbar möglichen Bandfehler zu korrigieren. Bei der Entwicklung des Korrekturcodes muß man die grundsätzliche Anforderung nach einem Minimum an Daten-Overheads in Einklang bringen mit den weiterführenden Möglichkeiten der Standbildwiedergabe durch elektronische Prozesse sowohl mit als auch ohne dynamische Spurnachführung. Die Kanalcodierung ist ein Bereich von besonderem Interesse. Zwei mögliche Verfahren werden erklärt. Basierend auf unseren Versuchsergebnissen und theoretischen Betrachtungen muß man als Ergebnis dem Daten-Scrambling als der geeigneteren Form der beiden beschriebenen Verfahren den Vorzu geben.

## SCHRIFTTUM

- Bellis, F. A.: An experimental digital television recorder. BBC Research Department Report BBC RD 1976/7, Februar 1977.
- [2] Wilkinson, J. H.; Collins, M. C.: Replay of digital video recording at non-standard tape speeds. 13th International Television Symposium, Montreux, 28. Mai bis 2. Juni 1983, S. 409 bis 422.
- [3] Wilkinson, J. H.; Collins, M. C.: Error concealment for digital video tape recorder. International Conference on Electronic Image Processing, IEE, London 1982, S. 94 bis 100.
- [4] Standard 106-78. Telemetry Group of the Range Commanders Council (IRIG), 1978.
- [5] Yokoyama, K.; Nakagawa, S.: An experiment of channel coding for the digital video tape recorder. 12th International Television Symposium, Montreux, 30. Mai bis 4. Juni 1981, S. 251 bis 260.

# FERNSEHSYSTEME MIT KOMPATIBEL ERHÖHTER BILDQUALITÄT — EIN SYSTEMVERGLEICH¹

### VON FRANZ STOLLENWERK UND HARTMUT SCHRÖDER<sup>2</sup>

Manuskript eingegangen am 3. Juli 1984

HiFi-Fernsehsysteme

#### Zusammenfassung

In diesem Beitrag werden Fernsehsysteme mit kompatibel verbesserter Bildqualität (Vollbildwiedergabe, vertikale Vor- und Nachfilterung, diagonale Vor- und Nachfilterung), das Standardfernsehsystem und ein hochzeiliges HDTV-System nebeneinander dargestellt. Es werden ihre Qualitätseigenschaften und der Aufwand diskutiert. Diese Fernsehsysteme wurden in subjektiven Tests vergleichend beurteilt. Daraus ergibt sich die Möglichkeit einer Einschätzung der erreichbaren Bildqualität im Rahmen gegebener Systeme und bei hochzeiligen HDTV-Systemen.

#### Summary Comparison of television systems offering better picture quality and compatibility

The article compares compatible television systems designed to offer better picture quality (progressive scanning, vertical and diagonal pre- and post-filtering), the television system now in service and a high-definition system with a greater number of lines. Their respective qualities and costs are examined. Subjective tests have been made to compare and evaluate these systems. It is thereby possible to predict the picture quality obtainable from any particular system and from high-definition systems with greater numbers of lines.

#### Sommaire Comparaison de systèmes de télévision offrant une meilleure qualité d'image avec compatibilité

Le présent article compare entre eux des systèmes de télévision compatibles fournissant une qualité d'image supérieure (balayage progressif, pré- et post-filtrages verticaux et diagonaux), le système de télévision courant et un système de télévision à haute définition avec un plus grand nombre de lignes. On examine leurs caractéristiques qualitatives et leur coût. Ces systèmes de télévision ont fait l'objet d'essais subjectifs de comparaison et d'évaluation. On peut ainsi estimer la qualité d image fournie par des systèmes donnés et par des systèmes de télévision à haute définition avec plus de lignes.

### 1. Einführung

Die gegenwärtige Situation auf dem Gebiet der Fernsehsysteme erhöhter Bildqualität ist gekennzeichnet durch eine sehr lebhafte Entwicklung. Neue Systemkonzepte wie z.B. hochzeilige HDTV-Systeme, Zeitmultiplextechniken für Satellitenübertragungssysteme und kompatible Bildqualitätsverbesserungen im Rahmen bestehender Normen werden weltweit diskutiert. An verschiedenen Stellen werden Ergebnisse vorgestellt und neue Fernsehnormen vorgeschlagen.

Verbesserte Bildqualität ist in der Tat ein sinnvolles Ziel für zukünftige Fernsehsysteme. Neue Anwendungen und Dienste auch im Zusammenhang mit neuen Breitbandnetzen, wie z. B. Bigfon, lassen einige Mängel derzeitiger Fernsehsysteme wie Flimmereffekte an horizontalen Konturen und die mäßige Detailauflösung besonders störend hervortreten. Zur Textwiedergabe oder für "Computer Graphics" sind Fernsehraster-Displays der gegenwärtigen Fernsehnorm nahezu ungeeignet.

Verbesserte Bildqualität kann erreicht werden durch einen vollständig neuen und nichtkompatiblen HDTV-Standard – zum Preise einer etwa vervierfachten Bandbreite. Verbesserte Bildqualität ist aber auch erreichbar mit Hilfe der Mikroelektronik und den Methoden der digitalen Signalverarbeitung im Rahmen der heutigen Fernsehnormen oder mit kompatibel erweiterten Normen (z. B. Mehrkanalkonzepten).

An der Universität Dortmund wurde in diesem Zusammenhang eine Reihe von Maßnahmen zur Verbesserung der Bildqualität entwickelt, aufgebaut und erprobt. Insbesondere sind dies die folgenden Systemkonzepte, über die in früheren Arbeiten berichtet wurde:

- Vollbildwiedergabe mit bewegungsadaptiver Steuerung [1, 2],
- vertikale Vor- und Nachfilterung [3, 4],
- diagonale Vor- und Nachfilterung [3, 4].

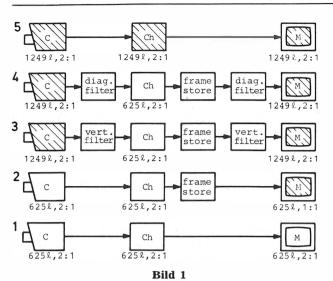
In diesem Beitrag werden Fernsehsysteme mit entsprechend kompatibel verbesserter Bildqualität, das Standardfernsehsystem und ein hochzeiliges HDTV-System nach [5] verglichen. Es werden ihre Qualitätseigenschaften und der Aufwand diskutiert. Für diese Fernsehsysteme wurde ein Vergleich der subjektiven Bildqualität (im ersten Schritt für ruhende Bilder) nach der CCIR-Vergleichsmethode vorgenommen. Daraus ergibt sich die Möglichkeit einer Einschätzung der erreichbaren Bildqualität im Rahmen gegebener Systeme und bei hochzeiligen HDTV-Systemen. Die untersuchten Systeme (Bild 1) sind:

- (1) Standardfernsehsystem,
- Standardfernsehsystem in Verbindung mit einer Vollbildwiedergabe,
- Fernsehsystem mit vertikaler Vor- und Nachfilterung,
- (4) Fernsehsystem mit diagonaler Vor- und Nachfilterung,
- (5) hochzeiliges Fernsehsystem (HDTV).

Eine kompatibel verbesserte Übertragung über den Standardkanal ist möglich bei den Methoden (2) bis (4). Hochauflösende Monitoren mit wenigstens verdoppelter Zeilenfrequenz sind für alle verbesserten

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Überarbeitetes Manuskript eines Vortrages, gehalten auf der 11. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG) in Hamburg, 21. bis 24. Mai 1984.

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Dipl.-Ing. Franz Stollenwerk ist Wissenschaftlicher Assistent, Dr.-Ing. Hartmut Schröder ist Oberingenieur am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik der Universität Dortmund.



Fernsehsysteme mit verbesserter Bildqualität (Die hochzeiligen Komponenten sind durch Schraffur gekennzeichnet)

Systeme notwendig (Bildwechselfrequenz der untersuchten Systeme: 50 Hz). Will man außerdem noch das Großflächenflimmern beseitigen, so sind für eine Bildfrequenz von z. B. 100 Hz Monitoren mit vervierfachter Zeilenfrequenz erforderlich. Fernsehkameras mit verdoppelter Zeilenzahl sind notwendig für die Systeme (3) bis (5). Ein neuer Übertragungskanal mit etwa vervierfachter Bandbreite ist nur im Falle des HDTV-Systems (5) erforderlich.

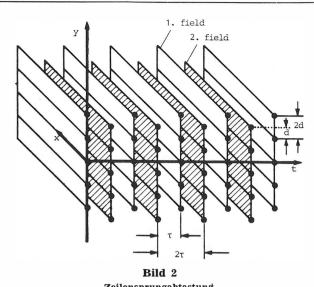
### 2. Zeilensprungsysteme

Das Zeilensprungverfahren wurde eingeführt, um Übertragungsbandbreite zu sparen bei gleichzeitig geringem Großflächenflimmern. Zum Zeitpunkt der Einführung war jedoch die Auflösung der Endgeräte noch relativ gering, ebenso die Leuchtdichten bei der Bildwiedergabe. Die Zeilensprungeffekte traten daher nicht so deutlich in Erscheinung. Vor allen Dingen waren damals die mit der Zeilensprungabtastung zusammenhängenden Aliasprobleme noch nicht bekannt. Man ging aus diesen Gründen davon aus, daß mit dem Zeilensprungverfahren etwa die halbe Bandbreite eingespart werden kann gegenüber einem qualitätsgleichen Vollbildsystem.

## 2.1. Darstellung im Frequenzbereich

In **Bild 2** ist die Zeilensprungabtastung schematisch dargestellt. Wie ersichtlich, liegen die beiden Halbbilder in der y-t-Ebene in Offsetlage zueinander. Die Transformation in den Frequenzbereich [6] liefert Spektren, die in der f<sup>y</sup>-f<sup>t</sup>-Ebene in der in **Bild 3** für ruhende Bilder dargestellten Weise ebenfalls im Offset angeordnet sind.

Das in dieser Weise abgetastete Signal wird übertragen, dabei ist der Übertragungskanal nur in Richtung horizontaler Ortsfrequenzen  $f^x$  wirksam. Die vollständige Bildrekonstruktion wird vom Monitor und dem Auge des Betrachters vorgenommen. In **Bild 3** ist zur Beschreibung dieser Rekonstruktionsfilterung  $H_R$  ( $f^x$ ,  $f^y$ ,  $f^t$ ) eine Höhenlinie eingetragen. Sie soll den Bereich der sichtbaren und unsichtbaren, d. h. der außerhalb liegenden Spektren andeuten.



Zeilensprungabtastung x: Zeilenrichtung, d: Zeilenabstand, τ: Halbbild-Periodendauer (Schematische Darstellung)

Offensichtlich ist das Abtasttheorem in mehrfacher Hinsicht verletzt:

- Es fehlt eine hinreichende Bandbegrenzung vor der Bildabtastung, wodurch sich Aliasbereiche (schraffiert) in vertikaler Richtung ergeben, deren Ausdehnung von der Auflösung der aufnehmenden Kamera abhängt.
- Periodische Spektren gewichtet durch die örtlich-zeitliche Rekonstruktionsfilterung sind sichtbar. Deren Einfluß kann sehr einleuchtend in der f<sup>y</sup>-f<sup>t</sup>-Ebene beschrieben werden. Mit f<sup>t</sup> = 0 (Fall A), d. h. statisch, treten die periodischen Spektren des Vollbildes auf. Derentwegen ist die vertikale Auflösung progressiv abgetasteter Fernsehsysteme um den Kellfaktor reduziert worden.
- 25-Hz-Komponenten (B) treten vor allem in Verbindung mit hohen Vertikalfrequenzen (z. B. an scharfen horizontalen Konturen) bzw. Strichra-

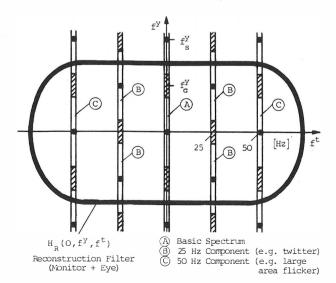


Bild 3

Verteilung der Spektren ruhender Bilder in der  $f^y$ - $f^t$ -Ebene  $f^y$ : Perioden pro Bildhöhe;  $f^t$ : Perioden pro Sekunde  $(f_s^y = 1/d, f_o^y = 0.5 f_o^y)$ 

stern auf. Diese Störung wird bei hohen Vertikalfrequenzen sehr niederfrequent, zum 25-Hz-Großflächenflimmern. Dies ist der Fall des mit 25 Hz flimmernden Moirés. Tiefe Vertikalfrequenzen des Bildes treten – durch den Aufnahme- und Wiedergabeprozeß stärker geschwächt – als Zeilenflimmern mit Halbbildzeilenstruktur ( $f_c^y$ ) auf. Eine simple vertikale Bandbegrenzung durch z. B. einen schlecht auflösenden Monitor reduziert zwar die 25-Hz-Störungen, vor allem aber auch die Vertikalauflösung.

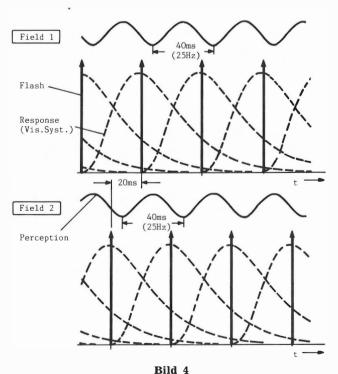
- 50-Hz-Komponenten (C) treten vor allem in Verbindung mit niedrigen Ortsfrequenzen, d. h. größeren Flächen auf. Sie sind die Ursache des Großflächenflimmerns. Zwar ist ihre Amplitude durch die wirksame Rekonstruktionsfilterung bei 50 Hz deutlich reduziert, es kann aber, abhängig von der Bildleuchtdichte, eine erhebliche Störung übrigbleiben.

Bei diesen Betrachtungen ist natürlich zu berücksichtigen, daß mit Hilfe der Beschreibung im Frequenzbereich wohl eine einleuchtende Darstellung dieser Effekte möglich ist, daß aber die Stärke des Flackerns abhängt von Bild- und Umfeldleuchtdichte, Fläche, Blickwinkel, Nachleuchtdauer der Leuchtschicht, Farbe usw. Ebenfalls sind in diesem Zusammenhang ganz wesentlich Nichtlinearitäten ( $\gamma$ ) wirksam. Diese Effekte und vor allem quantitative Aussagen sind besser unmittelbar im Ortsbereich beschreibbar. Dies soll im folgenden dargestellt werden.

## 2.2. Darstellung im Ortsbereich

## Zeilenflimmern

Die Elementarstörung des Zeilensprungverfahrens ist das sogenannte "Zeilenflimmern" (= 25-Hz-Flak-



Entstehung des Zeilenflimmerns

Gestrichelte Kurven: Impulsantwort des visuellen Systems Ausgezogene Kurven: Resultierender Hellempfindungsverlauf kern beim Blankraster). Mit **Bild 4** kann die Entstehung des Zeilenflimmerns im Ortsbereich phasenweise erklärt werden.

Bei der Zeilensprungdarstellung erzeugt jedes Bildelement im zeitlichen Abstand von 40 ms einen Lichtimpuls von sehr kurzer Dauer. Das visuelle System reagiert auf diese impulsartigen Erregungen mit den gestrichelt gezeichneten Hellempfindungsverläufen (Impulsantwort des visuellen Systems nach [8]). Superponiert man diese Impulsantworten (Annahme der Linearität), so erhält man die in Bild 4 dargestellten sinusähnlichen Hellempfindungsverläufe mit einer Frequenz von 25 Hz. Wie ersichtlich, sind die mit zwei vertikal benachbarten Bildelementen verknüpften Hellempfindungsverläufe genau um 180° phasenverschoben! Der Beobachter hat daher bis zu einem bestimmten Betrachtungsabstand den Eindruck, daß die Zeilen mit einer Frequenz von 25 Hz auf- und abwärts springen (das sogenannte "Zeilenflimmern" oder vielleicht zutreffender "Zeilenspringen").

#### - 50-Hz-Flimmern

Bei geometrischer Integration der beiden Teilraster (beim Standardsystem: Betrachtungsabstand > 6 H, [7]) ergibt die Superposition der beiden um 180° phasenverschobenen "Halbbild"-Hellempfindungsverläufe (Bild 4) einen nur noch schwach modulierten resultierenden Hellempfindungsverlauf mit einer Frequenz von 50 Hz ("50-Hz-Flimmern", ausführliche Analysen in [9]).

Diese Betrachtungen gelten für das foveale Sehen. Die Flimmerempfindlichkeit des visuellen Systems ist in den Randbereichen der Netzhaut erheblich größer als im Bereich der Fovea, wodurch die Störwirkung des 50-Hz-Flimmerns unter Umständen (abhängig von Leuchtdichte, Blickwinkel, Fläche, ...) erheblich sein kann.

## - Kanten- und Detailflackern (25-Hz-Flackern)

Bei der Wiedergabe von kontrastreichen, horizontal orientierten Konturen äußert sich das Zeilenflimmern als "Kantenflackern" (oder vielleicht besser "Kantenspringen"). Des weiteren kann die Darstellung feiner heller Details (z. B. eine weiße Zeile) in einem sonst dunklen Bildbereich zu einem "Detailflackern" mit einer Frequenz von ebenfalls 25 Hz führen. Beide Flackererscheinungen sind auch noch bei großen Betrachtungsabständen wahrnehmbar [7].

## - Zeilenwandern, Halbbildalias

Ein weiterer Zeilensprungeffekt ist das sogenannte "Zeilenwandern". Unter Zeilenwandern versteht man das "Einfallen des Auges" in ein in vertikaler Richtung wanderndes Halbbildraster. Dieser Effekt entsteht dadurch, daß der Sehapparat von einer Zeile des gerade geschriebenen Teilbildes zur Nachbarzeile des nächsten Teilbildes mitgeht bzw. geführt wird [10]. In 575 x 20 ms = 11,5 s wandert hierbei das Zeilenraster (halbe Zeilenzahl) scheinbar einmal über das Bildfeld. Ohne äußere Führung des Sehapparates (durch ein bewegtes Objekt im Bild oder z. B. durch einen Zeigefinger, der in 11,5 s einmal vertikal über das Bildfeld bewegt wird) ist das Zeilenwandern nur bei kleinen Betrachtungsabständen wahrnehmbar.

Wird bei einer bewegten Bildszene die Geschwindigkeit der Bildänderung etwa 2 pel/Vollbild, so kompensieren sich die Aliasspektren der Halbbilder nicht mehr. Bei ruhenden Bildern ist diese Kompensation weitgehend gegeben, da die Aliasfehler, die durch die grobe Halbbildzeilenstruktur entstehen, von Halbbild zu Halbbild entgegengesetzt gleich sind.

Schon bei sehr kleinen Bildänderungen (Bewegung, Zoom, Schwenk usw.) allerdings gelingt diese Kompensation nicht mehr, es entsteht eine grobe Stufigkeit mit Halbbildzeilenstruktur an diagonalen Kanten bzw. flackerndes Moiré bei horizontalen Strichrastern.

Es zeigt sich insgesamt, daß die beschriebenen Zeilensprungeffekte, die prinzipiell bei Standardund bei neuen Hochzeilensystemen nach [5] auftreten, überwunden werden müssen. Der Gewinn des Zeilensprungs liegt in einer allerdings relativ geringen Bandbreitenersparnis. Dies war auch schon Prof. Schröter bekannt [10], der den Zeilensprung im elektronischen Fernsehen einführte. (Das Zeilensprungverfahren ist zuerst, etwa 1927, von J. L. Baird bei Lochscheiben-Bildfeldzerlegern angewendet worden.) Obwohl der Gewinn relativ gering ist, bei gleichzeitig erheblichen Störungen, wird dennoch der Zeilensprung weltweit angewendet.

Es besteht aber inzwischen weitgehende Übereinstimmung, diese Störungen in verbesserten Fernsehsystemen zu überwinden.

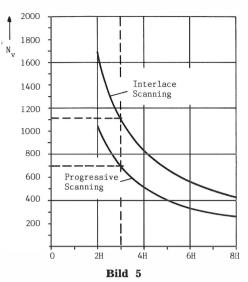
## 3. Kompatible Verbesserungstechniken

### 3.1. Vollbildwiedergabe

Durch den Einsatz eines Bildspeichers im Empfänger können die Zeilensprungeffekte ausgeschaltet werden. Würde man bei der Umwandlung in eine Vollbilddarstellung einfach jeweils zwei Bildphasen gleichzeitig zeigen, so würde dies bei bewegten Bildszenen zu einer Bewegungsunschärfe führen. Diese Unschärfe kann jedoch durch den Einsatz spezieller bewegungsadaptiver Techniken vermieden werden (siehe Abschnitt 3.3. und [11]).

Im Zusammenhang mit der Diskussion um zukünftige Fernsehsysteme (HDTV/HQTV) stellt sich u. a. die Frage nach der Sichtbarkeit der Zeilenstruktur für einen Betrachtungsabstand von etwa 3 H. Auf der Basis der in [7] ausführlich beschriebenen psychophysischen Untersuchungen erhält man für Zeilensprung- bzw. Vollbildwiedergabe den in Bild 5 dargestellten Zusammenhang zwischen dem Betrachtungsabstand und der Anzahl der erforderlichen aktiven Zeilen N<sub>v</sub>, damit bei Zeilensprungdarstellung kein Zeilensfruktur mehr wahrnehmbar ist.

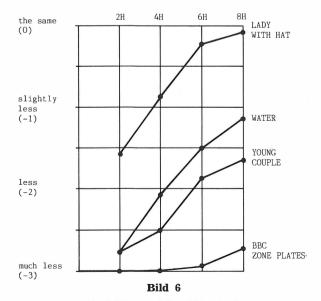
Aus Bild 5 kann entnommen werden, daß bei einem Betrachtungsabstand von 3 H bei einer Zeilensprungdarstellung mit etwa 1110 Zeilen und bei einer Vollbildwiedergabe mit etwa 700 Zeilen keine Zeilenstruktur sichtbar ist. Ein Hochzeilensystem 1249/2:1/25 Hz Bildfrequenz mit 1149 aktiven Zeilen erfüllt diese Forderung. Die Vollbildwiedergabe des Standardsystems (575 aktive Zeilen) genügt dieser Forderung jedoch nicht.



Sichtbarkeit von Zeilenstruktur ( $N_v$ aktive Zeilen) für Zeilensprung- und Vollbildwiedergabe für verschiedene Betrachtungsabstände (H)

(Gültig für hochauflösende Monitoren, Halbwertsbreite des Spots etwa 45 % des Vollbildzeilenabstandes)

Die mit einem Bildspeicher erzielbare Flackerreduktion bei Verwendung eines heute verfügbaren Hochzeilenmonitors geht aus Bild 6 hervor. Bei dem in [7] näher beschriebenen Test konnten die Versuchspersonen (12 Experten) in beliebiger Weise zwischen der mit dem Bildspeicher gewonnenen Vollbilddarstellung (625 Zeilen/50 Hz Bildfrequenz) und der Zeilensprungwiedergabe (625 Zeilen/2:1/ 25 Hz Bildfrequenz) umschalten. Wie ersichtlich, hängt die Flackerreduktion sehr stark vom Bildinhalt und vom Betrachtungsabstand ab. Dies trifft auch für die Gesamtbewertung der durch eine Vollbildwiedergabe erzielbaren Qualitätsverbesserung zu [7]. Äquivalenzaussagen der Art, daß ein Zeilensprungsystem mit  $N_i$  Zeilen die gleiche Bildqualität besitzt wie ein Vollbildsystem mit  $N_p = k \cdot N_i$  Zeilen [12], können da-



Flackerreduktion durch Vollbildwiedergabe (Bewertung des Flackerns bei Vollbildwiedergabe gegenüber dem bei Zeilensprungdarstellung)

her nur für eine bestimmte Klasse von Bildern und für einen bestimmten Betrachtungsabstand zutreffen.

Faßt man die Resultate zur Sichtbarkeit von Zeilenstruktur und zur Qualitätsbewertung der Vollbildwiedergabe zusammen, so erkennt man, daß für einen HDTV-Betrachtungsabstand von 3 H

- bei der Vollbildwiedergabe des Standardsystems nahezu keine Zeilenstruktur erkennbar ist,
- vor allem aber die Vollbildwiedergabe eine ganz erhebliche Flackerreduktion liefert.

Das heißt, daß schon mit einer solch relativ einfachen Empfängerverbesserung ein erheblicher Qualitätsgewinn erzielbar ist.

### 3.2. Planare Vor- und Nachfilterung

In Verbindung mit einer Signalverarbeitung von Vollbildern ist eine fehlerfreie Bildabtastung und Rekonstruktion möglich [3, 4]. Dies gelingt durch eine hochzeilige Bildaufnahmetechnik und eine vertikale bzw. diagonale Vorfilterung, durch welche die senderseitigen Aliasstörungen überwunden werden. Empfängerseitig wird das übertragene Signal einer vertikalen bzw. diagonalen Interpolationsfilterung unterzogen und hochzeilig wiedergegeben. Hierdurch kann eine zeilenfreie Bildreproduktion (flat field) erreicht werden.

### 3.2.1. Vertikale Vor- und Nachfilterung

Für eine hochzeilige Bildwiedergabe im synthetischen Zeilensprung zeigt **Bild 7** die periodischen Spektren für nichtbewegte Bilder in der  $f^y$ - $f^t$ -Ebene. Infolge der Interpolationsfilterung befinden sich Lücken zwischen den vertikal wiederholten Spektren. Wegen der Zeilensprungwiedergabe sind die Spektren (wie in **Bild 3**) diagonal periodisch fortgesetzt (Offsetabtastung). Die vollständige Rekonstruktionsfilterung wird vom Monitor und dem Auge des Betrachters durchgeführt. Man erkennt aus **Bild 7**, daß bei  $f^t = 0$  nur das Basisspektrum wiedergegeben wird, so daß Aliasstörungen und periodische Spektren überwunden werden. Offensichtlich sind die Störungen, infolge derer der Kellfaktor eingeführt wurde,

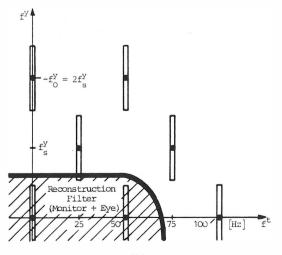


Bild 7
Spektren bei der Wiedergabe
vertikal vor- und nachgefilterter Signale
(f<sup>y</sup>-f<sup>t</sup>-Ebene)

 $\mathbf{f}^{\mathbf{y}}$  : Perioden pro Bildhöhe;  $\mathbf{f}^{\mathbf{t}}$  : Perioden pro Sekunde

nicht mehr vorhanden und es erfolgt eine zeilenfreie Wiedergabe.

Das Großflächenflimmern bei f<sup>t</sup> = 50 Hz ist durch diese Methode nicht berührt, dieses Spektrum fällt in den Rekonstruktionsbereich. Die 25-Hz-Komponenten dagegen sind trotz der Verwendung des Zeilensprungs im Hochzeilenmode praktisch unsichtbar. Dies ist möglich durch eine geeignete vertikale Bandbegrenzung und eine hochzeilige Bildwiedergabe.

Für künstliche Bildvorlagen (z. B. Strichraster) ist gleichzeitig eine erhebliche vertikale Auflösungserhöhung meßbar, anstelle von  $\approx 64$  Zeilen pro 100 Fernsehzeilen werden jetzt, abhängig von der Filterflanke, 80 bis 90 Zeilen pro 100 Fernsehzeilen aufgelöst.

#### 3.2.2. Diagonale Vor- und Nachfilterung

Darüber hinaus ist eine wesentliche Verbesserung der Horizontalauflösung mit dem Konzept der Offsetabtastung bei diagonaler Vor- und Nachfilterung erzielbar [3, 4]. Die reproduzierten Spektren sind in der  $f^y$ - $f^t$ -Ebene äquivalent zur Darstellung in **Bild 7.** Die spektrale Darstellung in der  $f^y$ - $f^x$ -Ebene zeigt **Bild 8** für  $f^t$  = 0 und  $f^t$  = 25 Hz (gepunktete Flächen). Auch in der  $f^y$ - $f^x$ -Ebene liegt jetzt eine diagonale periodische Fortsetzung vor.

Die Horizontalauflösung ist verdoppelt, die Vertikalauflösung ist entsprechend der vertikalen Vorund Nachfilterung verbessert. Sichtbar ist allein das Basisspektrum, die benachbarten 25-Hz-Komponenten sind vernachlässigbar klein. Die Rekonstruktionsfilterung durch Monitor und Auge ist hierbei für die Ebene der fy-fx-Ortsfrequenzen als rotationssymmetrisch angenommen.

## 3.3. Bewegungsadaptiv gesteuerte Signalverarbeitung

Die beschriebenen Methoden zur

- Vollbildwiedergabe,
- vertikalen Vor- und Nachfilterung,
- diagonalen Vor- und Nachfilterung

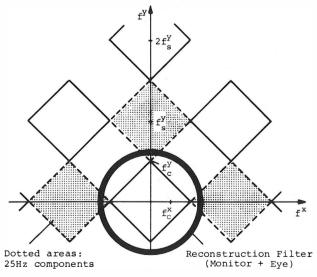


Bild 8

Spektren bei der Wiedergabe diagonal vor- und nachgefilterter Fernsehsignale

(f<sup>y</sup>-f<sup>x</sup>-Ebene)

 $f^{\mathbf{y}}$  : Perioden pro Bildhöhe;  $f^{\mathbf{x}}$ : Perioden pro Bildbreite

## 4. Qualitätsvergleich der Fernsehsysteme

#### 4.1. Gegenüberstellung der Qualitätsparameter

Die verschiedenen betrachteten Fernsehsysteme nach Bild 1 weisen insbesondere in den örtlichen und zeitlichen Auflösungseigenschaften sehr unterschiedliche Werte auf. In Anlehnung an die Übersicht in [1] zeigt Tabelle 1 die Parameter der Zeilennormen und die zugehörigen Qualitätseigenschaften.

Es zeigt sich, daß bei Beibehaltung der Übertragungsnorm erhebliche kompatible Verbesserungen möglich sind durch Wechsel der Produktions- und/ oder der Wiedergabenorm, daß aber darüber hinaus ein echtes Hochzeilensystem weitere Qualitätsreserven besitzt. Dies wird deutlich etwa an der horizontalen Auflösungsgrenze.

Bei der vertikalen Auflösungsgrenze nutzen vor allem die Zeilensprungsysteme die faktische Zeilenzahl nicht. Die Auflösungsgrenze ist hier ermittelt mit einem (sicher vorsichtig) geschätzten Reduktionsfaktor von 0,6. Bei der Vollbildwiedergabe ist für die vertikale Auflösungsgrenze aus der Sicht der subjektiven Bildqualität kein Kellfaktor wirksam (siehe hierzu Abschnitt 4.2. und 5.).

Die Bewegungsdarstellung ist mit 50 (Halb-)Bildern insgesamt sehr gut in horizontaler Richtung. Bei Systemen mit echter Zeilensprungaufnahme tritt bei Bewegung Halbbildalias auf (Sichtbarkeit ab etwa 0,2 pel/frame). Bei Systemen mit Zeilensprungwiedergabe kann der Betrachter in die Halbbildzeilenstruktur einfallen, wenn das Auge entsprechend geführt wird und der Monitor entsprechend hoch auflöst.

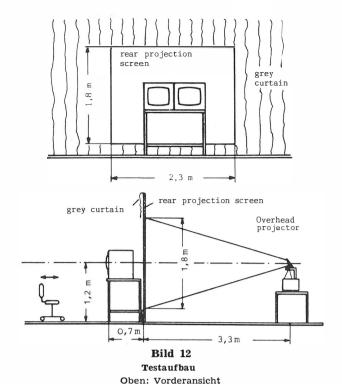
### 4.2. Bewertung der subjektiven Bildqualität

Um die Wirkung der genannten normkompatiblen Verbesserungstechniken zu ermitteln, wurden die verbesserten Systeme sowohl mit dem Standardsystem als auch mit einem Hochzeilensystem verglichen. Für diese Vergleichstests wurde die von der CCIR empfohlene Vergleichsskala [18] (viel besser/+3... viel schlechter/-3) verwendet. Der Testaufbau ist in Bild 12 dargestellt.

Die verschiedenen Moden wurden (ähnlich wie in [4]) mit dem Rechner simuliert, wobei der Hochzeilenmode (real z. B. 1249 Zeilen, Zeilensprung 2:1) unserem Standardsystem (625/2:1) entsprach. Das simulierte Standardsystem besitzt 312 Zeilen (synthetischer Zeilensprung) und eine halb so hohe Horizontalauflösung wie das simulierte Hochzeilensystem (MTF der Komponenten in [7]). Die aufnahmeseitige Vertikalauflösung im simulierten Standardsystem wurde derjenigen im simulierten Hochzeilensystem angepaßt (Abfall auf etwa 35 % bei der jeweiligen Nyquistfrequenz).

In Bild 13 sind die bei der vertikalen Vor- und Nachfilterung verwendeten Übertragungsfunktionen dargestellt. Das Vorfilter weist dabei zur Realisierung möglichst weitgehender Kompatibilität bis fast an die Grenzfrequenz einen flachen Frequenzgang auf, während das Nachfilter die eigentliche Frequenzgangformung übernimmt (ausführliche Diskussion über geeignete Vertikal- und Diagonalfilter in [4]).

Ein wichtiger Vorteil der niedrigzeiligen Simulation ist die vergleichsweise gute Auflösung der Moni-



Unten: Seitenansicht (Erzeugung der Umfeldbeleuchtung durch Rückprojektion)

toren im Hochzeilenmode. Die gewonnenen Aussagen gelten daher insbesondere für zukünftige besser auflösende Wiedergabesysteme. Ebenso gestatten die bei der Simulation verwendeten Monitoren eine kontrastreichere Bildeinstellung (Bildleuchtdichte bei Weißpegel etwa 150 cd/m², bei Schwarzpegel weniger als 1 cd/m²), als dies mit den derzeitigen Hochzeilenmonitoren ohne Auflösungsverlust möglich wäre.

Die zu vergleichenden Moden wurden gemäß Bild 12 auf zwei nebeneinanderstehenden Schwarzweißmonitoren (Telefunken "DCM 38", Bildfeld

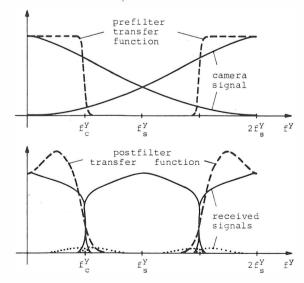
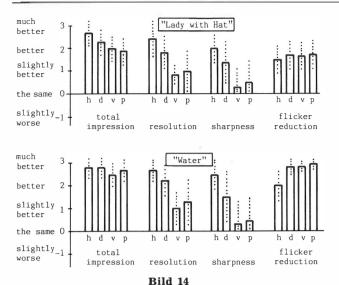


Bild 13

Vertikale Vor- und Nachfilterung

f<sup>y</sup>: Perioden pro Bildhöhe

(Übertragungsfunktionen)



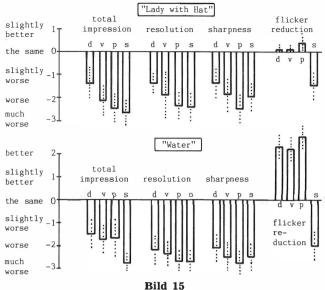
Qualitätsprofile verschiedener Verfahren zur Qualitätsverbesserung im Vergleich zur Qualität des Standardsystems

h: Hochzeilensystem, d: Diagonalfilterung, v: Vertikalfilterung, p: Vollbildwiedergabe (Resultate der Einzeltests)

29,5 cm x 23 cm, Phosphor P4) dargestellt. An den Tests nahmen 12 Experten teil. Wegen der halbierten Zeilenzahl sind bei den Tests die Betrachtungsabstände zu verdoppeln (die Bildhöhe ist bei der niedrigzeiligen Simulation halb so groß wie bei den entsprechenden realen Systemen). Alle angegebenen Betrachtungsabstände berücksichtigen dies und beziehen sich auf die Bildhöhe H realer Systeme.

Um eine ausführliche Analyse der Qualitätsunterschiede zwischen den einzelnen Moden zu ermöglichen, wurden die Versuchspersonen bei den Betrachtungsabständen 2 H, 4 H, 6 H und 8 H aufgefordert, das Flackern, die Auflösung (Detail- und Amplitudenauflösung), die Bildschärfe und den Gesamteindruck vergleichend zu beurteilen. Als Bildvorlagen wurden die bekannten Testdias "Lady with Hat" (Strohhutdame), "Young Couple", "Water" und "BBC Zone Plates" verwendet. Wegen einer maximal zulässigen Testdauer von 30 Minuten [18] konnte jeweils nur ein Mode (Vollbild, Vertikalfilterung, Diagonalfilterung) mit dem Standardsystem bzw. dem Hochzeilensystem verglichen werden (6 Einzeltests). In einem weiteren Test wurde das Hochzeilensystem mit dem Standardsystem verglichen.

In Bild 14 sind die Vergleichsurteile (Referenz: Standardsystem) der Einzeltests für die Bilder "Lady with Hat" und "Water" in Form von "Qualitätsprofilen" nach [20] zusammengestellt. Sie gelten für den bei HDTV/HQTV-Systemen "sinnvollen" Betrachtungsabstand von 3 H (interpolierte empirische Mittelwerte und Standardabweichungen der Messungen bei 2 H und 4 H). Bei den kompatiblen Verbesserungstechniken zeigt sich eindeutig in allen Qualitätseigenschaften die Überlegenheit der Diagonalfilterung, während Vollbildwiedergabe und Vertikalfilterung etwa gleichauf liegen. Besonders auffällig ist der Vorsprung der Diagonalfilterung gegenüber den beiden anderen Verfahren in den Eigenschaften Auflösung und Bildschärfe. Die Flackerreduktion ist, wie schon aus Bild 6 bekannt, stark abhängig vom



Qualitätsprofile verschiedener Verfahren zur Qualitätsverbesserung und des Standardsystems im Vergleich zur Qualität des Hochzeilensystems

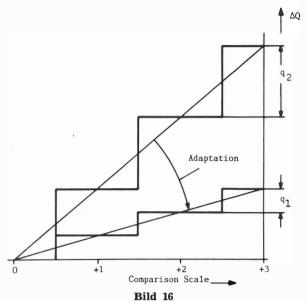
d: Diagonalfilterung, v: Vertikalfilterung,
 p: Vollbildwiedergabe, s: Standardsystem
 (Resultate der Einzeltests)

Bildinhalt. Das Bild "Water" besitzt viele kontrastreiche horizontal orientierte Kanten, was bei Zeilensprungwiedergabe zum "Kantenflackern" führt. Die Auswirkung der Flackerreduktion auf das Gesamturteil ist beim Vergleich der Bewertungen der beiden Bilder augenfällig.

Analog zu Bild 14 zeigt Bild 15 den Vergleich der kompatibel verbesserten TV-Systeme und des Standardsystems mit dem Hochzeilensystem. Man erkennt wiederum, daß die beste Methode zur kompatiblen Verbesserung die diagonale Vor- und Nachfilterung darstellt. Gegenüber dem Hochzeilensystem ist das System mit Diagonalfilterung bei 3 H etwa um 1,5 Punkte schlechter. Bei 4 H ergaben die Tests sogar nur eine Qualitätsdifferenz (Gesamteindruck) von "etwas schlechter" (-1). Dieses Ergebnis ist im Zusammenhang mit der Diskussion um die Einführung eines nichtkompatiblen Hochzeilensystems besonders interessant.

Beim Vergleich der **Bilder 14** und **15** stellt man fest, daß bei den verbesserten Moden (d, v, p) die Summe der beiden Qualitätsdifferenzen (Qualitätsunterschied zum Standardsystem aus **Bild 14** plus Qualitätsunterschied zum Hochzeilensystem aus **Bild 15**) oft erheblich größer ist als der im (getrennten) Test ermittelte Qualitätsunterschied zwischen Hochzeilensystem und Standardsystem. Eine Linearitätsüberprüfung der Bewertungsskalen (Anwendung der "Method of Successive Categories" [19]) lieferte keine Erklärung für diesen Sachverhalt (die Gewichtung der Kategorien "viel besser", "besser" ... mit +3, +2 ... ist in guter Näherung für alle durchgeführten Einzeltests zutreffend [9]).

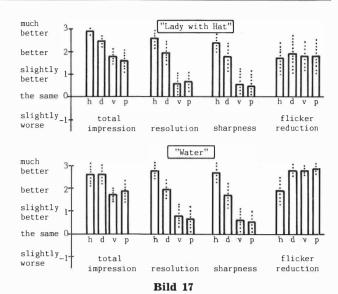
Offenbar tendieren die Versuchspersonen dazu, bei jedem Test die Bewertungsskala möglichst vollständig auszunutzen. Wie aus **Bild 16** hervorgeht, führt diese Adaptation dazu, daß beim Vergleich von qualitätsmäßig näher zusammenliegenden Moden



Adaptation der Beurteilung an den Qualitätsunterschied AQ (Schematische Darstellung)

(△Q klein) schon kleinere Qualitätsunterschiede  $(q_1 < q_2)$  zur Höherbewertung führen als beim Vergleich von qualitätsmäßig weiter auseinanderliegenden Moden (AQ groß). Wegen dieser Adaptation ist eine Gegenüberstellung der Testresultate aus verschiedenen Vergleichstests nur begrenzt aussagefähig. Zwar treffen die Beurteilungen aus den Einzelvergleichen jeweils zu (die Adaptation ist ja ein objektiv vorhandener subjektiver Effekt), jedoch ist eine exakte Beurteilung der zwischen den normkompatibel verbesserten Moden bestehenden Qualitätsunterschiede aus einer solchen Gegenüberstellung nicht möglich. Um alle Moden auch untereinander (d. h. nicht nur zum Referenzsystem) qualitätsmäßig richtig einordnen zu können, sind z.B. Vergleichstests durchzuführen, bei denen jeweils alle Moden gegenüber einer Referenz (Standardsystem oder Hochzeilensystem) verglichen werden. Natürlich sind aus Zeitgründen (Testdauer, siehe oben) bei einem "Modenmix" (verwendete Kurzbezeichnung für derartige Vergleichstests) bezüglich der Anzahl der Bilder und der Betrachtungsabstände Abstriche zu ma-

In Bild 17 sind die Resultate (empirische Mittelwerte und Standardabweichungen) eines solchen "Modenmix"-Tests (Referenz: Standardsystem, Betrachtungsabstand: 3 H) dargestellt. Die Versuchspersonen mußten bei jeder Fragestellung (Auflösungs-, Schärfe-, Flacker- und Gesamtbeurteilung) und bei jeder Bildvorlage zuerst den Unterschied zwischen dem Hochzeilensystem und dem Standardsystem bewerten. Hierdurch war den Probanden beim anschließenden Vergleich der kompatibel verbesserten Moden mit dem Standardsystem der in diesem Vergleichssystem maximal vorkommende Qualitätsunterschied bekannt. Es konnten diesmal auch "halbe Noten" (z. B. 0,5; 1,5) abgegeben werden. Gegenüber Bild 14 ergibt sich für die Vertikalfilterung und die Vollbildwiedergabe in Bild 17 ein deutlicherer Qualitätsabstand (Gesamteindruck) zur Diagonalfilterung (gilt sowohl für "Lady with Hat" als auch für



Qualitätsprofile verschiedener Verfahren zur Qualitätsverbesserung im Vergleich zur Qualität des Standardsystems

h: Hochzeilensystem, d: Diagonalfilterung, v: Vertikalfilterung, p: Vollbildwiedergabe ("Modenmix"-Test)

"Water"). Die höhere Bewertung der Vollbildwiedergabe und des Systems mit vertikaler Vor- und Nachfilterung in **Bild 14** ist auf die oben beschriebene Adaptation zurückzuführen.

## 5. Schlußfolgerungen

In diesem Beitrag wurden verschiedene Methoden zur kompatiblen Bildqualitätsverbesserung mit der Bildqualität des Standardsystems und eines Hochzeilensystems verglichen.

Ein wichtiges Resultat dieses Vergleichs ist, daß offenbar im allgemeinen die vertikale Auflösung bei der Vollbildwiedergabe nicht durch einen Kellfaktor reduziert ist (vgl. hierzu auch [20]). Es ergibt sich, daß die subjektiv empfundene Auflösung eines natürlichen Bildes nahezu gleich ist bei der vertikalen Vor- und Nachfilterung und bei der Vollbildwiedergabe. Plausibel wird dieses Phänomen dadurch, daß die Sichtbarkeit von Zeilen den subjektiven Auflösungs- und vor allem den Schärfeeindruck offenbar verbessert.

Dies gilt bei natürlichen Bildern sogar bei gleichzeitigen Fehlern und Artefakten infolge Alias und Zeilenstruktur. Wenn aber die subjektiv empfundene Auflösung bei beiden Methoden gleich ist, können beide Systeme durch gleiche Auflösungsgrenzen beschrieben werden und es ergibt sich kein Sinn für eine Auflösungsreduktion durch einen Kellfaktor.

Das bedeutet aber auch, daß in einem zweidimensional bandbegrenzten System mit gleichen Bandgrenzen  $f_c{}^y=f_c{}^x$  die horizontale Bandbreite wegen eines Kellfaktors nicht reduziert werden sollte, jedenfalls bei Anwendung der Vollbildwiedergabe im Empfänger.

Ein weiteres wichtiges Resultat ist das gute Abschneiden der Vollbildwiedergabe. Dies ist deswegen von Bedeutung, da die Vollbildwiedergabe allein durch einen verbesserten Empfänger realisiert wird. Die Bildqualität bei diagonaler Vor- und Nachfilte-

rung ist allen anderen kompatiblen Methoden überlegen. Gegenüber dem Standardsystem ergibt sich eine Verbesserung um wenigstens 2,4 Punkte der CCIR-Skala (Bildvorlage: "Lady with Hat"), ein echtes Hochzeilensystem ist um etwa 2,8 Punkte besser um den Preis einer wenigstens vervierfachten Band-

Dieses gute Abschneiden der kompatiblen Verbesserung durch Offsetabtastung und diagonale Vorund Nachfilterung ist für alle Möglichkeiten der HQTV-Entwicklung sehr bedeutsam. Für den Fall, daß Hochzeilenübertragungssysteme, Mehrkanalübertragungssysteme oder Zeitmultiplexsysteme (MAC) zum Einsatz kommen, bleibt doch die Notwendigkeit der Verwendung von PAL-Studios und PAL-Übertragungswegen in Verbindung mit solchen Systemen für höhere Bildqualität. Für den Fall, daß solche neuen Breitbandsysteme nicht eingeführt werden, entsteht erst recht der Bedarf der kompatiblen Verbesserung der Bildqualität bei PAL-Übertragung.

Die Verfasser danken Prof. Dr.-Ing. B. Wendland für die Anregung zu dieser Arbeit und ihre Förderung. Ihr Dank gilt auch Dipl.-Ing. H. Elsler für die Rechnersimulationen.

Die diesem Bericht zugrundeliegenden Arbeiten wurden aus Mitteln des Bundesministeriums für Forschung und Technologie gefördert. Die Verantwortung für den Inhalt liegt jedoch allein bei beiden Autoren.

#### SCHRIFTTUM

- Entwicklungsalternativen für HDTV-Systeme. ntzArchiv 4 (1982), S. 285 bis 291.
- [2] Uhlenkamp, D.; Güttner, E.: Verbesserte Wiedergabe von Norm-Fernsehsignalen. ntzArchiv 4 (1982), S. 313 bis 321.
- [3] Wendland, B.: HDTV studies on compatible basis with present standards. Television Technology in the 80's. Hrsg. v. d. SMPTE, Scarsdale, New York 1981, S. 151 bis 165.
- [4] Schröder, H.; Elsler, H.: Planare Vor- und Nachfilterung für Fernsehsignale. ntzArchiv 4 (1982), S. 303 bis

- [5] Fujio, T.: High-definition wide-screen television for the future. IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. BC-26 (1980), S. 113 his 124
- [6] Schröder, H.: On vertical filtering for flicker-free television reproduction. Signal processing II: Theories and applications. Hrsg. H. W. Schüssler. Elsevier Science Publishers BV, Amsterdam 1983, S. 167 bis 170.
- [7] Stollenwerk, F.: Qualitätsvergleich von Zeilensprungund Vollbildwiedergabe. Frequenz 37 (1983), S. 334 bis 344.
- Roufs, J. A. J.: Time dependent brightness of pixels. Eurodisplay 81, S. 126 bis 129.
- [9] Stollenwerk, F.: Veröffentlichung in Vorbereitung.
- [10] Schröter, F.; Theile, R.; Wendt, G.: Fernsehtechnik I. Band 5: Lehrbuch der drahtlosen Nachrichtentechnik. Springer-Verlag, Berlin — Göttingen — Heidelberg 1956.
- [11] Uhlenkamp, D.: Bewegungsabhängige Steuerung für flimmerfreie Bildwiedergabe. Vortrag, gehalten auf der 11. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG) in Hamburg, 21. bis 24. Mai 1984.
- [12] Mitsuhashi, T.: A study on the relationship between scanning specifications and picture quality. NHK Lab. Note Nr. 256, 1980. Hrsg. v. d. Technical Research Laboratories, Tokvo.
- [13] Schröder, H.; Elsler, H.: Fernsehempfänger mit vertikaler Interpolarisationsfilterung zur zeilenfreien Bilddarstellung. Vortrag, gehalten auf der 10. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG) in München, 13. bis 17. September 1982.
- [14] Wendland, B.: High quality television by signal processing. 2nd International Conference on systems and services in telecommunications, Liège 1983.
- [15] Wendland, B.; Schröder, H.: Signal processing for new HQTV-Systems. Television Image Quality. Hrsg. v. d. SMPTE, Scarsdale, New York 1984, S. 336 bis 353.
- Wendland, B.: Entwicklungsalternativen für zukünftige Fernsehsysteme. Fernseh- und Kinotech. 34 (1980), S. 41
- [17] Eiberger, B.: Kompatible Auflösungserhöhung bei einem Farbfernsehsystem nach Standard-PAL. Dissertation. Universität Dortmund, 1983.
- [18] CCIR: Method for the subjective assessment of the quality of television pictures. Rec. 500-1, XIVth Plenary Assembly, Kyoto 1978, Vol. XI: Broadcasting Services (Television), S. 57 bis 59.
- [19] Guilford, J. P.: Psychometric methods. 2. Auflage. Mc-Graw-Hill Co, New York Toronto London.
- Wendland, B.; Schröder, H.: On picture quality in television systems. Television Image Quality. Hrsg. v. d. SMPTE, Scarsdale, New York 1984, S. 192 bis 209.

## ZWEIKANALIGE SATELLITENÜBERTRAGUNG VON HDTV-SIGNALEN¹

### VON HEINZ SAUERBURGER UND LUDWIG STENGER<sup>2</sup>

Manuskript eingegangen am 23. Juli 1984

HiFi-Fernsehsysteme

#### Zusammenfassung

Für die Einführung von High-Definition-Television (HDTV) ist es unbedingt notwendig, daß geeignete Übertragungskanäle zur Verfügung stehen. Aus übertragungstechnischer und wirtschaftlicher Sicht wäre es wünschenswert, daß eine zur heutigen Fernsehnorm kompatible Übertragung von HDTV-Signalen zwischen Studio und Endteilnehmer erfolgt. Um dieses Ziel zu erreichen, bietet sich eine zweikanalige Übertragung an. Der erste Kanal enthält die für die heutige Fernsehnorm kompatible Bildinformation, während im zweiten Kanal der zusätzlich für HDTV-Wiedergabe benötigte Bildanteil übertragen wird. Da aber das HDTV-Signal etwa die vierfache Bandbreite gegenüber dem heutigen Fernsehsignal aufweist, ist für eine zweikanalige Übertragung eine geeignete Vorverarbeitung notwendig. Durch eine mehrdimensionale Filterung, die die subjektive Bildqualität nur geringfügig verändert, wird die Gesamtbandbreite des HDTV-Signals im Hinblick auf eine zweikanalige Übertragung auf die Hälfte reduziert. Das so gefilterte HDTV-Signal läßt sich dann in eine Tiefpaß- und eine Hochpaßkomponente aufspalten, so daß es über zwei konventionelle Fernsehkanäle übertragen werden kann. Der Tiefpaßkanal stellt dabei den zur heutigen Fernsehnorm (625/50/2:1) kompatiblen Kanal dar.

Abschließend werden die Vor- und Nachteile des hier vorgestellten Verfahrens und eines von CBS, Technology Center, entwickelten Zweikanalverfahrens diskutiert.

### Summary Transmissions of high-definition television signals using two satellite channels

Suitable channels must be made available before high-definition television can be introduced. For technical and economic reasons, it is desirable to transmit high-definition signals from the studio to the viewer in a form compatible with the existing television standard. Two channels may be used for this purpose. The first carries picture information compatible with the existing system whilst the second carries additional picture information needed for the high-definition picture. However, the high-definition signal has a bandwidth four times larger than the normal signal so pre-processing is needed in order to accommodate the transmission in two channels. Multi-dimensional filtering, which has very little effect on the subjective picture quality, enables the total bandwidth of the high-definition signal to be cut by one-half, allowing its transmission in two channels. This filtered signal is then split into two parts, representing the upper and lower frequencies of its spectrum, each being in one of two normal channels. The channel carrying the lower frequencies of the spectrum is compatible with the existing television standard (625/50/2:1).

The article closes with an examination of the advantages and disadvantages of the system described and of a two-channel system developed by the CBS Technology Centre.

### Sommaire Transmission de signaux de télévision à haute définition sur deux canaux de satellite

L'introduction de la télévision à haute définition exige la disponibilité de canaux appropriés. Pour des raisons techniques et économiques, il est souhaitable de diffuser lès signaux à haute définition depuis le studio vers le téléspectateur sous une forme compatible avec la norme de télévision actuelle. On peut utiliser à cet effet deux canaux. Le premier achemine l'information d'image compatible avec le système actuel, tandis que dans le deuxième sont diffusés les éléments d'image nécessaires pour la haute définition. Le signal à haute définition présente cependant une bande passante quatre fois plus large que celle du signal normal, et il est donc nécessaire pour une émission sur deux canaux d'effectuer un traitement préalable. Un filtrage à plusieurs dimensions, qui n'altère que faiblement la qualité subjective de l'image, permet de réduire de moitié la bande passante totale du signaux à haute définition pour le diffuser sur deux canaux. Ce signal ainsi filtré est alors scindé en composantes des parties inférieure et supérieure de son spectre, ce qui lui permet d'être diffusé dans deux canaux normaux. Le canal acheminant la partie inférieure du signal est compatible avec la norme de télévision actuelle (625/50/2:1).

On examine pour terminer les avantages et les inconvénients du système proposé ci-dessus et d'un système à deux canaux conçu par le Centre technologique du CBS.

## 1. Einleitung

Bei der zur Zeit weltweiten Diskussion über eine neue Fernsehnorm – High-Definition-Television (HDTV) – zeigt sich, daß die Übertragung der dabei entstehenden sehr breitbandigen Signale eine Vielzahl von Problemen aufwirft. Beispielsweise benötigt das von NHK [1] vorgestellte HDTV-System eine Bandbreite von etwa 20 MHz für das Luminanzsignal und für die Farbdifferenzsignale 7 MHz bzw. 5,5 MHz. Um HDTV mit vertretbarem Aufwand übertragen zu können, ist eine Bandbreitenreduktion

unumgänglich. Die subjektive Bildqualität soll dabei nicht beeinträchtigt werden.

Eine flächendeckende Verbreitung von HDTV-Programmen wird in naher Zukunft voraussichtlich nur durch Rundfunksatelliten möglich sein. Da aber in Europa den einzelnen Ländern nur jeweils fünf Satellitenkanäle zur Verfügung stehen, können für HDTV-Übertragung höchstens zwei der für die derzeitige Fernsehnorm vorgesehenen Satellitenkanäle verwendet werden. Ferner ist eine zur heutigen Fernsehnorm kompatible HDTV-Übertragung wünschenswert.

In dieser Arbeit wird deshalb ein zur heutigen Fernsehnorm (625/50/2:1) kompatibles Zweikanalverfahren vorgestellt, das vor allem für den Einsatz bei Rundfunksatelliten geeignet ist. Ferner findet ein Vergleich zwischen diesem und einem von CBS [2] ebenfalls für die Rundfunksatellitenübertragung entwickelten Zweikanalverfahren statt.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Überarbeitetes Manuskript eines Vortrages, gehalten auf der 11. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG) in Hamburg, 21. bis 24. Mai 1984.

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Dr.-Ing. Heinz Sauerburger und Dr.-Ing. Ludwig Stenger sind Wissenschaftliche Mitarbeiter im Forschungsinstitut der Deutschen Bundespost beim Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt.

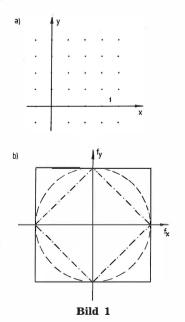
## 2. Bandbreitenreduktion und Zweikanalverfahren

Um das HDTV-Signal, das etwa die 4- bis 5fache Bandbreite gegenüber dem heutigen Fernsehsignal aufweist, über zwei Satellitenkanäle übertragen zu können, muß die Bandbreite auf etwa die Hälfte reduziert werden. Folgende Möglichkeiten der Bandbreitenreduktion bieten sich an:

- a) Verringerung der horizontalen Auflösung,
- b) Verringerung der vertikalen Auflösung,
- c) Verringerung der Bewegungsauflösung,
- d) Verringerung der diagonalen Auflösung.

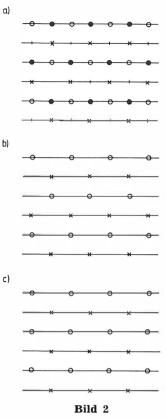
Punkt a) und b) scheiden aus, da durch diese Maßnahmen die subjektive Bildqualität beeinträchtigt wird. Ferner entfällt ebenfalls Punkt c), da man die bei der heutigen Fernsehnorm vorhandene Bewegungsauflösung nicht wesentlich verringern möchte. Verschiedene Untersuchungen zeigen aber, daß die Reduktion der diagonalen Auflösung die subjektive Bildqualität kaum beeinträchtigt (siehe beispielweise [3]).

Geht man von einem orthogonalen Abtastmuster mit gleicher Auflösung in vertikaler und horizontaler Richtung aus (Bild 1a), so gehört dazu die in Bild 1b dargestellte quadratische Bandbegrenzung im Ortsfrequenzspektrum. Aus Bild 1b ist zu entnehmen, daß in der Diagonalen eine wesentlich größere Auflösung vorhanden ist als in vertikaler bzw. horizontaler Richtung. Diese Auflösungssteigerung um etwa 40 % ist nicht erforderlich. Dagegen wäre eine Ortsfrequenzbandbegrenzung als ideal zu betrachten, die nach allen Richtungen hin die gleiche Auflösung zur Folge hätte (Bild 1b). Verkleinert man dagegen in der Diagonalen diese als ideal zu bezeichnende Auflösung um nur 30 %, so erhält man auf diese Weise die eingangs geforderte Reduktion der Übertragungsbandbreite auf die Hälfte (Bild 1b). Bei der Betrachtung sog. "natürlicher Bilder" macht sich, wie oben



Abtastmuster und Ortsfrequenzspektrum

- a) orthogonales Abtastmuster
- zu a) gehörende Ortsfrequenzbandbegrenzung
   ideale Ortsfrequenzbandbegrenzung
   · · · · · diagonale Ortsfrequenzbandbegrenzung



Verschiedene Abtastmuster

- a) Zeilenoffset-Abtastmuster
- b) modifiziertes Zeilenoffset-Abtastmuster
- c) Teilbildoffset-Abtastmuster
  - $(\bigcirc = 1. \text{ Teilbild}, \times = 2. \text{ Teilbild},$
  - = 3. Teilbild, | = 4. Teilbild)

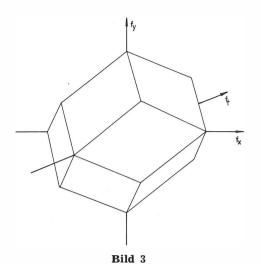
erwähnt, diese diagonale Bandbegrenzung kaum bemerkbar. Aus diesem Grund ist die Verringerung der diagonalen Auflösung zur Bandbreitenreduktion sehr gut geeignet.

Um die Vorteile der diagonalen Bandbegrenzung des Ortsfrequenzspektrums und die größere Bewegungsauflösung eines Zeilensprungverfahrens nutzen zu können, stehen als Abtastmuster im wesentlichen das Teilbildoffsetverfahren, das Zeilenoffsetverfahren [4, 5] und ein modifiziertes Zeilenoffsetverfahren zur Verfügung (Bild 2).

Das Zeilenoffsetverfahren hat gegenüber den beiden anderen die Eigenart, daß sich das Abtastmuster erst nach jedem vierten Teilbild wiederholt. Es bietet aber die Möglichkeit, mit relativ großem Filteraufwand (mehrere Teilbildspeicher) bei Standbildern – wie beim orthogonalen Abtastmuster – die volle Auflösung in diagonaler Richtung zu erreichen.

Beim modifizierten Zeilenoffsetverfahren wiederholt sich das Abtastmuster schon nach zwei Teilbildern, man hat aber bereits bei Standbildern nur die reduzierte diagonale Auflösung.

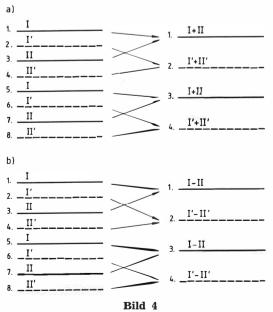
Möchte man ein von der Bewegungsauflösung unabhängiges gleichbleibendes Verhältnis zwischen horizontaler und vertikaler Auflösung, so ist dem Teilbildoffsetverfahren der Vorzug zu geben. Das zu diesem Abtastmuster gehörende Zeit-Ortsfrequenzspektrum ist in **Bild 3** dargestellt, ein sog. rhombischer Dodekaeder.



Dreidimensionale, zum Teilbildoffset gehörende Bandbegrenzung
(Dodekaeder)

Bevor man aber das Abtastmuster ändern kann, ist es im Hinblick auf das Abtastgesetz dringend notwendig, das Zeit-Ortsfrequenzspektrum des zu wandelnden Signals an das zum Abtastmuster gehörende dreidimensionale Spektrum anzupassen. Bei dem hier untersuchten Halbbildoffsetverfahren wurde deshalb zuerst das Zeit-Ortsfrequenzspektrum des unverarbeiteten HDTV-Signals durch Filterung so verändert, daß es dem in Bild 3 dargestellten Spektrum entspricht. Um den Aufwand bei der dafür notwendigen mehrdimensionalen Filterung in Grenzen zu halten, ist darauf zu achten, daß die Anzahl der Koeffizienten in zeitlicher und vertikaler Richtung (Bild- und Zeilenspeicher) klein gehalten wird. Es ist deshalb nur näherungsweise die gewünschte Zeit-Ortsfrequenzbandbegrenzung erreichbar.

Ein vorverarbeitetes HDTV-Signals mit 1250 Zeilen, Zeilensprung, einer doppelten horizontalen Auflösung gegenüber der heutigen Fernsehnorm und ei-



Zweikanalaufteilung

- a) kompatibler Kanal
- b) HDTV-Zusatzinformationskanal

ner näherungsweise dodekaederförmigen Bandbegrenzung läßt sich beispielsweise unter Verwendung des Halbbildoffsetverfahrens mit der halben Kanalbandbreite gegenüber dem Originalsignal übertragen. Um dieses bandbegrenzte HDTV-Signal, das zur Übertragung immer noch die doppelte Kanalbandbreite gegenüber dem heutigen Fernsehsignal benötigt, über zwei der heutigen Fernsehnorm (625/50/2:1) entsprechenden Kanäle übertragen zu können, muß es in geeigneter Weise in zwei Komponenten aufgespalten werden. Eine Zerlegung durch vertikale und horizontale Filterung in eine Tiefpaß- und eine Hochpaßkomponente hat sich als vorteilhaft erwiesen, da die Tiefpaßkomponente direkt als kompatibler Kanal verwendet werden kann und die Hochpaßkomponente die HDTV-Zusatzinformation beinhaltet (siehe dazu auch [8]). Ferner weist der kompatible Kanal durch die mehrdimensionale Filterung keine störenden Aliasstrukturen auf, so daß eine deutliche Qualitätssteigerung gegenüber dem heutigen Fernsehen vorhanden ist. Dieser kompatible Kanal kann somit auch für das zur Zeit diskutierte High-Quality-Television (HQTV) verwendet werden. Im Hochpaßkanal wird die Differenz zwischen dem Zeit-Ortsfrequenzspektrum des bandbegrenzten HDTV-Signals (Bild 3) und dem Zeit-Ortsfrequenzspektrum des Tiefpaßkanals übertragen. Dabei findet eine Frequenztransformation durch Unterabtastung statt, so daß auch zur Übertragung der Hochpaßkomponente nur ein der heutigen Fernsehnorm entsprechender Kanal benötigt wird [8].

Möchte man dagegen aus Aufwandsgründen auf eine mehrdimensionale Filterung bei der Zerlegung des HDTV-Signals in eine Tiefpaß- und Hochpaß-komponente verzichten, so bietet sich folgende Ersatzlösung an, die prinzipiell auf einen Vorschlag der Philips-Laboratorien zur Reduktion der Zeilenzahl zurückgeht: Durch gewichtete Addition (Gewichtung noch offen) benachbarter Zeilen erhält man die kompatible Komponente und durch gewichtete Differenzbildung die HDTV-Zusatzinformation (Bild 4). Diese vereinfachte Kanalaufteilung hat den Vorteil, daß das bandbegrenzte HDTV-Signal wieder eindeutig rekonstruierbar ist. Der Nachteil dabei liegt aber im Qualitätsverlust des kompatiblen Kanals gegenüber dem heutigen Fernsehen, so daß der kompatible Ka-

	1. Bild	2. Bild
Original	4,9	4,93
reduzierte diagonale Auflösung	4,46	4,53
reduzierte horizontale Auflösung	2,20	2,92

Tabelle 1

Subjektiver Test nach der EBU-Methode unter Berücksichtigung der CCIR-Rec. 500-2 mit folgender Bewertungsskala

- 5 = nicht wahrnehmbar
- 4 = wahrnehmbar, aber nicht störend
- 3 = leicht störend
- 2 = störend
- 1 = sehr störend

Die Ergebnisse wurden jeweils durch Mittelung über 20 Repräsentationen mit zufälliger Reihenfolge verschiedener Qualitätsstufen (Original, reduzierte diagonale Auflösung, auf die Hälfte reduzierte horizontale Auflösung) gewonnen

0	-2	0	4	0	-2	0
1	0	7	16	7	0	1
0	-2	0	4	0	-2	0

Tabelle 2
Koeffizientensatz des zweidimensionalen Filters

nal nicht mehr zur HQTV-Übertragung verwendet werden kann.

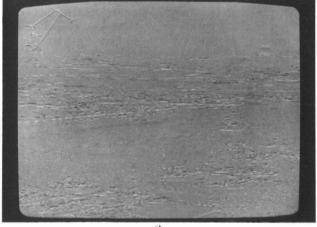
Es stehen nun für die Kanalaufteilung zwei verschiedene Verfahren zur Auswahl. Ein etwas aufwendigeres Verfahren, bei dem der kompatible Kanal für HQTV-Übertragung geeignet ist und eine einfachere Lösung, bei der gewisse Qualitätseinbußen im kompatiblen Kanal in Kauf genommen werden müssen. Welches Verfahren zur Kanalaufteilung letztlich verwendet werden soll, muß sich erst noch durch umfangreiche Untersuchungen, vor allem an Bewegtbildszenen, herausstellen. Ferner ist dabei auch die Frage zu klären, welches Abtastmuster (Teilbildoffset- bzw. modifiziertes Zeilenoffsetverfahren) und welche Filterkoeffizienten zur mehrdimensionalen Filterung am besten geeignet sind.

Erste Auswertungen subjektiver Tests an Standbildern zeigten, daß mit dem Halbbildoffsetverfahren gute Ergebnisse zu erzielen sind (Tabelle 1). Da bei Standbildern eine zeitliche Filterung entfällt, ist eine zweidimensionale Filterung ausreichend. Zur diagonalen Filterung wurden die in Tabelle 2 dargestellten und aus [4] entnommenen Koeffizienten verwendet. Bei der Kanalaufteilung wurde auf die aufwendige Hoch-Tiefpaßfilterung verzichtet und stattdessen das in Bild 4 dargestellte Verfahren verwendet. In Bild 5 sind zum Vergleich das HDTV-Originalbild mit 1250/50/2:1, die Bilder des kompatiblen Kanals bzw. des HDTV-Zusatzkanals mit je 625/50/2:1 und das aus den beiden Kanälen wieder rekonstruierte HDTV-Bild mit reduzierter diagonaler Auflösung dargestellt. Wie die Ergebnisse der subjektiven Tests zeigten (Tabelle 1), ist praktisch kein Unterschied zwischen dem HDTV-Originalbild und dem rekonstruierten HDTV-Bild zu erkennen.

## 3. HDTV über zwei MAC-Kanäle

Prinzipiell kann zur Übertragung der beiden Kanäle – kompatibler Kanal und HDTV-Zusatzinformationskanal – das von IBA zur Satellitenübertragung







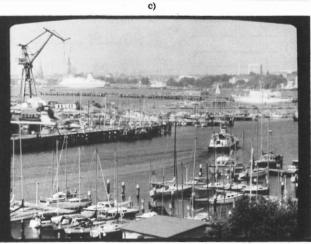


Bild 5

### Vergleich der verschiedenen Bildqualitäten

- a) HDTV-Originalbild
- c) HDTV-Zusatzkanal
- b) kompatibler Kanal
- d) rekonstruiertes HDTV-Bild

(Alle Bilder sind im Format 4:3 dargestellt)

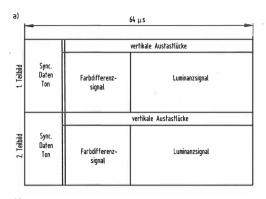
vorgestellte C-MAC-System verwendet werden [6]. Zur HDTV-Übertragung wären somit zwei C-MAC-Kanäle notwendig, wobei der kompatible Kanal von jedem der heutigen Fernsehnorm entsprechenden C-MAC-Empfänger wiedergegeben werden kann. Da man aber bei HDTV das Bildformat von 4:3 auf 5:3 ändern möchte, entstehen bei dem kompatiblen Kanal erhebliche Probleme. Aufgrund der Bandbreite des Satellitenkanals ist es nicht möglich, im kompatiblen Kanal nur den 4:3-Bildausschnitt in der heutigen Bildqualität und die Randbereiche (20 % des gesamten 5:3-Bildes) plus HDTV-Zusatzinformation im zweiten Kanal zu übertragen.

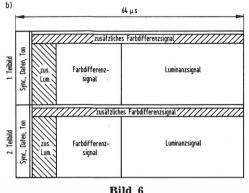
In Bild 6a ist der zeitliche Rahmen eines C-MAC-Kanals dargestellt. Wenn man, wie in [7] von IBA als E-MAC-System vorgestellt, fast die gesamte vertikale Austastlücke und einen Teil des für Daten und digitalen Ton reservierten Bereichs für die Luminanz- und Farbdifferenzübertragung verwendet, kann ein Bildformat von 4,75:3 anstatt 4:3 übertragen werden (Bild 6b). Auf diese Weise hat man weitgehendst das Ziel einer kompatiblen Übertragung eines Bildes im 5:3-Format erreicht. Dabei hat sich aber die Anzahl der digitalen Tonkanäle auf zwei reduziert. Da die zusätzliche Farbdifferenzinformation in der vertikalen Austastlücke übertragen wird, ist zur Decodierung des E-MAC-Signals ein Zeilenspeicher für etwa 16 Zeilen notwendig. Ferner ist auch daran gedacht, daß man aus dem 5:3-Format einen der jeweiligen Szene angepaßten 4:3-Bildausschnitt auswählt. Die Ausschnittsdaten werden im Datenpaket übertragen (pan-control).

Die gegenwärtig festgelegte Bandbreite eines C-MAC-Kanals beträgt 8,4 MHz, so daß sich daraus aufgrund der verschiedenen Kompressionsfaktoren für die Luminanz eine Bandbreite von 5,6 MHz und für die Farbdifferenzsignale eine Bandbreite von 1,6 MHz ergibt. Aufgrund der um etwa 20 % geringeren Kompressionsfaktoren eines E-MAC-Systems vergrößert sich die Luminanzbandbreite eines Bildes im 5:3-Format auf etwa 6,75 MHz. Für das vorverarbeitete und über zwei E-MAC-Kanäle übertragene HDTV-Signal ergibt sich daraus eine horizontale Auflösung für die Luminanz, die ohne Vorverarbeitung und Aufteilung auf zwei Kanäle nur durch eine Übertragungskanalbandbreite von etwa 27 MHz zu erreichen wäre. Selbstverständlich müßte man in diesem Fall keine reduzierte diagonale Auflösung in Kauf nehmen.

Bei IBA sind zur Zeit Untersuchungen im Gange, die Gesamtbandbreite eines E-MAC-Kanals von  $8,4\,\mathrm{MHz}$  auf 11 bis 12 MHz zu erhöhen. Auf diese Weise erhält man bei HDTV eine Auflösung von etwa 900 Schwingungen pro Bildbreite. Unter Berücksichtigung des geänderten Bildformats von 4:3 auf 5:3 hat sich somit in diesem Fall die horizontale Auflösung gegenüber der digitalen Studionorm mit 360 Schwingungen pro Bildbreite tatsächlich verdoppelt (360 Schw./Bildbr. x 2 x 5/4 = 900 Schw./Bildbr.). Ob sich die Bandbreitenvergrößerung des E-MAC-Systems auch für eine Erweiterung der Anzahl der Tonkanäle nutzen läßt, muß erst noch geklärt werden.

Das hier vorgestellte Zweikanalverfahren in Verbindung mit dem E-MAC-System hat gegenüber dem von CBS vorgestellten Übertragungssystem den gro-





Zeitlicher Rahmen der beiden MAC-Systeme

a) C-MAC

b) E-MAC

ßen Vorteil, daß außer einer größeren Horizontalund Vertikalauflösung die beiden E-MAC-Kanäle die gleiche zeitliche Rahmenstruktur aufweisen. Im folgenden Abschnitt sollen nun die beiden Zweikanalverfahren miteinander verglichen werden.

## 4. Vergleich

Das von CBS vorgestellte Zweikanalverfahren zur Übertragung von HDTV-Signalen wurde speziell für den Einsatz bei Rundfunksatellitenübertragung entwickelt. Wie beim C-MAC-System werden auch hier Luminanz, Chrominanz, Ton und Daten im Zeitmultiplexverfahren übertragen. Ferner erfüllt dieses System auch die Forderung nach Kompatibilität. Auf eine Beschreibung des Verfahrens wird an dieser Stelle verzichtet und auf [2] verwiesen.

Ein Vergleich der beiden Verfahren zeigt deutlich die Vorteile einer mehrdimensionalen Filterung. Im Hinblick auf einen geringen Realisierungsaufwand wird bei dem CBS-System auf eine aufwendigere Signalverarbeitung verzichtet. Die unterschiedlichen zeitlichen Rahmenstrukturen der beiden Kanäle sind jedoch ein nicht zu übersehender Nachteil. Ferner besitzt das HDTV-Bild mit dem Format 5:3 nur im zentralliegenden 4:3-Bildausschnitt tatsächlich die verbesserte Auflösung.

Aufgrund der um 25 % reduzierten Luminanzbandbreite des HDTV-Zusatzinformationskanals gegenüber dem kompatiblen Kanal hat auch das CBS-System eine geringere diagonale Auflösung. Um beide Verfahren objektiv miteinander vergleichen zu können, betrachten wir die horizontale Auflösung bezogen auf die gesamte Bildbreite und die vertikale

		Lum	inanz	Chrominanz	
		f <sub>y</sub> (Schw./Bildhöhe)	f X (Schw./Bildbreite)	f <sub>y</sub> (Schw./Bildhöhe)	f <sub>x</sub> (Schw./Bildbreite)
CBS-Zweikanal- verfahren	4:3-Ausschnitt	485	420	242	140
	Rand	242	316	242	140
Hier vorgestelltes Zweikanalverfahren		575	708	287	202
NHK-HDTV		519	486	519	152

Tabelle 3

Horizontale und vertikale Auflösung des CBS-Systems, des NHK-HDTV-Systems und des hier vorgestellten Zweikanalsystems
Für den Vergleich wurde von einer E-MAC-Kanalbandbreite von 8,4 MHz ausgegangen

Auflösung bezogen auf die Bildhöhe (ohne Kellfaktor). Bei dem CBS-System wird zusätzlich zwischen Auflösung im 4:3-Bildausschnitt und den Randbereichen unterschieden. Ferner wurde in den Vergleich auch das von NHK vorgestellte HDTV-System (1125/60/2:1) aufgenommen (Tabelle 3).

Aus **Tabelle 3** ist deutlich die Überlegenheit des hier vorgestellten Zweikanalverfahrens unter Verwendung zweier E-MAC-Kanäle im Hinblick auf die Bildqualität zu erkennen, so daß sich der größere Aufwand bei der Signalvorverarbeitung als vorteilhaft erweist.

## 5. Schlußbemerkung

Das hier vorgestellte Zweikanalverfahren bietet somit die Möglichkeit der Übertragung eines HDTV-Signals, welches von der doppelten Zeilen- und Spaltenzahl gegenüber der heutigen europäischen Fernsehnorm (625/50/2:1) und eines auf 5:3 geänderten Bildformates ausgeht. Ferner ist die Kompatibilität gewährleistet. Zur Übertragung des kompatiblen Kanals und des HDTV-Zusatzinformationskanals werden zwei E-MAC-Kanäle, wie sie von IBA vorgeschlagen werden, verwendet.

Das kompatible Zweikanalverfahren ist aufgrund der besseren vertikalen und horizontalen Auflösung und der beiden mit gleicher zeitlicher Rahmenstruktur verwendeten E-MAC-Kanäle dem von CBS entwickelten System überlegen. Als nachteilig könnte dagegen der etwas größere Realisierungsaufwand betrachtet werden.

Ferner hat dieses Verfahren gegenüber den verschiedenen hier nicht erörterten kompatiblen und

nichtkompatiblen Einkanalverfahren zur Übertragung von Fernsehbildern mit erhöhter Bildqualität den Vorteil, daß es gewisse Reserven aufweist. So können technologische Fortschritte bei der Kameraherstellung zur weiteren Qualitätssteigerung genutzt werden, ohne dabei das Übertragungsverfahren ändern zu müssen.

Mit diesem kompatiblen Zweikanalverfahren steht somit in Verbindung mit den Rundfunksatelliten ein Übertragungssystem zur Verfügung, das eine flächendeckende Ausstrahlung von HDTV ermöglicht.

#### SCHRIFTTUM

- [1] Fujio, T.: High-definition wide-screen television for the future. IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. BC-26 (1980), S. 113 bis 124.
- [2] Goldberg, A. A.; MacMann, R. H.; Rossi, J. P.: A two channel compatible HDTV Broadcast System. CBS-Report 8/83-A.
- [3] Schröder, H.; Elsler, H.: Planare Vor- und Nachfilterung für Fernsehsignale. ntzArchiv 4 (1984), S. 303 bis 312.
- [4] Tonge, G. J.: The sampling of television images. IBA Experimental and Development Report 112/81. Hrsg. v. d. Independent Broadcasting Authority, Winchester.
- [5] Tonge, G. J.: Three-dimensional filters for television sampling. IBA Experimental and Development Report 117/82. Hrsg. v. d. Independent Broadcasting Authority, Winchester.
- [6] Windram, M. D.; Tonge, G. J.; Morcom, R.: MAC-television system for high-quality satellite broadcasting. IBA Experimental and Development Report 118/82. Hrsg. v. d. Independent Broadcasting Authority, Winchester.
- [7] Windram, M. D.; Morcom, R.; Hurley, T.: Extended definition MAC. IBA Technical Review 21: Compatible higher-definition television. Hrsg. v. d. Independent Broadcasting Authority, Winchester 1983, S. 27 bis 41.
- [8] Sauerburger, H.; Stenger, L.: Verarbeitung und digitale Codierung von HDTV-Signalen. Frequenz 37 (1983), S. 288 bis 299.

## FORMULIERUNG UND UNTERSUCHUNG EINER AUTOMATISCHEN FREQUENZZUWEISUNGSMETHODE UNTER ZUHILFENAHME VON VERFAHREN DER GRAPHENTHEORIE<sup>1</sup>

## VON FRIEDRICH STÖCKER<sup>2</sup>

Manuskript eingegangen am 26. Juli 1984

UKW-Versorgung

#### Zusammenfassung

Für die Zuweisung von Sendefrequenzen bzw. -kanälen an die verschiedenen Senderstandorte steht bisher kein Rechnerprogramm zur Verfügung, welches diese Aufgabe automatisch erledigt. Es wird eine Methode vorgestellt, wie man mit Hilfe der Graphentheorie einem vorgegebenen Sendernetz automatisch Frequenzen zuteilen kann. Durch die Anwendung einer abgewandelten Form des Verfahrens der Minimalkolorierung eines Graphen wird an einigen Beispielen die Leistungsfähigkeit des Verfahrens untersucht.

#### Summary Description and analysis of a method for automatic frequency assignment using graph theory

There is at present no computer program available for the automatic assignment of frequencies and channels to transmitting stations. The article presents a method based on the theory of graphs which allows frequencies to be assigned automatically to a pre-determined network of transmitters. Its effectiveness is evaluated in various cases using a modified form of the process for the minimal coloration of a graph.

## Sommaire Exposé et analyse d'une méthode d'assignation automatique de fréquence faisant appel à la théorie des graphes

Il n'existe actuellement aucun programme d'ordinateur permettant d'assigner automatiquement des fréquences et des canaux aux stations émettrices. On présente une méthode permettant, grâce à la théorie des graphes, d'attribuer automatiquement des fréquences à un réseau d'émetteurs prédéterminé. Son efficacité est évaluée dans différents cas en utilisant une forme modifiée du procédé de coloriage minimal d'un graphe.

## 1. Einführung

Für die Zuteilung von Sendefrequenzen bzw. -kanälen im Rahmen von Planungskonferenzen an die verschiedenen Senderstandorte in einem vorgegebenen Sendernetz ist es die Aufgabe von Planern, das zur Verfügung stehende Frequenzspektrum optimal zu nutzen. Für diese Aufgabenstellung steht bisher kein Rechnerprogramm zur Verfügung, welches die Arbeit automatisch erledigt. Sendernetze für die Rundfunk- und Fernsehversorgung werden z. Z. noch ausschließlich durch eine manuelle Kanalzuweisung erstellt. Als Hilfsmittel bei dieser Arbeit wird ein lineares Kanalverteilungsschema verwendet, welches für ein regelmäßiges Sendernetz optimiert wurde [1]. Diese Kanalanordnung beschreibt damit die Strategie, die bei der manuellen Kanalzuteilung in einem unregelmäßigen Sendernetz, also Realnetz, Anwendung finden sollte. Eine nachträgliche rechnerische Analyse des Plans in Form einer Berechnung der nutzbaren Feldstärke [2] zeigt dann die Fehler oder Mängel des Frequenzplans auf, die ein Nachbessern des Plans erforderlich machen. Auf eine genaue Beschreibung der bisherigen Planungsmethode und deren Theorie soll verzichtet werden [3].

In dieser Ausarbeitung soll ein Verfahren formuliert werden, mit dessen Hilfe es möglich ist, die Synthese eines Frequenzplans unter Berücksichtigung der verschiedensten Nebenbedingungen wie Oszillatorabstände, Weichenfähigkeit und Berücksichtigung der Sender hinsichtlich ihrer Bedeutung

## 2. Mathematische Formulierung des Problems

Gegeben sei ein Sendernetz mit N Standorten bzw. N Sendern. Sind an einem Standort Z Frequenzen gewünscht, so führen wir der Einfachheit halber jeweils zusätzlich Z-1 fiktive Standorte bzw. Sender mit identischen Standortkoordinaten ein. Geht man davon aus, daß alle Sender in einem Sendernetz mit der gleichen Frequenz betrieben werden, so wird jeder Sender von N-1 Sendern (also seinen Nachbarn) gestört, wenn man annimmt, daß ein Sender sich selbst nicht stört. Es gilt aber auch, daß jeder Sender die übrigen N-1 Sender stört. Diese gegenseitig störenden Feldstärken sollen als Störfeldstärken behandelt werden und lassen sich in Form einer Matrix, der Störfeldstärkematrix fr, darstellen:

unter Benutzung einer Verteilungsstrategie automatisch zu erreichen. Diese Strategie basiert auf den Methoden der Graphentheorie, die ja generell für die Optimierung von Netzwerken wie z.B. Fernmeldenetzen zur Anwendung kommt. Es wird von der Zielsetzung ausgegangen, das Problem der Frequenzzuteilung letztlich auf das Problem der Minimalkolorierung eines Graphen zurückzuführen.

Oszillatorabstände, Weichenfähigkeit und Berücksichtigung der Sender hinsichtlich ihrer Bedeutung

This article is published simultaneously in English in the EBU Rev. Tech. No. 207 (October 1984).

Tet article est publié simultanément en français dans la Rev. de l'UER Tech. N° 207 (octobre 1984).

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Dipl.-Phys. Friedrich Stöcker ist Mitarbeiter der Hauptabteilung Sendertechnik beim Südwestfunk, Baden-Baden.

Es soll gelten:

$$FS(I, J) = 0 \text{ für } I = J$$
,

da ein Sender sich nicht selbst stören soll.

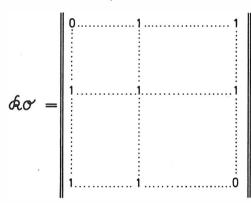
Die obige Störfeldstärkematrix sei so angelegt, daß die Spaltenvektoren in dieser Matrix die Störfeldstärkekomponenten aller übrigen Sender am Standort anheben, d. h. die Spaltenvektoren repräsentieren die Störfeldstärken aller N-1 Sender am Standort J.

Für die Erstellung der Störfeldstärkematrix spielt es keine Rolle, welche Feldstärkeberechnungsverfahren im einzelnen zugrunde gelegt werden. Die einzelnen Feldstärkekomponenten können mit den bekannten Verfahren nach CCIR, durch eine Feldstärkevorhersagemethode mittels Topographischer Datenbank oder einer beliebigen anderen Berechnungsmethode erstellt werden.

Aus der obigen Matrix erkennt man, daß im allgemeinen jeder Sender mit jedem Standort durch die Störfeldstärken verkoppelt ist. Diese gegenseitige Verkopplung läßt sich auch in Form einer Kopplungsmatrix & darstellen. Diese Matrix geht aus der Störfeldstärkematrix & hervor, wenn man den Matrixelementen FS (I, J) jeweils die Elemente KO (I, J) zuordnet, für die dann gilt:

KO 
$$(I, J) =$$

$$\begin{cases}
1 & \text{für FS } (I, J) \neq 0 \\
0 & \text{für FS } (I, J) = 0
\end{cases}$$



Diese gegenseitige Verkopplung der Sender untereinander läßt sich außer durch die Kopplungsmatrix auch in anderer Form, z. B. grafisch durch einen sogenannten gerichteten Graphen darstellen. Unter einem gerichteten Graphen wollen wir eine Menge von Punkten  $S_1 \dots S_N$  und eine Menge von Verbindungen V (I, J) mit

$$I,J\epsilon\ \big\{\ 1\dots N\ \big\}$$

verstehen. Unter einer Verbindung V(I, J) wollen wir in diesem Zusammenhang die Wirkung von

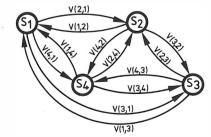


Bild 1

Beispiel für einen gerichteten Graphen mit 4 Punkten

Punkt J auf den Punkt I verstehen. In **Bild 1** ist ein Beispiel eines gerichteten Graphen mit 4 Punkten dargestellt. Bei diesem Graphen sind alle Punkte miteinander verknüpft außer mit sich selbst.

Ordnet man einem Sendernetz einen Graphen zu, dann repräsentieren die Punkte  $S_1 \dots S_N$  die einzelnen Sender, und die Verbindungen K (I, J) kennzeichnen die Verkopplung der Sender untereinander. Der in **Bild 1** dargestellte Graph läßt sich dann auch durch eine korrespondierende Kopplungsmatrix & beschreiben.

$$\mathcal{R} \sigma = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{vmatrix}$$

Geht man davon aus, daß zwischen 2 Sendern nur dann eine Verkopplung besteht, wenn die Störfeldstärke FS (I, J) einen bestimmten Wert (die Ansprechschwelle A) überschreitet, so gelangt man zu einer reduzierten Kopplungsmatrix & $\sigma$ . Diese Matrix geht aus der Störfeldstärkematrix hervor, wenn man alle Matrixelemente mit FS (I, J) > A durch eine 1 ersetzt, z. B.:

$$\mathcal{R} \sigma' = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{vmatrix}$$

Die Werte der Elemente der reduzierten Kopplungsmatrix werden damit von der willkürlich angegebenen Ansprechschwelle bestimmt.

Da die gegenseitigen Störfeldstärken zwischen 2 Sendern im allgemeinen nicht gleich groß sind, d. h. FS (I, J) = FS (J, I) gilt nicht immer, ist die Störfeldstärkematrix im allgemeinen nicht symmetrisch. Diese Unsymmetrie bedingt wiederum eine Unsymmetrie in der Kopplungsmatrix und findet auch in dem zugehörigen Graphen ihren Niederschlag. Liegt eine Verkopplung zwischen dem Sender I und dem Sender J vor, so gilt dies nicht zwangsläufig auch umgekehrt. Bild 2 zeigt einen gerichteten Graphen, der der obigen Kopplungsmatrix zugeordnet ist. Die Ansprechschwelle A wurde so gewählt, daß folgende Verbindungen des Graphen von Bild 1 entfallen: V (1, 3), V (3, 1), V (2, 1), V (3, 4) und V (4, 1).

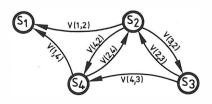


Bild 2
Beispiel für einen gerichteten Graphen
für die Verkopplung von 4 Sendern

Es ist nun das Ziel, die Verkopplung der Sender untereinander zu beseitigen. Dies kann einmal dadurch geschehen, daß man versucht, die einzelnen Störfeldstärken FS (I, J) unter die gewählte Ansprechschwelle A zu drücken. Eine Lösung kann dann durch eine Änderung der kennzeichnenden Merkmale bei den Sendern (wie Standortvariation, Änderung der Strahlungsleistung sowie Antennenhöhe) geschehen. Dieser Weg kann im allgemeinen jedoch nicht eingeschlagen werden, da die kennzeichnenden Merkmale von Sendern eines Sendernetzes sich nur geringfügig variieren lassen. Um die einzelnen Störfeldstärken FS (I, J) unter die gewählte Ansprechschwelle A zu drücken, kann man jedes Matrixelement mit einem Gewichtungsfaktor GW (I, J) versehen. Dann lassen sich die einzelnen Gewichtungsfaktoren so wählen, daß die gewichteten Störfeldstärken kleiner als die Ansprechschwelle oder ihr gleich werden. Die Gewichtungsfaktoren GW (I, J) lassen sich wieder in eine Matrixform bringen und stellen dann die Gewichtungsmatrix om dar:

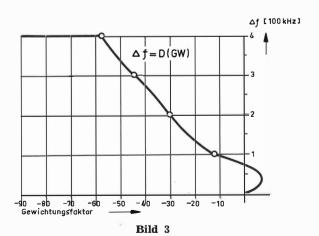
$$OJNO = \begin{bmatrix} GW(1,1) & ...$$

Für die Gewichtungsfaktoren gilt:

$$GW(I, J) = \frac{A}{FS(I, J)}.$$

Durch die Gewichtung der Störfeldstärkematrix wird eine Entkopplung aller Sender untereinander erreicht, im zugehörigen Sendernetz sind damit alle Störungen beseitigt.

Die oben erwähnte Gewichtung ist jedoch nur dann zulässig, wenn man von dem angenommenen Gleichkanalsendernetz zu einem Sendernetz über-



Notwendiger Frequenzabstand zwischen zwei Sendern in Abhängigkeit vom Gewichtungsfaktor

geht, für welches ein Kanalspektrum zur Verfügung steht, so daß einander störende Sender durch eine geeignete Kanalwahl entkoppelt werden. Die Frequenzdifferenz, die zwischen zwei Sendern zur Entkopplung eingestellt werden muß, läßt sich mit Hilfe der Schutzabstandskurven aus CCIR-Empf. 412-3 entnehmen. Man kann damit aus der Gewichtungsmatrix unter Zuhilfenahme der aus den Schutzabstandskurven gewonnenen Darstellung in Bild 3 den notwendigen Frequenzabstand zwischen zwei Sendern I und J berechnen, damit eine Entkopplung vorliegt:

$$\Delta f(I, J) = D[GW(I, J)]$$

Da wir bei unserer Betrachtungsweise davon ausgehen, daß alle Sendefrequenzen innerhalb eines fest vorgegebenen Frequenzrasters liegen, sind auch die einstellbaren Frequenzabstände  $\Delta f$  (I, J) entsprechend gequantelt. Wegen dieser Quantelung wollen wir künftig nicht mehr von Frequenzabständen sprechen, sondern von Kanalabständen und Kanälen. Liegt der zur Entkopplung notwendige Frequenzabstand  $\Delta f$  (I, J) fest, so wird an seiner Stelle der nächsthöhere Kanalabstand eingesetzt. Geht man davon aus, daß die Sendekanäle den Frequenzabstand R voneinander haben, so gilt für die Kanalabstandswahl KA (I, J):

$$KA(I, J) = Int[\Delta f(I, J)/R] + 1$$
.

Unter der Funktion Int wollen wir verstehen, daß dem Argument jeweils sein ganzzahliger Teil zugeordnet wird. Die einzelnen Ergebnisse lassen sich nun wieder matrixförmig darstellen, und wir erhalten die Kanalabstandsmatrix &a.

$$ROL = \begin{bmatrix} KA(1,1) & KA(1,J) & KA(1,N) \\ KA(1,1) & KA(1,J) & KA(1,N) \end{bmatrix}$$

$$KA(1,1) & KA(1,J) & KA(1,N) \\ KA(N,1) & KA(N,J) & KA(N,N) \end{bmatrix}$$

In dieser Matrix sind dann die kleinsten zulässigen Kanalabstände zwischen den einzelnen Sendern enthalten, die notwendig sind, damit eine Entkopplung bei der vorgegebenen Ansprechschwelle A vorliegt. Genau wie die Störfeldstärkematrix, so sind auch die Kopplungs-, Gewichtungs- und Kanalabstandsmatrizen im allgemeinen nicht symmetrisch. Da aber der Absolutbetrag der Kanalabstandsdifferenz zwischen dem Sender I und dem Sender J identisch ist mit der Differenz zwischen dem Sender J und dem Sender I, kann die Frequenzabstandsmatrix nur dann erfüllt werden, wenn für die Kanalabstandsdifferenzen zwischen dem Sender I und dem Sender J sowie dem Sender J und dem Sender I gilt:

$$KA (I, J) = KA (J, I) = Max [KA (I, J), KA (J, I)]$$

Ein reales Sendernetz kann damit die Kanalabstandsmatrix nur in Form einer symmetrischen Kanalabstandsmatrix erfüllen, d. h. aber, wir erhöhen unsere Forderung hinsichtlich des Kanalabstands nicht, wenn wir von der im allgemeinen unsymmetrischen Kanalabstandsmatrix zu einer symmetrierten Kanalabstandsmatrix & übergehen, wobei die Symmetrierung nach folgender Vorschrift erfolgt:

$$\text{KAS} (I, J) = \begin{bmatrix} \text{KA} (I, J) & \text{für KA} (I, J) \geq \text{KA} (J, I) \\ \text{KA} (J, I) & \text{für KA} (J, I) > \text{KA} (I, J) \end{bmatrix}$$

$$\text{KAS}(I, I) \dots \text{KAS}(I, J) \dots \text{KAS}(I, N)$$

$$\text{KAS}(I, I) \dots \text{KAS}(I, J) \dots \text{KAS}(I, N)$$

$$\text{KAS}(I, I) \dots \text{KAS}(I, J) \dots \text{KAS}(I, N)$$

Die Erfüllung der obigen symmetrischen Kanalabstandsmatrix ist die Mindestanforderung hinsichtlich der Kanalverteilung an ein Sendernetz. Eine Übererfüllung dieser Matrix ist zwar hinsichtlich der Verträglichkeit der Sender untereinander niemals nachteilig, bedeutet jedoch im allgemeinen den Bedarf an zusätzlichem Kanalspektrum. Es ist daher sinnvoll, eine Kanalverteilung zu ermitteln, die die Kanalabstandsmatrix erfüllt, aber gleichzeitig so wenig wie möglich übererfüllt. Eine strenge mathematische Lösung dieses Problems liegt bisher nicht vor und soll auch in dieser Arbeit nicht angegeben werden.

Da für ein reales Sendernetz nur mit der symmetrierten Kanalabstandsmatrix gerechnet zu werden braucht, wäre es einfacher gewesen, bereits die Störfeldstärkematrix zu symmetrieren. Die symmetrierte Störfeldstärkematrix fra würde dann nur noch die Elemente

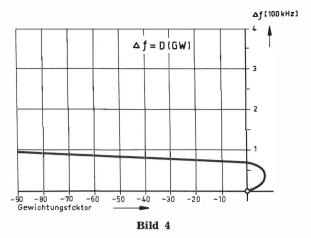
$$FS(I, J) = FS(J, I) = Max[FS(I, J), FS(J, I)]$$

enthalten. Alle folgenden Matrizen wären alsdann automatisch ebenfalls symmetrisch geworden.

In den folgenden Kapiteln soll nun eine Kanalverteilungsstrategie entwickelt werden, bei der die Kanalabstandsmatrix eingehalten wird und gleichzeitig mit einer großen Wahrscheinlichkeit die Matrix wenig übererfüllt wird.

# 3. Methode der minimalen Kolorierung eines Graphen

Nachdem in dem vorangegangenen Kapitel das Problem der Sendernetzplanung mathematisch formuliert wurde, soll nun versucht werden, eine Kanalverteilung mit Hilfe eines bekannten Verfahrens der Graphentheorie zu realisieren. Als Einstieg für dieses Vorhaben bietet es sich an, die eigentliche Aufgabenstellung etwas abzuändern. Dazu gehen wir davon aus, daß eine Entkopplung zwischen zwei Sendern dann gegeben ist, wenn sie unterschiedliche Kanäle benutzen. Dieser Sachverhalt läßt sich für ein 100-kHz-Raster durch Bild 4 darstellen. Unter Zugrundelegung des Zusammenhangs von Bild 4 er-



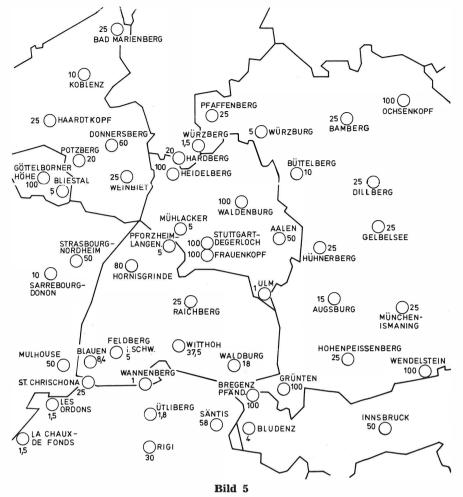
Notwendiger Frequenzabstand (fiktiv) zwischen zwei Sendern in Abhängigkeit vom Gewichtungsfaktor

gibt sich dann eine Kanalabstandsmatrix, die nur noch die Werte 0 und 1 enthält. Diese Matrix kann man dann symmetrieren und einem entsprechenden Graphen zuordnen.

In diesem Zusammenhang sollen zwei Punkte des Graphen dann als benachbart betrachtet werden, wenn sie durch eine Verbindung verknüpft sind. Die Aufgabe besteht nun darin, den Punkten des Graphen Kanäle so zuzuweisen, daß benachbarte Punkte unterschiedliche Kanäle haben und gleichzeitig möglichst wenig verschiedene Kanäle vergeben werden. Diese Aufgabenstellung deckt sich jedoch mit der in der Graphentheorie als Graphenkolorierungsproblem bekannten Aufgabe. Dies bedeutet, daß ein gegebener Graph so eingefärbt werden soll, daß jeweils benachbarte Punkte eine unterschiedliche Farbe besitzen, mit der Zielsetzung, möglichst wenig verschiedene Farben zu verwenden. Es wird deutlich, daß das abgeänderte Problem der Kanalverteilung das Kolorierungsproblem ist.

Obwohl in der Literatur [4] exakte Kolorierungsalgorithmen beschrieben werden, soll hier ein Näherungsverfahren zur Anwendung kommen, mit dessen Hilfe es relativ schnell möglich ist, einen Graphen der Problemstellung entsprechend einzufärben, um dabei mit einer quasi-minimalen Anzahl von verschiedenen Farben auszukommen. Wenn hier von der quasi-minimalen Anzahl von Farben die Rede ist, so soll deutlich gemacht werden, daß es sich um ein heuristisches Verfahren handelt, mit dem bisher gute Erfolge erzielt wurden. Das verwendete Verfahren ermittelt für jeden Sender den Kopplungsgrad, d. h. die Zahl der Nachbarn. Die erste Farbe wird dann an den Sender mit den meisten Nachbarn vergeben. In absteigender Reihenfolge des Kopplungsgrads wird dann versucht, die Farbe 1 an alle anderen Punkte zu vergeben, welche nicht schon einen mit der Farbe 1 eingefärbten Nachbarn haben. Wenn die Farbe 1 nicht mehr einsetzbar ist, wird der Kopplungsgrad neu bestimmt, wobei die Verkopplung mit bereits eingefärbten Nachbarn nicht mehr berücksichtigt wird.

Anhand eines willkürlich vorgegebenen Sendernetzes (Bild 5) soll nun der Kolorierungsalgorithmus demonstriert werden. Mit Hilfe der Strahlungslei-



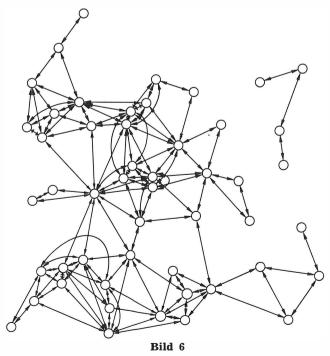
Willkürlich vorgegebenes Testsendernetz

stung und der effektiven Höhen läßt sich mit den CCIR-Ausbreitungskurven (oder ihnen angenäherten Polygonzügen) die Störfeldstärkematrix erstellen. Zur Reduzierung des Programmieraufwands wurde bei der Berechnung der Feldstärken nicht nach der vom Azimutwinkel abhängigen Strahlungsleistung und der effektiven Höhe unterschieden, sondern es wurde jeweils der Maximalwert angesetzt. Geht man davon aus, daß zwei Sender dann miteinander verkoppelt sind, wenn die Störfeldstärke von  $60\,\mathrm{dB}\,(\mu\mathrm{V/m})$  überschritten wird, dann erhält man den in Bild 6 dargestellten Graphen, der der bereits symmetrierten Kopplungsmatrix entspricht. Es wird deutlich, daß der Graph nicht zusammenhängend ist; die Sender Bamberg, Ochsenkopf, Dillberg und Gelbelsee sind aufgrund der hoch angesetzten Ansprechschwelle nicht mit den übrigen Sendern verkoppelt.

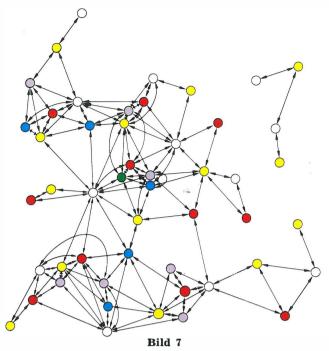
Eine Kolorierung des Graphen mit dem oben aufgezeigten Algorithmus ist in **Bild 7** dargestellt. Trotz des relativ komplexen Graphen wurde eine Kolorierung mit nur 6 Farben erreicht. Das den kolorierten Graphen zugeordnete Sendernetz wird in **Bild 8** gezeigt.

# 4. Algorithmus zur Kanalverteilung für reale Sendernetze

Im vorigen Kapitel wurde davon ausgegangen, daß benachbarte Sender mit unterschiedlichen Sendekanälen einander nicht stören. Daher enthielt die



Graph für das Testsendernetz in Bild 5 bei Überschreitung einer Störfeldstärke von 60 dB (μV/m)

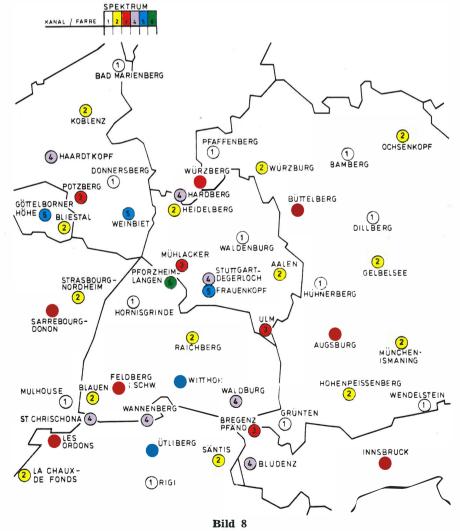


Kolorierter Graph für das Testsendernetz in Bild 5

Kanalabstandsmatrix &a lediglich die Kanalabstände 0 und 1. Für die Planung eines realen UKW-Sendernetzes ist jedoch die Kanalabstandsmatrix &a aus der Störfeldstärkematrix fr unter Benutzung des Kurvenverlaufs von Bild 3 und unter Vorgabe einer Ansprechschwelle A zu erstellen. Nach der Symmetrierung der Kanalabstandsmatrix &a läßt sich aus jedem Zeilenvektor der Kopplungsgrad eines Senders bestimmen. Für den Kopplungsgrad K (I) des Senders I und bei N Sendern gilt dann:

$$K(I) = \sum_{J=1}^{N} KO(I, J)$$
mit KO(I, J) = 
$$\begin{cases} 0 & \text{für KA}(I, J) = 0 \\ 1 & \text{sonst.} \end{cases}$$

Die Vergabe des Kanals 1 erfolgt an den Sender mit dem höchsten Kopplungsgrad. Es wird dann die Strategie verfolgt, einen Sender innerhalb eines Sendernetzes, der mit allen anderen Sendern am meisten verkoppelt ist, bei der Kanalvergabe zuerst zu berücksichtigen. Entsprechend der Reihenfolge hinsichtlich des abfallenden Kopplungsgrads wird versucht, unter Einhaltung der in der Kanalabstandsmatrix enthaltenen Kanalabstände den Kanal 1 an weitere Sender zu vergeben. Ist der weitere Einsatz



Kanalverteilung im Testsendernetz nach der Kolorierung in Bild 7

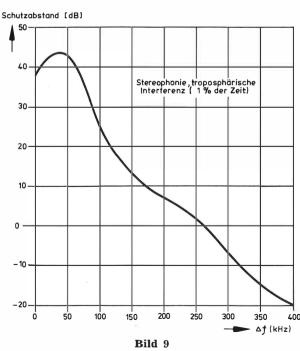
des Kanals 1 nicht mehr möglich, so wird versucht, den übrigen Sendern nach der gleichen Reihenfolge den nächsthöheren Kanal zuzuweisen. Vor der Zuteilung eines neuen Kanals erfolgt jedoch eine Neuberechnung des Kopplungsgrads. Es ist naheliegend, daß der Kopplungsgrad von Sendern, die bereits einen Kanal zugeteilt bekommen haben, für die weitere Kanalzuteilung bedeutungslos ist und daher nicht mehr neu berechnet zu werden braucht. Bei der Neubestimmung des Kopplungsgrads gilt unter der Annahme, daß die Sender M, O, S bereits einen Kanal zugeteilt bekommen haben:

$$KO(I, J) = \begin{cases} 0 \text{ für } J = M, O, S \\ KO(I, J) \text{ sonst.} \end{cases}$$

Der Vorgang der Kanalvergabe und der anschließenden Ermittlung des neuen Kopplungsgrads wird so lange wiederholt, bis alle Sender einen Kanal zugeteilt bekommen haben.

## 5. Praktische Erprobung des Verfahrens an einem Testsendernetz unter realen Bedingungen

Zur Untersuchung des Kanalzuteilungsverfahrens wurde vom Bayerischen Rundfunk ein Datenband übernommen, welches für eine Vielzahl von UKW-Sendern die kennzeichnenden Merkmale im Bereich von Mitteleuropa enthält. Zur Begrenzung des Rechenaufwands werden die Testrechnungen für das Gebiet zwischen den Koordinaten 01E00, 15E00, 46N00 und 55N00 durchgeführt. Durch eine Reduzierung der Senderzahl auf einen pro Standort ergibt sich ein Testsendernetz von 207 Sendern. Für dieses Sendernetz wird dann die Störfeldstärkematrix  $\mathfrak{f}^{\mathfrak{g}}$  ermittelt, deren Berechnung mit Hilfe der maximalen Strahlungsleistung sowie der maximalen



Erforderlicher Schutzabstand für UKW-Sender im Bereich 87,5 bis 104 MHz bei maximalem Hub von  $\pm 75 \text{ kHz}$  (Nach CCIR Rec. 412-2)

effektiven Antennenhöhe erfolgt, d. h. die azimutale Abhängigkeit dieser Parameter wird nicht berücksichtigt.

Die Erstellung der Kanalabstandsmatrix erfolgt nach dem Kurvenverlauf von Bild 3, der aus den Störabstandskurven für troposphärische Ausbreitung resultiert. Eine Analyse des erstellten Frequenzplans kann mit Hilfe des bekannten Verfahrens zur Berechnung der nutzbaren Feldstärke erreicht werden. Der Einfachheit wegen werden die Störfeldstärken aus der Störfeldstärkematrix übernommen und nach entsprechender Gewichtung nach der CCIR-Kurve (Bild 9) quadratisch addiert. (Die Entwicklung des Verfahrens erfolgte vor der Planungskonferenz, als die Entscheidung für die vereinfachte Multiplikationsmethode noch nicht vorlag.)

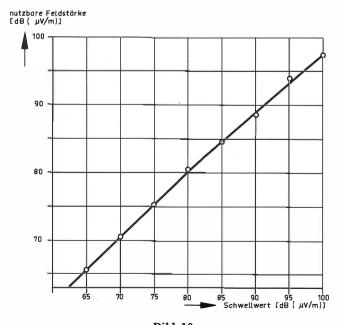
Für Detailanalysen von Frequenzplänen ist es üblich, den Mittelwert und die Standardabweichung der nutzbaren Feldstärke für verschiedene Leistungsklassen zu berechnen. Bei unseren Betrachtungen wollen wir von folgenden 7 Leistungsklassen ausgehen:

Klasse 1: Sender ≥ 100 kW ERP ≥ 20 dB (kW).

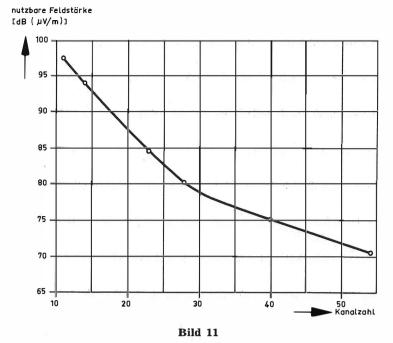
Die weiteren Abstufungen erfolgen jeweils in 3-dB-Schritten; die Klasse 7 enthält alle Sender mit einer Strahlungsleistung < 5 dB (kW).

## 5.1. Ergebnisse einer Frequenzplansynthese bei einer Frequenz pro Standort

Bei der Vorgabe eines Sendernetzes mit nur einem Sender pro Standort ist bei der automatischen Sendernetzplanung, wie sie oben beschrieben wurde, lediglich die Ansprechschwelle frei wählbar. Wir wollen künftig unsere Betrachtungen nicht hinsichtlich der Ansprechschwelle durchführen, sondern hinsichtlich des Schwellwerts, der sich aus der Ansprechschwelle ergibt, wenn man hierzu den notwendigen Gleichkanalschutzabstand von 37 dB addiert. Damit ist der Schwellwert der höchste maximal zulässige Störbeiwert.



Mittlere Feldstärke in Abhängigkeit vom Schwellwert



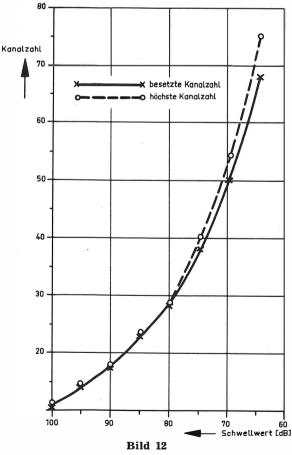
Abhängigkeit der mittleren nutzbaren Feldstärke von der Breite des zur Verfügung stehenden Kanalspektrums

Für die Synthese eines Sendernetzes ist es optimal, seine Güte in Form der mittleren nutzbaren Feldstärke vorzugeben. Da dies jedoch bei dem gewählten Verfahren nicht möglich ist, soll an dem Testsendernetz untersucht werden, welche mittleren nutzbaren Feldstärken sich bei der Wahl verschiedener Ansprechschwellen (maximal zulässiger Störbeiwert) einstellen. In Bild 10 ist dargestellt, welche mittlere nutzbare Feldstärke sich in Abhängigkeit vom gewählten Schwellwert ergibt. Man erkennt, daß bei niedrigen Schwellwerten die mittlere nutzbare Feldstärke leicht oberhalb des Schwellwerts liegt und bei großen Schwellwerten leicht unterhalb des Schwellwerts. Unter Berücksichtigung dieser Charakteristik ist es indirekt möglich, die mittlere nutzbare Feldstärke für ein Sendernetz vorzugeben.

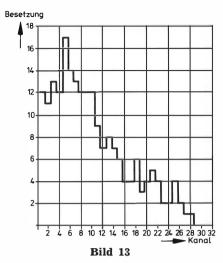
Prinzipiell ist es möglich, Sendernetze mit beliebig niedriger nutzbarer Feldstärke zu erzeugen. Es stellt sich jedoch die Frage, welche Breite des Kanalspektrums erforderlich ist, um die angestrebte mittlere nutzbare Feldstärke zu erreichen. Unter Kanalspektrum wollen wir die Zahl der verschiedenen Kanäle verstehen. In Bild 11 sind die Ergebnisse dieser Untersuchung in grafischer Form dargestellt. Man erkennt deutlich, daß der Zusammenhang zwischen der nutzbaren Feldstärke und dem damit verknüpften erforderlichen Kanalspektrum keinesfalls linear ist. Die Realisierung von mittleren nutzbaren Feldstärken unterhalb von 80 dB erfordert bei dem vorgegebenen Sendernetz ein unverhältnismäßig großes Kanalspektrum.

Bild 11 zeigt ebenfalls, daß man ein vorgegebenes Kanalspektrum unterschiedlich nutzen kann. Beträgt die Breite des zugewiesenen Kanalspektrums 40 Kanäle, so ließen sich eine Senderkette mit einer mittleren nutzbaren Feldstärke von 75 dB oder aber zwei Senderketten mit 87,5 dB erzeugen. Diese Aussage gilt nur für das betrachtete Testsendernetz, sie läßt sich jedoch für jedes beliebige Sendernetz in ähn-

licher Form machen. Es versteht sich von selbst, daß die obige Betrachtung nur gilt, wenn man zusätzliche Nebenbedingungen wie Weichenfähigkeit und Oszillatorabstand außer acht läßt.



Besetzte Kanalzahl und höchste Kanalzahl in Abhängigkeit vom Schwellwert



Kanalbesetzung bei einem Schwellwert von 80 dB

Eine Eigenart des Kanalzuteilungsverfahrens wird aus Bild 12 erkennbar. Hier wird demonstriert, daß das erforderliche Kanalspektrum teilweise nicht voll genutzt wird, d. h. innerhalb des verwendeten Kanalspektrums gibt es Kanäle, die nicht besetzt sind, wenn man den Schwellwert relativ niedrig ansetzt. Am Beispiel der Bilder 13 und 14 soll die oben genannte Problematik genauer analysiert werden. Beide Abbildungen zeigen die Kanalbesetzung in Abhängigkeit von der Kanalnummer. Die niedrigen Kanäle sind in dem Beispiel wesentlich stärker besetzt als die höheren. Bild 14 zeigt deutlich, daß einige höhere Kanäle gar nicht besetzt sind.

Strebt man eine möglichst konstante Kanalbesetzung über das ganze zur Verfügung stehende Kanalband an, so kann man diese durch eine Restrik-

tion erzielen, d. h. man gibt eine maximale Kanalbesetzung vor, damit einzelne Kanäle nicht übermäßig stark besetzt werden. In Bild 15 wird gezeigt, wie man durch die Vorgabe eines Maximalwertes die Kanalbesetzung insgesamt beeinflussen kann. Wird die maximale Kanalbesetzung so groß gewählt, daß diese keinen Einfluß auf die Kanalbesetzung hat, so wird nach Bild 15 ein Kanalspektrum von 28 Kanälen benötigt. Eine Begrenzung der Kanalbesetzung auf den Wert 10 bewirkt schon eine konstante Besetzung über die halbe Spektrumsbreite, erst die Begrenzung auf den Wert 8 erzeugt eine weitgehend konstante Besetzung über das ganze Band. Wie aus Bild 15 zu erkennen ist, bedingt diese Restriktion jedoch einen zusätzlichen Spektrumsbedarf von 2 Kanälen. Begrenzt man die maximale Kanalbesetzung auf 7, so wächst dieser Bedarf weiter an, d.h. der Idealfall für die 207 Sender, 29mal die Besetzung 7 und 1mal die Besetzung 4, wird nicht erreicht. Prinzipiell ist es jedoch möglich, durch die Begrenzung der maximalen Kanalbesetzung eine möglichst konstante Besetzung der Kanäle über das gesamte Spektrum hin zu erreichen, ohne dabei das erforderliche Kanalspektrum nennenswert zu erweitern. Dieser Sachverhalt ist immer wieder durch umfangreiche Versuche bestätigt worden.

Es soll nun analysiert werden, welchen Einfluß die unterschiedliche maximale Kanalbesetzung auf ein Sendernetz hinsichtlich der nutzbaren Feldstärke und der Standardabweichung hat. Für verschiedene Schwellwerte sind die mittleren nutzbaren Feldstärken in Abhängigkeit von der maximalen Kanalbesetzung in Bild 16 dargestellt. Die grafische Darstellung zeigt, daß eine konstante Kanalbesetzung bei gleicher Spektrumsbreite niedrigere nutzbare Feldstärken liefert als eine stark ungleichmäßige Besetzung. Rechts der schräg verlaufenden Geraden ist das

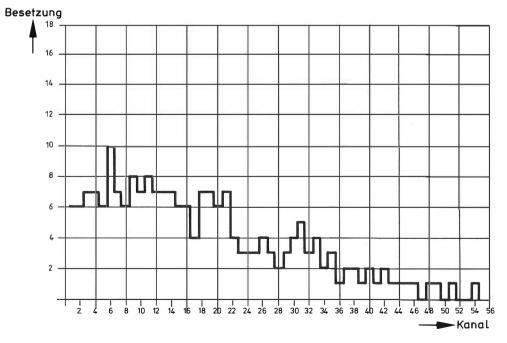
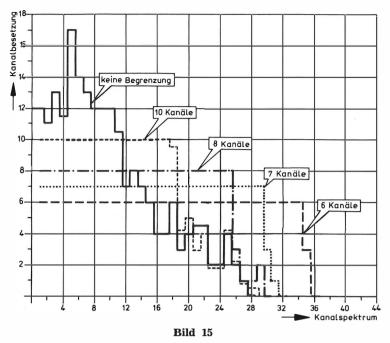


Bild 14
Kanalbesetzung bei einem Schwellwert von 70 dB



Kanalspektrum bei Begrenzung der maximalen Kanalbesetzung

erforderliche Kanalspektrum im wesentlichen konstant geblieben. Reduziert man dagegen die maximale Kanalbesetzung ganz erheblich, so wird das erforderliche Kanalspektrum breiter und die nutzbare Feldstärke sinkt. Für die drei verschiedenen Schwellwerte erscheint damit eine Begrenzung der maximalen Kanalbesetzung auf 8, 6 bzw. 4 Sender als optimal. Eine ähnliche Darstellung wird in Bild 17 für die Standardabweichung gegeben. Aus dem Kurvenverlauf kann man ablesen, daß die geringste Standardabweichung erzielt wird, wenn man die maximale Kanalbesetzung nicht begrenzt.

erweitertes Kanalspektrum

80 dB (µV/m)

80 dB (µV/m)

75 dB (µV/m)

72

70

68

66

8 10 maximale Kanalbesetzung

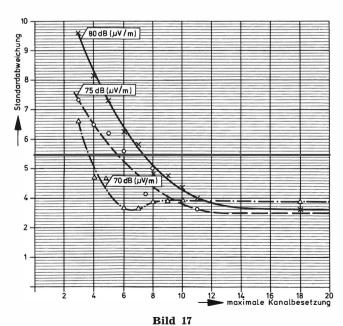
Bild 16

Mittlere nutzbare Feldstärke in Abhängigkeit von der maximalen Kanalbesetzung bei verschiedenen Schwellwerten

Aus den Untersuchungen erkennt man, daß unter den angegebenen Voraussetzungen eine Begrenzung der maximalen Kanalbesetzung im allgemeinen eine Reduzierung der mittleren nutzbaren Feldstärke zur Folge hat, gleichzeitig aber ein Ansteigen der Standardabweichung der nutzbaren Feldstärke zu verzeichnen ist.

## 5.2. Ergebnisse einer leistungsdifferenzierten Planungsmethode

Frequenzplaner gehen meistens von der Zielsetzung aus, Sender mit einer großen Strahlungsleistung hinsichtlich Interferenzen von benachbarten Sendern in besonderer Weise zu schützen. Dies gilt



Standardabweichung in Abhängigkeit von der maximalen Kanalbesetzung bei verschiedenen Schwellwerten

einmal, um einen Fernempfang zu ermöglichen, oder aber auch, um diese Sender als Ball-Muttersender für das Sendernetz benutzen zu können. In erster Linie ist jedoch von Bedeutung, dem Sender eine der Strahlungsleistung adäquate Reichweite zu geben. Dies bedeutet in der Praxis, daß man eine hohe nutzbare Feldstärke für Sender mit kleiner und eine niedrige nutzbare Feldstärke für Sender großer Strahlungsleistung anstrebt. Ausgehend von einer solchen Zielsetzung bietet es sich an, von einer leistungsdifferenzierten Planungsmethode zu sprechen. Prinzipiell ist es jedoch möglich, Sender auch unabhängig von ihrer Leistung in besonderer Weise zu schützen.

Zur Kennzeichnung des Schutzes bei Leistungsdifferenzierung wollen wir den sogenannten Schutzfaktor S einführen. Dieser Faktor gibt an, um wieviel die Leistung eines Senders bei der Erstellung der Kanalabstandsmatrix rein fiktiv angehoben werden soll. Für die mit dem Schutzfaktor S versehenen Sender ergibt sich dann ein größerer geforderter Kanalabstand. Es gilt in diesem Zusammenhang für den geforderten Frequenzabstand:

$$\begin{split} \varDelta f & (I, \ J) = D \ [GW \ (I, \ J)] \\ mit \ GW & (I, \ J) = \frac{A}{FS \ (I, \ J) \cdot S \ (J)} \end{split} .$$

Der Faktor S (J) ist prinzipiell für jeden Sender frei wählbar. Wir wollen jedoch davon ausgehen, daß S (J) leistungsabhängig ist und im logarithmischen Maßstab durch folgende Beziehung gegeben ist:

$$S(J) = \frac{P(J) \cdot Ld}{20} .$$

In obiger Formel wird die Strahlungsleistung in dB (kW) eingesetzt. Den Faktor Ld wollen wir als Leistungsdifferenzierungsfaktor bezeichnen. Er gibt beispielsweise an, um wieviel dB ein 100-kW-Sender in seiner Leistung für die Erstellung der Kanalabstandsmatrix angehoben werden soll. Bild 18 zeigt den Schutzfaktor in Abhängigkeit von der Strahlungsleistung für die Leistungsdifferenzierungsfaktoren 10 und 15.

Welchen Einfluß eine leistungsdifferenzierte Planung auf das Sendernetz hat, wollen wir durch die Vorgabe von den drei verschiedenen Leistungsdiffe-

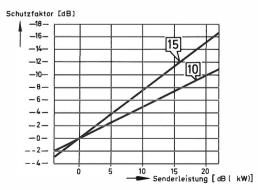
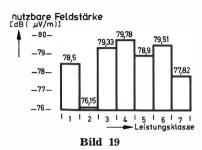


Bild 18

Schutzfaktor in Abhängigkeit von der Strahlungsleistung für die Leistungsdifferenzierungsfaktoren 10 und 15

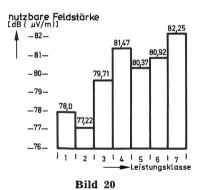
renzierungsfaktoren 0, 10 und 15 untersuchen. Hierzu bietet es sich an, die Sender mit ihren verschiedenen Leistungen in sieben Leistungsklassen aufzuteilen. Die Leistungsklasse 1 enthält alle Sender mit einer ERP größer oder gleich 20 dB (kW), und die niedrigste Leistungsklasse enthält alle Sender mit einer ERP von weniger als 5 dB (kW) Strahlungsleistung. Die dazwischenliegenden Leistungsklassen haben eine Breite von 3 dB.

Die Bilder 19, 20 und 21 zeigen die Verteilung der nutzbaren Feldstärken in Abhängigkeit von den Lei-



Verteilung für die nutzbare Feldstärke in Abhängigkeit von der Leistungsklasse

Leistungsdifferenzierungsfaktor 0



Verteilung für die nutzbare Feldstärke in Abhängigkeit von der Leistungsklasse

Leistungsdifferenzierungsfaktor 10

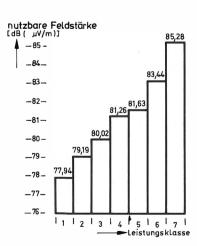


Bild 21

Verteilung für die nutzbare Feldstärke in Abhängigkeit von der Leistungsklasse

Leistungsdifferenzierungsfaktor 15

stungsklassen. Für Ld = 0 (d. h. keine leistungsdifferenzierte Planung) ist kein Zusammenhang zwischen Leistungsklassen und nutzbarer Feldstärke erkennbar. Wählt man Ld = 10 bzw. 15, so kann man aus den Grafiken erkennen, daß Sender mit einer großen Strahlungsleistung im allgemeinen niedrigere nutzbare Feldstärken bekommen als solche mit geringer Strahlungsleistung. Dies gilt vor allem in unserem speziellen Fall für den Leistungsdifferenzierungsfaktor 15. Es bleibt zu betonen, daß die verschiedenartige Verteilung der nutzbaren Feldstärke jeweils mit einem Kanalspektrum von 28 Kanälen erreicht wurde.

Bei unseren Versuchen wurde von einem linearen Schutzfaktor in bezug auf die Strahlungsleistung ausgegangen. Es versteht sich von selbst, daß auch andere Formen wie beispielsweise quadratische oder kubische Charakteristiken denkbar sind.

#### 5.3. Vorbelegung von Kanälen

Bei unserer bisherigen Betrachtungsweise sind wir davon ausgegangen, daß ein Sendernetz vollkommen neu erstellt werden soll, d. h. allen Sendern des Netzes müssen Kanäle neu zugeteilt werden. In der Praxis ist es jedoch oft so, daß Kanäle für einige Sender festliegen; dies gilt besonders in Gebieten, wo zwei Länder aneinandergrenzen. Um zu untersuchen, welchen Einfluß eine Kanalvorbelegung auf die Kanalkonfiguration und auf die nutzbare Feldstärke hat, wurden folgende Sender mit Kanälen vorbelegt:

Hornisgrinde	Kanal 1
Donnersberg	Kanal 5
Raichberg	Kanal 8
Bad Marienberg	Kanal 10
Feldberg/Schwarzwald	Kanal 12.

Vergleicht man Bild 22 mit Bild 19, so erkennt man deutlich, daß die nutzbare Feldstärke in den einzelnen Leistungsklassen angewachsen ist. Die zusätzlichen Nebenbedingungen, die an das zu erzeugende Sendernetz gestellt wurden, haben sich negativ auf die Gesamtlösung ausgewirkt. Dies gilt besonders deshalb, weil ausschließlich leistungsstarke Sender hinsichtlich des Kanals vorbelegt wurden.

Umfangreiche Untersuchungen haben gezeigt, daß ein funktionaler Zusammenhang zwischen der Anzahl der Kanalvorbelegungen und der mittleren nutzbaren Feldstärke nicht erkennbar ist. Selbst bei einer

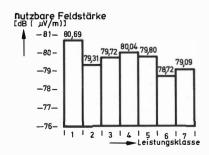


Bild 22 Verteilung für die nutzbare Feldstärke in Abhängigkeit von der Leistungsklasse bei Vorbelegung von 5 Kanälen

Kanalvorbelegung bei 35 von 207 Sendern ergeben sich teilweise noch brauchbare Lösungsmöglichkeiten, wenn man den Mittelwert der nutzbaren Feldstärke als Bewertungsmaßstab ansetzt. Die Rückwirkungen dieser zusätzlichen Nebenbedingungen auf die Sendernetzstruktur müssen im Einzelfall untersucht werden.

#### 5.4. Berücksichtigung von Weichenfähigkeit

Wie bereits unter 1. beschrieben, spielt es für das Verfahren keine Rolle, ob an einem Standort 1 oder Z Kanäle gewünscht werden. Aus technischen Gründen ist es jedoch erforderlich, daß diese Kanäle einen gewissen Abstand zueinander haben. Man spricht in diesem Zusammenhang von Weichenfähigkeit oder aber, wenn zwei getrennte Antennen benutzt werden sollen, von minimalem Kanalabstand bei Kanälen am gleichen Standort. Durch die Zuordnung von charakteristischen Störfeldstärken zwischen Sendern mit gleichen oder fast gleichen Standorten kann der geforderte Kanalabstand bei der Erstellung der Kanalabstandsmatrix berücksichtigt werden. Untersuchungen haben gezeigt, daß die Planungsmethode zwar unter Berücksichtigung dieser zusätzlichen Nebenbedingungen funktioniert, daß das Spektrum aber nur dann hinreichend gut genutzt wird, wenn der Weichenabstand in etwa dem zur Verfügung stehenden Kanalspektrum (dividiert durch die Anzahl der Senderketten) entspricht. Aus Gründen der Arbeitskapazität konnte eine abschließende Untersuchung noch nicht durchgeführt werden.

#### 5.5. Praktische Frequenzpläne bei unterschiedlichen Randbedingungen

Unter der Vorgabe eines zur Verfügung stehenden festen Kanalspektrums sind verschiedene Untersuchungen durchgeführt und in grafischer Form als Frequenzpläne ausgegeben worden:

- Frequenzpläne mit unterschiedlichen Leistungsdifferenzierungsfaktoren,
- Frequenzpläne, die sich ergeben, wenn man Sender im benachbarten Ausland (z. B. Frankreich) hinsichtlich des Kanals vorbelegt.

Durch die Anwendung der leistungsdifferenzierten Planungsmethode lassen sich leistungsstarke Sender bei der Kanalzuweisung in besonderer Weise berücksichtigen, d. h. der Kanalabstand wird entsprechend der Reichweite der Sender eingestellt.

Die willkürliche Kanalvorbelegung im benachbarten Ausland bedeutet zusätzliche Nebenbedingungen und läßt die mittlere nutzbare Feldstärke bei vorgegebenem Kanalspektrum anwachsen.

## 6. Schlußbetrachtung

Die bisherigen Untersuchungen des Verfahrens haben ergeben, daß es prinzipiell möglich ist, Frequenzpläne automatisch zu erzeugen und zeichnerisch darzustellen. Man erhält mit Hilfe dieser Methode Frequenzpläne, bei denen die unterschiedlichsten Nebenbedingungen vorgegeben werden können. Beispielsweise kann durch die Einführung eines Differenzierungsfaktors für die einzelnen Länder die Sendernetzstruktur (Dichte der Sender) berücksich-

tigt werden. Das Planungsverfahren läßt es also zu, die unterschiedlichsten Vorgaben und Wünsche einzuarbeiten. Der Verfasser dieser Arbeit ist für Anregungen in dieser Richtung dankbar.

Es wird daran gedacht, zu einem späteren Zeitpunkt die Störfeldstärkematrix unter Berücksichtigung der Topographie zu erstellen. Das beim Südwestfunk installierte digitale Geländemodell wird dieses Vorhaben in geradezu idealer Weise ermöglichen. Eine gezielte Ausnutzung der topographischen Entkopplung zwischen Sendern würde eine effizientere Ausnutzung des Frequenzspektrums ergeben.

Der Verfasser dieser Arbeit bedankt sich bei den Herren Dr. Krank und Leiber für den Freiraum, den sie ihm im Zusammenhang mit der Erstellung dieser Studie gewährt haben.

Der weitere Dank geht an Herrn Echle, der die ersten Versuche auf dem Tischrechner gefahren hat, dann an Herrn Keller/

IABG für die wissenschaftliche Beratung, an Herrn Wassner/IABG für die Programmierung des Basisprogramms, Herrn Wirrwar für die Frequenzplanstudien sowie Herrn Engels für die Erstellung des Grafikprogramms. Herrn Pogatschnig sei für die zeichnerischen Darstellungen gedankt. Mein besonderer Dank gilt Frau Killius, die das Manuskript erstellt hat.

#### SCHRIFTTUM

- Fastert, H. W.: Die mathematischen Grundlagen der theoretischen Sendernetzplanung Rundfunktech. Mitt. 4 (1960), S. 48 bis 56.
- [2] O'Leary, T.; Rutkowski, J.: Combining multiple interfering field strength: the simplified multiplication method and its physical and mathematical basis. Telecomm. J. 49 (1982), S. 823 bis 831.
- [3] Eden, H.; Fastert, H. W.; Kaltbeitzer, K. H.: Verfahren zum Entwurf optimaler Sendernetze für die Fernsehversorgung in den Bereichen IV und V (Beschreibung des Verfahrens und Anleitung zu seiner Benutzung). Rundfunktech. Mitt. 4 (1960), S. 4 bis 22.
- [4] Christofides, N.: Graph theory. An algorithmic approach. Academic Press, London 1975.

## DIE 11. JAHRESTAGUNG DER FERNSEH- UND KINOTECHNISCHEN GESELLSCHAFT (2. TEIL)

## HAMBURG, 21. BIS 24. MAI 1984

#### 3. Erhöhte Bildqualität bei der Fernsehübertragung

#### 3.1. Technik terrestrischer Sender

Aussteuerungsabhängige Phasenfehler des Bildträgers führen zu einer Phasenmodulation, die sich im Intercarrierempfänger auf die Tonzwischenfrequenz überträgt und so zu Tonstörungen führt. Die bisherige TV-Senderqualitätsüberwachung befaßt sich nur mit der Bildqualität. G. Schneeberger stellte in seinem Vortrag eine Methode vor, wie man unter Verwendung von Prüfzeilen unmittelbar aus der aussteuerungsabhängigen Phase des Bildträgers die Intercarrierqualität des TV-Senders ablesen kann. Das Phasenverhalten des Bildträgers wird mit einem Synchrondemodulator erfaßt, der zwei Ausgangssignale liefert: das "Inphase"- und das "Quadratur"-Signal, wobei das Quadratursignal eine Aussage über die Phasenabweichungen des Bildträgers erlaubt. Die Auswertung dieser beiden Signale kann auch automatisch in einem Meßgerät erfolgen. Als Ergänzung der eingeführten Prüfzeilenanalysatoren steht jetzt ein industriell gefertigter Einschub zur Verfügung, der die Trägerphasenfehler im Bild- und im Synchronbereich mißt. Über die Ergebnisse von Messungen mit diesem Gerät an einer Reihe von Fernsehsendern wurde berichtet.

Die Prüfzeilentechnik ist das geeignete Mittel zur Beurteilung der technischen Qualität der Videosignale vom Studio bis zum Fernsehempfänger. Anhand der Verformung der Prüfzeilensignale können längs des Übertragungsweges auftretende Fehler erkannt, lokalisiert und schnell behoben werden. Besonders wichtig für eine automatische Überwachung sind dabei Parameter, die kritische Indikatoren in bezug auf die Bildgüte darstellen und z.B. starken zeitlichen oder arbeitspunktabhängigen Schwankungen unterliegen. Diese "charakteristischen Signalparameter" sind bereits vor einigen Jahren ermittelt worden und haben zu einem zweistufigen Toleranzschema für die einzelnen Parameter geführt. G. Löber und C. Pfaffinger berichteten in ihrem Beitrag über das automatische Prüfzeilenanalysesystem APAS, das in Zusammenarbeit zwischen IRT und SWF entstand. Dieses ARD-spezifische Qualitätsüberwachungssystem wird bei 9 Fernsehsendern des SWF eingesetzt; erste Betriebserfahrungen wurden mitgeteilt. Die Funktionsweise: Über den von einem Mikrocomputer gesteuerten Meßstellenwahlschalter werden die Videosignale der Meßstellen Betriebssender, Leitung, Ball und Ersatzleitung zyklisch auf den Prüfzeilenanalysator geschaltet. In einer Regelschaltung wird das durchgeschaltete Videosignal so korrigiert, daß der Prüfzeilenweißimpuls (unabhängig vom Signaleingangspegel) immer die Größe 100 % hat. Die Fehlerspannungen der übrigen Signalparameter können dann als simultan anliegende analoge Gleichspannungen unmittelbar in Prozent des Weißwertes geeicht werden. Über einen Multiplexer mit nachgeschaltetem A/D-Wandler werden die Fehlerwerte über eine serielle Schnittstelle dem Rechner zugeführt und von diesem auf einem Monitor ausgegeben. Die für die Meßstellen Leitung und Ersatzleitung gemessenen Fehlerwerte werden nach Umformatierung über ein serielles Datenmodem ständig zur DBP-Zentralstelle übertragen.

Im Rahmen der Erneuerung von Meßeinrichtungen hat der BR zwei Meßfahrzeuge beschafft und ausgerüstet. H.-J. Götz, H. Haunreiter und W.-D. Seidlitz beschrieben in ihrem Vortrag das Gesamtsystem unter Berücksichtigung der bisherigen Erfahrungen beim Meßeinsatz. Wichtigster Aspekt dabei war, dem Meß-

ingenieur durch den Einsatz von Rechnern und steuerbaren Meßgeräten ein Hilfsmittel in die Hand zu geben, das sowohl die Aufnahme der Meßwerte vor Ort als auch die Auswertung und Weiterverarbeitung der Meßergebnisse erleichtert. Neben der Klimaanlage und dem ausfahrbaren Antennenmast enthalten die Fahrzeuge die für Feldstärkemessungen und Versorgungsbeurteilung notwendigen Meßgeräte, die entsprechenden Einrichtungen für Antennensteuerung, Fahrwegregistrierung usw. und einen Tischrechner mit zwei Kassettenlaufwerken. Bildschirm, Tastatur und Thermodrucker. Der Tischrechner kann über IEC-Bus Höhe und Richtung der Meßantenne erfassen und bestimmen, das Antennensignal für die Qualitätsbeurteilung von Bild und Ton auf einen Kontrollempfänger oder zur Meßwerterfassung auf ein HF-Spannungsmeßgerät schalten, über einen Frequenzzähler die exakte Frequenz des Meßsignals bestimmen, während Registrierfahrten die zurückgelegte Wegstrecke registrieren und für die Protokollierung Datum und Uhrzeit aus einer Funkuhr auslesen. Die Software wurde selbst entwickelt und umfaßt aufwendige Steuerungsund Meßprogramme für Kanalbelegungs- und Feldstärkemessungen.

## 3.2. Fernseh-Satelliten für Direktempfang

Die Union der Europäischen Rundfunkorganisationen (UER) hat mit der Entwicklung des C-MAC/Paket-Verfahrens ein großes Ziel erreicht: die Schaffung eines einheitlichen Standardvorschlags für Fernsehsendungen über Rundfunksatelliten. Nach einem kurzen Abriß der Entstehungsgeschichte von C-MAC/Paket beschrieb Ch. Dosch in seinem Vortrag das Verfahren und die be-Leistungsfähigkeit dieses Normvorschlags. sondere C-MAC/Paket ist gekennzeichnet durch die unterschiedlichen Modulationsverfahren für die Bildübertragung einerseits und die Ton-/Datenübertragung andererseits. Die digital codierten Ton-/Dateninformationen werden als phasenmoduliertes Signal (2-4 PSK), die Bildinformation (im MAC-Format) hingegen wird zeitkomprimiert als frequenzmoduliertes Signal übertragen. Die Zeitmultiplexbildung von 2-4-PSK- und FM-Signal erfolgt erst nach der Modulation in RF-Bereich. Das MAC-Format sieht einen Basisband-Zeitmultiplex der analogen, jedoch zeitkomprimierten Videokomponenten vor (MAC = Multiplexed Analogue Components). Über die nichtlineare Übertragungsstrecke bietet C-MAC/Paket allgemein eine bessere Qualität des Empfangssignals, als dies bei Einsatz der jetzigen terrestrischen Verfahren auf Satellitenstrecken möglich wäre. Der RF-Multiplex gewährleistet zusätzliche Übertragungskapazität für mehrsprachige Tonwiedergabe und neue Daten- und Zusatzinformationsdienste. Aufgrund des steuerbaren Multiplexformats bleibt ein großer Entwicklungsspielraum für zukünftige Erweiterungen (z.B. Großbildwiedergabe mit breitem Bildformat). Anzeichen sprechen dafür, daß dieses System auch außerhalb der Europäischen Rundfunkunion auf lebhaftes Interesse in Ost und West stößt. Wegen der etwas schwierigen Verteilung von C-MAC/ Paket-Signalen in Kabelanlagen haben sich die Regierungen von Frankreich und der Bundesrepublik Deutschland jedoch dazu entschlossen, die ersten Satellitenausstrahlungen in den herkömmlichen Normen PAL und SECAM vorzunehmen.

Mit der Ton-/Datenübertragung bei C-MAC/Paket befaßte sich H. Hessenmüller in seinem Beitrag. Neben den Anforderungen an den zu übertragenden digitalen Ton-/Datenmultiplex (Kapazitätsanforderungen der Nutzer, Flexibilität bei der Ausnutzung des digitalen Datenstroms, hohe Qualität der Tonsignale) wurden die beiden dem CCIR zur Empfehlung vorgeschlagenen digitalen Tonübertragungsverfahren erläutert:

- gleichförmige Codierung mit 14 Bit je Abtastwert, Pre- und Deemphasisnetzwerke nach CCITT-Empfehlung J.17;
- 2. Bitratenreduktion 14/10 Bit mit Quasi-Momentanwertkompander.

Bezüglich des Schutzes gegen Bitfehler sind zwei verschiedene Verfahren vorgesehen, die mit jedem der beiden Codierverfahren kombiniert werden können:

- 1. 1 Paritätsbit je Abtastwert (schützt die 8 MSB bei gleichförmiger Codierung und die 6 MSB bei Anwendung des Quasi-Momentanwertkompanders), bei Erkennung eines Bitfehlers in den geschützten MSB wird der fehlerhafte Abtastwert durch Mittelwertbildung aus den benachbarten Abtastwerten ersetzt;
- Fehlerkorrektur (bei Verwendung des 14/10-Bit-Kompanders schützt ein (11,6)-Hammingcode die 6 MSB, gleichförmig mit 14 Bit codierte Audiosignale werden durch eine (13,8)-Hammingcode geschützt), in den geschützten MSB kann jeweils ein Bitfehler korrigiert und ein Doppelfehler erkannt werden.

Neben dem Aufbau des übertragungstechnischen Multiplex wurde vor allem auf die Paketstruktur (Paketlänge 751 Bit) und auf die Dienstkennung bei C-MAC/Paket eingegangen. Abschließend wurde noch ein C-MAC/Paket-Empfängerkonzept (im Hinblick auf die Verteilung der Tonsignale) vorgestellt.

Die Übertragung von digitalen Ton- und Datensignalen im Rahmen des C-MAC/Paket-Verfahrens erfordert die Übertragung von 20,25 Mbit/s in den Kabelnetzen der UER-Länder. Will man eine möglichst große Anzahl von Satellitenkanälen in den bestehenden und zukünftigen Kabelnetzen verteilen, so bedeutet dies zwangsläufig die Anwendung von bandbreitesparenden Kanalcodierungsverfahren, die sowohl technisch als auch ökonomisch vertretbar sind. Gegenwärtig werden in Europa drei Kanalcodierungsverfahren für Kabelnetze diskutiert: die Binärcodierung, die Duobinärcodierung und die Quaternärcodierung. H. F. Röder und H.-W. Wellhausen berichteten in ihrem Vortrag über die experimentellen und theoretischen Untersuchungen beim Vergleich dieser drei Verfahren hinsichtlich Leistungsfähigkeit, Störsicherheit und Toleranzempfindlichkeit. Die Untersuchungsergebnisse lassen sich wie folgt zusammenfassen: Die vorgeschlagene Bandbreite der Quaternärcodierung ist mit 7 MHz deutlich geringer als für die Duobinärcodierung (10,5 MHz) und die Binärcodierung (14 MHz). Die erforderliche geringe Bandbreite der Quaternärcodierung erkauft man sich jedoch mit einem höheren Preis für die Einhaltung engerer Toleranzen des Trägerphasenfehlers bei der Synchrondemodulation, der Filterflanken und des zulässigen Jitters. Für ältere Gemeinschaftsantennenanlagen, die im allgemeinen eine schlechte Reflexionsdämpfung aufweisen, kommt nur die Binärsignalübertragung mit ihrem hohen Bandbreitebedarf bei annehmbarer Fehlerhäufigkeit in Betracht. Die Duobinärsignalübertragung würde hinsichtlich der Massenfertigung den größten Vorteil bieten.

In den vergangen Jahren und Monaten sind in England, den USA, Japan und auch in der Bundesrepublik Deutschland Verfahren bekanntgeworden, bei denen die analogen Videokomponenten im Zeitmultiplex übertragen werden. Betrachtungen bezüglich Störabstand und ausnutzbarer Basisbandbreite (bei gegebener Kanalbandbreite) führten zu dem Ergebnis, daß eine zeilensequentielle Übertragung der Farbdifferenzsignale von Vorteil ist: Das Rauschen wird verringert und die ausnutzbare Basisbandbreite erhöht sich. Durch die zeilenalternie-

rende Übertragung werden von einer Bildvorlage in vertikaler Richtung nur halb so viele Farbdifferenzsignale übertragen als ursprünglich durch die Zeilenstruktur gegeben: Es findet eine Unterabtastung statt, die zur Erzeugung von Aliaskomponenten führt. G. Holoch behandelte in seinem Beitrag, wie sich durch eine vertikale Vor- und Nachfilterung dieser Farbdifferenzsignale die Reduzierung dieser Aliasfehler auf ein erträgliches Maß erreichen läßt. Die hierbei auftretenden Fragen wie Art der Störeffekte, Aufbau und Aufwand der Filter sowie der Verlust an Vertikalauflösung wurden diskutiert. Ein wichtiger Punkt bei der Übertragung komprimierter Komponentensignale ist die Spektrumsbelegung bei der FM-Übertragung. Bei der Frequenzmodulation des Trägers kann es erforderlich werden, die Amplitude der Farbdifferenzsignale auf einen bestimmten Pegel zu begrenzen, um das Auftreten von Verzerrungen und Interferenzstörungen zu vermeiden. Dies hat jedoch zur Folge, daß Farben mit hoher Sättigung und gleichzeitig hohem Pegel der Farbwertsignale nicht korrekt übertragen werden können. Zwei Methoden wurden angegeben, um diese Farbfehler zu verringern bzw. zu vermeiden:

- Kompandierung der Farbdifferenzsignale auf der Sendeseite und entsprechende Expandierung auf der Empfangsseite,
- lineare Übertragung der Farbdifferenzsignale mit einer pegelabhängigen Begrenzung der höherfrequenten Signalkomponenten.

Bei der Verteilung von Satellitensignalen, deren Standard den Kanaleigenschaften der Satellitenstrecke wie bei C-MAC/Paket optimal angepaßt ist, ergeben sich in herkömmlichen Kabelanlagen Anpassungsprobleme. S. Dinsel hat in seinem Vortrag die technischen und ökonomischen Möglichkeiten für die Übertragung von Satellitensignalen in Kabelanlagen untersucht. Volle Qualität bis zum Teilnehmer erfordert z.B. bei C-MAC/Paket größere Kanalbandbreiten in den Kabelnetzen, wobei die digital modulierten Signalanteile zusätzliche Anforderungen an die linearen Übertragungseigenschaften der Kabelnetze stellen, vor allem was Echo- und Reflexionsstörungen anbelangt. Unter Berücksichtigung der heute schon belegten Kanalzahlen muß für zusätzliche Satellitenprogramme die Kanalzahl erhöht werden. Man denkt an ein Verschieben der oberen Frequenzgrenze von derzeit 300 MHz auf 400 bis 450 MHz für Kabelanlagen und an ein Umcodieren der breitbandigen Satellitensignale auf geringere Kanalbandbreiten. Eine echte Verbesserung der Bild- und Tonqualität beim Teilnehmer ist jedoch für die meisten Systeme nur bei Vergrößerung des Kanalrasters in der Kabelanlage (derzeit 7 MHz) und bei digitaler Tonmodulation möglich. Als günstiger Kompromiß werden 10,5 MHz Kanalraster-Frequenz vorgeschlagen.

Für den Direktempfang von C-MAC/Paket-Signalen über Rundfunksatelliten beschrieb G. Kroll in seinem Beitrag den Aufbau des entsprechenden Farbfernsehempfängers. Im Hinblick auf ein möglichst preisgünstiges Empfängerkonzept hatte der Fachverband 14 des ZVEI einen eigenen Vorschlag C-MAC/Paket "0" eingebracht, der zum Ziel hat, durch Festlegung von festen Adressen für die Tonkanäle, Begrenzung der Auswahlmöglichkeiten (z. B. nur 1 Stereokanal oder 2-Sprachen-Betrieb) und durch Verzicht auf Scrambling im Bildsignal die Empfängerschaltung zu vereinfachen. Verglichen wurden die Mehrkosten für Empfänger C-MAC/Paket und C-MAC/Paket "0" mit den Kosten eines herkömmlichen PAL-Empfängers. Bei einer Produktion von 100 000 Stück pro Hersteller wird ein C-MAC-Farbfernsehgerät etwa 500 DM mehr und ein C-MAC-"0"-Fernsehgerät rund 250 DM mehr kosten als ein PAL-Fernsehgerät. Eingegangen wurde auch auf die voraussichtlichen Kosten für die Antennenanlage. Sie sollen einschließlich Montage bei

etwa 1450 DM liegen. Um eine Einspeisung in die derzeitigen Kabelnetze mit 7 MHz Kanalbandbreite zu ermöglichen, wird die Reduzierung der Bitrate für den Ton- und Datenburst auf die Hälfte und die Absenkung der Abtastfrequenz auf 10,125 MHz vorgeschlagen. Wenn Ton- und Dateninformation duobinär codiert übertragen wird, ist nach der FM-Demodulation eine einfache AM bzw. Restseitenband-Modulation möglich; die Bandbreite für den Datenteil beträgt dabei lediglich 5,06 MHz und paßt damit gut in das 7-MHz-Kanalraster. Wegen der möglichen Nachbarkanalbelegung reduziert sich aber die verfügbare Videobandbreite auf etwa 5,5 MHz und somit die Horizontalauflösung auf rund 3,6 MHz.

#### 3.3. Optimale PAL-Decodierung und Bildwiedergabe, Heimempfängertechnik

Beim Analogdecoder ist die Anwesenheit eines Burstsignals die einzige Information, aus der man entnehmen kann, ob das Videosignal eine Farbinformation enthält oder nicht. Da auch bei Schwarzweißsendungen der Burst mitausgestrahlt wird, ist bei den Decodern der Farbkanal immer eingeschaltet. Die derzeitigen Möglichkeiten für die Decodierung der Videosignale und die Trennung von Luminanz und Chrominanz sind Bandund Tiefpaß, Zeilen-Kammfilter oder Decoder mit Bildspeicher. Eine andere Alternative ist, das Videosignal zu untersuchen, um auch ohne Hilfe des Burstsignals herauszufinden, ob eine Farbinformation enthalten ist und wo sich diese innerhalb einer Zeile befindet. Dazu benötigt man einen Color-Detektor. M. Piepers und F. Montoya beschrieben in ihrem Vortrag die Arbeitsweise eines solchen Color-Detektors, mit dem es ohne aufwendige Bildspeicher und ohne Bewegungsdetektoren möglich ist, die Nachteile der konventionellen Farbdecodierung zu beseitigen. Vorteile eines digitalen Farbdecoders mit Color-Detektor sind die leichte Integrierbarkeit (man benötigt nur einen maximal fünfzeiligen Speicher) und die Verwirklichung aller Vorteile der Digitaldecoder (wie z. B. Kantenversteilerung). Nachteilig ist, daß das System bei einigen ganz bestimmten Signalen ungenau reagiert (Farbsignal < 2 % vom Gesamtsignal).

Die Vorzüge eines digitalen Studiostandards, eines komponentenorientierten Satellitenrundfunks oder aber digitaler Postübertragungsstrecken kommen nur dann voll zur Geltung, wenn eine qualitativ hochwertige Überführung herkömmlich codierter PAL- und SECAM-Signale, die noch auf Jahre hinaus von den vorhandenen Signalquellen geliefert werden, in das Komponentenformat möglich ist. Ausgehend von der Schnittstellenfunktion eines Präzisionsdecoders für PAL-Signale behandelte H.-P. Richter in seinem Referat die Vorteile einer digitalen Realisierung sowie die unterschiedlichen Anforderungen an einen PAL-Decoder für den Heimempfänger einerseits und das Studio andererseits. Die Vorteile eines digitalen Fernsehstudios sprechen für sich: Standardunabhängigkeit, qualitativ hochwertige Signalverarbeitung und die Option der Signalspeicherung und -verzögerung. Ein digitaler Decoder trägt nicht nur zur Vereinheitlichung der Schaltungstechnik im Studio bei, er nutzt darüber hinaus die der Digitaltechnik inhärenten Vorteile wie Störsicherheit und Langzeitstabilität. Der entscheidende Punkt ist jedoch die Möglichkeit der Anwendung neuer effektiver Verfahren zur Luminanz-Chrominanz-Signalaufspaltung. Diese wird mit einem adaptiven PAL-Kammfilter vorgenommen, wobei die Qualität der bewegungsgesteuerten adaptiven Filterung in entscheidendem Maß von der Leistungsfähigkeit des Bewegungsdetektors bestimmt wird.

Die rasante Weiterentwicklung der Halbleiterelektronik hat in jüngster Zeit den Farbfernseh-Heimempfänger mit digitaler Videosignalverarbeitung immer interessanter werden lassen. Eine deutliche Qualitätsverbes-

serung des Empfangsbildes wird man jedoch nur erhalten, wenn man neben der Digitalisierung des PAL-Decoders die gesamte Signalverarbeitung in der digitalen Ebene vornimmt. H. Schönfelder berichtete in seinem Vortrag über die digitale Interframe-Technik, die neben der zweidimensionalen Verarbeitung (Intraframe-Technik) nun noch die in einem übertragenen Bewegtbild noch viel stärker ausgeprägte Redundanz von Vollbild zu Vollbild nutzt. Allerdings wird dadurch der Empfängeraufwand wesentlich erhöht, da bei allen digitalen Filterschaltungen an die Stelle der Bildpunkt- und Zeilenverzögerungen nun Bildspeicher treten. Drei Möglichkeiten der Qualitätsverbesserung durch digitale Interframe-Technik wurden besprochen: Luminanz-Chrominanz-Trennung, Rauschreduktion und Flimmerreduktion. Anhand von Untersuchungsergebnissen des Instituts für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig wurde gezeigt, daß die Anwendung von CCD-Schieberegistern für die digitale Interframe-Technik im Farbfernseh-Heimempfänger zu sehr wirtschaftlichen Schaltungskonzepten führt, die die drei Möglichkeiten der Qualitätsverbesserung mit einer einzigen Speicheranordnung zu realisieren gestatten. Hinzu kommt, daß mit einer preisgünstigen Herstellung dieser verhältnismäßig einfachen Bildspeicheranordnungen gerechnet werden kann, so daß sich hier eine baldige Chance für die Einführung der Interframe-Technik im Farbfernseh-Heimempfänger und die hierbei zu erwartende Qualitätsverbesserung des empfangenen PAL-Bildes abzeichnet.

Erheblich verbessert werden kann die Qualität der Bildwiedergabe beim derzeitigen Fernsehsystem auch durch eine empfängerseitige Normkonversion mit Hilfe eines digitalen Bildspeichers. Eine Vollbildwiedergabe, d. h. eine gleichzeitige Wiedergabe zweier aufeinanderfolgender Halbbilder, beseitigt die Flimmer- und Flakkerstörungen der Zeilensprungwiedergabe und bewirkt eine subjektive Erhöhung der Auflösung bei unbewegten Bildszenen. Bei bewegten Bildszenen führt die Vollbildwiedergabe zu einer störenden Unschärfe (kammähnliches "Ausfransen" an bewegten Kanten), da durch die gleichzeitige Wiedergabe zweier Halbbilder auch zwei Bewegungsphasen eines Bildobjekts dargestellt werden. Abhilfe schafft hier eine bewegungsadaptive Umsteuerung von der Vollbildwiedergabe auf eine Halbbildinterpolation, die D. Uhlenkamp in seinem Referat vorstellte. Dabei wird das jeweils aktuelle Halbbild über eine vertikale Interpolationsfilterung zu einem Vollbild ergänzt. Das Steuersignal für die bewegungsadaptive Umblendung wird aus der Differenz zwischen aufeinanderfolgenden Bildern abgeleitet. Detektiert werden die Bewegungszustände beider Halbbilder, die zu einem Vollbild zusammengefaßt werden. Obwohl die beiden Halbbilder an örtlich verschobenen Stellen liegen (Zeilenraster), gelingt dies durch geeignete digitale Signalverarbeitung. Mit der bewegungsabhängig gesteuerten Vollbildwiedergabe sind weitere kompatible Verbesserungen der Bildwiedergabe möglich. Beispiele hierzu sind Verfahren zur Beseitigung der Zeilenstruktur durch vertikale oder planare Nachfilterung. Ebenso kann das Großflächenflimmern durch zweimalige Wiedergabe der Vollbilder verhindert werden.

## 4. Höhere Bildqualität durch hochauflösendes Fernsehen (HDTV) und Fernseh-Stereoskopie (3D-TV)

## 4.1. HDTV-Systeme

Die gegenwärtige Situation auf dem Gebiet der Fernsehsysteme erhöhter Bildqualität ist gekennzeichnet durch eine sehr lebhafte Entwicklung. Neue Systemkonzepte wie z.B. hochzeilige HDTV-Systeme, Zeitmultiplextechniken für Satellitenübertragungssysteme und kompatible Bildqualitätsverbesserungen im Rahmen bestehender Normen werden weltweit diskutiert. An ver-

schiedenen Stellen werden Ergebnisse vorgestellt und neue Fernsehnormen vorgeschlagen. An der Universität Dortmund wurde in diesem Zusammenhang eine Reihe von kompatiblen Maßnahmen zur Verbesserung der Bildqualität entwickelt, aufgebaut und erprobt, über die F. Stollenwerk und H. Schröder in ihrem Vortrag berichteten (Vollbildwiedergabe mit bewegungsadaptiver Steuerung, vertikale Vor- und Nachfilterung, diagonale Vor- und Nachfilterung). Verglichen wurden diese Methoden der Bildqualitätsverbesserung mit der Bildqualität des Standard-Fernsehsystems und eines hochzeiligen HDTV-Systems. Ihre Qualitätseigenschaften und der Aufwand wurden diskutiert. Ein wichtiges Resultat ist, daß offenbar die vertikale Auflösung bei der Vollbildwiedergabe nicht durch einen Kellfaktor reduziert ist, sondern daß die subjektiv empfundene Auflösung eines natürlichen Bildes bei vertikaler Vor- und Nachfilterung und bei Vollbildwiedergabe nahezu gleich ist. Vorteilhaft ist, daß die Vollbildwiedergabe allein in einem verbesserten Empfänger realisiert werden kann. Bei Offsetabtastung und diagonaler Vor- und Nachfilterung erhält man eine Bildqualität, die schon nahe an die HDTV-Qualität heranreicht.

Im Heinrich-Hertz-Institut (HHI) in Berlin wird ein HDTV-Experimental system aufgebaut. Es besteht aufnahmeseitig aus der ersten kommerziell verfügbaren japanischen HDTV-Kamera von Ikegami (1125 Zeilen/ 60 Hz), der Prototypausführung einer HDTV-Kamera von Bosch (1249 Zeilen/50 Hz) und einem HDTV-Vollbildspeicher. Die Übertragung erfolgt digital über ein Glasfasernetz. Für die Wiedergabeseite wird im HHI eine Lichtventil-Großbildprojektion entwickelt und ebenfalls ein Vollbildspeicher eingesetzt. T. Kummerow und G. Mahler erläuterten in ihrem Beitrag die Systemkonzeption und stellten die einzelnen Komponenten des Experimentalsystems und ihren Entwicklungsstand vor. Zur Verbesserung des Bildeindrucks wird für das mit 1250 Zeilen arbeitende HDTV-System ein Betrachtungsabstand empfohlen, der gleich der doppelten Bildhöhe ist und so einen horizontalen Gesichtsfeldwinkel von 45° liefert (bei einem Bildseitenverhältnis von 5:3). Neben der vorgenommenen Verdopplung der Zeilenzahl sind allerdings weitere Maßnahmen notwendig, um die geforderte Bildqualität zu erreichen, insbesondere eine digitale Signalverarbeitung und der Einsatz von Bildspeichern. Die angestrebte Übertragungsrate liegt bei 280 Mbit/s. Für die Übertragung und Verteilung von HDTV-Signalen bis zum Teilnehmer ist ein integriertes Breitbandnetz mit Sternstruktur und Verteilvermittlung ähnlich dem BIGFON-Systemkonzept gut geeignet. Für die HDTV-Großbildwiedergabe kommt derzeit wohl nur ein Lichtventilprojektor in Frage. Insbesondere das Einröhren-Lichtventil läßt Entwicklungsmöglichkeiten erkennen bis hin zu einem preiswerten und kompakten Heimgerät.

Für die Einführung von HDTV ist es unbedingt notwendig, daß geeignete Übertragungskanäle zur Verfügung stehen. Aus übertragungstechnischer und wirtschaftlicher Sicht wäre es wünschenswert, daß eine zur heutigen Fernsehnorm kompatible Übertragung der HDTV-Signale vom Studio bis zum Endteilnehmer erfolgt. Dieses Ziel kann durch eine zweikanalige Übertragung erreicht werden. Der erste Kanal enthält die für die heutige Fernsehnorm kompatible Bildinformation, während im zweiten Kanal der zusätzlich für HDTV-Wiedergabe benötigte Bildanteil übertragen wird. Da ein HDTV-Signal etwa die vierfache Bandbreite des heutigen Fernsehsignals aufweist, ist für eine zweikanalige Übertragung eine entsprechende Bandbreitenreduktion notwendig. H. Sauerburger und L. Stenger behandelten in ihrem Vortrag ein solches Zweikanalverfahren zur Übertragung von HDTV-Signalen, das vor

allem für den Einsatz bei Rundfunksatelliten geeignet ist. Die Gesamtbandbreite des HDTV-Signals wird dabei durch diagonale Filterung der Ortsfrequenzspektren auf die Hälfte reduziert, wobei horizontale und vertikale Auflösung nicht beeinflußt werden. Durch eine weitere Filterung in eine Tiefpaß- und eine Hochpaßkomponente wird die Übertragung über zwei konventionelle Fernsehkanäle möglich. Wegen des auf 5:3 geänderten Bildformats werden zur Übertragung des kompatiblen Kanals und des HDTV-Zusatzinformationskanals zwei E-MAC-Kanäle verwendet, wie sie von der britischen IBA vorgeschlagen wurden. Wie der Vergleich mit einem von CBS entwickelten ähnlichen System zeigt, ist das vorgestellte kompatible Zweikanalverfahren aufgrund der besseren vertikalen und horizontalen Auflösung, der beiden mit gleicher zeitlicher Rahmenstruktur verwendeten E-MAC-Kanäle und der noch vorhandenen Reserven überlegen. Nachteilig könnte dagegen der etwas höhere Realisierungsaufwand sein.

Auf die Probleme der Festlegung der Parameter für ein zukünftiges HDTV-System in der internationalen Diskussion ging W. Habermann in seinem Vortrag ein. Vor allem nach HDTV-Demonstrationen von NHK zusammen mit CBS im Frühjahr 1982 an verschiedenen Orten der USA begannen die betroffenen internationalen Organisationen sich ihre Gedanken über die zweckmäßige technische Ausgestaltung des "Hochzeilenfernschens" zu machen. In den USA war dies nach anfänglicher Aktivität der SMPTE das Advanced Television Systems Committee (ATSC), in Europa die Spezialistengruppe V1/HDTV der UER. Nach dem von V1/HDTV erarbeiteten Dokument setzt man für Europa voraus, daß ein HDTV-Studiosignal

- Y-, U- und V-Komponentensignale verwendet,
- in horizontaler und in vertikaler Richtung linear die doppelte Auflösung besitzt,
- einem Aufnahme-Seitenverhältnis entspricht, das bei gleicher Bildhöhe im Vergleich zum jetzigen Wert größere Breite zeigt,
- in die derzeit verwendeten Fernsehstandards mit mindestens der dort gewohnten Bildgüte konvertierbar ist,
- auf Film ohne entscheidenden Qualitätsverlust übertragen werden kann.
- in seinen Parametern in analoger und digitaler Form festgelegt ist, letzteres in Relation zum 4:2:2-Standard.

Inzwischen hat das CCIR eine Interim Working Party IWP 11/6 gegründet, um die weltweit zu erwartenden Beiträge zu koordinieren und einen endgültigen Standard vorzubereiten. Die Technische Kommission der UER hat im April 1984 einen Entwurf für einen HDTV-Standard verabschiedet, wobei man sich von der Forderung nach Kompatibilität mit dem derzeitigen Standard leiten ließ und die Überlegungen auf die Wahl geeigneter Zeilenzahlen und Bildwechselfrequenzen konzentrierte. Anlaß zu einer größeren Kontroverse bietet vor allem die (Halb-)Bildwechselfrequenz. Neben den bei uns üblichen 50 Hz sind 60 Hz und 80 Hz in der Diskussion. Nach Abwägung der jeweiligen Vor- und Nachteile scheinen die heute in Japan und den USA praktizierten 60 Hz den günstigsten Wert darzustellen: Bewegungsauflösung und Flimmerfreiheit sind gut und der Bandbreitebedarf ist noch vergleichsweise gering. Für Europa wird damit die Entscheidung jedoch nicht einfach.

## 4.2. Neue künftige Fernsehsysteme - Chancen und Risiken

Die Ergebnisse der Podiumsdiskussion unter der Leitung von U. Messerschmid (Teilnehmer: W. Habermann, G. Mahler, U. Reimers, H. Schönfelder, L. Stenger, B. Wendland) lassen sich wie folgt zusammenfassen:

Schwerpunkt des ersten Teils der Diskussion bildeten die Chancen für einen weltweiten Studio-Produktionsstandard für HDTV, der vom CCIR angestrebt wird und noch innerhalb der bis 1986 laufenden Studienperiode verabschiedet werden soll. Die in der Diskussion befindliche Bildwechselfrequenz von 80 Hz wurde in bezug auf die gegenüber 50 Hz um 60 % höheren Kosten für den Bandverbrauch, aber auch die beträchtlich höheren Gerätepreise und nicht zuletzt den überproportional steigenden Lichtbedarf in Frage gestellt. Andererseits blieb unwidersprochen, daß 50 Hz für eine weltweite Einigung keine Chancen haben. Praktisch alle Fachleute waren sich darüber einig, daß ein künftiges System ein Breitwandbild mit einem Bildseitenverhältnis von 5:3 und zumindest für die Wiedergabe eine höhere Frequenz als 50 Hz erfordert. Für Europa wurde ein deutlicher Trend in Richtung 60-Hz-Produktionsstandard festgestellt.

Im zweiten Teil der Diskussion wurden konkrete Einzelaspekte der HDTV-Produktion im Studio erörtert, insbesondere die Chancen für eine digitale HDTV-Produktion. Digitale Signalverarbeitung wird auch im HDTV-Bereich unerläßlich sein und für moderne Methoden der mehrdimensionalen Filterung Vorteile bieten, obwohl die hohen Bitraten (bis 1 Gbit/s) erhebliche Anforderungen an Schaltungstechnik und Bauelemente stellen. Für die Magnetbandaufzeichnung wird zunächst wohl eher mit analogen HDTV-Recordern zu rechnen sein; der digitale HDTV-Recorder wird einer späteren Entwicklungsphase vorbehalten bleiben. Probleme bereitet auch die Übertragung dieser hohen Bandbreiten und Bitraten zwischen den einzelnen Studios und zum Teilnehmer. Hier würden 50-Hz-Systeme in Verbindung mit Zweikanaltechnik Kompatibilitätsbrücken zu den bestehenden Empfängern hin bauen. Für den Empfänger selbst wird dann ein Normwandler erforderlich, dessen Realisierbarkeit recht kontrovers diskutiert wurde.

Ein möglicher Zeitplan für die Einführung von HDTV wird deshalb weit in das nächste Jahrzehnt hineinreichen. Sie wird mit der Studiotechnik beginnen und dann erst später die Heimwiedergabe mit einbeziehen.

## 4.3. HDTV-Kameras und 3D-TV-Produktionstechnik

Das herkömmliche Fernsehsystem weist eine Reihe von mehr oder weniger gravierenden Mängeln auf, wie z. B. mäßige Detailauflösung im Vergleich zum Kinofilm, 50-Hz-Großflächenflimmern, 25-Hz-Flackern an horizontalen Konturen, Zeilenflimmern und Zeilenwandern. Für zukünftige Fernsehsysteme ist deshalb eine Verbesserung der Bildqualität wünschenswert. Dafür sind insbesondere hochauflösende Farbfernsehkameras erforderlich, deren wichtigste Qualitätsmerkmale fehlerfreie Bildabtastung, Auflösungsvermögen, Signal/Rauschabstand und Lichtbedarf sind. B. Stanski untersuchte in seinem Vortrag diese Qualitätsmerkmale im Hinblick auf eine bestmögliche Bildqualität unter den gegenwärtigen technischen Randbedingungen und berichtete über die am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik der Universität Dortmund aufgebaute HDTV-Kamera, deren Bildqualität mit einer konventionellen Kamera verglichen wurde. Es wurde gezeigt, daß bei Verwendung hochauflösender 1-Zoll-Satikons für die horizontale Modulationsübertragungsfunktion einer HDTV-Kamera an der Bandgrenze bei B = 20 MHz ein Wert von 0,2 bis 0,3 möglich ist, während die gegenwärtige technologische Grenze bei 0,35 bis 0,45 liegt. Mit einem Signalstrom im Grünkanal von 300 bis 350 nA wird ohne zusätzliche Maßnahmen ein Signal/Rauschabstand von etwa 35 bis 37 dB erreicht, der sich durch Einsatz einer optimierten Spule zwischen Bildaufnahmeröhre und Vorverstärker noch um 3 bis 4 dB verbessern läßt. Eine vertikale bzw. diagonale Filterung erhöht den Signal/Rauschabstand nochmals um

3 dB bzw. 6 dB. Sie gestattet eine Reduktion der Szenenbeleuchtungsstärke, so daß die derzeitige Ausleuchtung in konventionellen Fernsehstudios (etwa 500 bis 2000 Lux) für eine hinreichend rauschfreie Bildwiedergabe ausreicht. Es ist also kein zusätzlicher Lichtbedarf erforderlich.

Unabhängig vom Übertragungsstandard sowie vom Wiedergabeformat für ein neues, hochauflösendes Fernsehsystem wird bei CCIR, SMPTE und UER an der Definition eines Produktionsstandards für HDTV gearbeitet. Vor diesem Hintergrund entstand bei Bosch im Rahmen der Vorentwicklung das Labormodell einer HDTV-Kamera, das U. Reimers in seinem Beitrag vorstellte. Das realisierte Signalformat nutzt 1249 Fernsehzeilen bei 50 Halbbildern pro Sekunde unter Verwendung eines 2:1-Zwischenzeilenverfahrens und lehnt sich damit sehr eng an den bestehenden CCIR-Standard an. Das Bildseitenverhältnis beträgt 5:3. Durch die Verdopplung der Zeilenzahl wird die Signalbandbreite in der Kamera von 5 MHz auf 20 MHz erhöht und damit auch die dem Nutzsignal überlagerte Rauschleistung vergrößert. Wenn man anstrebt, die Signalleistung (und somit die Intensität der Szenenbeleuchtung) gegenüber den Verhältnissen beim heutigen Fernsehen konstantzuhalten, so ist für einen guten Störabstand im Bild die Verwendung von extrem rauscharmen Verstärkerschaltungen zwingend notwendig. Eine neuartige Stufe zur Gradations-Vorentzerrung breitbandiger Videosignale wurde beschrieben. Ferner werden auch an die Ablenkschaltungen höhere Anforderungen in bezug auf Geschwindigkeit, Rasterdeckung, mechanische und elektrische Stabilität gestellt. Lösungen dieser Problematik wurden gezeigt. Abschließend wurden die mit dieser HDTV-Kamera erreichten Qualitätsmerkmale diskutiert.

Im Auftrag der Technischen Kommission ARD/ZDF zeigte das Institut für Rundfunktechnik auf der Internationalen Funkausstellung 1983 in Berlin im technischwissenschaftlichen Rahmenprogramm eine Präsentation "Dreidimensionales Fernsehen". Dazu wurde ein 20minütiges "Abendmagazin in 3D" produziert, über dessen Entstehen R. Sand in seinem Vortrag berichtete. Die 3D-Produktion erfolgte in Zweikanaltechnik mit getrennten PAL-Signalen für das linke sowie das rechte "stereoskopische Halbbild. Die 3D-Kamera wurde mit zwei EB-Kameras vom Typ Hitachi SK-81 realisiert, die auf einer vom IRT entwickelten Stativplatte so montiert wurden, daß der Abstand der optischen Achsen der beiden Kameras nur geringfügig über dem durchschnittlichen Abstand der menschlichen Augen lag. Größere Probleme bereitete die erforderliche Gleichheit der beiden Kamerabilder bezüglich Geometrie, Lage, Schärfe, Aussteuerung, Gradation, Farbe usw.; häufige Feinkorrekturen waren hier erforderlich. Unterschiedlich waren auch der Einfluß des Erdfeldes bei Schwenks, das Temperaturverhalten und die Bildlage beim Zoomen. Aufgezeichnet wurde auf 1-Zoll-BCN-50/51-Maschinen mit Zeitcode. Ein Filmbeitrag in 35-mm-Zweistreifentechnik und mehrere 3D-Dias wurden auf MAZ überspielt (Links- und Rechts-Version jeweils getrennt). Wegen der erforderlichen Präzision der beiden stereoskopischen Halbbilder für Links und Rechts erfolgte die Nachbearbeitung mit dem vom IRT entwickelten MOSAIC-System. Der Ton der 3D-Produktion war stereofon (einige Szenen wurden in Kunstkopftechnik aufgenommen). Die 3D-Wiedergabeeinrichtung, mit der die Produktion auch vorgeführt wurde, bestand aus zwei handelsüblichen, leicht modifizierten Farbfernsehprojektoren vom Typ Barco "Data" und einer metallisierten gewölbten Bildwand mit 2,10 m Diagonale. Die Projektoren waren mit Polarisationsfiltern unterschiedlicher Polarisationsrichtung versehen, so daß das 3D-Bild durch Betrachtung mit entsprechenden Polarisationsbrillen entstand.

#### 5. Neue digitale Dienste

Wesentliche Voraussetzung für die Einführung neuer breitbandiger Dienste ist die Existenz eines geeigneten Übertragungsmediums. Zumindest für die breitbandige Individualkommunikation erfüllt nur die Glasfaser alle Anforderungen. Sie gestattet es, breitbandige Signale ohne Zwischenregeneratoren über große Entfernungen zu übertragen; hinzu kommen vorzügliche mechanische Eigenschaften wie hohe Festigkeit, große Flexibilität und geringe Abmessungen. Die Deutsche Bundespost führt zur Zeit mehrere Versuchsprojekte durch, die K. Höfig in seinem Referat erläuterte.

#### BIGFON (Breitbandiges Integriertes Glasfaser-Fernmeldeortsnetz)

320 Teilnehmern werden in 10 Inselnetzen neben herkömmlichen schmalbandigen Diensten breitbandige Verteildienste angeboten; für 68 der 320 Teilnehmer besteht zusätzlich die Möglichkeit des Bildfernsprechens.

## 2. BIGFERN (Breitbandiges Integriertes Glasfaser-Fernnetz)

Da die breitbandigen Dienste im BIGFON-Projekt noch auf das eigene Inselnetz beschränkt sind, sollen die BIGFON-Inseln breitbandig miteinander verbunden werden (BIGFERN-Projekt). Die Erprobung der erforderlichen Technik erfolgt auf der etwa 160 km langen Strecke von Hamburg nach Hannover. Bis 1985 sollen die bestehenden BIGFON-Netze zu einem Bildfernsprech-Versuchsnetz zusammengeschlossen werden.

Videosignale werden in allen Fernsehsystemen der Welt übertragen. Die dabei auftretenen Verzerrungen beruhen sowohl auf linearen wie auch auf nichtlinearen Effekten. Während die nichtlinearen Effekte vornehmlich im Empfänger entstehen und dort durch eine entsprechende Schaltungstechnik klein gehalten werden können, sind geringe lineare Verzerrungen nur bei zweckmäßiger Auslegung des Sendefilters erreichbar. Leider enthalten die bekannten Videotextnormen nur vorläufige Festlegungen über den prinzipiellen Verlauf der Filtercharakteristik. Für eine zuverlässige Videotextübertragung muß das Augendiagramm eine möglichst große Öffnung im Amplituden- und Zeitbereich aufweisen. Ein Maß für die Erfüllung dieser Forderung sind die Nyquistkriterien 1. und 2. Art. H. Harm hat in seinem Vortrag drei praktische Filterlösungen vorgestellt, die unter Berücksichtigung moderner Schaltungstechnologien sowohl auf digitalem Wege wie auch als aktives und passives Analogfilter einen optimalen reproduzierbaren Impulsverlauf bei geringem schaltungstechnischen Aufwand garantieren. Ausgehend von den besonders einflußreichen Arten von Verzerrungen in einem TV-Übertragungskanal für Videotextsignale wurden Kriterien angegeben, mit deren Hilfe der Begriff "optimal" bezüglich der Filtereigenschaften erfaßbar ist. Mit einer besonders einfach darstellbaren Filterstruktur wurde eine Optimierung auf die als optimal definierte Zielfunktion durchgeführt.

Neben dem bestehenden bundesweiten Videotextprogramm sind die deutschen Rundfunkanstalten zunehmend bestrebt, auch regionale Videotextprogramme anzubieten. Hierbei wird es in zahlreichen Fällen wünschenswert sein, diese regionalen Videotextprogramme aus regionalen Seiten und aus Seiten des bundesweiten Videotextprogramms zusammenzusetzen bzw. zu kombinieren. G. Eitz und K. Schuster berichteten in ihrem Beitrag über den sogenannten "Videotext-Kombinierer", der im Auftrag der Technischen Kommission ARD/ZDF vom Institut für Rundfunktechnik konzipiert und entwickelt wurde. Damit steht nun ein Gerät zur

Verfügung, das die Übernahme von Videotextseiten mehrerer Eingangszyklen in einen Ausgangszyklus gestattet. Es wird die Regionalisierung von Videotextprogrammen bei gleichzeitiger Übernahme überregionaler Programmteile erleichtert und der Betriebsablauf insbesondere bei der Sendung von Videotext-Untertiteln wesentlich vereinfacht. Als Konzept für den Kombinierer wurde eine Mehrprozessorlösung gewählt, bei der für die verschiedenen Aufgaben (Sammeln, Abspeichern und Ausgabe von Videotextdaten) jeweils getrennte Prozessoren zuständig sind. Das Zusammenspiel dieser Prozessoren wird von einem Hauptprozessor überwacht, der die Videodaten von den Eingängen übernimmt, im Seitenspeicher ablegt und für jeden Ausgang einen neuen Videotextzyklus zusammenstellt. Durch den modularen Aufbau kann der Kombinierer für unterschiedliche Aufgaben eingesetzt werden, so z.B. zum Beschleunigen und Überwachen eines Videotextzyklus. Am Beispiel einer Videotext-Kompaktanlage wurde detailliert gezeigt, wie Module des Kombinierers mit anderer Software versehen und durch Hardwarekomponenten ergänzt werden und so zu neuen Gerätekonzepten führen.

Ausgehend von einem preisgünstigen Decoderkonzept für Bildschirmtext wurde bei Valvo die Video-Display-Schaltung "Eurom" in VLSI-Technik entwickelt, die R. von Vignau in seinem Vortrag erläuterte. Eurom ist der Interface-Baustein zwischen Bildwiederholspeicher und RGB-Video-Display. Er erzeugt alle notwendigen Synchronisiersignale und kann in drei Arten betrieben werden:

- eigenständig mit 6-MHz-Quarz als Master oder
- als Slave mit externen 6-MHz-Takt- und Synchronisiersignal oder
- einbezogen in einen PLL-Kreis für die Synchronisation mit Videosignalen.

Die RGB-Ausgänge sind relativ niederohmig (150  $\Omega$ ), so daß beim eingebauten Decoder kein Interface zwischen Eurom und RGB-Videoschaltung benötigt wird. 75- $\Omega$ -Anwendungen (z. B. SCART) können mit einer sehr einfachen Interface-Schaltung realisiert werden. Für die Einstellung der RGB-Pegel wurde ein Referenzeingang vorgesehen. Die Kommunikation mit dem Bildwiederholspeicher und dem Mikrokontroller erfolgt über einen 16-Bit-Bus durch Multiplexen der Adressen und Daten. Durch den 16-Bit-Adressen- und Datenbus kann Eurom 128-kByte-Speicher adressieren. Vier Betriebsarten sind programmierbar:

## 1. Stackcodierung

Sie ist für den einfachsten Bildschirmtextdecoder gedacht und benötigt 2kByte für Zeichen und Attribute. Weitere 2kByte werden für DRCS benötigt.

## 2. Zeichenorientierte Codierung

Dieser Modus kann für intelligente Terminals (wie z. B. Editierplätze) verwendet werden. Der Speicheraufwand beträgt 8 bis 10 kByte (einschließlich DRCS).

## 3. 80-Zeichen-Display

Hier ist ein Display aus 80 Zeichen und 25 Reihen möglich. Die Zeichenform wird in einem externen ROM abgespeichert. Für Zeichen und Attribute sind 4 kByte erforderlich, für das ROM weitere 2 kByte. DRCS ist möglich (1 Bit/Pixel und 2 Bit/Pixel).

## 4. Vollbild-DRCS

In diesem Modus ist eine Pixelbeschreibung des Displays möglich. Die Auflösung beträgt 240 x 250 Pixel mit je 1 aus 16 Farben oder 480 x 250 Pixel mit je 1 aus 4 Farben. Hierfür werden mindestens 42 kByte benötigt.

Rolf Hengstler Institut für Rundfunktechnik, München

## TAGUNGEN UND AUSSTELLUNGEN

#### **Termine**

28. 10. – 2. 11. 1984 New York	2. SMPTE Technical Conference and Exhibition	5. 3. – 8. 3. 1985 Hamburg	Audio Engineering Society Convention (AES)
5. 11. – 8. 11. 84 München	Integrierte Telekommunikation Gemeinschaftstagung des Münchner Kreises und der NTG	25. 3. – 28. 3. 1985 Stuttgart	DAGA 85 11. Gemeinschaftstagung der Deutschen Arbeitsgemeinschaft für
			Akustik
München	11. Internationale Fachmesse für Bauelemente und Baugruppen der Elektronik	15. 4. – 18. 4. 1985 Washington D. C.	INTELEXPO 85 International Telecommunications Exposition
21. 11. – 24. 11. 1984 München	13. Tonmeistertagung	17. 4. – 24. 4. 1985 Hannover	Hannover-Messe 85
12. 2. – 15. 2. 1985	ONLINE 85	Haiiiiovei	
Düsseldorf	8. Europäische Kongreßmesse für Technische Kommunikation	30. 6. – 5. 7. 1985 London	BKSTS 85 Conference and Exhibition

## BUCHBESPRECHUNGEN

Katalog des Deutschen Rundfunk-Museums. 2. Ergänzung zur 2. Auflage. Hrsg. Deutsches Rundfunk-Museum. Redaktion: Heide Riedel und Ulrich Thiele. 33 Blatt, Format 29,6 cm x 21 cm, Lose-Blatt-Sammlung. Deutsches Rundfunk-Museum e. V., Berlin 1984, Preis 7,- DM.

Anfang des Jahres 1984 brachte das Deutsche Rundfunk-Museum in Berlin diese 2. Ergänzung seines Kataloges heraus. Der Katalog, der in der 2. Auflage erscheint, ist eine Bestandsaufnahme der historischen Geräte der Unterhaltungselektronik des Museums. Er beinhaltet etwa 360 Exponate, die mit technischen Daten, Abbildung und Schaltbild in Form einer Lose-Blatt-Sammlung dargestellt werden.

Die neue Ergänzungslieferung erweitert den Katalog um 26 Hörfunkempfänger, einen Fernseher und eine Lautsprecher-"Box". Alle Geräte wurden zwischen 1917 und 1963 gebaut und werden in der gewohnten Form mit Daten, Abbildung und Schaltbild vorgestellt. Ergänzt werden die Geräteblätter durch ein Verzeichnis des Gerätebestandes sowie einen Ausstellungsbericht zum Thema "Die Entwicklung des Fernsehens".

Herbert Mücke

Kommunikations-Endgeräte. Grundlagen, Verfahren, Bausteine, Geräte, Systeme. Hrsg. Friedrich Ohmann. XIX, 542 Seiten, 342 Bilder und Tabellen, Format 24,5 cm x 17 cm, gebunden, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York-Tokyo 1983, Preis 280,- DM bzw. 111.20 US\$, ISBN 3-540-12027-0.

Der Titel des vorliegenden Werkes ist sehr umfassend und allgemein und gibt dem Leser beim ersten, flüchtigen Blick nur eine vage Vorstellung vom Inhalt. Das liegt in der Natur dieses Buches, denn hier ist von insgesamt 40 Autoren der Siemens AG der Versuch unternommen worden, in geschlossener Form den aktuellen Stand der Technologie von Geräten darzustellen, die das Bindeglied zwischen dem Menschen und den technischen Informationsnetzen unserer Tage bilden. Bei der Vielfalt der existierenden Systeme ist das ein weitgesteckter Themenkreis. Der Versuch darf als gelungen bezeichnet werden, insbesondere, weil die Einzelbeiträge fachliche Kompetenz widerspiegeln. So ist ein umfangreiches Werk

entstanden, das einerseits gewisse Züge eines Lehrbuches, andererseits den Charakter eines Handbuches besitzt.

In insgesamt 9 Kapiteln wird der Stoff so dargestellt, daß er Ingenieure, Betriebswissenschaftler und Gesellschaftspolitiker gleichermaßen ansprechen soll. Nach einer kurzen Einleitung wird zunächst die Beziehung des Menschen zu technischen Kommunikationssystemen behandelt. Es folgt die Beschreibung der technischen Bausteine und Verfahren, die den meisten Endgeräten gemeinsam sind. Je ein Kapitel ist Endgeräten für Sprach-, Text-, Daten- und Bildkommunikation gewidmet. Schließlich werden noch anwendungsspezifisch konfigurierte Kommunikationsplätze und Übermittlungssysteme erläutert. Die Fülle der Unterabschnitte verbietet es, weiter ins Detail zu gehen. Kurze Literaturhinweise zu den einzelnen Kapiteln geben einen Überblick über die wichtigsten Quellen.

Sicherlich wird er relativ hohe Preis den einen oder anderen Interessenten abschrecken. Auf der anderen Seite wird jedoch eine große Fülle an Informationen geboten, die ihn rechtfertigt.

Bodo Morgenstern

Entwurf und Realisierung digitaler Filter. Aus der Reihe: Einführung in die Nachrichtentechnik. Von Seyed Ali Azizi. Hrsg. Alfons Gottwald. 2., verbesserte Auflage. 309 Seiten, 134 Bilder, 3 Tabellen, Format 23,5 cm x 15,5 cm, Kunststoffeinband, R. Oldenbourg Verlag, München – Wien 1983, Preis 88,– DM, ISBN 3-486-24562-7.

Hand in Hand mit der Steigerung der Leistungsfähigkeit der digitalen Signalverarbeitung im vergangenen Jahrzehnt hat auch die digitale Filterung enorm an Bedeutung gewonnen. Die Tatsache, daß das vorliegende Werk nach kurzer Zeit bereits in der 2. Auflage erscheint, bestätigt die Aktualität dieser Thematik. Alle Bereiche signalverarbeitender Wissenschaften, wie beispielsweise Medizin, Meßtechnik, Radartechnik, Nachrichtenübertragung und -verarbeitung – um nur einige zu nennen –, machen sich die Vorzüge der digitalen Filterung zunutze: Flexibilität in der Anwendung und Unempfindlichkeit gegenüber Umwelteinflüssen (Temperatur, Alterung, Störungen usw.).

Der Autor behandelt das Thema in sieben Kapiteln. Einen wesentlichen Teil des Werkes widmet er den theoretischen Grundlagen, wobei Anwendungsbeispiele zu einzelnen Problemkreisen jeweils den Bezug zur Praxis herstellen sollen. Nach einer allgemeinen Einführung wird zunächst die Fouriertransformation behandelt. Weitere Stichworte sind die Systembeschreibungen im Zeitund Frequenzbereich. Je ein Kapitel ist den rekursiven und den nichtrekursiven Filtersystemen gewidmet. Abschließend werden praktische Filterrealisierungen in Hardware und Software diskutiert. Der Quellennachweis berücksichtigt den Stand der Literatur bis etwa 1980.

Das Werk wendet sich an Studierende und Ingenieure der Nachrichtentechnik und verwandter Disziplinen. Es stellt eine sehr gute Einführung in Theorie und Praxis der digitalen Filterung dar und ist auch dem Fachmann als Wissensspeicher zur Anschaffung zu empfehlen.

Bodo Morgenstern

Nachrichtentechnik. Band 12: Sprachverarbeitung und Sprachübertragung. Von Klaus Fellbaum. Hrsg. Hans Marko. IX, 274 Seiten, 145 Bilder und Tabellen, Format 24 cm x 16,5 cm, geheftet, Springer-Verlag, Berlin – Heidelberg – New York – Tokyo 1984, Preis 52, – DM bzw. 19,40 US\$, ISBN 3-540-133306-2.

Die Sprache als das älteste, unmittelbarste und wichtigste Kommunikationsmittel des Menschen ist seit langer Zeit Ziel interdisziplinärer Forschung, für das sich Mediziner, Akustiker, Nachrichtentechniker und in zunehmendem Maße Informatiker interessieren. Im Zuge

der fortschreitenden Möglichkeiten der Mikroelektronik haben Sprachverarbeitung und Sprachübertragung stark an Bedeutung gewonnen.

Das vorliegende Werk ist aus einschlägigen Vorlesungen entstanden und stellt den Versuch dar, den heutigen Stand der Technik dieser Teildisziplinen so darzustellen, daß sich der Nichtfachmann mit universitärem Grundwissen der Mathematik und der Elektronik in die Thematik einarbeiten kann.

Für das Verständnis der technischen Probleme wird zunächst einmal eine Einführung in die Grundlagen der Elektroakustik gegeben, die die Prinzipien der Schallausbreitung und der elektroakustischen Wandler umfaßt. Die Spracherzeugung und die Klassifikation sind weitere Themen, denen sich folgerichtig ein Kapitel über die andere Seite der Kommunikationskette, nämlich die Hörphysiologie und die Hörpsychologie anschließt.

Breiten Raum nimmt die Darstellung der technischen Grundlagen ein. Ein Kapitel befaßt sich mit Sprachgütemessungen und den möglichen objektiven und subjektiven Verfahren. Die Prinzipien der digitalen Sprachsignalübertragung mit ihren vielfältigen Modulationsverfahren sind ein weiterer Themenkomplex. Die beiden letzten Kapitel befassen sich mit der Spracheingabe und der Sprachausgabe. Bei der Spracheingabe wird zwischen Sprechererkennung und Spracherkennung unterschieden, während Sprachwiedergabe und Sprachsynthese wichtige Verfahren der Sprachausgabe darstellen.

Das umfangreiche Literaturverzeichnis umfaßt den Stand bis etwa 1983. Das Werk stellt eine ausgezeichnete Einführung in ein aktuelles Thema dar und kann allen, die sich mit Sprachverarbeitung und Sprachübertragung befassen wollen, empfohlen werden. Bodo Morgenstern

## NACHRICHTEN

## Karl-Heinz Klostermeier wieder zum Betriebsdirektor von Radio Bremen gewählt

Der Rundfunkrat von Radio Bremen hat am 18. September 1984 den Betriebsdirektor Karl-Heinz Klostermeier für eine weitere Amtszeit von fünf Jahren wiedergewählt. Der derzeitige Vertrag des Direktors läuft zum 31. Juli nächsten Jahres aus.

## Eduard-Rhein-Preis für den ersten farbtauglichen Flachbildschirm aus der Bundesrepublik Deutschland

Der für 1983 mit 150 000,- DM dotierte Eduard-Rhein-Preis für zukunftsorientierte Entwicklungen in der Fernsehtechnik wurde während der hifivideo-Messe an das Entwicklungsteam

Dr. Alois Schauer, Dr. Werner Veith,

Dipl.-Ing. Walter Geffcken,

Dipl.-Phys. Burkhard Littwin, Dr. Kaspar Weingand und Dr. Rolf Wengert (Siemens, München)

für deren Verdienste um die Entwicklung des ersten farbtauglichen Flachbildschirms aus der Bundesrepublik Deutschland vergeben. In Anbetracht der Bedeutung dieser Entwicklung und seiner avantgardistischen Technologie ist der Preis die bisher höchste Summe, die seit Bestehen der Eduard-Rhein-Stiftung (1976) zur Verfügung gestellt worden ist.

Mit einem weiteren Eduard-Rhein-Preis 1983 in Höhe von 40 000,– DM wurde das Forschungsteam

Dipl.-Phys. Robert Suhrmann, Dipl.-Ing. Eckard Pech und Klaus Juhnke (Valvo, Hamburg) für die Entwicklung eines Decoders ausgezeichnet, der sich automatisch auf den Standard des jeweils empfangenen Fernsehsignals (NTSC, PAL oder SECAM) umschaltet.

# 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.	Azimut Grad	Tag der Inbetrieb- nahme	
Bayerischer Rundfunk								
Coburg IV	4GS	36	97,7	0,5	Н	ND	5. 7. 84	
Norddeutscher Rundfunk								
Hann. Münden	1S	4	88,2	0,02	н	315	12. 7. 84	
Hann. Münden	2S	30	96,1	0,02	н	315	12. 7. 84	
Hann. Münden	3S	13	90,8	0,02	н	315	12. 7. 84	

#### Anderungen

Von den Rundfunkanstalten wurden an folgenden Ultrakurzwellensendern Änderungen vorgenommen (geänderte Werte sind halbfett gedruckt):

Station	Pro- gramm	Kanal	Fre- quenz MHz	Leistg. ERP kW	Pol.	Azimut Grad	Tag der Änderung	
Hessischer Rundfunk								
Hard-								
berg III	3S	19	92,7	20	Н	ND	21. 5. 84	
Würzberg I	1S	4	88,1	- 3	Н	ND	5. 6. 84	
Würzberg II	2S	35	97,4	3	Н	ND	5. 6. 84	
Westdeutscher Rundfunk								
Siegen <b>I</b>	1S	4	88,2	0,5	Н	ND	8. 3. 84	
Siegen <b>II</b>	2S	34	97,1	0,5	Н	ND	8. 3. 84	
Siegen III	3S	47	101,2	0,1	Н	ND	8. 3. 84	

#### Fernsehsender

#### **Anderungen**

Von den Rundfunkanstalten wurden an folgenden Fernsehsendern Änderungen vorgenommen (geänderte Werte sind **halbfett** gedruckt):

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP Pol. W		Azimut Grad	Tag der Anderung
Bayerischer R	undfun	k				
Passau/ Kühberg	9	8M	20	Н	300	7. 5. 84
Hessischer Ru	ndfunk					
Schlangen- bad	9	5M	1	Н	146	1. 8. 84
Norddeutschei	Rundf	unk				
St. An- dreasberg	8	2M	2	н	0; 180	16. 8. 84
Steina	8	6P	2	н	150; <b>350</b>	15. 8. 84
Saarländischer	Rundf	unk				
Spiesen- Elversberg	38	0	6	Н	250	12. 4. 84

## Funkverwaltungskonferenz in Genf 1984

Die Firma Hewlett-Packard unterstützt die Konferenzarbeit mit einer Rechenanlage HP3000. Diese Anlage wird in Genf im Konferenzbereich aufgestellt und steht den deutschen Rundfunkanstalten kostenlos zur Verfügung.

Das Institut für Rundfunktechnik rechnet für die Rundfunkanstalten auf dieser Anlage mit seinen in München entwickelten Programmen. Gekoppelt wird dieses Rechenzentrum über eine X.25-TELEPAC-DATEX-P-Leitung mit der Anlage HP3000/68 des IRT in München.

## Weitere Anmerkungen zu "Meilensteine der Magnettonentwicklung"

Manchmal sind auch Nuancen interessant. Zum Aufsatz "Meilensteine der Magnettonentwicklung" in Heft 6/83 und unseren Anmerkungen dazu in Heft 1/84 möchten wir noch folgendes richtigstellen:

- Die Anlage "Tonschreiber C" enthielt im Aufnahmelaufwerk ein Federwerk und im Wiedergabelaufwerk einen Elektromotor.
- Magnetophonbänder wurden zunächst nur bei BASF, Ludwigshafen, ab 1943 auch bei AGFA, Wolfen, nicht aber bei AEG hergestellt.

Die Schriftleitung

#### ZDF steuert Sendeablauf mit Rechnersystem

Für einen optimalen und sicheren Sendebetrieb wird das Prozeßrechnerverbundsystem FASAN im neuen Sendezentrum Mainz-Lerchenberg des Zweiten Deutschen Fernsehens sorgen. Im wesentlichen umfaßt das System – die Inbetriebnahme ist für Ende 1984 vorgesehen – 63 Arbeitsplätze, 33 Prozeßrechner EPR 300, zwei Synchron-Duplexrechner SDR 1400 und die Anwendersoftware. Den Mitarbeitern aus Redaktion, Produktion und Technik wird es einen erheblich besseren Überblick über zu verarbeitendes und zu sendendes Material geben. Erreicht werden eine höhere Betriebssicherheit und bessere Nutzung aller fernsehtechnischen Anlagen. Das ZDF verfügt über das modernste Sendezentrum Europas.



Unser Bild zeigt das Steuerpult im Eurovisions-Kontrollraum, in dem ein Terminal des Prozeßrechnersystems FASAN integriert ist.

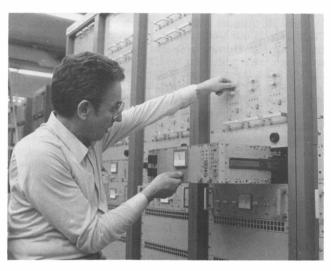
Nach einer Krupp-Presseinformation

## Neue Baureihe volltransistorisierter UKW-Rundfunksender mit Leistungen bis 5 kW in einem Gestell

Die ersten Sender einer neuen Baureihe volltransistorisierter UKW-Rundfunksender wurden jetzt an den Bayerischen Rundfunk ausgeliefert. Diese wartungsfreien und raumsparenden volltransistorisierten Sender mit Leistungen bis 5 kW werden in einem Gestell angeboten. Die dänische Postverwaltung hat bereits 13 Sender des 5-kW-Spitzenmodells dieser Reihe erhalten. Sowohl die Deutsche Bundespost als auch die Südwestafrikanische Rundfunkgesellschaft haben Sender dieser Typenreihe bestellt.

Das Konzept der Senderreihe besteht darin, daß bis zu vier der neu entwickelten Senderverstärker von 1,25 kW Leistung mit den dazugehörigen Netzgeräten in einem Gestell untergebracht werden können. Je nach Bestückung mit ein bis vier Senderverstärkern in einem bzw. fünf bis acht Verstärkern in zwei Gestellen lassen sich Sender mit Ausgangsleistungen von 1,25 bis 10 kW in 1,25-kW-Stufen erreichen. Das bedeutet eine wirtschaftliche Alternative zu den bisher in dieser Leistungsklasse verwendeten Röhrensendern, denn die Betriebssicherheit und Wartungsfreiheit volltransistorisierter Sendeanlagen ist nicht zu übertreffen. Auch die neuen UKW-Sender arbeiten breitbandig im Frequenzbereich von 87.5 MHz bis 108 MHz. Das 2 m hohe Gestell ist 0.6 m breit und 1 m tief. Die in Einschubtechnik konzipierten 1,25-kW-Verstärkermodule mit ihren Netzgeräten können einzeln ohne Unterbrechung des Sendebetriebes aus dem Gestell genommen werden. Der Sender wird mit 385 V Drehstrom versorgt. Sollte eine Phase ausfallen, arbeitet er mit verminderter Leistung weiter. Bei einer HF-Leistung von 5 kW nimmt der Sender aus dem Netz ungefähr 9 kW Leistung auf.

Die neue Baureihe stellt eine Ergänzung und Erweiterung der volltransistorisierten UKW-Rundfunksender dar, die mit Leistungen von 50 W bis 3 kW weiterhin geliefert werden.



Unser Bild zeigt die volltransistorisierte UKW-Sendeanlage für den Bayerischen Rundfunk im Prüffeld.

Nach einer AEG-Telefunken-Presseinformation

## **PERSÖNLICHES**

## Oskar Kießling trat in den Ruhestand



Am. 1. Oktober 1984 trat Oskar Kießling, der langjährige Leiter des Fachbereichs Betriebstechnik der RBT in Nürnberg in den Ruhestand. Oskar Kießling wurde am 28. September 1921 in Nürnberg geboren, besuchte acht Jahre die Volksschule und drei Jahre die Höhere Handelsschule. Anschließend war er ein Jahr Praktikant bei Siemens Schuckert in Nürnberg. Anfang 1941 wurde er zur Wehrmacht einberufen. Nach der Rückkehr 1945 trat er als

selbständiger Monteur bei Siemens & Halske ein und montierte und reparierte Fernmeldeanlagen. Im März 1946 konnte er mit dem Studium am Ohm-Polytechnikum beginnen. Nach erfolgreicher Beendigung im Februar 1949 fing er als junger Ingenieur wieder bei Siemens Schuckert in Nürnberg als Konstrukteur für Großtransformatoren an. Am 1. September 1949 wechselte er ins damalige Rundfunktechnische Institut (RTI) und baute und prüfte nun kleine Übertrager und kleine Transformatoren. Sein Aufgabengebiet erweiterte sich schnell auf die Berechnung von Filtern und die Modernisierung veralteter Verstärkertypen. Über das RTI hinaus bekannt wurde er durch seine Untersuchung der HF-Festigkeit von Verstärkern und Mikrofonen und deren Anschlußleitungen. Oskar Kießling entwickelte die HF-dichte Mikrofonkupplung und die HF-dichte Kabelarmatur. Er untersuchte in diesem Zusammenhang auch

die NF-Kabel und erstellte hierfür ein Pflichtenheft. In dieser Zeit wurde er mit der Leitung des Verstärkerlaboratoriums beauftragt. Schon zeitig gelang es ihm, seine Vorliebe für klassische Musik mit seinem Beruf zu verknüpfen. In den fünfziger Jahren plante er die NF-Einrichtungen der Nürnberger Symphoniker.

Am 1. Januar 1957 wurde Oskar Kießling von der neu gegründeten Rundfunk-Betriebstechnik übernommen und mit der Vertretung des Prüffeldleiters beauftragt. Er baute einen Superorthikon-Prüfstand auf, richtete die Prüfung für diese Röhren ein und führte Muster- und Serienprüfungen an diesen Bildwandlerröhren durch. Er wurde nun auch mit Abnahmen von Fernsehstudiogeräten und -anlagen betraut und war Mitglied der AK 8 bis 1965. In dieser Zeit richtete er auch die Testbildherstellung in der RBT ein.

Am 1. Januar 1973 übernahm Oskar Kießling als Nachfolger von Hermann Fuchs, der in den Ruhestand trat, die Leitung des Fachbereichs Betriebstechnik. Sein Organisationstalent und seine Vorliebe für statistische Vorgänge erlaubten ihm die souveräne Führung dieses umfangreichen Fachbereichs. Seit 1975 ist er Mitglied der Hörfunkbetriebsleiter-Konferenz.

Sein besonderes Engagement aber galt den Sendemasten und Fernsehtürmen. Er bearbeitete die Probleme, die durch diese Antennenträger entstanden und organisierte deren Kontrollen. Die Senderbetriebsleiter-Konferenz beauftragte ihn deshalb mit der Federführung einer Arbeitsgruppe über "Antennentragwerke". Im Norm-Unterausschuß "Antennenzylinder aus GFK" vertrat er die Interessen der deutschen Rundfunkanstalten.

Oskar Kießling setzte sich in seiner langjährigen und erfolgreichen Laufbahn stets für unseren beruflichen

Nachwuchs ein und förderte Praktikanten und Ingenieurstudenten. Seine Kollegen und der Autor wünschen dem passionierten Sammler von Boxbeutelflaschen noch viele Reisen in die von ihm geliebten Nordländer und für die kommenden Jahre Gesundheit, Freude und Wohlergehen.

## Abschied von Klaus Voigt

Am 13. August 1984 hat ein tragischer Sportunfall Dipl.-Ing. Klaus Voigt aus dem Leben gerissen. Das Institut für Rundfunktechnik hat mit ihm einen universell begabten, sehr rührigen und sehr produktiven Wissenschaftler verloren. Klaus Voigt zählte zu den ganz wenigen Mitarbeitern des Instituts, die "Fachmänner" nicht nur in ihrem eigentlichen Wirkungsbereich sind. Ihm war es gelungen, neben seinem Tätigkeitsfeld - der Hörfunktechnik - profunde Kenntnisse, der Fernsehtechnik und der Rundfunkversorgung nicht nur zu erwerben, sondern auch zu vertiefen. Dies machte ihn zum unbequemen, aber segensreichen Mahner, die Gesamtzusammenhänge der Rundfunktechnik in ihren vielen Verflechtungen nicht aus den Augen zu verlieren. Diese Fähigkeit sowie Disziplin im Denken und Reden, auch sein zurückhaltendes und überaus bescheidenes Wesen ließen ihn zu einem überall geschätzten Mitarbeiter in internationalen und nationalen Arbeitsgruppen des Rundfunks werden.

Bereits seine Diplomarbeit "Aufbau eines Gerätes zur Messung von Fehlern in einem PAL-Empfänger" führte er im Institut für Rundfunktechnik im Jahre 1969 durch, danach begann seine Laufbahn als Wissenschaftlicher Mitarbeiter in der Videomeßtechnik, wo er sich mit der Prüfzeilenmeßtechnik und der Entwicklung der Datenzeile beschäftigte. Sehr bald übernahm er die Betreuung eines vom BMFT unterstützten Projekts der Prozeßdatenverarbeitung (dies bereits in der Hörfunktechnik), die Entwicklung eines automatischen Qualitäts- und Quellenüberwachungssystems. Dieses System – besser bekannt unter dem Namen Audiodat – war die konsequente Übertragung des Konzepts Datenzeile auf den Hörfunk.

Im Zuge der Neuorganisation des Instituts, bedingt durch die Zusammenlegung des Hamburger Bereichs mit dem Münchener Bereich, übernahm Klaus Voigt den Arbeitsbereich Automationstechnik Hörfunkstudio. Dort war die Hauptaufgabe die Entwicklung einer automatischen Senderegie und der entsprechenden Peripherie wie dem automatischen Kassettenarchiv usw. Umfangreiche Vorarbeiten waren zu leisten, Simulationen des Betriebsablaufs unter verschiedenen Bedingungen, Kostenschätzungen und vieles andere. Unter seiner geschickten Leitung gelang es dem Arbeitsbereich, dieser umfangreichen Probleme Herr zu werden.

Bald war ihm dieses Betätigungsfeld zu eng, er widmete sich einer größeren Aufgabe, der Übertragung von Tonsignalen sowohl des Hörfunks als auch des Fernsehens über Satelliten. Dabei nahm er wesentlichen Anteil bei der Durchsetzung des Standards C-MAC/Paket in den betreffenden Gremien der UER (V3 MUX bzw. V4); die Entwicklung des Standards für die Hörfunkübertragung über Satellit ist von ihm mitgeprägt. Seine endgültige Verabschiedung durch die FuBK im Oktober dieses Jahres konnte er nicht mehr miterleben.

Wir trauern um den Verlust eines stets hilfsbereiten Kollegen und Freundes, wir werden ihm ein ehrendes Andenken bewahren. Georg Plenge

#### Abschied von Uwe Kath

Am 25. Juli 1984 ist Dipl.-Phys. Uwe Kath völlig unerwartet gestorben. Das Institut für Rundfunktechnik hat mit Uwe Kath einen erfahrenen, allseits geschätzten Raum- und Bauakustiker verloren. Auch nach seinem aus gesundheitlichen Gründen erfolgten vorzeitigen Ruhestand wollte er weiterhin mit seinem reichen Erfahrungsschatz dem Institut beratend zur Seite stehen. Die Hoffnung auf eine Besserung seines Gesundheitszustandes und damit auf eine geruhsame Ruhestandszeit hat sich nicht erfüllt.

Schon mit seiner Diplomarbeit hat Uwe Kath als Praktikant und Diplomand am Institut für Rundfunktechnik sein Interesse für die Raum- und Bauakustik entdeckt. Mit seinen sorgfältigen Absorptionsgradmessungen verschiedenster Absorberanordnungen hat er die Basis für die auch heute noch angewandte rechnergestützte Planung von Studiobauten gelegt. Besondere Aufmerksamkeit widmete er der Gestaltung von Hörspielstudios mit veränderbaren akustischen Eigenschaften.

Nach der Übernahme des bei der Verlagerung des Hamburger Teils des IRT nach München neugeschaffenen, zum Teil jedoch in Hamburg verbliebenen Arbeitsbereichs Raum- und Bauakustik im Jahre 1975 hat Uwe Kath trotz seiner verminderten Sehfähigkeit die raumund bauakustischen Beratungsarbeiten für den ZDF-Neubau Mainz-Lerchenberg, die Funkhäuser Deutschlandfunk und Deutsche Welle, die Gestaltung eines Rückkühlturms für den Sender Freies Berlin, die akustischen Meßräume im Neubau des IRT in München und viele andere Objekte mit großem Erfolg durchgeführt. Uwe Kath hat sich durch seine erfolgreiche Tätigkeit allseits hohes Ansehen erworben und war ein in allen Rundfunkanstalten geschätzter Fachmann der Raum- und Bauakustik. Alle, die ihn gekannt haben, werden ihm ein ehrendes Andenken bewahren. Henning Wilkens

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, Floriansmühlstr. 60, 8000 München 45, Ruf (089) 3 23 99 - 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 110,—DM zuzüglich Versandspesen. 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 2. 11. 1984. Einzelpreis dieses Heftes 29,20 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 Werbungsmittler. Zur Zeit gilt Anzeigenpreisliste Nr. 16.

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