

# RTM

## Rundfunktechnische Mitteilungen

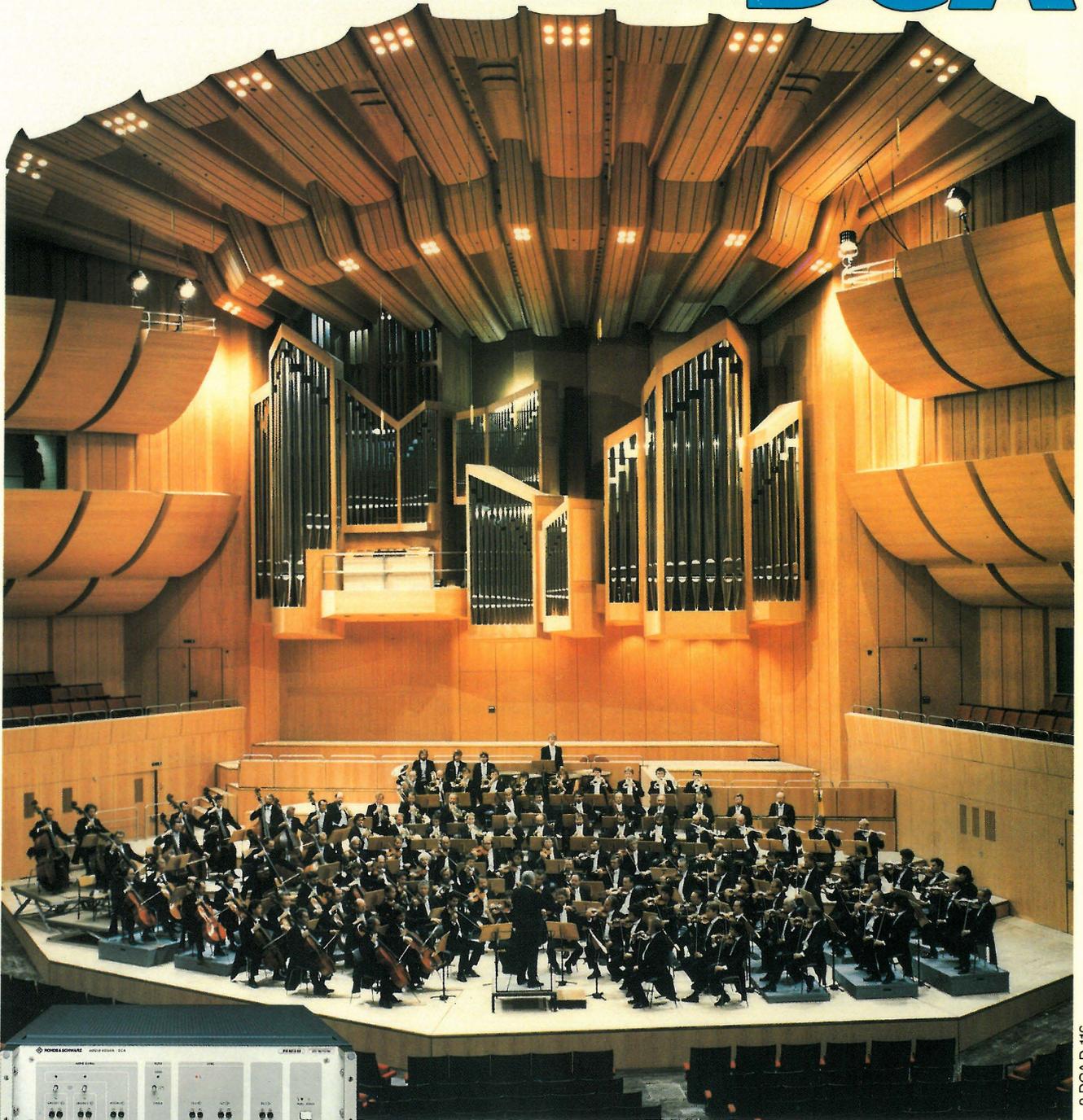
Herausgegeben im Auftrage der Arbeitsgemeinschaft  
der öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten der  
Bundesrepublik Deutschland sowie des Zweiten  
Deutschen Fernsehens vom

Institut für Rundfunktechnik GmbH **IRT**

- Jürgen Oelmann, Xueqin Zha* Zur Messung von „Nachhallzeiten“ bei geringer Eigenfrequenzdichte
- Fridolin Peppel, Günter Brunschen* Regietisch in digitaler Steuerungstechnik für das Hörfunkstudio 10 des RIAS Berlin
- Wolfram Klemmer* Betrachtungen zur zweidimensionalen Auflösung von Aufnahmeröhren in einem HDTV-Kamerasystem
- Alexander Schertz, Michael Turau* Ein Grafik-Display für Schnittsysteme
- Jindřich Bradáč* Einfluß eines nahestehenden Mastes auf die Strahlungseigenschaften einer FS-Sendeantenne
- Günter Schneeberger* Tagung der CCIR-Interim-Arbeitsgruppe JIWP 10-11/1
- Herbert Mücke* Die 12. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (2. Teil)
- Hans Springer* EBU-Training-Workshop

Tagungen und Ausstellungen – Nachrichten – Persönliches

# Digitaler Hörfunk mit Audio Coder **DCA**



Digitaler Audio Coder DCA mit den „Münchener Philharmonikern“ in der Philharmonie am Gasteig.

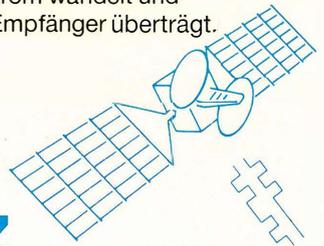
Digitaler Hörfunk via Satellit bietet Stereoprogramme in Konzertsaal-Qualität auf dem Niveau der Compact Disc. Rohde & Schwarz war bei der Weltpremiere dabei – mit dem Audio Coder DCA, der das analoge Stereosignal der Tonstudios in einen digitalen DS1-Datenstrom wandelt und Kennungen zur automatischen Programmwahl der Empfänger überträgt.

Verlangen Sie das Datenblatt Audio Coder DCA

1000 Berlin Ruf (0 30) 3 41 40 36  
2000 Hamburg Ruf (0 40) 6 30 70 46  
5000 Köln Ruf (0 22 03) 2 10 46  
6078 Neu-Isenburg Ruf (0 61 02) 3 30 36  
7500 Karlsruhe Ruf (0 7 21) 3 49 51  
8000 München Ruf (0 89) 40 30 73  
8500 Nürnberg Ruf (0 9 11) 8 67 47



**ROHDE & SCHWARZ**



# RUNDFUNKTECHNISCHE MITTEILUNGEN

JAHRGANG 30

1986

Heft 6

## INHALTSVERZEICHNIS :

Zur Messung von „Nachhallzeiten“ bei geringer Eigenfrequenzdichte ..... 257 Jürgen Oelmann und Xueqin Zha	Einfluß eines nahestehenden Mastes auf die Strahlungseigenschaften einer FS-Sendeantenne ..... 288 Jindřich Bradáč
Regietisch in digitaler Steuerungstechnik für das Hörfunkstudio 10 des RIAS Berlin ..... 269 Fridolin Peppel und Günter Brunschen	Tagung der CCIR-Interim-Arbeitsgruppe JIWP 10-11/1 ..... 290 Günter Schneeberger
Betrachtungen zur zweidimensionalen Auflösung von Aufnahmerröhren in einem HDTV-Kamerasystem ..... 275 Wolfram Klemmer	Die 12. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (2. Teil) ..... 291 Herbert Mücke
Ein Grafik-Display für Schnittsysteme ..... 281 Alexander Schertz und Michael Turau	EBU-Training-Workshop ..... 298 Hans Springer
	Tagungen und Ausstellungen ..... 299
	Nachrichten ..... 300
	Persönliches ..... 304

## ZUR MESSUNG VON „NACHHALLZEITEN“ BEI GERINGER EIGENFREQUENZDICHTE<sup>1</sup>

VON JÜRGEN OELMANN UND XUEQIN ZHA

Manuskript eingegangen am 5. September 1986

Raumakustik

### Zusammenfassung

Die Nachhallzeit ist ein Begriff aus der statistischen Raumakustik, der strenggenommen nur dann gültig ist, wenn die Eigenfrequenzdichte, d. h. die Zahl der Eigenfrequenzen eines Raumes, in einem vorgegebenen Frequenzbereich (z. B. einer Terz) hinreichend groß ist. Denn in diesem Falle zeigen die Nachhallkurven einen „glatten“ Verlauf, und die Nachhallzeit ist praktisch unabhängig vom Ort der Messung.

Bei einer zu geringen Eigenfrequenzdichte — wie in der vorliegenden Untersuchung — ist eine rein statistische Betrachtungsweise unzulässig. Insbesondere im Falle weniger Eigenfrequenzen pro Terz bilden sich gut nachweisbar stehende Wellen aus, deren Nachklängen den Verlauf der Nachhallkurve bestimmt.

Die vorliegende Untersuchung hat u. a. gezeigt, daß im Bereich einer zu geringen Eigenfrequenzdichte, also bei „tiefen Frequenzen“, die Reproduzierbarkeit der Nachhallzeitmessung in zweierlei Hinsicht mangelhaft ist: Zum einen sind die an einem Ort gemessenen Nachhallkurven bei terzbreiter Rauschanregung nicht mehr „glatt“ und kaum reproduzierbar, zum anderen ändert sich der Verlauf der Nachhallkurven bei identischer Anregung sehr stark in Abhängigkeit vom Ort.

Aufgrund der Untersuchungsergebnisse wird deshalb vorgeschlagen, drei Frequenzbereiche zu unterscheiden: Der erste Bereich ist gekennzeichnet durch eine ausreichend große Eigenfrequenzdichte. Die Nachhallzeiten werden hier entsprechend der Norm gemessen. Im zweiten Bereich, bei „tiefen Frequenzen“ und damit einer zu geringen Eigenfrequenzdichte, werden grundsätzlich Lautsprecher und Mikrofon in Raumecken angeordnet unter Beibehaltung terzbreiter Rauschanregung. Im dritten Bereich, bei noch tieferen Frequenzen, d. h. wenigen Eigenfrequenzen pro Terz, wird die terzbreite Rauschanregung durch eine Sinusanregung ersetzt. Mit Hilfe schmalbandiger Filter werden dann die „Nachhallzeiten“ der Eigentöne selektiv gemessen.

Um den veränderten Bedingungen bei „tiefen Frequenzen“ Rechnung zu tragen, wird außerdem vorgeschlagen, den Begriff Nachhallzeit in diesem Frequenzbereich nicht mehr zu verwenden, sondern einen neu einzuführenden Begriff, z. B. Nachklingzeit, zu benutzen.

### Summary Measurement of reverberation time when the density of eigenfrequencies is low

Reverberation time is a concept of statistical spatial acoustics which is only truly valid in situations with a sufficiently high density of eigenfrequencies, i. e. with a large number of eigenfrequencies within a predetermined frequency range (one-third octave, for example). In such circumstances the reverberation curves have a uniform profile and the reverberation time is virtually independent of the point at which it is measured.

If the density of eigenfrequencies is too low, as tested in the present experiment, it is not acceptable to adopt a purely statistical approach. With fewer eigenfrequencies per one-third octave it is found, in particular, that standing waves can readily be detected and that their ringing determines the shape of the reverberation curve.

The experiment described here has shown, among other things, that when the density of eigenfrequencies is too low, hence when low frequencies are involved, the reproducibility of reverberation time measurements is inadequate in two respects: First, the reverberation curves recorded at a given point with a one-third octave noise are not uniform and are barely reproducible; secondly, the shape of the reverberation curves, for a given excitation, is very dependent on the precise measurement point within the room.

On the basis of these experimental results, it is recommended that three frequency ranges should be distinguished: The first is characterised by a sufficiently large density of eigenfrequencies. Within this range the reverberation times are measured in the standard manner. In the second range, which includes the low frequencies and hence has an inadequate density of eigenfrequencies, the loudspeakers and microphones are, basically, placed in the corners of the room and a one-third octave noise is again used. In the third range, which includes even lower frequencies, the one-third octave excitation is replaced by a sinusoidal one. The reverberation times for the eigen-tones are then measured individually using a narrow-band-filter.

To take account of the modification of the conditions at low frequencies, it is recommended that the notion of reverberation time should be abandoned in this frequency range, in favour of a new notion ringing time, for example.

<sup>1</sup> Überarbeitetes und ergänztes Manuskript zweier Vorträge, gehalten auf der 7. Fachtagung Hörrundfunk der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) in Mannheim, 12. bis 14. November 1985, und auf der 12. Gemeinschaftstagung der Deutschen Arbeitsgemeinschaft für Akustik (DAGA) in Oldenburg, 10. bis 13. März 1986.

### Sommaire Mesure des temps de réverbération en cas de faible densité des fréquences propres

Le temps de réverbération est un concept de l'acoustique spatiale statistique qui ne s'applique réellement que lorsque la densité des fréquences propres, c'est-à-dire le nombre des fréquences propres d'un local dans une gamme de fréquences déterminée (par exemple une tierce), est suffisamment importante. Dans ce cas, les courbes de réverbération affichent un profil uniforme et le temps de réverbération est pratiquement indépendant du point de mesure.

Dans le cas d'une densité de fréquences propres trop faible, ce qui est le cas dans la présente expérience, il est inconcevable d'adapter une manière de voir purement statistique. Avec moins de fréquences propres par tierce notamment, se forment des ondes stationnaires parfaitement décelables dont l'amortissement détermine l'allure de la courbe de réverbération.

L'expérience en question a démontré entre autres que lorsque la densité des fréquences propres est trop faible, lorsqu'il s'agit donc de basses fréquences, la reproductibilité de la mesure du temps de réverbération est insuffisante à deux égards: D'abord, les courbes de réverbération relevées en un point avec une impulsion de bruit d'un tiers d'octave ne sont plus uniformes et elles sont à peine reproductibles, et ensuite l'allure des courbes de réverbération se modifie très fortement en fonction du lieu avec une impulsion identique.

D'après les résultats de cette expérience, on recommande de distinguer trois gammes de fréquences: La première est caractérisée par une densité de fréquences propres suffisamment grande. Dans cette gamme, les temps de réverbération sont mesurés conformément à la norme. Dans la deuxième, qui comprend les basses fréquences et correspond donc à une densité trop faible de fréquences propres, les haut-parleurs et les microphones sont en principe installés dans les coins de la pièce, en conservant l'impulsion de bruit en tiers d'octave. Dans la troisième, où se trouvent des fréquences encore plus basses, c'est-à-dire où il y a le moins de fréquences propres par tierce, l'impulsion de bruit en tiers d'octave est remplacée par une impulsion sinusoïdale. Les temps de propagation des sons propres sont alors mesurés sélectivement au moyen d'un filtre à bande étroite.

Pour tenir compte de la modification des conditions avec des fréquences basses, on recommande vivement d'abandonner la notion de temps de réverbération dans cette gamme de fréquences et de s'orienter plutôt vers un nouveau concept de temps d'écho.

## 1. Einleitung

Der Auslöser für diese Untersuchung war eine Frage, die sich bei der terzbreiten Messung kurzer Nachhallzeiten in stark bedämpften Räumen wie Sprecherstudios oder Regieräumen [1, 2] ergab. Warum, so die Frage, nimmt die Nachhallzeit unter 100 Hz mit abnehmender Frequenz zu, unabhängig von der Größe des Raumes und seinen Absorptionseigenschaften? Die Antwort war einfach; es wurde nicht die Nachhallzeit der Räume gemessen, sondern die untere Meßgrenze der Apparatur. Dieser Irrtum ist verständlich, weil die „Nachhallkurven“ von Terzfiltern eine Eigenschaft aufweisen, die für Nachhallkurven kleiner Räume bei tiefen Frequenzen typisch ist: einen Pegelverlauf mit periodischen Einbrüchen, der wesentlich schlechter reproduzierbar ist als bei höheren Frequenzen. Gibt es vielleicht, so war die nächste Frage, bei tiefen Frequenzen Gemeinsamkeiten zwischen Filtern und Räumen?

Die Ermittlung von Nachhallzeiten in Terzen bei Sprecherstudios und Regieräumen geschieht in Anlehnung an DIN 52 216 [3] „Messung der Nachhallzeit in Zuhörerräumen“ (vgl. auch ISO 3382-1975 [4]). Angaben über die Grenzen des Verfahrens in kleinen Räumen bei tiefen Frequenzen werden nicht gemacht; es wird jedoch empfohlen „... das Mikrofon vorzugsweise in Ecken aufzustellen.“ Im Gegensatz dazu weist die DIN 52 212 [5] „Bestimmung des Schallabsorptionsgrades im Hallraum“ – auch hier werden Nachhallzeiten gemessen – auf eine untere Grenzfrequenz für den Hallraum hin.

Trotz erheblicher Unterschiede im Absorptionsgrad zwischen einem Hallraum und einem Regieraum ist – bei gleichem Raumvolumen – die Ursache für das irreguläre Verhalten der Nachhallkurven in beiden Fällen die gleiche: die geringe Eigenfrequenzdichte. Dazu folgende Betrachtung: Nach Fasold et al. [6] (vgl. auch Cremer/Müller [7]) ist die Zahl der Eigenfrequenzen pro Terz in einem Raum näherungsweise

$$N_{\text{Terz}} \approx 7,4 \cdot \left( \frac{V}{100 \text{ m}^3} \right) \cdot \left( \frac{f_m}{100 \text{ Hz}} \right)^3, \quad (1)$$

mit dem Raumvolumen  $V$  und der Terzmittenfrequenz  $f_m$ . Nach DIN 52 212 [5] ist die untere Grenzfrequenz  $f_0$  für Hallräume

$$f_0 = \left( \frac{180 \text{ m}^3}{V} \right)^{1/3} \cdot 125 \text{ Hz} \quad (2)$$

Mit  $f_m = f_0$  ergibt die Kombination der Gleichungen (1) und (2)

$$N_{\text{Terz}}(f_0) \approx 26 \quad (3)$$

Damit kann man auch die Eigenfrequenzdichte als Kriterium für die untere Grenzfrequenz eines Raumes heranziehen.

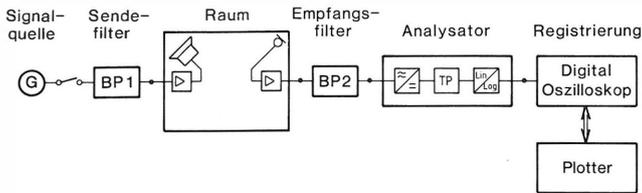
Nach unserer Meinung kann z. B. bei 2 oder 3 Eigenfrequenzen pro Terz nicht von Nachhall gesprochen werden, zumal der „Nachhall“ einen tonalen Charakter bekommt. Darüber hinaus sind auch die statistischen Voraussetzungen nicht erfüllt, die der Nachhall-Theorie zugrunde liegen. Damit wird z. B. auch der Einfluß eines Absorbers auf die „Nachhallzeit“ davon abhängig, auf welcher Fläche des Hallraumes er montiert wird. Im folgenden wird jedoch auf Fragen im Zusammenhang mit der DIN 52 212 [5] „Bestimmung des Schallabsorptionsgrades im Hallraum“ nicht eingegangen.

Nach dieser Einschränkung bleiben noch zwei Fragen: Bis zu welcher Grenz-Eigenfrequenzdichte soll man Nachhallzeiten nach DIN 52 216 [3] messen? Was soll man unterhalb dieser Grenze, bei „tiefen Frequenzen“, messen und auf welche Weise?

Es wird versucht, auf diese Frage eine Antwort zu geben. Dazu wird ein Vorschlag gemacht, wie bei „tiefen Frequenzen“ trotz geringer Eigenfrequenzdichte brauchbare Aussagen gemacht werden können.

## 2. Einfluß von Terzfiltern auf die Meßgrenze der Nachhallzeit bei tiefen Frequenzen

**Bild 1** zeigt das Prinzipschaltbild einer Apparatur zur Messung von Nachhallzeiten. Die Signalquelle produziert rosa Rauschen; Send- und Empfangsfilter sind gekoppelt und terzbreit. Der Analysator (Nortronic Typ 108) bildet die Hüllkurve des „Schallabbruch“-Signals, glättet und logarithmiert sie. Der



**Bild 1**

Anordnung zur Messung von Nachhall- bzw. Nachklingkurven

Analysator kann nach Herstellerangaben noch Nachhallzeiten von 0,15 s messen. Die Registrierung ist lediglich ein digitalisiertes (abgetastetes) Abbild der Analysatorausgangsspannung.

Wir haben, um die Grenzen der Meßapparatur darzustellen, den Einfluß des Raumes ausgeschaltet und sogar auf das Empfangsfiler verzichtet, indem wir den Ausgang des Sendefilters direkt mit dem Eingang des Analysators verbunden haben. **Bild 2** zeigt die Ergebnisse von vier ausgesuchten Messungen, die den Variationsbereich der meßbaren „Nachhallkurven“ von „quasi glattem“ Verlauf bis hin zum Verlauf mit „periodischen Einbrüchen“ überdecken. An dieser Stelle ist der Hinweis angebracht, daß es sich bei den Kurven in **Bild 2** nicht um Nachhallkurven handelt; es wurde ein Filter gemessen, kein Raum.

Es handelt sich vielmehr um Pegelverläufe, an denen ein oder mehrere Nachklingvorgänge von Teilfiltern beteiligt sind. Alle in dieser Arbeit dargestellten Pegelverläufe, auch die im Hallraum gemessenen, sind nach unserer Meinung Nachklingkurven, weil in keinem Fall die statistischen Voraussetzungen auch nur näherungsweise erfüllt sind, um von Nachhallkurven sprechen zu können. In Anlehnung an den Begriff Nachhallzeit bezeichnen wir die Zeit für einen Pegelabfall von 60 dB in den Nachklingkurven als Nachklingzeit.

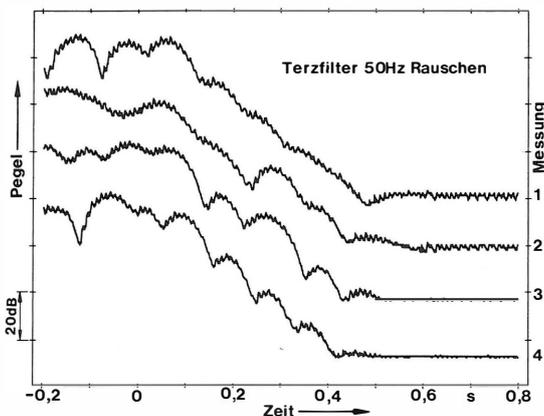
Die Nachklingkurven in **Bild 2** sind ausschließlich auf die Eigenschaften des terzbreiten Sendefilters (bei 50 Hz) zurückzuführen. Die Nachklingzeiten bewegen sich zwischen den Grenzen 0,38 s (Messung 1) und 0,33 s (Messung 4). Sie erhöhen sich um den Faktor  $\sqrt{2}$ , wenn empfangsseitig ebenfalls ein Terzfilter gleicher Mittenfrequenz eingesetzt wird

und die gleichen Kurvenverläufe wie in **Bild 2** betrachtet werden. Sie verkürzen sich um den Faktor 2, wenn die Mittenfrequenz um eine Oktave höher liegt.

Die Nachklingkurven des Terzfilters sind schlecht reproduzierbar, wie **Bild 2** zeigt. Die Ursache für diese schlechte Reproduzierbarkeit ist auf die Unterschiede in der spektralen Feinstruktur des Abschaltpektrums (gemeint ist immer ein Kurzzeitspektrum) der verschiedenen Messungen zurückzuführen. Diese Unterschiede führen zu verschiedenen starken Anregungen der drei Teilfilter (Bandpässe vom Grad 2), aus denen das Terzfilter aufgebaut ist (Feistel [8]). Aufgrund verschieden großer Bandbreiten dieser Teilfilter hat jedes eine andere Nachklingzeit. Der Nachklingvorgang eines Terzfilters setzt sich aus drei näherungsweise unabhängigen Nachklingvorgängen additiv zusammen, von denen jeder einen anderen Anfangswert hat und eine für ihn charakteristische Nachklingzeit.

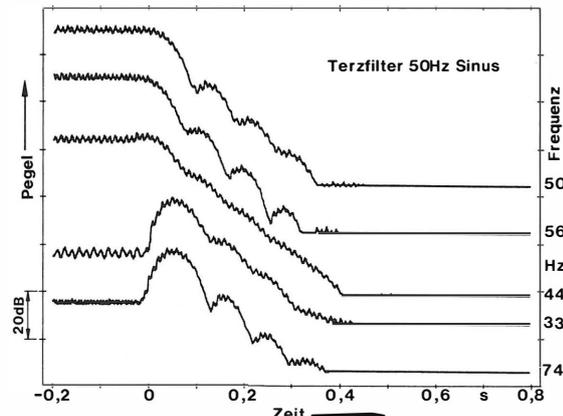
Um den Zusammenhang zwischen dem Abschaltpektrum und der Feinstruktur der Nachklingkurve besser untersuchen zu können, wurde statt der Rauschanregung eine Anregung mit Sinuston verwendet. Dabei zeigte sich, daß der Einfluß der Sinusabschaltphase auf das Abschaltpektrum – gemessen am Verlauf der Nachklingkurve – ein Effekt zweiter Ordnung ist und bei allen Betrachtungen in dieser Arbeit vernachlässigt werden kann. Denn im interessierenden Frequenzbereich – etwa eine Oktave um die Terzmittenfrequenz herum – kann davon ausgegangen werden, daß mit ausreichender Genauigkeit das Abschaltpektrum, bezogen auf die Frequenz der anregenden Sinusschwingung  $f_s$ , nach beiden Seiten mit  $1/\Delta f$  abfällt ( $\Delta f = |f - f_s|$ ). Dies um so genauer, je länger die Zeit ist, in der die Anregung „integriert“ werden kann. Dieser Zeitraum wächst mit abnehmender Bandbreite der angeregten Terzfilter. Dieser Zeitraum ist es auch, in dem das Kurzzeit-Abschaltpektrum gebildet werden muß.

**Bild 3** zeigt Nachklingkurven, die durch Abschalten der Sinusanregung bei verschiedenen Frequenzen entstanden sind. Die beiden ersten Kurven ( $f = 50$  Hz bzw.  $f = 56$  Hz) zeigen deutliche periodische Einbrüche (vgl. **Bild 2**, Messung 4), die eindeutig auf eine Schwebung im Nachklingvorgang zurückzuführen



**Bild 2**

Nachklingkurven eines Terzfilters der Mittenfrequenz 50 Hz  
Abschaltung der Rauschanregung bei  $t = 0$   
Vier typische Messungen



**Bild 3**

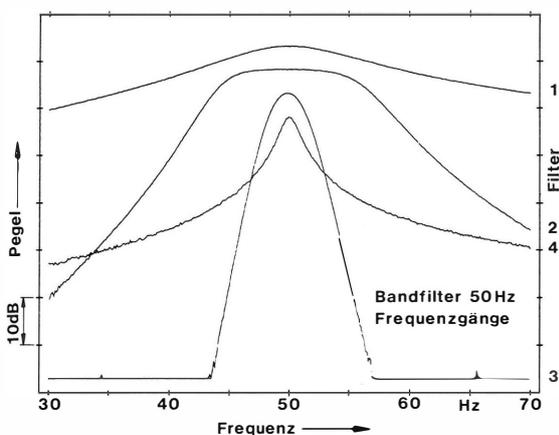
Nachklingkurven eines Terzfilters der Mittenfrequenz 50 Hz  
Abschaltung der Sinusanregung bei  $t = 0$   
Drei Frequenzen im Durchlaßbereich, zwei an den Filterflanken

sind. Die Spektren der Nachklingvorgänge, die hier nicht gezeigt werden, belegen, daß es sich um die Schwebung zweier Nachklingvorgänge handelt, wobei die beiden Maxima im Spektrum mit den beiden Mittenfrequenzen der Eckfilter zusammenfallen. Bei der dritten Nachklingkurve ( $f = 44 \text{ Hz}$ ) dominiert der Nachklingvorgang des unteren Eckfilters ebenso wie in der vierten Kurve ( $f = 33 \text{ Hz}$ ), bei der die anregende Frequenz auf der unteren Flanke des Terzfilters liegt. Die Dämpfung im eingeschwungenen Zustand beträgt etwa 30 dB, sowohl bei  $f = 33 \text{ Hz}$  als auch bei  $f = 74 \text{ Hz}$  auf der oberen Filterflanke. Obwohl das Anregungsspektrum für die Frequenzen 56 Hz und 74 Hz das obere Eckfilter mit der Mittenfrequenz 55,4 Hz deutlich bevorzugt, sind die Nachklingvorgänge dennoch durch Schwebungen gekennzeichnet.

Im Hinblick auf die nachfolgenden Hallraummessungen und zum besseren Verständnis der Zusammenhänge wurden mehrere Filter vergleichend gemessen. Alle Filter hatten die gleiche Mittenfrequenz von 50 Hz, wiesen jedoch unterschiedliche Bandbreiten und Flankensteilheiten auf.

**Bild 4** zeigt die Frequenzgänge. Filter 2 ist mit dem Terzfilter vom Grad 6 identisch, dessen Nachklingkurven in den **Bildern 2** und **3** dargestellt sind. Die Filter 1 und 4 sind jeweils vom Grad 2 und werden durch ihre Mittenfrequenz und ihre relative Bandbreite (23 % und 3 %) vollständig beschrieben (Brüel + Kjaer, Typ 1621). Das Filter 3 ist vom Grad 24 bei einer relativen Bandbreite von 5 %. Es besteht aus der Serienschaltung von zwei Filtern vom Typ UN 1 (Wandel + Goltermann) mit jeweils 7 % relativer Bandbreite und wurde bei den Hallraummessungen verwendet, weil es digital einstellbar ist. Die Teilbandfilter vom Grad 2 weichen mit ihrer Mittenfrequenz um maximal 4 % von 50 Hz ab, die relativen Bandbreiten liegen zwischen 14 % und 20 %.

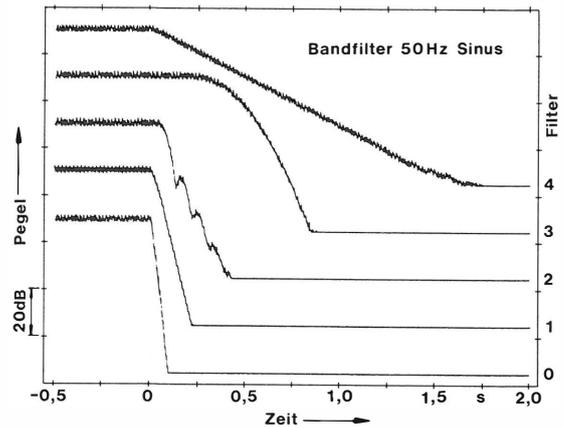
Die Nachklingkurven zu diesen Filtern zeigt **Bild 5**. Der Analysator hat eine Nachklingzeit von 78 ms (Filter 0), bedingt durch die interne Bandbe-



**Bild 4**

Frequenzgänge verschiedener Bandfilter der Mittenfrequenz 50 Hz

- 1 = Bandpass, Grad 2, 23 % relative Bandbreite
- 2 = Terzfilter, Grad 6, 23 % relative Bandbreite
- 3 = Bandfilter, Grad 24, 5 % relative Bandbreite
- 4 = Bandpass, Grad 2, 3 % relative Bandbreite



**Bild 5**

Nachklingkurven verschiedener Bandfilter der Mittenfrequenz 50 Hz

0 = Analysator ohne Bandfilter

1 bis 4 = siehe Bild 4

Abschaltung der 50-Hz-Sinusanregung bei  $t = 0$

grenzung, d. h. ohne ein zusätzliches Filter. Die Nachklingkurve für das Terzfilter (Filter 2) entspricht der obersten Kurve in **Bild 3**. Die Kurven für die beiden Filter zweiten Grades (Filter 1 und 4) zeigen, wie zu erwarten, einen linearen Pegelabfall über der Zeit.

Für diesen Fall eines einfachen „Resonators“ ist die Nachklingzeit  $T$  nur von der absoluten Bandbreite  $B$  abhängig (Cremer/Müller [7], Wollherr [9]):

$$T = \frac{2,2}{B} \quad (4)$$

Die Übereinstimmung zwischen gerechneter und gemessener Nachklingzeit ist sehr gut. Die gemessenen Werte (Filter 1/4: 0,193 s/1,45 s) wichen in beiden Fällen um weniger als 10 ms von den gerechneten Werten ab.

Die Nachklingkurve des Filters 3 zeigt zwei Besonderheiten, die in Nachklingkurven von Räumen grundsätzlich nicht gefunden werden. Erstens beginnt der Pegelabfall deutlich verzögert nach dem Abschalten, hier nach 250 ms, und zweitens ist die Kurve nach oben gewölbt. Zwar ist auch ein Raum aus systemtheoretischer Sicht ein Filter, aber ein Filter mit fest vorgegebener Struktur: alle Terzfilter sind parallelgeschaltet, ihre Ausgangssignale überlagern sich additiv. Im Gegensatz dazu sind elektrische Filter als Serienschaltung von Teilfiltern realisiert (Filter 2 und 3), d. h. das Ausgangssignal des vorangehenden Teilfilters ist gleichzeitig Eingangssignal für das nachfolgende. Dadurch werden mit steigendem Grad der Filter ihre Nachklingkurven denen eines Raumes immer unähnlicher.

Im Hinblick auf die späteren Hallraummessungen und die damit verbundenen langen Nachklingzeiten empfiehlt sich eine sinusförmige Anregung der Eigentöne mit einer Begrenzung des Abschaltenspektrums durch ein schmalbandiges Sendefilter. So können dann die Nachklingzeiten einzelner Eigentöne selektiv gemessen werden.

Mit Hilfe von Gleichung (4) ist eine alternative Bestimmung der Nachklingzeiten einzelner Eigentöne aus einem beliebigen „Raum“-Frequenzgang mög-

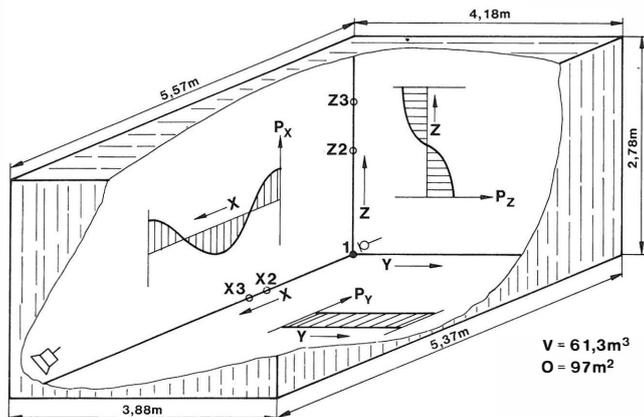
lich, der allerdings bei der zugehörigen Eigenfrequenz eine Resonanzstelle aufweisen muß, deren Bandbreite sich bestimmen läßt.

Festzuhalten bleibt, daß sehr kurze Nachklingzeiten im Bereich tiefer Frequenzen nach DIN 52 216 [3] nur bis zu einer bestimmten unteren Grenze gemessen werden können, die von den Terzfiltern abhängt und in der beschriebenen Weise bestimmt werden kann. Ferner ist die Art der Nachklingkurven, d. h. „glatt“ oder „mit periodischen Einbrüchen“, sowohl von der Bandbreite der beteiligten Teilfilter (im allgemeinen der Eckfilter) als auch vom Kurzzeitpektrum der Anregung abhängig. Es zeigt sich, daß für die Nachklingkurven unabhängig von der Art der Anregung nur die Bandbreiten der Teilfilter maßgebend sind, nicht aber die Bandbreite des Gesamtfilter. Der Begriff Ausschwingzeit aus der Systemtheorie und sein Zusammenhang mit der Gesamtfilterbandbreite steht dazu nicht im Widerspruch, zumal auch diese Größe im linearen Amplitudenmaßstab zwischen 90 % und 10 % der Maximalamplitude definiert ist.

### 3. Grenze zwischen Nachklingen und Nachhallen

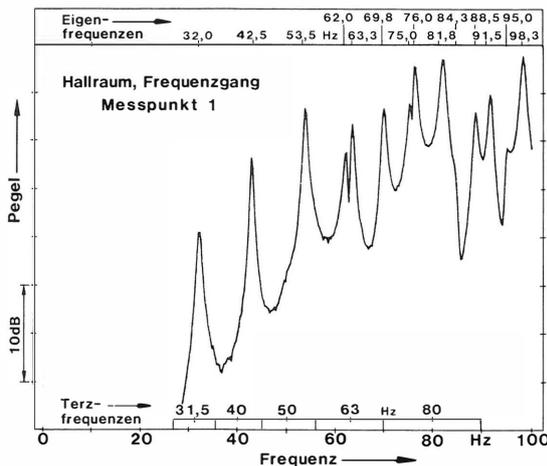
Für den Praktiker, der schon bei „tiefen Frequenzen“ Nachhallzeiten gemessen hat, ist der grundsätzliche Verlauf der Nachklingkurven in **Bild 2** bekannt. Er findet diese Kurven auch bei der Messung realer Räume, allerdings mit längeren Nachklingzeiten. Die Verwandtschaft zwischen den Teilfiltern eines Bandpasses und den Moden eines Raumes ist offensichtlich und hat uns bewegt, die „sinusförmige Anregung“ auch auf Räume anzuwenden. Diese Technik ist nicht neu, sie wurde schon 1932 von Knudsen [10] angewendet, um „Resonance(s) in small rooms“ zu untersuchen. Für uns sollte allerdings nicht das Problem der Messung kurzer Nachhallzeiten im Vordergrund stehen, sondern die Frage, wie, respektive was, kann man im Bereich „tiefer Frequenzen“, also im Bereich geringer Eigenfrequenzdichte, messen.

Zur Beantwortung dieser Frage haben wir Messungen am kleineren der beiden Hallräume des IRT durchgeführt. Er liegt mit 61 m<sup>3</sup> im unteren bis mittleren Bereich der Volumina, die beim Rundfunk für Sprecher- und Abhörräume üblich sind.



**Bild 6**

Hallraum zur Messung von Nachklingkurven  
(Einzelheiten siehe Text)



**Bild 7**

Mit FFT und periodischem Rauschen gemessener Frequenzgang des Hallraumes für den in **Bild 6** eingezeichneten Meßpunkt 1

**Bild 6** zeigt u. a. die räumlichen Abmessungen. Decke und Boden sind parallel, die Wände alle senkrecht; der Raum selbst ist schiefwinklig. Der Lautsprecher stand bei allen Messungen in der gleichen Raumecke. Das Mikrofon befand sich zuerst am Meßpunkt 1, wurde aber später in X- und Z-Richtung verschoben. Durch die Aufstellung von Lautsprecher und Mikrofon in zwei Ecken ist eine der vielen Übertragungsfunktionen des Raumes festgelegt; **Bild 7** zeigt ihren Amplitudenfrequenzgang bis 100 Hz. Der Frequenzgang enthält alle Eigenfrequenzen in diesem Bereich. Die Eigenfrequenzen sind im oberen Rand und in **Tabelle 1** aufgelistet. Die Hauptterzreihe am unteren Rand dient zur Bestimmung der Zahl der Eigenfrequenzen pro Terz.

Obwohl der Hallraum schiefwinklig ist, kann man in guter Näherung zur Berechnung der Eigenfrequenzen bis 100 Hz die Formel für Quaderäume anwenden (siehe Cremer/Müller [7]). **Tabelle 1** zeigt u. a. den (Vergleich zwischen gerechneten und gemessenen Eigenfrequenzen).

Lfd. Nr. der Eigentöne	Mode X Y Z	Eigenfrequenz in Hz		Nachklingzeit in s	Meßpunkt
		gerechnet	gemessen		
1	1 0 0	31,4	32,0	2,28	1
2	0 1 0	42,4	42,5	3,41	1
3	1 1 0	52,6	53,5	2,60	1
4	0 0 1	61,2	62,0	2,79	X2
5	2 0 0	62,7	63,3	2,77	Z2
6	1 0 1	68,7	69,8	2,12	1
7	0 1 1	74,3	75,0	3,17	X3
8	2 1 0	75,6	76,0	2,71	Z3
9	1 1 1	80,6	81,8	1,80	1
10	0 2 0	84,4	84,3	1,75	1
11	2 0 1	87,6	88,5	2,01	1
12	1 2 0	90,0	91,5	2,17	1
13	3 0 0	94,1	95,0	2,12	1
14	2 1 1	97,2	98,3	1,72	1

**Tabelle 1**

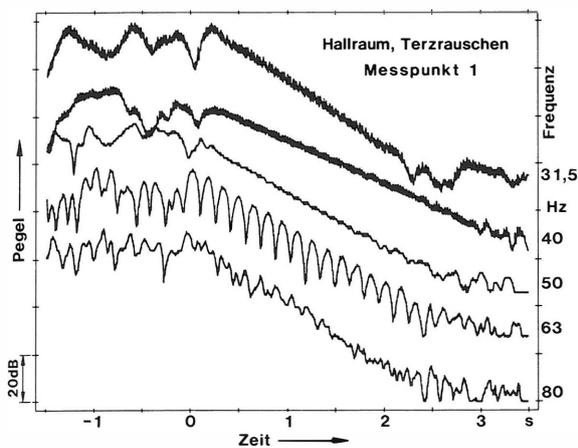
Gerechnete und gemessene Eigenfrequenzen des Hallraumes  
Mit Sinusanregung gemessene Nachklingzeiten aus den  
**Bildern 12 und 14** (vgl. **Bild 11**)

Der von uns betrachtete Frequenzbereich unter 100 Hz ist weit von der Grenze entfernt, die den Nachhall (diffuses Schallfeld) vom Nachklang (stehende Wellen) trennt. Diese Grenze ist nicht scharf gezogen. Sie ist nach Gl. (3) von der Eigenfrequenzdichte abhängig. Für die dort angegebenen 26 Eigenfrequenzen pro Terz ergibt sich aus Gl. (2) bei 61 m<sup>3</sup> Volumen eine Grenzfrequenz von 180 Hz. Bei 10 bis 20 Eigenfrequenzen pro Terz (Schultz [11], Fasold et al. [6]) liegen diese Grenzfrequenzen bei 130 Hz resp. 164 Hz, also gerade eine Terz auseinander. Ob diese Grenze eine Terz höher oder niedriger liegt, scheint uns unerheblich, zumal die berechnete Grenzfrequenz nur in seltenen Fällen genau in die Normterzreihe paßt. Wir haben deshalb für die nachfolgenden Betrachtungen einen Grenzwert von 20 Eigenfrequenzen pro Terz zugrunde gelegt.

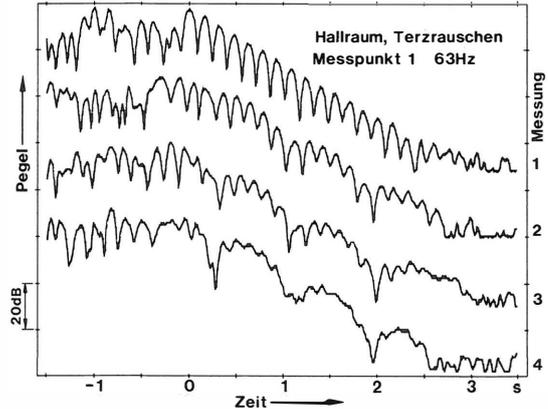
Bei etwa 20 Eigenfrequenzen pro Terz ist eine selektive Messung von Nachklingzeiten nicht durchführbar und auch nicht sinnvoll, so daß die Grenze zwischen „kollektiver“ Messung von Nachklingzeiten (mit z. B. terzbreitem Filter und Rauschen) und „selektiver“ Messung von Nachklingzeiten (mit Sinusanregung und Schmalbandfiltern) viel weiter unten, möglicherweise bei ca. 5 Eigenfrequenzen pro Terz angesetzt werden muß. Dadurch gibt es einen Bereich „tiefster Frequenzen“, in dem mit Sinusanregung gemessen werden muß, so wie es von Kuhl [12] und Kath [13] schon seit langem angeregt wurde. Daran anschließend folgt ein zwei Terzen umfassender Bereich „tiefer Frequenzen“ (zwischen etwa 5 und 20 Eigenfrequenzen pro Terz), in dem terzbreit Nachklingzeiten gemessen werden, weil die Eigenfrequenzdichte zu gering ist, um von Nachhallzeiten sprechen zu können. Oberhalb der Grenzfrequenz (20 Eigenfrequenzen pro Terz) werden dann Nachhallzeiten gemessen.

**4. Terzbreite Rauschanregung im Vergleich mit schmalbandiger Sinusanregung**

Um die Verbindung mit der üblichen Meßtechnik zu behalten, wurden Nachklingkurven mit terzbrei-



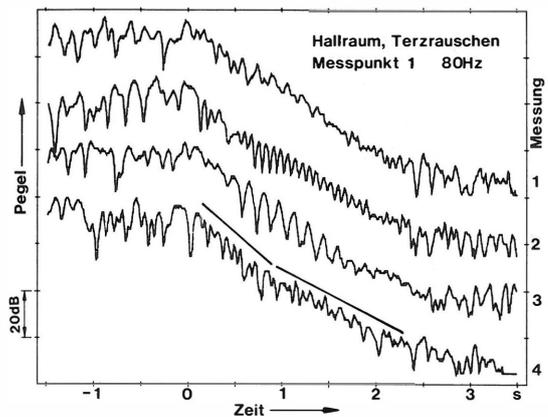
**Bild 8**  
Nachklingkurven des Hallraumes  
Abschaltung der terzbreiten Rauschanregung bei t = 0  
Kurven für 31,5/40/50 Hz gut reproduzierbar  
Für 63/80 Hz siehe Bild 9 und 10



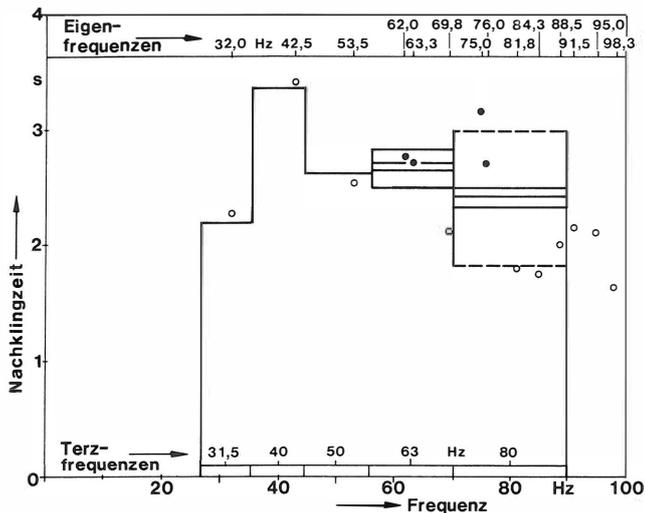
**Bild 9**  
Nachklingkurven des Hallraumes  
Abschaltung der terzbreiten Rauschanregung bei t = 0  
Vier typische Messungen

tem rosa Rauschen für die fünf Terzen von 31,5 Hz bis einschließlich 80 Hz gemessen. Bild 8 zeigt typische Nachklingkurven, von denen die ersten drei – nach dem Abschalten – sehr gut reproduzierbar sind. Dies wird verständlich, wenn man sich unter Zuhilfenahme von Bild 7 vor Augen hält, daß in diese Terzbänder jeweils nur eine Eigenfrequenz fällt. Die beiden Nachklingkurven für die Terzen 63 Hz und 80 Hz in Bild 8 finden sich jeweils als Messung 1 in den Bildern 9 und 10 wieder.

In Bild 9 sind 4 ausgewählte Messungen dargestellt, die den Variationsbereich möglicher Schwebungen der drei Eigenfrequenzen in der Terz um 63 Hz überdecken. Die beiden deutlich erkennbaren Schwebungsfrequenzen lassen sich sehr gut den Frequenzabständen der Eigenfrequenzen 62 Hz und 63,3 Hz bzw. 62/63,3 Hz und 69,8 Hz zuordnen. In Bild 10 sind für die Terz um 80 Hz ebenfalls 4 ausgewählte Messungen dargestellt. Auch hier zeigt sich schon in den Nachklingkurven, daß an den Nachklingvorgängen mehrere Eigentöne „beteiligt“ sind. Insbesondere die Messung 4 zeichnet sich gegenüber den anderen drei Messungen dadurch aus, daß die Nachklingkurve offensichtlich geknickt ist, ein Phänomen, das



**Bild 10**  
Nachklingkurven des Hallraumes  
Abschaltung der terzbreiten Rauschanregung bei t = 0  
Vier typische Messungen  
Kurve 4 mit geknicktem Verlauf



**Bild 11**

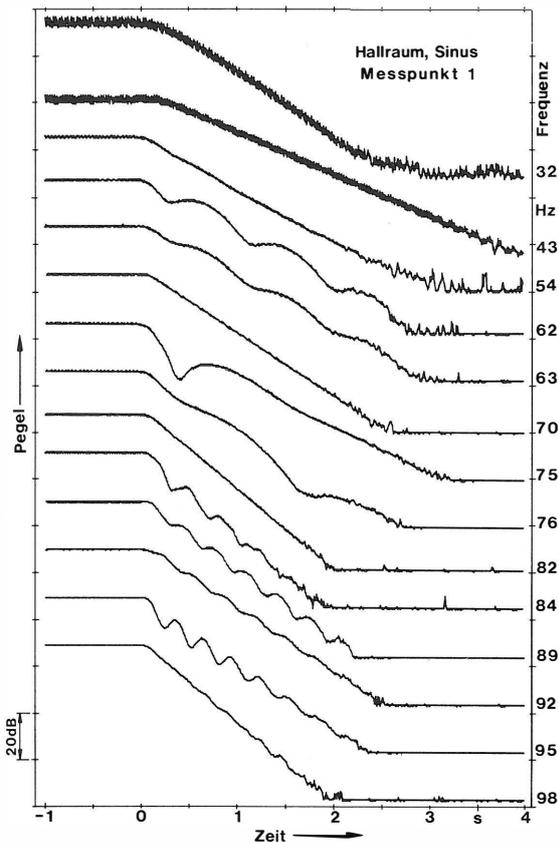
**Gemessene Nachklingzeiten**

Terzbreit mit Rauschen (Treppenfunktion) aus den Bildern 8, 9 und 10  
Schmalbandig mit Sinusanregung aus Bild 12 (offene Kreise) bzw. aus Bild 14 (geschlossene Kreise)

auch bei Nachhallkurven beobachtet werden kann, die in Räumen mit „besonderen“ Eigenschaften (Flutter-echo, extrem ungleiche Verteilung von Absorptionsmaterial) beobachtet werden kann.

Alle aus den Bildern 8 bis 10 ablesbaren Nachklingzeiten sind in Tabelle 2 und Bild 11 eingetragen. Es ergibt sich ein „Terznachklingzeit“-Diagramm, das sich für die Terzen 63 Hz und 80 Hz auffächert. Die beiden gestrichelt eingetragenen Terzwerte bei 80 Hz repräsentieren die beiden Nachklingzeiten, die sich aus Messung 4 infolge der geknickten Nachklingkurve ergeben.

In den folgenden Messungen wurde der Hallraum ausschließlich mit Sinustönen angeregt. Das Sendefilter (vgl. Bilder 4 und 5) konnte in Schritten von 1 Hz verstellt werden und hatte eine relative Bandbreite von ca. 5 % und eine Nachklingzeit von etwa 0,5 s bei einer Mittenfrequenz von 50 Hz (0,25 s bei 100 Hz). Die Nachklingzeit des Sendefilters liegt weit



**Bild 12**

**Nachklingkurven des Hallraumes**  
Abschaltung der Sinusanregung bei  $t = 0$   
Anregungsfrequenzen von 32 Hz bis 98 Hz

unter den gemessenen Nachklingzeiten der Eigentöne und ist vernachlässigbar. Das Empfangsfilter war jeweils oktavbreit und diente nur zur Verbesserung des Signalstörabstandes.

Ein wichtiges Merkmal aller Nachklingkurven ist ihre sehr gute Reproduzierbarkeit bis in die Feinstruktur des Pegelverlaufs. Die ersten drei Kurven in Bild 12 sind direkt vergleichbar mit denen aus Bild 8. Die gute Übereinstimmung der Nachklingzeiten zeigt auch Bild 11. Die offenen Kreise in Bild 11 sind die Nachklingzeiten der einzelnen Kurven in Bild 12. Die Werte für die ausgefüllten Kreise sind Bild 14 entnommen.

Die Eigentöne 4 und 5 mit den Eigenfrequenzen 62 Hz und 63,3 Hz können trotz der geringen Bandbreite des Sendefilters nicht getrennt angeregt werden, was zur Schwebung in den Nachklingkurven führt. Der 6. Eigenton (Anregung 70 Hz) ist wieder selektiv meßbar. Die Eigentöne 7 und 8 (75 Hz und 76 Hz) können ebenfalls nicht selektiv angeregt werden. In beiden Nachklingkurven ist die Schwebung zweier Frequenzen zu erkennen, wenn auch mit verschiedener Wirkung. Der 9. Eigenton (Anregung 82 Hz) ist wiederum vollständig separierbar. Für die außerdem dargestellten Nachklingkurven der Eigentöne 10 bis 14 gilt das bisher Gesagte sinngemäß.

Festzuhalten bleibt: Sofern nur ein Eigenton angeregt wird, klingt auch nur ein Eigenton nach. Es findet kein (meßbarer) Austausch von Energie zwischen benachbarten Moden statt, vergleichbar dem

**Tabelle 2**

**Terzbreit mit Rauschanregung gemessene Nachklingzeiten des Hallraumes**  
(vgl. Bild 11)

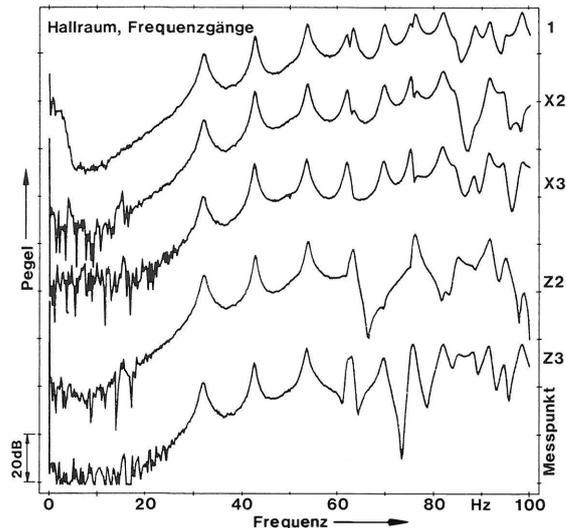
Lfd. Nr. der Terz	Mittelfrequenz in Hz	Nachklingzeit in s	Zahl der Eigenfrequenzen
1	31,5	2,17	1
2	40	3,36	1
3	50	2,63	1
4.1	63	2,50	3
4.2	63	2,73	3
4.3	63	2,67	3
4.4	63	2,80	3
5.1	80	2,30	4 (5)
5.2	80	2,50	4 (5)
5.3	80	2,43	4 (5)
5.4	80	1,83/3,00	4 (5)

Energieaustausch gekoppelter Räume oder gekoppelter Pendel. Werden zwei (oder mehrere) Moden gleichzeitig angeregt, so finden sich in der Nachklingkurve periodische Einbrüche als Folge von Schwebungen zwischen den Eigentönen. Sind die Eigentöne etwa gleich stark gedämpft, so lassen sich periodische Einbrüche im Pegelverlauf nachweisen, die über einen Nachklingbereich von 60 dB und mehr reichen (z. B. 62/63,3 Hz und 89 Hz). Sind dagegen die Dämpfungen (Nachklingzeiten) sehr verschieden, so tritt nur über einen beschränkten Nachklingbereich eine Schwebung auf (z. B. 75/76 Hz und 95 Hz). Eine eingehende theoretische Behandlung von Schwebungen in Abklingverläufen gibt Kuttruff in [14].

**5. Trennung benachbarter Eigentöne durch die Wahl eines geeigneten Mikrofonortes**

In vielen Fällen sind die aus Bild 12 entnommenen Nachklingzeiten sicher ausreichend zur Beurteilung des Raumes. Trotzdem kann es wünschenswert sein, zwei eng benachbarte Eigentöne, in unserem Fall die Eigentöne 4 und 5 bzw. 7 und 8, vollständig zu „trennen“. Alle Moden unterscheiden sich in ihren Schwingungsmustern. Findet man für das Mikrofon einen Ort minimalen Schalldrucks der einen Mode, der nicht zugleich Druckminimum der anderen Mode ist – und umgekehrt –, so können die beiden entsprechenden Eigentöne theoretisch getrennt werden. Das gilt aber nur, wenn die Pegeldifferenz der Schalldrücke beider Eigentöne groß genug wird, so daß es in der Nachklingkurve nicht zu merklichen Pegel einbrüchen und -überhöhungen kommt.

In Bild 6 ist in der Y-Z-Ebene ein Schnitt durch die Mode (0,0,1) des 4. Eigentons dargestellt. Der Punkt Z2 in der Kante liegt auf halber Höhe des Raumes und somit im Druckminimum. In X- und Y-Richtung besteht für diese Mode keine Druckabhängigkeit, d. h. in jeder beliebigen X-Y-Ebene ist der Schalldruck konstant und nur von Z abhängig,



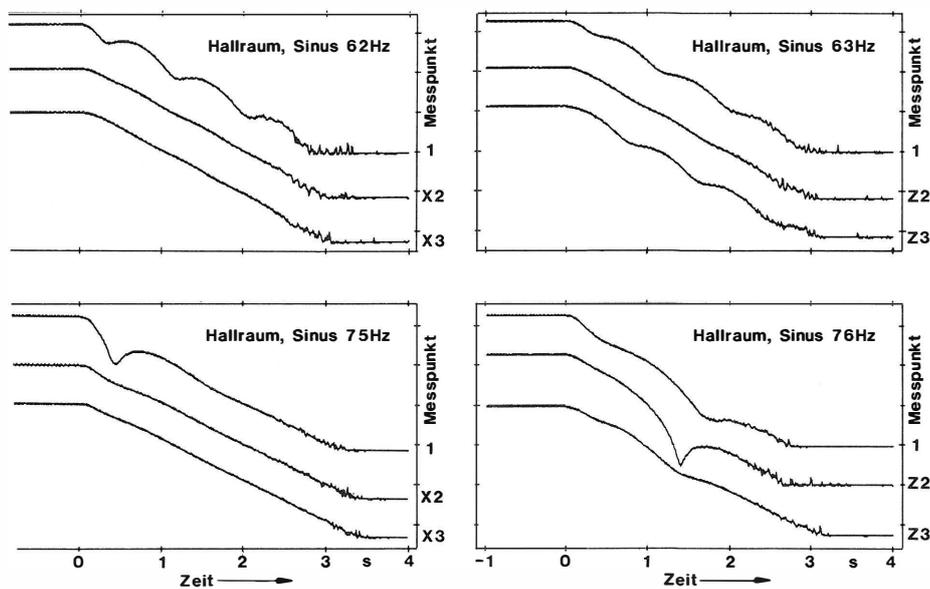
**Bild 13**

Mit FFT und periodischem Rauschen gemessene Frequenzgänge des Hallraumes für die in Bild 6 angegebenen Meßpunkte. Zu beachten sind die Unterschiede der Frequenzgänge bei den Eigentönen 4/5 (62/63 Hz) und 7/8 (75/76 Hz)

wenigstens für den idealen Quaderraum. Dieser Sachverhalt ist am Beispiel der Y-Richtung in der X-Y-Ebene dargestellt.

Für den 5. Eigenton ist der Schnitt durch die Mode (2,0,0) in die X-Z-Ebene projiziert. Auch für diese Mode gilt: konstanter, nur von X abhängiger Schalldruck in jeder Y-Z-Ebene. Der Punkt X2 ist so gewählt, daß in der Ebene durch X2 der Schalldruck identisch Null wird (Quaderraumnäherung).

In den Meßpunkten X2 und Z2 wurden sowohl die Frequenzgänge aufgenommen als auch die Nachklingkurven für die Eigentöne 4 und 5 (siehe Bilder 13 und 14, Frequenz 62/63 Hz). Für diese Eigentöne ist damit die „Trennung“ gelungen. Dabei hat sich als sehr günstig erwiesen, daß beide Eigentöne fast die gleiche Nachklingzeit haben, denn die Frequenz-



**Bild 14**

Nachklingkurven des Hallraumes bei jeweils fester Frequenz und verändertem Meßpunkt zur „Trennung“ der Eigentöne bei 62/63 Hz respektive 75/76 Hz

gänge in **Bild 13** zeigen deutlich, daß der jeweils unerwünschte Eigenton noch nennenswert, d. h. höchstens um 20 dB gedämpft vorhanden ist. Daraus ist zu schließen, daß die Quaderraumnäherung, die zur Bestimmung von X2 und Z2 führte, in diesem Fall vermutlich zu grob ist.

Besonders deutlich tritt der Mangel der Quaderraumnäherung beim Versuch, die Eigentöne 7 und 8 zu trennen, in Erscheinung. Für beide Eigentöne wurden in X2 respektive Z2 die Nachklingkurven gemessen. Die Nachklingzeit des 7. Eigentons ist schon sehr genau aus der Nachklingkurve für 75 Hz, gemessen in X2, zu entnehmen (**Bild 14**). Eine Schwebung mit dem Eigenton 8 tritt nicht auf, zumal seine Nachklingzeit auch kleiner ist als die des 7. Eigentons.

Für den 8. Eigenton (Z2, 76 Hz in **Bild 14**) zeigt sich nach etwa 30 dB fast gleichmäßigen Abfalls die Schwebung mit dem 7. Eigenton. Für die Mode des 8. Eigentons (2,1,0) ist in der Technical Review von B+K „Reverberation at low frequencies“ [15] eine ausführliche und sehr anschauliche Darstellung angegeben.

Zur besseren Trennung der Eigentöne 7 und 8 wurde versucht, in den Raumkanten der X- und Z-Richtung je einen Punkt zu finden, bei dem der unerwünschte Eigenton im Verhältnis zum erwünschten möglichst stark gedämpft war. Die Verschiebung des Mikrofons in X-Richtung nach X3 hat im Frequenzgang eine deutliche Absenkung der Eigentonteile bei 63 Hz und 76 Hz zur Folge. Die Nachklingkurven für die Eigentöne mit 62 Hz und 75 Hz verändern sich dagegen kaum. Die Wahl des Meßpunktes Z3 erfolgte ausschließlich unter dem Gesichtspunkt, den 7. Eigenton (75 Hz) bestmöglich zu dämpfen. Folglich zeigen Frequenzgang und Nachklingkurve für 63 Hz in Meßpunkt Z3 eine schlechtere „Trennung“ als in Meßpunkt Z2.

Trotz dieser Maßnahme ist es nicht gelungen, die Nachklingkurve des 8. Eigentons isoliert darzustellen. Im Falle größerer Unterschiede zwischen den Nachklingzeiten eng benachbarter Eigentöne ist die Suche eines Ortes, an dem die Moden ausreichend entkoppelt sind, mit erheblichen Schwierigkeiten verbunden. Damit ist diese Methode nur mit Einschränkungen für die Praxis brauchbar. Dies war einer der Gründe, die uns dazu bewogen haben, eine „schmalbandige“ elektronische Hallraum-Nachbildung zu bauen, um Schwebungen in Nachklingvorgängen näher zu untersuchen.

Festgehalten werden kann, daß die Voraussetzungen für eine statistische Behandlung von Nachklingvorgängen im Bereich „tiefer Frequenzen“, d. h. im Bereich geringer Eigenfrequenzdichte, nicht erfüllt sind und es sich daher verbietet, dort von Nachhall zu sprechen. Vielmehr handelt es sich um das Nachklingen einzelner oder mehrerer Eigentöne (stehender Wellen). Eine „selektive“ Messung einzelner Eigentöne ist bis zu einer Zahl von etwa 5 Eigenfrequenzen pro Terz durchführbar. An diesen unteren Bereich schließt sich eine „Grauzone“ an, in der „kollektiv“ (z. B. terzbreit) Nachklingkurven gemessen werden sollten, bis bei etwa 20 Eigenfrequenzen pro Terz die Voraussetzungen für die Messung von Nachhallzeiten gegeben sind.

Es hat sich auch gezeigt, daß in einigen Fällen bei sehr eng beieinanderliegenden Eigentönen, die nicht mehr selektiv angeregt werden können, mit Hilfe eines geeignet gewählten Meßpunktes für das Mikrofon – jeweils im Druckminimum des zu unterdrückenden Eigentons – eine Trennung der Eigentöne und damit eine separate Messung der Nachklingzeiten möglich ist.

## 6. Messungen an einer schmalbandigen Hallraum-Nachbildung

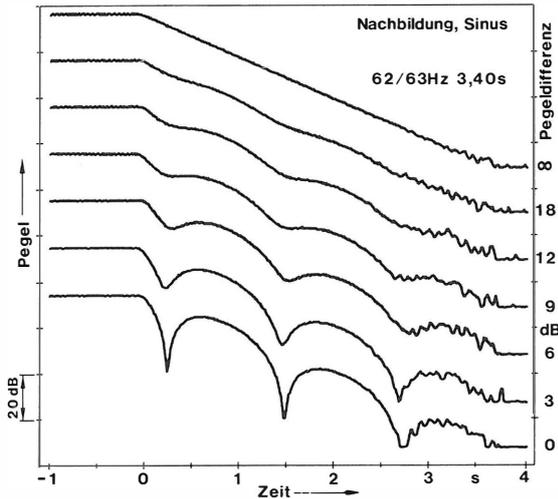
Das vorangehende Kapitel hat gezeigt, daß Eigentöne mit geringem Frequenzabstand nicht immer durch die Wahl eines geeigneten Mikrofonortes „getrennt“ werden können, vor allem nicht bei größeren Unterschieden in den Nachklingzeiten. Wir haben deshalb, und auch aus grundsätzlichen Erwägungen, nach einer Möglichkeit gesucht, Schwebungen in Nachklingvorgängen zu untersuchen, speziell am Beispiel der Eigentöne 4 und 5 bzw. 7 und 8. Dabei bot sich das Prinzip „Analyse durch Synthese“ an, was zum Bau einer elektronischen, „schmalbandigen“ Hallraum-Nachbildung führte.

Der Ansatz: Schwebung zweier eng benachbarter Eigentöne. Die Schwebungsperiode errechnet sich aus der Differenz der Eigenfrequenzen. Weitere Parameter sind die Nachklingzeiten der Eigentöne sowie ihr Amplitudenverhältnis und ihre Phasendifferenz zu Beginn des Nachklingvorganges. Diese „Anfangsbedingungen“ sind zu einem beträchtlichen Teil vom gefilterten (Kurzzeit-)Spektrum des Abschaltvorganges abhängig, wobei primär die Frequenz des Sinusgenerators und die Übertragungsfunktion des Sendefilters die bestimmenden Größen sind und nicht die Abschaltphase des Sinussignals. Es bleiben also zwei Fragen:

- Ist dieser Ansatz ausreichend, um die Entstehung der gemessenen Nachklingkurven zu beschreiben, oder gibt es zusätzliche Einflußgrößen?
- Wie lassen sich zumindest Schätzwerte für die Nachklingzeiten der beiden an der Schwebung beteiligten Eigentöne gewinnen?

Die „Schmalband“-Nachbildung des Hallraumes besteht aus zwei parametrischen Filtern hoher Güte, deren Mittenfrequenz und Güte unabhängig voneinander eingestellt werden können. Die Grundschaltung nach Tietze/Schenk [16] wurde so modifiziert, daß die Verstärkung bei der Mittenfrequenz konstant blieb, unabhängig von der eingestellten Güte des Einzelfilters. Die Ausgangssignale wurden gewichtet und aufsummiert. Die relative Gewichtung, d. h. die Differenz der Übertragungsmaße der Einzelfilter bei ihrer Mittenfrequenz, wird im weiteren als Pegeldifferenz bezeichnet. Die Anregungsfrequenz ist jeweils das arithmetische Mittel der Mittenfrequenzen in den **Bildern 15, 16 und 17**. Das Sendefilter entfällt, das Empfangsfilter ist terzbreit zur Verbesserung des Signalstörabstandes.

Den Fall gleicher Nachklingzeit für beide Einzelfilter (62 Hz und 63 Hz) zeigt **Bild 15**; die Nachklingkurve der Einzelfilter ist im obersten Verlauf dargestellt. Mit abnehmender Pegeldifferenz bilden sich, bezogen auf die oberste Kurve, zunehmend Pegel einbrüche und -überhöhungen aus, die bei 0 dB Pe-



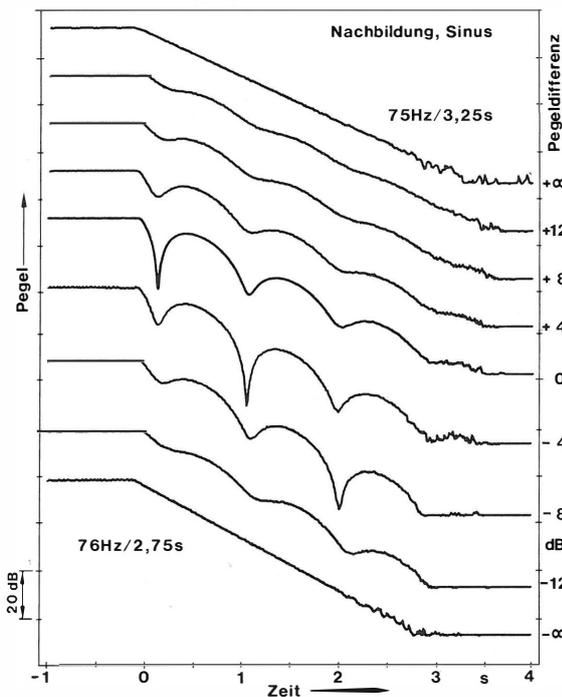
**Bild 15**

Nachlingkurven der Nachbildung für die Eigentöne mit 62/63 Hz bei gleicher Nachklingzeit und verschiedenen Anfangspegeldifferenzen  
Anregungsfrequenz 62,5 Hz

geldifferenz theoretisch die Werte  $-\infty$  dB und + 6 dB annehmen. Rechnet man mit einem Pegel einbruch von mehr als 25 dB, so ist die Pegeldifferenz der Eigentöne kleiner als 0,25 dB. Damit wird die Pegel anhebung im Maximum größer als 5,8 dB ausfallen. Charakteristisch sind die gleichbleibende Tiefe der Einbrüche und die gleichbleibende Höhe der Anhebungen in der Nachklingkurve. Die Nachklingkurven für 62/63 Hz aus der Hallraummessung können offensichtlich auf diese Weise erklärt werden.

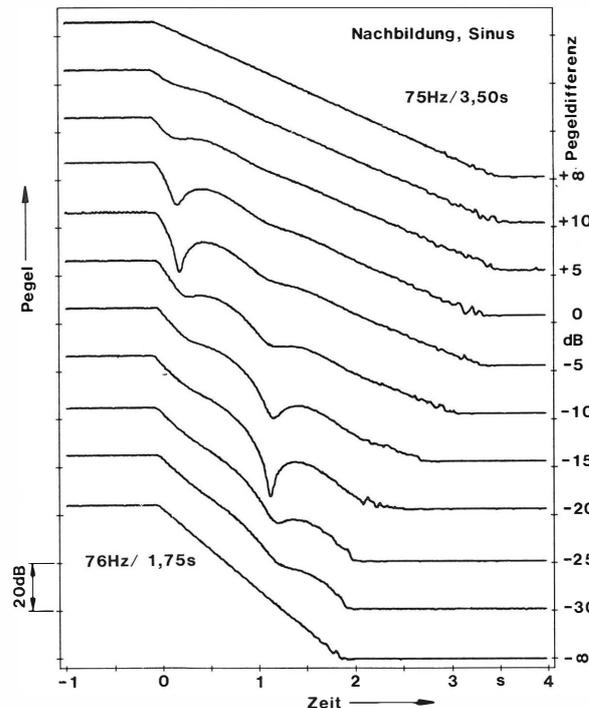
Die beiden Fälle unterschiedlicher Nachklingzeit haben wir zusammenfassend am Beispiel der Eigentöne 75/76 Hz mit der Nachbildung untersucht. In **Bild 16** beträgt dieser Unterschied 0,5 s in Anlehnung an die Werte aus **Tabelle 1**. Eine positive Pegeldifferenz bedeutet einen überwiegenden Anteil der „länger“ nachklingenden 75-Hz-Komponente und umgekehrt. Im Bereich von 0 dB bis - 8 dB zeigt sich sehr deutlich jeweils ein „tiefster“ Einbruch, bei dem die Auslöschungsbedingung „gleiche Amplitude, entgegengesetzte Phasenlage“ bestmöglich erfüllt ist. Für größere oder kleinere Pegeldifferenzen nähern sich die Nachklingkurven den oben und unten eingezeichneten Grenzwerten. Die Tangente an die Nachklingkurve liefert je nach Pegeldifferenz einen Schätzwert für die Nachklingzeit, der zwischen den Extremwerten 2,75 s und 3,25 s liegt. Eine getrennte Bestimmung der Nachklingzeiten ist so nicht möglich (siehe **Bild 12**: 95 Hz im Vergleich mit 92 Hz und 98 Hz). Die Kurvenscharen in **Bild 16** zeigen deutlich, daß eine Differenz der Nachklingzeiten von 0,5 s zu gering ist, um die im Hallraum gemessenen Kurven aus **Bild 12** für die Eigentöne 75/76 Hz zu erklären.

Für einen größeren Unterschied in den Nachklingzeiten von 1,75 s sind die Kurven in **Bild 17** dargestellt. Aufgrund dieses großen Unterschiedes sind in den Kurven höchstens zwei Einbrüche zu finden (z. B. bei - 10 dB), häufig aber nur ein Einbruch. Vorteilhaft ist, daß an manche Kurven zwei Tangenten angelegt werden können, um damit Schätzwerte für beide Nachklingzeiten zu gewinnen (z. B. bei - 15 dB eine Tangente links, die andere rechts vom Einbruch). Bessere Schätzwerte ergeben sich jedoch durch die



**Bild 16**

Nachlingkurven der Nachbildung für die Eigentöne mit 75/76 Hz bei geringem Unterschied der Nachklingzeiten und verschiedenen Anfangspegeldifferenzen  
Anregungsfrequenz 75,5 Hz



**Bild 17**

Nachlingkurven der Nachbildung für die Eigentöne mit 75/76 Hz bei großem Unterschied der Nachklingzeiten und verschiedenen Anfangspegeldifferenzen  
Anregungsfrequenz 75,5 Hz

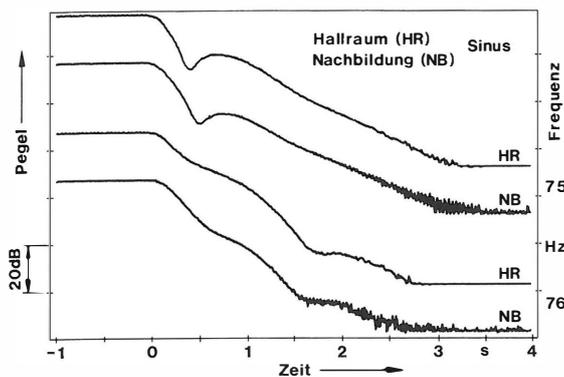


Bild 18

Vergleich der Nachklingkurven für die Eigentöne mit 75/76 Hz von Hallraum und Nachbildung bei den Anregungsfrequenzen 75 Hz und 76 Hz

Wahl geeigneter Sekanten unter Berücksichtigung der Tatsache, daß durch die Schwebung sowohl eine Pegelabsenkung als auch eine – wenn auch geringe – Pegelanhebung in der Nachklingkurve gegenüber dem zugehörigen Grenzwert erfolgt.

Zur Klärung der Frage, ob dieser Ansatz eine ausreichende Beschreibung der Nachklingvorgänge erlaubt, haben wir aus Bild 12 mit den Erkenntnissen aus Bild 17 die Nachklingzeiten für die Eigentöne 75 Hz und 76 Hz entnommen –  $T(75\text{ Hz}) \approx 3,3/s$ ;  $T(76\text{ Hz}) \approx 1,7\text{ s}$  – und beide Filter der Nachbildung danach eingestellt. Die Pegeldifferenz ergab sich nach einer Optimierung zu  $-10\text{ dB}$ . Bild 18 zeigt das Ergebnis der Nachbildung im Vergleich zur Hallraummessung für die Anregungsfrequenzen 75 Hz und 76 Hz. Dabei wurden die bei der Hallraummessung verwendeten Sende- und Empfangsfilter eingeschleift. Eine weitergehende Angleichung der Nachklingkurven der Nachbildung an die des Hallraums war nur für jeweils eine der beiden Kurven auf Kosten der anderen möglich. Die gefundene Übereinstimmung wird als ausreichend angesehen.

Zusätzlich haben wir den Einfluß einer, wenn auch geringen Phasenverschiebung zwischen beiden Filtern der Nachbildung untersucht, und zwar in einem Bereich von  $\pm 30^\circ$ . Dabei zeigte sich für eine Phasenverschiebung von  $10^\circ$  eine Wirkung in der Feinstruktur der Nachklingkurve, wie sie vergleichsweise durch eine Änderung der Pegeldifferenz von  $1\text{ dB}$  hervorgerufen wird.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß die Nachklingvorgänge im Hallraum und in der Hallraum-Nachbildung, wie zu erwarten, durch die gleichen Gesetzmäßigkeiten beschrieben werden. Die mit Hilfe der Nachbildung gewonnenen Kurvenscharen erlauben dem Anwender zumindest eine grobe Abschätzung der Nachklingzeiten eng benachbarter Eigentöne. Falls die mit dem Ekmikrofon gemessenen Nachklingkurven diese Abschätzungen nicht zulassen, kann sehr wahrscheinlich durch eine geänderte Mikrofonanstellung eine zur Auswertung geeignetere Nachklingkurve gefunden werden.

## 7. Schlußbemerkungen

Bei der Messung kurzer Nachhallzeiten (um  $0,3\text{ s}$ ) bei „tiefen Frequenzen“ (unter  $100\text{ Hz}$ ) mit terzbreiten Sende- und Empfangsfiltern besteht bei sinusförmiger

Anregung, aber auch bei Anregung mit Rauschen, unabhängig von der Eigenfrequenzdichte des zu messenden Raumes, die Gefahr, daß die gemessenen Zeiten durch den Einfluß der Filter verfälscht werden. So hat z. B. ein Terzfilter der Mittenfrequenz  $50\text{ Hz}$  eine mittlere Nachklingzeit von  $0,35\text{ s}$ , die sich um den Faktor  $\sqrt{2}$  erhöht, wenn zwei Terzfilter in Serie geschaltet werden. Wird dagegen die Mittenfrequenz des Terzfilters um eine Oktave auf  $100\text{ Hz}$  erhöht, so reduziert sich die Nachklingzeit auf die Hälfte des Wertes bei  $50\text{ Hz}$ .

Die Untersuchungen haben außerdem gezeigt, daß es im Bereich „tiefer Frequenzen“ irrig ist anzunehmen, das Kurzzeit-Abschaltenspektrum von Rauschen sei im Durchlaßbereich eines (Terz-)Filters nur vernachlässigbaren Schwankungen unterworfen und im wesentlichen unabhängig vom Abschaltzeitpunkt. Im Gegensatz dazu hat sich die sinusförmige Anregung als hinreichend unabhängig vom Abschaltzeitpunkt erwiesen und zeichnet sich außerdem durch hervorragende Reproduzierbarkeit aus.

Bei terzbreiter Rauschanregung eines Raumes sind alle Eigentöne in der Terz mit zufälligen Anfangsamplituden und -phasen an der Schwebung beteiligt. Wenn bei mehr als einer Eigenfrequenz pro Terz Schwebungen auftreten, so sind die Nachklingkurven in ihrer Feinstruktur praktisch kaum zu reproduzieren.

Bei sinusförmiger Anregung des Raumes können die Nachklingzeiten der meisten Eigentöne selektiv gemessen werden. Können zwei eng benachbarte Eigentöne nicht getrennt werden, so kommt es zu einer Schwebung. Das Amplitudenverhältnis und die Phasendifferenz der beiden nachklingenden Eigentöne sind dabei in guter Näherung unabhängig von der Sinusabschaltphase. Daher sind die Nachklingkurven bis in die Feinstruktur gut reproduzierbar.

Eine alternative Bestimmung der Nachklingzeit einzelner Eigentöne ist theoretisch möglich, und zwar über die Bandbreite eines geeigneten Raum-Übertragungsfrequenzganges an den Stellen der Eigenfrequenzen der interessierenden Eigentöne. Sie wird aber praktisch unmöglich gemacht, wenn der Frequenzabstand zu einem der benachbarten Eigentöne zu gering wird, um die Bandbreite der Resonanzkurve des Eigentons bestimmen zu können. Unter dieser Bedingung ist meist auch keine Begrenzung des Abschaltenspektrums auf nur einen der beiden Eigentöne möglich, d. h. es kann nur die Nachklingzeit der Schwebung gemessen werden. Sollte dieser Wert nicht genügen, so können mit Hilfe der an der Nachbildung gemessenen Kurvenscharen Schätzwerte für die Nachklingzeiten der beteiligten Eigentöne gewonnen werden. Da der Verlauf der Kurven auch vom Anregungsspektrum und der Raumübertragungsfunktion abhängt, ist es u. U. möglich, durch geeignete Wahl der „Sende“-Frequenz oder des Mikrofonortes besser interpretierbare Nachklingkurven zu gewinnen.

Aufgrund dieser Ergebnisse vertreten wir die Auffassung, daß im Bereich „tiefer Frequenzen“, also bei weniger als  $20$  Eigenfrequenzen pro Terz, nicht mehr von Nachhall im statistischen Sinne gesprochen werden kann. Wir schlagen daher vor, einen anderen Begriff zu verwenden, z. B. „Nachklang“.

Die Festlegung von 20 Eigenfrequenzen pro Terz als Grenze zwischen „Nachhall“ und „Nachklang“ ist relativ unkritisch, wenn man bedenkt, daß eine Halbierung dieses Wertes die Grenzfrequenz nur um eine Terz nach unten verschiebt.

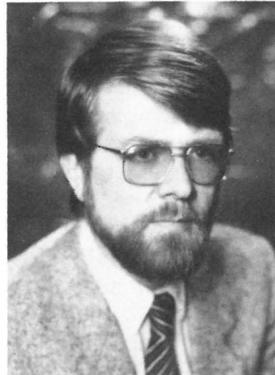
Wir schlagen weiter vor, drei Frequenzbereiche zu unterscheiden: Im ersten Bereich, gekennzeichnet durch eine ausreichende Eigenfrequenzdichte, wird wie bisher nach DIN 52 216 [3] gemessen. Im zweiten Bereich, bei „tiefen Frequenzen“, d. h. weniger als 20 Eigenfrequenzen pro Terz, werden Lautsprecher und Mikrofon in Ecken angeordnet. Bei 5 bis 20 Eigenfrequenzen pro Terz wird die terzbreite Rauschanregung beibehalten. Im dritten Bereich, bei 5 oder weniger Eigenfrequenzen pro Terz, wird mit einem Sinuston angeregt, mit einem Schmalbandfilter das Abschaltpektrum begrenzt und dadurch die Nachklangzeit des Eigentons selektiv gemessen.

Wir möchten der Friedrich-Ebert-Stiftung danken für die großzügige Unterstützung des Forschungsaufenthaltes von Frau Zha am Institut für Rundfunktechnik, auch unseren Kollegen, insbesondere Dr. Horst Wollherr, für wertvolle Anregungen und anhaltende Diskussionsbereitschaft.

#### SCHRIFTTUM

- [1] CCIR: Determination of the acoustical properties of control rooms and high-quality listening rooms in broadcasting. Rep. 797-I. XVth Plenary Assembly, Geneva 1982. Vol. X—Part 1: Broadcasting Service (Sound). Hrsg. v. d. UIT, Genf 1982, S. 236 bis 241.
- [2] UER/EBU: Acoustical properties of control rooms and listening rooms for the assessment of broadcast programmes. Tech. Empf. R22—1985. Hrsg. v. d. UER, Brüssel 1985.
- [3] DIN 52 216: Bauakustische Prüfungen. Messung der Nachhallzeit in Zuhörerräumen. Hrsg. v. Deutschen Normenausschuß, Berlin 1965. Alleinverkauf: Beuth Verlag, Berlin—Köln.
- [4] ISO 3382—1975 (E): Acoustics—Measurement of reverberation time in auditoria. International Organization for Standardization, Genf 1975. Alleinverkauf: Beuth Verlag, Berlin.
- [5] DIN 52 212: Bauakustische Prüfungen. Bestimmung des Schallabsorptionsgrades im Hallraum. Hrsg. v. Deutschen Normenausschuß, Berlin 1961. Alleinverkauf: Beuth Verlag, Berlin—Köln.
- [6] Fasold, W.; Kraak, W.; Schirmer, W. (Hrsg.): Taschenbuch Akustik. Teil I. VEB Verlag Technik, Berlin 1984, S. 97 und 431.
- [7] Cremer, L.; Müller, H. A.: Wissenschaftliche Grundlagen der Raumakustik. Band II: Wellentheoretische Raumakustik. S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1976, S. 181 und 224 ff.
- [8] Feistel, K. H.: Optimierte Oktav-, Halboktav- und Terzbandpässe für die Frequenzanalyse. Frequenz 33 (1979), S. 106 bis 112.
- [9] Wollherr, H.: Gestaltung des Abhörbereiches in einem Tonübertragungswagen. Rundfunktech. Mitt. 27 (1983), S. 62 bis 70.
- [10] Knudsen, V. O.: Resonance in small rooms. J. of the Acoust. Soc. Am. 4 (1932), S. 20 bis 37.
- [11] Schultz, T. J.: Diffusion in reverberation rooms. J. of Sound and Vibration 16 (1971), S. 17 bis 28.
- [12] Kuhl, W.: Fehlermöglichkeiten bei Schalldämmungsmessungen bei tiefen Frequenzen. Acustica 4 (1954), S. 611 bis 614.
- [13] Kath, U.: Abstimmbare Helmholtzresonatoren und die Messung ihrer Absorptionsfläche. 5e Congrès International d'Acoustique, Liège, Belgique, 7. bis 14. Sept. 1965, Tagungsband H 54.
- [14] Kuttruff, H.: Eigenschaften und Auswertung von Nachhallkurven. Acustica 8 (1958), S. 273 bis 280.
- [15] Larsen, H.: Reverberation process at low frequencies. Brüel & Kjaer Tech. Rev. No. 4 (1978).
- [16] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. 4. Auflage. Springer-Verlag, Berlin—Heidelberg—New York 1978, S. 322 bis 326.

#### Die Autoren



Dr.-Ing. Jürgen Oelmann (42) studierte Kybernetik an der TU München und war anschließend am Lehrstuhl für Elektroakustik bei Prof. Dr.-Ing. E. Zwicker. Nach seiner Promotion (1978) über Potentialableitungen am menschlichen Gehör wurde er Mitarbeiter am Institut für Rundfunktechnik im Bereich Tonaufnahme und -wiedergabe. Seit zwei Jahren beschäftigt er sich mit Raum- und Bauakustik.



Xueqin Zha (47) studierte physikalische Akustik an der Nanjing-Universität in China. Seit 1961 ist sie Mitarbeiterin im Design Institute, Ministry of Radio and TV. 1985 wurde sie Leiterin der akustischen Versuchsabteilung und 1986 Chefingenieurin der Akustik-Abteilung für Design and Research. Ihre Arbeitsgebiete sind Raum- und Bauakustik sowie Beschallungsanlagen.

## REGIETISCH IN DIGITALER STEUERUNGSTECHNIK FÜR DAS HÖRFUNKSTUDIO 10 DES RIAS BERLIN

VON FRIDOLIN PEPPEL UND GÜNTER BRUNSCHEN

Manuskript eingegangen am 30. April 1986

Tonstudioteknik

### Zusammenfassung

Im RIAS Berlin wurde 1985 ein digital steuerbarer 30kanaliger Regietisch in einem E-Musik-Studio in Betrieb genommen, mit dem Stereo-Produktionen in analoger und digitaler 2-Spur-Technik aufgezeichnet werden.

Die nachfolgend beschriebene Tonregieeinrichtung ermöglicht dem Anwender den Einstieg in die Digitaltechnik. Die in modernen Regietischkonzeptionen immer häufiger anzutreffenden Zentralbedienungen führen zu Bedienungsvereinfachungen und ganz neuen Bedienungsabläufen. Auch die in den Geräten vorhandene Signalisation erlaubt eine optimale Übersicht über die zu verarbeitenden Tonsignale, daher werden die für den Toningenieur oft noch ungewohnten Datenverarbeitungsgeräte bei diesem Konzept nicht benötigt. Es wird deshalb in dem folgenden Bericht auch besonders auf die Bedien-Philosophie und die -Ergonomie dieser Einrichtung eingegangen.

### Summary Digitally-controlled sound desk for studio 10 at RIAS-Berlin

In 1985 the RIAS-Berlin took into service in a classical music studio a sound desk with 30 digitally-controlled channels which serves for the recording of stereophonic productions on dual analogue and digital tracks.

The desk which is described in this article offers the user access to the digital domain. The command centralisation criteria to which modern sound desks must conform to an increasing extent lead to simplification of operations and give rise to completely new processes. The signalling provided in the equipment allows optimum monitoring of the audio signals being processed, with the result that the sound engineer does not need data-processing units which may be unfamiliar to him. The article also discusses the functional and ergonomic principles of the installation.

### Sommaire Pupitre de prise de son à commande numérique pour le studio de radio 10 du RIAS-Berlin

Le RIAS-Berlin a mis en service en 1985 dans un studio de musique classique un pupitre de prise de son de 30 voies à commande numérique, permettant d'enregistrer des productions stéréophoniques sur double piste analogique et numérique.

Le pupitre qui fait l'objet du présent article offre à l'utilisateur l'accès à la technique numérique. Les critères de centralisation des commandes auxquels doivent de plus en plus souvent répondre les pupitres modernes conduisent à une simplification de l'exploitation et donnent lieu à des processus tout à fait nouveaux. La signalisation dont sont équipés les appareils permet une surveillance optimale des signaux audio à traiter, de sorte que le preneur de son n'a pas besoin des appareils de traitement de données qui lui sont souvent encore peu familiers. L'article évoque aussi les principes fonctionnels et ergonomiques de cette installation.

### 1. Aufgabenstellung

Der Gebäudekomplex, in dem sich das Studio 10 des RIAS Berlin befindet, wurde im Zeitraum von 1966 bis 1972 an das Hauptgebäude angebaut und im Rahmen eines Live-Konzerts mit Karl Böhm am 13. September 1972 eingeweiht. Im gleichen Zeitraum wurde auch ein Regietisch in Transistortechnik der ersten Generation geordert, der aufgrund der Verzögerung bei der Fertigstellung des Studios bereits vorher in einem Außenstudio in Betrieb genommen und dann zur Inbetriebnahme 1972 in das neue Studio 10 umgesetzt wurde. Dort tat er bis Ende 1985 erfolgreich seinen Dienst. Eine Erneuerung des Regietisches sowie der weiteren technischen Einrichtungen im Regie- und Studiobereich wurde nun dringend erforderlich. Die Aufgabenstellung lag also darin, die technischen Einrichtungen für ein modernes Mehrzweckstudio zu schaffen.

Das Studio kann mit einer Bestuhlung (für rund 230 Zuhörer) für Live-Konzerte mit kleinerer Besetzung (E- und U-Musik), Hörspiel-Live-Produktionen und Unterhaltungssendungen wie z. B. Quiz, Podiumsdiskussionen oder moderierte Sendungen genutzt werden; ohne Bestuhlung steht es für Produktionen im E-Musik-Bereich, für den RIAS-Kammerchor und Hörspiel-Sonderproduktionen zur Verfügung. Bei der Planung war auch der schlechte Sichtkontakt zu berücksichtigen, der sich aus der besonderen räumlichen Lage des Kontrollraums zum Studio ergibt.

Dies alles erforderte einen Regietisch mit einer breiten Palette unterschiedlicher Funktionen, wenn möglich in flacher Ausführung, also ohne Regietisch-aufsatz.

### 2. Lösungsmöglichkeiten

Die Aufgabenstellung ließ folgende Lösungsmöglichkeiten zu:

- a) konventioneller Regietisch als Fertigprodukt,
- b) konventioneller Regietisch in Sonderkonstruktion,
- c) Regietisch in Sonderkonstruktion mit digitaler Steuerungstechnik,
- d) Regietisch in digitaler Steuerungstechnik mit Bildschirmbearbeitung als Fertigprodukt.

Nach Wertung in unserem Hause entschieden wir uns für die Lösung c), der auch der Vorzug gegeben wurde, weil bei den Mitarbeitern eine gewisse Zurückhaltung zu spüren war, Regieaufgaben am Bildschirm zu erledigen.

Durch Gespräche mit einem Berliner Unternehmen erfuhren wir von der Entwicklung eines neuen Mikrofonverstärkers mit digitaler Steuerungstechnik. Hierbei konnte auf alle bisher üblichen Bedienelemente eines konventionellen Mikrofonverstärkers verzichtet werden, so daß auch der übliche Regietisch-aufsatz bedenkenlos weggelassen werden konnte. Damit war die Forderung erfüllt, einen vom Kontrollraum aus verbesserten Einblick in das Studio zu erhalten.

**Bild 1**

Gesamtansicht des Tonregietisches im Kontrollraum

Der Kostenvergleich zu einer konventionellen Einrichtung in Sonderkonstruktion ergab nur geringe Mehrkosten für die angestrebte Lösung in digitaler Steuerungstechnik. Die mit Einführung der digitalen Steuerungstechnik zu erwartende höhere Wärmeentwicklung im Regietisch zwang dazu, die Stromversorgung außerhalb des Regietisches unterzubringen. Das im Kontrollraum vorgesehene Schrankgestell bot sich auch zur Aufnahme der Stromversorgungseinrichtung an. Es konnte außerdem direkt in einen Klimaabluftkanal integriert werden. Ein weiterer Klimaabluftkanal wurde durch den doppelten Boden des Kontrollraums geführt und unter dem Regietisch angeschlossen.

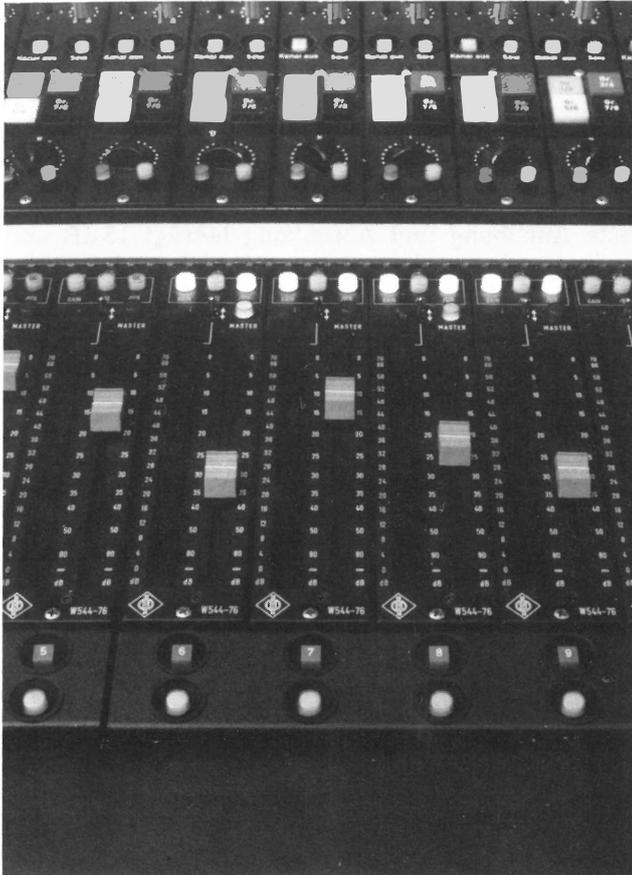
### 3. Der Regietisch

Das Regietischkonzept enthält folgende Einzelheiten:

- 30 Mikrofonkanäle mit Mikrofonverstärker V 576 und Pegelsteller W 544, aufgesplittet über einen Wandverteiler auf 70 Mikrofonanschlüsse,
- 5 hochpegelige Stereokanäle, denen eine aktive Auswahlkreuzschiene vorgeschaltet ist,
- 10 Master-Slave-Gruppen (über digitale Steuereinheit),
- 4 Stereogruppen (für NF-Gruppenbearbeitung) auf 2 Stereosummen,
- 30 Entzerrer W 591 (in die Kanäle über Zentralbedieneinheit und Speichereinheit aufschaltbar),
- Solofunktion für alle Kanäle über Tasten (nicht bei Sendung),
- Kanal-Aus-Funktion für alle Kanäle über Schalter,
- 30 Ausgänge aus dem Mischpult nach dem Mikrofonverstärker V 576, in andere Studios schaltbar,
- 6 Abzweig- und Einspielwege,
- 8 Kompressor-Begrenzer-Expander (über Klinken in alle Kanäle und NF-Gruppen einschleifbar),
- 1 Vorhörssystem,
- 1 Ghielmetti-Miniatur-Signalverteiler,
- 1 Tuchel-Klinkenfeld für externe Fremdgeräte und Meßzwecke,
- 1 Stereo-Sichtgerät (Filbig),
- Kommandosysteme für den Toningenieur und den Produzenten.

Der Aussteuerungs- und der Korrelationsgradmesser wurden in einem separaten Gehäuse untergebracht, das sich über dem Regietisch in beliebiger Stellung zum Toningenieur aufstellen läßt (**Bild 1**).

Der Regietisch enthält 3 mikroprozessorgesteuerte Gerätesysteme, die nachfolgend im Detail beschrieben werden. Alle Gerätetypen haben Rundfunk-Norm-Kassettengröße und erhalten ihre Adressierung im Pult. Bei Ausfall eines Gerätes kann dieses



**Bild 2**  
Das Pegelstellersystem AMR 544

während des Betriebes ausgetauscht werden. Es nimmt seine Einstellung beim Hineinstecken automatisch wieder ein. Dadurch entfällt bei Gerätetausch eine neue Initialisierung des Regietisches. Das Pegelsteller- und das Mikrofonverstärkersystem sind geräte- und softwaremäßig zu einer Einheit zusammengefaßt und ebenso autonom wie das Entzerrersystem.

### 3.1. Das Pegelstellersystem AMR 544

Das autonome mikroprozessorgesteuerte Pegelstellersystem AMR 544 ist ein rechneransteuerbares System mit einer Widerstandsbahn von 110 mm Weglänge. Eine dazu parallel angeordnete LED-Reihe zur Anzeige der eingestellten Dämpfung ist in einer Rundfunk-Norm-Kassette 40 x 190 untergebracht. Diese 32teilige LED-Reihe ist sehr vielseitig verwendbar und zeigt dem Toningenieur stets den Pegel an, der gerade im Steller verarbeitet wird. Es können bis zu 10 Gruppen mit beliebig vielen Stellern gebildet werden, von denen einer zum Master-Steller gemacht werden kann.

Ein Knebeltaster dient zur Einstellung der Gruppennummer. Die Anzeige erfolgt über ein 7-Segment-Display. 4 Leuchttasten und eine zusätzliche rote LED sind zur Aufschaltung der nötigen Funktion vorgesehen (Bild 2).

An der Steller-Widerstandsbahn liegt eine Gleichspannung an. Die von der Bahn abgegriffene Spannung wird durch einen A/D-Wandler digitalisiert und steht damit dem Rechner zur Verfügung. Der

VCA wird über einen D/A-Wandler angesteuert. Die Änderung am Pegelsteller wird somit dem VCA nicht direkt zugeleitet. Das Signal wird erst über den Rechner aufbereitet. Dieses Prinzip bietet daher auch viele Möglichkeiten, die direktspannungsgesteuerte Systeme nicht besitzen. Die aus wirtschaftlichen Gründen gewählte lineare Stellerbahn wird über eine Rechnerkorrektur in einen Arbeitsbereich und einen Ausblendbereich aufgeteilt. Derselbe Rechner ermöglicht auch die sehr komfortable Sub-Gruppenbildung. So kann die Position des Master-Stellers jederzeit knack- und pegelsprungfrei gewechselt werden. Durch diesen freien Master-Wechsel werden große Regietische sehr bedienfreundlich.

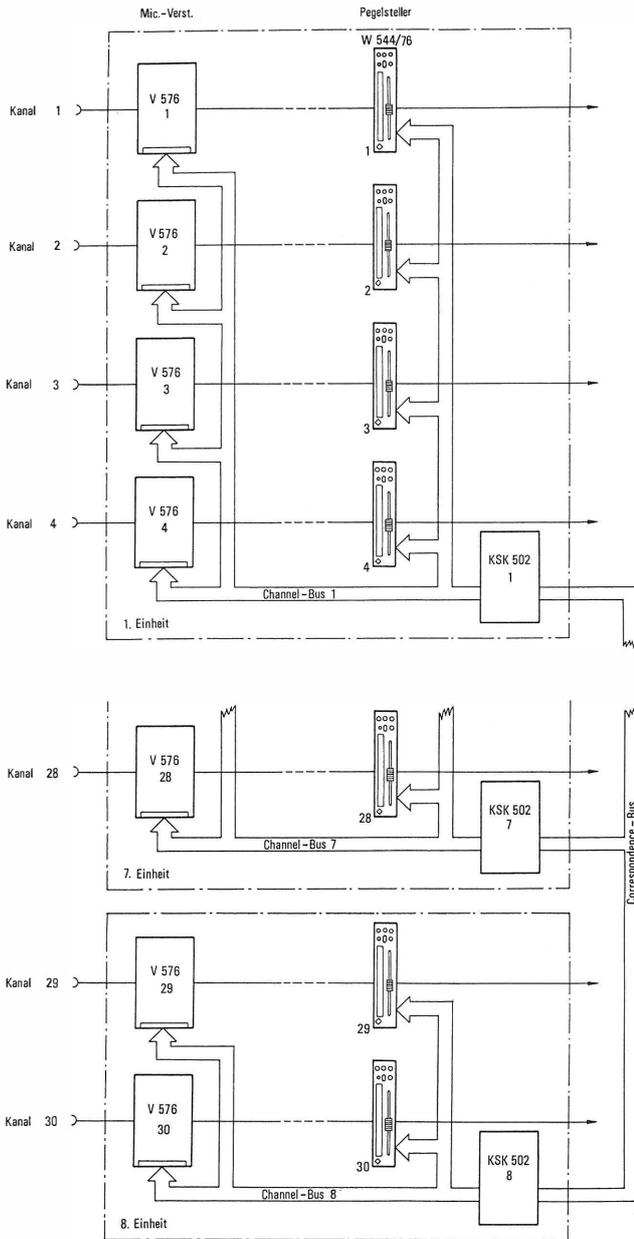
Jeweils 4 Kanalstellern ist eine Kanalsteuerkarte KSK zugeordnet, die im Europakartenformat die zentrale Verbindungsstelle für die mikroprozessorgesteuerten Stellersysteme darstellt. Bei Ausfall der Rechnerkarten geht der Pegelsteller automatisch in eine Fehlposition. Die von diesem Havariefall betroffenen Steller bleiben voll funktionsfähig. Lediglich die Master-Slave-Bildung ist nicht mehr möglich. Der Ausfall des Steuerungssystems wird durch einen Leuchtpunkt im 7-Segment-Display angezeigt (Bild 3).

### 3.2. Das Mikrofonverstärkersystem AMM 576

Die Elektronik des digital ansteuerbaren Mikrofonverstärkers ist auf einer Europakarte untergebracht. 10 dieser Karten lassen sich in je einem 19"-Einschubträger unterbringen und an beliebiger Stelle (auch außerhalb des Regietisches) plazieren. Die Verstärkung ist in einem Bereich zwischen 0 und 70 dB in 35 Stufen zu je 2 dB digital einstellbar. Das Verstärkersystem hat ein Trittschallfilter mit den üblichen Grenzfrequenzen von 80 Hz und 140 Hz. Bedient wird der Mikrofonverstärker wie folgt über den VCA-Kanalsteller:

- Durch Betätigen der Mikrofonselektttaste am Pegelsteller wird dieser in den V-576-Modus gebracht. Der Prozessor errechnet aus dem Ausgangsdatenwert des A/D-Wandlers die Einstellwerte für den Mikrofonverstärker und stellt diesen über den Channel-Bus ein. Mit zwei weiteren Tasten kann das Trittschallfilter eingestellt werden. Bei Betätigung der Selektttaste wird die Verstärkung durch Blinken der im Steller angeordneten LED angezeigt. Ein Verändern des Pegelstellerknopfes in Richtung der blinkenden LED zeigt bei Abschalten des Blinkens die Position, bei der die Verstärkereinstellung des Mikrofonverstärkers erfolgt. Zur Orientierung über den Verstärkungsgrad ist eine zusätzliche Skala aufgebracht. Betätigt man die Mikrofonselektttaste erneut, springt die LED in die Ausgangsposition des Bedienknopfes zurück und zeigt durch Blinken die Stelle an, an der der Knopf positionsfrei werden muß, um die Verstärkung des Kanalstellers zu beeinflussen. Alle anderen vorher latent vorhandenen Einstellungen im Kanalsteller bleiben vom Betätigen der Selektttaste unbeeinflusst und stehen nach erneuter Betätigung der Taste wieder zur Verfügung.

Diese Bedienung eines Mikrofonverstärkers direkt vom Kanalsteller aus ist in der Regietischtechnik neu.



**Bild 3**

**Prozessorsteuerung der Kanalsteller und Mikrofonverstärker**

Auf Wunsch unseres Hauses wurde die Standard-Software für das Steller- und Mikrofonverstärker-system um folgende Funktionen erweitert, die die Arbeit an dem Regietisch erleichtern:

- eine über einen Schlüsselschalter gesteuerte „General-Null-Stellung“ für die Pegelsteller und Mikrofonverstärker,
- eine Eliminierung des im Master-Slave-Betrieb entstehenden Offsets der Einzelpegelsteller über eine bereits vorhandene Taste,
- Overload-Anzeige des Mikrofonverstärkers,
- Solo- und Kanal-Aus-Funktion direkt auf VCA wirkend.

**3.3. Das Entzerrersystem AME 591**

Das autonome mikroprozessorgesteuerte Entzerrersystem AME 591 ist bereits 1981 entwickelt worden und wird inzwischen auch bei anderen Rundfunk-

anstalten erfolgreich eingesetzt. Das Entzerrersystem besteht aus drei Baugruppen (**Bild 4**).

**Der Entzerrer W 591**

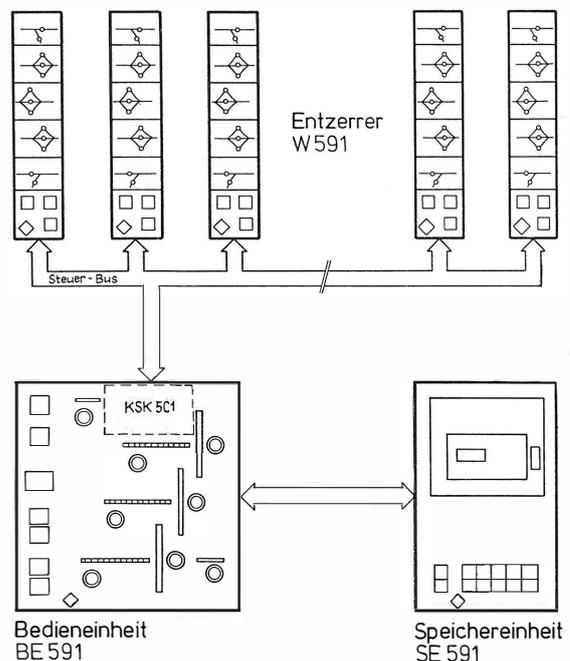
Dieser befindet sich in einer Rundfunk-Norm-Kassette und hat 3 Glockenfilter, 1 Hoch- und 1 Tiefpaßfilter. Mit jedem Glockenfilter können 12 verschiedene Frequenzen eingestellt werden. Die maximale Anhebung und Absenkung beträgt 15 dB und ist in 15 Stufen einstellbar, zusätzlich sind 2 Glockenfiltersteilheiten vorhanden. Bei den Hoch- und Tiefpaßfiltern sind jeweils 4 Grenzfrequenzen und die Linearstellung wählbar. Auf der Frontplatte ist außer den Tasten Selekt, Channel und By-pass durch verschiedenfarbige LEDs eine Grobanzeige der jeweiligen Filtereinstellung untergebracht. Die Anzeige mit ihrer Zuordnung pro Kanal ermöglicht dem Toningenieur eine Übersicht, welchen Betriebszustand das Filter gerade hat.

**Die zentrale Bedieneinheit BE 591**

Diese Einheit stellt sich wie ein vergrößertes Einzel-filter dar, auf dem die nötige Einstellung durch LED-Anzeigen sehr übersichtlich vorgenommen werden kann. Mit Betätigen der „Selekt“-Taste am Entzerrer wird dessen Zustand auf die BE übertragen und seine Bedienung freigegeben. Der nun zugängliche Entzerrer kann neu eingestellt werden. Diese eingestellten Werte können sehr komfortabel mit den zuvor gespeicherten Einstellungen im A/B-Vergleich kontrolliert werden. Dies geschieht über die „Recall-First“-Taste. Auch das Kopieren einer in einem Kanal eingestellten Entzerrung auf beliebig viele andere Kanäle ist über die zentrale Bedieneinheit mit einer einfachen Tastenbetätigung möglich (**Bild 5**).

**Die Speichereinheit SE 591**

Dieses Gerät erlaubt dem Toningenieur, seine eingestellten Entzerrungen in einen Speicher zu übertra-



**Bild 4**

**Prozessorsteuerung des Entzerrersystems AME 591**



**Bild 5**  
Die Zentralbedieneinheit BE 591

gen und über eine 10er-Tastatur beliebig wieder in den Regietisch zu laden. Es lassen sich somit 10 komplette Regietisch-Entzerrungseinstellungen abspeichern und auf Tastendruck wieder abrufen. Ein in der SE 591 integrierter Mini-Digital-Kassettenrecorder ermöglicht das Übertragen von 10 Regietischeinstellungen auf Kassette. Die Daten können dann nach Bedarf jederzeit in den Arbeitsspeicher wieder eingelesen werden und stehen so über die Tastatur zum Abrufen in den Regietisch zur Verfügung.

Bei Ausfall des dem Entzerrersystem zugeordneten Rechners gehen alle Entzerrer automatisch in die By-pass-Stellung. So wird auch hier dem Havariekonzept entsprochen, das den Regietisch weiter betriebsfähig hält.

#### 4. Betriebserfahrungen

Bei der Werksabnahme wurden die Mitarbeiter der Meßtechnik mit der digitalen Steuerungstechnik dieser Regieeinrichtung vor Ort vertraut gemacht. Die Meßprotokolle zeigen nur eine geringfügige Verschlechterung der Störabstände, verglichen mit konventionellen analogen Regietischen bester Qualität.

Für das Entzerrersystem ist schon nach drei Monaten eine gute Akzeptanz vorhanden. Die im System verwendeten Glockenfilter kommen in der Produktionstechnik ein wenig aus der Mode; Entzerrer unterlagen aber schon immer einem gewissen Trend. Als weiterer Vorteil dieses Filters erweist sich die

Möglichkeit, während des Programms nahezu knackfrei umzuschalten. Durch eine raffinierte schaltungstechnische Maßnahme, die während des Schaltvorgangs den Pegel im Millisekundenbereich absenkt, ist eine knackfreie Umschaltung während des Programms möglich.

Das prozessorgesteuerte Mikrofonverstärkersystem, das als Pilotprojekt in unserem Haus läuft, arbeitet bisher störungsfrei und zur Zufriedenheit unserer Toningenieure. Die ergonomischen Vorteile der Einstellmöglichkeit des Vorverstärkers am Kanalsteller sind nach kurzer Zeit einleuchtend und eingängig und führen zu großer Erleichterung bei der Bedienung einer so komplexen Regieeinrichtung. Es hat in den letzten 20 Jahren viele Entwicklungen und Versuche gegeben, Mikrofonverstärker fernzusteuern. Der Aufwand solcher Einrichtungen war immer sehr groß und die Wirtschaftlichkeit damit zweifelhaft. Die digitale Steuerungstechnik ermöglicht Studio-konzepte, wie sie bisher nicht durchführbar waren.

In Zukunft können die Mikrofonverstärker direkt im Studio untergebracht werden. Die Verbindungen zwischen Studio und Regietisch sind dann hochpegelig; dies ist schon aus Gründen der EMV ein anzustrebendes Ziel.

Die erhöhte Stromaufnahme des Regietisches, bedingt durch die digitale Steuerungstechnik, führt bekanntlich zu größerer Erwärmung der Bedienungsflächen im Bereich des Kanalstellers. Die Unterbringung der Netzgeräte in einem separaten Wandgestell im Abluftkanal der Klimaanlage und die Entlüftung des Pultes nach unten haben sich als sehr wirksam erwiesen: Der Regietisch bleibt selbst nach vielen Betriebsstunden noch kühl, was von den Tontechnikern als sehr angenehm empfunden wird.

Die Ausleuchtung des Regietisches bereitete uns zum Zeitpunkt der Inbetriebnahme einige Probleme; da durch eine großflächige Beleuchtung die Signalisierung der digital gesteuerten Geräte stark unterdrückt wurde, haben wir eine punktförmige Strahlerbeleuchtung gewählt, die nur noch Flächen des Regietisches beleuchtet, die keine eigene eindeutige Signalisierung besitzen. Damit wird auch eine sehr angenehme Studioatmosphäre erzielt.

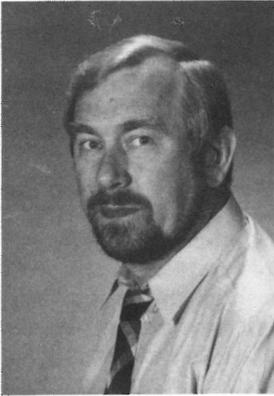
#### 5. Perspektiven

Sollte die digitale Steuerungstechnik von den Mitarbeitern des Hauses weiterhin so positiv angenommen werden, haben wir die Möglichkeit, den Regietisch in einer zweiten Ausbaustufe mit einer übergeordneten Software nachzurüsten und dadurch weitere Funktionen abzuspeichern. Das hieße: andere Arbeitsmethoden bei Produktionen im Studiobereich und neue Perspektiven der Arbeitserleichterung.

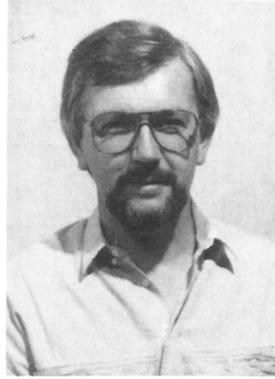
Da das Mikrofon als Wandler und der Mikrofonverstärker uns auch im beginnenden Zeitalter der digitalen Signalverarbeitung noch lange als analoge Geräte erhalten bleiben werden, sehen wir in der Verfeinerung der Software der digitalen Steuerungstechnik für Regiepulte noch eine Zukunft.

Wir danken der Firma Georg Neumann GmbH, Berlin, für die Bilddokumentationen.

### Die Autoren



Ing. Fridolin Peppel (48) studierte nach Abschluß seiner Berufsausbildung Filmtechnik an der Fachhochschule in Berlin. Nach einem Praktikum und beruflichen Erfahrungen in der Filmbranche begann eine langjährige Tätigkeit in der Industrie. Seine Aufgabengebiete waren die Planung und Entwicklung von Tonregieanlagen für den kommerziellen Bedarf. Seit Januar 1986 ist er Leiter der HA Zentraltechnik im RIAS Berlin.



Dipl.-Ing. Günter Brunsch (42) studierte Nachrichtentechnik mit Schwerpunkt Studioteknik und Akustik an der TU Berlin. Nach Tätigkeit am Heinrich-Hertz-Institut Berlin leitet er seit 1972 im RIAS Berlin die Abteilung Betriebsausrüstung. Seine Aufgabengebiete sind Planung und Ausrüstung studioteknischer Anlagen sowie die akustische Betreuung der Studiobauten.

## BETRACHTUNGEN ZUR ZWEIDIMENSIONALEN AUFLÖSUNG VON AUFNAHMERÖHREN IN EINEM HDTV-KAMERASYSTEM<sup>1</sup>

VON WOLFRAM KLEMMER

Manuskript eingegangen am 10. Juli 1986

Fernseh-Aufnahmetechnik

### Zusammenfassung

In Fernsehsystemen hoher Zeilenzahl ist mit einer Überlappung benachbarter Abtaststrahlen in Bildaufnahmeröhren zu rechnen. Diese Überlappung und die generelle Wechselwirkung von Elektronenstrahl und Ladungsbild auf dem Röhrentarget bewirken erhöhte Auflösung (insbesondere in vertikaler Richtung), gutes dynamisches Verhalten (Trägheit), anisotrope Auflösung (abhängig vom Abtaststandard); eine Vergrößerung des Targetdurchmessers bei gleichem Strahlerzeugungssystem führt nicht zu einer proportionalen Auflösungsverbesserung.

Herstellerangaben für Auflösungswerte von Kameraröhren ohne Angabe der Testvorlage und des Abtaststandards sind vorsichtig zu bewerten. Die Nachteile der anisotropen Auflösung können durch eine digitale, zweidimensionale Aperturkorrektur ausgeglichen werden.

### Summary Two-dimensional definition of camera tubes in a high-definition television system

It is to be expected that in television systems with large numbers of lines, there will be some overlap of adjacent scans in the camera tubes. This overlap, and the general effect of interaction between the electron beam and the electronic image, lead to better definition on the tube target (especially in the vertical direction), a good dynamic response (lag), an anisotropic definition (dependent on the scanning standard), and a situation in which an increase in target diameter is not accompanied by a corresponding increase in the definition, assuming the electron gun to be the same.

The manufacturer's data must be carefully studied with regard to the definition of camera tubes, if precise details are not available for a test pattern and for the scanning standard being considered. The disadvantages of anisotropic definition can be compensated by digital two-dimensional aperture correction.

### Sommaire Définition bidimensionnelle des tubes de caméra dans un système de télévision à haute définition

On doit s'attendre, dans des systèmes de télévision avec un nombre de lignes plus élevé, à un recouvrement des faisceaux de balayage voisins dans les tubes de prise de vues. Ce recouvrement et l'effet général d'alternance du faisceau électronique et de l'image électronique entraînent au niveau de la cible du tube une meilleure définition (surtout verticalement), un bon comportement dynamique (rémanence), une définition anisotrope (dépendant de la norme de balayage), un accroissement du diamètre de la cible qui ne s'accompagne pas, avec un canon à électrons identique, d'une amélioration correspondante de la définition.

Il faut examiner attentivement les données du constructeur pour le degré de définition des tubes de caméra en l'absence de précisions sur le modèle d'essai et sur la norme de balayage. Les inconvénients d'une définition anisotrope peuvent être compensés par une correction d'ouverture numérique bidimensionnelle.

### 1. Einleitung

Trotz vieler anderslautender Darstellungen wird die ladungsspeichernde Bildaufnahmeröhre bis weit in die neunziger Jahre der beherrschende Bildaufnehmer in Fernsehkameras höchster Qualität sein. Diese Aussage gilt besonders für die HDTV-Kamera, hier sind CCD-Halbleitersensoren mit entsprechender Bildpunktzahl mittelfristig nicht zu erwarten.

Eines der wichtigsten qualitätsbestimmenden Merkmale eines Kamerasystems ist das Auflösungsvermögen der Bildaufnahmeröhren. Bedingt durch die Wechselwirkung zwischen abtastendem Elektronenstrahl und dem Ladungsbild auf der Signalplatte ist bei der ladungsspeichernden Röhre von einer grundsätzlich unsymmetrischen zweidimensionalen Modulationsübertragungsfunktion auszugehen: Horizontale und vertikale Auflösung können sich beträchtlich unterscheiden. Dieser Effekt hängt insbesondere von der Überlappung benachbarter Abtaststrahlen ab und ist somit in Systemen hoher Zeilendichte – also HDTV-Systemen – besonders zu beachten.

Es wird ein Verfahren zur Messung dieser zweidimensionalen Auflösung vorgestellt, und die so in

verschiedenen hochzeiligen Systemen gewonnenen Ergebnisse werden diskutiert. Der Beitrag schließt mit Überlegungen zu einer digitalen, zweidimensionalen Aperturkorrektureinheit, die die vorher gezeigten Eigenschaften der Aufnahmeröhren berücksichtigt und zu einem ausgeglichenen Gesamtübertragungsverhalten des Kamerasystems führt.

### 2. Die effektive Strahlapertur: eine anschauliche Erklärung

In der einführenden Literatur zur Fernsehtechnik, z. B. [1], wird der zweidimensionale Frequenzgang eines Bildsensors durch die Bewertung einer Bildvorlage gegebener, fester Helligkeitsverteilung mit einer Abtastapertur mit ebenso fester Empfindlichkeitsverteilung beschrieben. Dieser Gedankengang sei mit Hilfe von **Bild 1** kurz dargestellt: Es sei  $v(x, y)$  die Helligkeitsverteilung der Bildvorlage – im Falle einer Bildaufnahmeröhre die Potentialverteilung auf dem Target – und  $a(x, y)$  die Empfindlichkeitsverteilung der Abtastapertur, die mit der Stromdichteverteilung des Elektronenstrahls zu identifizieren ist. Dann ergibt sich die bewertete Helligkeitsverteilung – oder auch räumliche Signalverteilung  $s(x, y)$ , denn durch zeilenweises Auslesen entsteht das Fernsehsignal [2] – durch gewichtete Mittelwertbildung:

<sup>1</sup> Überarbeitetes Manuskript eines Vortrages, gehalten auf der 12. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG), Mainz, 2. bis 6. Juni 1986.

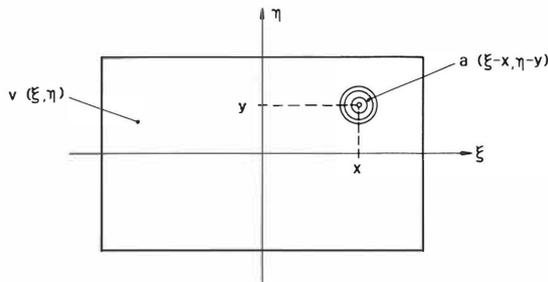


Bild 1

Bewertung einer Bildvorlage  $v$  durch eine Apertur  $a$ 

$$s(x, y) = \iint v(\xi, \eta) \cdot a(\xi - x, \eta - y) d\xi d\eta = v(x, y) * a(-x, -y) \quad (1)$$

$$S(f_x, f_y) = V(f_x, f_y) \cdot A(-f_x, -f_y) \quad (2)$$

Im Ortsfrequenzbereich läßt sich das Signalspektrum also als Produkt der Fouriertransformierten von Helligkeitsverteilung und um  $180^\circ$  gedrehter Aperturempfindlichkeitsverteilung beschreiben:

$$A(-f_x, -f_y)$$

stellt somit den Frequenzgang des Bildsensors dar. Diese Betrachtung liefert richtige Ergebnisse, wenn folgende Bedingungen erfüllt sind:

- Das Abbild der Helligkeitsverteilung auf dem Sensor wird nicht von der Abtastung beeinflusst.
- Die Form der Strahlapertur ist unabhängig von der Art der Abtastung.

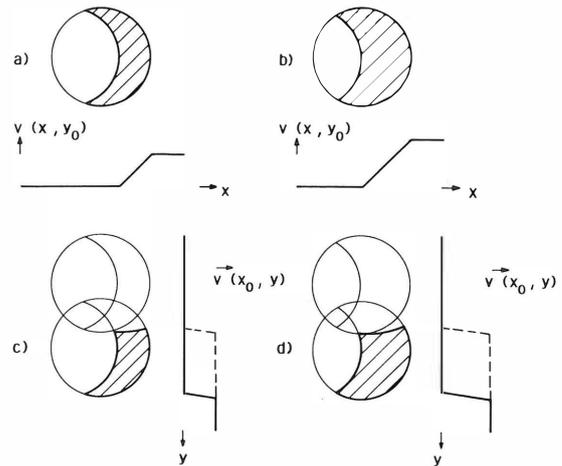
Beide Bedingungen sind etwa für einen Lichtpunkt-Filmabtaster erfüllt, so daß man hier für die realistische Annahme einer gaußförmigen Intensitätsverteilung des Strahles einen gleichermaßen geformten Frequenzgang  $A(f_x, f_y)$  erhält:

$$A(f_x, f_y) = \exp[-(f_x^2 + f_y^2)/f_0^2] \quad (3)$$

Hier liegt ein radialsymmetrischer Frequenzgang vor, horizontale und vertikale Auflösung sind gleich.

Bei der ladungsspeichernden Bildaufnahmeröhre liegen die Verhältnisse gänzlich anders. Durch den Abtastvorgang wird die Ladung auf der Signalplatte abgebaut, das Potentialgebirge  $v(x, y)$  also drastisch verändert; es besteht somit eine Wechselwirkung zwischen Abtaststrahl und dem Abbild der Bildvorlage. Bei der Bildaufnahmeröhre ist deshalb zwischen dem einfallenden Abtaststrahl – mit ebenfalls gaußförmiger Intensitätsverteilung – und dem effektiven, wirksamen Strahlquerschnitt zu unterscheiden. Diese **effektive Strahlapertur** ist eine Funktion der Bildvorlage [Potentialverteilung  $v(x, y)$ ], der Art der Abtastung und der Betriebsparameter der jeweiligen Aufnahmeröhre.

In **Bild 2** soll das Entstehen der effektiven Strahlapertur anschaulich erläutert werden. Zur Vereinfachung habe hier der einfallende Strahl eine kreisförmige Kontur mit darin gleichmäßiger Intensitätsverteilung. Bei geringer abzutastender Ladung (**Bild 2a**) reicht bereits die vordere Flanke des einfallenden Strahls aus, um das Targetpotential  $V$  zu



a: keine Überlappung, geringe Belichtung

b: keine Überlappung, hohe Belichtung

c: Überlappung, geringe Belichtung

d: Überlappung, hohe Belichtung

Bild 2

Einfallender Strahl und effektive Strahlapertur

neutralisieren. Der hintere Teil des Strahls findet keine Ladung mehr vor und ist wirkungslos. Bei **Bild 2b** ist durch stärkere Targetbelichtung mehr Ladung abzutasten, so daß ein größerer Bereich des einfallenden Strahls effektiv ist.

Die Überlappung benachbarter Abtaststrahlen führt zusätzlich zu einer Veränderung der effektiven Apertur in vertikaler Richtung (**Bild 2c** und **2d**). Der Strahl der  $n$ -ten Zeile hat schon Ladungsgebiete im Bereich der  $(n+1)$ -ten Zeile abgelöscht, so daß nur der untere Teil des Strahls wirksam ist. Bereits hier ist zu erkennen, daß die effektive Strahlapertur u. a. abhängig ist von

- Signalstrom (Belichtung)
- Strahlstrom
- Zeilenabstand im Teilbild
- Halbwertsbreite und Intensitätsverteilung des einfallenden Strahls.

**Bild 2** zeigt weiterhin, daß die effektive Strahlapertur eine unterschiedliche Bewertung von horizontal oder vertikal orientierten Strichrastern bewirkt, da die jeweils anzusetzende Integrationsbreite unterschiedlich ist. Bei **Bild 2a** und **2b** ist eine erhöhte Auflösung für senkrechte Strichraster zu erwarten, während bei **Bild 2c** und **2d** eine besonders hohe Auflösung in diagonaler Richtung zu erwarten ist.

Grundsätzlich tritt ein Selbstschärfungseffekt [3] ein, denn die wirksame Apertur ist immer kleiner als der Querschnitt des einfallenden Strahls, d. h. die Auflösung ist immer höher, als man sie bei bekannter Stromverteilung des Abtaststrahls mit Gleichung (2) bestimmen würde. Die Gleichungen (1) und (2) liefern aber richtige Ergebnisse, wenn man für  $a(x, y)$  die Stromverteilung der effektiven Apertur einsetzt und sich auf Testvorlagen  $v(x, y)$  beschränkt, die nur zwei diskrete Werte annehmen [3]. In [3] wird auch ein Verfahren beschrieben, das unter Berücksichtigung nichtlinearer Vorgänge die numerische Berechnung der effektiven Strahlapertur zuläßt.

### 3. Ein Verfahren zur Messung der zweidimensionalen Modulationsübertragungsfunktion

Die numerische Berechnung der effektiven Strahlapertur ist sehr aufwendig, da die iterative Berechnung einer Integralgleichung notwendig ist. Weiterhin ist die genaue Kenntnis der Stromverteilung des einfallenden Abtaststrahls, des nichtlinearen Akzeptanzverhaltens der Schicht sowie der Speicherkapazität erforderlich.

Mit der Testvorlage in **Bild 3** läßt sich der Betrag des zweidimensionalen Frequenzgangs der Aufnahmeröhre meßtechnisch untersuchen. Ein Strichraster mit der betragsmäßig konstanten Ortsfrequenz  $f_0$  wird um den Winkel  $\phi$  zur horizontalen Bezugsachse geneigt und die Antwort des Systems (d. h. die Modulationstiefe des Videosignals) gemessen.

Unter der Voraussetzung, daß die kreisförmige Berandung des Strichrasters so groß gewählt ist, daß das System vollständig einschwingen kann, ist die Testvorlage wie folgt zu beschreiben:

$$v(x, y) = \cos [2\pi (f_{x0}x + f_{y0}y)] = \cos [2\pi f_0 (y \cos \phi - x \sin \phi)] \quad (4)$$

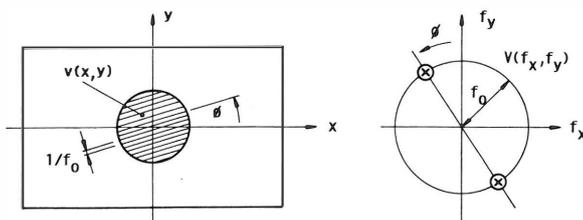
$$V(f_x, f_y) = 0,5 \delta(f_x - f_{x0}, f_y - f_{y0}) + 0,5 \delta(f_x + f_{x0}, f_y + f_{y0}) \quad (5)$$

Die Fouriertransformierte (5) zeigt, daß das zu messende System – die Aufnahmeröhre – mit einer diskreten Ortsfrequenz mit den Komponenten  $f_{x0}$ ,  $f_{y0}$  beaufschlagt wird.

Die Systemantwort – die zweidimensionale Modulationsübertragungsfunktion – kann nun in Abhängigkeit des Abtastwinkels  $\phi$  für diese Ortsfrequenz ( $f_{x0}$ ,  $f_{y0}$ ) mit Hilfe der Modulationstiefe des Videosignals bestimmt werden. Grundbedingung für eine präzise Messung ist ein flacher Frequenzgang des Videoverstärkers, da je nach Winkel  $\phi$  beliebige Videofrequenzen erzeugt werden. Für  $\phi = 90^\circ$  erhält man die horizontale Systemauflösung, für  $\phi = 0^\circ$  die vertikale Systemauflösung.

### 4. Experimentelle Untersuchung des Auflösungsverhaltens

Mit Hilfe der beschriebenen Testvorlage wurde das winkelabhängige Auflösungsvermögen einer 1-Zoll-Saticon-Aufnahmeröhre mit magnetischer Ablenkung und magnetischer Fokussierung (MM) untersucht. Die Messung erfolgte in der Bosch-HDTV-Kamera [4], die mit den Abtaststandards 1249 Zeilen/2 : 1 (Zeilensprung) bzw. 625 Zeilen/1 : 1 (progressiv) betrieben wurde. Bei allen Messungen wurde



**Bild 3**

Testvorlage zur Messung der winkelabhängigen Auflösung

ein Festobjektiv mit Blendenöffnung  $Z = 5,6$  benutzt, dessen Auflösung bei 800 Linien/Bildhöhe 75 % beträgt. Die Untersuchungen erfolgten bei einem Bildseitenverhältnis von 4 : 3 sowie einem nominellen Signalstrom von 300 nA. Die Ortsfrequenz 800 Linien/Bildhöhe erzeugt bei einem senkrecht orientierten Strichraster eine Signalfrequenz von 20 MHz.

Folgende Parameter werden für die Untersuchung der winkelabhängigen Auflösung verändert:

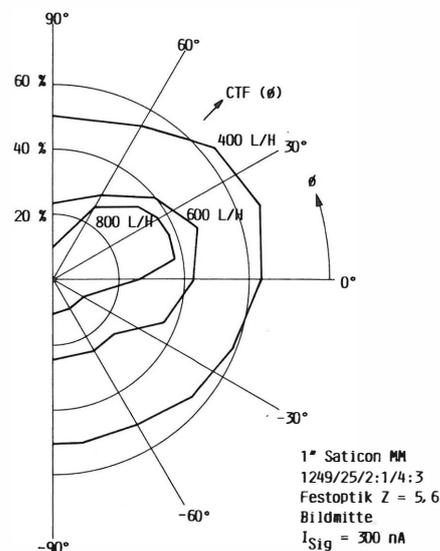
- Betrag der Ortsfrequenz
- Strahlstrom
- Größe des V-Kipps
- Meßort auf dem Röhrentarget (Bildmitte, Bild-ecken).

#### 4.1. Messung der Auflösung in Abhängigkeit der Ortsfrequenz

Durch Veränderung des Abstandes zwischen Kamera und Testvorlage wurden die Ortsfrequenzen 400, 600 und 800 Linien/Bildhöhe (entsprechend 10, 15 und 20 MHz für senkrecht orientiertes Strichraster) erzeugt. **Bild 4** zeigt das Ergebnis der Messung, die weiteren konstantgehaltenen Betriebsparameter können dort entnommen werden. Bei  $\phi = 0^\circ$  kann die vertikale und bei  $\phi = 90^\circ$  die horizontale Auflösung abgelesen werden.

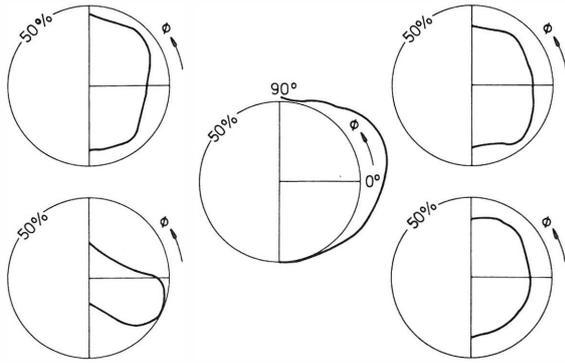
Die Meßkurven sind gemeinsam nach rechts geneigt und zeigen eine maximale Modulation für eine Strichrasterneigung von  $20^\circ$ . Die vertikale Auflösung übersteigt den Wert der horizontalen Auflösung. Nach den anschaulichen Überlegungen in **Bild 2** liegt hier eine starke Überlappung im Teilbild benachbarter Abtaststrahlen vor, die zu einer nahezu waagrecht liegenden effektiven Apertur führt. Die Darstellung in **Bild 4** und in den folgenden Bildern ist so gewählt, daß aus der Kontur der Auflösungsverteilung die prinzipielle Lage der effektiven Strahlapertur direkt abgelesen werden kann.

Durch Unregelmäßigkeiten im Ablenk- und Fokussiersystem einer Bildaufnahmeröhre wird bereits der einfallende Strahl geometrisch verzerrt, so daß



**Bild 4**

Messung der winkelabhängigen Auflösung: Variation der Ortsfrequenzen



Ortsfrequenz: 400 L/H

1" Saticon MM  
12 49 / 25 / 2 : 1 / 4 : 3

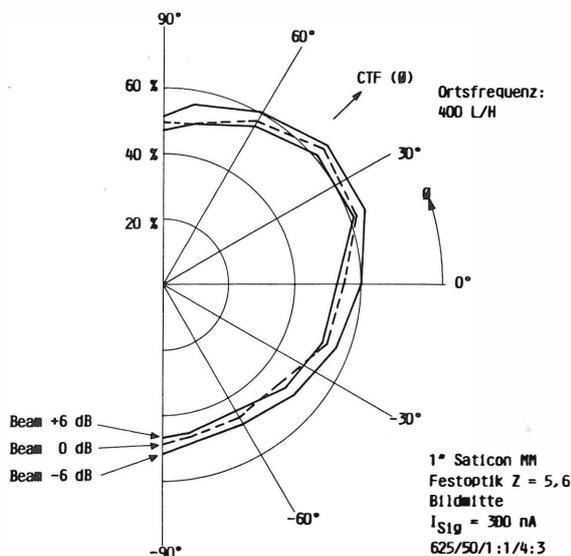
**Bild 5**

Messung der winkelabhängigen Auflösung  
Auflösungsverteilung über die Bildfläche

er von seiner angenommenen kreisförmigen Kontur abweicht. Solche Effekte treten insbesondere am Bildrand und in den Ecken auf. **Bild 5** zeigt das Ergebnis einer Messung zur Auflösungsverteilung über das Bildfeld, wobei mit einer festen Ortsfrequenz von 400 Linien/Bildhöhe in der Bildmitte und in den Ecken gemessen wurde. Das prinzipielle Verhalten der Mittenauflösung bleibt in der einen Diagonale (oben links, unten rechts) erhalten, während die Hauptachse der effektiven Apertur in der anderen Diagonale, insbesondere in der linken unteren Bildecke, stark gedreht ist.

4.2. Messung der Auflösung in Abhängigkeit des Strahlstroms

Die bisherigen Messungen erfolgten für eine normale Einstellung des Strahlstroms, hier mit 0 dB bezeichnet. Dieser Strahlstrom ist in der Lage, ein Signal von 200 % (600 nA) abzutasten. **Bild 6** zeigt das Auflösungsverhalten für eine konstante Ortsfrequenz für die Strahlströme - 6 dB, 0 dB, + 6 dB, d. h.



**Bild 6**

Messung der winkelabhängigen Auflösung:  
Variation des Strahlstroms

für eine Abtastfähigkeit von 100 %, 200 % und 400 %. Die Auswirkung dieser Strahlstromvariation um den Faktor 4 ist überraschend gering und gerade von der Tendenz her zu erkennen.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß die Messung zu **Bild 6** in dem progressiven Abtastformat 625/50/1:1 erfolgte. Der Zeilenabstand benachbarter, d. h. nacheinander geschriebener Zeilen unterscheidet sich nicht von dem entsprechenden Abstand im 1249/25/2:1-System. Erwartungsgemäß konnte in vergleichenden Messungen auch kein Unterschied in der winkelabhängigen Auflösung festgestellt werden.

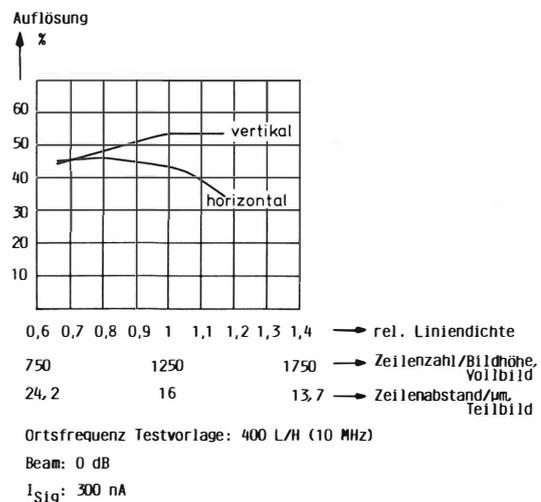
4.3. Messung der Auflösung in Abhängigkeit des Zeilenabstandes

Die effektive Strahlapertur wird hauptsächlich vom Verhältnis der Halbwertsbreite des einfallenden Strahls zum Zeilenabstand im Teilbild bestimmt. **Bild 7** zeigt die Ergebnisse einer Messung, in der bei sonst konstanten Parametern der Zeilenabstand durch Veränderung der vertikalen Ablenksamplitude variiert wurde. Die horizontale Ablenksamplitude – und damit die Signalfrequenz – wurde konstantgehalten.

Die vertikale Auflösung steigt mit abnehmendem Zeilenabstand (entsprechend einer zunehmenden Zeilenzahl) an, da sich die effektive Spothöhe verringert und nur noch vom Zeilenabstand bestimmt wird. Unterhalb eines Zeilenabstandes von 16 µm erreicht die vertikale Auflösung einen Sättigungswert, der mit der schichtspezifischen Auflösung des Saticons zu erklären ist. Die horizontale Auflösung nimmt hingegen mit der Liniendichte ab, da bei zunehmender Strahlüberlappung die effektive Spotbreite in horizontaler Richtung zunimmt.

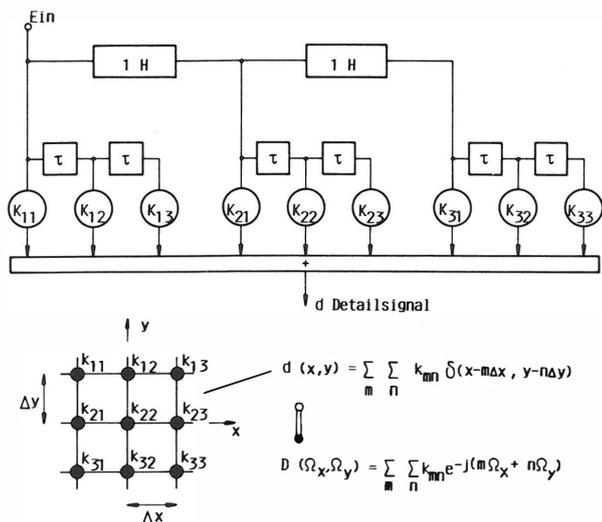
5. Zweidimensionale Aperturkorrektur – unter Berücksichtigung der gefundenen Aufnahmeröhreneigenschaften

Die experimentelle Untersuchung hat gezeigt, daß zumindest im Fernsehsystem hoher Zeilenzahl mit einer anisotropen Auflösung der Kameraröhren zu rechnen ist. Allerdings sei darauf hingewiesen, daß die Ursache für diese Anisotropie – die Strahlüber-



**Bild 7**

Horizontale und vertikale Auflösung bei Variation des V-Kipps



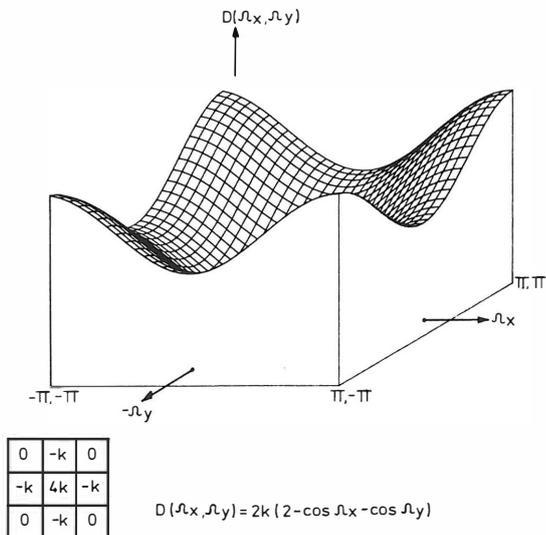
**Bild 8**  
Zweidimensionale digitale Aperturkorrektur

lappung – keine schlechte Eigenschaft ist. So gewährleistet sie

- eine erhöhte vertikale Auflösung,
- gutes dynamisches Verhalten (geringe Trägheit), da die Ladung unmittelbar abgebaut wird, also keine Ladung zwischen den Zeilen stehenbleibt.

Die erhöhte Auflösung in einer diagonalen Richtung ist allerdings weitgehend wertlos, da diagonale Strukturen in natürlichen Bildvorlagen nur mit geringer Wahrscheinlichkeit auftreten und die diesbezügliche Empfindlichkeit des visuellen Systems beim Menschen klein ist [5, 6]. Es ist deshalb nach Möglichkeiten zu suchen, die beiden diagonalen Richtungen im Ortsfrequenzbereich unterschiedlich zu bewerten, dies erscheint insbesondere aus Störabstandsgründen empfehlenswert.

Die Chance dazu bietet eine digitale zweidimensionale Aperturkorrektur, die eine „verschachtelte“ Struktur der H- und V-Korrekturkomponenten auf-



**Bild 9**  
Zweidimensionale Aperturkorrektur:  
H, V-Serienschaltung

weist. In **Bild 8** ist die Bildung des Detailsignals am Beispiel einer 3 x 3-Struktur dargestellt. Dieses Detailsignal wird später – nach linearer und nichtlinearer Bewertung – dem Hauptsignal zugemischt. Die Zeilenverzögerung 1 H bewirkt eine örtliche Verschiebung um  $\Delta y$  in vertikaler Richtung, d. h. um eine Zeilenbreite bei Progressivabtastung bzw. um zwei Zeilenbreiten in einem Interlace-System.

Das Verzögerungsglied  $\tau$  bewirkt eine räumliche Verschiebung  $\Delta x$  in horizontaler Richtung, so daß man für die Anregung des Detailsignalformers mit dem Eingangssignal  $\delta(x, y)$  die Impulsantwort  $d(x, y)$  als zweidimensionale Folge von Diracimpulsen erhält, die mit den Koeffizienten  $k_{mn}$  gewichtet sind:

$$d(x, y) = \sum_m \sum_n k_{mn} \cdot \delta(x - m\Delta x, y - n\Delta y) \quad (6)$$

$$D(\Omega_x, \Omega_y) = \sum_m \sum_n k_{mn} \cdot e^{-j(m\Omega_x + n\Omega_y)} \quad (7)$$

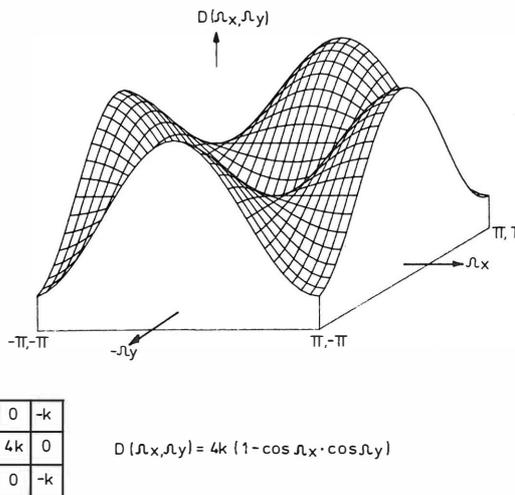
Der Frequenzgang  $D(\Omega_x, \Omega_y)$  folgt durch zweidimensionale Fouriertransformation, und für die Entnormierung gilt:

$$\Omega_x = 2\pi f_x \Delta x = 2\pi \tau \cdot f_{\text{VIDEO}} \quad (8)$$

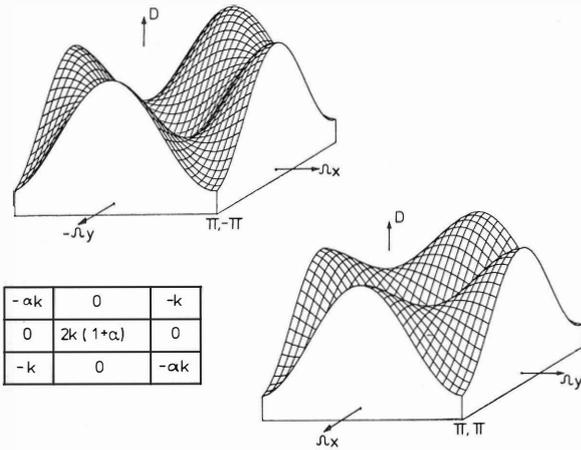
$$\Omega_y = 2\pi f_y \Delta y = 2\pi \cdot i/N' \cdot f_y/\text{cph} \quad (9)$$

- mit  $N'$  = aktive Zeilenzahl,  
 $f_y/\text{cph}$  = vertikale Ortsfrequenz in Perioden/  
Bildhöhe,  
 $i$  = Interlace-Zahl.

Die **Bilder 9, 10** und **11** zeigen Beispiele für den Detailsignalfrequenzgang für verschiedene Koeffizientensätze. Der Frequenzgang in **Bild 9** entspricht dem Verhalten einer Serienschaltung von horizontaler und vertikaler Signalkorrektur mit mäßiger Anhebung in rein horizontaler und vertikaler Richtung und starker Überhöhung für diagonale Frequenzanteile. Dieser Effekt ist unerwünscht (Rauschen). Weit aus günstiger ist die Anordnung in **Bild 10** mit starker Unterdrückung diagonalen Frequenzkomponenten. **Bild 11** zeigt die gewünschte Konstellation mit



**Bild 10**  
Zweidimensionale Aperturkorrektur:  
Unterdrückung diagonalen Frequenzanteile



$$D(\Omega_x, \Omega_y) = 2k [1 + \alpha \cos(\Omega_x + \Omega_y) - \alpha \cos(\Omega_x - \Omega_y)]$$

hier:  $\alpha = 0,5$

**Bild 11**

**Zweidimensionale Aperturkorrektur:  
Unterschiedliche Bewertung diagonalen Frequenzanteile**

ungleicher Behandlung der diagonalen Frequenzanteile: Durch unsymmetrische Wahl der Koeffizienten erhält man dieses Ergebnis. Bezogen auf die maximale Anhebung (100 %) bei rein horizontalen und vertikalen Frequenzen beträgt in diesem Beispiel die maximale Anhebung in der einen Diagonale 55 % gegenüber 27 % in der anderen Diagonale.

Der Verfasser dankt den Herren H. Eschelbach, R. Kirschenstein und M. Pohl für die freundliche Unterstützung bei Meß- und Programmierarbeiten.

**SCHRIFTTUM**

- [1] Pearson, D. E.: Transmission and display of pictorial information. Pentech. Press, London 1975, S. 62 bis 67.
- [2] Paulus, E.: Über den Zusammenhang zwischen dem Spektrum des Videosignals und der zweidimensionalen Fouriertransformierten der Bildvorlage. Frequenz 34 (1980), S. 330 bis 333.
- [3] Kurashige, M.: Effect of self-sharpening in low-velocity electron-beam scanning. IEEE Trans. on Electron Devices 29 (1982), S. 1570 bis 1579.
- [4] Klemmer, W.: Kamertechnik für hochauflösende Fernsehsysteme. Fernseh- und Kino-Tech. 39 (1985), S. 224 bis 228.
- [5] Keskes, N.; Kretz, F.; Maitré, H.: Statistical study of edges in TV pictures. IEEE Trans. on Communications Vol. COM-27 (1979), S. 1239 bis 1247.
- [6] Watanabe, A.; Mori, T.; Nagata, S.; Hiwataishi K.: Spatial sine-wave responses of the human visual system. Vision Research 8 (1968), S. 1245 bis 1263.

**Der Autor**

Dipl.-Ing. Wolfram Klemmer (31) studierte Nachrichtentechnik an der Technischen Hochschule in Darmstadt. Seit 1982 ist er Mitarbeiter in der Vorentwicklung HDTV der Robert Bosch GmbH, Geschäftsbereich Fernsehanlagen (seit 2.7.1986 BTS - Broadcast Television Systems GmbH), Darmstadt. Er leitet dort seit Anfang 1985 das Entwicklungslabor „HDTV-Kamera“.

## EIN GRAFIK-DISPLAY FÜR SCHNITTSYSTEME<sup>1</sup>

VON ALEXANDER SCHERTZ UND MICHAEL TURAU

Manuskript eingegangen am 17. November 1986

Magnetbandaufzeichnungstechnik

### Zusammenfassung

Beim elektronischen MAZ-Schnitt hat es der Cutter häufig mit einer Vielzahl von achtziffrigen Zeitcodewerten zu tun. Bei der bisher ausschließlich verwendeten digitalen Zeitcodeanzeige ist es oft schwer, den Überblick zu behalten. Deshalb wurde im Institut für Rundfunktechnik als Ergänzung zu MAZ-Schnittsystemen ein Grafik-Display entwickelt, das alle relevanten Zeitcodewerte in eine analoge grafische Darstellung in Form von farbigen Balken umsetzt.

Dargestellt werden die gerade zur Bearbeitung anliegenden Master- und Slave-Schnittdaten, die Master-Daten von sämtlichen bereits bearbeiteten Takes, die aktuellen Bandpositionen relativ zu den gezeigten Takes und die Maschinenzustände. Über ein eigenes Tastenfeld am Bedienpult kann der Benutzer den darzustellenden Informationsschnitt und die Art der Darstellung modifizieren.

### Summary Graphic display unit for VTR editing systems

During electronic VTR editing, the video editor is often confronted by a large number of eight-figure time code numbers. Until now timing indications are given exclusively in numerical form but it is in many cases difficult to maintain an overall view of the process. For this reason, the Institut für Rundfunktechnik has developed an accessory for VTR editing systems which takes the form of a graphic display showing all the time code values as coloured bars.

The display includes master and slave edit data, master data for the takes that have already been edited, the precise position of the tape with regard to the current take, and the machine status. A keyboard in the console enables the operator to modify the edit information and the manner in which the information is displayed.

### Sommaire Dispositif d'affichage graphique pour des systèmes de montage sur magnétoscope

Dans le processus de montage électronique sur magnétoscope, le monteur est souvent confronté à une multitude de codes temporels à huit chiffres. L'emploi de repères temporels jusqu'à présent exclusivement numériques permet difficilement dans bien des cas de conserver une vue d'ensemble du processus. Pour cette raison, l'Institut für Rundfunktechnik a mis au point pour les systèmes de montage sur magnétoscope un dispositif d'affichage graphique qui représente toutes les valeurs des codes temporels sous forme de barres en couleur.

Les instructions de montage primaires et secondaires, les indications primaires des plans déjà montés, la position actuelle de la bande par rapport aux plans repérés et les états de l'appareil sont représentés. Un clavier permet à l'opérateur de modifier à la console les directives de montage à représenter et le mode de représentation.

### 1. Einleitung

Elektronische MAZ-Schnitte werden bekanntlich anhand eines achtstelligen Zeitcodes (Stunden, Minuten, Sekunden, Bilder) festgelegt. Computergesteuerte Schnittsysteme kommen natürlich problemlos mit solchen Daten zurecht. Aber auch die Benutzer solcher Systeme müssen ihre Aufmerksamkeit zum Teil auf diese Zeitcodewerte richten. Dabei interessiert sie natürlich nicht ein einzelner Wert an sich. Es geht um Differenzen zwischen verschiedenen Werten: Wie lang ist ein Take? Welcher Bild-Ton-Versatz wurde programmiert? Wann wird beim Schnitt der nächste Ein- oder Ausstieg erreicht? Wieviel Zeit bleibt noch bis zum Ende einer Überblendung?

Die digitale Zeitcodedarstellung ist zur schnellen Abschätzung solcher Differenzen kaum geeignet. Verlangt sie doch vom Benutzer, zwei achtziffrige Werte in den Einheiten Stunden, Minuten, Sekunden und Einzelbildern zu lesen und schnell voneinander zu subtrahieren. Und dabei ist zu bedenken, daß schon für einen ganz einfachen Schnitt sechs Zeitcodewerte relevant sind: Ein- und Ausstieg bei Master und Slave sowie die aktuellen Bandpositionen. Bei einem A/B-Roll-Schnitt mit Bild-Ton-Versatzen sind es bis zu 27 verschiedene Zeitcodewerte mit insgesamt 216 Ziffern!

Schon beim Ablesen einer Uhr ziehen viele Menschen eine analoge Darstellung der digitalen vor, obwohl man sich dabei zumeist nur für vier Ziffern interessiert. Es ist also naheliegend, die vielen Ziffern, die für den MAZ-Schnitt relevant sind, in eine möglichst anschauliche analoge Darstellung umzusetzen.

Zu diesem Zweck wurde am Institut für Rundfunktechnik ein sogenanntes Grafik-Display für den MAZ-Schnitt entwickelt. Diesem Gerät werden alle notwendigen Informationen über eine Schnittstellenleitung vom Bedienpult des Schnittsystems übermittelt. Daraus wird eine grafische Darstellung abgeleitet, die man auf einem Monitor betrachten kann. Das Grafik-Display kann den MAZ-Cutter bei folgenden Schritten seiner Arbeit unterstützen:

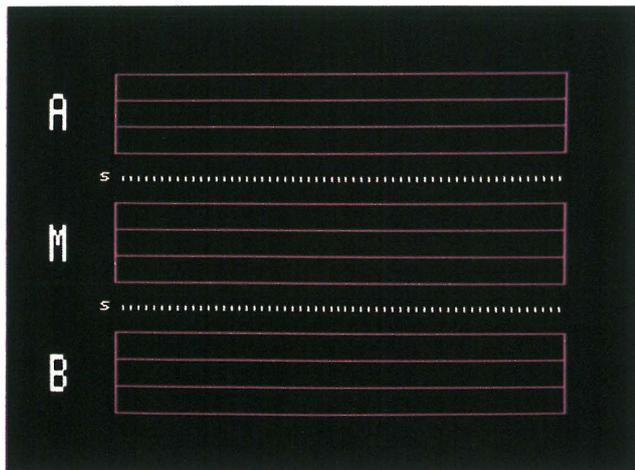
- bei der Festlegung von Schnitten,
- bei der anschließenden Ausführung,
- bei nachträglichen Änderungen.

Am Ende des Aufsatzes wird noch kurz auf die Schnittstelle des Grafik-Displays zum Bedienpult des Schnittsystems eingegangen.

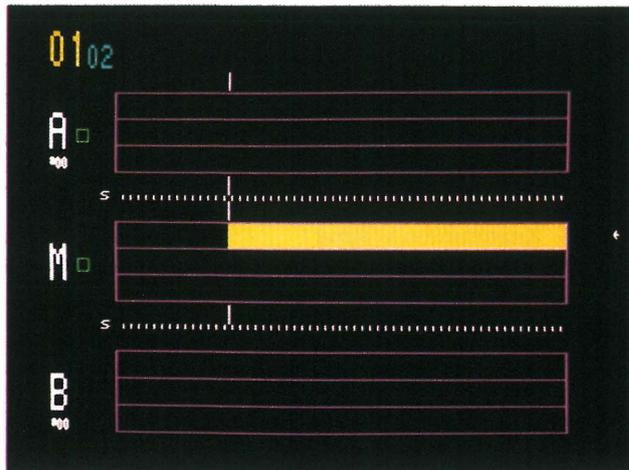
### 2. Funktionen des Grafik-Displays

Nach dem Einschalten des Grafik-Displays erscheint ein Grundschema auf dem Monitor (**Bild 1**). „M“ steht für „Master“ (aufzeichnende Maschine), „A“ und „B“ für die zuspieldenden Slave-Maschinen.

<sup>1</sup> Überarbeitetes Manuskript eines Vortrages, gehalten auf der 12. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG), Mainz, 2. bis 6. Juni 1986.



**Bild 1**  
Grundschema der grafischen Darstellung



**Bild 3**  
Festlegung eines Video-Einstieges für die Master-Maschine

In den Rahmen werden die Schnittdaten für die jeweiligen Maschinen in Form von farbigen Balken dargestellt, getrennt für Video, Audio 1 und Audio 2. Zwischen den Rahmen befindet sich ein Maßstab. Der Abstand zwischen zwei Linien entspricht hier einer Sekunde, wie das Symbol „s“ links neben den Maßstäben zeigt.

**2.1. Darstellung geplanter Schnitte**

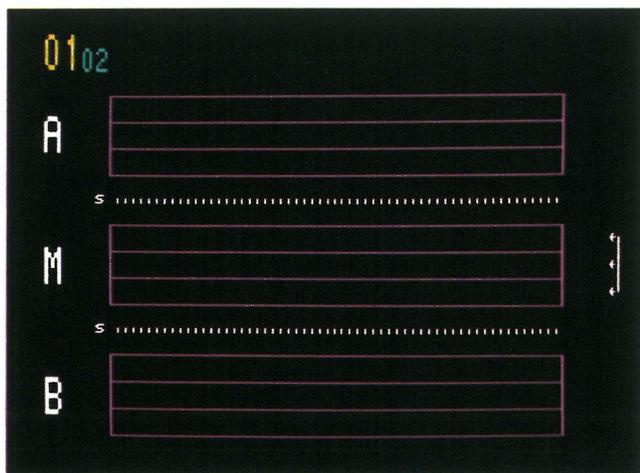
Wenn der Benutzer des Schnittsystems die Daten für einen MAZ-Schnitt festlegen will, wählt er zunächst ein Take-Register an, in dem die Daten elektronisch abgespeichert werden können. Auf dem Monitor des Grafik-Displays erscheinen daraufhin die Nummern des angewählten und des folgenden Registers mit verschiedenen Farben (**Bild 2**). Die Pfeile rechts neben dem Rahmen zeigen, welche Maschine und welche Spuren der Benutzer zur Dateneingabe vorgewählt hat. Vertikale Linien ober- und unterhalb der Rahmen symbolisieren die aktuellen Bandpositionen der beteiligten Maschinen (**Bild 3**).

Nehmen wir an, daß der Benutzer nun die aktuelle Position des Master-Bandes als Einstieg für die Video-Spur übernimmt. **Bild 3** zeigt das Resultat in der grafischen Darstellung. Es ist ein Balken von

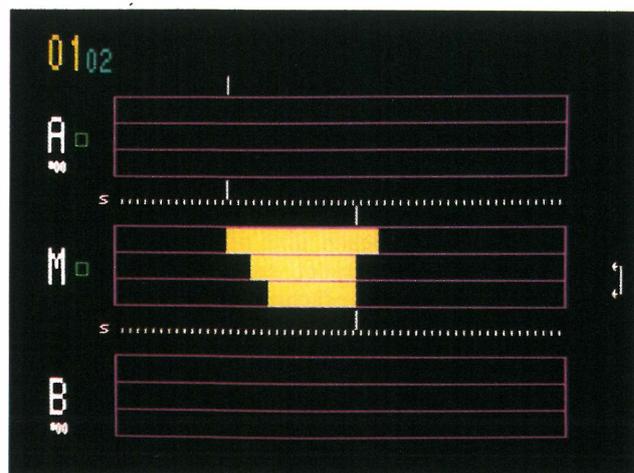
der aktuellen Master-Position bis zum rechten Rand des Rahmens entstanden. Er stimmt farblich mit der Nummer des angewählten Registers überein. Es ist noch kein Ausstieg festgelegt („open end“). **Bild 4** zeigt die grafische Darstellung nach der Festlegung aller Master-Daten. Als nächstes werde ein Video-Einstieg für Slave A gewählt (**Bild 5**). Die Markierungen an den Slave-Balken weisen darauf hin, daß die jeweiligen Daten berechnet sind.

Rechts neben den Rahmen ist jetzt eine weitere Linie zu sehen, die auf die Video-Spur von Master und Slave zeigt. Damit wird angedeutet, daß für diese Spuren zwei korrespondierende Werte für Master und Slave frei gewählt worden sind (nämlich die Video-Einstiege). Die Relation zwischen Master- und Slave-Daten wurde also auf dieser Spur hergestellt.

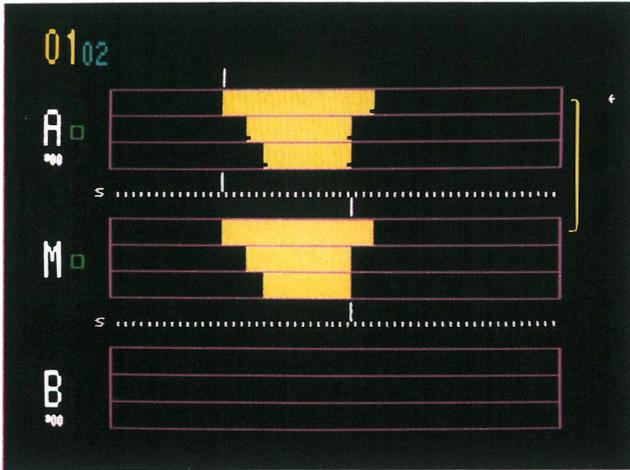
Die Hinweise auf berechnete Werte und auf die Spur, auf der die Relation zwischen Master- und Slave-Daten (Offset) festgelegt wurde, ist unter Umständen nützlich, wenn die eingegebenen Daten wieder geändert werden sollen. Wenn z. B. einer der Werte modifiziert wird, durch die der Offset definiert ist, werden alle berechneten Werte neu be-



**Bild 2**  
Anwahl eines Take-Registers am Bedienpult

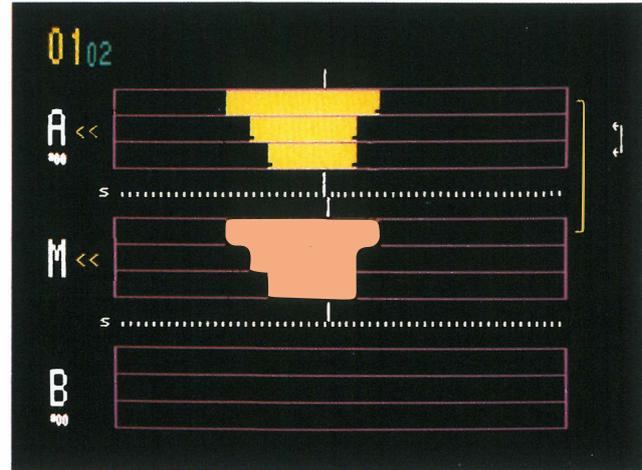


**Bild 4**  
Festlegung sämtlicher Daten für die Master-Maschine



**Bild 5**

Festlegung eines Video-Einstieges für die Slave-Maschine und Berechnung der übrigen Slave-Daten durch das Bedienpult



**Bild 7**

Beginn einer Schnittausführung: Suchlauf auf die Ausgangsposition

stimmt. Dadurch können sinnlose Kombinationen entstehen (z. B. Ausstieg vor Einstieg), so daß der Computer des Schnittsystems die gewünschte Änderung ablehnen muß. Das Grafik-Display hilft in dieser Situation dem Benutzer, die Ursache der entsprechenden Fehlermeldung des Schnittsystems zu verstehen und einen Ausweg zu finden.

**Bild 6** zeigt die Vorbereitung eines A/B-Roll-Schnitts. Die Daten wurden in zwei aufeinanderfolgenden Registern festgelegt. Die Farben der Balken stimmen jeweils mit den Farben der entsprechenden Registernummern überein. Der Überlappungsbereich hat eine eigene „Mischfarbe“. Das Grafik-Display bringt generell die Daten im angewählten und im darauffolgenden Take-Register in dieser Weise zur Anzeige.

## 2.2. Darstellung des Schnittablaufes

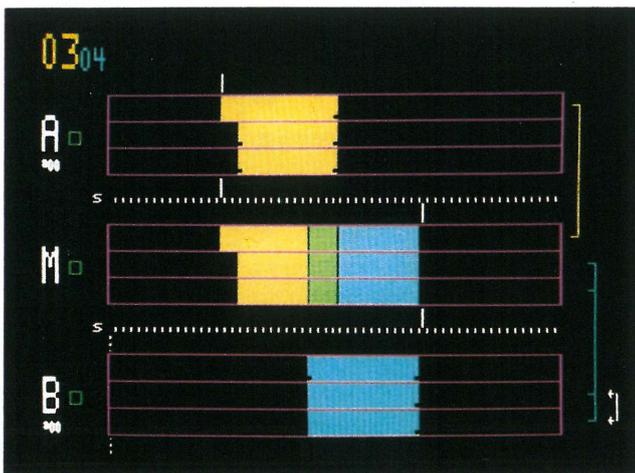
Bei der Schnittausführung sind neben den aktuellen Bandpositionen relativ zu den Ein- und Ausstiegen die MAZ-Zustände von Interesse. Sie werden links neben den Rahmen durch folgende Symbole angezeigt:

- Stop
- >> Schneller Vorlauf
- << Schneller Rücklauf
- > Play
- \* Record (auf einer Spur).

Die Farbe der Symbole ist Rot bei Record, Gelb, wenn die Maschine an einem Prozeß beteiligt (und dabei nicht in Aufnahme) ist, ansonsten Grün.

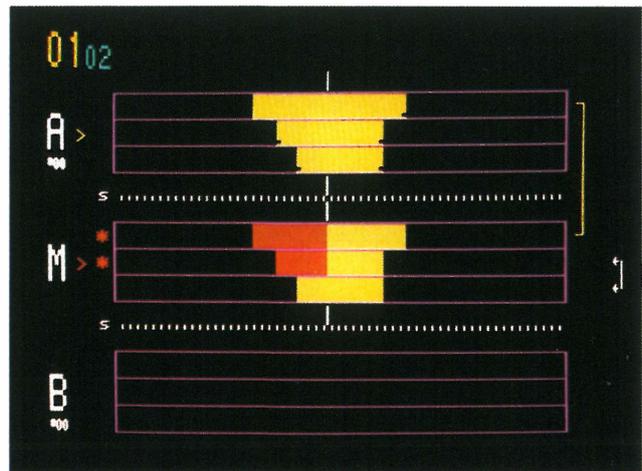
**Bild 7** zeigt den Beginn einer Schnittausführung. Die beteiligten Maschinen befinden sich im Suchlauf auf ihre Ausgangspositionen. In **Bild 8** hat die Zuspieldung bereits begonnen. Master ist dabei auf Video und Audio 1 in Aufnahme. Neben den Zustandsymbolen zeigen dies die mit dem Fortschreiten der Positionslinie wachsenden roten Balken.

Ein A/B-Roll-Schnitt stellt sich auf dem Monitor des Grafik-Displays als eine Art Stafettenlauf dar. Zunächst laufen die Positionslinien der Master- und der Slave-A-Maschine nebeneinander her, dann wird die Positionslinie von Slave B gewissermaßen in den Überlappungsbereich mitgezogen. Danach bleibt die Slave-A-Position stehen, während die Positionslinien



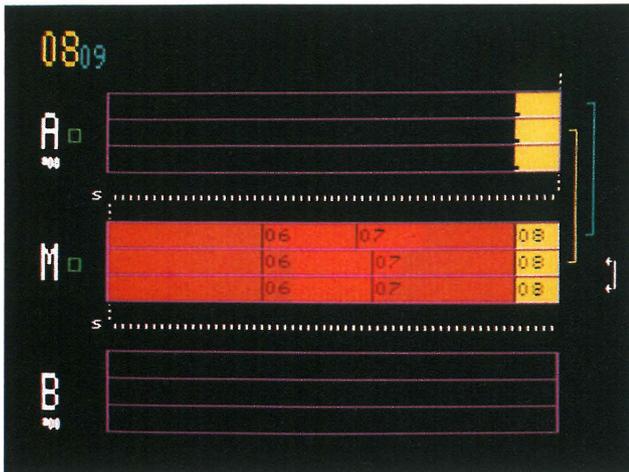
**Bild 6**

Vorbereitung eines A/B-Roll-Schnittes

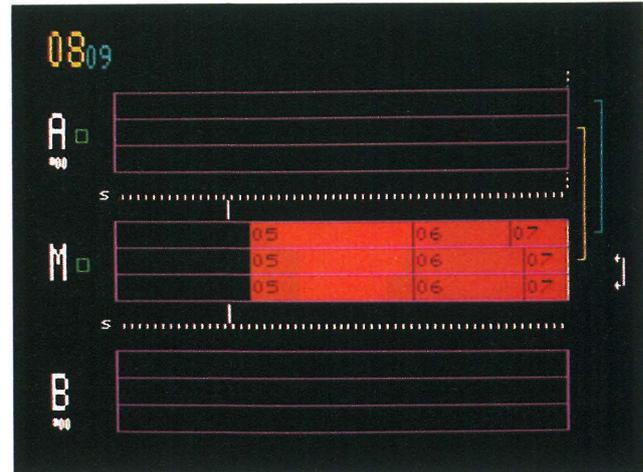


**Bild 8**

Nach Beginn der Zuspieldung: Master-Maschine auf Video und Audio 1 in Aufnahme



**Bild 9**  
Darstellung der bearbeiteten Takes



**Bild 11**  
Aktualisierung der Darstellung auf die Master-Position  
(Verschiebung von Bild 9)

von Master und Slave B noch weiterlaufen. Das Grafik-Display gibt dem MAZ-Cutter auch bei diesem komplexen Vorgang ständig einen Überblick über die Aktivitäten der beteiligten Maschinen. Insbesondere kann er leicht die Annäherung an den Anfang und an das Ende des Überlappungsbereichs verfolgen und z. B. eine Überblendung regeln.

### 2.3. Darstellung der ausgeführten Schnitte

Die Master-Daten der ausgeführten Schnitte werden durch rote Balken mit den Nummern der Take-Register, in denen Daten festgelegt wurden, wiedergegeben (Bild 9). Das Grafik-Display kann die Daten von maximal 200 Schnitten (mit versetztem Bild/Ton) abspeichern. Wird diese Zahl überschritten, erscheint auf dem Monitor die Meldung „Buffer Full“. Das Gerät muß dann neu initialisiert werden.

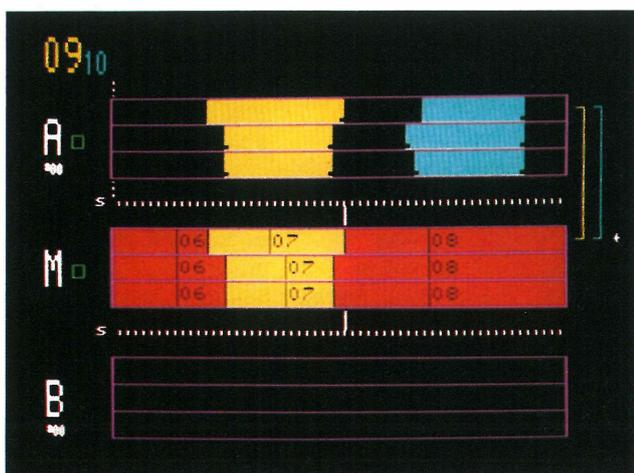
Wenn sich die Darstellungen der ausgeführten Schnitte und der Daten im angewählten und dem darauffolgenden Register überlagern, bestimmen die zuletzt genannten Daten die Farbe der Balken. Die ausgeführten Schnitte sind aber noch durch die Ein- und Ausstiege (vertikale dunkle Linien) und die Registernummern zu erkennen. Zu einer solchen kom-

bierten Darstellung kommt es u. a. unmittelbar nach der Ausführung eines Schnittes. Die roten Balken, die während der Schnittausführung entstanden sind, werden in diesem Augenblick wieder durch gelbe und blaue Balken ersetzt, die nun aber die Nummer des jeweiligen Take-Registers enthalten. Wählt man anschließend ein leeres Take-Register an, treten rote Balken mit Nummern an die Stelle der kombinierten Darstellung.

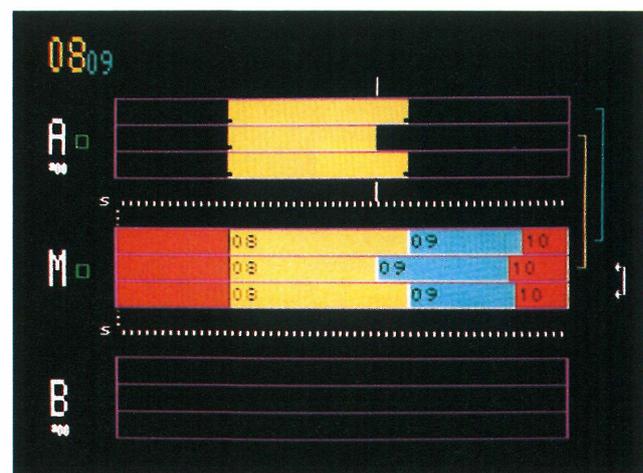
Die kombinierte Darstellung ist vor allem für die Festlegung von Insert-Schnitten recht nützlich (Bild 10). Man sieht nämlich, welche früher aufzeichneten Takes gelöscht werden, wenn man den geplanten Insert-Schnitt ausführt.

### 2.4. Wahl des darzustellenden Informationsausschnitts

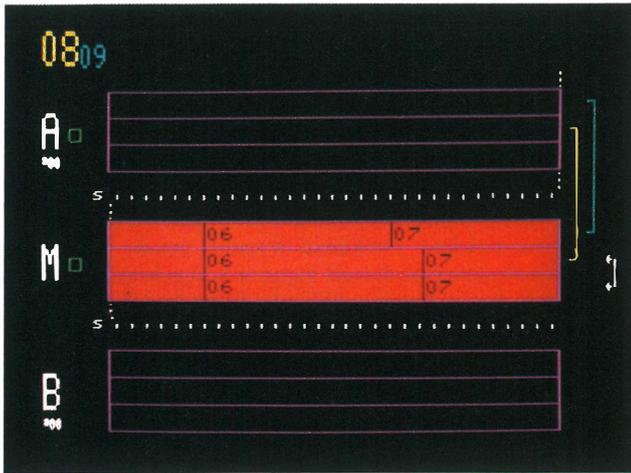
Im allgemeinen können nicht alle Schnitte auf einmal dargestellt werden. Deshalb hat der Benutzer verschiedene Möglichkeiten, die Darstellung so zu manipulieren, daß er den gewünschten Informationsausschnitt sieht. Dazu ist am Bedienpult des Schnittsystems ein eigenes Tastenfeld vorhanden. Die Dar-



**Bild 10**  
Festlegung eines Insert-Schnittes

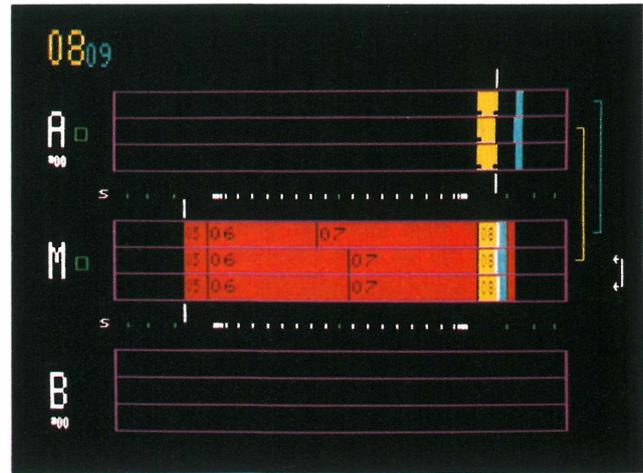


**Bild 12**  
Aktualisierung der Darstellung auf die Master-Einstiege  
im angewählten Take-Register  
(Verschiebung von Bild 9 oder Bild 11)



**Bild 13**

Vergrößerung des Maßstabes gegenüber Bild 9



**Bild 15**

Darstellung mit zum Rand hin gestauchtem Maßstab

stellung kann nach links oder nach rechts verschoben werden, so daß ein Teil des bisher wiedergegebenen Bandbereichs den Darstellungsbereich verläßt und dafür ein bisher unsichtbarer Bereich ins Bild rückt. Man kann auch die Darstellung gezielt auf die aktuelle Master-Position oder auf die Daten des angewählten Take-Registers aktualisieren. Dabei wird das Bild so verschoben, daß die aktuelle Master-Positionslinie (**Bild 11**) bzw. der früheste Master-Einstieg im angewählten Take-Register (**Bild 12**) einer bestimmten Stelle im Darstellungsbereich entspricht.

Außerdem kann der Zeitcode-Maßstab in neun Schritten von Sekunden bis zu Stunden geändert werden (Beispiele: **Bild 13** und **14**). Ein Buchstabe links neben dem Maßstab gibt an, ob der Abstand zweier Marken eine Sekunde (s), eine Minute (m) oder eine Stunde (h) repräsentiert. Wenn man einen bestimmten Ausschnitt genauer sehen will und dabei einen groben Überblick über das „Drumherum“ behalten möchte, bietet sich eine Art logarithmische Darstellung an (**Bild 15**), bei der der Maßstab im mittleren Darstellungsbereich am größten ist und zum Rand hin immer kleiner wird.

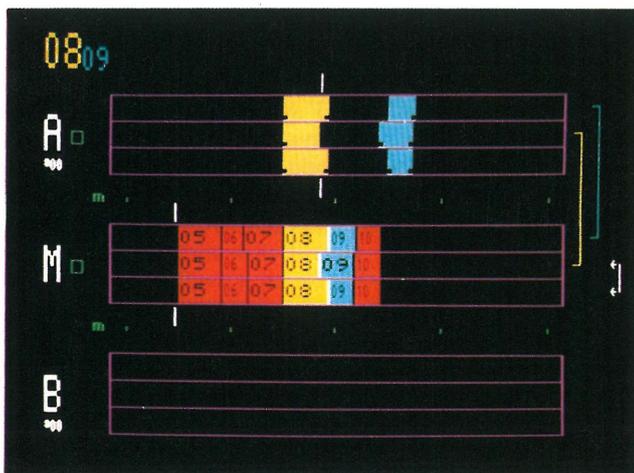
Schließlich kann man die Schnittdaten noch in einem schematischen Balkendiagramm betrachten, bei

dem die Abstände aufeinanderfolgender Ein- und Ausstiege auf eine einheitliche Länge normiert sind (**Bild 16**). Bei dieser Art der Darstellung werden also auch winzigste Bild-Ton-Versätze, die bei natürlicher Darstellung auch mit dem größtmöglichen Maßstab nicht mehr zu erkennen sind, mit der Einheitslänge abgebildet.

### 3. Schnittstelle zum Bedienpult

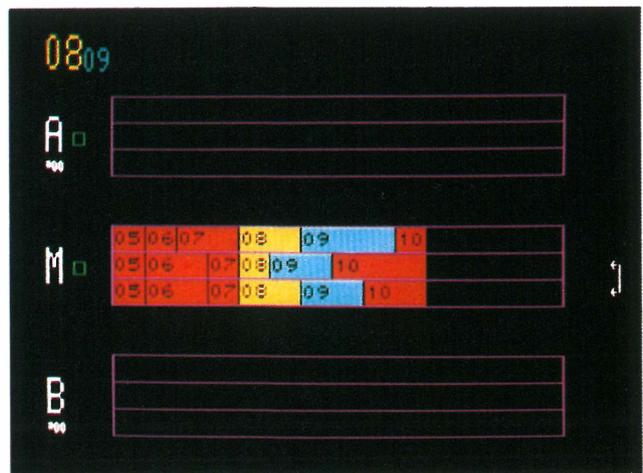
Im Prinzip kann das Grafik-Display an jedes Schnittsystem angeschlossen werden, da die erforderlichen Daten in jedem Fall vorhanden sind. Die Software des Schnittsystems muß dazu entsprechend ergänzt werden, so daß die Daten für das Grafik-Display an eine geeignete Schnittstelle übergeben werden. Das von uns verwendete Format der Schnittdaten entspricht dem Vorschlag der SMPTE-Arbeitsgruppe „Edit List“ für die Schnittdatenübertragung. Für die übrigen Daten gilt ein spezielles Format.

Zur Erprobung des Grafik-Displays und für seinen Einsatz bei den Rundfunkanstalten, die das MO-SAIC-Schnittsystem verwenden, wurde die Software dieses am Institut für Rundfunktechnik entwickelten Systems für die Datenübertragung an das Grafik-Display erweitert. Ein Erfahrungsbericht über den



**Bild 14**

Verkleinerung des Maßstabes gegenüber Bild 9



**Bild 16**

Schematische Darstellung

ersten Einsatz des Grafik-Displays beim Norddeutschen Rundfunk wird im nächsten Abschnitt gegeben.

#### 4. Das Grafik-Display in der Anwendung

Als MAZ-Cutter beim Norddeutschen Rundfunk in Hamburg hat der Autor seit drei Monaten das Grafik-Display des IRT im praktischen Gebrauch kennengelernt. Es ist dem Schnittcomputer MOSAIC beigegeben. Im folgenden soll die technische Bau- und Funktionsbeschreibung mit den persönlichen Erfahrungen als Anwender des Grafik-Displays ergänzt werden.

Bei der Entwicklung elektronischer Schnittsteuergeräte versucht der Konstrukteur, den umfangreichen und ausgefallensten Wünschen der späteren Anwender möglichst optimal gerecht zu werden. Doch oft zeigt sich erst im späteren Gebrauch die „Tücke des Objekts“: Was dem einem Cutter an seinem Schnittcomputer besonders gefällt, erscheint seinem Berufskollegen möglicherweise unhandlich oder gar überflüssig. So wurde die Einbeziehung des Grafik-Displays in unserem Hause zunächst nicht einstimmig begrüßt. Befürchtet wurden neue Mehrbelastungen im Arbeitsablauf, Ablenkung von der Bedienung des Schnittsteuergerätes und zu hoher Bedienungsaufwand für zu geringen Nutzen. Freilich muß die Bedienung erst erlernt werden, die eingefahrene Routine am altgewohnten Schneideplatz ohne optische Schnittanzeige wurde anfänglich ein wenig unterbrochen. Doch schon nach wenigen Tagen wird das neue Grafik-Display völlig problemlos quasi unbewußt bedient.

Dem IRT ist es zweifellos gelungen, mit der Entwicklung des Grafik-Displays eine sinnvolle Ergänzung vorhandener Schnittsysteme zu schaffen und dem Cutter ganz neue Möglichkeiten bei der Anlage und Ausführung von Schnitten zu eröffnen. Der Schnittcomputer kann erheblich besser genutzt werden, die gesamte Schnittausführung wird viel „durchsichtiger“, das zeitraubende Heraussuchen bestimmter Bandstellen wird wesentlich erleichtert. Diese Vorteile kommen schließlich der Konzentration des Cutters auf den eigentlichen Schnitt zugute.

##### 4.1. Eine Auswahl praktischer Erfahrungen

Als Beispiel soll zunächst beschrieben werden, wie das Grafik-Display die nachträgliche taktgenaue Bebilderung (Video-Inserts) eines Musiktitels erleichtert. Im Display erscheint der rote Balken des durchgehenden Musiktitels auf den Audiospuren. Durch die Anwahl eines sinnvollen Maßstabes werden Musikanfang und -ende angezeigt. Die einzufügenden Video-Inserts werden nun puzzleartig eingefügt. Diese Methode ist langjährige Praxis – sie ermöglicht eine optimale Ausnutzung des Zuspilangebotes (wenn chronologisch geschnitten wird, ist möglicherweise das „Pulver zu früh verschossen“, oder aber optische Höhepunkte sind dramaturgisch falsch plazierte). Bei dieser Arbeitsweise ist das Grafik-Display von unschätzbarem Wert. Das Puzzle der Video-Inserts setzt sich sichtbar zusammen. Das Grafik-Display zeigt, wie ein elektronischer Schnittplan, Take für Take den Arbeitsablauf an. Dabei kann man nun ganz die

Zahlen- und Zeichenvielfalt der Zeitcodeanzeige vergessen. Früher wurden ständig Zeitcodewerte auf einem Zettel notiert, oder aber durch häufiges Hin- und Herfahren im Master-Band viel Zeit verloren. Die lineare Darstellung der Video-Inserts ermöglicht einen problemlosen Vergleich ihrer Längen. Wenn unterschiedlich lange Takes getauscht werden sollen, ist auf einen Blick erkennbar, welcher Take verlängert bzw. welcher verkürzt werden muß. Wenn zu lange Einstellungen durch Inserts unterbrochen werden sollen, kann deren optimale Lage im Grafik-Display festgelegt werden. Nicht zuletzt hat man auch eine untrügliche Kontrolle, ob der Musiktitel lückenlos inseriert wurde.

Eine weitere Hilfe bietet das Grafik-Display beim schnellen Herausfinden bestimmter Passagen. Dabei sind die Take-Positionen mit der Take-Nummer eine wesentliche Orientierungshilfe. Man braucht beispielsweise jetzt die Take-Register nicht der Reihe nach zu benutzen. So kann man z. B. die Video-Inserts bei den verschiedenen Refrains des Musiktitels mit den Take-Registern 90 bis 99 verwenden; man kann somit jederzeit am Grafik-Display die Positionen der Refrains schon an deren Take-Nummer erkennen. Die daraus resultierenden Vorteile müssen sicher nicht weiter erklärt werden. Natürlich findet diese Methode bei allen möglichen Produktionen sinnvolle Anwendung. Der Cutter wird nach kurzer Zeit feststellen, daß er das Grafik-Display wie ein elektronisches Notizbuch einsetzen kann. Der Einwand, daß dies auch jeder Schnittcomputer ähnlich erfüllen kann, ist berechtigt, freilich nicht in der übersichtlichen Darstellungsform einer grafischen Anzeige und nur mit großem Aufgebot an Zeitcodewerten – sprich: Zahlenwust.

Um das Beispiel gedanklich fortzuführen: Am Ende des Musiktitels soll Beifall zugemischt werden. Am Grafik-Display wird die gespreizte Sekundendarstellung für ein Ton-Insert auf der Sendetonspur gewählt. Die Audiospur 2 soll auf die Sendetonspur 1 kopiert und dabei der Applaus zugemischt werden. Im Grafik-Display sieht man den richtigen Zeitpunkt des Zumischens. Diese optische Darstellung eines gewissermaßen „fließenden“ Tonmischplanes erleichtert dem Cutter oder dem beteiligten Toningenieur die Tonblende erheblich. Selbstverständlich findet diese Methode bei Bildblenden und Schrifteinblendungen im A/B-Roll-Verfahren sinngemäße Anwendung.

Nun zu einem weiteren Vorteil bei der praktischen Anwendung. Die bei den meisten MAZ-Cuttern gebräuchlichste Schnittmethode ist der „OPEN-END-Schnitt“, da der Ausstieg aus einem Take mit dem Einstieg in den nächsten Take harmonisieren muß und somit nur selten vor Schnittausführung festgelegt werden kann. Um Anschnitte zu simulieren, muß der vorherige Take also über den möglichen Ansnittpunkt hinaus (also als OPEN-END-Schnitt) ausgeführt werden. Auch hier erweist sich das Grafik-Display als besonders hilfreich, da es alle ausgeführten Schnitte eindeutig eingrenzt, also durch den Folge-Take dem OPEN-END-Take das tatsächliche Ende zuordnet. Dagegen macht die Zeitcodeanzeige des Schnittcomputers auch im Nachhinein keine Aussage über das Take-Ende. Nur in der Darstellung

des Grafik-Displays findet man das Take-Ende wieder, auch das Take-Register des Anschnitts ist abzulesen. Der nachträgliche Austausch vorhandener Szenen wird dadurch wesentlich erleichtert.

Schließlich bietet das Grafik-Display auch eine nützliche Hilfestellung beim Abarbeiten vorhandener Schnittlisten im Sequential-Verfahren (automatischer Schnittablauf Take für Take). Diese Arbeitsweise erfordert keine so große Konzentration des Cutters wie übliche Schnittaussführungen. Auch hier ist die grafische Darstellung des Schnittablaufs recht hilfreich. Der Bediener hat ein Gefühl für die Länge der einzelnen Takes, ein kurzer Blick auf das Grafik-Display zeigt die aktuelle Maschinenposition an und damit die noch zu erwartende Dauer bis zum folgenden Take. Der Cutter kann sich beispielsweise leichter auf eine mögliche Farbkorrektur konzentrieren oder ein besseres Gefühl für einzublendende Untertitel entwickeln. Die Zeit für andere Tätigkeiten, etwa das Heraussuchen einer bestimmten Szene auf der zweiten Zuspiel-MAZ, ist besser einzuteilen, weil das Grafik-Display durch seine analoge Zeitdarstellung den „Countdown“ eines Prozesses anzeigt.

Am Schnittplatz wurde das Grafik-Display direkt neben dem Master-Monitor plaziert – das ermöglicht mehr und mehr den „Blindflug“ am Schnittcomputer. Die angewählten Spuren, die Simulation und die Aufzeichnung werden ebenso signalisiert wie das angewählte Take-Register. Wünschenswert wäre allerdings noch eine Aussage über den Aufzeichnungsmodus (INSERT oder ASSEMBLE) als Hilfe gegen die ewige Angst eines Cutters, mit einem irrtümlichen Assemble-Schnitt großen Schaden anzurichten. In diesem Fall würde nämlich die Kontroll- und Zeitcodespur unterbrochen, wodurch weitere Insert-Schnitte unmöglich würden.

#### 4.2. Fazit

Die erwähnten Anwendungsbeispiele sind sicher unvollständig. Außerdem wird jeder Benutzer des Grafik-Displays ganz andere Möglichkeiten für sich persönlich entdecken und entwickeln. Dem einen mag die logarithmische Darstellung besonders vorteilhaft erscheinen, andere entscheiden sich vielleicht lieber für die schematische Darstellungsform des Displays (die der Autor wegen der fehlenden Zeitmaßstäbe weniger bevorzugt). Die anfängliche Ungewohnheit im Umgang mit diesem neuen Gerät sollte den Anwender nicht verunsichern. Für den Anfang wäre zunächst die besonders gestauchte Darstellung der gesamten Bandlänge zu empfehlen. Schon da werden die Vorteile des Grafik-Displays erkennbar: Bandvorrat, bereits aufgezeichnetes Programm, die beteiligten Zuspielmaschinen sowie deren Betriebszustände springen optisch sofort ins Auge. Der Bezug zum Band wird wieder hergestellt; ein Zustand, den sich vor allem jene Kollegen wünschen, die noch „mit

der Hand am Capstan“ und der unvergessenen Cue-Marke geschnitten haben und nun mit ihrem Schnittcomputer räumlich von den Maschinen getrennt wurden.

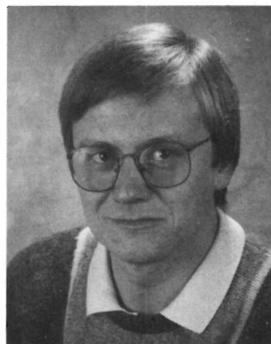
Die logische Darstellungsform des Grafik-Displays ist auch den beteiligten Regisseuren und Redakteuren eine große Hilfe, denn auch dem Nichttechniker werden die Schnittvorgänge leichter verständlich und der Ablauf wird anschaulicher. Cuttern, die den Umgang mit elektronischen Schnitteinrichtungen erst erlernen, verhilft zudem die grafisch-analoge Darstellung des Schnittablaufs schneller zur nötigen Routine. Ehemalige Filmcutter werden es begrüßen, wieder einen Bezug zum Bildträger zu erhalten und die Schnittfolge wie auf einem Filmstreifen am Grafik-Display ablesen zu können.

Nach den bisherigen, noch relativ kurzen Erfahrungen mit dem neuen Grafik-Display möchte der Autor auf keinen Fall mehr auf diese Hilfe verzichten. Angenehm empfindet er das Sich-lösen-Können vom Zahlenwirrwarr der Zeitcodedaten mit der Folge einer ungestörten Konzentration auf die dramaturgische Gestaltung und den eigentlichen Schnitt.

#### Die Autoren



Alexander Schertz (33) studierte Physik an der Universität des Saarlandes in Saarbrücken. Seit 1981 ist er Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Rundfunktechnik in München im Arbeitsbereich Automations-technik Fernsehstudio.



Michael Turau (35) absolvierte die Ausbildung zum staatl. gepr. Bildtechniker an der Schule für Rundfunktechnik in Nürnberg. Anschließend war er vier Jahre lang Mitarbeiter des ZDF im Außenübertragungsbereich und ist seit 1978 als Erster Techniker und MAZ-Cutter beim NDR-Fernsehen in Hamburg tätig. Hier war er an der Einführungsphase der elektronischen Schnittbearbeitung und der Erprobung des MOSAIC-Schnittcomputers beteiligt und bearbeitet seither an dem weiterentwickelten MOSAIC-Schnittplatz beim NDR aufwendige 1-Zoll-Produktionen mit hohem technischen und künstlerischen Anspruch.

## EINFLUSS EINES NAHESTEHENDEN MASTES AUF DIE STRAHLUNGSEIGENSCHAFTEN EINER FS-SENDEANTENNE

Das in **Bild 1** gezeigte Sendeantennensystem stellt an sich keine wesentliche technische Neuheit dar. Es besteht aus zwei identischen Masten mit je zwei Sätzen von Sendeantennen. Ein Antennen-Satz ist für Band III, der andere (in einem Glasfaserzylinder installiert) für Band IV/V bestimmt. Ein Mast und seine Sendeantennen hatten schon lange Jahre ihren Dienst geleistet und die berechnete Lebensdauer erreicht. So war es notwendig geworden, einen Wechsel durchzuführen und das Sendeantennensystem zu modernisieren.

Ohne Unterbrechung des Sendebetriebs ist in nächster Nähe des verbleibenden Mastes ein neuer Mast mit neuen Sendeantennen errichtet worden. Während der Montage mußte die Sendeleistung wesentlich reduziert werden, um das Arbeitspersonal nicht durch elektromagnetische Strahlung zu gefährden. Beim anschließenden Probebetrieb standen beide Systeme für Messungen zur Verfügung. Erst nach der Übernahme des neuen Systems wurde der alte Mast mit dem ursprünglichen Sendesystem demontiert.

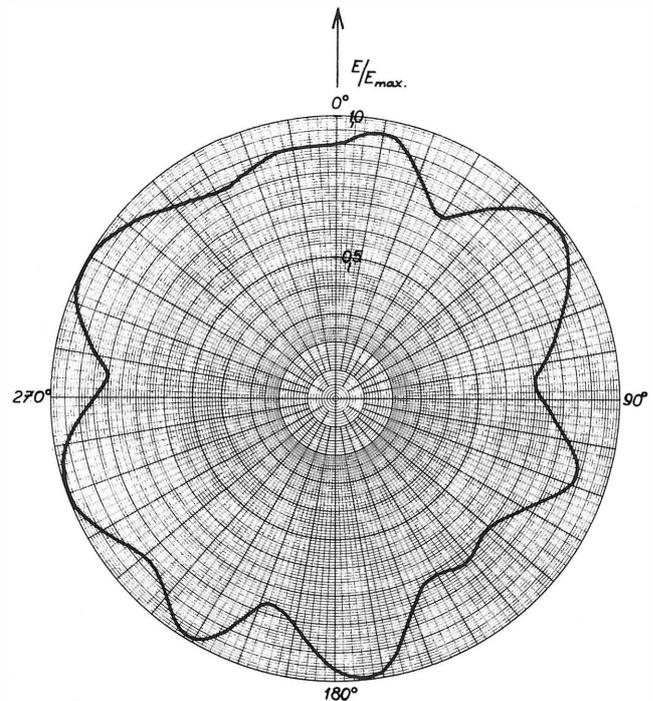
Für den Betrachter stellt sich nun die Frage nach den Resultaten. Obwohl es nicht um den Aufbau eines neuartigen Antennensystems geht, sind doch die gemessenen Werte interessant. Das horizontale Strahlungsdiagramm wurde mittels Hubschrauber aufgenommen. Dabei waren das alte und das neue Antennensystem einsatzbereit.

Der alte Mast war eine Stahlgitterkonstruktion mit dreieckiger Form, einer Seitenlänge von 2850 mm und einer



**Bild 1**

Die beiden Maste mit den Sendeantennen



**Bild 2**

Gemessene Werte des Horizontaldiagramms, Band III, K 9

Gesamthöhe von 340 m. Der neuerrichtete Mast, der im Abstand von nur 27 Metern steht, ist bis zur Höhe von 270 m ebenfalls eine Stahlgitterkonstruktion in dreieckiger Form mit einer Seitenlänge von 2850 mm. Darüber hat der Mast eine zwölfkockige Form mit einem Durchmesser von 1640 mm. Als Baumaterial wurden Röhren mit einem Durchmesser von 133 mm verwendet, wobei der Innendurchmesser 90 mm beträgt. Die Gesamtlänge des neuen Mastes beträgt ebenfalls 340 m.

Zur Zeit der Messung befanden sich an beiden Masten folgende Sendeantennensysteme:

**a) UKW-FM-System**

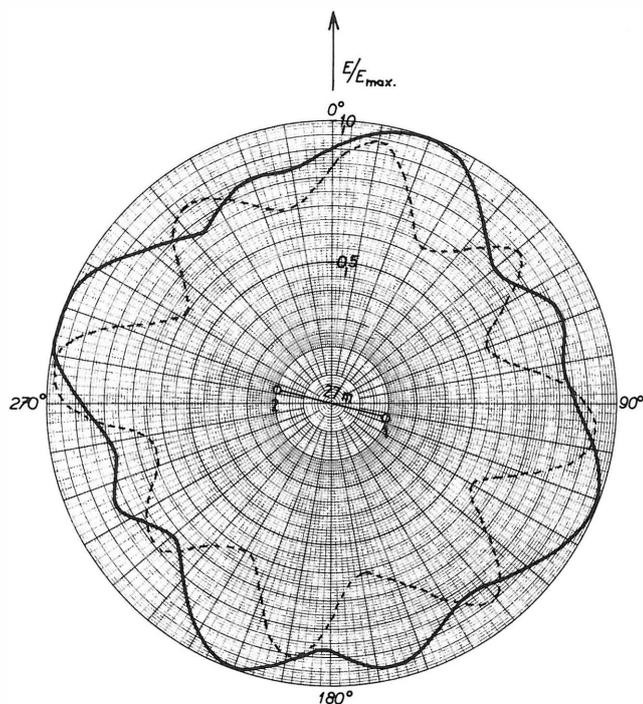
Schwerpunkthöhe 284 m, 6 Ebenen mit je drei Strahlern, ausgeführt als Dipol mit einfachem Reflektor, jede Hälfte separat gespeist, Systemlänge etwa 11,8 m, Frequenzbereich 66 bis 73 MHz, horizontale Polarisation, Eingangsimpedanz 75 Ohm, rundes Horizontaldiagramm, Vertikaldiagramm ohne Nullauffüllung.

**b) Band-III-Sendesystem**

Schwerpunkthöhe 304 m, Betriebskanal K 9, 8 Ebenen mit je sechs Strahlern mit zwei Ganzwellendipolen vor einem Flachgitterreflektor, befestigt auf einem Ring mit 2400 mm Durchmesser, Gesamtlänge des Systems etwa 11,8 m, Frequenzbereich 174 bis 230 MHz, horizontale Polarisation, Eingangsimpedanz 75 Ohm unsymmetrisch, Rundstrahler, Vertikaldiagramm mit Nullauffüllung, Neigung der Hauptkeule - 0,2°.

**c) Band-IV/V-System**

Schwerpunkthöhe 328,5 m, Betriebskanal K 29, Reservekanal K 46, 16 Ebenen mit je vier Strahlern als Viererfelder mit Ganzwellendipolen vor einem Reflektor, untergebracht in einem Kunststoff-Glasfaserzylinder mit



**Bild 3**

Gemessene Werte des Horizontaldiagramms, Band IV/V, K 29

1900 mm Durchmesser aus 6 Sektoren mit je 3,5 m Länge auf quadratischer Hilfstragekonstruktion von 280 x 280 mm, Frequenzbereich 470 bis 790 MHz, horizontale Polarisation, Rundstrahler, Vertikaldiagramm

mit Nullauffüllung, Neigung des Vertikaldiagramms  $-0,6^\circ$ .

Die Erwartung, daß sich die Strahlungsdiagramme der neuen Antenne in der horizontalen Ebene durch den Einfluß des alten Mastes deformieren, wurde nicht bestätigt, und dies, obwohl der alte Mast mitsamt seinen Antennen noch stand. Die gemessenen Werte des Horizontaldiagramms zeigen keine nennenswerten Deformationen. Um mehr Aussagekraft zu erhalten, ist es sinnvoll, die gemessenen Strahlungsdiagramme der früher benutzten Sendeantennen darzustellen. Mit der FS-Sendeantenne für Band III konnte leider keine Hubschraubermessung durchgeführt werden (**Bild 2**). Die FS-Sendeantenne für Band IV wurde aber nach der in [1] beschriebenen Methode gemessen. Die gestrichelte Linie des Diagrammverlaufs in **Bild 3** zeigt die Meßergebnisse der früher benutzten Band-IV-Antenne, die ausgezogene Linie die der neuen Antenne. Die beiden Verläufe sind vergleichbar und zeigen, daß der zweite Mast (Lage siehe **Bild 3**) keinen wesentlichen Einfluß auf die Rundheit des Diagramms hat.

Natürlich kann man das Meßergebnis nicht verallgemeinern. Dennoch ist die Diskussion der Resultate interessant, da ein solcher Fall in der Praxis nur selten anzutreffen ist. Die Unrundheiten im Strahlungsdiagramm der früheren Antenne (**Bild 3**) wurden durch die Benutzung einer alten Ausführung von Strahlern verursacht. Diese arbeiten nur in Band IV und ihre Richtdiagramme waren nicht so ideal wie die der neuen Strahler mit moderner Konzeption.

Jindřich Bradáč  
Tesla, Prag

#### SCHRIFTTUM

- [1] Bradáč, J.; Votava; Hucek: Checking radiation characteristics of television transmitting antenna arrays with aid of helicopter. TESLA electronics No. 3 (1976), S. 76 bis 83.

## TAGUNG DER CCIR-INTERIM-ARBEITSGRUPPE JIWP 10-11/1

PARIS, 5. BIS 7. MAI 1986

Im Rahmen der sogenannten „intersessional work“ zur Vorbereitung der WARC-ORB (2) wurde die Interim-Arbeitsgruppe (siehe auch RTM 2/84) vom CCIR beauftragt, ihre Arbeit mit folgenden Aufgabengebieten fortzusetzen:

- Studium von technischen Problemen der Aufwärtsstrecke für Rundfunksatelliten, vor allem der Koordination zwischen den Regionen und der gemeinsamen Frequenzbenutzung mehrerer Dienste;
- Erarbeitung von Richtlinien zur Leistungsregelung der Aufwärtsstrecken („power control“);
- detailliertes Studium der Möglichkeiten eines Hörrundfunks über Satelliten im Frequenzbereich um 0,5 bis etwa 2,5 GHz.

Die 22 Delegierten aus 13 Ländern (überwiegend Industrienationen) und ein Vertreter der UER tagten unter der Leitung des Vorsitzenden D. Sauvet-Goichon, Frankreich, bei der TDF in Paris. Nach der Präsentation der technischen Beiträge wurden drei Arbeitsgruppen gebildet, um eine erste Version für einen „draft initial report“ aus den eingereichten Papieren zu erstellen.

Der erste Teil dieses Entwurfs behandelt die Probleme der Aufrechterhaltung einer hinreichenden Satellitenausgangsleistung bei Regendämpfungen in der Aufwärtsstrecke. Da von Störungen der Aufwärtsstrecke alle Rundfunkteilnehmer betroffen sind, wurde ein deutlich höherer Zeitprozentersatz als für die Abwärtsstrecken, z. B. 99,95 %, für den „schlechtesten“ Monat vorgeschlagen, zu dem die Qualitätsbedingungen eingehalten werden sollen. Automatische Verstärkungsregelung im Satelliten in Kombination mit Leistungsregelung in der sendenden Bodenstation verspricht in vielen Fällen die Anforderungen zu erfüllen, ohne dabei in die Aufwärtsstrecken anderer Orbitpositionen unzulässig stark zu interferieren.

Weitere Überlegungen betreffen die Grenzwerte gegenseitiger Interferenzstörungen, die eine Koordinierung notwendig machen, sowie die dabei anzuwendenden Rechenverfahren.

Der aus Sicht des Rundfunks besonders interessante Abschnitt über den Satelliten-Hörrundfunk umfaßt etwa dreiviertel des Textentwurfs. Ein Ziel war es, die technischen Verfahren aufzuzeigen, die Rundfunkempfang im fahrenden Kraftfahrzeug auch innerhalb von Städten ermöglichen. Neben technischen Problemen gilt aber z. Z. das Fehlen einer Frequenzzuweisung als Haupthindernis. Durch einen Übergang zur Digitalmodulation wird eine Reduzierung der Leistungsflußdichte pro 4 kHz Frequenzbandabschnitt angestrebt, derart, daß gleichzeitiges Benutzen (Sharing) eines Frequenzbereiches zusammen mit anderen (terrestrischen) Diensten, die in geographisch separierten Gebieten liegen, möglich ist.

Als wesentlicher Fortschritt wurde ein Beitrag aus den USA angesehen, der Digitalmodulation mit Faltungscodierung und zeitlicher Verwürfelung verbindet. Möglich wird damit der Empfang in flachen ländlichen Gebieten, in denen vor allem durch Bäume verursachte Dämpfungerscheinungen das Signal beeinträchtigen. Gegenüber den herkömmlichen Ansätzen mit einfacher Digitalmodulation verbessert sich auch der Empfang in Großstädten, der vor allem unter starken Abschattungen durch Gebäude und gleichzeitige Mehrwegeausbreitung leidet. Der Vertreter der UER kündigte einen Vorschlag an, der die Verfügbarkeit des Dienstes mit Hilfe von „advanced digital modulation schemes“ über den amerikanischen Ansatz hinaus erhöhen soll, indem er vor allem das Mehrwegeproblem in Großstädten vollkommen löst. Zwar bietet die mit diesen fortgeschrittenen Techniken erreichbare Leistungsflußdichte noch keine einfache Sharing-Möglichkeit, jedoch ist der Bandbreitenbedarf pro Stereoprogramm deutlich geringer als bei den bisher untersuchten FM-Systemen. Digitalmodulation kann daher auch auf diese Weise zur Erleichterung einer Frequenzzuweisung beitragen.

Eine weitere Tagung wurde mittlerweile für Mai 1987 angesetzt.

Günter Schneeberger  
Institut für Rundfunktechnik, München

## DIE 12. JAHRESTAGUNG DER FERNSEH- UND KINOTECHNISCHEN GESELLSCHAFT (2. TEIL)

MAINZ, 2. BIS 6. JUNI 1986

### 5. Fernseh-Studioteknik

#### 5.2. MAZ und Bearbeitung

Nach der Grundlagenentwicklung des Fernsteuer- und Schnittsystems MOSAIC durch das IRT und der Weiterentwicklung von AEG zum MOSAIC-A-System existiert inzwischen die 3. Generation. Diese stellte U. Stoldt in seinem Vortrag vor. Das Konzept des Systems beruht auf der Anwendung der dezentralen Intelligenz. Das heißt, daß sowohl jede Bedienstelle wie auch jedes Anlagen-Interface einen eigenen Mikroprozessor besitzt. Dadurch ist das System modular, so daß es, basierend auf einer Grundaustaufe, jederzeit erweitert werden kann. In der kleinsten Ausbaustufe ist eine Fernsteuerung von 2 bis 6 Anlagen, automatisches Aufsuchen von Beiträgen aus einer Merkpunktliste und der Einzelschnitt möglich. Die weitere Ausbaustufe ist zur Fern- und Schnittsteuerung von 5 Anlagen bestimmt mit besonderem Schwerpunkt auf die Anforderungen bei der Aktualitätsbearbeitung und Sendeabwicklung. Die Ausbaustufe ist zur Bearbeitung von umfangreichen Produktionen und zur Tonnachbearbeitung vorgesehen. An die beiden letztgenannten Systeme ist eine Vielzahl von modularen Geräten anschließbar, die auch kombiniert werden können. Somit kann mühelos auf die verschiedensten Anwenderwünsche eingegangen werden. Zur Prüfung der Geräte ist ein eingebautes Testprogramm vorhanden.

Ein neuartiges Grafik-Display für den MAZ-Schnitt, das im IRT entwickelt wurde, stellte A. Schertz in seinem anschaulichen Vortrag mit praktischen Beispielen vor. Zweck des Displays ist es, dem Bedienpersonal die Schnittarbeiten zu erleichtern, indem es statt der bisher angebotenen Zahlenwerte eine anschauliche grafische Darstellung zur Verfügung hat. Der elektronische MAZ-Schnitt wird ja bekanntlich anhand eines achtstelligen Zeitcodes (Stunden, Minuten, Sekunden, Bilder) festgelegt. Dabei interessiert nicht der einzelne Zahlenwert an sich, sondern die Differenzen zwischen verschiedenen Werten, z. B.: Wie lang ist ein Take? Welcher Bild-Ton-Versatz wurde programmiert? Wann wird beim Schnitt der nächste Ein- oder Ausstieg erreicht? Wieviel Zeit bleibt noch bis zum Ende der Überblendung? Bedenkt man, daß schon bei einfachen Schnitten sechs Zeitcodewerte relevant sind (Ein- und Ausstieg bei Master und Slave sowie die aktuellen Bandpositionen), die voneinander zu subtrahieren sind, so kann man sich ein Bild von den schwierigen Arbeitsverhältnissen machen. Es ist also naheliegend, diese zahlreichen Ziffern in eine anschauliche, analoge Darstellung umzusetzen. Dies geschieht mit dem Grafik-Display. Für maximal drei MAZ-Maschinen werden Maschinenstatus, Schnittdaten und Bandpositionen dargestellt. Der Benutzer bekommt einen Überblick in Form von waagerechten Farbbalken über alle bereits ausgeführten Schnitte und zwei neu festgelegte Takes. Dabei werden insbesondere Ton-Bild-Versätze und Überlappungen berücksichtigt. Durch gleichzeitige Darstellung von Schnittdaten und Bandpositionen kann der Anwender leicht verfolgen, wann kritische Situationen erreicht werden, etwa die Grenzen von Überlappungszonen beim A/B-Roll-Schnitt. Der Benutzer hat die Möglichkeit, verschiedene Arten der Darstellung zu wählen und kann den Ausschnitt der gezeigten Information bestimmen.

#### 5.3. Bildwiedergabe und Meßtechnik

Einen interessanten Vortrag über die Mensch-Maschine-Kommunikation hielt G. Kessling, der am Beispiel der Fernsehtechnik die Problematik durch die rasante technologische Entwicklung reflektierte. Auch in der Fernseh-Studioteknik ist mittlerweile fast alles machbar geworden. Man spricht, wie anderswo, von „High Tech“. Doch ist die ursprünglich große Begeisterung für die Aspekte der Weiterentwicklung eher abgeflaut. Grund dafür ist ein Mangel an Akzeptanz bei den Benutzern, der Verlust an Anschaulichkeit und nicht zuletzt der Ärger mit den Systemeigenheiten, der oft größer ist als die Probleme mit den eigentlichen Bild- und Tonsignalen. Die Ablösung diskreter Schaltungen durch softwaregesteuerte Schaltelemente hat hier ihre Schattenseiten. Den Technikern wird allgemein nachgesagt, daß sie zum Perfektionismus neigen und dabei das Menschliche allzu leicht vergessen. Ein Großteil der Probleme und Schwierigkeiten an der Schnittstelle Mensch/Maschine beruht dann auch darauf, daß der Mensch sich den begrenzten Gegebenheiten der Maschine unterordnen muß. Die Folge davon ist, daß er den Sinn seines Tuns nicht ganz versteht und so eine Abneigung gegen das „technische Gerät“ bekommt.

Die Forderungen, die an einen Monitor gestellt werden, haben sich geändert. Farbfernseh-Meßmonitore werden immer noch dort eingesetzt, wo man das Signal beurteilen, messen und beeinflussen kann. In allen anderen Fällen möchte man jedoch praxisnahe Geräte. Darunter versteht man: preiswert, aber qualitativ sehr gut, hohe Stabilität, anwenderfreundlich. Um diesen Anforderungen gerecht zu werden, hat BARCO ein digitales Monitor-Konzept entwickelt, das von F. Montoya vorgestellt wurde. Das Einstellen der jetzigen Monitore ist sowohl für den Betrieb als auch für die Meßtechnik sehr zeitraubend und stört daher den normalen Tagesablauf. Probleme mit Konvergenz, S/W-Stabilität, Monitorabgleich und -gleichlauf sind nur einige Nachteile. Bei dem neuen Digitalkonzept werden alle notwendigen Einstellungen von einem Mikroprozessor kontrolliert und, wenn nötig, geändert. So kann eine Monitorwand ohne viel Aufwand durch Fernbedienung so eingestellt werden, daß alle Geräte die gleiche Farb- und Bildwiedergabe, den gleichen Kontrast und die gleiche Helligkeit haben.

Über die Anforderungen an einen Analog-Digital-Wandler für Fernseh-Meßoszilloskope referierte G. Geier von Rohde & Schwarz. Der hohe Qualitätsstandard der Fernseh-Einrichtungen erfordert heute Meßgeräte, die mit einer Genauigkeit von 1 % die Meßwerterfassung von Frequenzgang, Linearität und Pegel ermöglichen. Diese Genauigkeit kann bei analogen Oszilloskopen wegen des geringen optischen Auflösungsvermögens der Bildröhren und des Auges nur durch Bildschirmübersteuerung erreicht werden. Dabei können bestimmte Signale mit großen Übersteuerungsfaktoren durch Signalbegrenzung nichtlineare Verzerrungen außerhalb des Darstellungsgebietes verursachen, die dann zu Meßfehlern innerhalb des Bildschirms führen. Mit anderen Worten: Bildschirm-Übersteuerungen beinhalten immer das Risiko der Signalverfälschung durch das Meßsystem. Die Qualitätskontrolle von Fernsehbetriebs- und -meßeinrichtungen im Studio-Übertragungsbereich erfolgt im wesentlichen durch Aus-

werten von Testsignalen in der Zeitebene. Neben automatischen Testsystemen, die einzelne Signalanteile auswerten und überwachen, werden zum Messen der kompletten Zeitfunktion Spezialoszilloskope benötigt. Der tägliche Sendebetrieb läßt kaum eine Wartungs- und Überwachungstätigkeit ohne gleichzeitige Programmübertragung zu. Die Meßaufgaben werden daher mit den in der vertikalen Austastlücke eingeblendeten Prüfsignalen durchgeführt. Das Hell/Dunkel-Verhältnis beträgt dabei für die ganze Prüfzeile 1:624 und kann beim Auswerten von Zeilenausschnitten bis auf 1:20 000 absinken. Die dabei erreichte Bildhelligkeit der analogen Spezial-Oszilloskope zeigt deutlich die Grenzen dieser Technik. Die digitale Signalverarbeitung bietet dagegen folgende Vorteile bei der Auswertung von Videosignalen in der Zeitebene:

- flimmerfreie Darstellung mit voller Helligkeit selbst von Prüfzeilensignalen,
- Speicherung kompletter Meßsignale für vergleichende Messungen,
- Cursor-Auswertung mit numerischen Meßwerteinblendungen,
- Rauschbefreiung periodischer Meßsignale durch Mittelwertbildung,
- Fernsteuerung und Datenausgabe über IEC-Bus für automatische Messungen.

## 6. Heimempfänger, Videorecorder und neue digitale Dienste

### 6.1. Heimempfänger

Trotz der guten Qualität des Fernsehbildes besteht der Wunsch nach einer Verbesserung. Es sind daher in letzter Zeit eine Reihe von Vorschlägen zur Bildsignal-Nachbearbeitung gemacht worden, die das Bild im Rahmen der bestehenden Übertragungsnormen weiter verbessern sollen. Sie erfordern aber zumeist einen beträchtlichen Aufwand. Eine Alternative, die mit verhältnismäßig wenig Aufwand eine Bildsignal-Nachbearbeitung vollzieht, stellte H. Harlos vor. Es handelt sich dabei um eine noch in der Entwicklung befindliche integrierte Schaltung von Valvo. Diese wird in herkömmlicher analoger Technik konzipiert und kann in die Signalfade Y, R-Y, B-Y eingesetzt werden, vorausgesetzt, es existiert eine entsprechende Schnittstelle im Decoderkonzept. Die Schaltung erfüllt im einzelnen folgende Aufgaben: Das Luminanzsignal erfährt eine Aperturkorrektur nach dem Prinzip des Kosinusentzerrers. (Integrierte Verzögerungszellen liefern zwei zum Hauptsignal symmetrische Echos, aus denen das Korrektursignal gebildet wird. Eine nichtlineare Begrenzerschaltung wirkt der Rauschanhebung entgegen.) Dadurch wird die Schärfe des Schwarzweiß-Anteils erhöht. Die Flanken der Farbdifferenzsignale R-Y und B-Y werden mit einem geschalteten Entzerrer versteilert. Die Farbübergänge werden dadurch etwa so scharf wie die Schwarzweiß-Übergänge. Eine integrierte Luminanz-Verzögerungsleitung, einstellbar von 0 bis 1,2  $\mu$ s, dient der Anpassung von Luminanz- und Farbdifferenzsignalen. Mit Hilfe eines eingebauten I<sup>2</sup>C-Bus-Empfängers sind verschiedene Einstellungen möglich, z. B. Grad der Aperturkorrektur, Anpassung der Luminanz-Verzögerungszeit, Anpassung der Echolaufzeit, die bei Bedarf automatisch an Signalquelle und Fernsehnorm angeglichen werden können. Das Luminanz-Übersprechen (Cross-Colour) kann zusätzlich verringert werden, indem die Chromabandbreite vermindert wird. Eine Farbsprung-Versteilerungsschaltung (Unterdrückung der langen Flanke des Farbdifferenzsignals) sorgt trotzdem für gute Farbübergänge.

Zur Qualitätsverbesserung des Fernsehbildes gehört das Beseitigen von Flimmerstörungen. Insbesondere ist dies bei Fernseh-Großbild-Darstellungen sinnvoll, da hier die Schwächen des heutigen Systems besonders in Erscheinung treten. C. Hentschel verglich in seinem Vortrag mehrere mögliche Verfahren. In Amerika und Japan wird verstärkt an einer zeilensprungfreien Bildwiedergabe gearbeitet, da bei einer Teilbildfrequenz von 60 Hz das Großflächenflimmern weniger störend ist als in der europäischen Norm. In Europa kann das Großflächenflimmern durch eine Verdopplung der Teilbildfrequenz vermieden werden, wobei unterschieden werden muß zwischen einer Zeilensprungwiedergabe mit doppelter Zeilenfrequenz und einer progressiven Wiedergabe mit vierfacher Zeilenfrequenz. Mit Hilfe von Teilbildspeichern ist es möglich, die Teilbildfrequenz auf 100 Hz zu verdoppeln. Bei den bekannten Verfahren mit 100 Hz Teilbildfrequenz verbleibt aber ein starkes Kantenflackern oder es kommt zu einer nichtakzeptablen Bewegungsverwülfelung, die einen Bewegungsdetektor erforderlich macht. Um auf den Bewegungsdetektor verzichten zu können und um das Kantenflackern auf nichtstörende Werte zu reduzieren, gibt es die Möglichkeit, Interpolationsverfahren einzusetzen. Es wurde ein Medianfilter beschrieben, das Kantenflackern bei ruhenden Bildvorlagen vermeidet und eine gute Bewegungswiedergabe besitzt.

Einen hochintegrierten Controller-Baustein (VCM) für ein Bildspeichersystem in Farbfernsehgeräten stellte H. Schemmann vor. Das Konzept zur Unterdrückung des 50-Hz-Großflächenflimmerns wird mit einem Halbleiterspeicher realisiert, der aus dem Controller-IC und sechs dynamischen RAM-Bausteinen aufgebaut ist. Die Schaltung ist so dimensioniert, daß sie an die YUV-Schnittstelle der ICs des digitalen Chipsatzes DIGIT 2000 von ITT paßt. Der Halbleiterspeicher hat eine Kapazität von 3,2 Mbit und eine maximale Speichertransferrate von 637 Mbit/s. Um 100 Hz Bildwiedergabefrequenz zu erreichen, wird der Speicher mit einfacher Geschwindigkeit beschrieben und mit doppelter Geschwindigkeit ausgelesen. Um mit möglichst geringem Aufwand auszukommen, werden die Anforderungen an den Speicher durch folgende Hilfsmittel herabgesetzt: Interpolation vor und hinter dem Speicher, dadurch werden die Abtastraten verringert; Datenreduktion mit Hilfe des DPCM-Verfahrens (Differential Pulse Code Modulation); spezielle Daten-Pack- und -Puffer-Strukturen, die einen kontinuierlichen Datenfluß über die gesamte Zeilendauer bewirken. Es ist bei der Ausführung dieser Maßnahmen darauf geachtet worden, daß die Bildqualität nicht beeinträchtigt wird. Das vorgeschlagene Konzept ermöglicht es ferner, Zusatzfunktionen wie Standbild, Bild-im-Bild, Zoom und Videotext im Bild ohne nennenswerten Mehraufwand zu realisieren.

### 6.2. Video-Heimrecorder

Die fortschreitende Digitalisierung im Consumer-Bereich macht auch vor dem Heimvideorecorder nicht halt. Auf lange Sicht wird sich im Videobereich, wie schon in der Audiotechnik (CD-Plattenspieler), die digitale Aufzeichnung durchsetzen. In seinem Vortrag beschrieb S. Mehrgardt ein digitales Verarbeitungskonzept für Videokassettenrecorder, das mit zwei ICs (Wandler und Prozessor) und einem Quarz die gesamte Videosignalverarbeitung des VHS-Standards für alle Fernsehnormen durchführt. Die A/D- bzw. D/A-Wandlung erfolgt mit 8 Bit bei einer Datenrate von 18 MHz im ersten IC, während das zweite die gesamte Signalverarbeitung bewerkstelligt. Ein kritischer Punkt bei der Luminanzverarbeitung ist der zur Wiederherstellung benötigte Frequenzdemodulator. Der hier benutzte neuartige Digital-Demodulator wurde deshalb intensiv getestet und weist bessere Leistungsmerkmale als analoge

Lösungen auf. Der Prozessor verarbeitet Farbartsignale gemäß PAL, NTSC und SECAM. Die Schwierigkeiten bei der Konzipierung eines Multistandard-Prozessors liegen in den unterschiedlichen Frequenzen der Farbhilfssträger, je nach Norm. Zur Realisierung wurde hier folgender Weg beschritten: Das digitalisierte Eingangssignal (FBAS- oder Basisbandsignal) wird in einem ersten Mischer auf eine gewünschte Arbeitsfrequenz geschoben, dort verarbeitet und danach auf die normgerechte Ausgangsfrequenz gemischt. Durch dieses Verfahren ist es möglich, alle Normen mit nahezu identischen Filtern zu verarbeiten, was eine wirtschaftliche Realisierung der Schaltung erlaubt. Die Schmalbandigkeit der Farbartsignale erlaubt außerdem ein Reduzieren der Abtastfrequenz, wodurch Speicherplätze für das Zeilenkammfilter und die Dropout-Kompensation gespart werden können. Diese Maßnahme vermindert den Prozessor-Aufwand erheblich.

Zu den beliebtesten Geräten im privaten Haushalt zählt der Videorecorder. Grund genug, sich über die zukünftigen Entwicklungstendenzen einige Gedanken zu machen, wie es K.-P. Wendler in seinem Vortrag tat. Im Bereich der Laufwerkstechnik und der Videosignalverarbeitung konnte durch einige Detailverbesserungen eine zufriedenstellende Bildwiedergabequalität erreicht werden. Neben der Bildauflösung stellt aber nach wie vor die Wiedergabe im Trickmode (Suchlauf, Standbild, Zeitlupe) ein Problem dar. Dieses zu lösen gilt es um so mehr, als daß der Videorecorder sich in Zukunft in eine „Videolandschaft“ integrieren lassen soll, die neben Kamera und Monitor auch Misch-, Schneide- und Tricktechniken umfassen wird. Sieht man den zukünftigen Heimvideorecorder unter diesem Aspekt, so ergeben sich folgende Forderungen an ihn:

- Abgabe von Normsignalen in allen Betriebsarten,
- störzonenfreie Trickwiedergabe,
- Ausgleich des Zeitbasisfehlers,
- Gen-lock-Betrieb (Fremdsynchronisation),
- perfekter Insert-Schnitt,
- Zeitcode,
- keine Überspielverluste,
- Bussteuerung.

Um die Anforderungen zu erfüllen, bedarf es zum Teil erheblicher elektronischer Mittel, wobei dem Bildspeicher eine besondere Stellung zukommen wird. Denkbar ist, daß die Basisbandtechnik der halbprofessionellen Aufzeichnungsgeräte (z. B. Hawk-Eye, Betacam, Quartercam) in den Konsumbereich Einzug halten wird. Ein normunabhängiges Zweikanal-Aufzeichnungsverfahren, wie z. B. das M II-System, löst alle Aufzeichnungsprobleme, gleichgültig ob NTSC oder D2-MAC gefordert sind.

### 6.3. Digitale Zusatzdienste

Über die Betriebstechnik des seit der Funkausstellung 1985 eingeführten Video-Programm-Systems (VPS) berichtete W. Deschler von Rohde & Schwarz. Die VPS-Daten werden in vier Bytes der Quellendatenzeile 16 übertragen. Nach Auswertung im Heimvideorecorder ermöglichen sie das automatische Aufzeichnen einer gewünschten Sendung. Damit gehören die Falschaufzeichnungen, die beim einfachen Schaltuhrbetrieb durch Programmverschiebungen auftreten können, der Vergangenheit an. Die nötigen VPS-Informationen werden mit Hilfe eines TV-Datenzeilen-Coders in das Datenzeilenformat eingebracht. Bei dem hier vorgestellten Gerät werden die Daten über Parallel-Ports oder eine Konsole eingegeben (editiert). Durch eine Aktivierungsanweisung wird das so gesetzte Label zu gegebener Zeit in die Datenzeile eingefügt und übertragen. Wird die Konsole durch einen Sendeablauf-

rechner ersetzt, können durch ein entsprechendes Programm mehrere VPS-Labels, je nach Sendeablauf, in einem externen Controller editiert und dann der Reihe nach zur entsprechenden Zeit vom Controller in den Datenzeilen-Coder eingegeben und so aktiviert werden. Zur Kontrolle des aktivierten VPS-Labels kann die Datenzeile im Videosignal durch einen TV-Datenzeilen-Decoder decodiert und ausgewertet werden. Die VPS-Daten werden dann als Klartext durch eine alphanumerische Anzeige ausgegeben. Ferner ermöglicht der Decoder die Ausgabe der VPS-Informationen in binärer Form an fünf Parallel-Ports. Zur laufenden Überwachung des gesendeten VPS-Labels im Studio kann es (durch den Decoder) als Testzeile am unteren Bildrand des Vorschauamonnitors eingeblendet werden. Durch eine Datenbrücke zwischen Coder und Decoder ist ein schnelles Ändern einzelner Datenworte in einer bereits mit dem FBAS-Signal übertragenen Datenzeile möglich.

Um die umständliche, zeitraubende und mit Fehleingaben verbundene Eingabe der Start- und Stoppzeiten beim Videorecorder zu umgehen, hat man bei ARD und ZDF das VPV-Verfahren entwickelt. Über dieses unter dem Arbeitstitel „Videotext programmiert Videorecorder“ (VPV) laufende Projekt berichteten G. Eitz und K.-H. Oberlies gemeinsam. Statt dem beim Heimvideorecorder üblichen Setzen der Schaltuhr durch Eintippen von Hand kennzeichnet der Anwender des VPV-Systems nur noch die gewünschte Sendung auf der angewählten Videotext-Programmhinweiseite. Voraussetzung ist allerdings ein videotexttauglicher Fernsehempfänger oder ein solcher Videorecorder. Die Programmierung eines Videorecorders läuft demnach wie folgt ab: Der Benutzer wählt die Videotext-Seite an, auf der die gewünschte Sendung angekündigt wird (Programmübersichtsseite). Mit einer speziellen Taste (Marke) markiert er dann die Sendung und programmiert sie mit einer weiteren Taste (Programmieren). Damit sind alle für den Ablauf relevanten Daten in den VPV-Videorecorder eingelesen worden. Das Gerät ist nun in der Lage, bei Start des aufzuzeichnenden Programms anzulaufen und bei dessen Ende wieder abzuschalten. Dies erfolgt durch die sendungssynchrone Steuerung der Aufnahme durch das VPS-Signal in Datenzeile 16. Neben dieser einfachen Programmierung bietet das Videotext-Programmierverfahren noch weitere Vorteile, nämlich

- Abspeichern der Sendungstitel ohne zusätzlichen Bedienungsaufwand,
- gleichzeitiges Darstellen aller z. Z. im Recorder abgespeicherten Aufzeichnungswünsche auf dem Fernsehempfänger.

Neben diesen Bedienungsvorteilen bietet der Videotext außerdem die Möglichkeit, ständig aktuell über Programmänderungen informiert zu sein. Auch kurzfristig ins Programm aufgenommene Sendungen können so schnell für die Aufzeichnung vorbereitet werden.

## 7. Analoge und digitale Komponenten im Fernsehstudio

Mit der Verabschiedung der endgültigen Fassung der CCIR-Empfehlung 601 im Mai 1986 findet eine langjährige Entwicklung ihren vorläufigen Abschluß, welche sich zum Ziel gesetzt hatte, die bisher verwendete Signalverarbeitungstechnik in analoger geschlossener Form (PAL, NTSC, SECAM) durch digitale Komponententechnik zu ersetzen. Die Empfehlung 601 umfaßt eine Familie kompatibler digitaler Komponentenstandards, wobei jedem Familienmitglied ein bestimmter Anwendungsbereich innerhalb des Spektrums der Videosignalerzeugung und -nachbearbeitung zugeordnet ist. Dem digitalen Studiostandard 4:2:2

fällt hierbei eine Schlüsselrolle zu. Über die Interface-Optionen für digitale Studiogeräte nach dem 4:2:2-Standard referierte H. Schachlbauer. Grundlage für die Festlegung auf eine oder mehrere Interface-Versionen ist die in der Empfehlung 601 vorgegebene Datenstruktur. Die danach möglichen Interface-Optionen wurden darauf alle unter den folgenden Kriterien auf ihr Kosten/Nutzenverhältnis überprüft:

- mögliche Übertragungsmedien und deren nutzbare regenerationsfreie Übertragungslänge,
- benötigte Leiteranzahl, Stecker hierfür und deren Kontaktsicherheit,
- Implementierungsaufwand bzw. Integrierbarkeit von Schaltungsteilen im Leitungssender und -empfänger.

Das Ergebnis dieser Analyse sind die zwei bevorzugten Interface-Versionen:

- ein Byte-orientiertes „paralleles Interface“ für direkte Geräteverbindungen über kurze und mittlere Entfernungen für kleine Videoverteileranlagen mit dem Vorteil einfacher Verfügbarkeit der Signalkomponenten;
- ein Bit-orientiertes „serielles Interface“ für mittlere bis längere Geräteverbindungen über Koaxkabel oder Lichtleiter mit besonderen Vorteilen beim Einsatz großer Videoverteiler – jedoch zunächst noch mit erheblichem Kostennachteil im Vergleich zu parallelen Versionen. Zudem lassen sich die insgeheim gehegten Hoffnungen, mit einem seriellen Interface bestehende Koax-Verteilungssysteme in Fernsehstudios weiterbetreiben zu können, wegen des großen Bandbreitenbedarfs des seriellen Signals nicht erfüllen.

Damit liegen, in internationaler Abstimmung, zwei Interface-Versionen vor. Eine parallele Version mit 27 MBytes/s sowie eine serielle Version mit einer Bitrate von 243 Mbit/s. Wegen der hohen Datenrate eignen sich beide Versionen zur sternförmigen Signalverteilung, eine direkte Signaldurchschleifung ist nicht möglich. Beide Interface-Versionen bedürfen noch einer ergänzenden Beschreibung ihrer Zusatzdatenstrukturen.

Der Videorecorder stellt heute für die professionelle Fernsehtechnik ein grundlegendes Produktionsmittel dar. Als elektronisches Schnittsystem erfüllt er die gleichen Aufgaben wie beim Film der Schneidetisch. Dabei werden die Videosignale mehrfach von einem Recorder zum anderen überspielt. Die dabei auftretenden Qualitätsverluste lassen sich nur mit der digitalen Bildaufzeichnungstechnik vermeiden. Nach Sammeln erster Erfahrungen in der digitalen Videorecordertechnik liegt nun der digitale Aufzeichnungsstandard D1 vor, über den J. K. R. Heitmann berichtete. Der mechanische Teil des D1-Standards definiert das Spurbild auf dem Magnetband. Die Schrägspuren des Spurbildes erlauben die Aufzeichnung einer Datenrate von 227 Mbit/s. Weiter ist definiert, wie diese Datenrate zwischen Videosignalen nach CCIR 601 und 4 digitalen Audiosignalen entsprechend der AES-Norm mit 48 kHz Abtastfrequenz aufgeteilt ist. Ein Schwerpunkt der Standardisierungsarbeit bestand darin, die bestmögliche Lösung für Synchronisation, Fehlerschutz und Video-/Audio-Abtastverteilung zu finden, d. h. zu definieren, wo auf dem Band der jeweilige Abtastwert aufgezeichnet werden soll. Der mechanische Teil des Standards führt zu einem segmentierten Aufzeichnungsverfahren. Von den 312,5 Zeilen eines Halbbildes werden die letzten 300 Zeilen in 12 Schrägspuren aufgezeichnet. Um eine minimale Empfindlichkeit des aufgezeichneten Signals gegenüber Banddefekten (Dropouts) zu gewährleisten, wird das aufzuzeichnende Videosignal auf 4 benachbarte Magnet Spuren verteilt. Damit eine größtmögliche Übereinstimmung der Aufzeichnungsformate für 625 Zeilen und 525 Zeilen erreicht

wird, ist jede Schrägspur in zwei Hälften (obere und untere Hälfte) aufgeteilt worden. Dies führt zu 24 halben Spuren je Halbbild. Jede halbe Spur enthält einen sogenannten Videosektor und zwei Audiosektoren. Audio- und Videosignal benutzen dieselben Aufzeichnungsköpfe und zu einem großen Teil die gleiche Elektronik. Da ein Datensignal wegen seines Gleichspannungsanteils nicht ohne weiteres für die Aufzeichnung auf ein magnetisches Medium geeignet ist, sollte der Kanalcode den störenden DC-Gehalt des Video- und Audiosignals vor der Aufzeichnung reduzieren. Im D1-Format geschieht dies durch sogenanntes „Randomization“ oder „Scrambling“. Weiterer Bestandteil des D1-Standards ist die Kontrollspur. Hier werden 3 Kennimpulse aufgezeichnet, wovon der erste ein Servoreferenzimpuls ist, der alle 4 Schrägspuren geschrieben wird. Der zweite Kennimpuls kennzeichnet das 1. Segment eines Vollbildes und der dritte den Beginn der Durchnummerierung des Identifikationsmusters.

Auch an die Mechanik des Videorecorders stellt der D1-Standard erhöhte Anforderungen. Liegt doch, um den Bandverbrauch in der Größenordnung von 1"-Videobandgeräten zu halten, der Spurbandabstand mit 45 µm fest; das ist weniger als ein Viertel der B- oder C-Format-Spuren. W. Fell betrachtete in seinem Vortrag die Auswirkungen des D1-Standards auf die Herstellung des mechanischen Bandlaufwerks. Das Band soll aus drei verschiedenen Kassettengrößen (10 bis 90 Minuten Spielzeit) automatisch ein- und ausgefädelt werden können. Demnach ist das Laufwerk für die Aufnahme von drei Kassettengrößen ausgelegt. Der neue Standard erlaubt verschiedene Scannerdurchmesser und -umschlingungen. Systematische Fehler, die bei MAZ-Geräten gleichen Typs bisher nicht in Erscheinung traten, müssen nun beachtet und beherrscht werden. Wegen der engen Spurbildtoleranzen muß auch die Form des Magnetbands näher untersucht werden. Bisher verfügbare 19-mm-Bänder haben Referenzkanten, die im spannungsfreien Zustand den Anforderungen des D1-Standards nicht entsprechen. Offenbar stellt die Produktion von Bändern mit extrem geraden Kanten auch eine Herausforderung für die Magnetbandhersteller dar.

Die Verabschiedung des Studio-Standards 4:2:2 ist ein wichtiger Schritt in Richtung auf ein zukünftiges Digitalstudio. Schon heute ermöglicht die 4:2:2-Digital-MAZ wesentliche Qualitätsverbesserungen in der Nachbearbeitung. Die jetzige Realisierung des Konzepts basiert im wesentlichen auf der Möglichkeit, große Datenraten aufzuzeichnen. Die Datenrate einer 74-min-Kassette beträgt 225 Mbit/s. Die Kehrseite solch hoher Datenraten liegt dann auch in der Fehleranfälligkeit des Systems. Deshalb kommt der Fehlerkorrektur eine große Bedeutung zu. Eine Arbeit von J. Wilkinson und J. Ive, die von H. Przybyla vorgetragen wurde, beschäftigt sich eingehend mit den Möglichkeiten der Fehlerkorrektur bei der Magnetbandaufzeichnung im 4:2:2-Standard. Das Prinzip der Fehlerkorrektur beruht auf einer zweidimensionalen Anordnung der Bildelemente (Pixels). Die einzelnen Pixels werden, wie beim Fernsehbild, von links oben nach rechts unten abgetastet. Dabei werden die Daten in Sektoren zu je zehn Produktblöcken zusammengefaßt. Die Fehlerkorrekturdaten werden zuerst den Horizontal-Daten und dann den Vertikal-Daten zugeführt. Nach jeweils 60 Bytes wird ein 4-Byte-Prüfcode eingefügt und nach jeder 30-Byte-Vertikal-Datenkolonne ein 2-Byte-Prüfcode. Die angewandte Decodiermethode kann mit dem inneren Code alle einzelnen Byte-Fehler korrigieren. Dies trifft auf gelegentlich auftretende Bitfehler genauso zu wie auf kurze „Bursts“ innerhalb eines Bytes. Weiterhin wird eine sehr zuverlässige Fehleranzeige (Flag) erzeugt, wenn der Fehler größer als 1 Byte ist. In diesem Fall wird keine Fehlerkorrektur durch-

geführt. Die Flugs mit den zugehörigen Daten werden an eine Concealment-Schaltung weitergeleitet.

Bei allen Anstrengungen, die Magnetbandaufzeichnung zu digitalisieren, hat das analoge Aufzeichnungsverfahren auch in Zukunft noch seine Bedeutung. Einen Ausblick auf die Zukunft des analogen Komponentensystems von Sony (BETACAM) gaben A. Arthurs und N. Ito in ihrer Arbeit, die von H. Przybyla vorgetragen wurde. Ursprünglich als reines Aufnahmesystem für die professionelle Berichterstattung entwickelt, ist das BETACAM-System zu einer Gerätefamilie mit weitem Anwendungsbereich angewachsen. Das derzeitige Geräte-System umfaßt Kamera-Recorder-Kombinationen mit Studioplayer, tragbare Player und Recorder, Studiogeräte mit Zeitlupenwiedergabe, Schnittrecorder und das Multikassettengerät Betacart. All diese Geräte sind primär für die Komponentenverarbeitung gedacht. Die Weiterentwicklung der zukünftigen analogen Geräte basiert auf der neuen Metallpartikel-Bandtechnologie. Dadurch wird es möglich, die Luminanz zu erhöhen, um Signale über 5 MHz aufzeichnen zu können. Dies sogar bei einem verbesserten Störabstand. Durch Verwendung anderer Aufnahmetechniken können gleichzeitig mit den rotierenden Köpfen die Videoinformation und zwei Audiokanäle aufgezeichnet werden (AFM-Technik). Um eine längere Spielzeit bei Kompatibilität mit den bereits existierenden Systemkomponenten zu realisieren, muß eine mechanisch größere Kassette eingeführt werden (90-Minuten-Kassette). Damit bietet das komplette BETACAM-System dem Anwender die Wahl zwischen dem normalen Oxydband und der neuesten Metallband-Technologie bei weitgehender Kompatibilität mit den bereits existierenden Geräten.

Die Farbfernseh-Bildinformation kann man, technisch gesehen, durch die analogen Signale Y, R-Y und B-Y ausdrücken. Sie sind die Grundkomponenten der Systemsignale PAL, NTSC oder SECAM. Eine einwandfreie Übertragung der Komponenten-Signale ist daher von großer Bedeutung für den gesamten Bildeindruck, sowohl in einem gegenwärtigen PAL-Studio als auch in einem künftigen Komponenten-Studio. Basierend auf dieser Erkenntnis hat Tektronix ein neues Testsystem für analoge Komponentensignale entwickelt, das von R. Ferbrache vorgestellt wurde. Es besteht aus einem Digitalgenerator und einem Monitor. Der Digitalgenerator erzeugt normgerechte Testbilder und Meßsignale zum Prüfen eines jeden Komponenten-Kanals. Interessant ist dabei auch die Kombination der Signale Y, R-Y und B-Y, da eine Spannung von 0,7 V für R, G oder B weder überschritten werden noch negative Werte annehmen darf, weil sonst ein falscher Farbeindruck auf dem Bildschirm entsteht. Deshalb kann der Generator auch zu Testzwecken ein normgerechtes Signal, das nach der Decodierung den exakten Farbeindruck erzeugt, und verfälschte Signale (zur Fehlersimulation) erzeugen. Zur Messung von Laufzeiten und Verstärkungsunterschieden zwischen den Komponentensignal-Kanälen ist eine neue Meßmethode entwickelt worden. Mit Hilfe eines „Bowtie-Signals“ werden Laufzeitunterschiede auf dem Monitor durch Verschieben des Nullpunktes in horizontaler Richtung angezeigt. Zur genauen Zeitbestimmung sind 10-ns-Marken eingeblendet. Eine Besonderheit ist auch die Display-Funktion „Lightning“. Sie ermöglicht die gleichzeitige Anzeige der drei analogen Komponenten-Signale Y, R-Y und B-Y.

Durch HDTV und MAC entstehen neue komponentenorientierte Systeme zur Produktion und Verteilung von Fernsehsignalen. Parallel dazu wird die Entwicklung der digitalen Signalverarbeitungs-Techniken sowohl im Studiobereich als auch beim Heimempfang weiterbetrieben. Die Fernsehtechnik befindet sich in einer Art Umbruch-

phase. Aus wirtschaftlichen Gründen werden aber alte und neue Techniken nebeneinander existieren bzw. miteinander arbeiten müssen. Dadurch entstehen Schnittstellen, die besondere Beachtung verdienen. Jede Qualitätseinbuße bei der Signalanpassung trägt ja zur Verminderung der qualitativen Vorzüge neuer Systeme bei. In seinem Vortrag gab H.-P. Richter einen Überblick über die Art der zu erwartenden Schnittstellen, klassifizierte diese nach den notwendigen Signalverarbeitungsroutinen und zeigte grundsätzliche Probleme sowie zu erwartende Qualitätseinbußen auf. Am Beispiel PAL/Komponenten-Schnittstelle, die in Zukunft durch die PAL/MAC-Transcodierung Bedeutung erlangen wird, wurde aufgezeigt, daß mit einer optimal an die Umgebung angepaßten Schnittstellenkonzeption im Zusammenspiel mit moderner Signalverarbeitungstechnik Qualitätsverluste an den Übergabepunkten auf ein Minimum reduziert werden können.

## 8. Fernsehübertragung und -ausstrahlung

Eine optimale Antennenanlage ist für eine Funkanlage von großer Bedeutung. Strahlungsdiagramme werden im allgemeinen mit errechneten Kurven angeboten. Rechnerische Methoden erfassen aber weder Umfeldeinflüsse noch Unzulänglichkeiten bei der Installation der Antenne. Um die exakten Strahlungseigenschaften einer Antennenanlage zu erhalten, muß man diese deshalb im endgültigen Aufbau am Betriebsort messen. P. Henß berichtete über ein Meßverfahren, bei dem mittels Hubschrauber in weniger als einer Stunde die wichtigsten Strahlungsparameter einer Antenne (Horizontaldiagramm, Vertikaldiagramm, Gewinn) bestimmt werden können. Der Flugweg des Hubschraubers wird dabei durch Hilfsgeräte bestimmt. Ein barographischer Höhenmesser und ein Entfernungsmesser, der die Entfernung zum Meßobjekt anzeigt, dienen der Ortsbestimmung. Der eigens für Antennenmessungen mittels Hubschrauber entwickelte Entfernungsmesser arbeitet nach dem Prinzip der Laufzeitmessung und mißt die Entfernung von einer am Meßobjekt aufgebauten Bodenstation zum Hubschrauber bis zu 5 km Reichweite. Die Darstellung der Azimutwinkel beim Kreisflug erfolgt über eine Visiereinrichtung. Vom Standort des Meßobjektes aus wird über dieses Visier der Hubschrauber verfolgt und ihm über Sprechfunk der Azimutwinkel in 30°-Schritten durchgegeben. Die Meß-Empfangsantenne wird an einem Teleskopmast angebracht, der sich bis auf 3 m unter den Hubschrauberboden ausfahren läßt. Zur Ausrichtung der Meßantenne kann er um 360° gedreht werden. Für die entsprechenden Frequenzbereiche werden rechnergesteuerte selektive Meßempfänger benutzt, die über einen IEC-Bus mit dem Rechner verbunden sind. Der Rechner ist ein für den mobilen Einsatz geeignetes Gerät, das eine gute HF-Schirmung besitzen muß, um eine hohe Störfestigkeit zu erreichen. Die aufgenommenen Meßwerte werden auf Diskette abgespeichert. Nach dem Flug werden die gespeicherten Daten mittels Rechner verarbeitet und die Diagramme mit Gewinn sowie allen gewünschten Angaben geplottet.

### 8.1. Digitale Übertragung in Fernsehleitungen

Zur Übermittlung von Fernsehsignalen mit Hilfe digitaler Übertragungsstrecken ist eine Anpassung der Datenrate an die bestehenden Übertragungskanäle notwendig. Nach der CCIR-Empfehlung 601 für den digitalen Studiostandard ergibt sich eine Bruttodatenrate von 216 Mbit/s. Es bietet sich an, durch Datenreduktion die 4. PCM-Hierarchiestufe von 140 Mbit/s anzustreben. Im Rahmen seines Vortrages behandelte S. Breide spezielle Filterungen der Farbdifferenzsignale U und V zum Zweck der Auflösungsreduktion. Es wird eine ausgeglichene horizontale und vertikale Chrominanzauflösung angestrebt. Dies kann durch

eine 3dimensionale Filtertechnik erreicht werden. Die Filterung in horizontaler, vertikaler und zeitlicher Richtung ermöglicht es, den Auflösungsverlust auf die digitale Richtung zu beschränken. Die hierzu benötigten Filterstrukturen sind eng mit dem Abtastverfahren (Offset oder Quincunx) verbunden. Bei unzureichender Filterung kommt es nämlich zu Bildstörungen (Aliasfehlern). Es konnte festgestellt werden, daß durch die Anwendung von Bildspeichertechniken (Interfield-Technik) trotz der Chrominanz-Daten-Reduktion gegenüber den Verfahren der zeilensequentiellen Abtastung ein Auflösungsgewinn in vertikaler Richtung erzielt werden kann.

In zukünftigen Nachrichtennetzen sollen die Signale ausschließlich in digitaler Form übertragen werden. Dies wird vom Fernliniennetz bis zum Teilnehmeranschluß gelten. Die Planungen gehen dahin, daß die Kommunikationsdienste (Fernsprecher, Bildfernsehen, Datex) und die Verteildienste (Fernseh- und Hörrundfunk) in einem einzigen integrierten breitbandigen Fernmeldenetz (IBFN), das als Übertragungsmedium die Glasfaser verwendet, zusammengefaßt werden. Auf die Frage der exakten Bitraten für digitale Breitbandsignale gingen W. Bartel und H. Hessenmüller in ihrem Vortrag ein. Neben der schnellen Datenübertragung sind die Fragen der Quellencodierung und der digitalen Multiplexbildung von großer Bedeutung. Um mit der Entwicklung von hochintegrierten Schaltkreisen für Multiplexer beginnen zu können, ist es notwendig, daß die exakten Bitraten der Signale bekannt sind. Für Digitalsignale bis 2 Mbit/s gibt es bereits Empfehlungen des CCITT. Sie beschreiben sowohl die für den Teilnehmer angebotene Nettobitrate als auch die an bestimmten Schnittstellen erforderliche Bruttobitrate. Für breitbandige Digitalsignale ist dagegen nur die digitale Übertragungshierarchie festgelegt. Weiter sind aus der CCIR-Empfehlung 601 die Bitraten bekannt, die bei der Quellencodierung von Videosignalen entstehen. Daraus wurden Vorschläge für exakte Bitraten bei 140, 70 und 34 Mbit/s definiert, die sich zum einen leicht aus den bei der Codierung von Videosignalen entstehenden Bitraten ableiten lassen und die zum anderen in die vorgeschriebene digitale Übertragungshierarchie passen. Ferner wurde ein für die Übertragung geeigneter Pulsrahmen angegeben.

Aufgrund der fortschreitenden Digitalisierung im Fernsehstudio wird in Zukunft bei Rundfunkanstalten der Wunsch bestehen, den Signalaustausch zwischen den Fernsehstudios in digitaler Übertragungstechnik vorzunehmen. Dies nicht nur um die hohe Bildqualität zu erhalten, sondern auch um die dem digitalen Studiostandard implizite Bearbeitungsqualität möglichst uneingeschränkt von Studio zu Studio zu übermitteln. Die Möglichkeiten einer Übertragung in zukünftigen Digitalnetzen erörterte G. Möll. Die Gesamtdatenrate nach CCIR-Empfehlung 601 beträgt 216 Mbit/s. Sofern nicht auf Sondernetze mit beliebig vorgebbaren Bitraten zurückgegriffen werden soll, ist eine Anpassung an die Übertragungsdaten der bei CCITT festgelegten PCM-Hierarchie (140, 34 und ggf.  $2 \times 34$  Mbit/s) erforderlich. Nun bietet die Nachrichtentechnik eine Vielzahl von Methoden der Anpassung einer Datenrate an eine vorgegebene Übertragungsrate. Das Verfahren zur Reduktion der Datenrate sollte aber ohne merkliche Qualitätseinbußen auf das zu übertragende Fernsehsignal bleiben. Dabei ist zu beachten, daß für die Rundfunkanwendung zwischen Zuspiegelung (Contribution) und Verteilung (Distribution) unterschieden wird. Während für den Programmaustausch zwischen Fernsehstudios nur Bitraten-Reduktionsverfahren in Frage kommen, die neben der Bildqualität die dem digitalen Studiostandard innewohnende Nachbearbeitungsmöglichkeit möglichst vollständig aufrechterhalten, sind für Verteilungswendungen (z. B. Signalzuführun-

gen zu Fernsehsendern) und für den internationalen Programmaustausch (Satellit) auch Codierverfahren mit weitgehender Bitratenreduktion zulässig. Allerdings darf auch hier die Bildqualität unter keinen Umständen leiden. Für „contribution“ wie für „distribution“ bestehen vielversprechende Lösungsansätze zur Übertragung in zukünftigen Digitalverbindungen. Für Europa bieten sich hierzu die Verwendung der 4. Hierarchiestufe (d. h. 140 Mbit/s) für „contribution“ und die Verwendung der 3. Hierarchiestufe (d. h. 34 Mbit/s) für „distribution“ an. Die Frage, ob ein nationaler Alleingang mit solch einer Zweiteilung sinnvoll ist, läßt sich schwer beantworten.

Das zukünftige Fernmeldenetz der Deutschen Bundespost heißt IBFN (Integriertes Breitband-Fernmelde-Netz). Über die Möglichkeiten dieses zukünftigen Konzeptes und dessen Einführungsstrategie berichtete N. Gawron. Im Jahre 1984 von der Post vorgestellt, beschreibt das IBFN-Konzept den Weg von mehreren derzeit existierenden Einzelnetzen zum Universal-Telekommunikationsnetz. Anhand zwischenzeitlich erarbeiteter, detaillierter Pläne zur Realisierung wurde über die laufenden und geplanten Aktivitäten der Bundespost berichtet. Den ersten Schritt zur Integration von Einzelnetzen ging die Bundespost bereits in den 70er Jahren mit dem Ausbau des Integrierten Text- und Datennetzes. Hier wurden die vormals getrennten Dienste (Text und Daten) zusammengefaßt. Darauf folgte der Anschluß, das Fernsprechnetz zu digitalisieren. Seit Anfang der 80er Jahre installiert die Post schrittweise digitale Übertragungseinrichtungen und seit 1985 die digitale Vermittlungstechnik. Zukunftsperspektive: Im Jahr 2020 soll das gesamte Fernsprechnetz voll digitalisiert sein. Bereits 1988 soll das ISDN (Integrated Services Digital Network) Serienreife erlangt haben. Und weiter geht die Zukunftsvision: In den 90er Jahren dieses Jahrhunderts soll es das Bildtelefon geben. Da für diesen Dienst ISDN mit seinen 64 kbit/s nicht ausreicht, will die Post ein ISDN-B (Breitband) mit zusätzlichen Nutzkanälen bis 140 Mbit/s einführen. Parallel dazu soll ein vermitteltes Satellitennetz (DFS-Kopernikus) installiert werden. Als letzter Schritt in diese Richtung ist dann die Einführung des IBFN geplant. Dies vereinigt dann das ISDN-B (Integrierte Schmal- und Breitbanddienste) mit den Ton- und Fernsehverteildiensten der Deutschen Bundespost auf den Teilnehmeranschluß.

## 8.2. Satelliten-Übertragung

Für Empfänger, die Signale von Fernmelde- und Rundfunksatelliten verarbeiten können, sind völlig neue Bauelemente und Schaltungstechniken erforderlich. Ein Empfängerkonzept für den privaten Satellitenempfang stellten J. Deutrich und M. Ohler in ihrem Vortrag vor. Der Empfänger wählt aus den Eingangssignalen der ersten ZF-Lage (950 bis 1750 MHz) den gewünschten Kanal aus und setzt ihn in die zweite ZF von 480 MHz um. Je nach Anwendung folgt auf den Demodulator dann ein D2-MAC-Decoder oder ein Multistandard-Decoder für PAL und SECAM. Für die Tonsignal-Verarbeitung sind Umschaltfunktionen für die parallel angebotenen Tonkanäle vorgesehen. Wegen der Qualität des gelieferten Signals kommt den Ausgangsschnittstellen des Satelliten-Empfängers besondere Bedeutung zu. Ideal ist hier ein RGB-Ausgang. Für den Anschluß an vorhandene Geräte ist aber auch ein UHF-Umsetzer und ein FBAS-Transcoder notwendig. Aus wirtschaftlichen Gründen wird es auch bei dieser Art von Empfängern zu Standardschaltungen kommen. Als Heimempfänger wird sich wohl nach einer Startphase das Farbfernsehgerät mit fest eingebautem D2-MAC-Decoder durchsetzen, das für PAL- und D2-MAC-Signale aus dem Kabelnetz voll empfangstüchtig ist. Durch die Nachrüstung mit einem Satelliten-Empfangstuner über definierte Schnitt-

stellen ist es dann für den individuellen Satellitenempfang ausbaubar.

Die Vorbereitungen für die Produktion von Satelliten-Empfangsanlagen sind bereits in vollem Gange. Der Vortrag von G. Begemann und J. Hehlhans befaßte sich mit der konzeptionellen Gestaltung von Außeneinheiten für Rundfunksatelliten-Empfangsanlagen. Darunter versteht man Antenne, Erreger, Filter und Depolarisatoren sowie die Elektronik zur Verstärkung und Umsetzung des Mikrowellenbandes von 11,7 bis 12,5 GHz in eine erste Zwischenfrequenz von 950 bis 1750 MHz. Basierend auf den bekannten Leistungsflußdichten einzelner Satelliten (TV-Sat und TDF) wurden, im Zusammenspiel mit der Rauschzahl von Konvertern, Antennengrößen errechnet. Dabei konnten die Vorzüge offset-gespeister Parabolantennen gezeigt werden. Weiter wurde eine, auch aus fertigungstechnischen Gründen elegante, Lösung für die Polarisations-Trennung der zirkular rechts- und linksdrehenden Signale verschiedener Satelliten vorgestellt. Unter Berücksichtigung der Rauschzahl wurde eine elektronische Filterung von störenden Außerbandsignalen (FM-Richtfunk) zusammen mit der Übersteuerungsfestigkeit gegen Innenbandstörer (AM-Richtfunk) realisiert. Abschließend wurden dann noch die Möglichkeiten der kostengünstigen Fertigung (Hybride, automatische Bestückung und Prüfung) gezeigt. Ein bei der Tagung gezeigtes Muster eines Offsetspiegels mit Konvertersystem überzeugte nicht zuletzt auch wegen seiner gestalterischen Eleganz.

Nach einem französischen und deutschen Regierungsbeschuß ist für das Übertragungsverfahren der direktstrahlenden Satelliten TV-Sat und TDF D2-MAC zu wählen. Ausgehend von der EBU-Spezifikation über das D2-MAC/Paket-System stellte W. Mielke einen Coder vor. Er besteht im wesentlichen aus den Komponenten zur Videosignalverarbeitung, den Audioprozessoren, Komponenten zur Multiplexbildung und aus Hilfsbaugruppen (Taktgenerator, Stromversorgung). Die Farbdifferenzkomponenten U und V werden einer vertikalen Filterung unterworfen, da wegen der zeilensequentiellen Übertragung der Komponenten durch Unterabtastung auffällige Störungen an vertikalen Farbkanten entstehen würden. Anschließend werden Luminanz- und Chrominanzsignale zeitkomprimiert und verschachtelt. Es besteht ferner die Möglichkeit, die Videosignale zu verschlüsseln (Line Rotation, Double Line Cut). Für die Audiosignale sind alle von der EBU vorgesehenen Verfahren (15 kHz/7 kHz Bandbreite, lineare/kompandierte Übertragung, Parity/Hammingschutz) realisiert worden. Das Gerät kann mit beliebig vielen Datenkanälen und mit bis zu acht Tonkanälen bestückt werden. Ein eingebauter Rechner verhindert unzulässige Geräteeinstellungen und Überschreitungen der maximalen Übertragungskapazität. Mit dem Rechner können über Schnittstellen Paketadressen, Betriebsart etc. gewählt werden. Durch die flexible Struktur des Coders ist eine Erweiterung auf Pay-TV-Betrieb (Conditional Access) und HDTV leicht möglich.

Eine hochintegrierte Schaltung zum Decodieren von Fernsehsignalen nach der D2-MAC-Norm ist die Arbeit von T. Fischer, M. Jünke und H. Zibold. Der Decoder wurde so ausgelegt, daß er sowohl für Beistellgeräte als auch für den Einbau in Fernsehempfänger geeignet ist. Die wichtigsten Funktionsblöcke des D2-MAC-Decoders sind

- Taktregenerierung und Bitabtrennung,
- Synchronisation,
- Luminanz- und Chrominanzsignalexpansion,
- Ton- und Datenteil.

Das empfangene D2-MAC-Signal wird mit einer Abtastrate von 20,25 MHz digitalisiert. Nach der zeitlichen Expansion liegt das Videosignal mit einer Abtastrate gemäß CCIR-

Empfehlung 601 vor. Eine variable Vorfilterung erlaubt die Anpassung an verschiedene Empfängerkonzepte und unterschiedliche Empfangssituationen. Die Beurteilung der Empfangssituation ist möglich durch das Messen der Bitfehlerquote bei der Codierung der Ton- und Datenpakete. Die Anpassung erfolgt durch Steuerung der Videobandbreite in Abhängigkeit von der gefundenen Bitfehlerquote. Die Tonsignale werden einheitlich mit einer Abtastrate von 32 kHz vom D2-MAC-Decoder zur Verfügung gestellt. Das vorgestellte IC ermöglicht es, einen kostengünstigen Empfänger nach dem D2-MAC-Standard zu bauen.

Zum Abschluß der Tagung fand eine Podiumsdiskussion statt. Unter der Leitung von R. Gressmann diskutierten N. Annegarn, M. Hausdörfer, U. Messerschmid, F. Müller-Römer, H. Przybyla, L. Stenger und B. Wendland die Frage „D2-MAC/50 Hz statt HDTV/60 Hz?“ Das angestrebte Ziel einer einheitlichen Weltnorm für die Fernsehproduktion ist nach Ansicht der UER mit dem von Japan und den USA vorgeschlagenem System prinzipiell erreichbar. Allerdings sollten noch Untersuchungen zur progressiven Abtastung gemacht werden und die Frage des der Produktionsnorm entsprechenden Übertragungssystems beantwortet werden. Durch die Politisierung des Problems Weltnorm in den USA und auch in Europa ist es aber unter den ITU-Verwaltungen nicht zu einer Mehrheitsentscheidung für die Annahme einer Empfehlung gekommen. Dennoch bleibt das Problem einer 60-Hz-Norm in einer 50-Hz-Umgebung bestehen. Eine Lösung sollen Forschungsarbeiten im Rahmen des Eureka-Projektes bringen, an dem mehrere europäische Firmen-Gruppen beteiligt sind. Zwei davon, Thomson und Philips, haben die folgenden Strategien: Die Thomson-Gruppe beabsichtigt duale 50/60-Hz-Systeme zu untersuchen, während Philips in Richtung einer Norm tendiert, deren höhere Bildfrequenz sowohl für 60-Hz- wie auch für 50-Hz-Umgebung geeignet ist.

Bei den Empfängerherstellern in Europa besteht die Ansicht, daß man ohne Einführungsstrategie für eine neue Ausstrahlungsnorm keine Festlegungen auf eine Produktionsnorm machen sollte. Jede Strategie sollte aber das Kompatibilitätsprinzip für die bereits existierenden Empfänger berücksichtigen. Nur so würde es möglich sein, Zug um Zug neue hochwertige Empfänger einzuführen. Eine inkompatible Lösung wäre z. B. das MUSE-Verfahren, welches es erlaubt, ein in HDTV-Technik erstelltes Programm in einem derzeitigen Fernsehkanal zu verbreiten. Die europäische Industrie zieht es aber vor, auf einem anderen Weg zu einem vergleichbaren Ergebnis zu kommen. Man möchte, von der gegenwärtigen MAC/Paket-Norm ausgehend, mit Hilfe entsprechender Erweiterungen die Qualität einer MUSE-Übertragung erreichen.

Die deutschen Rundfunkanstalten sind der Meinung, daß man der von Japan und den USA vorgeschlagenen Produktionsnorm zustimmen kann und das auch sollte, da eine Weltnorm für den Austausch hochwertiger und damit teurerer Programme unerlässlich ist. Im übrigen versteht man in Europa überhaupt ein Streit über einen neuen Produktionsstandard ausgebrochen ist. Durchdenkt man einmal kritisch, welchen Anteil HDTV-Produktionen in Zukunft haben könnten, so sind 50 % sicherlich sehr hoch gegriffen. Schon aus diesem Grund ist es wichtig, den kompatiblen Ausbau der bereits bestehenden Systeme zu betreiben.

Die japanische Geräteindustrie setzt auf strikte Trennung von HDTV zu übrigen Systemen. Während sich die MAC/Paket-Familie in ihren Verbesserungen ausschließlich nach den Grundparametern der bestehenden Fernsehsysteme orientiert (z. B. Bandbreite), soll das HDTV-System dem Zuschauer eine neue Fernsehwelt erschließen.

Deshalb darf man keine Kompromisse eingehen, die diese neuen Erlebnisse beeinträchtigen. Dieser Konsequenz folgend hat die japanische Industrie eine vollständige Produktionsserie auf der Basis von 60-Hz-HDTV erstellt. Als Ziel wird hierbei ein weltweites, einheitliches Produktionssystem für Fernseh- und Kinofilmproduzenten gesehen. Durch die Einführung in diesem professionellen Bereich wird auch eine Stimulanz des Heimfernseh-Marktes erwartet.

Die Diskussion zeigte, daß geteilte Meinungen über den Sinn und die Einführung von qualitativen Verbesserungen des Fernsehbildes bestehen und machte die verschiedenen Interessenlagen deutlich. Fest steht, daß es derzeit noch keine einheitliche europäische Einführungsstrategie für HDTV gibt. Man sollte sich aber möglichst bald um Konsens bemühen, denn nur so kann das Fernsehen im Wettlauf der Medien um die Publikumsgunst mithalten.

Herbert Mücke  
Institut für Rundfunktechnik, München

## EBU-TRAINING-WORKSHOP

ANTWERPEN, 1. BIS 3. OKTOBER 1986

### 1. Vorbemerkung

Die Working-Party F (Aus- und Fortbildung) der EBU veranstaltet in zweijährigem Turnus „Training-Workshops“; Ziel der Veranstaltungen ist die gegenseitige Information der Mitarbeiter der Rundfunk-Aus- und Fortbildungsstätten über Bildungsinhalte und Methoden und über die derzeitigen Arbeitsvorhaben. Angestrebt wird dabei auch der Austausch von Lernmaterial oder die Vorbereitung gemeinsamer Vorhaben, wo immer das möglich ist.

Die Workshops haben Vortragsphasen im Plenum (vormittags), Screenings (Vorführung und Diskussion von Lernmitteln in Parallelsitzungen), Diskussionsgruppen und einen „Markt“, auf dem Neuentwicklungen in Hard- und Software vorgestellt und diskutiert werden. Diese Form soll genügend Zeit für Fachdiskussionen unter den Teilnehmern bieten.

### 2. Teilnehmer

Am diesjährigen Workshop nahmen rund 140 Teilnehmer aus mehr als 20 Ländern teil, darunter auch aus Kanada, Indien, der Volksrepublik China, Surinam, den USA. Aus der Bundesrepublik Deutschland nahmen 15 Personen teil – aus den Bildungsstätten der DW und des SFB, von WDR und SRT und einigen Firmen (die im Rahmen von Vorführungen, Referaten oder auf dem Markt mitwirkten).

Die EBU gewährt jährlich Fellowships in den Bereichen Fernsehen, Hörfunk und Technik. Die Technik-Fellowship wird als Training-Fellowship gewährt; die Vergabe wurde der WP F übertragen. Am Training-Workshop Antwerpen nahm der diesjährige Fellow (Mr. Zhang) teil. Er ist Leiter der Fernseh Abteilung des Broadcast-Instituts der Volksrepublik China, Peking. Prof. Zhang hatte zuvor die IBC Brighton und einige Rundfunk-Bildungsstätten in Europa – auch BTS Darmstadt, das TTC Berlin und die SRT – besucht.

### 3. Einige Anmerkungen zu Organisation und Ablauf

Der Workshop 1986 wurde wie der vorige (1984) von einer Arbeitsgruppe vorbereitet und ganz wesentlich von BRT und der Technischen Zentrale der EBU unterstützt. Ein großer Teil der Vorführanlagen (Fernseh-Rückprojektoren und -Projektoren, Abspielgeräte für zahlreiche Normen usw.) wurde teils von Herstellern bereitgestellt, teils angemietet. Die meisten Referate wurden in Englisch vorgetragen. Dabei war es sehr hilfreich, daß während allen Plenumsveranstaltungen für Referenten und Diskussions-

teilnehmer eine Simultanübersetzung Englisch/Französisch zur Verfügung stand.

Ursprünglich wurde der Workshop für etwa 100 Teilnehmer geplant. Die endgültige Anmeldezahl lag zwischen 140 und 150. Ein Vorteil gegenüber dem vorigen Workshop im gleichen Hotel war, daß in diesem Jahr alle Veranstaltungen in einem zusammenhängenden Raumkomplex im Erdgeschoß stattfinden konnten. So waren die Wege zwischen Plenum, Screenings, dem Markt (und dem Mittagessen) extrem kurz. Dies förderte den Gedankenaustausch und die Nutzung der einzelnen Veranstaltungsbereiche.

Die hohe Teilnehmerzahl bestätigt das große Bedürfnis der Trainer, Informationen auszutauschen und sich weiterzubilden; auch die rege Beteiligung bei allen Veranstaltungen spricht dafür. Als geringer organisatorischer Fehler erwiesen sich kurzfristige Terminänderungen einiger Referate (die daraufhin nur schwach besucht waren). Die Arbeitsgruppe wird einen Abschlußbericht vorlegen, der auch Empfehlungen für die Folgeveranstaltung (Oktober 1988) enthalten wird.

Die Veranstalter haben schließlich auch ein interessantes und anregendes Rahmenprogramm angeboten. (Besichtigungen in Antwerpen und Leuven, die, weil durch potente Sponsoren gefördert, die Teilnahmegebühr für den Workshop nicht belasteten).

### 4. Einige persönliche Eindrücke aus dem Workshop

2 große Themenkomplexe zogen sich durch den Workshop:

#### 1. Kooperation zwischen Management und Trainern

Der Workshop fand nicht nur bei Trainern großes Interesse, sondern auch bei Managern zahlreicher Rundfunkorganisationen – dies läßt sich z. B. auch aus der Bereitschaft erkennen, an der Podiumsdiskussion am 1. Tage mitzuwirken. Auch scheinen Manager zunehmend wahrzunehmen, daß **Training eine äußerst wichtige Komponente der Personalarbeit** ist. Dies führte in den Diskussionen zu der konkreten Anregung, die **Zusammenarbeit zwischen Trainern und Managern zu intensivieren**. Dazu soll in etwa einem Jahr ein Treffen Trainer – Manager (vielleicht im Anschluß an die Vollversammlung der Arbeitsgruppe F) stattfinden.

Der Direktor der Technischen Zentrale der EBU, Mr. G. T. Waters, deutete die Möglichkeit an, 1987 ein Heft der EBU-Review (Tech.) dem Schwerpunktthema „Training for Broadcasting“ zu widmen. Dies könnte das gegenseitige Verständnis und die Zusammenarbeit Manager – Trainer unterstützen.

## 2. Der Einfluß neuer Technik auf Training im Rundfunk

Neue Technik erfordert gründliches Nachdenken über zeitgemäße Ziele und Inhalte der Rundfunk-Trainingsmaßnahmen. Jede Bildungsmaßnahme muß zielgruppengerecht die Bildungsergebnisse (der Anstalt und der Mitarbeiter) befriedigen. Mir erscheint es jetzt nötiger als früher, zwischen „Training“ und „Education“ zu unterscheiden (in deutsch vielleicht arbeitsplatzbezogene und allgemeinbildende Maßnahmen; dabei schließt „allgemeinbildend“ auch Grundlagen neuer Technik ein).

Die immer kürzer werdende Nutzungsdauer moderner Geräte verlangt besonders dringend nach **Langzeitstrategie für Betrieb, Wartung und Training**; sonst sind Fehlinvestitionen (in Ausrüstung und Ausbildung) und Frustration der betroffenen Mitarbeiter nicht auszuschließen.

**Wartung und Bedienung der modernen Geräte und Anlagen** im Rundfunk erfordern ein kritisches Überdenken bisheriger Praxis in Rundfunkanstalten:

- Angesichts der Kurzlebigkeit neuer Geräte bekommen Wartbarkeit, Verfügbarkeit, Betriebs- und Wartungshilfen zunehmend Gewicht neben den technischen Parametern (Pflichtenheftswerten). Beschaffungsentscheidungen allein auf Grundlage der bisherigen Kriterien (Pflichtenheftsbedingungen, Typenabnahme, Preisangebote) werden der gegenwärtigen und zukünftigen Situation nicht mehr gerecht.
- Die Nutzungsdauer von Geräten und Anlagen wird – bedingt durch neue Technik – immer kürzer (3 bis 5 Jahre). Die technische Lebensdauer mit bis zu 10 Jahren wird also kaum ausgenutzt; Störungen und Fehler werden immer seltener auftreten, so daß gerätespezifische Erfahrungen in der Fehlersuche kaum noch entstehen können. Das erschwert es im Einzelfall, Fehler rasch richtig zu lokalisieren.
- Die Erprobung – bis alle Anfangsprobleme gelöst sind – dauert heute oft mehr als ein Jahr. Damit die wirkliche Nutzungszeit moderner Geräte möglichst optimal genutzt werden kann, müssen **Meßtechnik (Wartung) und Training schon in der Planungs- und Beschaffungsphase beteiligt** werden – nicht erst, wenn die Geräte schon installiert sind. Dies könnte erhebliche Kosten einsparen helfen.
- Es ist dringend nötig, auf Hersteller einzuwirken (Bedien- und Wartungshilfen, Dokumentation, . . .). **Richtlinien und Empfehlungen der Rundfunkanstalten und ihrer Organisationen helfen nichts, wenn nicht die Besteller auf deren Einhaltung dringen.**
- Das **Selbstverständnis der Rundfunkmitarbeiter** sollte sich wandeln; die Kurzlebigkeit moderner Geräte verlangt eine veränderte Einstellung des Personals zu den Geräten: Ingenieure, Betriebs- und Wartungspersonal, Benutzer müssen mit den neuen Geräten vertraut sein, ohne letzte technische Details beherrschen zu wollen.

Neue Technik im Rundfunk hat auch den Aspekt „Technik als Lernhilfe“ für Lerner und Lehrer. Ein halber Tag war dem computerunterstützten Lernen gewidmet. Die Präsentation des Marktes und die Statements einzelner Firmen zeigten das Interesse, neue Technik zur Unterstützung von Lehrern, Benutzern und Reparateuren zu verwenden. Die Probleme der derzeit verfügbaren Systeme wurden aufgezeigt; Hoffnungen, die man in neue Technik wie z. B. Bildschirmtext und Computer gesetzt hat, haben sich bisher nicht voll erfüllt. Eine Reihe von Rundfunkorganisationen und Herstellern berichteten über interessante computerunterstützte Projekte für Betrieb und Wartung. Erste Ansätze für die Verwendung künstlicher Intelligenz wurden vorgestellt – wenn auch noch in früher Entwicklungsphase. Es wird interessant sein, in zwei Jahren den Fortschritt zu erfahren.

Hans Springer  
Schule für Rundfunktechnik, Nürnberg

## TAGUNGEN UND AUSSTELLUNGEN

### Termine

21. 1. – 22. 1. 1987	Wege zu besseren Fernsehbildern MÜNCHNER KREIS erörtert die Zukunft des hochauflösenden Fernsehens	8. 4. – 10. 4. 1987	Frequency Synthesizers (IERE) Guildford
6. 2. – 7. 2. 1987	21st Television Conference (SMPTE)	27. 4. – 1. 5. 1987	CLEO 87 Conference on Lasers and Electro-Optics
San Francisco		Baltimore	
16. 2. – 19. 2. 1987	Electronic Imagine 87 Tagung und Ausstellung	8. 6. – 11. 6. 1987	The 1987 IEEE MTT-S International Microwave Symposium
Anaheim		Las Vegas	
4. 3. – 11. 3. 1987	CeBIT 87	11. 6. – 17. 6. 1987	15. Internationales Fernseh- Symposium und Technische Ausstellung
Hannover		Montreux	
10. 3. – 13. 3. 1987	82nd Audio Engineering Society Convention (AES)	15. 6. – 19. 6. 1987	ISDN 87
London		Atlanta	
24. 3. – 27. 3. 1987	Antennen NTG-Fachtagung	26. 6. – 30. 6. 1987	BKSTS 87 10th International Film and Television Technology Conference and Exhibition
Würzburg		Brighton	
27. 3. – 31. 3. 1987	65th Annual NAB Convention		
Dallas			
1. 4. – 8. 4. 1987	Hannover-Messe 87		
Hannover			

## NACHRICHTEN

RUNDFUNKVERSORGUNG  
IN DER BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND  
UND IN BERLIN (WEST)

**Ultrakurzwellessender**

**Inbetriebnahmen**

Von den Rundfunkanstalten wurden folgende Ultrakurzwellessender in Betrieb genommen:

Station	Pro-gramm	Kanal	Fre- quenz MHz	Leistg. ERP kW	Pol.	Azimut Grad	Tag der Inbetrieb- nahme
<b>Bayerischer Rundfunk</b>							
DillbergV		50	102,0	25	H	ND	20.9.86

**Hessischer Rundfunk**

Biedenkopf IV	4S	54	103,2	4,3	H	ND	6.10.86
Gr. Feld- berg- TaunusIV	4S	52	102,5	100	H	ND	6.10.86
HardbergIV	4S	49	101,6	20	H	ND	6.10.86
WürzburgIV	4S	56	103,8	5	H	ND	6.10.86

**Westdeutscher Rundfunk**

KleveIV	4S	49	101,7	2	H	ND	3.6.86
MünsterIV	4S	43	100,0	25	H	ND	3.6.86
NordhelleIV	4S	56	103,8	35	H	ND	3.6.86

**Änderungen**

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

Station	Pro-gramm	Kanal	Fre- quenz MHz	Leistg. ERP kW	Pol.	Azimut Grad	Tag der Ände- rung
<b>Bayerischer Rundfunk</b>							
Inntal I	1S	<b>46</b>	<b>100,7</b>	0,05	H	265	2.4.86
München/ Ismaning	<b>4G</b>	10	<b>90,0</b>	25	H	205	3.3.86
Augsburg	<b>G</b>	32	96,7	1	H	ND	7.1.86
Nürnberg/ Dillberg	<b>G</b>	39	98,6	1	H	ND	7.1.86

**Norddeutscher Rundfunk**

LübeckII	2S	<b>12</b>	<b>90,7</b>	0,06	H	ND	25.6.86
----------	----	-----------	-------------	------	---	----	---------

Station	Pro-gramm	Kanal	Fre- quenz MHz	Leistg. ERP kW	Pol.	Azimut Grad	Tag der Ände- rung
---------	-----------	-------	----------------------	----------------------	------	----------------	--------------------------

**Saarländischer Rundfunk**

Merzig II	2S	<b>17</b>	<b>92,1</b>	0,1	H	55	1.7.86
-----------	----	-----------	-------------	-----	---	----	--------

**Südwestfunk**

Donners- berg III	3S	<b>47</b>	101,1	60	H	<b>ND</b>	3.6.86
----------------------	----	-----------	-------	----	---	-----------	--------

**Westdeutscher Rundfunk**

AachenII	2S	<b>46</b>	<b>100,8</b>	5	H	ND	3.6.86
AachenIV	4S	<b>23</b>	<b>93,9</b>	5	H	ND	3.6.86
BonnII	2S	<b>45</b>	<b>100,4</b>	50	H	ND	3.6.86
BonnIV	4GS	<b>12</b>	<b>90,7</b>	5	H	ND	3.6.86
Langen- bergI	1GS	<b>54</b>	<b>103,3</b>	100	H	ND	3.6.86
Langen- bergIV	4S	<b>48</b>	<b>101,3</b>	100	H	ND	3.6.86
SiegenIII	3S	<b>38</b>	<b>98,4</b>	0,5	H	ND	3.6.86
SiegenIV	<b>4S</b>	47	101,2	0,1	H	ND	3.6.86
Eifel-Bär- belkreuz	2S	<b>47</b>	<b>101,0</b>	10	H	ND	3.6.86
Eifel-Bär- belkreuz	4S	<b>58</b>	<b>104,4</b>	0,5	H	ND	3.6.86

**Außerbetriebnahmen**

Vom Bayerischen Rundfunk wurde folgender UKW-Sender außer Betrieb genommen:

Station	Pro-gramm	Kanal	Fre- quenz MHz	Leistg. ERP kW	Pol.	Azimut Grad	Tag der Außerbe- triebnahme
Nürnberg/ Dillberg	4S	39	98,6	1	ND	H	20.9.86

**Fernsehsender**

**Inbetriebnahmen**

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

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimut Grad	Tag der Inbetrieb- nahme
<b>Bayerischer Rundfunk</b>						
Kinding	8	0	10	HH	53;263	14.4.86
Schönsee	11	2P	20	H	300;210	3.3.86
Eden- stätten	49	6M	200	H	182;142	30.4.86

RUNDFUNKTEILNEHMER-STATISTIK

Stand 30. September 1986

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimut Grad	Tag der Inbe- triebnahme
---------	-------	--------	---------------------	------	----------------	--------------------------------

**Hessischer Rundfunk**

Adolfseck	32	0	1	H	190;345	21.5.86
Bad König	36	6P	20	V	ND	23.5.86

**Norddeutscher Rundfunk**

Hardeggen	50	2M	30	H	347;262	15.4.86
Heisebeck	54	4M	4	H	135	20.5.86
Lauthen- thalII	48	6M	2	H	350	5.6.86
Boden- werderII	32	2P	50	H	188	15.5.86
Delligsen	50	0	20	H	12	10.9.86
Bad Harz- burg	46	7P	40	H	40	14.10.86

**Saarländischer Rundfunk**

Bachem	57	2M	10	H	25	7.5.86
--------	----	----	----	---	----	--------

**Südwestfunk**

Untersi- monswald	7	6M	2	H	40	7.4.86
Nieder- hövels	7	8M	0,7	H	10	24.3.86
Jettenbach	32	3P	6	H	130	17.3.86
Atlay	12	0	0,1	H	55	29.1.86
ContwigII	32	8P	4	V	10	11.6.86
Abtweiler	33	8P	1	V	90	6.5.86
Becher- bach/Pfalz	36	8P	2	V	260	24.4.86

**Westdeutscher Rundfunk**

Netphen- Eschen- bach	53	0	8	H	130	5.12.85
Almena	38	8P	20	H	245	14.3.86

**Außerbetriebnahmen**

Vom Norddeutschen Rundfunk wurden für das I. Fernsehprogramm folgende Füllsender außer Betrieb genommen:

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimut Grad	Tag der Außerbe- triebnahme
Spiekers- hausen	5	2P	1	H	360	2.9.86
Sicheln- stein	11	4P	30	V	285	18.9.86

	Gebühren- pflichtige Teilnehmer	Zunahme (Abnahme) seit 30. 6. 1986	Anteil in %
--	---------------------------------------	--	----------------

**Hörfunk**

BR	4 229 657	+ 21 369	17,8
HR	2 234 844	+ 9 969	9,4
NDR	4 402 232	+ 10 739	18,5
RB	285 154	+ 183	1,2
SR	418 794	+ 477	1,8
SFB	875 461	- 1 667	3,7
SDR	2 414 299	+ 10 991	10,1
SWF	2 993 371	+ 12 692	12,6
WDR	5 926 936	+ 7 714	24,9
Summe	23 780 748	+ 72 467	100,0

**Fernsehen**

BR	3 757 873	+ 11 732	17,6
HR	1 988 856	+ 5 744	9,3
NDR	3 984 934	+ 6 546	18,7
RB	256 926	- 112	1,2
SR	381 326	+ 149	1,8
SFB	807 760	- 2 097	3,8
SDR	2 009 096	+ 6 235	9,4
SWF	2 537 234	+ 8 992	11,9
WDR	5 602 356	+ 4 353	26,3
Summe	21 326 361	+ 41 542	100,0

Die Anzahl der darüber hinaus aus sozialen Gründen von der Gebührenpflicht für den Hör- und Fernsehgrundfunk befreiten Teilnehmer betrug 3 675 670 am 30. September 1986.

**Automatischer Tonmischer erweitert Mosaic-A-System**

Das Schnittsystem Mosaic-100 von AEG für Videoproduktionen sowie für die Tonnachbearbeitung ist durch den fernsteuerbaren Tonmischer Moston erweitert worden. Dieser Tonmischer wird in zwei Ausführungen angeboten. Moston-K besteht aus einem Mischpult mit einer Vorkreuzschiene und vier VCA-Pegelstellern. Moston-P ist als



Mischpult mit einem VCA-Pegelsteller für jeden Eingangskanal ausgeführt.

Das Tonmischsystem wurde zusammen mit der Firma Neumann entwickelt. Es ist als Ergänzung für bestehende konventionelle Tonregietische konzipiert, die bisher manuell betätigt wurden. Funktionen wie Hartschnitt, Auf- und Ablende sowie Überblendung mit verschiedenen Kurvenformen sind abrufbar. Besonders hervorzuheben ist der fernsteuerbare bildgenaue Learn Mode für alle Pegelsteller und die Möglichkeit, mehrere Pegelsteller über den Master-Slave-Betrieb zu verkoppeln. Ein abgesetztes Klinkenfeld ermöglicht das Einschleifen weiterer Geräte zur Tonbeeinflussung. Zwei weitere Moston-P-Systeme sind bereits beim Süddeutschen Rundfunk im Einsatz. In zwei Studioregietischen, ausgerüstet mit Vorhör- und Abhörwegen sowie mit Entzerrerverstärkern, wurde das System in den neuen MAZ-Bearbeitungsräumen installiert (siehe unser Bild).

AEG-Pressinformation

#### **Eduard-Rhein-Preis für die Entwicklung des digitalen Hörfunksystems über Rundfunksatelliten**

Für die Schaffung eines digitalen Hörfunkübertragungsverfahrens für 16 digitale, stereofone Programme über Rundfunksatelliten erhielt Dipl.-Ing. Peter Treytl von der Deutschen Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt e. V. (DFVLR) am 23. Oktober 1986 den Eduard-Rhein-Preis. Im Rahmen einer kleinen Feierstunde bei der DFVLR in Köln-Porz hat er diesen Preis am 4. November 1986 mit sieben der engsten Mitarbeiter seines Teams geteilt (Dr. S. Börner, ANT Nachrichtentechnik GmbH, Backnang; Dipl.-Ing. C. Dosch, Institut für Rundfunktechnik, München; Dipl.-Ing. F. Hautsch, ehemals Fernmeldetechnisches Zentralamt, Darmstadt; Dipl.-Ing. H. Jakobowski, Institut für Rundfunktechnik, München; Prof. Dr. G. Plenge, Institut für Rundfunktechnik, München; Dr. W. Schambeck, DFVLR, Köln; Dipl.-Ing. W. Schreitmüller, ANT Nachrichtentechnik GmbH, Backnang). Anlässlich dieser Feierstunde bei der DFVLR hat der Vorsitzende der Technischen Kommission ARD/ZDF, Dr.-Ing. Wolfgang Krank, Technischer Direktor des SWF in Baden-Baden, nachfolgend wiedergegebene Laudatio gehalten:

„Unter den sogenannten Massenmedien zeichnet sich der Rundfunk dadurch aus, daß er eine Vielzahl von Menschen gleichzeitig ohne zeitliche Verzögerung mit akustischer Information versorgen kann. Das Mittel dazu liefert ihm die elektronische Nachrichtentechnik, die nicht selten mit genialen Pioniertaten unlösbar verknüpft ist. Die Geschichte der Rundfunktechnik ist reich an vielen bedeutsamen Entwicklungen, ohne die die Herstellung und Verbreitung von Hörfunk- und Fernsehprogrammen kaum diesen Standard an technischer Qualität und Zuverlässigkeit erreicht hätte, auf den wir – ohne Überheblichkeit – insbesondere in der Bundesrepublik Deutschland ein wenig stolz sein dürfen.

Waren es früher meist nur einzelne Namen, die für eine bahnbrechende Erfindung standen, so ist es heute als Folge der Teamarbeit in der Regel eine größere Anzahl von Forschern, Wissenschaftlern und Ingenieuren, die, Dank ihres Genius und ihrer engagierten Schaffenskraft, uns neue Techniken oder Systeme präsentieren, ohne die eine Evolution der Technologie nicht stattfinden würde.

Am 23. Oktober 1986 durfte Herr Dipl.-Ing Peter Treytl, dem die Leitung der vom Bundesministerium für Forschung und Technologie mit der Systementwicklung beauftragten Projektgruppe oblag, stellvertretend für das gesamte Team den Forschungspreis 1985 entgegennehmen.

Es spricht für die Bescheidenheit und den Teamgeist von Peter Treytl, wenn er heute abend im Rahmen dieser kleinen Feierstunde den Preis mit sieben der engsten Mitarbeiter seines Teams teilen wird.

Eine Vollversorgung der Bundesrepublik Deutschland mit Hörfunkprogrammen in der technisch hochwertigen UKW-FM-Technik wurde bisher nur von den öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten erreicht; derzeit beginnen private Rundfunkanbieter, diese Versorgung mit weiteren Programmen zu ergänzen. Allen gemeinsam ist die relativ beschränkte Reichweite aufgrund des quasi-optischen Verhaltens der Ausbreitung im UKW-Bereich; grenzüberschreitende Versorgungsmöglichkeiten mußten aufgrund der zunehmenden Sendernetzdichten mehr und mehr unterlassen bleiben. Die Sender- und Empfängertechnik erreichte einen technischen Höchststand, doch war schon bald die Grenzlinie für den Qualitätsstandard erkennbar. Spätestens bei der 1. Sitzung zur UKW-Planungskonferenz Genf 1984 wurde deutlich, daß größere Programmvielfalt, d. h. mehr Sender und technische Qualität für den Teilnehmer, bei gleichbleibendem Frequenzband für den Rundfunk zwei wahrlich widerstreitende Forderungen sind, die neue Übertragungsverfahren verlangen. Die in den letzten Jahren eingeführte Technik der digitalen Aufnahme- und Wiedergabeverfahren – wie z. B. die Compact-Disc, um nur ein Schlagwort zu verwenden – forderten die Ingenieure der Nachrichten- und Rundfunktechnik heraus, die damit erzielbare Qualität auch an die Rundfunkteilnehmer weiterzugeben. Mit terrestrischen Sendernetzen dies zu erreichen, war kurzfristig undenkbar; demgegenüber bot sich die Chance, mit dem neuen Medium Rundfunksatellit die Verbreitung digitaler Hörfunkprogramme höchster Qualität zu erreichen.

Genau hier setzt die Arbeit unserer Preisträger an: die Schaffung eines digitalen Hörfunkübertragungsverfahrens für 16 digitale, stereofone Programme über Rundfunksatelliten.

Es würde sicherlich zu weit führen, das Systemkonzept in allen technischen Details zu beschreiben und einzuordnen, so daß ich mich auf Schlagworte beschränken darf. Generell voranstellen möchte ich, daß es nicht so selbstverständlich ist, wenn ein System das Wissen und die Erfahrung von der Studioseite bis zum Empfänger, bei Berücksichtigung praktisch aller bekannten Verteilungs- bzw. Versorgungsmittel, in hervorragender Weise verarbeitet. Durch die Einführung einer 16/14-Bit-Gleitkommandarstellung wird die Studioforderung einer Aussteuerungsreserve von 10 dB bei guter Dynamik erreicht. Besondere Untersuchungen zum Komplex des Fehlerschutzes bei der Übertragung führten schließlich dazu, daß ein akzeptabler Empfang bis zu Bitfehlerraten von  $10^{-2}$  möglich ist. Die Aufbereitung und Anpassung der vom Studio angebotenen Signale übernimmt der DS1-Leitungssender; über DS1-Leitungen werden die Studios der Rundfunkanstalten mit der Erdefunkstelle verbunden, in der ja die Signale zusammengefaßt und für die Übertragung über die Satellitenstrecke neu codiert werden.

Der Empfang erfolgt mit z. B. einer Parabolantenne von ca. 30 cm Durchmesser – liebevoll Salatschüssel genannt – und eine Umsetzung des empfangenen Frequenzbandes auf eine erste Zwischenfrequenz bei 1 GHz. Die weitere Signalverarbeitung erfolgt abhängig vom jeweiligen Konzept der Weiterverteilung.

Damit ist bereits gesagt:

- Individualempfang
- Empfang über Gemeinschaftsantennen
- Verteilung über BK-Netze

sind frei wählbar und werden durch das Systemkonzept nicht negativ tangiert. Das System – ebenso wie der von der Industrie entwickelte Empfänger-Prototyp – hat sich in vielen Feldversuchen, besonders beim Einsatz des OTS, hervorragend bewährt und die geringe Störanfälligkeit bewiesen.

In der Schaffung eines digitalen Hörfunkübertragungsverfahrens über die Rundfunksatelliten – als „DSR“ (Digitaler Satelliten-Rundfunk) fast schon ein Markenzeichen – liegt der große Verdienst des Teams für die Entwicklung der Rundfunktechnik.

16 digitale, stereofone Hörfunkprogramme, weit über unsere Landesgrenzen mit relativ geringem Aufwand empfangbar, bedeuten eine medienpolitische Innovation allerersten Ranges, die noch an Bedeutung hinzugewinnt, wenn die Anstrengungen einiger Forschungsstätten, auch Möglichkeiten für den mobilen Empfang zu schaffen, vom Erfolg gekrönt werden. Wenngleich nach den letzten Überkommen der Ministerpräsidenten der Länder bezüglich der Nutzung des TV-SAT 1, bei dem, wie Sie wissen, nur 4 Kanäle gleichzeitig betrieben werden können, der digitale Satellitenhörfunk keine Erwähnung findet, so muß und wird alles versucht werden – gewisse Lösungsmodelle sind im Ansatz vorhanden –, das DSR-System so früh wie möglich in Betrieb zu nehmen.

Es scheint mir nun von Bedeutung, das System DRS in Europa und damit international durchzusetzen. Wenngleich aus dem benachbarten Ausland bereits Interesse signalisiert wurde, kommt Frankreich eine Schlüsselrolle zu; mit Sorge beobachte ich dort Tendenzen, Satelliten-Hörfunk mit einem vom neuen Fernsehstandard D2-MAC abgeleiteten System zu versuchen. Sollte dies wirklich geschehen, so wäre dies die erneute elektronische Spaltung Europas zum Nachteil seiner Bürger. Der digitale Hörfunk nach dem System DSR braucht baldmöglichst seine praktische Präsentations-Chance; die deutsche Politik möchte ich aufrufen, für DSR ein vergleichbares Regierungsprogramm mit Frankreich zu erreichen, wie dies für den Fernseh-Standard D2-MAC geschlossen wurde.

Ich hoffe nicht nur, daß der für das Frühjahr 1987 vorgesehene Start der Europarakete Ariane, die TV-SAT in den Orbit bringen soll, erfolgreich verläuft, sondern ich wünsche und hoffe, daß das in der Bundesrepublik Deutschland entwickelte digitale Hörfunksystem bei allen Interessenten innerhalb und außerhalb Europas Anklang findet, die Verbesserung der Tonübertragung gebührend honoriert und dem digitalen Hörfunk zum Durchbruch und damit zum Erfolg verholfen wird.

Ihnen, sehr verehrter Herr Treytl, sowie dem von Ihnen geleiteten Team darf ich persönlich und im Namen der Technischen Kommission ARD/ZDF die herzlichsten Glückwünsche entgegenbringen“.

### **Hermann Eden mit dem Bundesverdienstkreuz am Bande ausgezeichnet**

Der bayerische Kultusminister hat Dipl.-Ing. Hermann Eden, Fachbereichsleiter a. D. beim Institut für Rundfunktechnik, das Bundesverdienstkreuz am Bande überreicht. Hermann Eden hat sich in 35jähriger Tätigkeit, zuerst beim Südwestfunk, danach beim Institut für Rundfunktechnik, in sehr bemerkenswerter Weise um die Weiterentwicklung der technischen Möglichkeiten für die Verbreitung von Rundfunk- und Fernsehsendungen in der Bundesrepublik Deutschland verdient gemacht. Er hat darüber hinaus durch Vermittlung dieser Kenntnisse in das europäische Ausland, durch intensive Mitarbeit in internationalen Gremien (UER, CCIR, UIT), zum Teil als Vorsitzender von Kommissionen, sowie durch Veröffentlichungen in der deutschen und europäischen Fachpresse erreicht, daß diese Arbeiten weltweit zur Grundlage für die Erarbeitung von internationalen Frequenzplänen genommen wurden, was wiederum den Interessen der Bundesrepublik für eine erfolgreiche internationale Zusammenarbeit außerordentlich dienlich war.

Bereits auf der ersten UKW-Rundfunkkonferenz in Stockholm 1961 unterstützte er den International Frequency Registration Board, eines der vier permanenten Organe der UIT, durch ein von ihm und seinen Kollegen H. W. Fastert und K. H. Kaltbeitzler entwickeltes Rechnerprogramm, das wesentlich zum Gelingen der Konferenz beitrug, da der IFRB zu dem Zeitpunkt nicht in der Lage war, selbst Leistungen zu erbringen. Seine umfassenden Kenntnisse und sein unermüdlicher Arbeitseinsatz waren bei vielen internationalen Tagungen gefragt, so u. a. bei der Afrikanischen Lang- und Mittelwellenkonferenz 1964/66, bei der Funkverwaltungskonferenz für den Weltraumfunkdienst 1971 und der weltweiten Funkverwaltungskonferenz (WARC) 1979 zur Neuordnung der Vollzugsordnungen für den Funkdienst, die die Grundlage für den Betrieb aller Funkdienste in der Welt bilden.

1980 wurde er zum Vice-Chairman der CCIR-Studienkommission 10 (Tonrundfunk) gewählt und in dieser Funktion durch die Vollversammlung des CCIR (Comité Consultatif International des Télécommunications) 1982 bestätigt. Die weit über die Grenzen Europas hinaus anerkannten Leistungen von Hermann Eden machten seine erfolgreiche Wahl und die Rückgewinnung dieser Position für die Bundesrepublik möglich, in der er die technischen Belange des deutschen Rundfunks sehr wirkungsvoll bis zu seiner Pensionierung im Dezember 1984 vertreten hat.

## PERSÖNLICHES

### Heinrich Thielcke im Ruhestand



Nach fast 40jähriger Tätigkeit in der Rundfunktechnik wird Heinrich Thielcke Ende dieses Jahres in den wohlverdienten Ruhestand treten.

Heinrich Thielcke wurde am 28. Mai 1920 in Hamburg geboren, wo er die Schule besuchte und 1938 seine Reifeprüfung ablegte. Der 2. Weltkrieg unterbrach seine weitere Ausbildung; er wurde eingezogen und in der Nachrichten-Aufklärung der Wehrmacht eingesetzt. Seine Ingenieurlaufbahn begann Heinrich Thielcke nach Kriegsende mit dem Studium an der Ingenieurschule der Hansestadt Hamburg im November 1946 – dabei fing er nicht, wie normale Studenten, mit dem ersten Semester an, sondern begann gleich im zweiten Semester, da im ersten kein Platz mehr zu vergeben war.

Sein erstes Arbeitsgebiet nach dem Ingenieur-Examen 1948 bestand in der Reparatur von Spielzeugeisenbahnen – die Chancen für einen frischgebackenen Ingenieur waren nicht rosig in dieser Zeit unmittelbar nach der Währungsreform. Sehr schnell folgte dann allerdings die Einstellung beim damaligen NWDR in der Abteilung Hochfrequenztechnik am 15. Oktober 1948, wo Heinrich Thielcke in der Aufbauphase nach dem totalen Zusammenbruch im 2. Weltkrieg ein ideales Tätigkeitsfeld fand. Nach dem ersten Wiederaufbau von Mittelwellensendern begann er 1950 im Auftrag des damaligen Technischen Direktors Prof. Dr. Werner Nestel mit der Planung und dem Aufbau von unbemannt zu betreibenden UKW-Sendeanlagen. Kurze Zeit später, im Jahr 1952, folgte der Einstieg in die Fernsehendertechnik, wobei Heinrich Thielcke seinen besonderen Beitrag bei der Entwicklung der Fernsehender-Meßtechnik leistete. Veröffentlichungen über die Automatisierung von Sendern und die Prüfung von Fernseh-Meßmodulato-

ren trugen in diesen Jahren dazu bei, seinen Namen in der Rundfunktechnik bekannt zu machen.

Als es Anfang 1957 zur Teilung des NWDR kam, übernahm er die Abteilung Sendertechnik in der HA Senderbetriebstechnik beim NDR. Anfang der 60er Jahre erwarb sich Heinrich Thielcke Verdienste bei der Einführung des Farbfernsehens, wobei er sich besonders aktiv für die Einführung des PAL-Systems einsetzte. Seit der Umorganisation des NDR und der damit verbundenen Auflösung der HA Senderbetriebstechnik leitete er die Abteilung Sendertechnik – sogar über das Pensionsalter hinaus, das er 1985 erreicht hatte. Sein Wirken beschränkte sich jedoch nicht nur auf seine Arbeit beim NDR. Besonders zu würdigen sind seine Verdienste in den verschiedenen Kommissionen und Arbeitsgruppen der ARD. Bereits seit 1957 vertrat er den NDR in der AK 5, der Arbeitskommission Sender- und Empfängertechnik, aus der später die Senderbetriebsleiter-Konferenz hervorging. Sein Engagement und seine überragende Fachkompetenz auf dem Gebiet der Sendertechnik brachten ihm 1966 den Vorsitz in dieser Kommission ein, den er nunmehr 20 Jahre innehat. Sein technischer Sachverstand war gefragt in zahlreichen Arbeitsgruppen und Kommissionen wie z. B. dem Prüfzeilenauschuß (später FELA), dem Fernsehausschuß der FuBK, der Technischen Kommission und der Postkommission.

Zu seinen Verdiensten gehört auch die Gründung des ERFA, in dem sendertechnische Probleme gemeinsam mit der Bundespost bearbeitet werden. Persönlich kenne ich Heinrich Thielcke seit vielen Jahren, in denen wir gut und vertrauensvoll in manchen Kommissionen zusammengearbeitet haben. Auch an dieser Stelle möchte ich ihm herzlich danken für alles, was er getan hat, für seine Art, die Technik des Rundfunks und besonders die Sendertechnik zu fördern und den Kontakt zwischen den Experten verschiedener Organisationen im Dienste des Rundfunks zu verbessern.

Stellvertretend für alle seine Kollegen von ARD, ZDF und DBP wünsche ich ihm, daß seine Vitalität und seine Lebensfreude noch lange erhalten bleiben und er in seinem wohlverdienten Ruhestand alle die Dinge tun kann, wozu ihm bisher Zeit und Muße gefehlt haben. Werner Glesner

Herausgeber: Institut für Rundfunktechnik GmbH, München.

ISSN 0035-9890

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

Redaktion: Dipl.-Ing. (FH) R. Hengstler, Dipl.-Ing. H. Mücke, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45, Ruf (089) 3 23 99 383, Telefax (089) 3 23 99 351, Fernschreiber 5 215 605 irtm d, Teletex 89 85 50 IRTMB.

Redaktioneller Beirat: Dipl.-Ing. W. Habermann, Prof. Dr. G. Plenge, Dr. H. Roigas, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45. Verlag: Mensing GmbH + Co KG, Schützenwall 9-11, 2000 Norderstedt. Es erscheinen jährlich 6 Hefte mit einem Gesamtumfang von etwa 300 Seiten. Bezugspreis: Jahresabonnement 110,- DM zuzüglich Versandkosten. Bezugsbedingungen: Bestellungen über den Buchhandel oder beim Verlag. Abbestellungen müssen 6 Wochen vor Ablauf des Kalenderjahres vorliegen. Einzelhefte werden nach Umfang berechnet und über den Buchhandel ausgeliefert. Auslieferungsdatum 30. 12. 1986. Einzelpreis dieses Heftes 26,90 DM. Alle Rechte vorbehalten. Nachdrucke, auch auszugsweise, sowie anderweitige Vervielfältigungen sind nur mit schriftlicher Genehmigung des Verlages gestattet.

Anzeigenverwaltung: Mensing GmbH + Co KG, Schützenwall 9-11, 2000 Norderstedt, Ruf (040) 5 25 20 11 und alle Werbemittler. Zur Zeit gilt Anzeigenpreisliste Nr. 17.

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