C 21 738 F

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

Ulrich Messerschmid, Klaus Voigt † — Digitaler Hörfunk im UKW-Bereich – Modulationsverfahren und Kanalaufteilung, Chancen und Risiken

Gerhard Holoch, Peter Janker, Norbert Mayer — I-PAL – Eine übersprechfreie kompatible Systemvariante mit verbesserter Horizontalauflösung für das Leuchtdichtesignal

Hans-Joachim Andree — Technik und Möglichkeiten computererzeugter Bilder und Filme

Christoph Dosch — C-MAC/Paket – Normvorschlag der Europäischen Rundfunkunion für den Satellitenrundfunk

Horst Pacht, Heinz Fritsch — Untersuchungen zum Schwingungsverhalten eines 180 m hohen abgespannten Stahlgittermastes mit 41-m-Kragarm

Horst Thärichen — Erneuerung des großen Hörspielkomplexes 7 beim Hessischen Rundfunk

Peter Hatzinger — Die 14. Europäische Mikrowellenkonferenz

Tagungen und Ausstellungen – Buchbesprechungen – Nachrichten – Persönliches

Verlagsort Hamburg
Mensing GmbH + Co KG
Abt. Verlag
2000 Norderstedt
ISSN 0035-9890

1/85
Januar/Februar
29. Jahrgang
Seiten 1 – 56

Das CDP-3000-System

...gehorcht aufs Stichwort, millisekundengenau und schnell.

Die Compact-Disc-Abspieleinrichtung für den professionellen Einsatz.

- Modularer Aufbau
- Robuste Mechanik für Dauerbetrieb
- Suchlauf vorwärts und rückwärts auf 13,3ms genau
- Zehnertastenfeld und programmiertes Abspielen
- Start/Stop fernsteuerbar
- Anzeige von Spielzeit und Restzeit
- Laufwerke als Frontlader, 19-Zoll-einbaufähig

Sony Pro-Audio

Unterbrechungsfreier Betrieb mit zwei Laufwerken CDP-3000 am Steuergerät CDS-3000. Für rechnergesteuerte Abspielplätze sind Schnittstellen vorhanden.

Warum **sich mit** einem Consumer-Player behelfen?

Sony Broadcast Ltd.
Zweigniederlassung Köln
Professionelle Audioprodukte
Bleriot Str. 1-3
5000 Köln 30 Germany
Tel: 0221-593042
Tlx:8883042

RUNDFUNKTECHNISCHE MITTEILUNGEN

JAHRGANG 29 | 1985 | Heft 1

INHALTSVERZEICHNIS:

Digitaler Hörfunk im UKW-Bereich — Modulationsverfahren und Kanalaufteilung, Chancen und Risiken 1
Ulrich Messerschmid, Klaus Voigt †

I-PAL — Eine übersprechfreie kompatible Systemvariante mit verbesserter Horizontalauflösung für das Leuchtdichtesignal 9
Gerhard Holoch, Peter Janker, Norbert Mayer

Technik und Möglichkeiten computererzeugter Bilder und Filme 15
Hans-Joachim Andree

C-MAC/Paket — Normvorschlag der Europäischen Rundfunkunion für den Satellitenrundfunk 23
Christoph Dosch

Untersuchungen zum Schwingungsverhalten eines 180 m hohen abgespannten Stahlgittermastes mit 41-m-Kragarm 36
Horst Pacht, Heinz Fritsch

Erneuerung des großen Hörspielkomplexes 7 beim Hessischen Rundfunk 44
Horst Thärichen

Die 14. Europäische Mikrowellenkonferenz 47
Peter Hatzinger

Tagungen und Ausstellungen 48

Buchbesprechungen 48

Nachrichten 51

Persönliches 54

DIGITALER HÖRFUNK IM UKW-BEREICH — MODULATIONSVERFAHREN UND KANALAUFTEILUNG, CHANCEN UND RISIKEN

VON ULRICH MESSERSCHMID UND KLAUS VOIGT †[1]

Manuskript eingegangen am 10. Januar 1985

Digitaler UKW-Rundfunk

Zusammenfassung

Modulationsverfahren zur Übertragung digitaler Tonsignale benötigen mit abnehmender Stufenzahl weniger Frequenzkanäle und Sender zur flächendeckenden Versorgung. Die dadurch größeren Versorgungsgebiete der einzelnen Sender führen zu Vorteilen der Versorgung, die auch dem Hörer zugute kommen würden. Hauptschwierigkeiten eines digitalen Hörfunks im UKW-Bereich sind die Störungen durch Mehrwegeausbreitung. Hier sind weitere Studien und Versuche zur Echoentzerrung nötig.

Summary

Digital sound broadcasting at VHF — Modulating method and channel distribution, opportunities and risks

If digital modulation were used for sound broadcast transmission, it would be possible to reduce the number of channels and transmitters needed to cover a given region. Thus the larger coverage areas of the individual transmitters offer advantages in coverage, the listener would equally benefit of. The main difficulty to be overcome for the transmission of digital sound programmes at VHF is multipath propagation. Further research is needed on the elimination of echoes.

Sommaire

Radiodiffusion sonore numérique en bande metrique — Méthode de modulation et distribution des canaux, possibilités et risques

Le recours à la modulation numérique pour la diffusion des programmes de radiodiffusion sonore permet de réduire le nombre de canaux et d'émetteurs nécessaires pour assurer la couverture d'une région. Par l'élargissement de service ainsi obtenu pour les émetteurs particuliers, il y a des avantages de couverture dont l'écouteur pourrait bénéficier. La principale difficulté à surmonter pour diffuser des émissions de radio numérique en bande métrique est celle due à la propagation par trajets multiples. Des études et des recherches restent nécessaires dans ce domaine sur l'élimination des échos.

1. Einführung

Nach wie vor ist in den meisten Bereichen der Nachrichtentechnik der Trend zur Digitalisierung ungebrochen. In den Anfangsjahren der Digitaltechnik schien jedoch für die Übertragung digitaler Signale eine sehr viel höhere Bandbreite nötig zu sein als für entsprechende analoge Signale. Auf den Bereich des Rundfunks bezogen fand daher die Digitaltechnik ihre Hauptanwendungsfelder zunächst da, wo die Bandbreite keine große Rolle spielte, nämlich in der Studiotechnik. Inzwischen ist aber durch

- irrelevanz- und redundanzmindernde Signalcodierung im Basisband und durch
- mehrstufige Modulationsverfahren mit Phasen- oder Frequenzumtastung (phase shift keying PSK, frequency shift keying FSK) im Übertragungskanal

auch ein digitaler drahtloser Rundfunk in den Bereich des Möglichen gerückt. Erste Beispiele hierfür sind das digitale 4-PSK-Multiplex-Verfahren für den Hörfunk mit 16 Stereokanälen [1] und das mit 2-4-PSK arbeitende C-MAC/Paket-Verfahren der UER [2] zur Fernsehübertragung mit digitalem Ton. Beide Verfahren sind auf die Satellitenübertragung zugeschnitten. Es stellt sich nun die Frage, ob auch für terrestrischen Rundfunk die Digitaltechnik zur Pro-

[1] Prof. Dr.-Ing. Ulrich Messerschmid ist Direktor des IRT. Dipl.-Ing. Klaus Voigt leitete bis zu seinem Tod im August 1984 den Arbeitsbereich Automationstechnik Hörfunkstudio des IRT; von ihm stammen die Grundideen dieser Arbeit. Der Aufsatz selbst wurde im Dezember 1984 geschrieben.

grammübertragung eingesetzt werden könnte, um auch hier die Qualitätsvorteile des Digitalsignals insbesondere in bezug auf Störabstand und Dynamik nutzen zu können. Die Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereiche bleiben hierfür wegen der geringen Bandbreite und der Überfüllung der Frequenzkanäle außer Betracht. Größere Chancen bieten sich in den breiteren VHF-(UKW-) und UHF-Bereichen. Digitaler Fernsehton in UHF-Kanälen ist in Großbritannien vorgeschlagen worden [3]. Über erfolgversprechende Möglichkeiten des digitalen Hörfunks im UKW-Bereich wurde zum erstenmal 1981 referiert [4, 5]. Ausgangspunkte und erste Zwischenergebnisse der Studien des IRT zu diesem Thema sollen hier dargestellt werden.

2. Modulationsverfahren, Störabstand und Bandbreitenbedarf

Entsprechend den in der Analogtechnik üblichen Modulationsverfahren können auch für die Digitalsignalübertragung Trägerschwingungen in Amplitude, Frequenz oder Phase verändert werden. Im Unterschied zu den kontinuierlichen Veränderungen der Analogtechnik handelt es sich jedoch bei der Digitalübertragung um jeweils einzelne diskrete Werte, die diese sich ändernden Größen annehmen können. Man spricht deswegen von einer Umtastung und unterscheidet die Verfahren der Phasenumtastung (PSK), der Frequenzumtastung (FSK) und der Amplitudenumtastung (ASK). Bei 4-PSK zum Beispiel kann die Trägerphase 4 diskrete Einzelwerte annehmen, bei 16-FSK wird zwischen 16 Frequenzwerten umgetastet. Die Quadratur-Amplitudenmodulation (QAM) schließlich arbeitet mit einer Kombination von Amplituden- und Phasenumtastung. Im Fall der 64-QAM kann der Vektor der Trägerschwingung 64 definierte Einzelwerte annehmen (**Bild 1**). Vergleicht man die Verfahren mit niedriger und mit hoher Anzahl von Taststufen untereinander, so leuchtet unmittelbar ein, daß entsprechend den unterschiedlich großen, maximal zulässigen Störungsbereichen für niedrigstufige Verfahren ein geringer Störabstand ausreicht, während die nahe beieinanderliegenden Einzelstufen der vielstufigen Verfahren einen entsprechend höheren Störabstand im Übertragungskanal erfordern. Dieser Nachteil der vielstufigen Verfahren wird aber ausgeglichen durch deren niedrigeren Bandbreitenbedarf L (gemessen in Hertz pro bit/s); 2-PSK benötigt 1,25 Hz pro bit/s, während 4-PSK mit etwas mehr als der Hälfte dieses Wertes auskommt. Für 16-QAM werden nur noch 0,29 Hz pro bit/s gebraucht. Verwendet man zur Umtastung kein Rechtecksignal, sondern dessen Grundwelle (minimum shift keying MSK), so entfallen die sprunghaften Übergänge. MSK liegt mit einem Bandbreitenbedarf von 1,0 Hz pro bit/s etwa in der Mitte zwischen 2-PSK und 4-PSK. In der Literatur [6, 7] wird häufig der als Bandbreitenausnützung bezeichnete Kehrwert des Bandbreitenbedarfs L benutzt.

Die geschilderte Abhängigkeit des Bandbreitenbedarfs L vom Störabstand A_3 (**Bild 2**) entspricht nachrichtentechnisch einem Tausch von Bandbreite gegen Störabstand. Mit A_3 sei derjenige Störabstand bezeichnet, der sich für eine Bitfehlerrate von 10^{-3} ergibt. Die in **Bild 2** sowie in **Tabelle 1** angegebenen Werte von A_3 liegen um etwa 3 dB höher, als in der Literatur [6, 7] angegeben wird. Diese Reserve von 3 dB soll Verluste berücksichtigen, die durch Frequenzüberlappung der Kanäle (vgl. Abschnitt **4.**), durch die praktische Realisierung der Empfängerschaltungen und durch nicht völlig kompensierte Echos bei Mehrwegeempfang auftreten können. Ob eine solche Reserve angemessen ist und ausreicht, müssen spätere praktische Versuche zeigen.

3. Frequenzplanung für flächendeckende Versorgung

Die Theorie der Frequenzplanung für Rundfunksender mit gleichmäßigen Netzen aus Rauten, an deren Ecken die Gleichkanalsender liegen, geht jeweils von einer bestimmten Mindestanzahl von Frequenzkanälen aus, die für flächendeckende Versorgung benötigt wird. Wie in [8] gezeigt, benötigt man für einen Versorgungsgrad von 100 % und bei einer Antennenhöhe von 300 m sowohl bei Monofonie und Rundempfang als auch bei Stereofonie und Richtempfang (Antennengewinn 12 dB) 31 Kanäle (mittlerer Abstand zwischen örtlich benachbarten Sendern 70 km). Dieser Wert ist auch in der letzten Spalte von **Tabelle 1** eingetragen.

Es ist einleuchtend, daß die Mindestanzahl der Kanäle für flächendeckende Versorgung entscheidend vom Modulationsverfahren bestimmt wird. Die genannte Zahl von 31 Kanälen gilt für die im UKW-Bereich standardisierte FM-Übertragung. Je weniger Störabstand (bzw. Schutzabstand) ein Modulationsverfahren benötigt, je robuster es sich also gegen

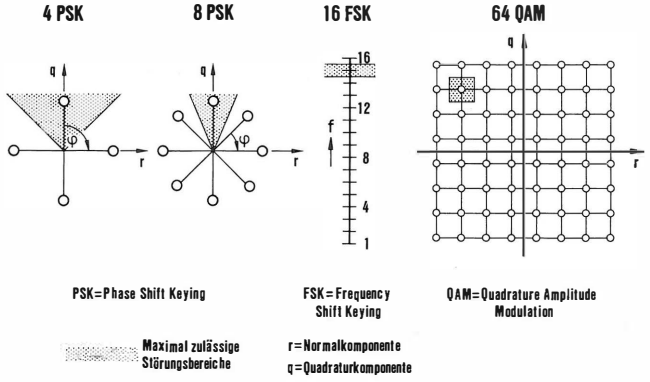


Bild 1
Digitale Modulationsverfahren

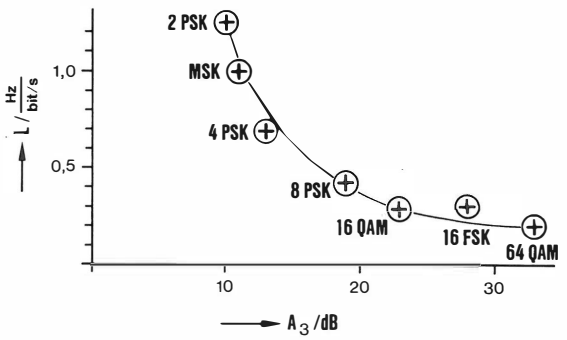


Bild 2
Bandbreitenbedarf L in Abhängigkeit vom Störabstand A_3 und vom Modulationsverfahren

Modulationsverfahren			2-PSK	MSK	4-PSK	8-PSK	16-QAM	16-FSK	64-QAM	FM analog*
A_3/dB			10	11	13	19	23	28	33	45 (stereo)
$L/\frac{Hz}{bit/s}$			1,25	1,0	0,69	0,42	0,29	0,31	0,20	–
B_s/MHz für I_s = 600 kbit/s			0,75	0,60	0,41	0,25	0,17	0,19	0,12	0,21**
	Z_f	Rundempfang	5	5	7	13	17	23	28	31
		Richtempfang	3	3	4	7	10	14	19	
B_v = 8 MHz	K_f/MHz	Rundempfang	1,60	1,60	1,14	0,62	0,47	0,35	0,29	0,1 (0,26***)
		Richtempfang	2,67	2,67	2,00	1,14	0,80	0,57	0,42	
	Z_p	Rundempfang	2,3	2,9	3,0	2,7	3,0	2,1	2,6	2,3
		Richtempfang	3,9	4,9	5,3	5,0	5,0	3,4	3,9	2,7
B_v = 4 MHz	K_f/MHz	Rundempfang	0,80	0,80	0,57	0,31	0,24	0,17	0,14	0,1 (0,13***)
		Richtempfang	1,33	1,33	1,0	0,57	0,40	0,29	0,21	
	Z_p	Rundempfang	1,2	1,5	1,5	2,5	1,5	1,0	1,3	1,1
		Richtempfang	2,0	2,4	2,7	1,3	2,5	1,7	1,9	1,3
	G_p	Rundempfang	1,0	1,26	1,30	1,17	1,30	0,91	1,13	1,0
		Richtempfang	1,44	1,81	1,96	1,85	1,85	1,26	1,44	1,0

Tabelle 1

Störabstand A_3, Bandbreitenbedarf L, Bandbreite B_s pro Stereosignal, Zahl Z_f der für flächendeckende Versorgung benötigten Kanäle sowie Kanalabstand K_f und Programmzahl Z_p für zwei verschiedene Übertragungsbandbreiten B_v und Programmzahlgewinn G_p für unterschiedliche Modulationsverfahren

* Werte im wesentlichen nach CCIR-Rep. 944, Genf 1982

** farbiges Rauschen, stereo; < – 60 dB, 1 % der Zeit [15]

*** ermittelt aus B_v/Z_f

Rausch- und Interferenzstörungen verhält, desto geringer ist die Zahl der für Flächendeckung benötigten Frequenzkanäle. Diesen Zusammenhang zwischen RF-Schutzabstand A und Kanalzahl Z_f für Flächendeckung zeigt **Bild 3** sowie **Tabelle 1**. Für die eingetragenen Modulationsverfahren wurde dabei angenommen, daß der RF-Schutzabstand (gegenüber Gleichkanalinterferenzen) gleich dem Störabstand (gegenüber Rauschen) ist. Die Werte von **Bild 3** wurden mit folgenden vereinfachenden Annahmen ermittelt [9]:

- geometrische Regelmäßigkeit des Netzes;
- keine Interferenzstörungen außer Gleichkanalstörungen;
- einheitliche effektive Höhen der Sendeantennen im Netz (220 m);
- einheitliche und ausreichende Strahlungsleistungen, so daß nur Interferenzen die Versorgungsgrenzen bestimmen;
- mittlerer Abstand zwischen örtlich benachbarten Sendern etwa 50 km.

Im praktischen Fall, wenn diese vereinfachenden Annahmen nicht zutreffen, kann sich der Kanalbedarf erhöhen.

Für MSK und Richtempfang zum Beispiel genügen also 3 Frequenzkanäle für eine flächendeckende Versorgung. Bei 8-PSK und Rundempfang sind 13 Kanäle nötig, während – wie bereits ausgeführt – der FM-UKW-Hörfunk 31 Kanäle benötigt. Die **Bilder 4, 5** und **6** zeigen lineare Kanalverteilungen in den Gleichkanalrauten der Sendernetze für diese drei Fälle. Man erkennt dabei, daß als Kennzeichen der linearen Kanalverteilung in der Frequenz benachbarte Sender jeweils in der gleichen Richtung und der gleichen Entfernung auseinanderliegen. Der Vorzug eines Sendernetzes mit wenig Frequenzkanälen liegt in der entsprechend verminderten Senderanzahl. Geht man beispielsweise von 5 Kanälen für Flächendeckung und einem Gleichkanalabstand der Sender von 240 km aus, wie er bei der UKW-Planungskonferenz 1984 zugrundegelegt wurde, so würden für

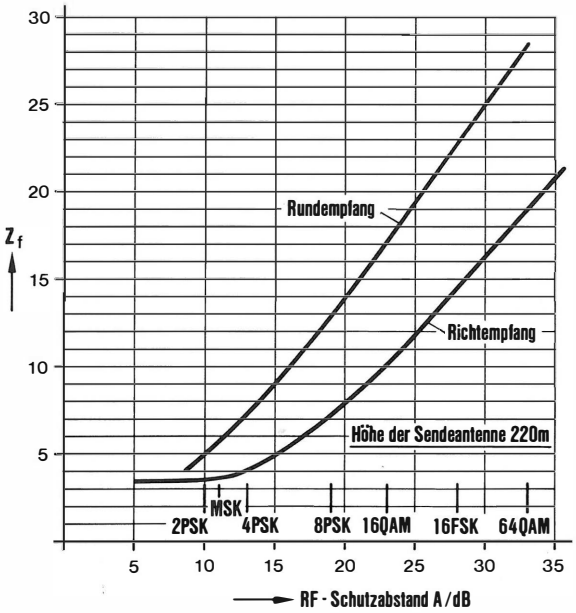


Bild 3

Mindestanzahl Z_f der für flächendeckende Versorgung benötigten Frequenzkanäle

die rund 5 Rauten, die das Gebiet der Bundesrepublik Deutschland abdecken, insgesamt nur 25 Sender gebraucht, während es bei analoger FM-Übertragung mindestens 155 Sender sind.

Legt man einheitliche Abstände der Gleichkanalsender voneinander zugrunde, so zeigen die **Bilder 6, 5** und **4** sehr deutlich, wie sich das Versorgungsgebiet eines einzelnen Senders mit abnehmender Zahl der Frequenzkanäle innerhalb einer Raute immer stärker ausweitet. Da dadurch am Rande des Versorgungsgebiets eines einzelnen Senders die Entfernung zum nächstgelegenen Gleichkanalsender entsprechend abnimmt, steigt dessen Störeinfluß in gleichem Maße an. Das aber ist für die „robusten" Modulationsverfahren mit geringer Stufenzahl den geringen Anforderungen an den RF-Schutzabstand entsprechend (**Bild 3**) zulässig. Sendernetze mit wenigen Sendern sind sehr viel übersichtlicher für den Benutzer. Beim Durchfahren des Gebiets ist es entsprechend selten nötig, die Empfangsfrequenz zu wechseln.

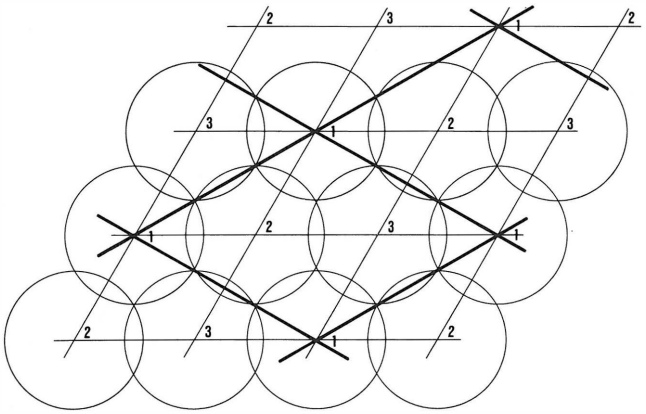


Bild 4

Sendernetz mit 3 Frequenzkanälen

Die Kreise bezeichnen die Versorgungsgebiete für einen Versorgungsgrad von 100 %

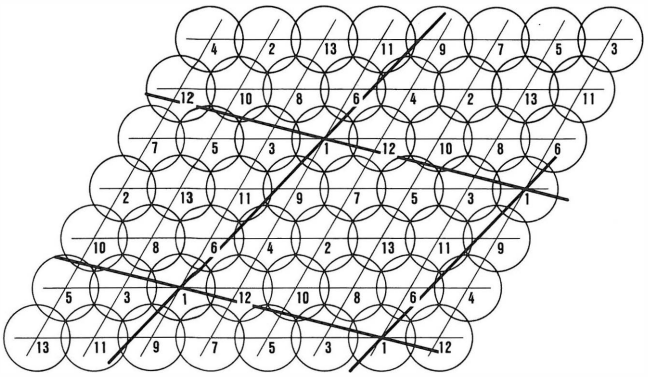


Bild 5

Sendernetz mit 13 Frequenzkanälen

Die Kreise bezeichnen die Versorgungsgebiete für einen Versorgungsgrad von 100 %

4. Programmsignalübertragung im Frequenz- und im Zeitmultiplex

Teilt man ein Frequenzband in Frequenzkanäle, so lassen sich diese entsprechend **Bild 7** ohne oder mit Überlappung aneinanderreihen. Im ersten Fall ist die Bandbreite B_f gleich dem Kanalabstand K_f. Im zweiten Fall übersteigt die Bandbreite B_f den Kanalabstand K_f entsprechend dem Überlappungsfaktor ü (der Index f steht dabei für flächendeckende Kanäle).

Wird nun ein zur Verfügung stehendes Übertragungsband mit der Bandbreite B_v entsprechend der für flächendeckende Versorgung benötigten Kanalzahl Z_f in Frequenzkanäle aufgeteilt, so lassen sich immer dann in einem solchen Frequenzkanal mit dem Kanalabstand K_f mehrere Programme übertragen, wenn die für ein Stereosignal benötigte Bandbreite B_s entsprechend kleiner ist als die Kanalbandbreite B_f. Dies kann, wie **Bild 8** zeigt, entweder im Zeitmultiplex oder im Frequenzmultiplex geschehen. Die Übertragung im Frequenzmultiplex stellt die heute im UKW-Band übliche Technik dar, bei der in jedem einzelnen Sendekanal nur jeweils ein Programm übertragen wird. Auch bei Digitalübertragung mit beispielsweise 4-PSK könnte ein Frequenzkanal mit dem Kanalabstand K_f im Frequenzmultiplex in einzelne Sendekanäle des Kanalabstands K_s für jeweils ein Stereoprogramm aufgeteilt werden. **Bild 8b** zeigt dies für die benötigte Z_f von 7 Kanälen (4-PSK, Rundempfang). Dabei könnten entsprechend den drei mit römischen Ziffern gekennzeichneten

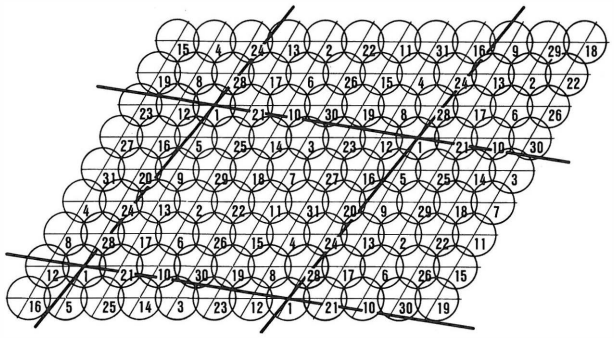


Bild 6

Sendernetz mit 31 Frequenzkanälen

Die Kreise bezeichnen die Versorgungsgebiete für einen Versorgungsgrad von 100 %

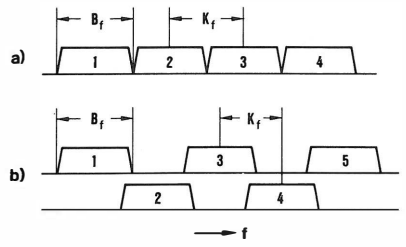


Bild 7

Frequenzkanäle

a) ohne Überlappung; Bandbreite B_f = Kanalabstand K_f
b) mit Überlappung ü; $B_f = ü \cdot K_f$

Programmen die Kanäle 1, 8, 15 bzw. 2, 9, 16 usw. bis 7, 14, 21 jeweils vom gleichen Standort ausgestrahlt werden, was den Empfang mit nur einer Empfangsantenne auch bei Richtempfang ermöglicht.

Interessanter erscheint die in der Digitaltechnik mögliche Übertragung im Zeitmultiplex, wie sie **Bild 8a** veranschaulicht. Hier ist die Übertragung der drei Programme innerhalb einer Gleichkanalraute statt mit 21 (**Bild 8b**) mit nur 7 Sendekanälen möglich. Das ergibt die bereits im vorigen Abschnitt erwähnten Vorteile einer übersichtlichen Kanalaufteilung mit wenig Sendern. Mehrere Programme – im Beispiel des **Bildes 8a** sind es wie gesagt drei – finden also in einem Frequenzkanal Platz und können im Empfänger ohne Frequenzwechsel und bei Richtempfang auch ohne Drehung der Empfangsantenne angewählt werden. Auch für die Speisung der einzelnen Sender, sei es über Leitung oder über Ballempfang, bringt der Zeitmultiplex den Vorteil der Zusammenfassung mehrerer Programmsignale in einem Kanal. Ballempfang erscheint im übrigen durch die Regenerierbarkeit des Digitalsignals in Verbindung mit stark gerichteten Empfangsantennen mit hohem Antennengewinn bei digitalem Hörfunk als ganz besonders attraktiv [10].

Der bereits im vorigen Abschnitt beschriebene Vorteil des größeren Versorgungsgebiets für niedrigstufige Modulationsverfahren mit entsprechend seltenem Wechsel der Empfangsfrequenz beim Durchfahren des Gebiets ergibt sich im übrigen hier sowohl für Frequenz- als auch für Zeitmultiplex, da in beiden Fällen von **Bild 8** 4-PSK zur Anwendung kommt.

5. Anzahl der übertragbaren Programme, Zusatzinformationen

Die Spektrumsökonomie einer Versorgungsmethode läßt sich am besten kennzeichnen durch die Anzahl der Programme Z_p, die sich innerhalb eines bestimmten zur Verfügung stehenden Frequenzbandes B_v übertragen lassen. Für die Berechnung von Z_p spielt außer den bisher genannten Größen die Art der Quellencodierung sowie des Fehlerschutzes innerhalb des Übertragungskanals (Kanalcodierung) eine wesentliche Rolle. Auf diesem Gebiet sind in den letzten Jahren bedeutende Fortschritte erzielt worden. Es gibt Vorschläge für Codierungsverfahren, die mit besonders niedrigen Bitraten auskommen [11, 12, 13]. Für die folgenden Überlegungen wird diesen beträchtlichen Fortschritten entsprechend eine Bruttobitrate pro Stereosignal von $I_s = 600$ kbit/s angenommen.

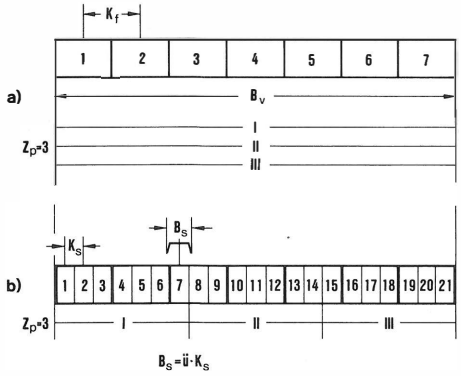


Bild 8

Aufteilung in Frequenzkanäle zur Übertragung von Z_p Programmen

a) im Zeitmultiplex
b) im Frequenzmultiplex

Für Z_f = 7 Kanäle (4-PSK, Rundempfang, B_f = 0,41 MHz) und ein verfügbares Übertragungsband B_v = 8 MHz ergeben sich Kanalabstände K_f = 1,14 MHz
K_s = 0,38 MHz
In beiden Fällen a) und b) lassen sich Z_p = 3 Programme übertragen

Die Bruttobitrate umfaßt die Datenraten für Programmsignal, Zusatzinformationen, Fehlerschutz und Synchronisation. Zusatzinformationen können in digitalen Kanälen innerhalb eines Datenrahmens besonders einfach im Zeitmultiplex mitübertragen werden; hierin liegt ein weiterer Vorteil der Digitalübertragung. Es steht somit für Zusatzinformationen die gesamte Palette der Möglichkeiten zur Verfügung, die in Verbindung mit dem Radiodatensystem RDS und mit dem digitalen Hörfunk über Satelliten [1] diskutiert werden. Die Vorschläge reichen von der Kennung der Programmquellen, Programmketten und Programmarten über die individuelle Wahl der Lautstärkeverhältnisse von Sprache und Musik bis zu variabler Dynamik auf der Wiedergabeseite [14].

Für Fehlerschutz kann je nach Art der Quellencodierung ein erheblicher Prozentsatz der Bruttobitrate in der Größenordnung von 30 % zur Verfügung gestellt werden, um eine geeignete Erkennung, Korrektur und Verschleierung von Übertragungsfehlern zu erreichen. Dabei ist anzustreben, den abrupten Abbruch der Versorgung bei ansteigender Fehlerrate an den Grenzen des Versorgungsbereichs, wie er bei der Digitalübertragung häufig auftritt, zu mildern und durch einen Übergangsbereich mit gleitendem Fehlerverhalten zu ersetzen.

Mit dem Bandbreitenbedarf L ergibt sich die Bandbreite B_s pro Stereosignal gemäß der Gleichung

$$B_s = L \cdot I_s \quad .$$

Aus der zur Verfügung stehenden Frequenzbandbreite B_v und der Zahl der für Flächendeckung benötigten Kanäle Z_f läßt sich die Bandbreite B_f eines solchen flächendeckenden Kanals berechnen zu

$$B_f = ü \cdot K_f = ü \frac{B_v}{Z_f} \quad .$$

Die Zahl der übertragbaren Programme ergibt sich somit als

$$Z_p = \frac{B_f}{B_s} = \frac{ü \cdot B_v}{L \cdot I_s \cdot Z_f} \quad .$$

Der Überlappungsfaktor ü kann mit Rücksicht auf Nachbarkanalstörungen gewisse Werte nicht überschreiten. Er wurde hier zu ü = 1,1 angenommen. Die Zahl der übertragbaren Programme wächst also um so mehr, je kleiner

- der Bandbreitenbedarf L der digitalen Modulation,
- die Bitrate I_s pro Stereosignal und
- die Zahl der für Flächendeckung benötigten Kanäle Z_f

werden können.

In der in den vorigen Abschnitten bereits erwähnten **Tabelle 1** sind die sich ergebenden Zahlenwerte enthalten. Sie enthält in den beiden ersten Zeilen zunächst nochmals Störabstand und Bandbreitenbedarf für die einzelnen Modulationsverfahren. Ergänzend zu den Ausführungen in Abschnitt **2.** sei hier darauf hingewiesen, daß die eingesetzten Zahlenwerte noch gewisse Unsicherheiten enthalten, die zum Teil auf uneinheitlichen Angaben und Definitionen in der Literatur beruhen. Die Zahlenwerte sollen daher als Ausgangspunkte für die weitere Rechnung die Tendenzen zeigen und sind nicht als exakte Einzelwerte zu verstehen. In der letzten Spalte sind die entsprechenden Angaben für die analoge FM-Übertragung enthalten. Sie dienen dem Vergleich und sind zum Teil anders abgeleitet als die Zahlenwerte für die digitalen Verfahren (vgl. die Fußnoten). In der ersten Zeile ist der Wert des Störabstands (Schutzabstands) für die Stereoübertragung angegeben (45 dB, sinngemäß also A und nicht A_3), weil sich die gesamte **Tabelle 1** auf die Stereoübertragung bezieht. Ein Zurückgehen auf den Monobetrieb (bei Störungen) ist für die Digitalübertragung ja nicht gegeben.

Die beiden letzten Zeilen zeigen den Programmzahlgewinn G_p, der sich als Quotient von Programmzahl-digital und Programmzahl-analog ergibt. G_p wird also auf die Programmzahl Z_p für FM-Analogübertragung bezogen (daher in der letzten Spalte G_p = 1,0 sowohl für Rundempfang als auch für Richtempfang). **Bild 9** veranschaulicht diese Ergebnisse. Für den Fall des Rundempfangs bewegt sich der Gewinn der Digitalübertragung zwischen 0,9 und 1,3, bleibt also relativ klein. Bei Richtempfang jedoch sind größere Gewinne zwischen 1,26 und 1,96 zu erzielen.

6. Vergleich von 4-PSK mit 16-FSK

Wie **Tabelle 1** und **Bild 9** zeigen, liefert 4-PSK den größten Programmzahlgewinn G_p (für Rundempfang G_p = 1,30, für Richtempfang G_p = 1,96). Im letzteren Fall wären also fast doppelt so viele Programme übertragbar wie im analogen FM-System. Zusammen mit den bereits geschilderten Vorteilen des größeren Versorgungsgebiets und der geringen Senderzahl erscheint 4-PSK somit als besonders attraktive Lösung. Die erforderliche Kanalbandbreite B_s pro Stereosignal ist aber mit 410 kHz etwa doppelt so groß wie im Fall der analogen FM-Übertragung. Damit wird es in der Regel nicht möglich sein, ohne Änderungen des Frequenzplans einen vorhandenen FM-Sender durch einen 4-PSK-Sender für Digitalmodulation zu ersetzen.

Bei 16-FSK hingegen ist praktisch kein Programmzahlgewinn gegeben (G_p für Rundempfang = 0,91, für Richtempfang = 1,26). Die Bandbreite B_s ist jedoch mit 0,19 MHz nur etwa halb so groß und damit etwa gleich der FM-Analogbandbreite. Hierin liegt – zusammen mit der Möglichkeit, vorhandene Sendeeinrichtungen zu einem großen Teil mitbenutzen zu können – der Grund dafür, daß für erste praktische Versuche 16-FSK trotz der ungünstigen Werte des Programmzahlgewinns G_p gewählt wurde.

Diese ersten Versuche mit einem 16-FSK-Basisbandgenerator des IRT, der einen FM-Sender speiste,

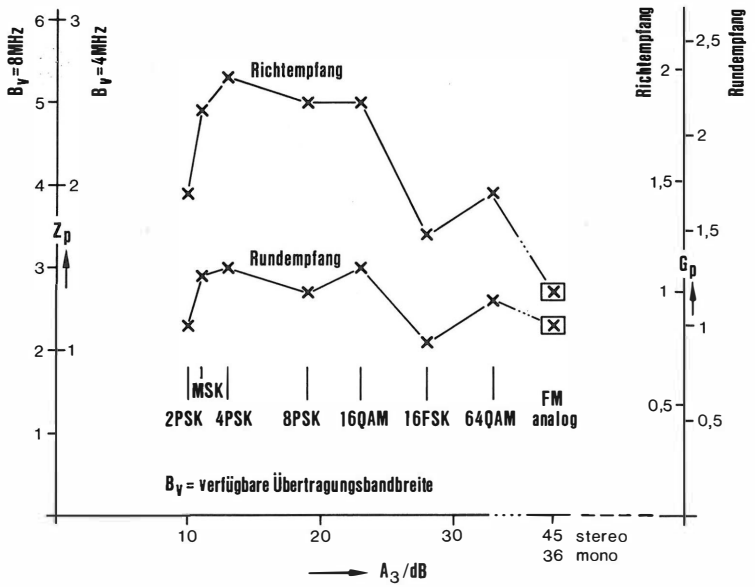


Bild 9

Zahl der flächendeckend übertragbaren Programme Z_p und Programmzahlgewinn G_p
In Abhängigkeit vom Störabstand A_3 und vom Modulationsverfahren

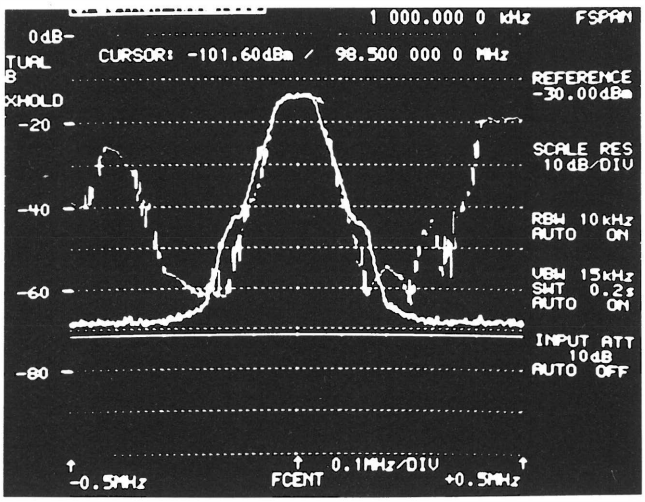


Bild 10

Spektren für FM-Analogübertragung und 16-FSK

Vordergrund (glattere, symmetrische Kurve):
16-FSK-moduliert mit Pseudo-Random-Binärsignal (600 kbit/s)

Hintergrund (gezackte Kurve):
FM analog mit realem Programm (BR 3) und belegten weiteren Kanälen

Integrationsdauer jeweils etwa eine Minute

bestätigen recht gut die Aussagen über die Bandbreiten (**Bild 10**). Die Versuche ergaben weiterhin, daß

- die Störempfindlichkeit gegen Nachbar- und Gleichkanalstörungen erwartungsgemäß geringer ist als bei analogen FM-Sendern und
- die Störwirkung wegen des konstanten Hubs und einer gleichmäßigeren spektralen Verteilung ebenfalls geringer ist.

Praktische Feldversuche mit dem 16-FSK-System des IRT (Quellencodierung, 16-FSK-Basisbandgenerator, FM-Sender, FM-Empfänger, 16-FSK-Demodulator, Decoder) sind für 1985 geplant.

Nach den bisher vorliegenden Erkenntnissen fügt sich ein 16-FSK-Sender in bestehende Frequenzpläne ein, ohne daß Änderungen nötig wären. Ob aus diesen Überlegungen heraus zugunsten von 16-FSK auf die geschilderte Spektrumsökonomie und Benutzerfreundlichkeit von 4-PSK – insbesondere auch in Verbindung mit Zeitmultiplex – verzichtet werden sollte, hängt vom Gesamtkonzept ab, innerhalb dessen digitaler Hörfunk im UKW-Bereich realisiert werden könnte.

Rechnet man mit einer Einführung erst in ferner Zukunft, so kommt eine Teilneuplanung des Frequenzbands möglicherweise in Betracht und niedrigstufige Modulationsverfahren wie 4-PSK mit all ihren Vorteilen rücken in den Bereich des Möglichen. Will man digitalen Hörfunk schon in naher Zukunft einführen, so wird man innerhalb des soeben auf der UKW-Planungskonferenz 1984 in Genf verabschiedeten Frequenzplans bleiben wollen, was eher zu höherstufigen Modulationsverfahren wie 16-FSK oder auch 16-PSK führt.

7. Kompatibilitätsschwierigkeiten und offene Probleme

Unabhängig vom Modulationsverfahren sind vorhandene Analogempfänger in keinem Fall für den Empfang digitaler Signale geeignet. Eine Empfängerkompatibilität besteht also nicht. Die einzige Lösungsmöglichkeit für die Zukunft liegt darin, daß die Industrie Mehrnormenempfänger auf den Markt bringt, die „alte“ und „neue“ Signale verarbeiten können.

Im Fall der Teilneuplanung entsteht ein Problem der Frequenzkompatibilität an den Landesgrenzen, vor allem dann, wenn im gleichen Teilbereich nicht auch in den Nachbarländern digitaler UKW-Hörfunk eingeführt würde.

Das in der Praxis schwierigste Problem, das es vor Einführung eines digitalen UKW-Hörfunks zu überwinden gilt, bilden die Störungen durch Mehrwegeausbreitung. Obwohl auch bei stationärem Empfang vorhanden, bereiten diese Probleme die größten Schwierigkeiten beim mobilen Empfang im fahrenden Kraftfahrzeug. Erste Abschätzungen im IRT zeigten die immensen Schwierigkeiten, die hier entstehen werden [16]. Eine Studie an der Universität Hannover [17] zeigt Lösungswege mit Hilfe adaptiv gesteuerten Diversity-Empfangs und nachfolgender adaptiver Echokompensation. Wieweit auf diesem Wege eine Lösung möglich ist, die auch zu praktisch realisierbaren Empfängerkonzepten führt, muß durch weitere Studien und insbesondere durch Feldversuche geklärt werden. Hierbei ist sowohl der stationäre Heimempfang (Richtantenne, überwiegend fest eingestellter Echoentzerrer) als auch der mobile Empfang (Rundempfangsantennen, adaptiver Echoentzerrer) zu berücksichtigen.

Die Feldversuche sind weiterhin durch Schutzabstandsmessungen für Gleich- und Nachbarkanalstörungen zu ergänzen, wobei zweckmäßigerweise vom bewährten Grundsatz der Frequenzplanung auszugehen ist, daß Interferenzen und nicht das Rauschen den Empfang begrenzen. Ein Gleichkanalstörer mit digitaler Modulation und Verwürfelungstechnik (Scrambling) zur Spektrumspflege wird sich sehr ähnlich verhalten wie Rauschen. Die Nachbarkanalstörungen zwischen digital modulierten Sendern können durch entsprechende Filterung auf der Sende- und Empfangsseite stark reduziert werden und dürften dann – entsprechend geringe Kanalüberlappung vorausgesetzt – keinen entscheidenden Einfluß mehr haben.

8. Zusammenfassende Schlußbetrachtung

Wie jeder zur Diskussion stehende neue Rundfunkdienst muß auch digitaler Hörfunk unter dem frequenzplanerischen Gesichtspunkt der Spektrumsökonomie betrachtet werden. Eine Schlüsselgröße dieser Betrachtung bildet die Zahl der für flächendeckende Versorgung mindestens benötigten Frequenzkanäle innerhalb einer Gleichkanalraute. Für analoge FM-Übertragung sind das 31 Kanäle; bei digitaler Übertragung kommt man mit erheblich weniger Kanälen aus. Ursache hierfür sind die kleineren Schutzabstände, die für die einzelnen Modulationsverfahren zu fordern sind. Eine genauere Betrachtung zeigt, wie mit abnehmender Zahl der Taststufen auch die benötigten Schutzabstände bis hinunter zur Größenordnung 10 dB abnehmen, wofür dann z. B. fünf Frequenzkanäle innerhalb einer Raute ausreichen. Das große Versorgungsgebiet der einzelnen

Sender führt dabei zu erheblichen Vorteilen sowohl für den Betreiber des Sendernetzes als auch für die Zuhörer. Den niedrigen Kanalzahlen entsprechend ergeben sich größere Bandbreiten für die einzelnen Kanäle, so daß eine Übertragung mehrerer Stereoprogramme im Zeitmultiplex innerhalb eines Kanals möglich wird. Diese Lösung ist jedoch nicht mehr kompatibel mit bestehenden Frequenzplänen und daher nur in langfristiger Perspektive denkbar.

Vielstufige Modulationsverfahren wie 16-FSK ermöglichen eine schmalbandige Übertragung innerhalb des auch in der Analogtechnik üblichen 100-kHz-Kanalrasters mit Bandbreiten von etwa 200 kHz und entsprechender Überlappung der Nachbarkanäle. Diese Lösung wäre daher auch innerhalb bestehender Frequenzpläne realisierbar, zumal die Schutzabstände für gemischten Betrieb digital/analog günstig sind: Das digitale Signal stört weniger und ist auch weniger störempfindlich.

Die Hauptprobleme für digitalen Hörfunk liegen in der Überwindung der Störungen durch Mehrwegeausbreitung. Nur wenn es gelingt, die neuerdings erkennbaren positiven Ansätze auf diesem Gebiet weiterzuentwickeln und zum Erfolg zu führen, hat digitaler Hörfunk im UKW-Bereich eine Entwicklungsperspektive. Diese allerdings erscheint nicht nur wegen der bekannten Qualitätsvorteile der Digitalübertragung und wegen der vielfältigen Möglichkeiten mit Zusatzinformationen als interessant, sondern auch wegen der Chancen, die Programmanzahl zu vermehren und die Versorgungsgebiete der einzelnen Sender zu vergrößern. Die Frequenzaufteilung wird dadurch übersichtlicher, und der Hörer findet das gewünschte Programm einfacher und schneller. Im fahrenden Auto braucht er seltener die Frequenz zu wechseln.

Mit der digitalen CD-Schallplatte und sehr bald wohl auch mit preiswerten digitalen Kassettenrecordern für den Heimgebrauch entsteht bei den Hörern ein neuer Qualitätsanspruch, und digitaler Hörfunk könnte für solche Recorder die angemessenen Signale liefern. Ein Erfolg des digitalen Hörfunks im UKW-Bereich würde es dem Rundfunk erlauben, auf einem wichtigen Gebiet den Herausforderungen der Zukunft zu entsprechen.

An der in diesem Aufsatz beschriebenen Studie beteiligte sich eine größere Zahl von IRT-Mitarbeitern. Stellvertretend seien genannt die Herren Dudek, Eden, Prof. Dr. Plenge, Schneeberger und Dr. Wilkens. Ihnen und allen anderen Beteiligten sei ausdrücklich gedankt für vielfältige interessante Diskussionen und wertvolle Beiträge.

9. Anhang
Liste der verwendeten Formelzeichen

A in dB:	RF-Schutzabstand (RF = radio frequency)
A_3 in dB:	benötigter RF-Schutzabstand (Störabstand für eine Bitfehlerrate von 10^{-3})
B_f in Hz:	Bandbreite der für flächendeckende Versorgung benötigten Kanäle
B_s in Hz:	Bandbreite im Übertragungskanal pro Stereokanal
B_v in Hz:	verfügbare Übertragungsbandbreite
G_p (dimensionslos):	Programmzahlgewinn der Digitalübertragung bezogen auf die Analogübertragung
I_s in bit/s:	Bruttobitrate pro Stereosignal
K_f in Hz:	Abstand benachbarter für flächendeckende Versorgung benötigter Kanäle (Kanalabstand)
K_s in Hz:	Kanalabstand für Einzelkanäle pro Stereosignal im Frequenzmultiplex
L in $\frac{\text{Hz}}{\text{bit/s}}$:	Bandbreitenbedarf der Digitalübertragung
ü (dimensionslos):	Überlappungsfaktor benachbarter Kanäle
Z_f (dimensionslos):	Zahl der für flächendeckende Versorgung benötigten Kanäle
Z_p (dimensionslos):	Zahl der flächendeckend übertragbaren Programme innerhalb einer verfügbaren Übertragungsbandbreite B_v.

SCHRIFTTUM

[1] Treytl, P. (Hrsg.): Digitaler Hörfunk über Rundfunksatelliten. Informationsbroschüre der Deutschen Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt (DFVLR), Köln 1983.

[2] Dosch, Ch.: C-MAC/Paket — Normvorschlag der Europäischen Rundfunkunion für den Satellitenrundfunk. Rundfunktech. Mitt. 29 (1985), S. 23 bis 35.

[3] Ely, S. R.: Experimental digital stereo sound with terrestrial television. Vortrag, gehalten auf der 10th International Broadcasting Convention in Brighton, 21. bis 25. September 1984.

[4] Klimek, W. (DFVLR, Porz): Referat über digitalen UKW-Hörfunk. Diskussionsveranstaltung beim Bayerischen Rundfunk, München 1981.

[5] Musmann, H. (TU Hannover): Referat über digitalen UKW-Hörfunk. Diskussionsveranstaltung beim Bayerischen Rundfunk, München 1981.

[6] Bocker, P.: Datenübertragung. Springer-Verlag, Berlin — Heidelberg — New York 1976.

[7] Mahner, H.: Grundsätzliches zur Digital-Signalübertragung auf Richtfunkstrecken. Telcom-Rep. II (1979), S. 119 bis 122.

[8] CCIR: Theoretical network planning. Rep. 944, XVth Plenary Assembly, Genf 1982, Vol. X — Part 1: Broadcasting Service (Sound), S. 161 bis 174. Hrsg. v. d. UIT, Genf 1982.

[9] Eden, H.: Der Zusammenhang zwischen RF-Schutzabstand und Versorgung in terrestrischen Netzen. Interne IRT-Mitteilung 1984.

[10] Plenge, G.: Zur Weiterentwicklung der technischen Qualität des UKW-Hörrundfunks. Interne IRT-Mitteilung 1984.

[11] Todd, C. C.; Gundry, K. J.: A digital audio system for DBS cable and terrestrial broadcasting. Vortrag, gehalten auf der 10th International Broadcasting Convention in Brighton, 21. bis 25. September 1984.

[12] Theile, G.: Verfahren zum digitalen Übertragen eines Rundfunkprogrammsignals (Tonsignalcodierung mit Aufteilung des Spektrums in Teilbänder und optimaler Anpassung der Auflösung in diesen Teilbändern an Ruhe- bzw. Mithörschwelle des Gehörs und Amplitudenstatistik). Angemeldetes Patent, P 34 40 613.1, 1984.

[13] Sedlmeyer, R.; Plenge, G.: Verfahren zum Übertragen und Speichern von Tonsignalen (Tonsignalcodierung mit einem adaptiven variablen Filter unter Berücksichtigung der momentanen Verdeckungswirkung des Tonsignals entsprechend den Ruhe- und Mithörschwellen des Gehörs). Angemeldetes Patent, P 34 40 615.8, 1984.

[14] Plenge, G. et al.: Variable Dynamik auf der Wiedergabeseite. Kolloquium für Tonmeister im IRT, München, 20. November 1984.

[15] Mielke, J.: Das RF-Spektrum von FM-Hörrundfunksendern. Tech. Ber. Nr. B 42/82 des IRT, München 1982.

[16] Schneeberger, G.: Echokompensatoren für digitalen Hörrundfunk. Interne IRT-Mitteilung 1984.

[17] Musmann, H.; Korte, H. W. W.: Präsentation der Ergebnisse einer vom BMFT geförderten Studie über digitalen UKW-Hörfunk (Schwerpunkt: Adaptive Echokompensation), Porz 1984.

I-PAL — EINE ÜBERSPRECHFREIE KOMPATIBLE SYSTEMVARIANTE MIT VERBESSERTER HORIZONTALAUFLÖSUNG FÜR DAS LEUCHTDICHTESIGNAL[1]

VON GERHARD HOLOCH, PETER JANKER UND NORBERT MAYER[2]

Manuskript eingegangen am 18. Dezember 1984

Aufnahme-, Studio- und Übertragungstechnik

Zusammenfassung

Im PAL-Verfahren treten als Übersprecheffekte Cross Colour und Cross Luminance auf. Darüber hinaus ist die Horizontalauflösung des Luminanzsignals reduziert, da im Empfänger der Farbträger unterdrückt werden muß. Die genannten Nachteile lassen sich im PAL-Verfahren in folgender Weise vermeiden: Während einer Zeile wird nur das Leuchtdichtesignal mit voller Bandbreite übertragen und in der darauffolgenden Zeile im Frequenzmultiplex die tieffrequenten Leuchtdichtekomponenten und der quadraturmodulierte PAL-Farbträger. Als Burst wird der normale PAL-Burst mit seinem zeilenfrequenten Phasenwechsel verwendet.

Die damit übertragbaren Bilder sind übersprechfrei und haben eine erhöhte Leuchtdichte-Horizontalauflösung. Als „Preis" ist eine reduzierte Diagonalauflösung für das Leuchtdichtesignal und eine — wie im MAC-Verfahren — verminderte Vertikalauflösung für die Farbdifferenzsignale zu bezahlen. Das I-PAL-Signal ist mit allen Einrichtungen für das normale PAL-Signal genauso verträglich wie ein I-PAL-Empfänger für das normale PAL-Signal. Das Verfahren kann auch für NTSC verwendet werden.

Summary **I-PAL: a compatible variant of PAL, free of cross effects and with enhanced horizontal definition in the luminance**

In the PAL process, interactions between the luminance and chrominance are seen as cross effects. Also, the horizontal definition of the luminance signal is reduced, because the colour subcarrier must be suppressed in the receiver. These difficulties can be overcome as follows in the so-called I-PAL system: Every other line carries only the luminance signal, without any bandwidth limitation; the alternate lines carry low-frequency luminance components and the PAL colour subcarrier with quadrature modulation. The normal PAL burst, with line-rate phase switching, is retained.

Pictures transmitted in this form are free of cross effects and have enhanced horizontal definition in the luminance. The „price" to be paid is a reduction in the diagonal definition of the luminance and poorer vertical definition in the colour-difference signals, as in the MAC process. The I-PAL signal is compatible with all equipment designed for normal PAL signals and an I-PAL receiver can process a normal PAL signal. The system can also be used in NTSC form.

Sommaire **Le système I-PAL, une variante compatible du PAL exempte de diaphotie et à définition horizontale de luminance améliorée**

Dans le procédé PAL, les interactions entre la luminance et la chrominance se manifestent sous la forme de diaphotie. En outre, la définition horizontale du signal de luminance est réduite étant donné que la sous-porteuse de chrominance doit être supprimée dans le récepteur. Ces inconvénients peuvent être évités de la manière suivante dans le système dit I-PAL: Une ligne sur deux porte uniquement le signal de luminance sans restriction de bande puissante, tandis que la suivante achemine les composantes de luminance à basse fréquence et la sous-porteuse de chrominance PAL à modulation en quadrature. La salve PAL normale avec inversion de phase à fréquence de ligne est conservée.

Les images ainsi constituées sont exemptes de diaphotie et présentent une définition horizontale de luminance améliorée. Le „prix" à payer est une réduction de la définition diagonale du signal de luminance et une moins bonne définition verticale des signaux de différence de couleur, comme dans le procédé MAC. Le signal I-PAL est compatible avec tous les dispositifs prévus pour le signal PAL normal et, de même, un récepteur I-PAL peut utiliser un signal PAL normal. Le système peut également être utilisé en NTSC.

1. Einleitung

Im Zusammenhang mit dem kommenden öffentlichen Satellitenfernsehen wurde das PAL-Verfahren einer erneuten kritischen Betrachtung unterzogen. Dabei war es u. a. von Bedeutung, daß man in der Zukunft mit größeren Bildschirmen wird rechnen müssen, wodurch das Verhältnis zwischen Betrachtungsabstand und Bildhöhe kleiner sein würde, als man der Konzeption des PAL- (und auch des NTSC-)Verfahrens zugrunde gelegt hatte. Unter diesem Aspekt ist zu erwarten, daß „Cross Luminance", das sind die üblicherweise vorhandenen Reste des Farbträgers im Luminanzsignal (= Leuchtdichtesignal), besser und somit störender in Erscheinung treten würde, als dies bisher der Fall war. Darüber hinaus fand die Kritik einen weiteren Ansatzpunkt im sogenannten „Cross Colour", das durch das Übersprechen der Leuchtdichtesignale in den Farbkanal entsteht und das bei regelmäßigen Strukturen, z. B. Mustern in Kleidungsstücken, deutlich und damit störend in Erscheinung treten kann.

Diese beiden Cross-Effekte waren unter anderem die wesentlichen Argumente, die dazu führten, daß im sogenannten MAC-Verfahren [1], das heißt **M**ultiplexed **A**nalogue **C**omponents, die Farbkomponenten Y, U und V im Zeitmultiplex zur Übertragung verwendet werden.

2. Vergleich PAL – MAC

Aus einem Vergleich PAL – MAC ergeben sich einige grundsätzliche Fragen, die im folgenden betrachtet werden sollen.

Das MAC-Verfahren wurde für das Satellitenfernsehen u. a. mit dem Argument vorgeschlagen,

[1] Dieser Aufsatz erscheint zugleich in Engl./Franz. in der EBU Rev. Tech./Rev. de l'UER Tech. Nr. 209 (Februar 1985).

This article ist published simultaneously in English in the EBU Rev. Tech. No. 209 (February 1985).

Cet article est publié simultanément en français dans la Rev. de l'UER Tech. N° 209 (février 1985).

[2] Dipl.-Ing. Gerhard Holoch ist Leiter des Arbeitsbereiches Fernsehsysteme, Dipl.-Ing. Peter Janker ist Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Arbeitsbereich Fernsehsysteme und Dr.-Ing. Norbert Mayer ist Leiter des Fachbereiches Studiotechnik Fernsehen im Institut für Rundfunktechnik, München.

daß es eine bessere Bildqualität habe als das PAL-Verfahren, da die Cross-Effekte nicht möglich sind. Aus dieser Argumentation folgt die Frage: Kann PAL so modifiziert werden, daß die Cross-Effekte verschwinden und daß die Bildqualität der des vergleichbaren MAC-Verfahrens entspricht?

Wenn man annimmt, daß die Satellitenübertragung mit dem MAC-Verfahren erfolgt, so ergibt sich die Aufgabe, die entsprechnden Komponentensignale zur Verfügung zu stellen. Es ist für viele Jahre jedoch nicht zu erwarten, daß die Fernsehstudios auf MAC umgestellt und die vorhandenen Heimempfänger ausgetauscht werden, da dies einerseits nicht finanzierbar ist und andererseits zahlreiche Kompatibilitätsprobleme entstehen. Das Problem der perfekten Trennung der Komponenten im PAL-Signal ist jedoch bis heute noch nicht zur vollen Zufriedenheit gelöst.

Damit ergibt sich die nächste Frage: Kann das PAL-Signal so modifiziert werden, daß bei Aufrechterhaltung der Bildqualität die Komponenten Y, U und V getrennt werden können und daß andererseits normale PAL-Empfänger einen kompatiblen Farbempfang zeigen?

Mit dem Auftreten eines neuen Verfahrens wie dem über Satelliten auszustrahlenden MAC-Verfahren ergibt sich zwangsläufig die Frage, ob dieses Signal für heutige Videorecorder und bestehende Kabelverbindungen verwendet werden kann und ob in einfacher Weise ein MAC-Empfänger normale PAL-Signale verarbeiten kann. Die Antwort ist hier eindeutig „Nein". Auch die Aufzeichnung von Signalen aus Farbkameras für den Konsumenten ist an das PAL-Verfahren gebunden, da sowohl die Farbempfänger als auch die Videorecorder auf PAL abgestimmt sind.

Hier ergibt sich eine weitere Frage: Kann das PAL-Signal so modifiziert werden, daß bei Aufrechterhaltung der Bildqualität und ohne Cross-Effekte PAL-Videorecorder, bestehende Kabelverbindungen und PAL-Empfänger verwendet werden können und daß ein Empfänger für das modifizierte Signal auch ein normales PAL-Signal verarbeiten kann?

Die oben gestellten drei Fragen können alle mit „Ja" beantwortet werden. Pauschal gesehen folgt diese Antwort „informationstheoretisch" aus der Betrachtung des MAC-Signals. Das MAC-Signal überträgt zu einem gegebenen Zeitpunkt nur die halbe Farbinformation des PAL-Signals, was international akzeptiert wurde. Da man somit, ohne internationalen Widerspruch erwarten zu müssen, auch bei PAL die Farbinformation halbieren kann, kommt man zum I-PAL-Verfahren [2], das für „Improved-PAL" steht. Dieses Verfahren hat volle Horizontalbandbreite für das Leuchtdichtesignal, ist mit PAL kompatibel und zeigt keine Übersprecheffekte.

3. Das I-PAL-Verfahren – ein Frequenz- und Zeitmultiplex

3.1. Prinzip

Das Prinzip des I-PAL-Verfahrens erkennt man aus **Bild 1.** Während der willkürlich angenommenen Zeile 1 wird nur ein Leuchtdichtesignal $Y = Y_T + Y_H$ gesendet, das die volle Bandbreite des Übertragungskanals haben kann, wie z. B. 5 MHz im deutschen Fernsehstandard. In der zeitlich darauf folgenden Zeile 2 wird im Frequenzmultiplex der tieffrequente Leuchtdichteanteil Y_T und der quadraturmodulierte Farbträger gesendet. Der normale PAL-Burst mit seinem Phasenwechsel wird in jeder Zeile übertragen.

Auf der Empfangsseite wird von der Zeile 1 der Leuchtdichteanteil Y_H um eine Zeilendauer verzögert und zum Leuchtdichteanteil Y_T der Zeile 2 addiert. Auf diese Weise steht in jeder Zeile die volle horizontale Bandbreite zur Verfügung. Da bei der Methode von **Bild 1** die Auflösung der schrägen Strukturen etwas reduziert wird, was von manchen Experten als zulässig angesehen wird, wurde in praktischen Versuchen eine Vorfilterung für schräge Linien eingeführt.

Die Farbe, d. h. die Chrominanz der Zeile 2, wird um eine Zeilendauer verzögert und auch während der Zeile 3 wiedergegeben. Damit ist in jeder Zeile die Farbwiedergabe sichergestellt. Vorfilterungen in der Farbe, wie sie für das MAC-Verfahren international vorgeschlagen und akzeptiert worden sind, können selbstverständlich für I-PAL in gleicher Weise verwendet werden.

Aus **Bild 1** erkennt man, daß I-PAL eine Kombination aus NTSC, SECAM und PAL darstellt:

- von NTSC stammt die Quadraturmodulation des Farbträgers;

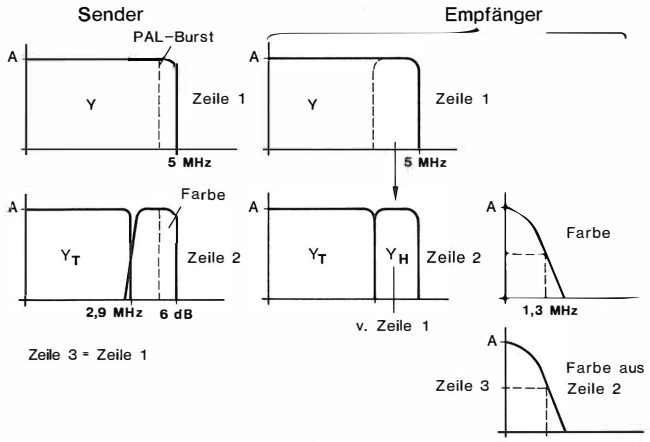


Bild 1
Frequenzspektrum im I-PAL-Verfahren

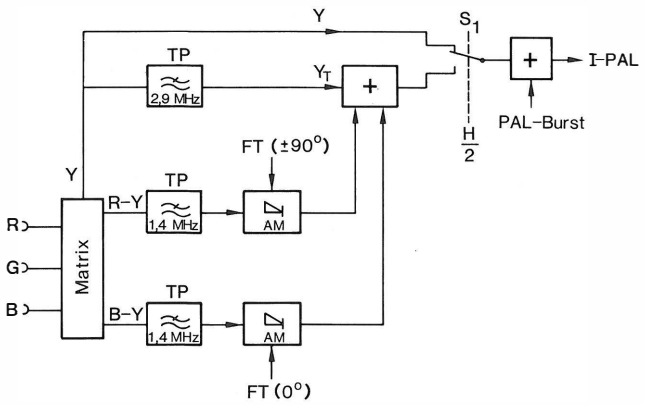


Bild 2
I-PAL-Coder

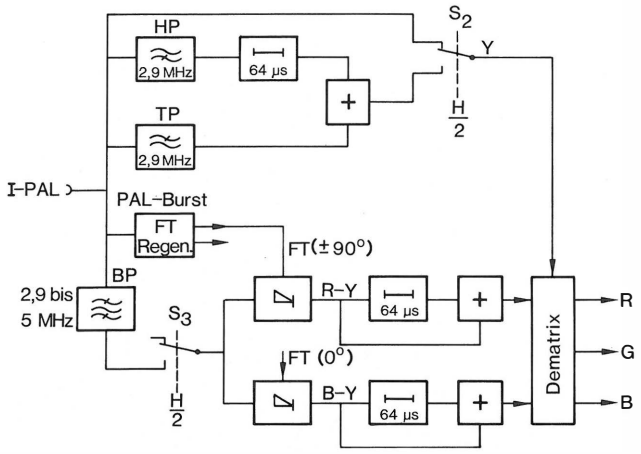


Bild 3
I-PAL-Decoder

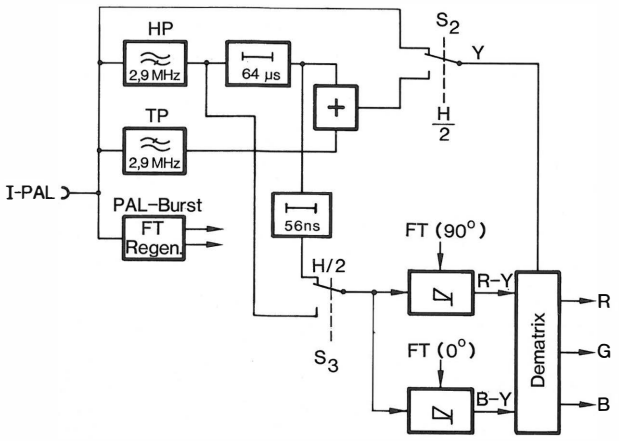


Bild 4
I-PAL-Decoder mit nur einem billigen Laufzeitglied für 64 µs
Es ist angenommen, daß fortlaufend nur die +V-Komponente im I-PAL-Signal übertragen wird

- von SECAM stammt die zeilensequente Übertragung der Farbe, die mit Hilfe eines Laufzeitgliedes für eine Zeilendauer für alle Zeilen rekonstituiert wird;
- von PAL stammt die Phasenänderung des Bursts von Zeile zu Zeile, was für die Kompatibilitäten fundamental wichtig ist.

3.2. Sendeseite

Auf der Sendeseite im I-PAL-Coder (**Bild 2**) werden in der Matrix aus den Farbwertsignalen R, G und B die Komponenten Y, U = B–Y und V = R–Y erzeugt. Y wird auf 5 MHz begrenzt. Die in den **Bildern 1, 2** und **3** eingetragenen Werte wurden bei einer ersten Realisierung verwendet. Bei zukünftigen Untersuchungen wird man diese Werte noch optimieren müssen. Aus Gründen der Übersichtlichkeit ist die Vorfilterung des Leuchtdichtesignals und des Chrominanzsignals nicht eingezeichnet.

Die Signale U und V modulieren in der normalen Weise einen PAL-Farbträger. Die so entstandenen Komponenten werden zu den niederfrequenten Leuchtdichtekomponenten Y_T addiert. Das Signal Y = $Y_H + Y_T$ hat die volle Bandbreite, die der Übertragungskanal aufweist, z. B. 5 MHz. Mit Hilfe des Schalters S1 und des zugeführten PAL-Bursts entsteht das I-PAL-Signal. Selbstverständlich sind andere Konfigurationen des I-PAL-Coders denkbar. Das vorliegende Schema wurde jedoch gewählt, um deutlich zu machen, wie gering der Unterschied zwischen einem normalen PAL-Coder und einem I-PAL-Coder ist.

3.3. Empfangsseite

Auf der Empfangsseite (**Bild 3**) wird mit dem Bandpaß und dem Schalter S3 nur jede zweite Zeile zu den beiden normalen PAL-Demodulatoren geleitet, an deren Ausgang in jeder zweiten Zeile die Signale U und V entstehen.

Die Komponenten U und V werden jeweils direkt und über ein Laufzeitglied mit der Verzögerungszeit von einer Zeilendauer zu einer Addierstufe geführt, so daß U und V in jeder Zeile zur Verfügung stehen. Die notwendige Verzögerung für eine Zeilendauer kann anstelle der in **Bild 3** gezeigten Verzögerung auch im farbträgerfrequenten Bereich durchgeführt werden. Mit Hilfe eines 2,9-MHz-Hochpasses, eines 2,9-MHz-Tiefpasses, einer Verzögerung für eine Zeilendauer und dem Schalter S2 wird ein Y-Signal gebildet, dessen hochfrequente Komponenten in jeder zweiten Zeile von der vorangegangenen Zeile stammen. Die Horizontalauflösung beträgt somit 5 MHz, während für schräge Strukturen eine gewisse Schrägfilterung auftritt. In der Dematrix werden aus Y, U, V die Farbwertsignale R, G, B gebildet. Es ist klar, daß aufgrund des vorliegenden Frequenz- und Zeitmultiplexes weder Cross Colour noch Cross Luminance entstehen können. Eine Decoderversion, bei der nur ein einziges billiges Laufzeitglied für eine Zeilendauer benötigt wird, zeigt **Bild 4**. Hierfür ist angenommen, daß im I-PAL-Signal die V-Komponente nur mit positivem Vorzeichen übertragen wird.

3.4. Bildschirmaufnahmen

Die **Bilder 5, 6** und **7** zeigen Bildschirmaufnahmen, wobei jeweils in der oberen Hälfte die normale PAL-Übertragung gezeigt wird und in der unteren Hälfte die I-PAL-Übertragung. Die Frequenzbandwerte entsprechen den **Bildern 1** bis **4**, die allerdings nur erste experimentelle Werte darstellen und keineswegs optimiert sind. **Bild 5** („Zone Plate") und **Bild 6** („Young Couple") lassen deutlich erkennen, daß Cross Colour in I-PAL weitgehend unterdrückt wird. Außerdem erkennt man in **Bild 5** die weitergehende Horizontalauflösung der I-PAL-Übertragung und die etwas reduzierte Auflösung für schräge Strukturen. **Bild 7** zeigt deutlich die Unterdrückung von Cross Luminance bei der I-PAL-Übertragung.

3.5. Kompatibilitäten

3.5.1. I-PAL-Signal für PAL-Empfänger

Der kompatible Empfang des I-PAL-Signals mit einem normalen PAL-Empfänger ist in **Bild 8** dargestellt. Das Y-Signal für die Dematrix wird erhalten, indem das I-PAL-Signal über das normalerweise vorhandene Farbträger-Unterdrückungsfilter läuft. Da dieses Filter etwa im Bereich von 3,5 bis 5 MHz die Leuchtdichtekomponenten unterdrückt, ist es ganz unerheblich, daß die gesendete Leuchtdichteinformation im Bereich von 3,5 bis 5 MHz von Zeile zu Zeile unterschiedlich ist.

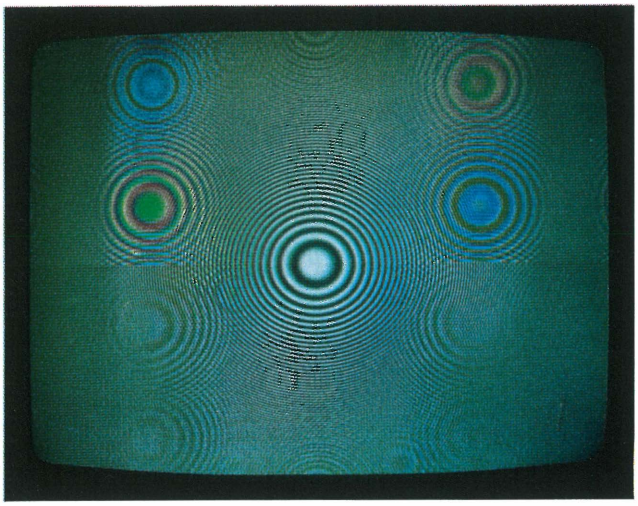


Bild 5
„Zone Plate"
oben: normale PAL-Übertragung mit Cross Colour
unten: I-PAL-Übertragung ohne Cross Colour

Für die Farbdemodulation wird der mit einem Bandpaß abgenommene Farbträger direkt und um etwa eine Zeile verzögert positiv oder negativ zu jeweils einer Addierstufe geführt. Dadurch erfolgt bei PAL die Trennung der U- und ±V-Farbträgerkomponenten. Da im I-PAL-Verfahren der modulierte Farbträger nur jede zweite Zeile gesendet wird, erfolgt die Trennung der Komponenten nicht. Dadurch bedingt tritt in jeder Zeile am Eingang der Modulatoren der quadraturmodulierte Farbträger auf, wobei im oberen Zweig von Zeile zu Zeile die Polarität des modulierten Farbträgers wechselt. Aus dem Farbträger wird im U-Demodulator die U-Komponente demoduliert und im V-Demodulator die V-Komponente. Da der normale PAL-Burst übertragen wird und da weder im Coder noch im Decoder der PAL-spezifische Ablauf beeinflußt wurde, hat die ±V-Schaltung auch im I-PAL-Verfahren auf das Ergebnis keinen Einfluß. Da bei I-PAL nur in jeder zweiten Zeile der Farbträger gesendet wird, ist am Eingang der Farbdemodulatoren der Farbträger nur halb so groß wie bei der normalen PAL-Übertragung. Die nachfolgende Verstärkung muß deshalb um den Faktor 2 erhöht werden, was in jedem Empfänger mit dem Chromaknopf möglich ist, um die normale Farbsättigung zu erreichen. Das Erscheinen von Cross Colour auf dem Bildschirm ist zwischen PAL und I-PAL etwas unterschiedlich, wobei die Störwirkung mit dem I-PAL-Signal besonders bei vertikalen Strukturen etwas größer ist.

Bild 6
„Young Couple"
oben: normale PAL-Übertragung mit Cross Colour
unten: I-PAL-Übertragung ohne Cross Colour

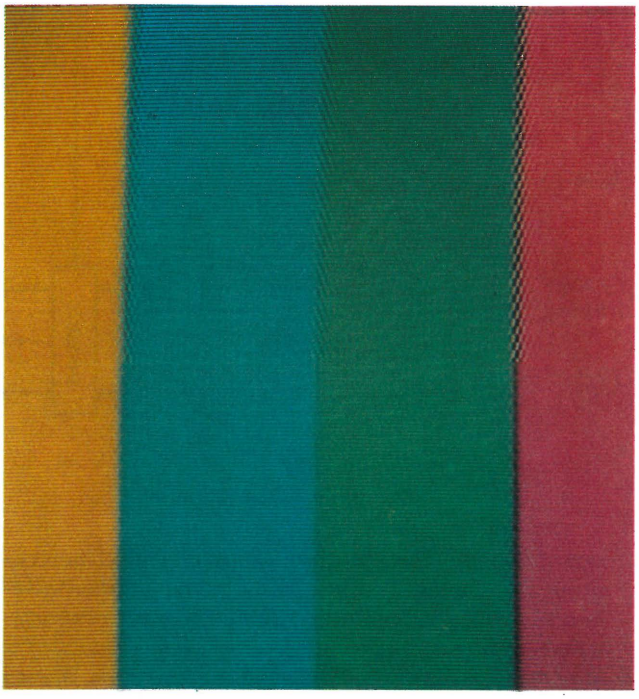


Bild 7
Farbbalken
oben: normale PAL-Übertragung mit Cross Luminance
unten: I-PAL-Übertragung ohne Cross Luminance

3.5.2. PAL-Signal für I-PAL-Empfänger

Die Wirkung eines normalen PAL-Signals auf den I-PAL-Empfänger erkennt man in **Bild 3**. Der Schalter S3 schaltet in jeder zweiten Zeile den modulierten Farbträger zu den beiden Farbdemodulatoren, so daß in gleicher Weise wie für das I-PAL-Signal die Signale U und V entstehen. Allerdings wird hier das Farbbild Cross Colour zeigen, da in jeder Zeile das Leuchtdichtesignal mit voller Bandbreite über-

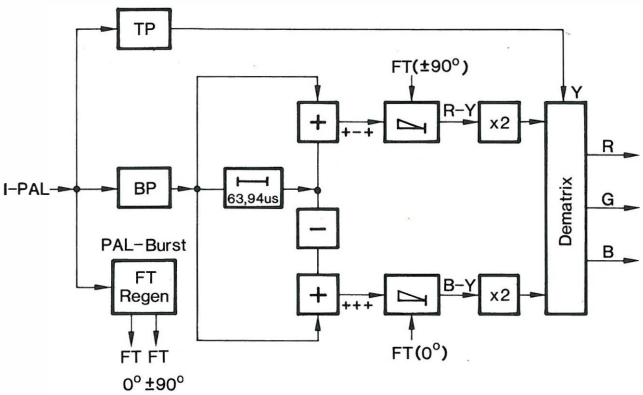


Bild 8
Normaler PAL-Decoder mit I-PAL-Signal
Infolge des Laufzeitgliedes wird den Demodulatoren in jeder Zeile ein modulierter Farbträger zugeführt

tragen wird. Verglichen mit normalem PAL-Empfang ist dieses Cross Colour andersartig und in der Störwirkung etwas geringer.

Da bei PAL in jeder Zeile der Farbträger übertragen wird, wird in jeder Zeile über den Schalter S2 der Farbträger mit dem Y-Signal als Cross Luminance auf den Bildschirm gelangen. Falls man dies vermeiden will und falls der I-PAL-Empfänger auch für den Empfang eines normalen PAL-Signals vorgesehen ist, wird man nach dem Schalter S2 eine Farbträgerunterdrückung einbauen, die von Hand oder automatisch ein- und ausgeschaltet wird.

3.5.3. I-PAL-Signal für Schwarzweißempfänger

Das Thema Sichtbarkeit des PAL-Farbträgers auf dem Bildschirm des Schwarzweißempfängers wird heutzutage nicht mehr diskutiert. Dafür sind mehrere Gründe denkbar:

- Die Bedeutung des Schwarzweißempfängers ist gegenüber dem Farbempfänger beim Publikum weitgehend gesunken.
- Bei Schwarzweißempfängern, in denen der Farbträger mit einem nennenswerten Betrag auf den Bildschirm gelangt, toleriert man diesen Effekt, denn die Farbträgerfrequenz wurde für minimale Störwirkung optimiert.

Obwohl kaum anzunehmen ist, daß der Schwarzweißempfänger für das I-PAL-Verfahren eine wesentliche Bedeutung haben kann, wurde doch die Störwirkung des I-PAL-Farbträgers im Vergleich mit dem PAL-Farbträger untersucht. Dabei zeigte es sich, daß die Störwirkung des I-PAL-Farbträgers geringfügig größer ist. Dies wird wegen den oben angegebenen Gründen jedoch als unerheblich angesehen.

3.6. Störabstand

Zur Beurteilung der Störempfindlichkeit des PAL-Empfängers für Rauschen ist es zweckmäßig, einen Vergleich mit der normalen PAL-Übertragung durchzuführen. Dabei genügt es, nur den Frequenzbereich des modulierten Farbträgers zu beachten, da im darunterliegenden Frequenzbereich PAL und I-PAL absolut gleich sind.

Hinsichtlich des Leuchtdichtesignals muß bei I-PAL etwas mehr Rauschen erwartet werden (denn seine Bandbreite ist höher, nämlich bis zur Videobandgrenze) als beim normalen PAL, das im Empfänger eine Farbträgerfalle oder eine Tiefpaßbegrenzung verwendet. Für die Farbdemodulation müßte pauschal betrachtet die Empfindlichkeit für beide Verfahren etwa gleich sein, denn die Farbträgeramplitude ist für beide Verfahren gleich. Bei I-PAL „strömt" das Rauschen nur jede zweite Zeile in den Demodulator ein, allerdings gilt dies auch für die Nutzinformation. Bei PAL ist in jeder Zeile Nutzinformation und Rauschen vorhanden. Dadurch sind die Rauscherscheinungen etwas unterschiedlich. In praktischen Untersuchungen ergab sich, daß I-PAL für „weißes" Rauschen etwa 1 dB empfindlicher ist als normales PAL, gemessen bei einem bewerteten Störabstand (0 bis 5 MHz) von 37 dB.

Beim Empfang des I-PAL-Signals mit einem normalen PAL-Empfänger verschlechtert sich der Störabstand für weißes Rauschen um etwa 2 dB. Wie dies zu vermeiden ist, wird in **4.** beschrieben.

3.7. Amplituden- und Phasenfehler des I-PAL-Farbträgers

Auch für I-PAL sind die Amplituden- und die Phasenfehler des Farbträgers zu betrachten. Für Amplitudenfehler (d. h. „differential gain") und einfache Amplitudenänderungen erkennt man sehr leicht die vollständige Analogie zu PAL. Die Auswirkungen von Amplitudenfehlern sind deshalb für I-PAL und PAL gleich.

Hinsichtlich der Phasenfehler findet man jedoch bedeutsame Unterschiede. Bei PAL werden durch die Wirkung des Laufzeitgliedes und durch die zeilenfrequente Änderung der Polarität von V Phasenfehler in die weniger sichtbaren Farbsättigungsfehler umgewandelt. Dies gilt nicht für I-PAL gemäß den **Bildern 2** und **3** und für den kompatiblen Empfang mit dem PAL-Empfänger gemäß **Bild 8**. In **Bild 3** wird nur von jeder zweiten Zeile ein modulierter Farbträger gemeinsam zu den beiden Demodulatoren geführt, die bei ungestörten Phasenbeziehungen die jeweils richtige Komponente demodulieren. Tritt jedoch ein Phasenfehler ein – das kann im übertragenen Farbträger geschehen oder im Farbträgerzusatz im Empfänger –, so wird das eine demodulierte Signal größer oder kleiner und gleichzeitig das andere demodulierte Signal kleiner oder größer. Es tritt somit ein Farbtonfehler auf, wie er vom NTSC-Verfahren bekannt ist. Die gleiche Betrachtung gilt auch für den normalen PAL-Empfänger gemäß **Bild 8.**

Dieser Eigenschaft kommt beim heutigen Stand der Technik in gar keiner Weise die Bedeutung zu, die sie in den sechziger Jahren bei der Auswahl der Systeme hatte. Man kann leicht nachweisen, daß die heutigen Übertragungseinrichtungen und Empfänger aufgrund der geforderten Toleranzen so stabil sind, daß die Phasenfehler heute keinen entscheidenden Einfluß auf die Wahl eines Verfahrens haben können.

Es ist noch zu erwähnen, daß ein Zusammenhang besteht zwischen den Phasenfehlern und der Art, wie der Wechsel zwischen den beiden Zeilentypen im I-PAL-Signal erfolgt, d. h. die Schaltweise der Schalter S1 in **Bild 2** und demzufolge die der Schalter S2 und S3 in **Bild 3.** Eine Möglichkeit besteht darin, die Schalter in der Zeile 1 in jedem Vollbild immer in die gleiche Stellung zu bringen. Diese Arbeitsweise sei mit „Frame Reset" bezeichnet. Wenn sie verwendet wird, so wird man bei Phasenfehlern in Farbflächen in Abhängigkeit vom Phasenfehler ein mehr oder weniger starkes Flackern mit 12,5 Hz wahrnehmen. Dies hängt damit zusammen, daß an der Schaltung von ±V und dem Burstphasenwechsel in keiner Weise gegenüber PAL etwas geändert wurde. Daraus und aus der Kompatibilität mit dem PAL-Empfänger wurde die Begründung abgeleitet, das Verfahren I-PAL zu nennen. Da die PAL-Sequenz beibehalten wurde, fängt in aufeinanderfolgenden Vollbildern die Zeile 1 mit entgegengesetzter V-Phase an. Das wiederum hat zur Folge, daß bei Phasenfehlern der bei der Demodulation im V-Signal entstehende Fehler in aufeinanderfolgenden Vollbildern eine entgegengesetzte Polarität aufweist. Es wird gewissermaßen ein „Phase Alternation Frame"-Signal übertragen. Um damit Phasenfehler in Farb-

sättigungsfehler umzuwandeln, wäre ein Vollbildspeicher anstelle eines Zeilenspeichers notwendig.

Die beim gegenwärtigen Kenntnisstand bevorzugte Version sieht vor, das „Frame Reset" nicht zu verwenden und stattdessen die Schalter kontinuierlich über alle Vollbilder hinweg weiterlaufen zu lassen. Damit wird erreicht, daß in allen Vollbildern nur eine bestimmte V-Phasenlage übertragen und demoduliert wird. Phasenfehler können sich deshalb nur als flackerfreie Farbtonfehler äußern, was beim heutigen Stand der Technik, wie oben bereits erwähnt, als nicht relevant angesehen wird. Die Schaltersynchronisation kann aus dem PAL-Burst abgeleitet werden.

Die freilaufende und mit dem Synchronsignal fest verkoppelte V-Schaltphase offeriert einen weiteren Vorteil. Im Laufe von zwei Vollbildern wird nämlich ohne jede Einschränkung sowohl die gesamte Leuchtdichteinformation mit voller Bandbreite als auch die gesamte Farbinformation von jeder Zeile übertragen. Sollte in zukünftigen Entwicklungen ein Vollbildspeicher mit ausreichendem Bewegungsdetektor zur Verfügung stehen, so kann man sowohl die Reduktion der Leuchtdichte-Schräginformation als auch die reduzierte Farb-Vertikalauflösung vermeiden.

4. Modifiziertes I-PAL und I-NTSC

Das oben beschriebene I-PAL stellt lediglich die einfachere Form des Verfahrens dar. Man kann die Methode jedoch so modifizieren, daß beim kompatiblen Empfang die Störabstandswerte weitgehend dem normalen PAL entsprechen und außerdem die Phasenfehlerkompensation möglich ist. Man kommt dann zu I-PAL-M.

Das Prinzip soll pauschal mit **Bild 9** betrachtet werden. So wird während einer Zeile n die tieffrequente Leuchtdichtekomponente $Y_T n$ plus die Farbinformation Fn übertragen. In der zeitlich darauf folgenden Zeile werden $Y_T(n+1)$ plus die hochfrequente Leuchtdichtekomponente $Y_H(n+1)$ plus die Farbinformation Fn übertragen. Es wird also in den beiden Zeilen eines Zeilenpaares die absolut gleiche Farbinformation übertragen. Man erkennt aus **Bild 9,** daß es damit möglich wird, mit Hilfe von Verzögerungsgliedern für eine Zeilendauer die Informationen Y_T, Y_H und F jeweils separat zu erhalten.

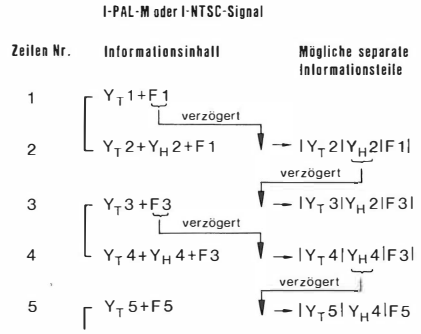


Bild 9

Auswertung des Informationsinhalts eines I-PAL-M-Signals oder eines I-NTSC-Signals im Empfänger zur Erzeugung von übersprechfreien separaten Informationsteilen

Verzögerung um eine Zeilendauer im Empfänger

Wenn man innerhalb eines Zeilenpaares die Farbinformation V in einer Zeile mit +V und in der zweiten Zeile mit –V überträgt, so erhält man einen ganz normalen PAL-Farbträger. (Ein normaler PAL-Empfänger wird somit weitgehend „normal" auf ein I-PAL-M-Signal reagieren.) Das I-PAL-M-Signal läßt sich ohne prinzipielle Schwierigkeiten aus einem I-PAL-Signal ableiten.

Das Prinzip in **Bild 9** erfordert nicht, daß in den Zeilenpaaren die Komponenten V mit positivem und negativem Vorzeichen verwendet werden. Wenn man das wechselnde Vorzeichen einführt, so erhält man (wie oben bereits erklärt) ein PAL-Signal. Wird der Vorzeichenwechsel in Paaren für die Komponente V im Signal und im Burst nicht eingeführt, so erhält man ein NTSC-Signal, das einerseits kompatibel mit einem normalen NTSC-Empfänger ist und das andererseits eine verbesserte NTSC-Übertragung mit einem „I-NTSC-Signal" (= Improved NTSC-Signal) ermöglicht. Die Horizontalauflösung kann auf die volle Kanalbandbreite ausgedehnt werden und die Cross-Effekte lassen sich vermeiden.

SCHRIFTTUM

[1] E B U : Television standards for the broadcasting satellite service — Specification of C-MAC/packet system. Doc. SPB 284. 2nd revised version, March 1984. 3rd revised version, December 1984. Hrsg. von der Tech. Zentrale der UER, Brüssel 1984.

[2] M a y e r , N.: Verfahren zum Übertragen eines Farbfernsehsignals. Deutsches Patent DE-P 33 38 192, 1983.

TECHNIK UND MÖGLICHKEITEN COMPUTERERZEUGTER BILDER UND FILME[1]

VON HANS-JOACHIM ANDREE[2]

Manuskript eingegangen am 30. Juli 1984 Computergrafik

Zusammenfassung

Die stürmische Weiterentwicklung der Computertechnik und insbesondere der Computer Graphics hat es möglich gemacht, solche Methoden auch im Filmbereich einzusetzen. Diese Technik eröffnet hier neue Visualisierungsmöglichkeiten, erfordert jedoch auch neue Arbeitsmethoden und Kenntnis der dazu erforderlichen Hard- und Software. Im folgenden Artikel wird diese Entwicklung aufgezeigt. Anwendungsbeispiele — fast ausschließlich amerikanischen Ursprungs — werden vorgestellt.

Summary **Techniques and prospects for computerized video and film production**

The explosive expansion of data-processing techniques, and of computer graphics in particular, now enables these methods to be used in film operations. This opens the way to new display techniques and imposes new working methods and a knowledge of the relevant hardware and software. The article describes this evolution and illustrates it with examples, mostly of American origin.

Sommaire **Technique et possibilités de la production informatisée d'images et de films**

Le développement fulgurant des techniques informatiques, et notamment du graphisme par ordinateur, a permis l'adoption de ces méthodes dans le domaine du film. Ce procédé, qui ouvre de nouvelles perspectives au niveau de la visualisation, exige aussi de nouvelles méthodes de travail et la connaissance du matériel et du logiciel nécessaires à cet effet. Le présent article décrit cette évolution qu'il illustre par des exemples d'applications, presque toutes d'origine américaine.

1. Computer Graphics und Computerfilm

Das hier behandelte Thema ist zwar schon seit über 15 Jahren aktuell, hat jedoch erst in der letzten Zeit – seit 1980 etwa – vor allem in den USA zunehmend an Bedeutung gewonnen: Computer Graphics. Darin sind eingeschlossen die Erstellung von Grafiken, also Einzelbildern mit Hilfe der Computertechnik und daraus folgernd – viel interessanter – die Produktion von bewegten Darstellungen: Computer-Animation und Computerfilm.

In Deutschland ist diese Technik bisher kaum bekannt, gewinnt jedoch auch mehr und mehr an Bedeutung. Zum einen liegt das an den darin enthaltenen neuen Visualisierungsmöglichkeiten, die das Medium Computer Graphics bietet, zum anderen zwingen unvermeidliche kommerzielle Gesichtspunkte dazu. Hier soll weniger versucht werden, die Entwicklung dieser Technik darzustellen, als vielmehr den neuesten Stand und die darin enthaltenen Möglichkeiten aufzuzeigen.

Das Bildmaterial stammt zum Teil aus Fachpublikationen, andere Illustrationen sind von SIGGRAPH, das ist die „Special Interest Group on Computer Graphics" der Association For Computing Machinery (ACM), die jährlich in den USA einen Kongreß über diesen Themenbereich veranstaltet und Diaserien und Videobänder herausgibt (**Bild 1**). Auf SIGGRAPH werden neueste Produkte computergrafischer Hard- und Software vorgestellt, aber hauptsächlich ist es der Treffpunkt zum Austausch von Forschungsergebnissen und Algorithmen auf diesem Gebiet. Anwendungen betreffen sowohl den wissenschaftlichen und industriellen Bereich als auch die visuellen Medien und damit den Film.

Am Titelbild von SIGGRAPH 83 wird deutlich, welche Möglichkeiten das Medium heute schon bietet: die Definition von dreidimensionalen Objekten im Raum, die optische Effekte wie Reflexion, Schatten, Transparenz und die Applikation von Textur und Mustern auf der Oberfläche zeigen. Aber Computer Graphics beschränken sich nicht nur auf die Erzeugung von „still pictures", sondern es ist ein Leichtes, die Ansicht der Objekte aus verschiedenen Perspektiven zu berechnen und so die notwendigen Phasenbilder für eine dynamische Darstellung und damit einen Film zu produzieren (**Bild 2**).

Jeder einzelne optische Effekt von realistischen Darstellungen wie Form, Oberfläche und Beleuchtung erforderte neue mathematische Verfahren. So war es durchaus nicht selbstverständlich, Objekte mit glat-

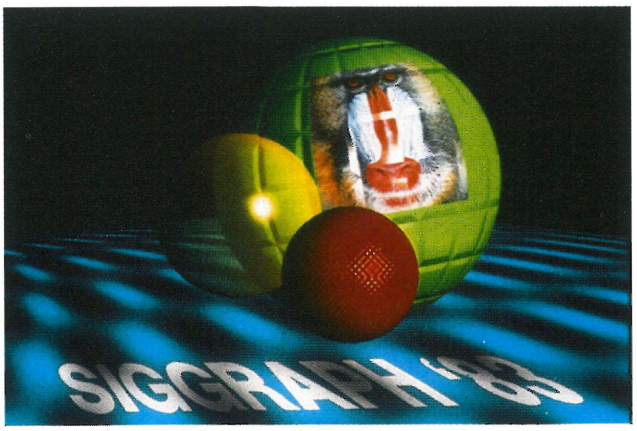


Bild 1
Dreidimensionale Computerbild-Szene, generiert unter Anwendung neuester Techniken
(P. Waiterbeg, Sandia Labs. und SIGGRAPH 83)

[1] Überarbeitetes Manuskript eines Vortrages, gehalten auf der 11. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG) in Hamburg, 21. bis 24. Mai 1984.

[2] M. A. Hans-Joachim Andree ist Mitarbeiter in der Abteilung Forschung, Fahrsimulator bei der Daimler-Benz AG, Berlin.

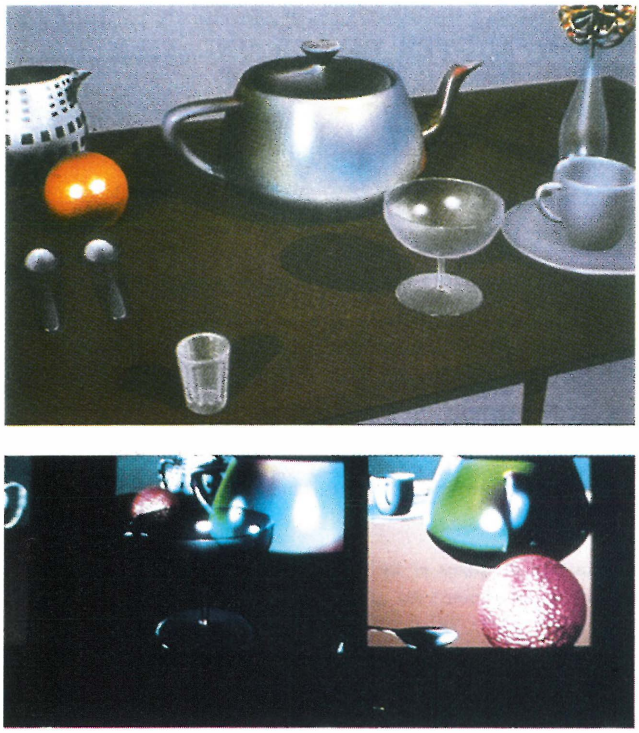


Bild 2

Verschiedene Ansichten einer Tischszene, deren Objekte Eigenschaften wie Transparenz, Schatten und Oberflächenstruktur neben Objekten mit gekrümmten Flächen zeigen

(Information International Inc. und SIGGRAPH 79)

ter, gekrümmter Oberfläche wie z. B. eine Teekanne, Transparenz wie bei einem Glas oder die genarbte Oberflächenstruktur einer Orange computergrafisch zu berechnen und darzustellen. Sind die Objekte und Beleuchtungseffekte aber einmal definiert, können mit einem Darstellungsprogramm die verschiedensten Ansichten erzeugt werden, da die Objekte als dreidimensionales Modell im Digitalspeicher abgelegt sind.

Die Computerbilder der Tischszene, Ende der 70er Jahre entstanden, veranschaulichen zwar noch nicht alle Effekte, die heute schon machbar sind, sondern sind eher eine Zusammenstellung der damals an amerikanischen Universitäten entwickelten Techniken. Führend dabei war die University of Utah, wo Wissenschaftler wie Ivan Sutherland, Henri Gouraud, Edwin Catmull, Frederic Parke, Gary Watkins, Frank Crow und Jim Blinn – um einige zu nennen – wichtige Algorithmen, also Computerprogramme zur Erzeugung und Darstellung von Bildern mit dem Computer formulierten und in die Praxis umsetzten.

Heute ist dieser Prozeß schon aus dem Forschungs- und Entwicklungsbereich von Universitäten und großen Instituten wie z. B. den Bell Laboratories hinausgegangen in den kommerziellen Bereich. So ist die Entstehung von Firmen zu beobachten, die sich vorerst auf Werbespots, Titelsequenzen und „special effects" im Spielfilm spezialisieren.

2. Computerfilm-Anwendung

Als Beispiel für die Arbeitsweise einer solchen Firma soll hier die amerikanische Firma Pacific Data Images (PDI) herangezogen werden, um einige Techniken und Besonderheiten des Mediums Computerfilm zu erläutern.

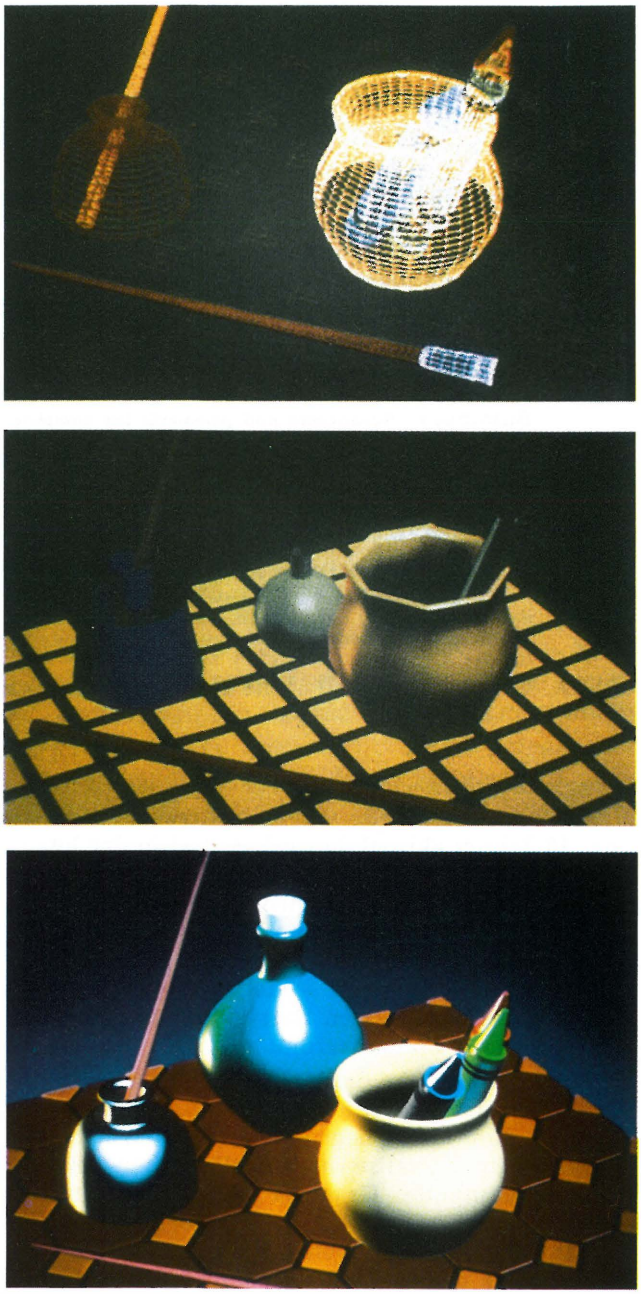


Bild 3

Stufen der Entwicklung einer Computerfilm-Szene

a) Einfaches „wire frame"-Modell zur Objektgestaltung und Bewegungsprogrammierung

b) Körperhaftes Bild mit reduziertem Detail zur Überprüfung der Plazierung

c) Beleuchtung und hochdetailliertes Endbild zum Einsatz im Werbefilm

(G. Entis, Pacific Data Images, aus: Computer Graphics and Applications, Dez. 1983)

Der Einsatz digitaler Bilder in der Werbung bietet sich an, da sich hiermit Szenen konstruieren lassen, welche die Objekte der Werbung äußerst effektvoll präsentieren können. Die Vielfalt der Farbgebungsmöglichkeiten, der – zum Teil mit normalen filmtechnischen Mitteln überhaupt nicht produzierbaren – Bewegungsabläufe und Kameraeinstellungen sowie der gesamten Szenengestaltung sind zwar erst

noch in der Einführungs- und Erprobungsphase, trotzdem ist der visuelle Attraktionswert schon jetzt überzeugend. Hier sind auch Ansätze einer neuen bzw. erweiterten Bildsprache zu erkennen.

Dank der gefallenen Hardware-Kosten von Computern und peripheren Einrichtungen wie Grafik-Terminals u. a. sind Minicomputer und entsprechende grafische Ein- und Ausgabegeräte auch für kleinere Firmen erschwinglich geworden. Was zur Zeit noch sehr teuer ist und spezielle Kenntnisse voraussetzt, ist die Software und deren Benutzung. Doch der Trend geht einmal dahin, Betriebssysteme und Programme zu standardisieren, und zum anderen benutzerfreundlich und erweiterbar zu gestalten.

Nun zum Beispiel: Nach der Besprechung mit dem Auftraggeber über das Aussehen der Szene wird ein sogenanntes „wire frame"-Modell gestaltet, welches grob die Form und die Position der Objekte darstellt. Diese Methode hat den Vorteil, daß sie relativ schnell vonstatten gehen kann und vor allem, daß Variationen sofort modellierbar und anzuschauen sind. Solche „Drahtmodelle" lassen sich sehr schnell berechnen und können deshalb in „real-time", also ohne sichtbare Verzögerung vorgeführt werden, und zwar aus beliebigen Perspektiven. Außerdem kann die Bewegung oder die Veränderung der Objekte dargestellt werden. So lassen sich ganze Bewegungsabläufe austesten und festhalten (**Bild 3a**).

Was diesen Modellen noch fehlt, sind die Körperlichkeit, die Farbe und optische Effekte, die sie realistisch erscheinen lassen. Dies erfordert jedoch umfangreichere Berechnungen und damit längere Rechenzeiten pro Einzelbild, Zeiten die von Minuten bis – im Extremfall – Stunden pro Phasenbild betragen können. Deshalb benutzt man bei PDI anschließend ein Programm, das einige dieser Effekte berücksichtigt und generiert damit ein Videoband, welches die Szene realistischer zeigt, also als körperliche Gegenstände, wenn auch bei reduziertem Detailgehalt, so doch in den gewählten Bewegungsphasen (**Bild 3b**).

Nach diesem „preview" kann der Auftraggeber noch Modifikationen anmelden, ansonsten lassen sich nun die Endbilder erzeugen und auf Film oder Videoband aufzeichnen. Hierbei stören nun stundenlange Rechenzeiten nicht mehr, wenn das Endprodukt hohen Detaillierungsgrad und hohe Auflösung mit allen optischen Effekten beinhaltet (**Bild 3c**).

Diese prinzipielle Vorgehensweise ist nichts Neues, sondern wurde schon in den 60er Jahren von der Mathematical Applications Group Inc. – kurz MAGI genannt – angewandt, allerdings damals noch mit anderer Technik.

3. Programmierung und Darstellungsmethoden

Zur Programmierung bzw. Modellierung der dargestellten Objekte ist nun einiges zu sagen. Es existieren hier mehrere grundsätzlich verschiedene Verfahren, die im nachhinein auch das Aussehen der damit erzeugten Bilder bestimmen.

MAGI war eine der ersten Firmen, die das Verfahren der kombinatorischen Geometrie benutzten. Bei ihrem SYNTHAVISION-System werden Objekte aus mathematischen Grundkörpern wie Kugel, Kubus, Kegel und Ellipsoid zusammengesetzt. Das Abbil-

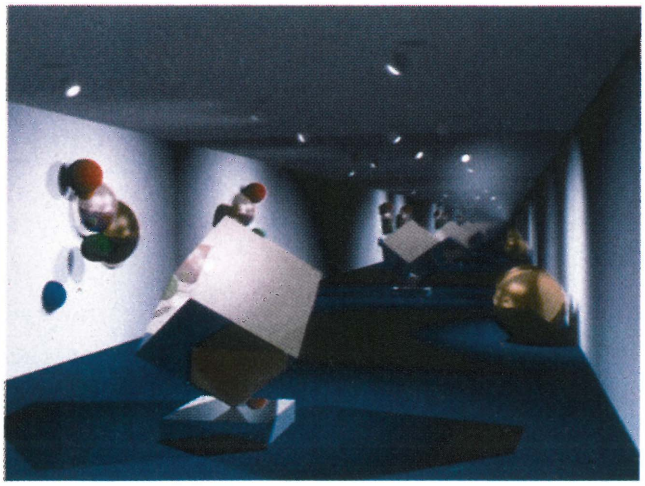


Bild 4
Nach dem Ray-tracing-Verfahren errechnete Darstellung
(R. Hall, Cornell University und SIGGRAPH 83)

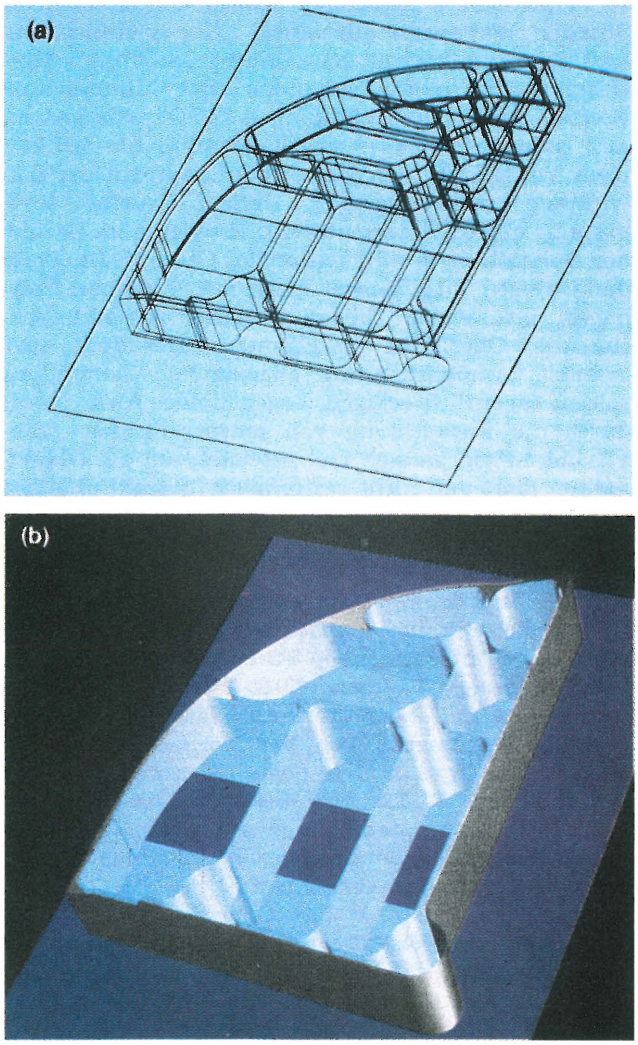


Bild 5
Dieses Bild aus dem CAD-Bereich zeigt die Vorteile einer Rasterdarstellung (b) gegenüber einer Liniendarstellung (a)
(Rensselaer Polytechnic Institute, aus: Computer Graphics and Applications, Nov. 1983)

dungsprogramm berechnet dann den Schnitt dieser Körper, indem es sozusagen den Weg des Lichtes auf diese Objektteile verfolgt. Diese „ray tracing" genannte Technik ist sehr rechenintensiv und wurde deshalb nicht viel benutzt. Erst in letzter Zeit kommt sie entsprechend verfeinert wieder zur Anwendung, weil sie Abbildungen von nicht gekanntem Realismus bietet und automatisch Effekte wie Refraktion, Reflexion und Schatten beinhaltet (**Bild 4**).

Mit dem Ray tracing ist es möglich, rein imaginäre Objekte, deren optische Eigenschaften definiert wurden (Form, Farbe, Reflexions- und Transmissionseigenschaften), so realistisch darzustellen, daß man hier wirklich nicht mehr zwischen einem Foto und einem digitalen Bild unterscheiden kann. Wegen des immensen Rechenaufwandes für Ray tracing bemüht man sich um effizientere Algorithmen, die z. B. die Berechnung nur auf die Bereiche des Bildes konzentrieren, in denen die Lichteffekte zum Tragen kommen. Zweitens versucht man Hardware zu bauen, die Berechnungen parallel durchführen kann, um so einen höheren Bilddurchsatz zu erzielen.

Computerbilder von solchem – schon fotografisch zu nennenden – Realismus brauchen noch mehrere Stunden Rechenzeit auf einem „Super-Minicomputer". Dagegen kommt der einfache „scanline"-Algorithmus mit einigen Sekunden oder Minuten aus. Hierbei werden die Abbildungen der Objekte isoliert, also ohne ihren gegenseitigen Einfluß bis auf den ihrer Verdeckung berechnet. Überhaupt war die Entwicklung entsprechender „hidden surface"-Programme eines der wesentlichen Probleme im Bereich der Darstellung dreidimensionaler Objekte. Die Form der Objekte wird hierbei meist aus einzelnen Polygonen, also vielen ebenen Facetten gebildet, welche die Oberfläche bestimmen. Besondere Programme ermöglichen die abgerundete Darstellung solcher eigentlich eckigen Gegenstände. Auch wurde durch die Entwicklung von entsprechenden „antialiasing"-Programmen viel geleistet, um die Objektkanten glatt und nicht rastermäßig gezackt abbilden zu können.

4. Computer-aided design (CAD)

Was die Erkennbarkeit angeht, bietet diese Darstellungstechnik auch im Computer-aided-design-Bereich einen entscheidenden Fortschritt gegenüber einer Abbildung als Liniengebilde (**Bild 5**). Wo „Drahtmodell"-Darstellungen oft nur ein fast undurchschaubares Liniengewirr zeigen, bei dem kaum zu erkennen ist, wo vorne, hinten, oben und unten ist, bietet die „realistische" Darstellungsweise quasi ein Foto des nur im Computer als mathematisches bzw. geometrisches Modell definierten Objektes, das dadurch sofort und natürlich erkennbar ist.

Überhaupt ist CAD das Gebiet, auf dem diese Techniken am schnellsten eingeführt werden, da Computer Graphics hier nicht nur wesentliche Vorteile bei Konstruktion und Zeichnung bieten, sondern auch Herstellung und Simulation ermöglichen.

5. Real-time-Simulation

Da das Stichwort „Simulation" gefallen ist, sollen hier noch einige Beispiele aus dem Flugsimulationsbereich vorgestellt werden. Dabei benutzt man spe-

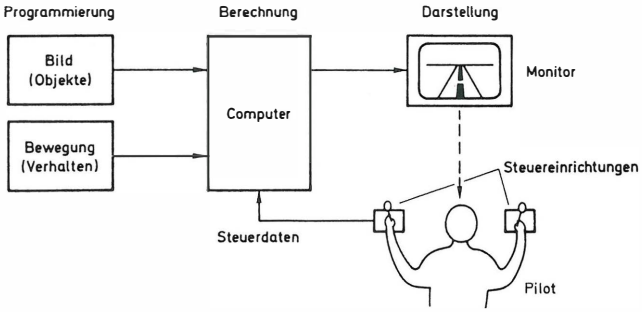


Bild 6
Schematische Darstellung der Real-time-Simulation

zielle Hardware, welche die Berechnung von Perspektive und Flächen in Echtzeit erlaubt. Der Benutzer steuert direkt, interaktiv in einer „closed loop" genannten Situation die Darstellung, welche zum Beispiel Piloten das Training auf einem bestimmten Flugzeugtyp ermöglicht. Trotz der hohen Kosten für solche Anlagen, die heute noch im Millionenbereich liegen, amortisieren sich die Kosten bald, allein schon aufgrund der wegfallenden Treibstoffkosten (**Bild 6** und **7**).

Die Objekte bei dieser Art von Simulation werden meist aus polygonalen Flächen gebildet, wobei einige Systeme auch fähig sind, abgerundete Formen und Textur zu erzeugen. Zwar ist der Detailgehalt solcher Szenen noch beschränkt auf wenige tausend Flächen, aber trotzdem weisen die Bilder ausreichenden Detaillierungsgrad für Trainingszwecke mit sehr hohem Anwesenheitseffekt auf. Der Anwesenheitseffekt wird hauptsächlich durch die Eigenschaft der direkten Interaktion und der optischen Rückkopplung der Steuerungseingaben hervorgerufen, aber der Realismus der Bilder unterstützt diesen wesentlich. Ein Pilot in einem Simulator bekommt das Gefühl, sich wirklich in einer Landschaft zu bewegen. Für ihn scheint es, als steuere er nicht die Abbildung des digitalen Modells auf dem Sichtschirm, sondern seine eigene Bewegung, wenn er um Objekte herumfliegt oder landet.

Diese Technik wird auch zunehmend preiswerter, bedingt durch die Entwicklung neuer integrierter Schaltkreise, ICs, die kleiner, schneller und „mäch-

Bild 7
Real-time-Flugsimulation mit solcher Detailliertheit und solchem Realismus ist heute möglich
(Evans & Sutherland Computer Co.)

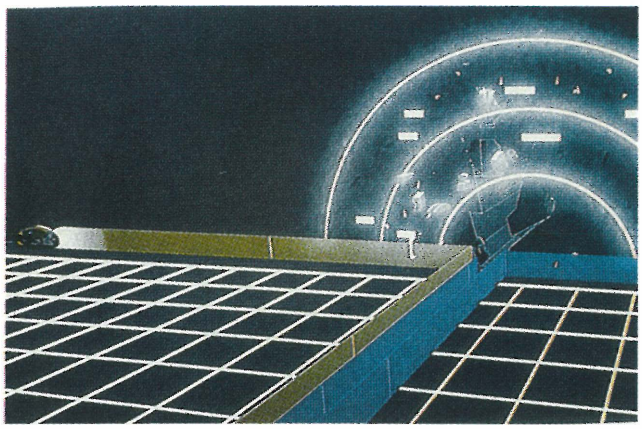


Bild 8
Die Sequenz der „Lichträder" aus dem Film TRON wurde von MAGI modelliert
(Walt Disney Productions)

Bild 10
Die Eingangsszene von TRON wurde von den Robert-Abel-Studios gestaltet, vornehmlich Linien- und Punktgrafik kamen hier zum Einsatz
(Walt Disney Productions)

tiger" (für „more powerful") werden. Damit wird die Real-time-Manipulierbarkeit von „surface models" auch für andere Bereiche verfügbar.

6. Anwendungen im Spielfilm

Bleiben wir im Filmbereich: 1982 kam der Film TRON heraus, der viele computergenerierte Szenen von neuester Technik erstmals einem breiten Publikum vorführte (**Bild 8**). Hierzu wurde die Technik der kombinatorischen Geometrie benutzt, womit sich einzelne komplexe Objekte aus Grundbausteinen zusammensetzen lassen. Mit einem Programmsystem zur Bewegungsdefinition können die Bewegungen der Objekte und auch „Kameraeinstellungen" vorprogrammiert werden. An dieser Disney-Produktion arbeiteten führende amerikanische Computerfilm-Studios wie MAGI, Information International Inc. (kurz Triple-I genannt) und Robert Abel & Associates mit. In **Bild 9** sind sehr detaillierte Darstellungen von höchster Qualität zu sehen. Nicht nur die Berechnung solcher Objekte mit mehreren tausend Polygonen, aus denen sie gebildet sind, ist aufwenig, sondern auch ihre computergemäße Beschreibung und Eingabe. Für eine Nachtszene sind Punkte und Linien ausreichend, während für realistische Tageslichtbilder eine Modellierung mit Flächen und Körpern notwendig ist (**Bild 10**).

John Whitney jr. und Gary Demos waren schon lange für Triple-I tätig und produzierten Szenen, die den „state-of-the-art" im Computerfilm repräsentierten (**Bild 11**). Nach TRON gründeten sie eine eigene Firma Digital Productions, in der sie sich unabhängig ausschließlich diesem Medium widmen wollen. Um den langen Rechenzeiten für solche hochdetaillierten Computerbilder mit mehreren tausend Polygonen begegnen zu können, investierten sie in einen der schnellsten Computer der Welt, einen CRAY, den sie auch in einer Computerszene verewigten.

Aber das waren nicht die einzigen Computerfilme, inzwischen gibt es Hunderte von kurzen Filmen im künstlerischen, technischen und wissenschaftlichen Bereich, die per Computer erzeugt worden sind. Im Spielfilm kam diese Technik bisher jedoch nur selten zur Anwendung. Die Aktivitäten von Lucasfilm und deren Computerfilm-Abteilung unter der Leitung

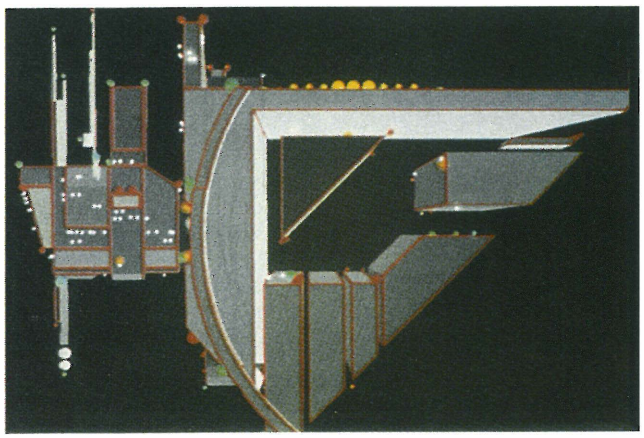


Bild 9
Eine andere Computer-graphics-Technik verwendete Triple-I in TRON
(Walt Disney Productions)

Bild 11
Mit dieser Jongleur-Szene demonstrierten Triple-I's Programmierer, welche Möglichkeiten Computerfilm bietet, um menschliche Figuren in Bewegung zu zeigen
Ein Trend in diesem Bereich ist sicherlich, irgendwann menschliche Schauspieler durch computergrafische Modelle zu ersetzen, doch diese Aussicht ist noch einige Jahre (Jahrzehnte) entfernt
(Information International Inc.)

Bild 12

Diese Landschaft wurde bei Lucasfilm generiert und stellt die Anwendung neuester Techniken dar, was sich an den Bergen im Hintergrund, der strukturierten Straßenoberfläche, den spiegelnden Pfützen und den Gräsern erkennen läßt

(R. Cook, Lucasfilm und SIGGRAPH 83)

von Edwin Catmull deuten jedoch darauf hin, daß es dabei nicht bleiben wird (**Bild 12**).

Bei Lucasfilm entwickelten mehrere Computergrafik-Spezialisten neue Verfahren zur weiteren Vervollkommnung des Realismus der digitalen Bilder. Eingeschlossen darin sind eine Steigerung des Detailgehaltes der Bilder, Methoden zur programmgesteuerten bzw. automatischen Erzeugung komplexer Objekte und Szenen sowie die Kombination unabhängig voneinander generierter Bildelemente. Außerdem befaßt man sich – notgedrungen – mit der optimalen Ausnutzung der Rechenkapazität herkömmlicher Computer bzw. entwickelt spezielle Hardware zur schnelleren Berechnung von Computerbildern.

Für den Film „Star Trek II" von Paramount produzierten sie eine Szene, welche die „fractal"-Technik und andere neue Methoden einsetzte (**Bild 13**). Die Szene stellt den Einschlag einer „Genesis-Rakete" auf einem unbelebten Planeten dar. Das hat zur Folge, daß nun auf dem ehemals mondähnlichen Planeten die Stufen der Evolution durchlaufen werden und neues Leben entsteht. Zeitrafferartig werden Urfeuer und die Entstehung von Meeren und Gebirgen gezeigt. Für die Darstellung des Feuers – ein computergrafisch schwieriges Problem – wurde die Methode der „particle systems" entwickelt. Hierbei wird die Flugbahn zehntausender Punkte berechnet, die sich wie Teilchen verhalten und zufällig etwas voneinander abweichende Wege und Lebensdauer haben. Für die Erzeugung der Berge und der Meere wurde die Methode der „gebrochenen Dimensionen" („fractals") angewandt. Der Begriff „fractal" wurde von dem IBM-Mathematiker Benoit Mandelbrot geprägt und beschreibt unter anderem eine Methode zur Generierung pseudozufälliger Gebilde, die wie Landschaften oder Gebirge aussehen (**Bild 14**). Allerdings hat diese Technik den Nachteil sehr langer Rechenzeiten.

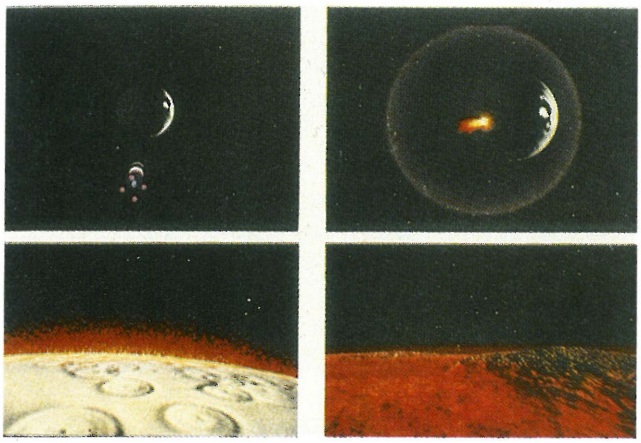


Bild 13

Eine Szene aus dem Film „Star Trek II" wurde von Lucasfilm produziert und benutzte eine neue Methode, um Feuersbrünste darzustellen

(Paramount)

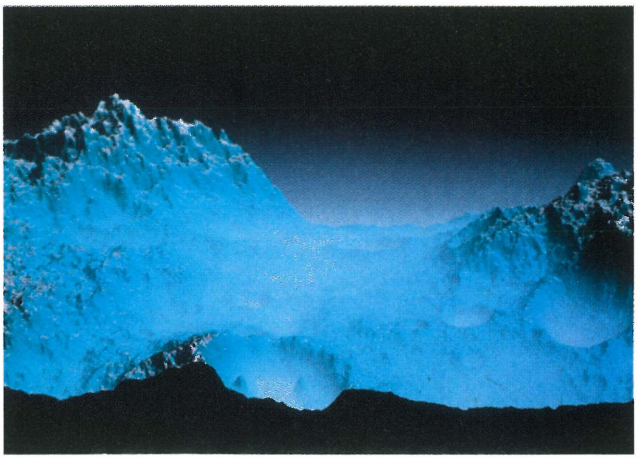


Bild 14

Mittels der „fractal"-Technik können irreguläre Gebilde wie Gebirge oder Landschaften computergeneriert werden

„fractals" haben die Eigenschaft, daß die Grundstruktur auch bei beliebigen Vergrößerungen erhalten bleibt, Unregelmäßigkeiten der Struktur werden durch Zufallsprozesse eingebracht

(R. Voss, IBM und SIGGRAPH 83)

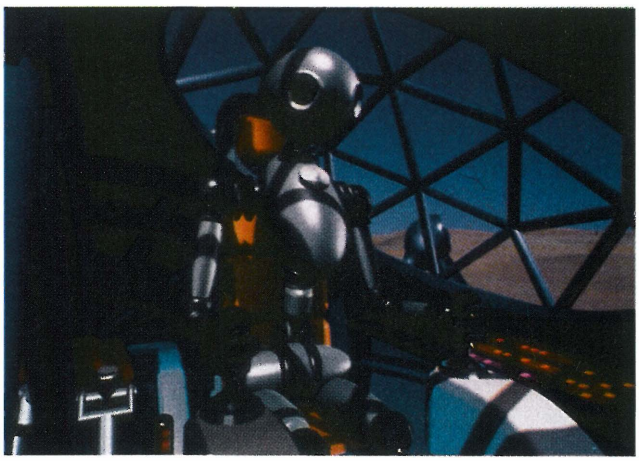


Bild 15

Der noch in der Produktion befindliche Film „The Works" vom NYIT verspricht neue Maßstäbe im Computerfilm zu setzen

Die Modellierung detaillierter, komplexer Objekte mit gekrümmten Flächen und Schattenwurf und die ebenso komplexe Bewegungsprogrammierung wurden hier weiterentwickelt

(D. Lundin, New York Institute of Technology und SIGGRAPH 83)

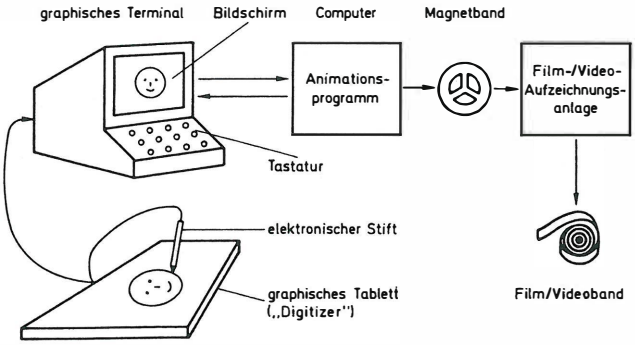


Bild 16
Schematische Darstellung der Keyframe-Animation

Obwohl diese Technik erst relativ neu ist, erfreut sie sich doch schon einer intensiven Erforschung ihrer Möglichkeiten, was die computergrafische Darstellung natürlicher Gebilde angeht. So laufen Versuche, z. B. Wolken, Bäume oder Flüsse damit zu berechnen. Die Übertragung dieser rein mathematischen Sachverhalte in den computergrafischen Bereich – durch den sie überhaupt anschaulich wurden – brachte eine Fülle neuer Visualisierungsmöglichkeiten, die noch längst nicht ausgeschöpft sind.

In diesem Zusammenhang darf auch das New York Institute of Technology (NYIT) nicht übersehen werden, wo man schon seit einigen Jahren Techniken für den computergenerierten Film erprobt und an einem eigenen Film arbeitet, der „The Works" heißen soll (**Bild 15**). Aus den relativ wenigen bisher veröffentlichten Bildern und Filmausschnitten kann man vermuten, daß es sich bei diesem Werk um ein utopisches Thema mit Robotern und phantastischen Wesen handelt. Zur Gestaltung der Figuren verwendet man ausgefeilte Algorithmen, die gekrümmte Flächen mit vielfältigen Lichteffekten erzeugen können. Nicht zu übersehen ist jedoch das Problem, Körper mit vielen Freiheitsgraden in Bewegung zu zeigen. Da NYIT kaum Informationen über ihre Lösung des Problems herausgibt, kann man darauf schließen, daß dort die Wichtigkeit dieses Punktes erkannt wurde.

Bild 17
Die automatische Erzeugung von Zwischenphasen leistet ein Programm, wie an dieser Metamorphose einer Raupe in einen Schmetterling demonstriert wird
Solche Programme bzw. Anlagen werden „In-betweener" genannt und sind inzwischen Standard.
Die Eingabe der Anfangs- und Endphase geschieht interaktiv, z. B. mit Digitizer und Grafik-Terminal
(M. Newman, DICOMED)

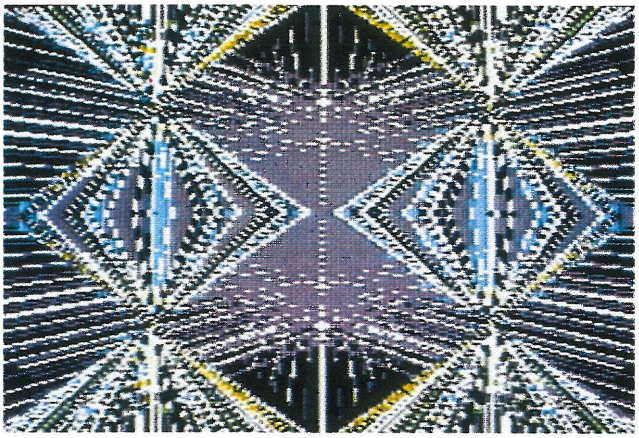


Bild 18
Computer-Animation ist schon mit Heimcomputern möglich
Relativ einfache Programme erzeugen geometrische Muster in Bewegung.
Die geringe Auflösung und Rechengeschwindigkeit dieser Geräte erlaubt zwar keine realistischen Darstellungen, aber die damit produzierbaren Bildeffekte besitzen ihren eigenen Reiz
(H.-J. Andree, Microanimations)

7. Computer-Zeichentrickfilm

Am NYIT widmet man sich neben dem dreidimensionalen Computerfilm auch dessen zweidimensionaler Variante, dem computerunterstützten Zeichentrickfilm, der „keyframe animation" (**Bild 16**). Hierbei eröffnet der Computer in Verbindung mit einem Digitalisier-Tablett und einem Grafik-Terminal dem Animateur die Möglichkeit, Bilder zu zeichnen, zu kolorieren und über die Definiton von Anfangs- und Endphasen die Zwischenphasenbilder automatisch generieren zu lassen (**Bild 17**). Das Grafik-Terminal

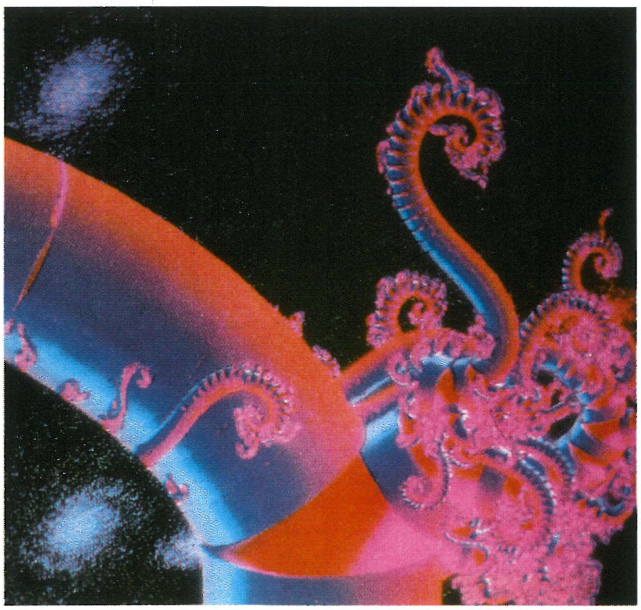


Bild 19
Auch die Japaner sind auf dem Computer-graphics-Sektor sehr fortgeschritten, wie diese Wachstums-Szene zeigt
Angelehnt an das Entwicklungsverhalten von Muscheln und Schnecken wurde ein Programm geschrieben, das viele dieser Formen nachbildet.
Besondere Licht- und Farbeffekte geben diesen Produkten strahlendes Aussehen
(Y. Kawaguchi, Nippon Electronics College)

wird damit zu einer Leinwand oder einem Zeichenblatt und der Digitizer zu Pinsel, Stift oder Sprühpistole, je nach Wahl des entsprechenden „paint programs".

8. Schlußbemerkungen

Abschließend soll nicht versäumt werden zu bemerken, daß selbst kleine Heim- oder Personal-Computer mit ihren grafischen Fähigkeiten Computer-Animation in gewissem Umfang erlauben (**Bild 18**). Die meisten der heutigen Heimcomputer verfügen über grundsätzliche grafische Darstellungsmöglichkeiten wie Zeichnen von Punkten, Linien, Flächen in verschiedenen Helligkeiten oder Farben. Außerdem werden schon Software-Pakete angeboten, die zum einen die Figurendefinition interaktiv erleichtern, z. B. per Digitalisier-Tablett oder Joystick, und dann den Benutzer Bewegungsabläufe eingeben lassen. Neben abstrakten, geometrischen Mustern können sogar trickfilmähnliche Sequenzen programmiert werden, z. B. für Computerspiele. Mit anderen Programmen können dreidimensionale Objekte als Liniengrafik in Real-time auf dem Bildschirm manipuliert, also bewegt und aus beliebigen Perspektiven betrachtet werden.

Hier sind neben der langsameren Rechengeschwindigkeit Grenzen gesetzt durch die geringe Auflösung und die wenigen Farben, doch es ist absehbar, daß selbst dem Amateur in wenigen Jahren Möglichkeiten zur Verfügung stehen, die bislang wegen relativ hoher Kosten und langem Entwicklungsaufwand nur in größeren Firmen und Studios realisierbar waren. Und wenn diese Technik nicht aus den USA zu uns kommen wird, so wird uns Japan wohl die entsprechenden Mittel bieten, wie durch das dort in letzter Zeit steigende Interesse an Computer Graphics bewiesen wird (**Bild 19**).

Es ist wohl nicht verwunderlich, daß die Japaner mit ihrer ausgeprägt visuellen Kultur sich intensiv mit dem Medium Computer Graphics befassen. An vielen Universitäten und industriellen Forschungseinrichtungen produziert man erstaunliche Computerbilder und -filme, die darauf hinweisen, daß wir von hier noch sehr Interessantes zu sehen bekommen werden. Obwohl man sich in Japan auch um die Weiterentwicklung neuer computergrafischer Techniken bemüht, scheint jedoch vorläufig ihre Stärke in der perfekten Anwendung etablierter Methoden zu liegen.

Einen neuen Standard der Leistungsfähigkeit von computergenerierten Szenen bilden die Sequenzen, welche Digital Productions Inc. für den 1984 von Universal-Lorimar produzierten Science-fiction-Film „The Last Starfighter" modellierte. Etwa 25 Minuten digitale Szenen mit mehr als einer halben Million Polygonen Bildinhalt (ein Raumschiff ist allein mit 750 000 Polygonen modelliert) zeigen höchstdetaillierte realistische Bilder. Für die Filmaufzeichnung wurde ein Auflösung von über 5000 Bildpunkten pro Zeile angewandt. Solche Datenmengen konnten nur von einem Supercomputer (CRAY X-MP) in akzeptabler Zeit generiert werden. Trotzdem spricht man bei Digital Productions noch von der Notwendigkeit einer 100fachen Leistungssteigerung. – Welche Bilder werden wir dann zu sehen bekommen?

SCHRIFTTUM

[1] Andree, H.-J.: Erzeugung synthetischer Bilder mit Hilfe der Computertechnik. Fernseh- und Kinotech. 33 (1979), S. 325 bis 333.

[2] Andree, H.-J.: Computerfilm-Festival in Berlin. Fernseh- und Kinotech. 34 (1980), S. 289 bis 293.

[3] Andree, H.-J.: Computer Graphics im Einsatz. Fernseh- und Kinotech. 36 (1982), S. 129 bis 136.

[4] Andree, H.-J.: Computer Graphics — Anwendungen eines neuen Mediums. Fernseh- und Kinotech. 37 (1983), S. 455 bis 461.

[5] Chuang, R.; Entis, G.: 3-D shaded computer animation — step by step. Computer Graphics and Applications 3 (1983), No. 9, S. 18 bis 25.

[6] Sabella, P.; Wozny, M. J.: Toward fast color-shaded images of CAD/CAM geometry. Computer Graphics and Applications 3 (1983), No. 8, S. 60 bis 71.

[7] Tanner, P. (Ed.): SIGGRAPH 83. Conference Proceedings. July 25—29, 1983, Detroit, Michigan. Computer Graphics 17 (1983), Nr. 3.

[8] Myers, E.: Cray Conquers H'wood. Datamation 30 (1984), No. 10, S. 24 bis 32.

C-MAC/PAKET — NORMVORSCHLAG DER EUROPÄISCHEN RUNDFUNKUNION FÜR DEN SATELLITENRUNDFUNK[1]

VON CHRISTOPH DOSCH[2]

Manuskript eingegangen am 10. Januar 1985 Satellitenrundfunk

VORBEMERKUNG DER SCHRIFTLEITUNG

Dieser Beitrag beschränkt sich auf die Darstellung und die Diskussion der grundsätzlichen Merkmale von C-MAC/Paket. Nur am Rande eingegangen wird auf die verschlüsselte Übertragung (Pay-TV) sowie die Kabelverteilung. Diese Aspekte sollen in späteren Aufsätzen behandelt werden.

Zusammenfassung

C-MAC/Paket ist gekennzeichnet durch die unterschiedlichen Modulationsverfahren für die Bildübertragung einerseits sowie die Ton-/Datenübertragung andererseits. Die digital codierten Ton-/Dateninformationen werden als phasenmoduliertes Signal (2-4-PSK), die Bildinformation (im MAC-Format) wird hingegen konventionell als frequenzmoduliertes Signal übertragen. Die Zeitmultiplexbildung von 2-4-PSK- und FM-Signal erfolgt erst nach der Modulation im RF-Bereich. Das MAC-Format sieht einen Basisband-Zeitmultiplex der analogen, jedoch zeitkomprimierten Videokomponenten vor (MAC = „Multiplexed Analogue Components"-Signal).

Nach einem kurzen Abriß der Entstehungsgeschichte von C-MAC/Paket wird das Verfahren beschrieben und die besondere Leistungsfähigkeit dieses für die Satellitenübertragung optimierten Normvorschlages diskutiert. Über die nichtlineare Übertragungsstrecke bietet C-MAC/Paket allgemein eine bessere Qualität des Empfangssignals, als dies bei Einsatz der jetzigen terrestrischen Verfahren auf Satellitenstrecken möglich wäre. Durch den RF-Multiplex gewinnt man zudem an Übertragungskapazität für den Ton-/Datenkanal.

Summary **EBU standards proposal for satellite broadcasting**

The C-MAC/packet system uses different modulation methods for the video signals as compared to the sound and data signals. The digitally-coded sound and data are broadcast as a 2-4 PSK signal, whilst the MAC video signal is broadcast using normal frequency modulation. These two signals are time-multiplexed after RF modulation. The MAC (Multiplexed Analogue Components) signal is itself a base-band time-multiplex of time-compressed analogue video components.

After a brief description of the origins of the C-MAC/packet system, the author explains its principles and considers special features making the standard suitable for satellite broadcasting. In non-linear transmission channels, the C-MAC/packet system generally offers better received signal quality than could be obtained on satellite circuits using present-day terrestrial standards. The RF multiplex also offers additional capacity for sound and data broadcasting.

Sommaire **Projet de norme de l'Union Européene de Radiodiffusion pour la radiodiffusion par satellite**

Le système C-MAC/paquets se caractérise par les méthodes de modulation qui diffèrent pour la transmission des signaux vidéo d'une part, et des signaux audio et de données d'autre part. Les informations de son et de données codées numériquement sont diffusées sous forme d'un signal modulé par déplacement de phase (MDP 2-4), tandis que l'image codée en MAC est diffusée normalement au moyen d'un signal modulé en fréquence. Les deux signaux sont multiplexés dans le temps après la modulation RF. Le format MAC (Multiplex Analogique de Composantes) constitue un multiplex temporel en bande de base des composantes vidéo analogiques comprimées dans le temps.

Après un bref exposé de la genèse du système C-MAC/paquets, l'auteur en décrit le principe et il examine les caractéristiques particulières du projet d'adaptation de cette norme à la diffusion par satellite. Dans les voies de transmission non linéaires, le C-MAC/paquets offre généralement à la réception un signal d'une qualité meilleure que ne permettrait l'emploi sur des circuits par satellite des techniques de diffusion terrestre actuelles. Le multiplex RF offre en outre une capacité supplémentaire pour la diffusion du son et des données.

1. Das Ziel: eine europaweit einheitliche Norm

Als im Januar 1977 die weltweite Funkverwaltungskonferenz WARC-BS 77 den Rundfunksatellitendienst plante (für die Funkregion 1 war dies der Bereich 11,7 bis 12,5 GHz), schuf sie damit die administrativen Grundlagen für die Einführung des Satellitenrundfunks [1]. Bald danach konkretisierten sich Pläne in der Bundesrepublik Deutschland zum Bau eines ersten direkt empfangbaren Rundfunksatelliten. Am 29. April 1980 wurde im Rahmen einer Regierungsvereinbarung das deutsch-französische TV-Sat/TDF-1-Projekt aus der Taufe gehoben.

Hatte die UER bis zur WARC-BS 77 entscheidend an der Erarbeitung der Grundlagen für die Planung des Satellitenrundfunks (einschließlich der technischen Parameter) mitgewirkt, so galt ihr Hauptaugenmerk nun einer gemeinsamen Norm für die Ausstrahlung von Fernsehsendungen über direkt empfangbare Rundfunksatelliten. Die Schaffung dieses europaweit einheitlichen TV-Standards war stets die Maxime in der Haltung nicht nur der UER als Organisation, sondern der Gesamtheit ihrer Mitglieder. Nur so ist der enorme Kraftaufwand zu verstehen, den die UER für die Erreichung dieses Zieles unternahm.

Zahlreiche Arbeitsgruppen wurden gegründet, um erst die Kriterien, dann jedoch konkret mögliche Übertragungsverfahren zu erarbeiten. Tatsächlich gelang es der Europäischen Rundfunkunion, den einheitlichen Normvorschlag zu präsentieren. Nach ei-

[1] Erweiterte und auf den neuesten Stand gebrachte Fassung eines Vortrages, gehalten auf der 11. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG) in Hamburg, 21. bis 24. Mai 1984.

[2] Dipl.-Ing. Christoph Dosch ist Leiter des Arbeitsbereiches Rundfunksysteme im Institut für Rundfunktechnik, München.

ner eindrucksvollen Vorführung im Mai/Juni 1983 in Genf wurde C-MAC/Paket am 15. Juli 1983 vom höchsten Entscheidungsgremium der UER (der Generalversammlung) einstimmig, also getragen durch sämtliche Mitgliedsorganisationen, als einheitlicher europäischer Fernsehstandard für direkt empfangbare Rundfunksatelliten vorgeschlagen. Im CCIR wurde die C-MAC/Paket-Spezifikation (2. Fassung) im Rahmen der Zwischentagung im September 1983 im Anhang zu einem neuen Bericht [2, 3] als einziger Standardvorschlag für eine CCIR-Empfehlung aufgenommen. Die Regierungen von Großbritannien und der vier skandinavischen Länder haben den UER-Standard C-MAC/Paket bereits offiziell übernommen.

Unsere nationalen Gremien, die Arbeitsgruppen „Fernsehton" und „Fernsehbild" des Fernsehausschusses der Funkbetriebskommission (FuBK) sprachen sich in einem gemeinsamen Votum vom 14. November 1983 gleichfalls für die Einführung von C-MAC/Paket aus. Eine Interimslösung (z. B. Start mit PAL) wurde ausdrücklich abgelehnt. Leider konnte sich die europäische Industrie in ihrer Gesamtheit nicht schnell genug auf den Normvorschlag C-MAC/Paket einigen. Aus diesem Grund sah sich die FuBK gezwungen, angesichts des nahenden Starttermins von TV-Sat (Oktober 1985) in einem Beschluß vom 4. Oktober 1984 doch den vorläufigen Beginn mit PAL (Ton auf zwei FM-Unterträgern) zu empfehlen.

Inzwischen ist nicht nur bekanntgeworden, daß sich der Start der Rundfunksatelliten TV-Sat und TDF-1 aufgrund technischer Probleme um knapp ein Jahr verzögern wird; auch die Industrieverbände Europas scheinen nun eine einheitliche Lösung (ohne Interimsstandard) auf der Basis von C-MAC/Paket anzustreben: das sogenannte D2-MAC/Paket bzw. Euro-MAC (siehe auch Abschnitt **2.**).

2. Die Entwicklung von C-MAC/Paket

Die Arbeit der betreffenden UER-Gruppen, die Hauptlast lag hier auf der Unterarbeitsgruppe V4 (Multiplex-Übertragungsverfahren im Rundfunk) und der Spezialistengruppe V1/EVSS (Bildverbesserung beim Satellitenrundfunk), vor allem aber die zahlreich mit OTS durchgeführten Übertragungsversuche [4] zeigten sehr bald, daß für eine gute Tonübertragung nur eine digitale Modulationsform in Frage kam. Als Versorgungskriterium wurde eine Bitfehlerrate von 10^{-3} bei einem hochfrequenten Störabstand C/N von 8 dB definiert (C/N = carrier-to-noise ratio, gemessen in 27 MHz Rauschbandbreite). Tatsächlich begann die Suche nach einem geeigneten Übertragungsverfahren mit der Entscheidung für einen digitalen Ton (wie ausführlicher in [5] dargestellt wurde). Die Möglichkeiten zur Verbesserung der Bildqualität wurden erst im Laufe des Jahres 1982 erkannt, als die IBA das MAC-Format als Alternative zu PAL und SECAM in die Diskussion brachte und die BBC Übertragungsversuche mit „Extended PAL" anstellte, dem prompt von der CCETT ein „SECAM étendu" zur Seite gestellt wurde [6, 7, 8].

Zuvor beschränkte man sich auf das Studium möglicher Tonübertragungsverfahren. Dabei bezeichnete man einen zum Videosignal addierten, digital modulierten Unterträger als A-System, einen Basisband-Zeitmultiplex (d. h. Eintastung von Digitalsignalen in die horizontale Austastlücke) als B-System und schließlich den RF-Multiplex von frequenzmoduliertem Bild und phasenmodulierten Ton-/Digitalsignalen als C-System.

C-Systeme (ein norwegischer Vorschlag) bieten die höchste Übertragungskapazität bei gleichzeitig geringer Bitfehlerrate. B-Systeme, deren Digitalsignale FSK-moduliert sind, wurden vor allem in Schweden und an der TU Darmstadt untersucht. Beim A-System handelt es sich um eine vom Richtfunk her altbekannte, konventionelle Technik. Eine ausführliche vergleichende Darstellung der Leistungsfähigkeit dieser Verfahren findet sich in [9].

Ende 1982 entschied sich die englische Regierung nach einer Vorlage einer vergleichenden Studie [10] für C-MAC (noch ohne Paketmultiplex der digitalen Ton-/Datensignale). Die UER hatte inzwischen eine vergleichende Vorführung der verschiedenen Verfahren vorbereitet. Im Januar 1983 kam es zu einer umfangreichen Demonstrationsveranstaltung in Kingswood Warren. Zum Vergleich standen A-PAL/A-SECAM, C-PAL und C-MAC. B-Verfahren wurden seitens der UER bereits vorher ausgeschlossen, da sie die gegebene Kapazitätsanforderung von mindestens 4 linear codierten Tonkanälen nicht erfüllten und in Kombination mit einem A-System das Versorgungskriterium nicht einhalten konnten. Am Ende dieser Veranstaltung hat die zuständige Unterarbeitsgruppe V4 das Verfahren C-MAC als einzig möglichen europaweit einheitlichen Fernsehstandard deklariert, allerdings in Kombination mit der vom A-Verfahren her bekannten, in Frankreich entwickelten Paketmultiplextechnik. Dieser Empfehlung folgte dann im April 1983 die Technische Kommission der UER. In Kingswood Warren wurde übrigens auch der Nachweis erbracht, daß C-MAC keine stärkeren Interferenzstörungen hervorruft als PAL oder SECAM mit FM-Ton. Da die Wahl des Tonmultiplexverfahrens keinen Einfluß auf das Spektrum des Digitalsignals ausübt, ist somit auch C-MAC/Paket kompatibel mit den Bestimmungen der WARC-BS 77.

Erstmals getestet wurde C-MAC/Paket, wie erwähnt, im Mai/Juni 1983 im UER-Hauptquartier in Genf. Es war dies ein hervorragendes Beispiel internationaler, vor allem auch englisch-französischer Zusammenarbeit in der UER. In nur wenigen Monaten entstand ein vorführbares System, bei dem der Ton allerdings nur in der Version „kompandiert mit einfachem Fehlerschutz" implementiert war.

Im Spätherbst 1984 kam es dann noch einmal zu einer Überarbeitung der Spezifikation. Erweitert um die mögliche Verschlüsselung von Bild und Ton, mußten gewisse Anforderungen seitens der von der UER-Unterarbeitsgruppe R5 (Kabelübertragung) erarbeiteten Restseitenbandverfahren D-MAC/Paket (für 10,5 MHz breite Kanäle, volle Datenkapazität) und D2-MAC/Paket (für 7 bis 8 MHz breite Kanäle, halbe Datenkapazität) in der Spezifikation von C-MAC/Paket berücksichtigt werden. Wichtigster Punkt war die leichte Umsetzbarkeit von C-MAC/Paket

in die Kabelstandards. So entstand die Systemfamilie C-, D-, D2-MAC/Paket[3].)

3. Beschreibung des Verfahrens

Die von der UER erarbeitete, gültige Systemspezifikation ist in Dokument SPB 284 (Rev. 3) niedergelegt [2]. Sie gliedert sich in 5 Teile:

1. Spezifikation des RF-Zeitmultiplex-Modulationsverfahrens
2. Spezifikation des Bildsignals (MAC)
3. Spezifikation des Ton-/Datenmultiplexes und der Toncodierverfahren (Quellen- und Kanalcodierung, Paketmultiplex)
4. Spezifikationen der verschiedenen Zusatzinformationsdienste
5. Spezifikation der Bild- und Ton-/Datenverschlüsselung.

Der vorliegende Aufsatz befaßt sich mit den ersten vier Punkten. Die Kabelübertragung (die UER veröffentlicht hierzu im Frühjahr 1985 eine separate Spezifikation für D- bzw. D2-MAC/Paket in Dokument SPB 352) sowie die verschlüsselte Übertragung soll späteren Veröffentlichungen vorbehalten sein.

3.1. Modulationsparameter

3.1.1. RF-Multiplex

Bild 1 zeigt die Struktur einer Zeile des Videosignals. Die nacheinander übertragenen zeitkomprimierten Videokomponenten gelangen auf den Eingang des Frequenzmodulators. Während der H-Lücke wird der Träger durch die Datensignale in 2-4-PSK-Technik moduliert. Durch entsprechende Übergänge im Signalverlauf wird dafür gesorgt, daß beim Umschalten der Modulation keine Phasensprünge auftreten, d. h. keine zusätzliche Modulation mit der Zeilenfrequenz erfolgt. Als Besonderheit ist zu erwähnen, daß Zeile 625 vollständig mit Dateninformationen gefüllt ist, also über die gesamte Zeile 2-4-PSK-Modulation aufweist. Zeile 625 enthält Kennsignale für den Satellitenkanal, die Zusammensetzung des TDM-Signals und gewisse Dienstkennungen hoher Priorität (siehe **Bild 2**).

Dem Gesamtsystem liegt eine Taktfrequenz von 20,25 MHz zugrunde. Nach der neuesten Spezifikation stehen von den insgesamt 1296 Clock-Perioden 697 Clock-Perioden für die Luminanzkomponente Y, 349 Clock-Perioden für das Farbdifferenzsignal U bzw. V sowie 206 Clock-Perioden für das Datensignal zur Verfügung. Pro Zeile wird abwechselnd B–Y oder R–Y übertragen. Da es sich um ein übliches 625-Zeilen-/50-Hz-System handelt, beträgt die Zeilendauer wie gewohnt 64 μs. Ungeradzahlige Zeilen tragen die U-Komponente (B–Y), geradzahlige Zeilen die V-Komponente (R–Y).

3.1.2. Synchronsignale

Alle Synchronsignale werden entweder aus dem 206 Bit (10,173 μs) langen Datenburst oder direkt aus

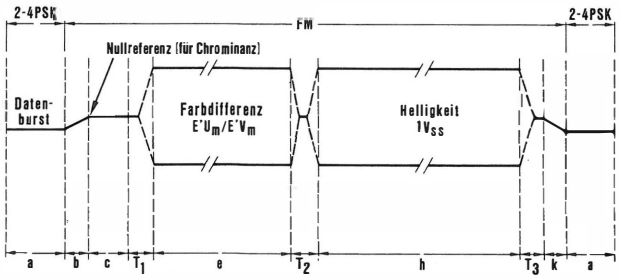


Bild 1
C-MAC/Paket:
Videosignalform für unverschlüsselte Bildübertragung

a = 206 Bit für Zeilensynchronisation und Ton/Daten
b = 4 Clock-Perioden, Übergang am Ende des Datenbursts (enthält ansteigende Flanke des Energieverwischungssignals)
c = 15 Clock-Perioden für Klemmung (0,5 V)
T_1 = 10 Clock-Perioden (enthält 5 Clock-Perioden für gewichteten Übergang zum Farbdifferenzsignal)
e = 349 Clock-Perioden für das komprimierte Farbdifferenzsignal
T_2 = 5 Clock-Perioden für den gewichteten Übergang vom Farbdifferenz- zum Helligkeitssignal
h = 697 Clock-Perioden für das komprimierte Helligkeitssignal
T_3 = 6 Clock-Perioden, gewichteter Übergang vom Luminanzsignal
k = 4 Clock-Perioden, Übergang am Beginn des Datenbursts (enthält abfallende Flanke des Energieverwischungssignals)

der Datenzeile 625 abgeleitet. Wie **Bild 2** zeigt, beginnt jede Zeile nach einem Einlaufbit mit einem 6-Bit-Synchronwort (d. h. für die Ton-/Dateninformation verbleiben noch 198 Bit pro Zeile, also knapp 3,1 Mbit/s). Dieses Synchronwort wird von Zeile zu Zeile invertiert. Die Bitfolgen werden als W_1 und W_2 bezeichnet, wobei gilt: $W_2 = \overline{W_1}$. Geradzahlige Vollbilder beginnen mit W_1, ungeradzahlige mit W_2. Das Gesetz der abwechselnden Invertierung, d. h. Übertragung von W_1, W_2, W_1, W_2 . . ., wird bei Zeile 623 gebrochen. Die Kennung der letzten vier Zeilen (622 bis 625) lautet daher W_2, W_2, W_1, W_1 oder W_1, W_1, W_2, W_2. Auf diese Art und Weise ist die Vollbild-V-Lücke gekennzeichnet und außerdem eine Unterscheidungsmöglichkeit von geradzahligen und ungeradzahligen Vollbildern gegeben.

Zusätzlich besteht die Möglichkeit, die Synchronsignale aus Zeile 625 abzuleiten. Nach der 32 Bit langen Taktfrequenz, gedacht für eine in Zukunft eventuell in Frage kommende kohärente Demodulation des Datensignals, findet sich ein hochgeschütztes 64-Bit-Synchronwort, das leicht mit einem Komparator detektiert werden kann. Mit Hilfe eines Zählers lassen sich auch damit Bild- und Zeilentakt gewinnen. (Anmerkung: Auch C-MAC/Paket ist ein herkömmliches 2 : 1-Zeilensprungverfahren.) Das 64-Bit-Synchronwort wird abwechselnd invertiert und nicht invertiert übertragen, wodurch wiederum eine Kennzeichnung von gerad- und ungeradzahligen Vollbildern gegeben ist.

3.1.3. Vorkehrungen für Kabelverteilung

In großen Anlagen, die sich nicht für eine Verteilung im Bereich 950 bis 1750 MHz eignen, muß das C-MAC/Paket-Signal in ein Restseitenbandsignal umgewandelt werden. Zur Erleichterung dieser Prozedur wurden im C-MAC/Paket-System folgende Maßnahmen getroffen:

[3] D- und D2-MAC/Paket sind gekennzeichnet durch eine geschlossene Basisbanddarstellung. In der UER-Spezifikation erscheinen sie als Kabelsignale ausschließlich in Restseitenbandmodulation. Selbstverständlich lassen sie sich aber auch frequenzmodulieren, d. h. sie entsprechen der Definition der B-Systeme.

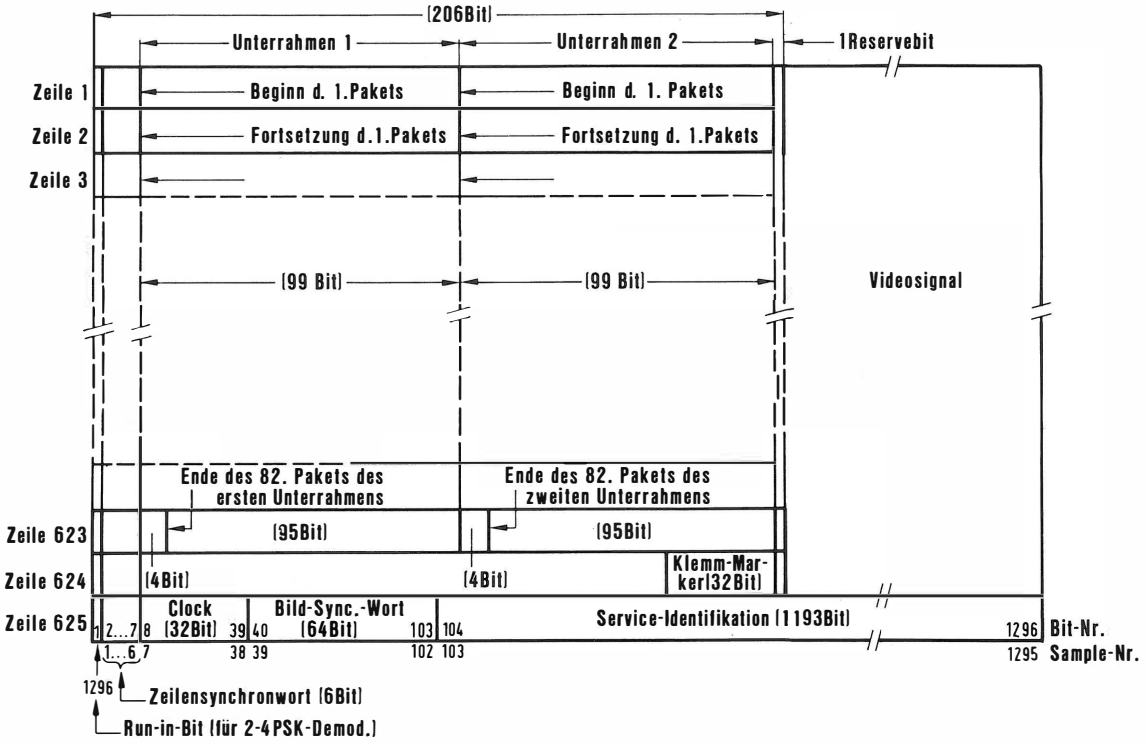


Bild 2
Übertragungstechnischer Multiplex C-MAC/Paket

- Aufteilung des Datenbursts in zwei parallele Datenmultiplexe,
- Verkürzung der Nutzinformation in Zeile 625 auf exakt 32 μs,
- Einführung einer Klemmimpulsmarke sowie spezieller Prüfsignale in Zeile 624.

Im Fall von schmalbandigen Verteilkanälen von 7 MHz oder 8 MHz Breite kann bei Duobinärcodierung nur die halbe Datenkapazität weitergereicht werden. Um ein vollständiges Demultiplexen und Sortieren auf Paketebene (siehe auch Abschnitt **3.3.**) zu umgehen, wurden die Nutzbits in zwei parallele Ton-/Datenmultiplexe aufgeteilt (vgl. **Bild 2**). In der Kabel-Kopfstation kann jetzt einfach einer der beiden 99 Bit langen Datenbursts ausgetastet und um den Faktor 2 gedehnt, d. h. mit halbem Takt nach Duobinärcodierung wieder in das Videosignal eingetastet werden.

Im C-Format bleibt, wie **Bild 2** ebenfalls zeigt, ein Reservebit übrig, das im D2-Format als Übergangsbit für die Duobinärcodierung gebraucht wird. (Anmerkung: Dienste, die nur im C- und D-Format relevant sind, z. B. 3 Stereoprogramme, können selbstverständlich beide Bursts benutzen.)

Zeile 625 wurde so modifiziert, daß sie auch mit halber Taktrate (10,125 MHz) ausgelesen werden kann. Dazu wurden die Nutzbits auf exakt die halbe Zeilendauer, also 648 Bit begrenzt und, abgesehen vom Vollbildsynchronwort, pro Nutzbit ein Zufallsbit eingefügt (siehe auch Abschnitt **3.4.1.**). Im D2-System füllen diese 648 Nutzbits die gesamte Zeile (ohne Reserve).

In Zeile 624 wurde ein Markierungswort für den Klemmimpuls eingeführt. Klemmimpulse sind in den Zeilen 1 bis 624 vorgesehen, jedoch nicht in der Datenzeile 625. Bei der sinnvollerweise eingesetzten weichen Klemmung kann auf den Klemmimpuls in Zeile 625 verzichtet werden. Die Klemmarke sitzt immer direkt vor dem Klemmimpuls. Damit ist auch bei geänderten Burstlängen eine Erkennung der Klemmimpulslage möglich, ohne daß Zeile 625 (TDM-Control) decodiert werden muß.

Im Videoteil der Zeile 624 werden zusätzlich zur Trägerfrequenz (Mittenpegel) Hilfssignale für die Kabelverteilung eingetastet. Sie sollen für AGC-(Automatic-Gain-Control-)Zwecke, aber auch als Referenz für eventuelle (automatische) Frequenzgang- und Echoentzerrungen herangezogen werden können. Ihre genaue Form ist noch zu bestimmen.

3.1.4. Bit-Interleaving

Die Spezifikation berücksichtigt zwar Vorkehrungen zur kohärenten Demodulation des Datensignals (Phasenkohärenz aufeinanderfolgender Datenbursts, Taktreferenz in Zeile 625, Trägerreferenz in Zeile 624), unterstellt jedoch die für Burstbetrieb realistischere differentielle Demodulation. Da hierbei Doppelfehler auftreten können, werden die Daten über die Länge eines Blockes, d. h. eines Datenpaketes bitweise verschachtelt (Bit-Interleaving). Dies gilt nicht für den Datenburst in Zeile 624 und die gesamte Zeile 625. Hier lautet das Prinzip: Jeder Dienst dieser Zeile sorgt für seinen eigenen Fehlerschutz.

3.1.5. Energieverwischung

Nach den Regeln der WARC-77 müssen alle DBS-(Direct-Broadcasting-Satellite-)Aussendungen eine Energieverwischung von mindestens 600 kHz_{ss} aufweisen. Für das Videosignal erfolgt dies durch Addition einer stufenförmigen 25-Hz-Dreiecksspannung (**Bild 3**). Das Datensignal wird dazu nach dem Bit-Interleaving einer Verwürfelung (Scrambling) unter-

worfen, d. h. einer Modulo-2-Addition mit einer Pseudozufallsfolge der Länge $2^{15} - 1$. Der Zufallsgenerator wird pro Vollbild definiert neu initialisiert. Das Scrambling erleichtert zudem die Taktrückgewinnung im Empfänger. Nicht dem Scrambling unterworfen werden die Zeilensynchronbits, der Datenburst von Zeile 624 sowie die gesamte Zeile 625. **Bild 4** zeigt das Spektrum des 2-4-PSK-Signals am Ausgang des Satelliten, wenn mit der Scrambling-Folge moduliert wird.

3.2. Die Bildsignal-Spezifikation

Hier wurde eine in Teilen modifizierte Version des IBA-Vorschlags MAC übernommen. (MAC basiert seinerseits auf dem von Prof. Bruch entwickelten Komponentenverfahren, das später unter der Bezeichnung Timeplex von Prof. Schönfelder weiterverfolgt wurde.) Ausgangspunkt war die Qualität und Charakteristik des digitalen Komponentenstandards 4 : 2 : 2 nach CCIR-Empfehlung 601.

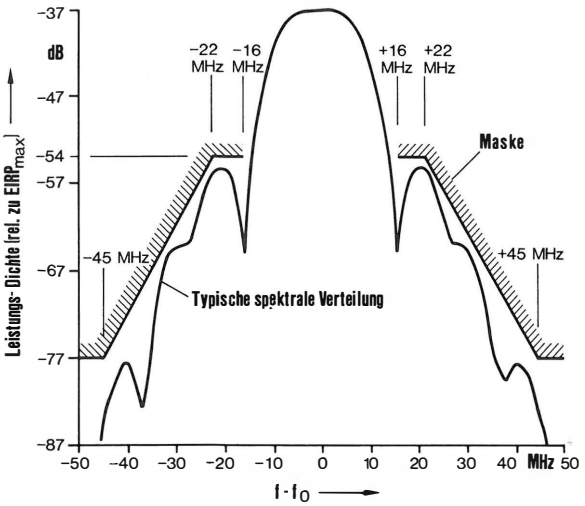
3.2.1. Zeitkompression der Videokomponenten

Die Abtastfrequenzen des CCIR-Studiostandards liegen bei 13,5 MHz für das Helligkeitssignal Y und bei 6,75 MHz für die Farbdifferenzsignale U und V. (Die Bandbreiten von Luminanz und Chrominanz verhalten sich damit wie 2 : 1.) Da C-MAC/Paket als TDM-Verfahren keine Unterträger kennt, konnten die dafür zur Verfügung stehenden oberen Basisbandfrequenzen dem Bild- (und natürlich auch dem Daten-)Signal zugeschlagen werden. Durch die Wahl des Kompressionsfaktors von 3 : 2 für das Luminanzsignal erhöht sich die Videobandbreite von etwa 5,6 MHz auf 8,4 MHz. Aus diesem Kompressionsfaktor von 1,5 resultiert auch die Systemtaktrate von $13{,}5 \times 1{,}5 = 20{,}25$ (Mbit/s). Die Kompression für das Chrominanzsignal liegt damit folgerichtig bei 3 : 1.

Anmerkung: Eventuell werden, einem Wunsch der Empfängerindustrie folgend, als Option noch die Kompressionsfaktoren 5 : 4 (Luminanz) und 5 : 1 (Chrominanz) zugelassen.

3.2.2. Zeilensequentielle Übertragung von U und V

Die Wahl der Kompressionsfaktoren wird zum einen bestimmt durch die verfügbare Basisbandbreite, entscheidend aber auch durch den mit zunehmender Kompression immer höher werdenden Rauschbeitrag. (Die Rauschleistung steigt etwa proportional



- Bitrate R : 20,25 Mbit/s
- Wanderfeldröhre : in Sättigung
- Kein Vorfilter (nur IMUX)
- Kein Senderausgangsfilter (nur OMUX)

Bild 4
2-4-PSK-Sendespektrum Satellit

zur dritten Potenz des Kompressionsfaktors.) Die Farbdifferenzsignale U und V werden deshalb zeilensequentiell, also abwechselnd von Zeile zu Zeile übertragen. Um jedoch die vom SECAM her bekannten Moiréstörungen bei horizontalen Farbstrukturen zu vermeiden, wird eine vertikale Vorfilterung vorgeschrieben, die die Aliasanteile des Vertikalspektrums reduziert. Der vorgeschlagene Algorithmus erzeugt ein Zeilen-Farbdifferenzsignal aus der Summe der gewichteten Anteile von sieben aufeinanderfolgenden Zeilen (sog. 7-Tap-Filter). Im Empfänger kann dann ein einfacher Algorithmus verwendet werden, bei dem nur drei Zeilen miteinander kombiniert werden. Die **Bilder 5** und **6** geben die Prinzipschaltung von MAC-Coder und -Decoder wieder. (Anmerkung: Bei verschlüsselter Bildübertragung muß in den Kompressionsspeichern noch das Video-Scrambling und in den Expansionsspeichern das Video-Descrambling durchgeführt werden.)

3.2.3. Frequenzhub und Preemphase

C-MAC/Paket behält sowohl für das Y- als auch für das U-/V-Signal den von WARC-BS 77 vorgesehenen Frequenzhub von 13,5 MHz/V (bezogen auf die

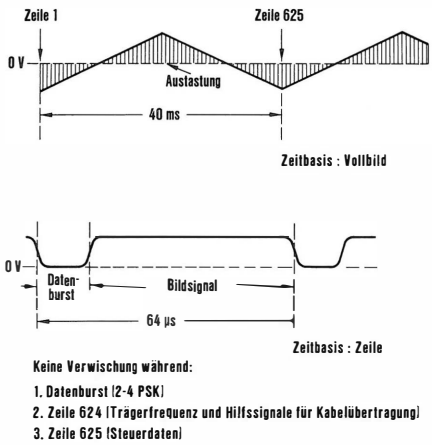


Bild 3
Energieverwischung für C-MAC/Paket-Signale

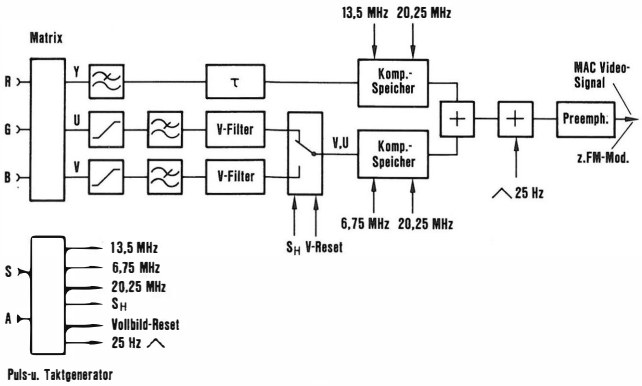


Bild 5
MAC-Videocoder

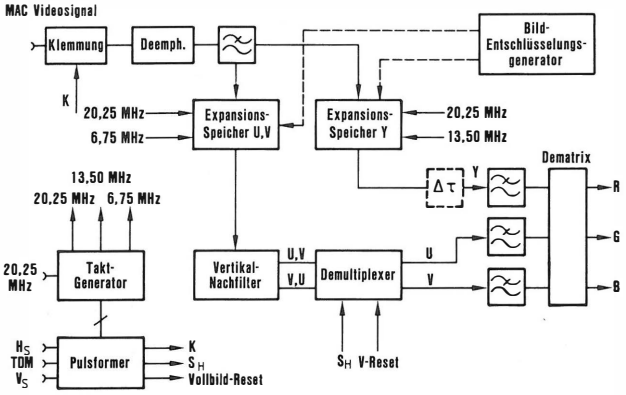


Bild 6
MAC-Videodecoder

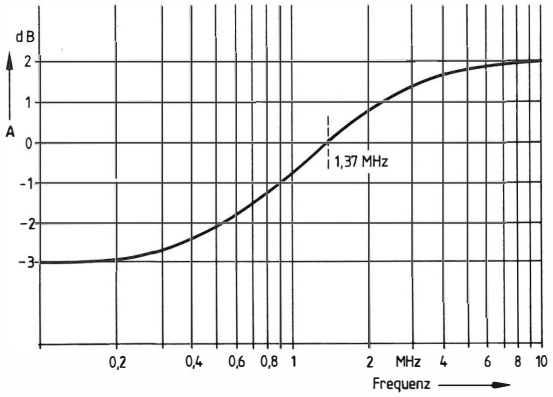


Bild 8
Vorentzerrung bei MAC

Übergangsfrequenz der Preemphase) bei. Beide Amplituden sind nominell gleich. Der Klemmpegel zu Beginn der aktiven Videozeile liegt bei 0,5 V. Er entspricht damit der Mittenfrequenz des FM-Modulators, der im Gegensatz zur bisherigen Praxis der Satellitenübertragung gleichstromgekoppelt ist. In der Luminanz entspricht 0 V dem Schwarz- und 1 V dem Weißwert. Im Chrominanzsignal entspricht dieser Aussteuerungsbereich 77 % Sättigung (elektrisch).

Um der dreiecksförmigen Rauschcharakteristik von FM-Strecken zu begegnen, setzt man normalerweise eine kräftige Preemphase/Deemphase ein, die speziell die hohen Amplituden im niederfrequenten Basisbandbereich (Synchronsignale bei PAL und SECAM) reduziert. **Bild 7** zeigt schematisch die Rauschspektren bei terrestrischer bzw. bei Übertragung über Satellit. Im C-MAC/Paket-Verfahren wird für das MAC-Signal nur eine schwach wirkende Preemphase vorgeschrieben mit einem Dynamikumfang von maximal 5 dB (vgl. **Bild 8**). Bildstörungen durch Schwellenrauschen (sog. „threshold spikes") sind dadurch in etwa noch punktförmig und wirken subjektiv weit weniger störend als die langgezogenen schwarzen und weißen Spratzer („Fische") bei PAL- oder SECAM-Übertragungen, wo die Verwendung der „alten" Preemphase nach CCIR-Empfehlung 405-1 wegen der hohen Frequenz des Farbträgers und der großen Amplituden der Synchronsignale unbedingt erforderlich ist.

3.2.4. Entwicklungsmöglichkeiten

C-MAC/Paket ist ein hochflexibles Verfahren. Dies gilt zum einen für die Nutzung des Ton-/Datenkanals, zum anderen aber auch hinsichtlich der sogenannten Aufwärtskompatibilität. In Zeile 625 sind Maßnahmen getroffen, um den übertragungstechnischen Multiplex variieren zu können (sog. TDM-Control). Damit ist es möglich, für zukünftige Anwendungen Beginn und Dauer der vertikalen und horizontalen Zeitschlitze für alle Komponenten des Multiplexsignals neu zu definieren. Dies ermöglicht z. B. eine Verbesserung des Seitenverhältnisses („aspect ratio") von 4 : 3 auf annähernd 5 : 3 [12], wobei der Datenburst verkürzt wird, oder dient zur subjektiven Erhöhung der Vertikalauflösung durch das sogenannte „down-sampling" [13, 14], wenn preisgünstige Bildspeicher im Heimempfänger realisierbar werden. Eine Alternative zur ebenfalls kompatiblen Erhöhung des Seitenverhältnisses besteht in einer Umdeutung der Kompressionsfaktoren. Der Datenburst bleibt dabei in seiner ursprünglichen Länge erhalten. Auch ein Vollzeilen-Datenkanal (ohne MAC-Komponenten) ist denkbar.

3.3. Die Ton-/Daten-Spezifikation (Paketmultiplex)

Ton und Daten werden im Paketmultiplex übertragen. Jeder Dienst ist durch seine Paketadresse gekennzeichnet und dadurch im Empfänger erkennbar und decodierbar. Die Struktur der Pakete ist in **Bild 9** dargestellt. Der Paketkopf umfaßt neben der Adresse und dem Fehlerschutz noch den 2-Bit-Kontinuitätsindex. Dieser zählt fortlaufend von 00 bis 11 und dient zur Kopplung von zusammengehörigen Paketen und zudem als Hinweis auf verlorengegangene Pakete (nicht erkannte Adressen). Der Kopf ist durch einen 23,12-Golay-Code hoch geschützt; es können bis zu 3 Bitfehler korrigiert werden.

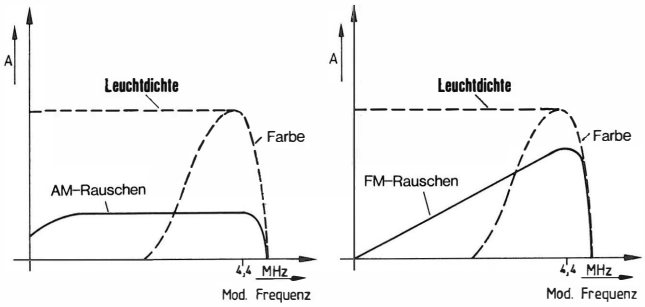


Bild 7
Rauschspektren bei AM- und FM-Modulation

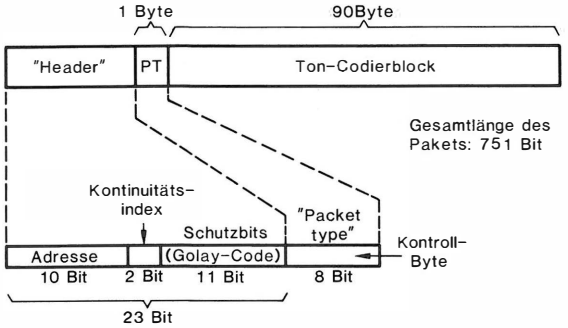


Bild 9
Struktur eines Pakets für die Tonübertragung

Pro Paket können 91 Byte à 8 Bit, als 728 Bit an Nutzinformation übertragen werden. Im Fall der Tonübertragung wird dem Toncodierblock noch ein Pakettyp-Byte vorangestellt. Es dient u. a. dazu, codierte Tonsignale von sogenannten Interpretationsblöcken zu unterscheiden. Letztere werden pro Tondienst etwa 3mal pro Sekunde gesendet. Sie enthalten Angaben über die Art der Toncodierung und ihren Fehlerschutz. Dabei unterscheidet man sogenannte 90-Byte- und 120-Byte-Tonblocksysteme. Es ist eine Abtastfrequenz von 32 kHz zugrunde gelegt.

90-Byte-Systeme sind:

- Kompandierte Codierung (14/10 Bit) mit einem Paritybit pro Abtastwert. Ein Paket enthält bei Stereo 2 × 32 Abtastwerte. 16 Bit bleiben frei. Ein Paket trägt einen Toncodierblock.
- Gleichförmige Codierung (14 Bit linear) mit 5 Fehlerschutzbits pro Abtastwert (Hamming-Code). Ein Paket enthält bei Stereo 2 × 18 Abtastwerte. 36 Bit bleiben frei. Ein Paket trägt einen Toncodierblock.

120-Byte-Systeme sind:

- Kompandierte Codierung (14/10 Bit) mit 5 Fehlerschutzbits pro Abtastwert (Hamming-Code). Ein Block enthält bei Stereo 2 × 32 Abtastwerte, wobei 3 dieser Blöcke à 960 Bit (120 Byte) auf 4 Pakete à 90 Byte aufgeteilt werden. Pro Paket resultieren daraus 48 Abtastwerte.
- Gleichförmige Codierung (14 Bit linear) mit einem Paritybit pro Abtastwert. Ein Block enthält wiederum 2 × 32 Abtastwerte. Aufteilung von 3 Blökken auf 4 Pakete wie oben (aufeinanderfolgende Blöcke auf aufeinanderfolgende Pakete desselben Dienstes).

Anmerkung: Im Fall der 120-Byte-Systeme ist die Anwendung des von Horst Hessenmüller (Forschungsinstitut der Deutschen Bundespost) erfundenen Kontinuitätsindexes BC unabdingbar. Er erst ermöglicht es, trotz unterschiedlicher Blocklängen mit nur einer identischen Paketlänge auszukommen (weitere Details siehe [11]).

Alle Codierverfahren enthalten Skalenfaktoren. Bei komprimiertem Ton für die Expansion unerläßlich, dienen sie bei linearem Ton zur Entlastung des Fehlerschutzes und zur Amplitudenbegrenzung von Klickstörungen. Durch dieses Hilfsmittel läßt sich die Verständlichkeitsgrenze bei linearem Ton mit hohem Fehlerschutz in den Bereich 3 bis 4 dB C/N (Bitfehlerrate etwa 5×10^{-2}) hinausschieben (siehe Diagramm in **Bild 15**). Die Skalenfaktoren werden teils diskret in den freien Bereichen der Toncodierblöcke, teils durch gezielte Umcodierung der Paritätsbits übertragen. Bei gleichförmiger Codierung mit verbessertem Fehlerschutz (Fall 2 der 90-Byte-Systeme) erstreckt sich ein Skalenfaktor auf 18 Abtastwerte, bei allen anderen Toncodierverfahren auf 32 Abtastwerte.

Es werden, wie **Bild 2** zeigt, zwei parallele Paketmultiplexe aufgebaut. Die ersten Pakete beginnen immer in Zeile 1 des Vollbildes. Auf diese Weise nehmen die Pakete exakt definierte Positionen im Multiplex ein. Die Paketadresse ist durch einfaches Abzählen auffindbar. Ingesamt können 4100 Pakete oder 3,0791 Mbit/s übertragen werden. Damit ergeben sich die in **Tabelle 1** beispielhaft genannten Belegungsmöglichkeiten. Es wurden jeweils drei Interpretationspakete pro Sekunde und Dienst berücksichtigt. Selbstverständlich können unterschiedliche Tondienste desselben RF-Kanals unterschiedliche Toncodierung verwenden. Es sei noch darauf hingewiesen, daß statt eines Hochqualitätskanals auch zwei „Kommentatorkanäle" mit 7 MHz Bandbreite übertragen werden können.

Werden mehr Pakete für Datenübertragung eingesetzt, als es der Restkapazität entspricht (z. B. für umfangreiche Lernprogramme oder für „over-air addressing" bei verschlüsselter Übertragung), so verringert sich die Anzahl der Tonprogramme naturgemäß entsprechend. Die Pakete laufen im Empfänger in einen Pufferspeicher ein, der eine Speicherkapazität von etwa 22 Paketen (16 kBit) aufweisen sollte. Dies ermöglicht sendeseitig einen asynchronen Betrieb. Im Mittel muß bei Tondiensten natürlich die erforderliche Paketanzahl pro Zeiteinheit gesendet werden. **Bild 10** zeigt das Funktionsschema für das Demultiplexen und das Decodieren eines Tonprogramms.

Codierung	Fehlerschutz pro Abtastwert	Kanalzahl Mono (Stereo)	Tonblocklänge	Pakete/s pro Stereokanal*	bit/s	Restkapazität**	
						Pakete/s	kbit/s (Nutzinformation***)
kompandiert (14/10 Bit)	1 Paritybit	8 (4)	90 Byte	1003	753253	88	64,06
linear (14 Bit)	5 Paritybit	4 (2)	90 Byte	1780 7/9	1337364 1/9	538 4/9	391,74
kompandiert (14/10 Bit)	5 Paritybit	6 (3)	120 Byte	1336 1/3	1003586 1/3	91	66,25
linear (14 Bit)	1 Paritybit	6 (3)	120 Byte	1336 1/3	1003586 1/3	91	66,25

Gesamtkapazität: 4100 Pakete bzw. 3,0791 Mbit/s (Nutzkapazität: 2,9848 Mbit/s)

* inkl. 3 Interpretationspakete/s

** bei Belegung mit der maximalen stereofonen Tonkanalzahl (bei monofoner Belegung ist die Restkapazität etwas geringer, da die doppelte Anzahl an BI-Paketen auftritt)

*** 91 Byte pro Paket

Tabelle 1
Kenndaten der Tonübertragung

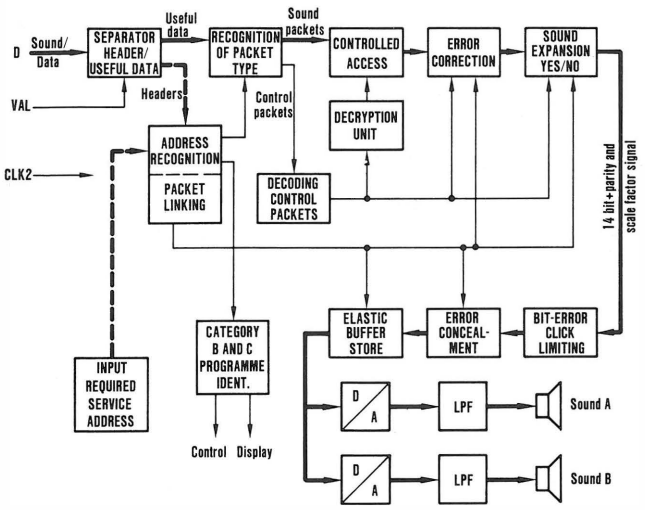


Bild 10
Blockschaltbild eines Tondecoders
(Beispiel)

3.4. Die Signalkennung bei C-MAC/Paket

Die hohe Flexibilität des Verfahrens wird ergänzt durch umfangreiche Möglichkeiten der Signalkennung. Diese spielen sich auf drei Ebenen ab:

- Kennungen höchster Priorität
  Sie werden unabhängig vom Datenmultiplex in Zeile 625 übertragen.
- Kennungen mittlerer Priorität
  Die Übertragung erfolgt in speziellen Paketen mit der Adresse Null, sogenannte Menüpakete.
- Auf einzelne Tonprogramm- bzw. Datendienste (Digitalkanal) bezogene Kennungen geringerer Priorität
  Die Übertragung erfolgt als sogenannte BI-Pakete mit der Adresse des Digitalkanals.

Die Signalkennungen erleichtern dem Benutzer die Auswahl und den Empfang der von ihm gewünschten Dienste und Programme.

3.4.1. Die Zeile 625

Bild 11 gibt die Struktur dieser Zeile wieder. Die Kennungen sind im sogenannten „Static Data Frame" (SDF) und im sogenannten „Repeated Data Frame" (RDF) zusammengefaßt. Zusätzlich wird unter UDT noch Datum und Uhrzeit in universaler Form übertragen.

Zwei wichtige Funktionen werden in Zeile 625 erfüllt:

a) Kennung des Satellitenkanals (z. B. für Suchlauf),
b) Beschreibung der Multiplexstruktur des gesendeten Signals (sogenannte TDM-Control) zur Konfiguration des Empfängers.

Im SDF steht neben der Kennung des Satellitenkanals (Kanal-Nr., Orbitposition, Land usw.) noch eine Kurzbeschreibung der TDM-Struktur, insbesondere eine Angabe darüber, ob das empfangene Signal der vorliegenden Video- und Datenspezifikation entspricht oder nicht. Im Fall der Umcodierung auf D2-MAC/Paket findet sich hier die Angabe, welcher Unterrahmen vorzugsweise weitergeleitet und welcher unbeachtet bleiben kann.

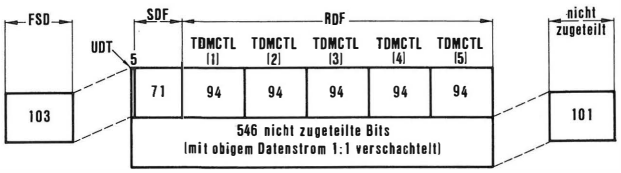


Bild 11
Struktur der Zeile 625
(Zahlenangaben in Bit)

FSD = Frame Synchronisation Data
SDF = Static Data Frame
RDF = Repeated Data Frame
UDT = Universal Date and Time
TDMCTL = Time Division Multiplex Control (5fach wiederholt)

Im RDF erfolgt die genaue Beschreibung des übertragungstechnischen Multiplexes. Diese kommt z. B. dann zum Tragen, wenn bei zukünftiger Breitbandübertragung existierende C-MAC/Paket-Empfänger weiterhin kompatibel, d. h. für eine 4 : 3-Bildwiedergabe eingesetzt werden. Es ist deshalb wichtig, daß bereits Geräte der ersten Generation die Information der TDM-Control auswerten können. Speziell im Fall der verschlüsselten Übertragung ist der 28-Bit-Vollbildzähler, der teils im SDF, teils im RDF lokalisiert ist, von Bedeutung.

Da die Signalkennung auch bei sehr schlechten Störabständen noch einwandfrei funktionieren soll, werden der Datenblock des SDF durch einen 71,57-BCH-Code, die Datenblöcke des RDF durch einen 94,80-BCH-Code geschützt. Der Datenblock der TDM-Control wird innerhalb des SDF 5mal wiederholt (siehe **Bild 11**). Im Empfänger ist in beiden Fällen eine kombinierte Anwendung von Fehlerkorrektur und Majoritätslogik möglich.

3.4.2. Die Menüpakete

Der Datenkanal mit der Adresse Null ist dieser Anwendung vorbehalten (insgesamt sind 1024 Adressen bzw. Dienste möglich). Mehrere Pakete der Adresse Null können miteinander kombiniert werden. Die Fehlerkorrektur wird u. a. durch ein 16-Bit-Datenwort am Ende des Pakets sichergestellt.

Die Hauptanwendung der Menüpakete besteht darin, den Benutzer über die verschiedenen im Paketmultiplex enthaltenen Dienste zu informieren. Dazu gehören u. a.

- Identifikation der Rundfunkanstalt,
- Beschreibung der angebotenen Dienste,
- Programmkennung (Art, Name, Nummer),
- Komponentenkennung (Prüfdaten für Pay-TV, Videokonfiguration des MAC-Signals für Pay-TV oder freien Empfang, Angabe der Landessprache).

Diese Informationen können z. B. als Text auf dem Bildschirm des Fernsehgerätes dargestellt werden.

3.4.3. Signalkennung im Datenkanal

Es handelt sich hier um zwar wichtige, für die korrekte Decodierung eines bestimmten Digitaldienstes sogar unerläßliche Informationen; sie sind jedoch stets nur für diesen bestimmten Dienst relevant. Die Kennungen sind in sogenannten Interpretations- oder BI-Paketen (BI = franz. „bloc d'interprétation") zusammengefaßt. Diese BI-Pakete tragen stets dieselbe Adresse wie der Dienst, zu dem sie gehören. Mehrere

BI-Pakete können miteinander kombiniert werden. In der Spezifikation wurden bisher nur Festlegungen für die Tonübertragung getroffen. Typische Angaben sind:

- verwendeter Fehlerschutz (Paritybit oder Hamming-Code),
- verwendete Toncodierung (linear oder kompandiert),
- NF-Bandbreite,
- Mono-/Stereokennung,
- Sprache-/Musikkennung,
- frei empfangbare oder verschlüsselte Aussendung.

Besonders hinzuweisen ist hier auf die Kennmöglichkeit für das Mischen zweier Tonsignale im Empfänger. Dies ist z. B. für eine internationale Sportübertragung oder ein gemeinsames Europaprogramm von Bedeutung, wo der Hauptfernsehton den (stereofonen) Originalton enthält und der Fernsehzuschauer sich den für ihn verständlichen Kommentar in der für ihn angenehmen Lautstärke zumischt („automatic sound mixing"). Vorgänge, die einer schnellen Steuerung bedürfen, können je nach Toncodierverfahren in den freien Bits oder den Paritätsbits der Toncodierblöcke signalisiert werden. Vorgesehen ist beispielsweise eine schnelle Sprache-/Musikkennung zur Lautstärkeumschaltung im Empfänger.

4. Diskussion des Normvorschlags

C-MAC/Paket nutzt die Bandbreite und die Vorteile der Satellitenübertragung konsequent aus. Es bietet mehr Qualität für Bild, Ton und Daten, mehr Kapazität (3 Mbit/s) und durch TDM-Control und das Paketmultiplexverfahren mehr Flexibilität für zukünftige Anwendungen. Dabei vertraut man auf die digitale Signalverarbeitung im Empfänger, der zwar komplizierter, aufgrund der Möglichkeiten der modernen Schaltungstechnik (VLSI-Schaltkreise) jedoch nicht unverhältnismäßig teurer werden sollte als ein herkömmlicher Farbfernsehempfänger. Mögliche Empfangskonzepte werden außer in der Spezifikation selbst in [5] und in der sehr umfangreichen Darstellung von H. Mertens und D. Wood [15] gegeben. Bezüglich der Ton-/Datendecodierung siehe auch [11]. Ein Prinzipschaltbild des Empfängers ist in **Bild 12** wiedergegeben.

Es sei darauf hingewiesen, daß, obwohl es sich um einen RF-Multiplex handelt, das C-MAC/Paket-Signal selbst unter Randempfangsbedingungen (C/N etwa 14 dB) gut mit einem einzigen FM-Demodulator empfangen werden kann. Ein separater 2-4-PSK-Demodulator verbessert jedoch die Bitfehlerrate entsprechend einer Erhöhung von C/N um etwa 2 dB (10^{-3} ist bei 2-4-PSK-Demodulation bei 8 dB C/N erreichbar, bei FM-Demodulation jedoch erst bei 10 dB C/N).

4.1. C-MAC/Paket aus übertragungstechnischer Sicht (Wahl des Modulationsverfahrens)

Beim derzeitigen Stand der Videoverarbeitungstechnik konnte für das Bild nur eine analoge FM-Übertragung in Frage kommen. Die Wahl von 2-4-PSK für den Ton-/Datenburst bedeutet den optimalen Kompromiß von höchster Übertragungskapazität bei geringster Bitfehlerrate. (2-4-PSK kann man als serielle MSK betrachten, die jedoch mit NRZ- statt mit Kosinusimpulsen angesteuert wird. Die Codierung sorgt dafür, daß im Gegensatz zu 4-PSK nur Phasensprünge von + 90° oder – 90° vorkommen können.) Die Signalhüllkurve weist ähnlich wie Offset-QPSK nur eine geringe Amplitudenmodulation auf und ist damit wie FM für den nichtlinearen Betrieb der Satelliten-Wanderfeldröhre besonders geeignet.

Serielle 2-4-PSK läßt sich auf sehr einfache Weise sowohl kohärent als auch differentiell demodulieren. Bei FM-Demodulation ist mit einer nur relativ geringfügigen Verschlechterung der Bitfehlerrate zu rechnen. **Bild 13** zeigt das Blockschaltbild eines differentiellen 2-4-PSK-Demodulators. Damit wird bei richtiger Auslegung des Empfangsfilters das Versor-

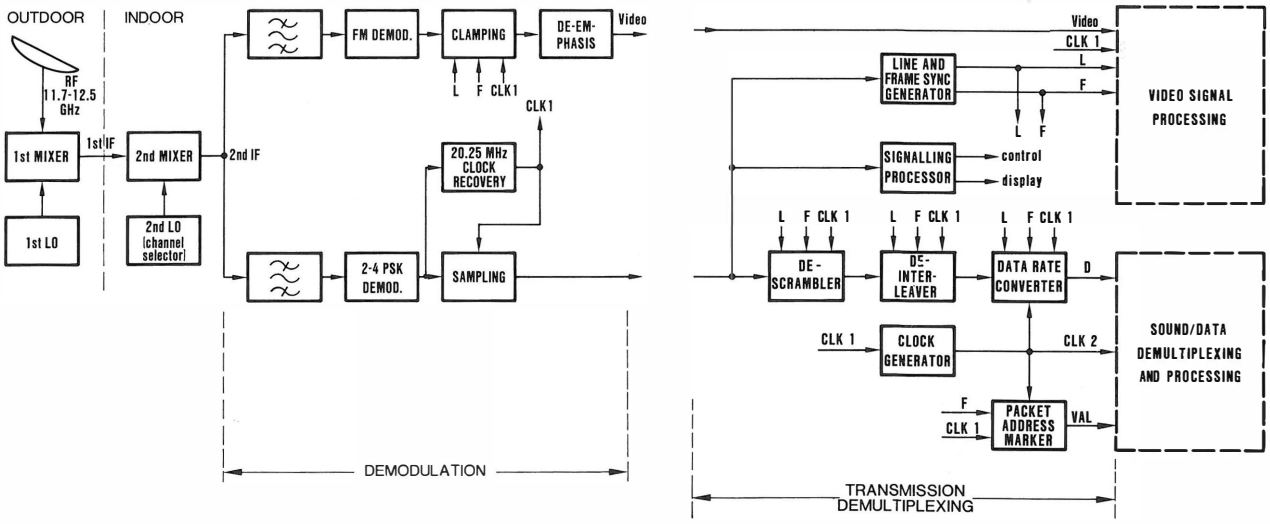


Bild 12

Blockschaltbild eines Satellitenrundfunkempfängers für C-MAC/Paket

(Beispiel)

links: Demodulation des Bild- und Datensignals (Unter normalen Empfangsbedingungen können Bild und Ton mit einem einzigen, gemeinsamen FM-Demodulator empfangen werden)

rechts: Auflösung des übertragungstechnischen Multiplexes (Daten) mit nachfolgender Bild- und Ton-/Datenverarbeitung

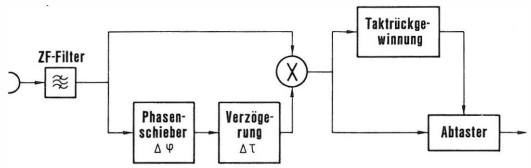


Bild 13
Blockschaltbild eines differentiellen Demodulators für 2-4-PSK

gungskriterium der UER, d. h. eine Bitfehrerrate von 10^{-3} bei einem hochfrequenten Störabstand C/N von 8 dB (bezogen auf 27 MHz Rauschabstandsbreite) erreicht. Auch bei differentieller Demodulation, was bei Burstbetrieb vernünftigerweise unterstellt wird, tritt nur geringe Intersymbolinterferenz auf.

Der entscheidende Vorzug von C-MAC/Paket für die Empfangsqualität liegt in der strikten Einhaltung des TDM-Prinzips. Da weder Farb- noch Tonunterträger vorhanden sind, stellt das Signal geringere Anforderungen an die Linearität der Empfangsanlagen als herkömmliche Verfahren. Bei z. B. PAL mit 2 FM-Tonunterträgern muß sie besser 1 % sein. Sonst kommt es trotz Präzisionsoffset der Tonunterträgerfrequenzen zu sichtbaren Bildstörungen durch Intermodulation von Farb- und Tonunterträgern. Zudem tritt Bildübersprechen im Tonkanal auf.

Bei C-MAC/Paket liegt aufgrund der fehlenden Unterträger die FM-Schwelle mit 10 dB C/N um 2 dB niedriger als bei PAL/SECAM. Da sich die Hauptenergie des FM-Spektrums sowohl für die Luminanz als auch für die Chrominanz um den Träger gruppiert, eignet sich MAC hervorragend für den Einsatz von schwellwertverbessernden Demodulatoren. Mit Hilfe eines solchen PLL-Demodulators läßt sich die FM-Schwelle um weitere 2 dB auf 8 dB C/N reduzieren. Aufgrund der Tatsache, daß die Synchronsignale aus dem Datenburst abgeleitet werden, erreicht man selbst bei extrem geringen Störabständen (bis hinunter zu 0 dB C/N) noch einen einwandfreien Bildstand. Bei PAL-Signalen hingegen ist bereits bei einem C/N von 6 bis 8 dB mit Bildausfall durch Verlust der Synchronität zu rechnen.

4.2. Vor- und Nachteile der Komponentencodierung

Bild 14 zeigt die Bildschirmaufnahme eines C-MAC-Signals am Ausgang des FM-Demodulators, dargestellt auf einem normalen Schwarzweißmonitor. Deutlich erkennt man den digitalen Datenburst mit den Zeilensynchronbits, gefolgt von dem zeitkomprimierten Chrominanz- und Luminanzsignal. An der ungleichen Elliptizität des Kreises in der Mitte des Bildes kommen die unterschiedlichen Kompressionsfaktoren von 3 : 1 für die Farbdifferenz und von 3 : 2 für die Leuchtdichte gut zum Vorschein. (Der Abdruck des Fotos erfolgt mit freundlicher Genehmigung der IBA.)

Durch die Kompression des Luminanzsignals verschlechtert sich der Störabstand im Leuchtdichtesignal um knapp 3 dB gegenüber PAL. Ingesamt betrachtet erscheint das Bild subjektiv jedoch rauschfreier, da sich der Chrominanzstörabstand gegenüber PAL (wegen der hohen Farbunterträgerfrequenz liegt dieser dort besonders ungünstig) um etwa 4 dB verbessert. Wie **Tabelle 2** zeigt, erreicht man je nach Filterung der Chrominanzbandbreiten etwa ausge-

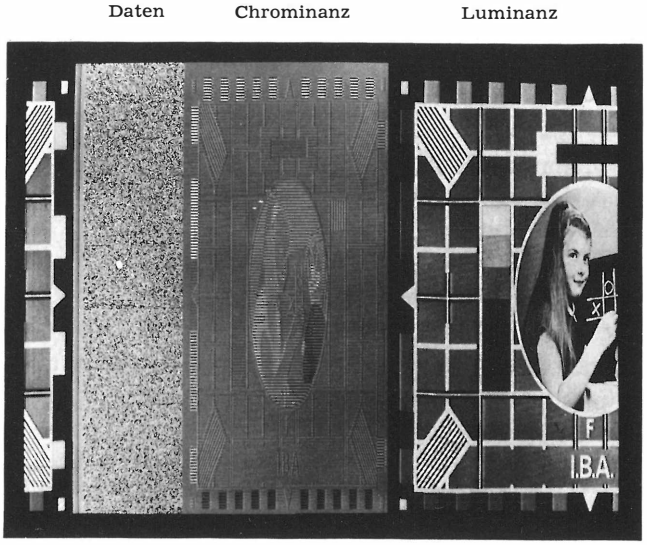


Bild 14
C-MAC-Signal
(Dargestellt auf einem Schwarzweißmonitor)

glichene Störabstände. Nach [16] sollte im Optimalfall der Luminanzstörabstand bei weißem Rauschen um etwa 2 dB über dem des Chrominanzstörabstandes liegen.

Ein möglicher Kritikpunkt liegt in der zeilensequentiellen Übertragung der Farbdifferenzsignale U und V. Zwar kann man durch die geschilderte komplexe Vertikalvorfilterung Störstrukturen so weit eliminieren, daß sie unter die Sichtbarkeitsgrenze fallen (selbst kleinste farbige Schriften sind subjektiv einwandfrei wiederzugeben); Tatsache bleibt jedoch, daß rein meßtechnisch die vertikale Farbauflösung auf den üblicherweise anvisierten Wert der Horizontalauflösung (1,4 MHz) begrenzt wird. **Tabelle 3** gibt die aliasfreien Übertragungsbandbreiten für PAL und MAC wieder. Subjektive Untersuchungen zeigten, daß ein MAC-Bild bei allen C/N-Werten besser beurteilt wird als ein PAL- oder SECAM-Bild; bei guten Störabständen (ab 16 dB C/N), wie sie im definierten Versorgungsgebiet eines Rundfunksatelliten immer erreicht werden, koinzidiert die Beurteilung praktisch mit dem 4 : 2 : 2-Standard. Anmerkung: Unter Einsatz von mehreren Halbbildspeichern (wie sie zukünftig zur Reduktion von Großflächenflimmern und Zeilenflackern bei allen 625-Zeilen-/50-Hz-/2 : 1-Fernsehsystemen wünschenswert sind) läßt sich durch zeitliche Interpolation die Vertikalauflösung des Farbdifferenzsignals prinzi-

Signal	Störabstand	Bandbreite (– 6 dB)
Helligkeit (Y)	42,23 dB	6 MHz
Farbe (V/V)	43,6 dB 40,1 dB	1,3 MHz 2,25 MHz

Tabelle 2
Errechnete Störabstandswerte für MAC bei C/N = 14 dB und mit Preemphase

System	Kanal	horizontal	vertikal
MAC	Y	5,5	3,7
	U/V	2,25	1,37
PAL	Y	5 (3,5)*	3,7
	U/V	1,3	2,47

* Für herkömmliche PAL-Empfänger (ohne Kammfilter) gilt der Wert in Klammern.

Tabelle 3
Videoauflösung bei C-MAC
(Bandbreite in MHz bei – 6 dB)

piell wieder auf 2,75 MHz verdoppeln [17]. Dazu dient die in Abschnitt **3.2.1.** erwähnte Kennzeichnung geradzahliger und ungeradzahliger Vollbilder.

Zur guten Beurteilung der Bildqualität trägt wieder das TDM-Prinzip bei. Es vermeidet die bekannten PAL-Fehler Cross-Luminanz (bessere Schriften und Grafiken) und Cross-Chrominanz (keine farblich schillernden feinen Schwarzweißstrukturen). Erwähnt sei noch, daß es bei elektronisch erzeugten Farbsignalen mit einer Sättigung von über 77 % zu Übermodulationen kommen kann. Durch entsprechende sendeseitige Regelverstärker oder Begrenzer sind diese jedoch zu beherrschen (siehe [17]). Geht man davon aus, daß den D/A-Konvertern des Videosignals im Empfänger entsprechende Begrenzer zur Unterdrückung von Rauschspitzen und damit zu einer Vermeidung von Bereichsüberschreitungen vorgeschaltet sind, kann die Chrominanzkomponente wieder auf 1,3 V_{ss} ausgedehnt werden. Dies entspricht 100 % elektrischer Sättigung bei 100% Amplitude.

4.3. Die Leistungsfähigkeit des Digitalsystems

Flexibilität bei größter Benutzerfreundlichkeit, optimale Nutzung des RF-Kanals und Robustheit der Datendienste gegenüber Rauschstörungen waren Leitgedanken bei der Definition des C-Verfahrens und des Paketmultiplexes. Ein paar Beispiele sollen speziell die Robustheit des Systems verdeutlichen[4]:

- Die Bildsynchronisation bleibt sowohl bei Heranziehen des Zeilensynchronwortes als auch des Vollbildsynchronwortes in Zeile 625 bis unter 0 dB C/N erhalten. Ein Bildinhalt ist dabei kaum mehr zu erkennen.
- Die Kennsignale der Zeile 625 sind je nach Redundanzauswertung bis etwa 2 dB C/N einwandfrei zu decodieren. Die Zugriffszeit beträgt in diesem Fall rund 0,4 s, bei normalen Empfangsverhältnissen jedoch nur etwa 40 ms (1 Bild). Es besteht praktisch kein Zeitversatz zwischen dem Aufsynchronisieren des Bildes, dem konkreten Erkennen der Zusatzinformation und der Synchronisation des Tondecoders.
- Das Nichterkennen eines Paketes bedeutet bei der Tonübertragung einen Verlust von 0,6 bis 1 ms an Toninformation (je nach Toncodierverfahren). Paketverluste sind erst bei C/N-Werten unter 8 dB meßbar. Bei 6 dB wird etwa jedes zehntausendste Paket nicht korrekt erkannt, bei 4,5 dB jedes fünfhundertste. Für einen linearen Stereokanal mit hohem Fehlerschutz (ungünstigster Fall) bedeutet dies bei 8 dB C/N einen Paketverlust alle 20 Stunden, bei 6 dB alle 7 Stunden.
- Noch besser als die Pakete selbst ist der Skalenfaktor geschützt. Er muß schließlich unbedingt korrekt erkannt werden, sollten bei Expansion, Codeentlastung und Klickbegrenzung nicht Fehler gemacht werden.

Obige Aussagen zur Robustheit müssen unter dem Gesichtspunkt betrachtet werden, daß im Normalfall beim Empfänger ein C/N von 14 dB, mindestens jedoch ein solches von über 10 dB vorliegt. Das Verfahren weist daher eine große zusätzliche Reserve gegenüber Regen- und Schneedämpfung auf.

4.4. Subjektive Bild- und Tonqualität

UER und IBA haben eine ganze Reihe von Untersuchungen durchgeführt, die zur subjektiven Beurteilung der Signalqualität in Abhängigkeit des hochfrequenten Störabstandes C/N führten. In **Bild 15** wurde der Versuch unternommen, aus einer Vielzahl von Messungen, die an verschiedenen Orten und mit verschiedenen Ton- und Bildsignalen unternommen wurden, so etwas wie eine typische Qualitätskurve zu synthetisieren. Bild und Ton wurden unabhängig voneinander dargeboten.

Eine Qualität von 1,5 auf der 5stufigen Skala nach CCIR-Empfehlung 500 gilt allgemein als Signalausfall, eine von 4,5 als sehr gut. Es ist interessant anzumerken, daß bei gemeinsamer Darbietung von Bild und Ton der Ausfallpunkt für das Bild und das Ende der Sprachverständlichkeit erst bei einem C/N-Wert von 3 dB erreicht werden. Im Vergleich zu C-MAC/Paket ist PAL mit FM-Unterträgern in der subjektiven Qualitätsbewertung unterlegen. Beim Ton gilt dies mit großem Abstand.

5. Schlußbemerkung

Die Europäische Rundfunkunion hat mit der Entwicklung des C-MAC/Paket-Verfahrens ein großes Ziel erreicht: Sie schuf einen einheitlichen Standard-

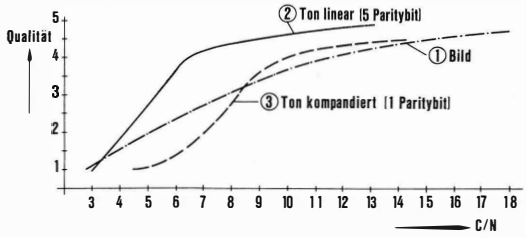


Bild 15
C-MAC/Paket: Bild- und Tonqualität in Abhängigkeit von C/N
(Bezugsbandbreite 27 MHz, differentielle 2-4-PSK-Demodulation)

① nach Messungen der UER und der IBA (PLL-Demodulator)
② 14 Bit linear, hoher Fehlerschutz (Mittelwert aus vorläufigen Messungen der IBA)
③ 14/10 Bit, geringer Fehlerschutz (Mittelwert aus offiziellen Messungen der UER)

Skala
5 = ausgezeichnet
4 = gut
3 = mittelmäßig
2 = schlecht
1 = unbrauchbar

[4] Die Angaben beziehen sich auf den Normalfall der differentiellen Demodulation. Bei FM-Demodulation sind die notwendigen C/N-Werte um etwa 2 dB höher, bei kohärenter Demodulation um etwa 1,5 dB niedriger.

vorschlag für Fernsehaussendungen über Rundfunksatelliten. In seiner jetzigen Form trägt er auch den Belangen der Kabelübertragung Rechnung. Anzeichen sprechen dafür, daß dieses System auch außerhalb der Europäischen Rundfunkunion auf lebhaftes Interesse stößt (in Ost und West).

SYSTEMBEDINGTE VORZÜGE

Digitaler Ton-/Datenmultiplex:

- höchste Tonqualität
- hohe Kapazität (3 Mbit/s)
- hohe Flexibilität durch Paketmultiplex
- vielfache Zusatzinformationsdienste möglich

Komponentencodiertes Bildsignal:

- höhere Luminanzauflösung (5,6 MHz)
- geringeres Farbrauschen
- kein Übersprechen von Farbdifferenz- und Leuchtdichte-Information (kein „cross-colour" bzw. „cross-luminance")
- bessere Bildqualität auch bei schlechten Empfangsbedingungen (unter normalen Empfangsbedingungen C/N > 16 dB, subjektiv 4 : 2 : 2-Qualität)
- größere Flexibilität bezüglich Bandbreitenreduktion
- MAC-Format gut geeignet für digitale Bildverarbeitung

RF-Multiplex von Digital- und Bildsignal:

- optimale Anpassung an DBS-Kanal (keine Unterträger)
- geringere Linearitätsanforderungen an Empfangs- und Verteilanlagen (keine Intermodulationsprodukte)
- reduzierte FM-Schwelle (Signal gut geeignet für PLL-Demodulatoren)
- hervorragende Bildsynchronisation (abgeleitet aus Datensignal)
- gute Tonqualität auch unter 10 dB C/N
- erhöhte Systemreserve gegenüber atmosphärischen Dämpfungen

Zukunftssicheres Konzept:

- WARC-BS-77-kompatibel
- flexibles Format durch TDM-Control (z. B. potentiell ausbaufähig auf breiteres Bildformat und höhere Auflösung für Großbilddarstellung)
- Prinzip gut geeignet für andere (vor allem nichtlineare) Übertragungkanäle, z. B. Videorecorder

MÖGLICHE KRITIKPUNKTE

- Basisbandbreite größer als bei terrestrischem Signal (erfordert z. B. Umcodierung der Daten bei Verteilung in schmalbandigen, 7 MHz bzw. 8 MHz breiten Kabelkanälen)
- Empfänger komplexer (teurer?)
- Vertikalauflösung der Farbinformation begrenzt auf 1,4 MHz (kann durch Chrominanz-Bildspeicher verdoppelt werden)
- bei Farbsättigung über 77 % (betrifft nur elektronisch erzeugte Signale) Farbfehler möglich, falls nicht entsprechende Vorkehrungen getroffen werden

Tabelle 4

Zusammenfassende Darstellung der Merkmale des C-MAC/Paket-Normvorschlages

Die US-amerikanische Fernsehgesellschaft CBS publizierte Pläne, auf dieser Basis ein mit dem amerikanischen 525-Zeilen-System kompatibles HDTV-Verfahren einzuführen: Ein Satellitenkanal überträgt das MAC-Signal, ein zweiter die für HDTV (= High Definition Television) fehlende Information [18]. Das Forschungsinstitut der Deutschen Bundespost hält es jedoch für günstiger, dafür zwei Kanäle mit E-MAC-Format (also einem Seitenverhältnis von etwa 5 : 3) zu kombinieren [19].

Unter Ausnutzung der Übertragungseigenschaften des Satellitenkanals ist mit C-MAC/Paket ein Verfahren entstanden, das nicht nur eine bessere Bild- und Tonqualität gewährleistet als terrestrische Systeme, sondern zusätzliche Übertragungskapazität für mehrsprachige und mehrkanalige Tonwiedergabe und erweiterte bzw. neue Daten- und Zusatzinformationsdienste bietet. Aufgrund des steuerbaren Multiplexformates bleibt ein großer Entwicklungsspielraum für zukünftige Erweiterungen, z. B. Großbildwiedergabe mit breitem Bildformat.

Tabelle 4, die das Für und Wider des Normvorschlages C-MAC/Paket schematisch zusammenfaßt, zeigt – auch unter Berücksichtigung möglicher Einwände – die hervorragende Leistungsfähigkeit dieses für das Satellitenfernsehen zum gegenwärtigen Stand der Technik optimal ausgelegten Verfahrens.

Es bleibt nun zu hoffen, daß sich die nationalen Regierungen, vor der Perspektive eines vereinten Europas, dieser Normempfehlung anschließen. Ein einheitliches europäisches TV-Übertragungsverfahren wäre ein entscheidender Beitrag auf diesem Weg. Nicht zuletzt deshalb sprach sich auch das Europaparlament bereits am 13. Oktober 1983 für die Einführung dieses einheitlichen Normvorschlages aus.

Der Dank des Autors gilt der IBA für die Zurverfügungstellung der Bildschirmaufnahme und verschiedener Meßdaten sowie Gerhard Holoch, IRT, für wertvolle Diskussionen im Hinblick auf die Videosignalübertragung.

SCHRIFTTUM

[1] UIT/ITU: Final acts of the World Administrative Radio Conference for planning of the broadcasting-satellite service in frequency bands 11.7 — 12.2 GHz (in regions 2 and 3) and 11.7 — 12.5 GHz (in region 1). Hrsg. von der UIT, Genf 1977.

[2] EBU: Television standards for the broadcasting satellite service — Specification of C-MAC/packet system. Doc. SPB 284. 2nd revised version, March 1984. 3rd revised version, December 1984. Hrsg. von der Tech. Zentrale der UER, Brüssel 1984.

[3] CCIR: Television standards for the broadcasting satellite service. Rep. AA 10-11. Conclusions of the Interim Meetings of Study Groups 10 and 11, Genf, September 1983.

[4] EBU: Direct broadcasting experiments with OTS — Synthesis of results. Tech. Dok. 3231. Hrsg. von der Tech. Zentrale der UER, Brüssel 1981.

[5] Dosch, Ch.: Bild- und Tonübertragung über OTS im Hinblick auf einen einheitlichen europäischen Fernsehstandard für Rundfunksatelliten. Vortrag, gehalten auf dem 3. Internationalen FUBA-Symposium in Hannover, Mai 1983. Anhang zum Tagungsband. Hrsg. von FUBA, Bad Salzdetfurth 1983.

[6] Lukas, K.; Windram, M. D.: Direct television broadcasts by satellite — Desirability of a new transmission standard. IBA Experimental and Development Report 116/81, September 1981.

[7] Windram, M. D.; Tonge, G.: MAC: A television system for high-quality satellite broadcasting. IBA Experimental and Development Report 118/82, August 1982.

[8] Oliphant, A.: An extended PAL system for high-quality television. BBC Research Department Report BBC RD 1981/11, December 1981.

[9] Dosch, Ch.: Möglichkeiten für die Übertragung von Hörrundfunkprogrammen zusätzlich zum Fernsehprogramm in einem Satelliten-Fernsehkanal. Nachrichtentech. Fachber. Bd. 83 (1982), Hörrundfunk 6, VDE-Verlag, Berlin, S. 311 bis 319.

[10] Direct broadcasting by satellite. Report of the advisory panel on technical transmission standards. Home Office, Department of Industry, Her Majesty's Stationery Office, London, November 1982.

[11] Hessenmüller, H.: Das C-MAC/Paketsystem für den Fernsehrundfunksatelliten-Direktempfang — Übertragungstechnisches und Ton-/Datenmultiplex. Vortrag, gehalten auf der 11. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG) in Hamburg, 21. bis 24. Mai 1984.

[12] Windram, M. D.; Morcom, R.; Hurley, T.: Extended-definition MAC. IBA Tech. Rev. 21. Compatible Higher-Definition Television. Winchester, November 1983, S. 27 bis 41.

[13] Tonge, G.: The sampling of television images. IBA Experimental and Development Report 112/81, Mai 1981.

[14] Tonge, G.: Signal processing for higher-definition television. IBA Tech. Rev. 21. Compatible Higher-Definition Television. Winchester, August 1983, S. 13 bis 26.

[15] Mertens, H.; Wood, D.: The C-MAC/packet system for direct satellite television. EBU Rev. Tech. No. 200 (1983), S. 172 bis 185.

[16] Wendler: K.-P.: Timeplex: Zeitmultiplex-System für terrestrische Übertragung und Aufzeichnung. ntz 36 (1983), S. 382 bis 387.

[17] Holoch, G.: Spezielle Betrachtungen zur Farbübertragung von zeitkomprimierten Komponentensignalen. Vortrag, gehalten auf der 11. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG) in Hamburg, 21. bis 24. Mai 1984.

[18] McMann, R. H.; Goldberg, A. A.; Rossi, J. P.: A two channel compatible HDTV broadcast system. Vortrag, gehalten auf der Second International Conference on New Systems and Services in Telecommunication, Lüttich, 16. bis 18. November 1983.

[19] Sauerburger, H.; Stenger, L.: Zweikanalige Satellitenübertragung von HDTV-Signalen. Vortrag, gehalten auf der 11. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG) in Hamburg, 21. bis 24. Mai 1984. Rundfunktech. Mitt. 28 (1984), S. 235 bis 240.

[20] European Community: Proposal of resolution. Doc. 1-873/83, Working Documents 1983-84. Hrsg. v. European Parliament.

UNTERSUCHUNGEN ZUM SCHWINGUNGSVERHALTEN EINES 180 m HOHEN ABGESPANNTEN STAHLGITTERMASTES MIT 41-m-KRAGARM

VON HORST PACHT UND HEINZ FRITSCH[1]

Manuskript eingegangen am 28. November 1984 Antennentechnik

Zusammenfassung

Schlanke, hohe Bauwerke mit zylindrischem Querschnitt werden vom Wind erregt und geraten unter Umständen in gefährliche Resonanzen. Dieser Effekt wird in der Fachliteratur unter der Bezeichnung „Kármánsche Schwingungen" abgehandelt. Als Gegenmaßnahmen setzt man Schraubenwendeln (auch Scruton-Wendeln genannt), Störleisten oder in letzter Zeit zunehmend dynamische Schwingungsdämpfer ein. Letztere haben den Vorteil, daß sie innerhalb der für Sendeantennen gebräuchlichen zylinderförmigen GFK-Tragwerke untergebracht werden können und damit keine Verschlechterung des c_w-Beiwertes und der Abstrahlbedingungen der Antennen verursachen.

Summary **Study of the oscillatory behaviour of a stayed lattice steel mast 180-m high with 41-m cantilever**

Tall slender cylindrical structures exposed to the wind can, in certain cases, be subject to dangerous resonances. In such cases, the scientific literature speaks of „Kármán oscillations". To remedy the problem, spiral flanges (also known as Scruton flanges), deflector plates and, increasingly in recent times, dynamic oscillation absorbers, are fitted to masts. The latter have the advantage of being fitted inside a cylindrical mast serving as transmitting antennas, thus avoiding changes to the radioelectric characteristics.

Sommaire **Etude du comportement oscillatoire d'un mât haubané en treillis métallique de 180 m de hauteur, avec un bras en porte-à-faux de 41 m**

Les charpentes élevées minces de section cylindrique sont soumises à l'action du vent qui peut provoquer, dans certains cas, de dangereuses résonances. La littérature scientifique parle dans ce cas d'„oscillations de Kármán". Afin d'y remédier, on installe des ailettes hélicoïdales (appelées aussi ailettes Scruton), des volets de déviation et, de plus en plus ces derniers temps, des dispositifs d'absorption dynamique des oscillations. Ceux-ci ont l'avantage de pouvoir être montés à l'intérieur des pylônes cylindriques utilisés pour des antennes émettrices sans modifier leurs caractéristiques radioélectriques.

1. Einleitung

In RTM **25** (1981), S. 119 bis 122 wurde über den Ablauf eines Umbaus am Antennenträger Rimberg berichtet. In der Zwischenzeit erfolgten umfangreiche Messungen zum tatsächlich auftretenden Schwingungsverhalten im oberen Bereich (Kragarm) dieses Bauwerkes und deren Auswertung.

Die von Rohde & Schwarz gelieferte Simultanantenne ist in einem von der Deutschen Gerätebau Salzkotten gefertigten selbsttragenden GFK-Zylinder eingebaut. Der obere Abschluß dieses Zylinders besteht aus einer Tilgerbox zur Aufnahme des von Dr. Reutlinger + Söhne konzipierten Schwingungsdämpfers.

Von besonderem Interesse bei den Untersuchungen waren das Verhalten und die Auswirkungen dieses dynamischen Dämpfers, der physikalisch gesehen nur eine schwingungstechnische Stabilisierung der GFK-Bauteile, also des oberen Bereiches des Kragarmes bringen soll. Siehe hierzu **Bild 1** und **2**.

In einer ersten Meßreihe war hierzu eine Einrichtung zur Erfassung der Neigungsänderung (sogenannte Inclinometer) bei einer Höhe von etwa 220 m eingesetzt. Die Registrierung der gemessenen Werte ließ leider keine brauchbaren Rückschlüsse zwischen den erfaßten Neigungen und den bei der theoretischen Schwingungsberechnung zur Konzipierung des Dämpfers gemachten Annahmen zu. Um weitere und detailliertere Ergebnisse zu erhalten, erfolgte der Einbau weiterer Inclinometer in der Bauhöhe 200 m (**Bild 2**). An dieser Stelle ist auch der Übergang von der sechseckigen Stahlrohrkonstruktion – dem unteren Teil des Kragarmes – auf den selbsttragenden GFK-Zylinder der UHF-Simultanantenne. Zusätzlich wurde an der Mastspitze ein Windmesser zur Erfassung von Geschwindigkeit und Windrichtung installiert.

2. Beschreibung der Meßgeräte und Vorgehensweise

Die tatsächlich auftretenden Neigungen des oberen Kragarmes, bei wirkendem dynamischen Dämpfer über einen Zeitraum von vielen Monaten und da-

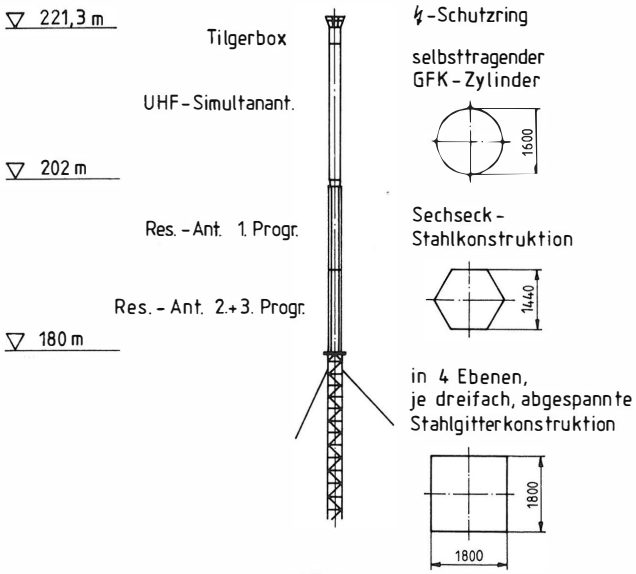


Bild 1
Antennenträger

[1] Horst Pacht ist Oberingenieur bei der Firma Dr. Reutlinger + Söhne GmbH & Co. KG, Darmstadt; Dipl.-Ing. (FH) Heinz Fritsch ist Leiter der Hauptabteilung Sendertechnik beim Hessischen Rundfunk, Frankfurt.

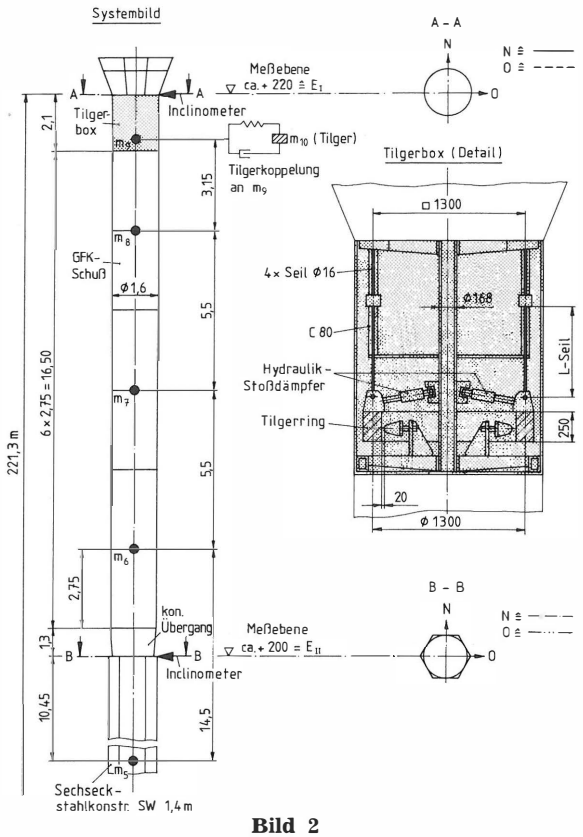


Bild 2
GFK-Antenne mit Tilger

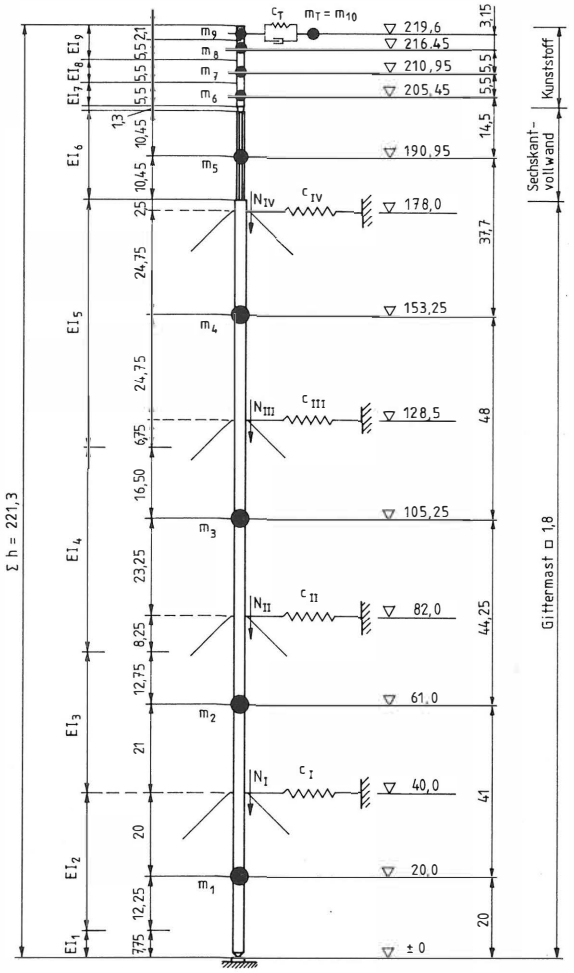


Bild 3
Ersatzsystem Antennenträger

m_1 bis m_9 = reduzierte Bauwerksmassepunkte
m_T = Tilgermasse
C_I bis C_{IV} = resultierende Federsteifigkeiten (Abspannseile)
C_T = Tilgersteifigkeit
N_I bis N_{IV} = den Steifigkeiten C_I bis C_{IV} entsprechende Normalkräfte
EI_1 bis EI_9 = Produkt aus Elastizitätsmodul und Flächenträgheitsmoment

mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten und Windrichtungen, wurden in den beiden Meßebenen von jeweils zwei um 90° versetzten Meßwertaufnehmern erfaßt. (Mehr Inclinometer standen leider nicht zur Verfügung. Je größer der Ebenenabstand, um so besser wird die Aussagefähigkeit. Die Unterbringungsmöglichkeiten am Bauwerk standen dem leider entgegen!) Die Inclinometer zeigen über eine Spannung die jeweilige Neigung des Bauwerkes gegenüber der Vertikalen in Winkelgrad an; dabei beträgt die Auflösung 0,2°/Volt.

Die Meßwerte werden über abgeschirmte Kabel zum Aufzeichnungsgerät (Mehrfarbenschreiber) in das Sendergebäude am Mastfuß geleitet. Die in den Registrierstreifen als farbige Linien erscheinenden Meßwerte von K_1 bis K_4 sind zum Zwecke dieser Veröffentlichung wie folgt dargestellt:

K_1 —··—··— ≙ N – S
K_2 —·—·—·— ≙ O – W
> Ebene I (220 m)

K_3 - - - - - - - ≙ N – S
K_4 ———— ≙ O – W
> Ebene II (200 m)

Die Registrierung erfolgte mit zwei verschiedenen Vorschubgeschwindigkeiten:

v_1 = 10 cm/min für Amplituden im Normalbereich,
v_2 = 60 cm/min für größere Amplituden.

Die Umschaltung erfolgte automatisch bei Erreichen eines einstellbaren Schwellwertes. Gleichzeitig wurden Windgeschwindigkeiten und -richtungen mit aufgezeichnet.

3. Die Meßergebnisse und ihre Diskussion

Bild 3 zeigt das für die theoretische Berechnung des Schwingungsdämpfers zugrunde gelegte Ersatzsystem. Die theoretische Schwingungsberechnung hat für das gewählte Ersatzmodell und unter Annahme der in der statischen Berechnung des Bauwerkes vorgegebenen Seilvorspannungen sowie Steifigkeits- und Massenverhältnisse (einschließlich des kompletten Schwingungsdämpfers) folgende Eigenfrequenzen ergeben:

1. Eigenform: f_{E1} = 0,223 Hz (**Bild 4**)
2. Eigenform: f_{E2} = 0,413 Hz (**Bild 5**)
3. Eigenform: f_{E3} = 0,471 Hz (**Bild 6**)
4. Eigenform: f_{E4} = 0,645 Hz (**Bild 7**)
5. Eigenform: f_{E5} = 0,990 Hz (**Bild 8**).

Die Lage der rechnerisch bestimmten Tilger-Pendelfrequenz f_T = 0,4256 Hz in Relation zu den ermittelten Bauwerks-Eigenfrequenzen ist **Bild 9** zu entnehmen.

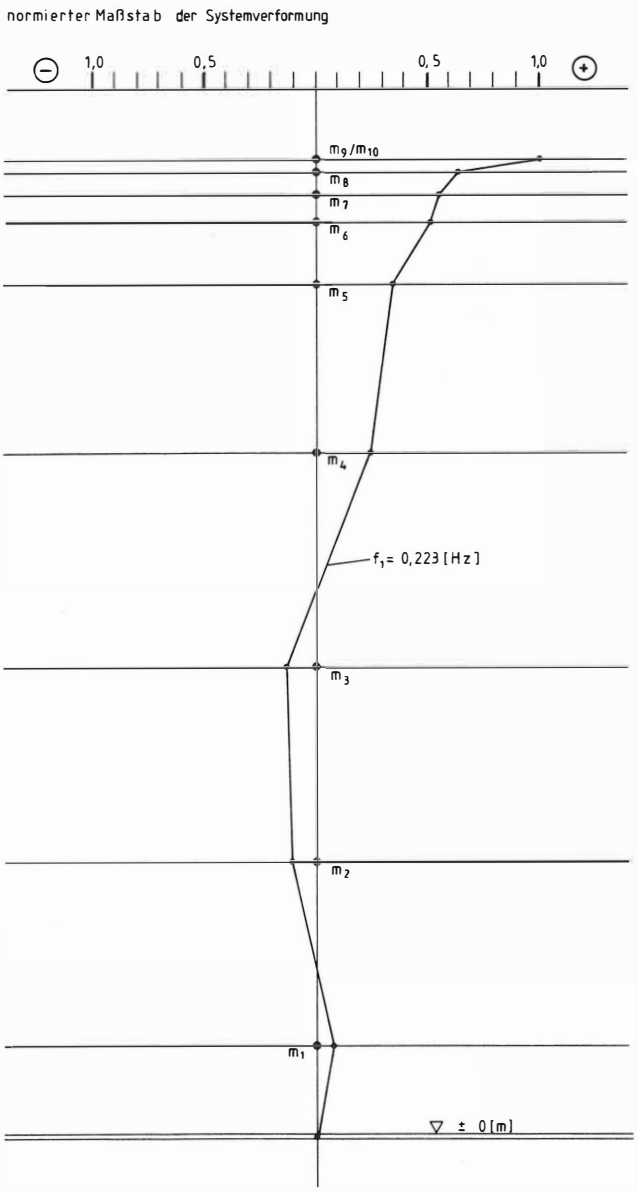


Bild 4

Lage der Tilger-Pendelfrequenz relativ zu den Bauwerks-Eigenfrequenzen

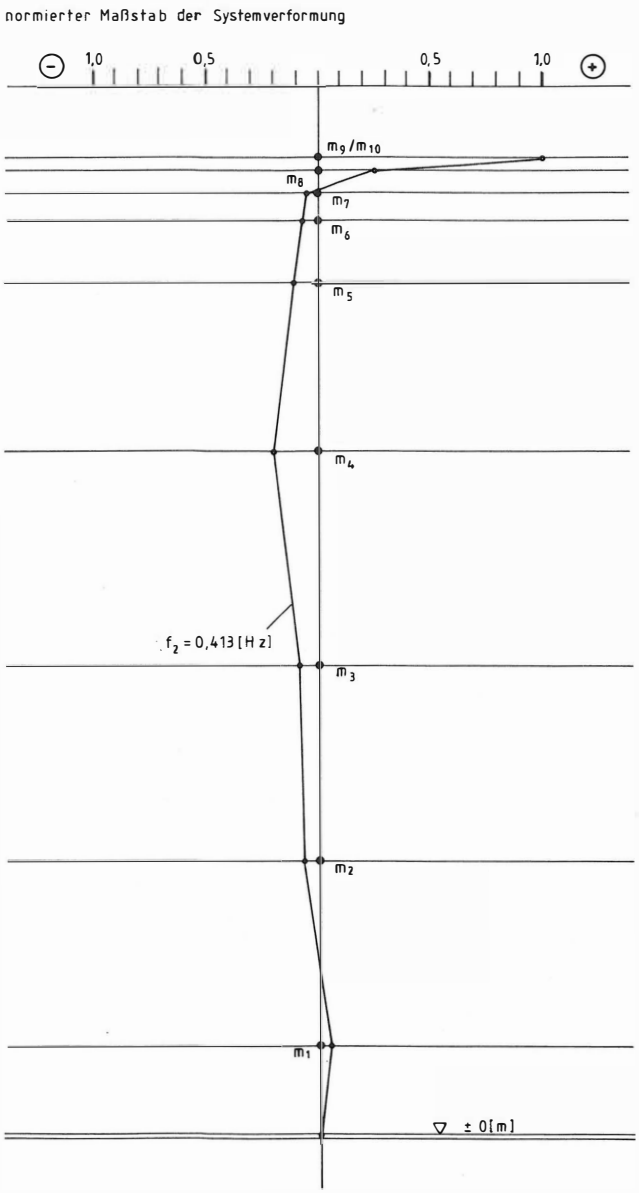


Bild 5

Lage der Tilger-Pendelfrequenz relativ zu den Bauwerks-Eigenfrequenzen

Kurvenbild	Winkelgrad oben	Winkelgrad unten	Phasenbeziehung	Windangaben Richtung	Windangaben Geschwindigkeit
A	$E_1 = 0{,}4°$	$E_2 = 0{,}5°$	$E_1 + E_2$ befinden sich jeweils in Phase zueinander	270°	75 km/h
B	$E_1 = 1{,}1°$	$E_2 = 0{,}5°$		270°	90 km/h
C	$E_1 = 0{,}9°$	$E_2 = 0{,}4°$		270°	80 – 90 km/h
D	$E_1 = 1{,}0°$	$E_2 = 0{,}45°$		270°	60 – 80 km/h
E	$E_1 = 0{,}8°$	$E_2 = 0{,}5°$		270°	60 – 80 km/h
F	$E_1 = 0{,}85°$	$E_2 = 0{,}4°$		270°	60 – 80 km/h
G	$E_1 = 0{,}8°$	$E_2 = 0{,}45°$		270°	60 – 80 km/h
H	$E_1 = 0{,}8°$	$E_2 = 0{,}5°$		270°	60 – 80 km/h
I	$E_1 = 1{,}1°$	$E_2 = 0{,}6°$		190°	54 km/h
J	$E_1 = 1{,}18°$	$E_2 = 0{,}64°$		–	ansteigend

Tabelle 1

Zusammenstellung der Meßwerte

(Die angegebenen Winkelgrade für E_1 und E_2 sind Ergebnisse in den Meßebenen 220 m und 200 m über Fußpunkt)

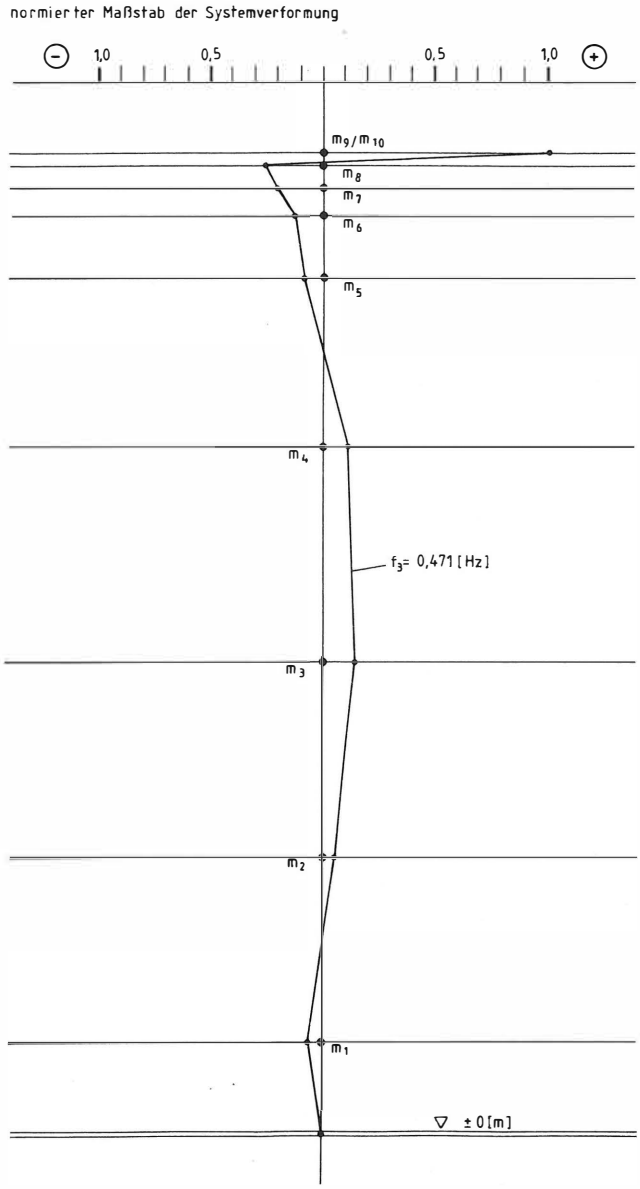


Bild 6
Lage der Tilger-Pendelfrequenz relativ zu den Bauwerks-Eigenfrequenzen

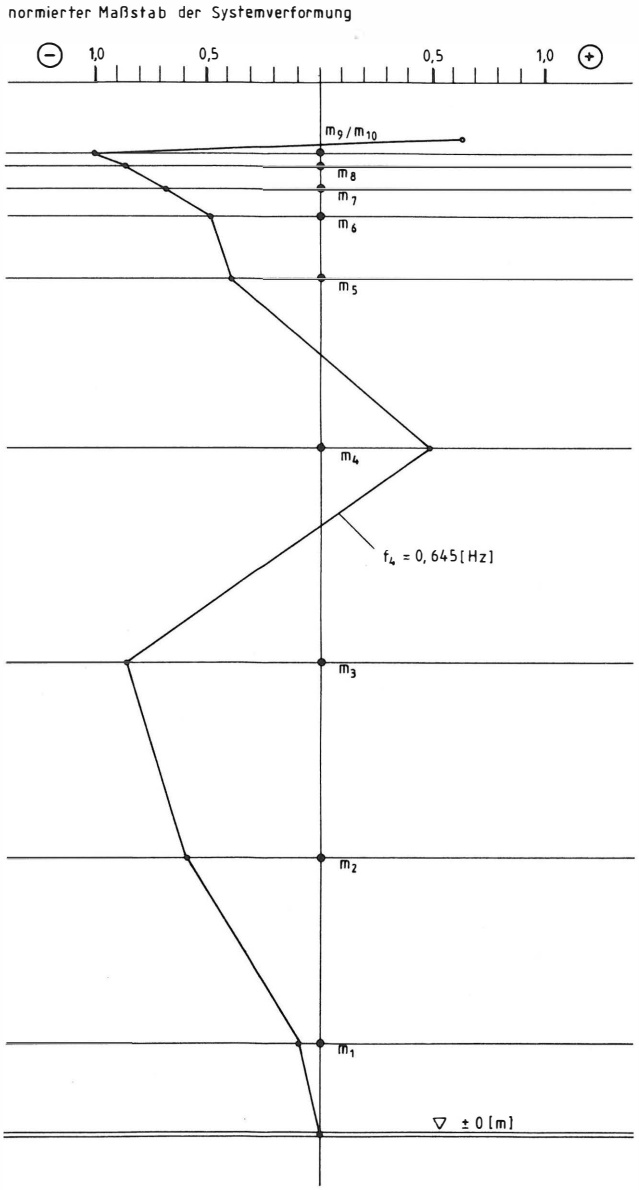


Bild 7
Lage der Tilger-Pendelfrequenz relativ zu den Bauwerks-Eigenfrequenzen

Greift man nun aus den fortlaufenden Registrierungen einmal einige wesentliche und mit bedingt periodisch erscheinendem Signal heraus, wobei die benutzten Kurven entsprechend der Richtung und auch in den Ebenen richtig miteinander korrespondieren müssen, z. B. „————“ mit „– – – – –“ oder „—·—·—“ mit „—···—“, so ergibt sich die in **Tabelle 1** gezeigte Aufstellung für die immer dominierend wirkende Signalfrequenz $f \approx 0{,}22$ Hz.

Legt man nun die gerechnete Eigenform für $f_E \approx 0{,}22$ Hz entsprechend den **Bildern 3** und **4** zugrunde, in denen die geometrischen Verhältnisse der Massepunkte, der Stöße, der Meßebenen und der Neigung der errechneten Biegelinie der 1. Eigenform entsprechen, so ergibt sich, bezogen auf die beiden Meßebenen, schon ein erster Überblick über die Zusammenhänge.

Setzt man lineare Verhältnisse im Meßbereich einmal an, um über diesen Weg mit Hilfe der 1. Eigenform und der Neigungs-Meßsignale die horizontalen Bauwerksamplituden zu bestimmen, so wird vereinfacht nach **Bild 2** und **4**

$$\tan \alpha = \frac{0{,}722 - 0{,}531}{14{,}15} = 0{,}0135 \quad ; \quad \alpha = 0{,}773^\circ$$

mit

0,722 und 0,531 = Beträge des 1. Eigenvektors aus der Schwingungsberechnung,

14,15 = geometrischer Abstand der Massen m_9 zu m_6 in m (siehe **Bild 2**),

α = Neigung der elastischen Linie (Ersatz) zur vertikalen Bauwerksachse.

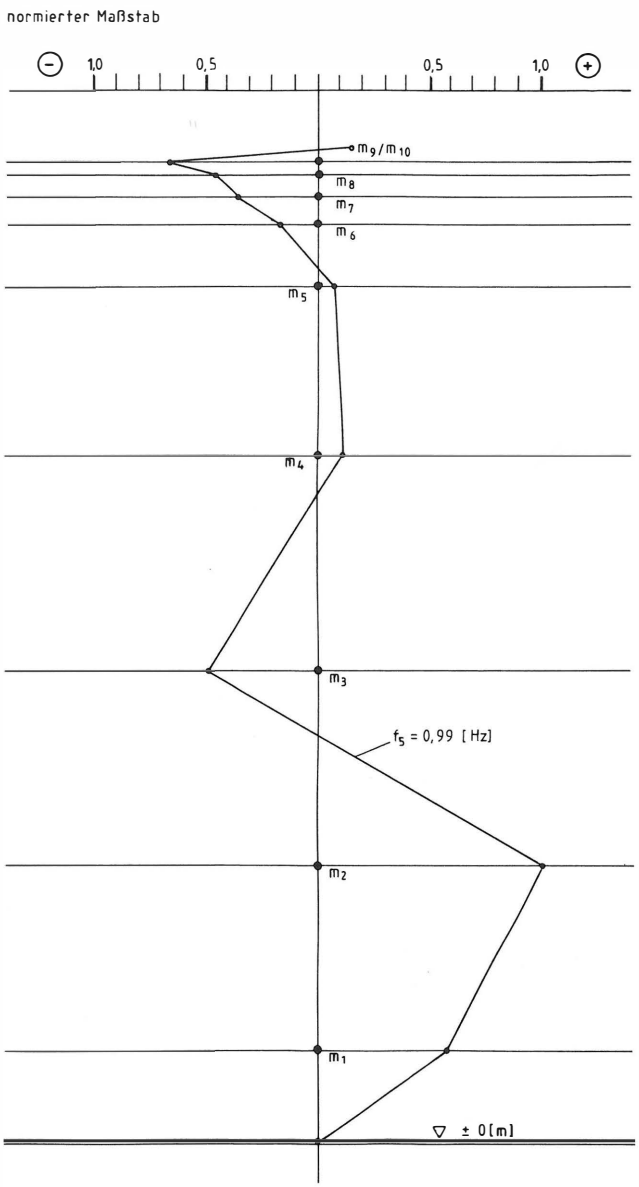


Bild 8
Lage der Tilger-Pendelfrequenz relativ zu den Bauwerks-Eigenfrequenzen

Es ergibt sich somit partiell gesehen ein Winkel von 0,773°. Legt man jedoch, auch wieder unter Zugrundelegung einer starken Vereinfachung, die 1. Biegeform zugrunde mit einem Knoten zwischen m_3 und m_4 (siehe **Bild 3**), so kommt man auf die Höhe des Verformungsdreiecks von $H \approx 115$ m, und es wird dann

$$\tan \alpha = \frac{0{,}722 - 0{,}531}{115} = 0{,}0017 \;;\; \alpha = 0{,}095^\circ \quad .$$

Hieraus ergibt sich dann ein mittlerer Betrag der Auslenkung aus dem Lot von

$$\tan \alpha \times H = 0{,}0017 \times 115 \text{ m} = 0{,}195 \text{ m} \quad .$$

In der Schwingungsberechnung (über den Weg der erzwungenen Schwingungen für den Windgeschwindigkeitsbereich 3 m/s $<$ v $<$ 30 m/s) wurden die Absolut- und die Relativamplituden bestimmt. Dieser aus der Rechnung ermittelte Amplitudenbereich z. B. der Ersatzmasse m_9 (siehe **Bild 2**) mit

$$2{,}834 \text{ bis } 3{,}209 \times 10^{-2} \text{ m}$$

für den Frequenzbereich

$$f = 2{,}225 \text{ bis } 2{,}229 \times 10^{-1} \text{ Hz}$$

steht dem aus der Überschlagsrechnung ermittelten empirischem Wert von 0,195 m gegenüber.

Die Wiedergabe der gesamten theoretischen Berechnung an dieser Stelle würde den Rahmen und den Zweck dieser Veröffentlichung überschreiten. Zur Verdeutlichung der vorgenannten Zusammenhänge sind daher nachfolgend auszugsweise einige Stellen aus der theoretischen Berechnung angeführt.

Die Rechenwerte in m ausgedrückt sind

f (Hz)	(m)	
2,225 D – 01	0,0283	Massepunkt „m_9“
2,226 D – 01	0,0292	
2,227 D – 01	0,0301	
2,228 D – 01	0,0310	
2,229 D – 01	0,0320	

und die Relativamplituden „m_9“ gegen „m_{10}“ ≙ Tilger

f (Hz	(m)	
2,225 D – 01	0,0092	Massepunkt „m_9“
2,226 D – 01	0,0095	
2,227 D – 01	0,0098	
2,228 D – 01	0,0101	
2,229 D – 01	0,0105	

Zwischen diesen gerechneten Bauwerksamplituden und den über die Neigungsmessung nach einfacher Rechnung ermittelten Werten ergibt sich im ungünstigsten Fall

$$f = 0{,}225 \text{ Hz, Amplitude} = 0{,}028 \text{ m} \;,$$

ein Unterschied von 0,195 m zu 0,028 m; das ist ein Faktor von 6,96.

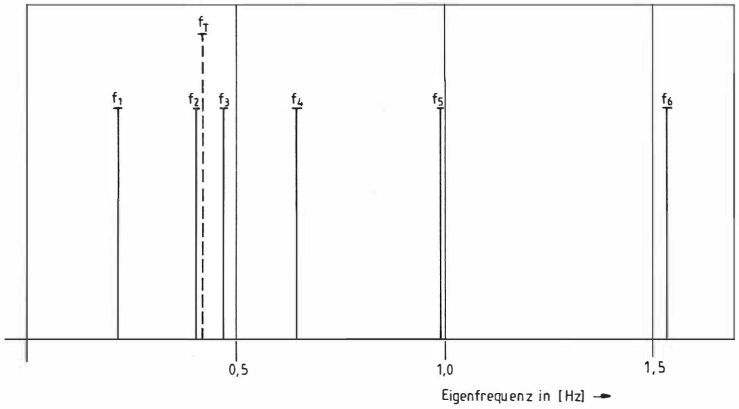
5. Schlußfolgerungen

Der zuvor beschriebene Weg hat somit bei einer solchen Grundstruktur und der Neigungsmessung in den Ebenen E_1 und E_2 für die einzelnen **Kurvenbilder A** bis **D** gezeigt, daß nachfolgende Neigungen herauskommen:

Neigung in Winkelgrad

	E_1	E_2	
A	0,40	0,20	
B	1,10	0,50	
C	0,90	0,40	
D	1,00	0,45	
E	0,80	0,50	nicht beigefügt
F	0,85	0,40	
G	0,80	0,45	
H	0,80	0,50	
I	1,10	0,60	
J	1,85	0,65	

Trotz intensivem Bemühen und vielschichtigen Überlegungen ergab die Auswertung der Ergebnisse, daß die Erfassung des Schwingungsverhaltens mittels Neigungsmesser an den relativ eng übereinanderliegenden Ebenen kein brauchbarer Weg ist, um die horizontal winderregten Reaktionen des (gesam-



f_1 = 0,2239 [Hz]
f_2 = 0,4138 [Hz]
f_3 = 0,4710 [Hz]
f_4 = 0,6450 [Hz]
f_5 = 0,9903 [Hz]
f_6 = 1,539 [Hz]
} Eigenfrequenzen (Bauwerk mit Tilger)

f_T = 0,4256 [Hz] (Tilger)

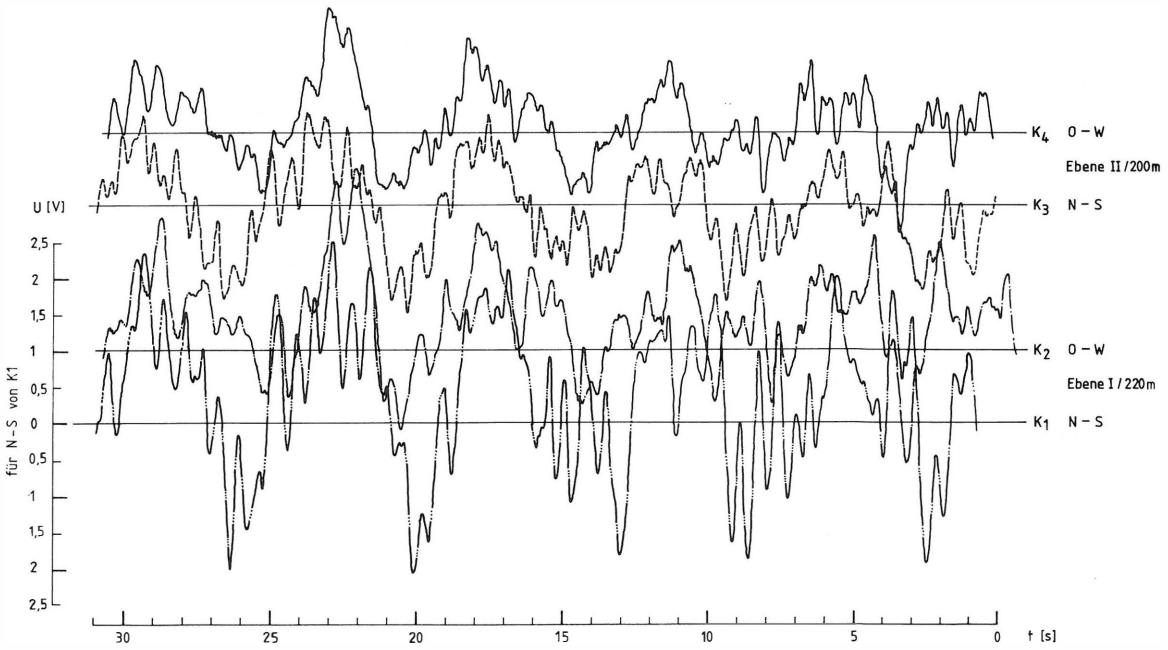
Bild 9

Lage der Tilger-Pendelfrequenz relativ zu den Bauwerks-Eigenfrequenzen

ten) Bauwerkes in Absolutwerten der Amplituden anzugehen.

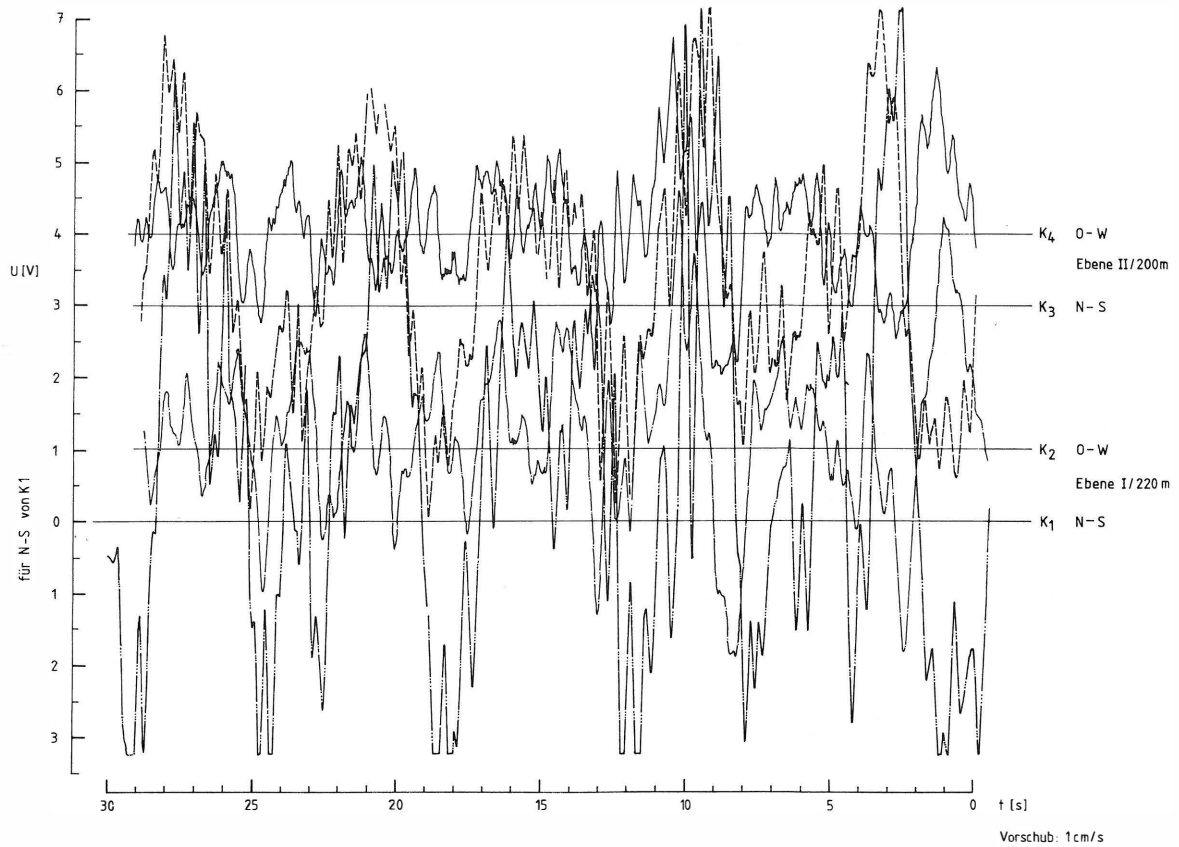
Der Versuch, die theoretische Berechnung des dynamischen Schwingungsdämpfers später am Bauwerk durch Messungen zu bestätigen, führte also nur zu einem Teilergebnis. Das wirkliche Verhalten so komplexer Gebilde wie abgespannter Gittermaste mit relativ hohen zylindrischen Kragarmen läßt sich nur mit hoher Genauigkeit erfassen, wenn man einen großen und den zur Verfügung gestandenen finanziellen Rahmen weit überschreitenden Aufwand betreibt. Außerdem konnten aufgrund der beengten Platzverhältnisse im Kragarm die Inclinometer nur an den beiden ausgewählten Stellen installiert werden. Eine genaue Erfassung der Schwingungs-Amplituden ist damit nicht möglich.

Die der theoretischen Berechnung des dynamischen Schwingungsdämpfers zugrunde gelegten Annahmen haben sich aber in der Praxis als offensichtlich zutreffend erwiesen. Der relativ lange Kragarm, zudem noch teilweise in Stahl- und GFK-Bauweise, zeigt bei allen gemessenen Windgeschwindigkeiten keine Auslenkungen, die über die der Berechnung entsprechenden Werte hinausgehen. Das aperiodische Ausklingen der Amplituden an der Mastspitze und in der Mitte des Kragarmes bestätigt die sichere

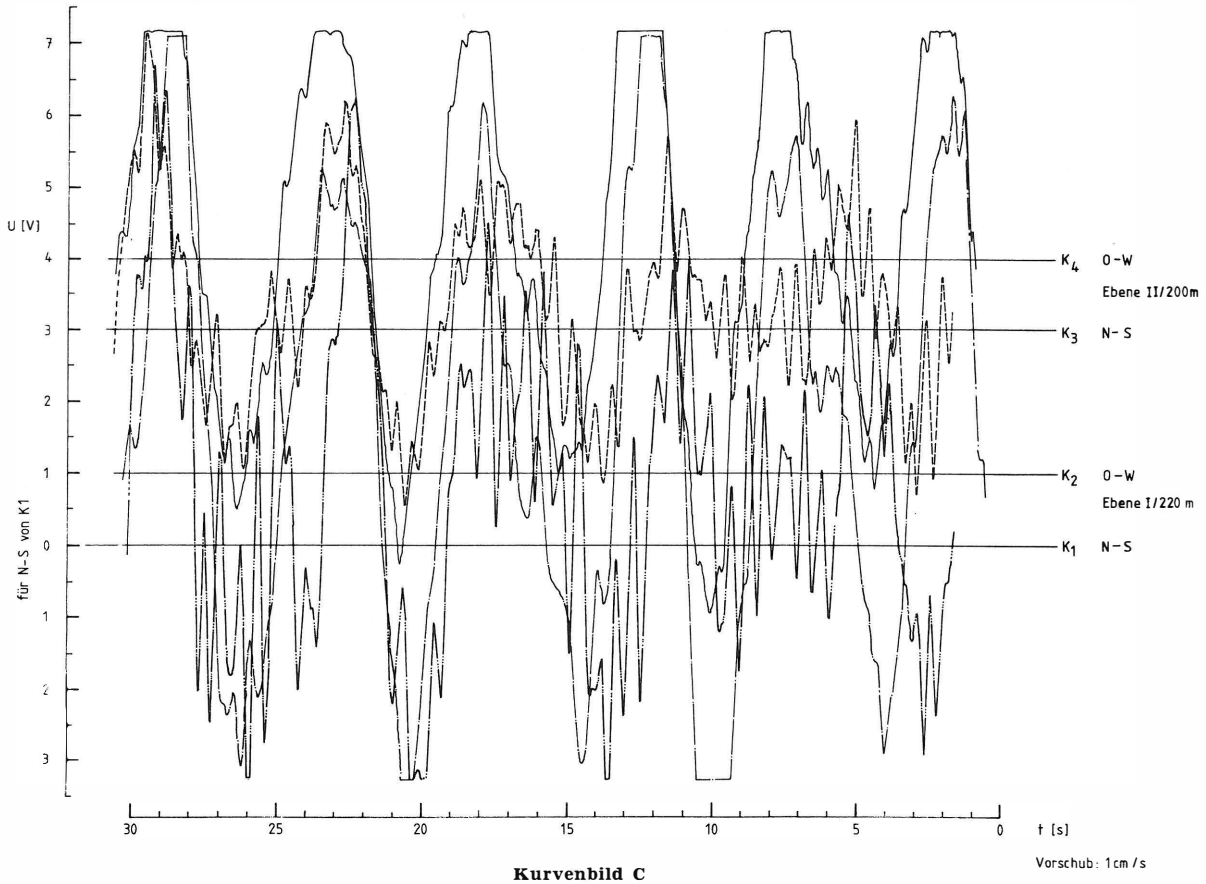


Kurvenbild A

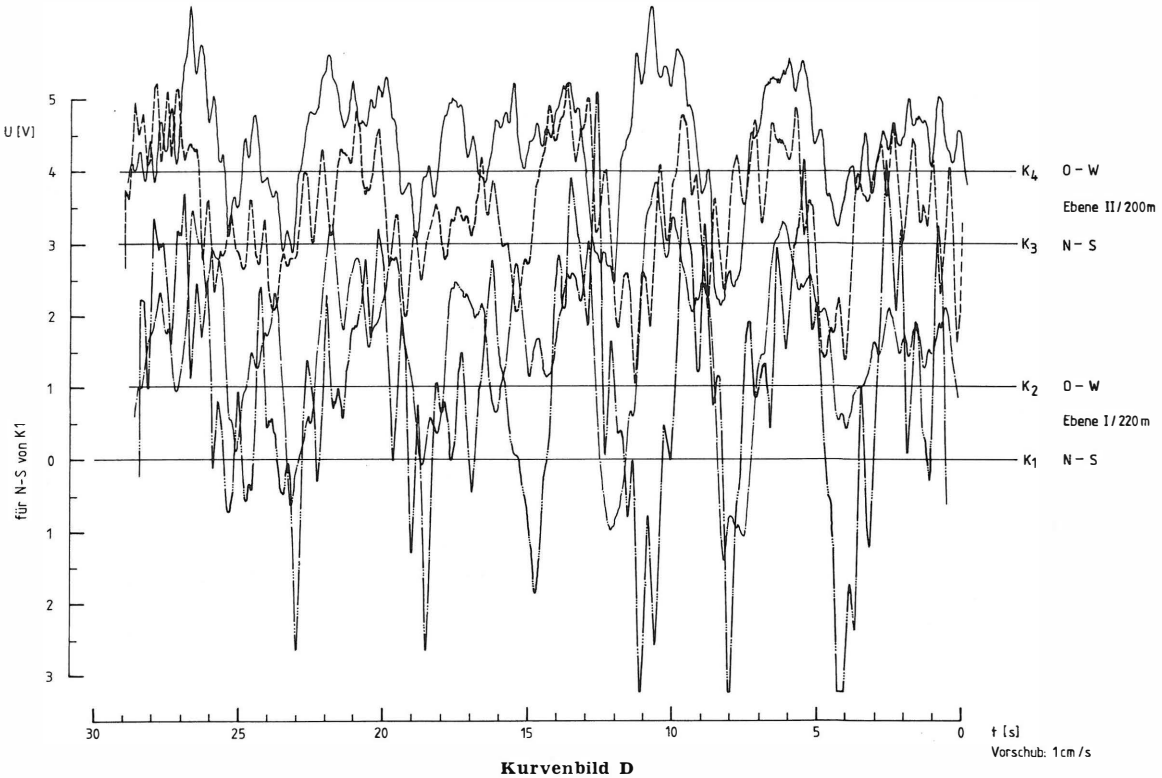
Abhängigkeit der Inclinometer-Spannung von der Zeit



Kurvenbild B
Abhängigkeit der Inclinometer-Spannung von der Zeit



Kurvenbild C
Abhängigkeit der Inclinometer-Spannung von der Zeit



Kurvenbild D
Abhängigkeit der Inclinometer-Spannung von der Zeit

Funktion des Schwingungsdämpfers. Dies berechtigt zu dem Schluß, daß auch im übrigen Bereich des Bauwerkes die der theoretischen Berechnung zugrundeliegenden Annahmen richtig sind.

Um das tatsächliche Schwingungsverhalten eines gesamten derart komplexen Bauwerkes durch Windanregung meßtechnisch genau zu erfassen, sind weitere ergänzende und sehr aufwendige Untersuchungen notwendig. Absolut genaue Ergebnisse wird man nur erhalten, wenn das Bauwerk nicht durch Wind, sondern über einen definierten künstlichen Gleitsinus angeregt wird (siehe Schrifttum [8] und [9]).

Der in der Simultanantenne am Rimberg installierte Schwingungsdämpfer war der erste seiner Art. Inzwischen ist eine ganze Reihe weiterer Antennentragwerke mit vergleichbaren Dämpfern des gleichen Herstellers ausgerüstet. Diese haben, soweit bekannt, ausnahmslos die Erwartungen hinsichtlich sicherer Vermeidung Kármánscher Schwingungen erfüllt. Der am Sender Rimberg installierte Tilger arbeitet bis jetzt ohne jegliche Beanstandungen.

Die Autoren bedanken sich bei Herrn Hens und seinen Kollegen vom FTZ in Darmstadt, die einen Teil der erforderlichen Geräte zur Verfügung stellten, sowie bei Herrn Pöhlmann, dem Stationsleiter des Senders Rimberg, der die Geräte installierte und die Registrierung der Meßwerte überwachte.

SCHRIFTTUM

[1] DIN 4131: Antennentragwerke aus Stahl. Berechnung und Ausführung. Hrsg. vom Deutschen Normenausschuß, Berlin 1969. Alleinverkauf: Beuth Verlag, Berlin — Köln.

[2] DIN 4133: Schornsteine aus Stahl. Statische Berechnung und Ausführung. Hrsg. vom Deutschen Normenausschuß, Berlin 1973. Alleinverkauf: Beuth Verlag, Berlin — Köln.

[3] Davenport, A. G.: The application of statistical concepts to the wind loading of structures. Proc. of the Institution of Civ. Eng. 19, III (1961), S. 449 bis 471.

[4] Scruton, C.: Wind-excited oscillations of tall stacks. Engineer 200 (1955), S. 806 bis 808.

[5] Baldauf, H.: Beitrag zur Dynamik abgespannter Maste. Dissertation. Technische Hochschule Dresden, 1959.

[6] Fritsch, H.: Neue Sendeantenne für die Station Rimberg zur simultanen Ausstrahlung von 3 Fernsehprogrammen mit je 20/2 kW Sendeleistung im UHF-Bereich. Rundfunktech. Mitt. 25 (1981), S. 119 bis 122.

[7] Petersen, Ch.: Aerodynamische und seismische Einflüsse auf die Schwingungen insbesondere schlanker Bauwerke. Fortschrittberichte der VDI-Zeitschriften, Reihe 11, Nr. 11 (1971), S. 3 bis 317. VDI-Verlag, Düsseldorf.

[8] Pacht, H.: Schwingungsuntersuchungen an stählernen Turmbauwerken wie Maste und Schornsteine aus der Sicht der Praxis. VDI-Berichte Nr. 221 (1974).

[9] Pacht, H.: Schwingungen an Kaminen, Fackeln und ähnlichen Hochbauten. Vortrag, gehalten auf dem 13. Konstruktions-Symposium der DECHEMA in Frankfurt, 7. bis 8. Dezember 1983.

[10] Pacht, H.: Praktische Erfahrungen zur Beseitigung von Bauwerksschwingungen. Vortrag, gehalten an der Universität Innsbruck, Fakultät für Bauingenieure und Architektur, 1980.

ERNEUERUNG DES GROSSEN HÖRSPIELKOMPLEXES 7 BEIM HESSISCHEN RUNDFUNK

VON HORST THÄRICHEN[1]

1. Einleitung

Für Wortproduktionen sind beim Hessischen Rundfunk im Hörfunkbereich die Studiokomplexe 6, 7 und 8 vorhanden. Über Fertigstellungen des Mehrzweckkomplexes 8 wurde in [1] und über den kleinen Hörspielkomplex 6 in [2] berichtet. Der 20 Jahre alte große Hörspielkomplex 7 mit studiotechnischen Einrichtungen in Röhrentechnik war durch Stereoeinrichtungen neuester Bauart zu ersetzen. Hierbei sollten die vorhandenen Räume zum Teil bauakustisch und klimatechnisch erneuert werden, Teilbereiche waren zu renovieren und Hörspiel-Effekteinbauten nachzurüsten.

Die technische Einrichtung des Komplexes 7 wurde in Anlehnung an die Ausführungen der Komplexe 6 und 8 gefertigt. Hierdurch wurde für die drei großen Wortproduktionskomplexe eine gewisse Einheitlichkeit erreicht. Nach Fertigstellung des großen Hörspielkomplexes 7 ist die Umrüstung aller Wortproduktionskomplexe des HR auf modernste Technik abgeschlossen.

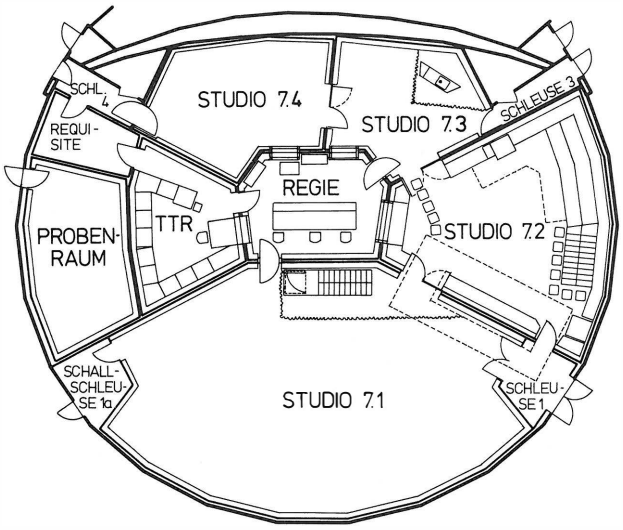


Bild 1
Raumaufteilungsplan

2. Raumgestaltung

Der Raumeinrichtungsplan (**Bild 1**) zeigt die Raumaufteilung, die Aufstellung der technischen Einheiten und der Hörspiel-Sondereinbauten.

Der Regieraum war einschließlich Klima- und Akustikeinbauten total zu erneuern, und die technischen Einrichtungen waren neu anzuordnen, um optimale Abhörbedingungen zu erreichen. Die Hörspiel-Sondereinbauten in den Studios wurden vor allem im schallarmen Raum den engen Raumverhältnissen angepaßt. **Bild 2** zeigt im Studio 7.1 die neue Holztreppe mit verschiedenen Stufenbelägen; Tür und Telefonzelle sind durch einen Vorhang abtrennbar. Im schallarmen Raum (**Bild 3**) wurden eine Metall/Stein-Treppe mit den verschiedensten Hörspiel-Effektmöglichkeiten, ein Brunnen, ein veränderbarer Kiesweg, verschiedene Gehwegplatten und eine

Bild 2
Studio 7.1 mit Holztreppe

original Post-Telefonzelle, in den übrigen Studios Kücheneinrichtungen, veränderbare Wandakustiken und vieles mehr eingebaut. **Bild 4** zeigt eine Geräusch-Mehrzwecksimulatoreinheit, die der Hessische Rundfunk wegen seiner zweckmäßigen Ausrüstung nach einem Muster des SRG-Studios Basel nachbauen ließ.

Da der Hörspielkomplex im 3. Obergeschoß des Hörfunk-Betriebsgebäudes liegt und Aufzüge und Treppenaufgänge nicht für den Transport der technischen Einrichtungen geeignet waren, wurde von Anfang an geplant, die Bauteile mit einem Schwerlastkran an der Außenfassade zu transportieren (**Bild 5**). Der schwierige Transport ging dann über Gänge durch Studiotüren (**Bild 6**) in die Regie und den Tonträgerraum.

3. Studiotechnische Einrichtungen des Regieraumes

Den Produktionswünschen des Programms und der Hörfunktechnik entsprechend soll in diesem Komplex mit Mehrspurtechnik (16 Spuren) gearbeitet werden; hieraus ergab sich für die Regie folgende Gerätekonfiguration:

- Regietisch mit Telefoneinrichtung

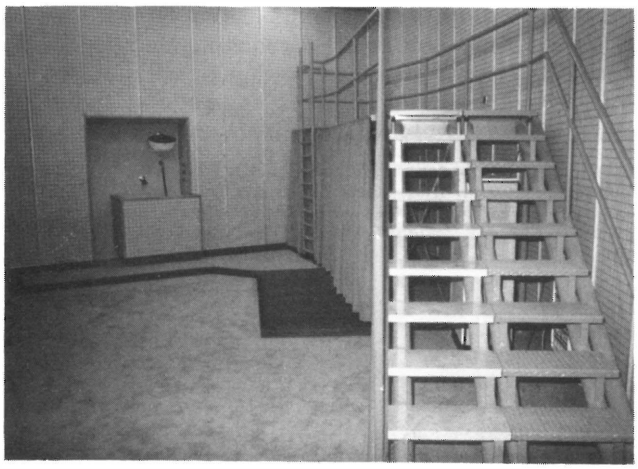


Bild 3
Studio 7.2, Metall/Stein-Treppe und Brunnen im schallarmen Raum

[1] Horst Thärichen ist Betriebsingenieur in der Abteilung Planung und Betriebsausrüstung beim Hessischen Rundfunk, Frankfurt.

Bild 4
Geräusch-Mehrzwecksimulatoreinheit

- 2 Tonverteilergestelle mit eingebauten, zum Teil vom Regietisch fernbedienbaren Geräten
- 1 Tonbandgerät M 15A fahrbar
- 2 Abhörlautsprecher Heco 7302.

Der Regietisch (**Bild 7**) wurde von der Firma Neumann, Berlin, in N40-Technik gebaut. Bei diesem System befinden sich sämtliche Bedienteile auf dem Bedienfeld oder im Tischaufsatz in gleicher Ausführung und Aufteilung wie bei den Regietischen der Komplexe 6 und 8. Das Klinkenfeld und die Telefon-Bedieneinheit wurden links und rechts vom NF-Bedienteil angeordnet. Das Klinkenfeld wurde vertieft eingesetzt und durch eine Acrylabdeckung geschützt.

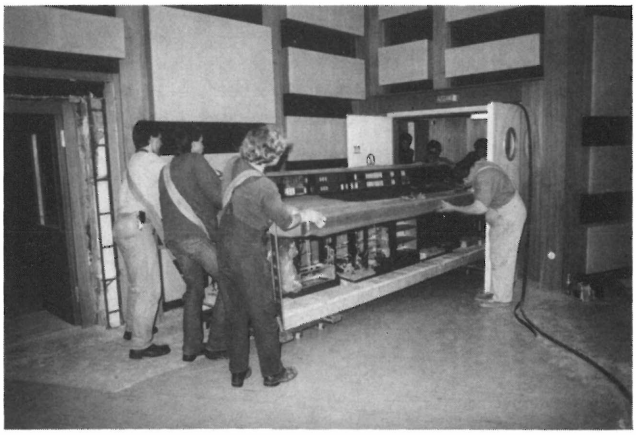


Bild 6
Transport des Regietisches im Studiobereich

Der Regietisch ist mit 26 Eingangskanälen, 8 Stereogruppen- und 2 Stereosummen- bzw. Stereosendewegen ausgebaut worden. 8 Stereogruppenwege sind erforderlich, um über die verschiedensten Zuschaltmöglichkeiten (Schalter oder Kreuzschiene) mit 16-Kanal-Mehrspurtechnik arbeiten zu können.

8 Eingangskanäle wurden als Mono-, weitere 4 als Stereomikrofonwege ausgebaut. Hierbei erhielten die 8 Monowege A/B/C-Umschalter mit A- und B-Wegen als Mikrofonwege, der C-Weg ist als +6-dB-Eingang für die Kanäle 1 bis 8 der Mehrspurmaschinen-Wiedergabewege 1 erforderlich. Die 4 Stereomikrofonwege erhielten A/B-Umschalter; die A-Wege sind belegt mit Stereomikrofonwegen, die B-Wege wurden mit den fortlaufenden Kanälen 9 bis 16 der Mehrspurmaschinen-Wiedergabewege 1 beschaltet. Die Eingangskanäle 13 bis 26 wurden für +6-dB-Eingänge mit A/B-Wege-Umschaltung ausgelegt. Hier liegen die Wiedergabewege der 8 Tonbandmaschinen M 15A aus dem Tonträgerraum und der Regie auf. Weiterhin sind die Eingänge mit Tonträger-Ü-Pultausgang, Plattenspielerausgängen, Ü-Haus/Fremd-Leitungen und freien Klinkenleitungen belegt.

Die Eingangskanäle wurden wie in den Komplexen 6 und 8 ausgerüstet. Durch Vor/Hinter-Pegelsteller-Umschalter können von jedem Einzelkanal, einzeln zuschalt- und regelbar, 8 Abzweigwegsummen gebildet werden. Im Tischaufsatz zentral angeordnete Lautsprecherzuordnungsmodule ermöglichen das Einspielen der HV-Ausgänge 1 und 2 und des Magnetophonaufnahmeweges so-

Bild 5
Transport der technischen Bauteile mit einem Schwerlastkran

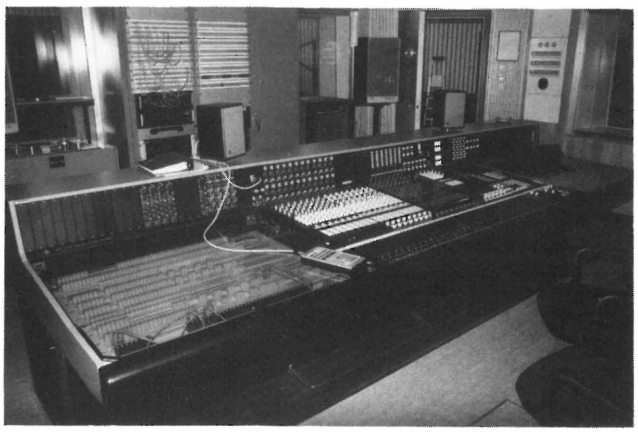


Bild 7
Der Regietisch

Bild 8
Ansicht des Vocoders

wie der Abzweigwege 1 bis 8 in die 7 Studios auf Lautsprecher oder auf Kopfhörer-Ringleitungen.

Über das Klinkenfeld und die Fernbedienungen im Regietisch ist der Regietisch mit den Tonverteilerschränken verbunden. Hier können die verschiedensten Verbindungen zu 12 großen Studio-Wandanschlußkästen sowie zum Schalt- und Tonträgerraum hergestellt werden. Als Sondereinheiten stehen folgende Geräte zur Verfügung:

- Lawo NF-Filter 1009
- Lawo NF-Filter 1089
- Verzögerungsgerät TDU 7000
- Sony-Hallgerät DRE 2000
- Nachhallfolie EMT 240
- Harmonizer, Typ Eventide H 949
- EMS -Vocoder mit Bildschirmanzeige und TKS-Tastatur (**Bild 8**) in einer vom HR vorgegebenen Geräteanordnung.

Die Telefoneinrichtung, die auf der rechten Seite im Regietisch neben dem NF-Bedienfeld untergebracht ist, soll hier besonders erwähnt werden. Sie enthält je eine Abfrage- und Wähleinrichtung für Telefon-W- und -ZB-Leitungen. Über 2 Studer-Hybrid-Anschaltgeräte können Telefongespräche für Tonproduktionen weitergeschaltet werden. Von einem DeTeWe-Kunstamt werden für Hörspielzwecke Rufzeichen abgefragt. Über Ringleitungen sind diese Telefoneinrichtungen zu den 12 Studioanschlußkästen geführt, so daß sie hierüber als Studioteilnehmer Verwendung finden oder zu zwei Telefonzellen weitergeschaltet werden, in denen original Post-Münzfernsprecher vorhanden sind, die für Hörspielzwecke entsprechend umgerüstet wurden.

Die im Regieraum aufgestellte fahrbare Tonbandmaschine M 15A kann mit einer im Regietisch eingebauten Fernbedienung FS 15A betrieben werden.

4. Studiotechnische Einrichtung des Tonträgerraumes

Die Tonträgereinheit besteht aus einem Überspielpult mit 10 Eingangskanälen, 7 stationären Tonbandmaschinen M 15A, 2 Plattenmaschinen EMT 948, 2 Kassettenrecordern Studer-Revox und einer Studer-Mehrspurmaschine A 800. Die fahrbare Tonbandmaschine M 15A der Regie ist ebenfalls von diesem Pult aus voll nutzbar.

Die 10 Eingangskanäle des Überspielpultes sind durch A/B-Umschaltung jeweils auf 2 Quellen umschaltbar. Auf den A-Eingangswegen liegen die Wiedergabewege der vorgenannten Stereomaschinen. Auf den B-Wegen liegen die 16 Ausgangskanäle der Mehrspurmaschine. Hierdurch ist es möglich, Abhörsimulationen im Tonträgerbereich ohne ein separates Abhörsimulationspult durchzuführen.

Eine Fernsteuerungsumschaltung ermöglicht es, sämtliche Maschinen entweder vom Überspielpult des Tonträgerraumes oder von der Regie aus zu starten. Mit einer Autolocator- und einer Audio-Fernbedienung von einem kleinen fahrbaren Pult ist auch die Mehrspurmaschine fernsteuerbar.

5. Betriebserfahrungen

Im Juli 1984 wurde dieser Hörspielkomplex 7 betriebsbereit den Produktionsbereichen übergeben. Die technischen Einrichtungen erwiesen sich als große Verbesserungen, mit denen gerne gearbeitet wird. Die Einrichtungen des Studios werden in Anordnung und Ausführung als optimale Lösung angesehen.

SCHRIFTTUM

[1] Geeringer, P. u. a.: Der neue Hörfunk-Studiokomplex des Hessischen Rundfunks in Frankfurt. Rundfunktech. Mitt. 24 (1980), S. 79 bis 90.

[2] Thärichen, H.: Erneuerung eines kleinen Hörspielkomplexes beim Hessischen Rundfunk. Rundfunktech. Mitt. 25 (1981), S. 270 bis 273.

DIE 14. EUROPÄISCHE MIKROWELLENKONFERENZ

LÜTTICH, 10. BIS 14. SEPTEMBER 1984

Die 14. Europäische Mikrowellenkonferenz fand vom 10. bis 14. September 1984 in Lüttich, Belgien statt. Das alljährliche Forum der Neuheiten auf dem Mikrowellensektor hatte diesmal den Einsatz der Computer für Entwurf (CAD/CAE) und Messung von Mikrowellenschaltungen als Schwerpunkt gesetzt. Der Vorstoß in immer höhere Frequenzbereiche und die damit verbundene Miniaturisierung von Komponenten und Schaltungen einerseits und die rasch voranschreitende Kommerzialisierung des Mikrowellenbereiches durch das Vordringen der Konsumelektronik andererseits machen den Einsatz rechnergesteuerter Anlagen für die Entwicklung und Herstellung aus Kostengründen unverzichtbar. Daneben erlangt das Computer Assisted Measurement als Hilfsmittel bei der Meßwerterfassung und -darstellung immer größere Bedeutung. Zu diesem Thema konnten in einer kleinen Ausstellung am Rande der Konferenz Geräteneuheiten besichtigt werden.

In seiner Eröffnungsrede rief M. Wathelet, Minister für neue Technologien der wallonischen Region, zur intensiven Zusammenarbeit insbesondere der europäischen Nationen auf, um so gegenüber der Konkurrenz aus Fernost und Amerika wettbewerbsfähig zu bleiben. Er forderte die Regierungen auf, besonders den klein- und mittelständischen Unternehmen eine großzügige finanzielle Hilfe teilwerden zu lassen, um hier strukturelle Nachteile ausgleichen zu helfen.

Während der 5 Tage dauernden Veranstaltung wurden über 130 mikrowellenspezifische Forschungsberichte aus 34 Ländern vorgestellt, wobei rund ein Drittel der Arbeiten aus bundesdeutschen Labors stammte. Diese positive Präsenz wurde durch die Verleihung des „Microwave Price" an Eberhard Kühn vom Forschungsinstitut der Deutschen Bundespost noch unterstrichen. Der Preis, mit dem jedes Jahr der beste Beitrag ausgezeichnet wird, wurde ihm für seine Arbeiten auf dem Antennensektor zuerkannt:

- Rechteckige Rillenhörner, Analysen, Entwurf und Entwicklung
- Vollständig computeroptimierter Entwurf von zirkularen Rillenhörnern.

Zum Verständnis sei gesagt, daß Rillenhörner als Speisesysteme für Parabolantennen verwendet werden und sich durch eine hohe kreuzpolare Dämpfung auszeichnen.

Um einen kleinen Überblick über den Stand der Technik zu geben, seien hier aus der Fülle von interessanten Vorträgen einige vorgestellt.

Einem Labor der Drexel-Universität, Philadelphia ist in Zusammenarbeit mit General Electric Space Division und RCA die Entwicklung eines lichtmodulierbaren Oszillators mit dielektrischem Resonator (DRO) geglückt. Durch das Aufbringen einer lichtempfindlichen Scheibe aus Reinsilizium auf den Resonator kann die Ozillatorfrequenz lichtintensitätsabhängig eingestellt bzw. moduliert werden. Mögliche Anwendungen sind direkt modulierbare Oszillatoren für Richtfunkanlagen und stabile PLL-Oszillatoren für Satellitenempfänger.

Im Hinblick auf die bevorstehende Einführung direkt empfangbarer Rundfunksatelliten sind zwei Beiträge besonders erwähnenswert. Einem französischen und einem italienischen Team von Wissenschaftlern ist unabhängig voneinander die Entwicklung von monolithisch integrierten Satellitenempfängern gelungen. Die Leistungsdaten bei 12 GHz sind in beiden Fällen ähnlich. Es wird ein Rauschmaß von etwa 4 dB und eine Gesamtverstärkung von etwa 35 dB angegeben.

Die französische Entwicklung enthält auf einem Chip mit der Kantenlänge von 2,5 mm x 2,5 mm einen 3stufigen Vorverstärker, Lokaloszillator, FET-Mischer und 2stufigen ZF-Verstärker. Das Resonanzelement für den Lokaloszillator, der bei 10,75 GHz schwingt, muß schon seiner Größe wegen von den übrigen Schaltungsteilen separiert werden. Einen Schritt weiter gingen die italienischen Ingenieure. Sie integrierten den Chip mit einem 2stufigen Vorverstärker, Lokaloszillator, Mischer und ZF-Verstärker zusammen mit dem Resonator und dem Abstimmelement in ein Gehäuse von 1 cm Durchmesser und 1,8 cm Länge. Es hat also den Anschein, daß die Vorstellung eines tragbaren Satellitenrundfunkempfängers nur noch eine Frage der Zeit ist. Wie die Entwicklungen schließlich forciert werden, ist nicht zuletzt von der Verfügbarkeit eines leistungsstarken direktstrahlenden Satelliten abhängig.

Die 15. Europäische Mikrowellenkonferenz wird vom 9. bis 13. September 1985 in Paris stattfinden. Der Schwerpunkt dieser kommenden Konferenz werden Mikrowellensysteme sein.

Peter Hatzinger
Institut für Rundfunktechnik, München

TAGUNGEN UND AUSSTELLUNGEN

Termine

18. 3. – 20. 3. 1985 Baden-Baden	Großintegration 4. NTG-Konferenz
25. 3. – 28. 3. 1985 Stuttgart	DAGA 85 11. Gemeinschaftstagung der Deutschen Arbeitsgemeinschaft für Akustik
14. 4. – 17. 4. 1985 Las Vegas	NAB Convention Ausstellung der National Association of Broadcasters
15. 4. – 18. 4. 1985 Washington D. C.	INTELEXPO 85 International Telecommunications Exposition
17. 4. – 24. 4. 1985 Hannover	Hannover-Messe 85
3. 5. – 6. 5. 1985 Anaheim	78th Audio Engineering Society Convention (AES) The Leading Edge in Today's Audio Technology
13. 5. – 16. 5. 1985 Ottawa	HDTV 85 colloquium
5. 6. – 7. 6. 1985 Chicago	International Conference on Consumer Electronics (ICCE)
6. 6. – 12. 6. 1985 Montreux	14. Internationales Fernseh-Symposium und Technische Ausstellung
25. 6. – 27. 6. 1985 Los Angeles	Computer Graphics 85 West
28. 6. – 30. 6. 1985 Friedrichshafen	ham radio Amateur-Ausstellung
30. 6. – 5. 7. 1985 London	BKSTS 85 International Film and Television Conference
13. 8. – 15. 8. 1985 Boston	Computer Graphics 85 East
28. 8. – 2. 9. 1985 Zürich	fera Internationale Fernseh-, Radio- und HiFi-Ausstellung
30. 8. – 8. 9. 1985 Berlin	Internationale Funkausstellung 85
9. 9. – 13. 9. 1985 Paris	EuMC 15th European Microwave Conference
1. 10. – 4. 10. 1985 Venedig	ECOC 85 11th European Conference on Optical Communication
22. 10. – 24. 10. 1985 Atlanta	Computer Graphics 85
27. 10. – 1. 11. 1985 Los Angeles	127th Technical Conference and Equipment Exhibit (SMPTE)
28. 10. – 1. 11. 1985 München	Systems-Computer
12. 11. – 14. 11. 1985 Mannheim	7. NTG-Fachtagung Hörrundfunk
12. 11. – 16. 11. 1985 München	Productronica 85 6. Internationale Fachmesse für die Fertigung in der Elektronik
25. 11. – 27. 11. 1985 München	Bewegliche Funkdienste NTG-Fachtagung

BUCHBESPRECHUNGEN

Hochfrequenzmeßtechnik. Meßverfahren und Meßgeräte. 3., überarbeitete und erweiterte Auflage. UTB, Band 319. Von Rudolf Mäusl. 221 Seiten, 157 Bilder, 3 Tabellen, Format 18,5 cm x 12 cm, kartoniert, Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg 1983, Preis 21,80 DM, ISBN 3-7785-0875-X.

Das vorliegende Büchlein, das in der Reihe der UNI-Taschenbücher des Hüthig-Verlags erschienen ist, ist vor allem als Lehrbuch für Studenten gedacht. Diese dritte, überarbeitete und erweiterte Auflage mit dem Titel „Hochfrequenzmeßtechnik" beschreibt die in der analogen Nachrichtentechnik bekannten Meßverfahren vom Niederfrequenzbereich bis hin zu hohen Frequenzen, wobei die spezielle Mikrowellenmeßtechnik ausgeklammert wurde.

Die einzelnen Kapitel erläutern die Messung von Strom, Spannung, Leistung und Impedanz sowie die Phasenmessung einschließlich der Gruppenlaufzeitmessung. Im Abschnitt über Frequenzmeßverfahren wird nicht nur die Messung, sondern auch die Frequenzerzeugung mit dem Frequenznormal oder nach dem Frequenzsynthese-Verfahren beschrieben. Das folgende Kapitel „Messung von Übertragungsverzerrungen" gibt einen Überblick über Meßverfahren sowohl für lineare als auch für nichtlineare Verzerrungen, wobei der größte Teil der Beschreibung der Meßmethoden auf den Niederfrequenzbereich bezogen ist. Meßverfahren der Fernsehtechnik werden jedoch in keiner Weise erwähnt. Daran schließen sich Kapitel über „Empfindlichkeitsmessungen bei Empfängern" und „Messung des Modulationsgrads" an. Literaturangaben sind am Ende jedes Kapitels zu finden und ein Sachwörterverzeichnis vervollständigt das Buch. Der Zielsetzung des Buches, ein Lehrbuch zu sein, wird der Inhalt durch die grundlegende theoretische Darstellung der verschiedenen Meßverfahren sicher gerecht. Auch die einfache Darstellung der Technik moderner Meßgeräte ist erwähnenswert. Für den Meßtechniker ist dieses Taschenbuch sicher ein Nachschlagewerk, wenn er sich abseits seiner täglichen Meßpraxis auf ein fremdes Gebiet begibt.

Alfred Schaumberger

Sensorik. Aus der Reihe Halbleiter-Elektronik 17. Hrsg. Walter Heywang und Rudolf Müller. 261 Seiten, 146 Bilder und Tabellen, Format 23 cm x 15 cm, geheftet,

Springer-Verlag, Berlin – Heidelberg – New York – Tokyo 1984, 68,– DM bzw. 26,40 US$, ISBN 3-540-12767-4.

Als Sensoren bezeichnet man im täglichen Sprachgebrauch die Organe, mit denen sich ein Wesen die Informationen verschafft, die es braucht, um die reale Welt zu erfassen, um zu reagieren und zu agieren. Leistungsfähige Sensoren – das lehrt die Erfahrung – sind eine wesentliche Voraussetzung für optimales Überleben. Es gibt viele Parallelen zur technischen Signalverarbeitung. Die Leistungsfähigkeit eines Meßwerterfassungs- und -verarbeitungssystems wird heutzutage entscheidend bestimmt von der Qualität der verwendeten Sensoren für die verschiedenen physikalischen Größen, da die nachgeschaltete Elektronik viele Möglichkeiten der Weiterverarbeitung eröffnet.

Der vorliegende Band aus der Reihe Halbleiter-Elektronik befaßt sich mit den Sensoren auf Halbleiterbasis. Hier hat sich inzwischen eine große Vielfalt verschiedener Prinzipien und Technologien durchgesetzt, die auf die speziellen Problemstellungen zugeschnitten sind. Das Buch läßt sich grob in zwei Teile gliedern. Im ersten Teil werden die physikalischen Effekte beschrieben, die die Grundlagen für die einzelnen Sensoren bilden. So ist je ein Kapitel den thermischen, optischen, magnetischen, piezo- und pyroelektrischen und den chemischen Phänomenen sowie dem Piezowiderstandseffekt gewidmet. Jeder Teilaspekt ist theoretisch beschrieben, und durch Anwendungsbeispiele wird der Praxisbezug hergestellt.

Der zweite Teil befaßt sich mit der Sensorsignalverarbeitung. Hier findet der Leser je ein Kapitel über die Grundlagen der Sensoreinzelsignalverarbeitung und über Sensorsysteme.

Die Einzelbeiträge sind von verschiedenen Autoren aus dem Hause Siemens mit einschlägigen Erfahrungen verfaßt. Jedes Kapitel enthält ein eigenes Quellenverzeichnis. Das Werk hat wissenschaftlich ansprechendes Niveau und ist Studierenden der angewandten Physik und der elektrischen Nachrichtentechnik sowie allen Fachleuten, die sich mit der Entwicklung und der Anwendung von elektrischen Sensoren befassen, gleichermaßen zu empfehlen.

Eine wertvolle Ergänzung zu dieser Thematik ist auch der nachfolgende Band 18 über amorphe und polykristalline Halbleiter.

Bodo Morgenstern

Amorphe und polykristalline Halbleiter. Aus der Reihe Halbleiter-Elektronik 18. Hrsg. Walter Heywang und Rudolf Müller. 242 Seiten, 106 Bilder und Tabellen, Format 23 cm x 15 cm, geheftet, Springer-Verlag Berlin – Heidelberg – New York – Tokyo 1984, Preis 68,– DM bzw. 26,40 US$, ISBN 3-540-12981-2.

Die spektakulären Erfolge der Halbleitertechnik der letzten vier Jahrzehnte basieren im wesentlichen auf dem Einsatz von Einkristallen. Dennoch hat sich auch die Technologie der Bauelemente auf amorpher und polykristalliner Basis – zumeist weniger beachtet – laufend weiterentwickelt und gerade in letzer Zeit zu interessanten Anwendungsmöglichkeiten besonders im Bereich peripherer Systeme geführt.

Das vorliegende Werk befaßt sich mit dieser Thematik. Dabei werden einige enge Bezüge zum Band 17 (Sensorik) dieser Reihe deutlich, da Sensoren zum Teil die hier behandelten Sondermaterialien verwenden. Nach bewährtem Prinzip wurden die Beiträge zu den einzelnen Themen von einem Kollektiv von Fachleuten verfaßt.

Der Leser findet insgesamt 5 Kapitel mit je einem Quellenverzeichnis. Zunächst wird die Theorie der amorphen Halbleiter und deren praktische Umsetzung in Bauelemente der Photo-, Solar-, Speicher- und Schutztechnik behandelt. Ein weiterer Beitrag befaßt sich mit den thermoelektrischen Bauelementen und deren Grundlagen (z. B. Thermoelemente, Seebeck- und Peltierelement). Als Gruppe der polykristallinen oxidischen Halbleiter werden die Heißleiter mit ihren verschiedenen Bauformen, Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten vorgestellt. Während die bisher behandelten Bauelemente vorwiegend Volumeneffekte ausnutzen, werden in den beiden nachfolgenden Kapiteln Komponenten diskutiert, bei denen Korngrenzeneffekte im Vordergrund stehen. Hier findet der Leser zunächst die Beschreibung der Kaltleiter auf der Basis von Bariumtitanat. Ein Beitrag über die Varistoren oder spannungsabhängigen Siliziumkarbid- oder Zinkoxidwiderstände beschließt das Werk.

Wie schon der zuvor besprochene Band 17 über Sensorik ist auch dieses Buch all denen sehr zu empfehlen, die sich in Studium, Ausbildung und Praxis mit der Entwicklung und der Anwendung von Halbleiterbauelementen befassen.

Bodo Morgenstern

Lärmmeßpraxis am Arbeitsplatz und in der Nachbarschaft. Aus der Reihe: Kontakt und Studium. Von Jörg Neumann. Hrsg. Wilfried J. Bartz und Elmar Wippler. 4., überarbeitete Auflage. 230 Seiten, zahlreiche Bilder und Tabellen, Format 21 cm x 14,5 cm, kartoniert, Expert Verlag, Grafenau 1983, Preis 46,– DM, ISBN 3-88508-887-8.

Aufgrund der gesetzlichen Bestimmungen, die den Menschen vor schädlichen Geräuscheinwirkungen schützen sollen, hat sich eine „Lärmmeßpraxis" entwickelt, die bundeseinheitlich in DIN-Normen, Richtlinien und Vorschriften festgelegt ist.

Im vorliegenden Buch werden neben den wesentlichen Grundlagen der Akustik die Schallausbreitung, der Aufbau des menschlichen Gehörs und insbesondere die Funktionsweise sowie die Anwendungsmöglichkeiten moderner Schallmeßgeräte behandelt. Außerdem werden die zur Zeit gültigen Meßverfahren zum Arbeits- und Nachbarschaftsschutz beschrieben, die den verantwortlichen Lärmschutzbeauftragten und Sicherheitsingenieuren in der Industrie und im kommunalen Bereich bekannt sein sollten. Im Anhang sind die wichtigsten Gesetze und Verordnungen, VDI-Richtlinien und DIN-Normen sowie Lärmschutzinformations- und Arbeitsblätter der gewerblichen Berufsgenossenschaften aufgeführt.

Die aufgezählten Prüfstellen für die Eignungs- und Güteprüfung nach DIN 4109 beziehen sich leider auf den Stand von 1973, was allerdings nicht dem Sinn einer überarbeiteten und erweiterten Auflage entspricht.

Georges Karamalis

Fernsehempfänger. Aus der Reihe: RFT-Service. Von Karl-Heinz Finke. 5., durchgesehene Auflage. 272 Seiten, 436 Bilder, 1 Tabelle, Format 21 cm x 14,5 cm, gebunden, VEB Verlag Technik, Berlin 1984, Preis 25,– DM, Bestellnummer 553 330 2.

Dieses Buch soll dem jungen Reparaturtechniker Wissenswertes über die rationelle Fehlersuche an Fernsehgeräten vermitteln und dem Fachmann als Nachschlagewerk dienen. Alle Schaltungen und Bilder beziehen sich ausschließlich auf Geräte aus DDR-Produktion. Auch die Halbleitertabellen sowie die Kennzeichnungsschlüssel für Bauelemente und Schaltkreise sind für die Bundesrepublik nicht anwendbar, da solche Bauteile bei uns in der Regel nicht erhältlich sind.

Die Beschreibung der verschiedenen Fehlermöglichkeiten und eine Anleitung zu ihrer Behebung sind das Hauptanliegen dieses Buches. Da in den Schaltungsbeispielen meist diskrete Transistorschaltungen oder zum Teil noch Röhrenschaltungen vorherrschen, lassen sich daraus Hinweise zur Reparatur der meisten älteren Fernsehgerätetypen ableiten.

Das Buch dürfte im wesentlichen für denjenigen von Interesse sein, der sich über den Stand der Fernsehtechnik in der DDR informieren möchte. Reinhard Gorol

Handbuch für den Filmvorführer. Von Günter von Hochmeister. Hrsg. Wirtschaftsverband der Filmtheater e. V. Bayern. 2., neuerschienene Auflage. 351 Seiten, zahlreiche Bilder und Tabellen, Format 22 cm x 18,5 cm, Lose-Blatt-Sammlung im Ringbuch, Wirtschaftsverband der Filmtheater e. V. Bayern, München 1984, Preis 50,– DM.

Das nun in Form einer Lose-Blatt-Sammlung in 2. Auflage erschienene Handbuch für den Filmvorführer enthält den gesamten, für die reibungslose technische Abwicklung einer Filmvorführung wesentlichen Wissensstoff. Das Buch ist in 11 Kapitel gegliedert: Einführung in die Kinoprojektion, Die Filmkopie, Der Filmprojektor, Licht und Optik der Filmprojektion, Tonwiedergabe, Elektrische Anlagen, Filmwickeleinrichtungen, Praktischer Vorführbetrieb, Sicherheitstechnik und Brandschutz, Spezialanlagen, Zum Nachschlagen. Jedes Kapitel endet mit einer Zusammenfassung und einer Reihe von Kontrollfragen zu dem vermittelten Wissensstoff. Ein Verzeichnis von Service-Adressen und ein Sachregister ergänzen das letzte Kapitel.

Es ist nicht zu übersehen, daß dieses Handbuch von einem alten Kinohasen stammt: Günter von Hochmeister hat hier in hervorragender Weise ein Werk geschaffen, das gleichermaßen für die Aus- und Weiterbildung des technischen Nachwuchses wie auch als Nachschlagewerk für den Filmtheaterpraktiker dient. Dies ist um so erfreulicher, da es für Filmvorführer seit vielen Jahren keine Ausbildungsunterlagen mehr gab. Nachdem auch die von einigen Projektorfirmen früher herausgegebenen Kinotaschenbücher nicht mehr erhältlich sind, dürfte dieses Handbuch einzigartig auf dem Markt sein. Es sollte daher in keinem Filmtheater fehlen. Rolf Hengstler

Basiswissen Elektronik. Band 4: Analog-(Linear-) Technik. Von Dietmar Benda. 235 Seiten, zahlreiche Bilder und Tabellen, Format 17,5 cm x 12 cm, kartoniert, VDE-Verlag, Berlin – Offenbach 1984, Preis 14,70 DM, ISBN 3-8007-1287-3.

Das vorliegende Werk soll nach dem Willen des Autors das notwendige Grundwissen für den Techniker von morgen vermitteln. Es ist – so die Ankündigung – nach neuesten didaktischen und methodischen Erkenntnissen konzipiert und zeichnet sich durch Praxisnähe und Anwenderorientiertheit aus. Der Interessentenkreis sind Studierende und Berufspraktiker.

Behandelt werden unter anderem folgende Themen: Definitionen und Grundbegriffe – passive und aktive Schaltungen – Strom- und Spannungsversorgungen – Verstärker – Schwingungsschaltungen – Modulatoren und Demodulatoren – integrierte Verstärker – aktive Filter – Analog/Digitalwandler.

Zwar entspricht der Stoffumfang dem Standard, und auch die äußere Aufmachung läßt nichts zu wünschen übrig, aber leider vermißt man bei der Darstellung eben gerade jene didaktischen und methodischen Qualitäten. Das drückt sich beispielsweise in vielen formalen Kleinigkeiten aus: Diskrepanzen zwischen Bezeichnungen im Text und in den Bildern, wahlloser Gebrauch von großen und kleinen Buchstaben für Widerstände, Spannungen und Ströme, willkürliches Setzen oder Weglassen von Spannungs- und Strompfeilen in den Schaltbildern usw. Hinzu kommen neben vielen Unklarheiten zum Teil auch sachlich falsche Darstellungen.

Der potentielle Interessent sollte, bevor er sich zur Anschaffung des Buches entscheidet, eine gründliche Analyse des breiten Marktangebotes betreiben.

Bodo Morgenstern

Zur Jahreswende 1984/85 hat die Redaktion wieder einige Jahr- und Taschenbücher erhalten, auf die an dieser Stelle hingewiesen werden soll:

ARD Jahrbuch 84. Hrsg. von der Arbeitsgemeinschaft der öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten. 426 Seiten, zahlreiche Bilder und Tabellen, Format 21 cm x 15 cm, kartoniert, Verlag Hans-Bredow-Institut, Hamburg 1984, Preis 14,80 DM, ISSN 0066-5746.

Das 16. ARD-Jahrbuch steht unter dem Motto „30 Jahre Deutsches Fernsehen". Eingeleitet wird das Buch durch einen gleichnamigen Artikel vom Intendanten des Süddeutschen Rundfunks, Hans Bausch. Dieser hat auch den Jahreskommentar 84 verfaßt. Einen Einblick in die Kriterien der Fernsehinformation gibt dann Franz Wördemann. Günter Rohrbach fordert in einem Aufsatz von der künftigen Medienpolitik „Eine Chance für das Fernsehspiel". Aus Anlaß der Erneuerung der ARD-Schaltzentrale geben Rainer Löhr, Peter Geeringer und Hans-Heinrich Blank einen Überblick über Entwicklung und Aufgaben. Der Verwaltungsdirektor des BR, Oskar Maier, beschäftigt sich in seinem Artikel mit der Problematik des schwindenden Eigenkapitals der Rundfunkanstalten und gibt Lösungsvorschläge für eine sachgerechte Finanzausstattung. Danach nimmt der Intendant des WDR, Friedrich-Wilhelm von Sell, Stellung zur Wirtschaftswerbung in den öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten und in den sogenannten Neuen Medien. Zum Abschluß berichtet der Technische Direktor der Deutschen Welle, Günter Roessler, von der weltweiten Planung für den Kurzwellenrundfunk.

Auf den Artikelteil folgen die Kapitel Chronik und Berichte 1983, Organisation und Personalien, Statistik 1983 und Dokumente. Den Abschluß bildet wie immer das nach Personen, Sachen, Sendetiteln, Abkürzungen und Abbildungen sortierte Register. Die Redaktion

ZDF Jahrbuch 1983. Hrsg. vom Zweiten Deutschen Fernsehen, Mainz 1984. 270 Seiten, zahlreiche Bilder, Tabellen und mehrfarbige Grafiken. Format 22,5 cm x 17 cm, Leineneinband.

Das neue ZDF-Jahrbuch ist wieder in die sechs Abschnitte Fernsehanstalt, Programm, Technik, Administrative Voraussetzungen, ZDF und die Öffentlichkeit sowie Dokumentation gegliedert. Im Abschnitt Fernsehanstalt reflektiert der Intendant Dieter Stolte über Zukunftssicherung im medienpolitischen Umbruch. Er fordert von der Medienpolitik eine Bestandsgarantie in quantitativer und qualitativer Hinsicht für die öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten. Nur so sei auf Dauer eine Mindestausstattung an kultureller Infrastruktur in unserem Land zu sichern. Mit den rundfunk- und verfassungsrechtlichen Aspekten zur Mediendiskussion befaßt sich darauf der Justitiar des ZDF.

Im Abschnitt Programm berichten 14 Mitarbeiter des ZDF über ihre Arbeit, wie dies 4 Mitarbeiter der Technik im darauffolgenden Abschnitt tun. Ein Aufsatz über den Stand des Satellitenfernsehens im deutschsprachigen Raum und Erläuterungen zu den Finanzen des ZDF bilden den Abschnitt „Administratives". In „Das ZDF und die Öffentlichkeit" wird über die IFA '83 in Berlin und die 16. Mainzer Tage der Fernsehkritik berichtet. Aufsätze über Zuschauerverhalten und Publikumsresonanz beschließen diesen Abschnitt. Im letzten Abschnitt befinden sich wieder die Programmchronik, eine Liste der errungenen Fernsehpreise sowie ein Anschriftenverzeichnis der Landesstudios. Die Redaktion

Jahrbuch für Optik und Feinmechanik 1985. Hrsg. Horst Zarm. X, 314 Seiten, zahlreiche Bilder und Tabellen, Format 17 cm x 11 cm, Leineneinband, Fachverlag

Schiele & Schön, Berlin 1985, Preis 38,– DM, ISBN 3-7949-0418-4.

Der vorliegende Band des nun im 32. Jahrgang erscheinenden Jahrbuchs ist wieder in die drei Abschnitte Optik, Mechanik und Kurzberichte unterteilt. Als erstes werden im Abschnitt Optik in einem geschichtlichen Rückblick die Entwicklungsstufen des Mikroskops nachgezeichnet. Danach wird die Berechnung und Korrektion einfacher Mikroskopoptiken durchgeführt und ein Programmvorschlag für Kleincomputer vorgestellt. Die folgenden Beiträge über optische Probleme bei Stereomikroskopen und über Fortschritte in der Augenheilkunde schließen den Bereich des „Kleinen" ab. Vom „Großen" berichten Aufsätze über astronomische Großgeräte und über den Einsatz extraterrestrischer Instrumente und Kameras.

Dem Abschnitt Mechanik wird zum 50jährigen Jubiläum der ROBOT-Kamera ein geschichtlicher Überblick vorangestellt. Dann folgt ein allgemeiner Abriß über die Mikromechanik. An die anschließende Einführung in die Technik der Herstellung von Kleinstbohrmaschinen fügt sich eine grundlegende Ausarbeitung zum Thema Sensoren als wichtige Bausteine der Automatisierung an. Den Abschluß bildet ein Beitrag aus der Meßtechnik, die Rollwinkelmessung. Darauf folgen wie alle Jahre die Kurzberichte, Anzeigen- und Bezugsquellen sowie das Firmenverzeichnis.

Wie seine Vorgänger, so ist auch dieses Jahrbuch wieder ein nützliches Hand- und Informationsbuch, das jedem, der mit Optik und Feinmechanik zu tun hat, empfohlen werden kann. Die Redaktion

Taschenbuch der Fernmelde-Praxis 1985. Hrsg. Heinz Pooch. Redaktion Alfons Kaltenbach und Heinz Pooch. XXII, 518 Seiten, zahlreiche Bilder und Tabellen, Format 15,5 cm x 10,5 cm, abwaschbarer Plastikeinband, Fachverlag Schiele & Schön, Berlin 1985, Preis 39,– DM, ISBN 3-7949-0417-6.

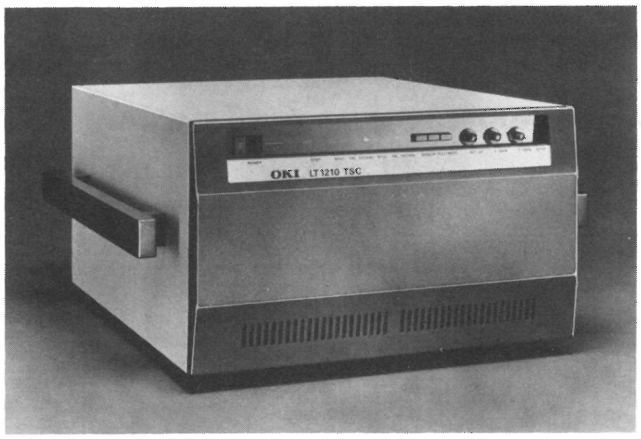
Der 22. Jahrgang des Taschenbuches steht unter dem Zeichen der Digitaltechnik. Hierin nimmt das Kapitel Digitalsignal-Richtfunk-Übertragungstechnik den größten Raum ein. Aber auch Kabellinien für Digitalsignal-Übertragung werden eingehend behandelt. Weiter wird in einem Kapitel die Problematik des Einsatzes digitaler Systeme in analogen Netzen betrachtet. In der digitalen Vermittlungstechnik behandeln zwei Beiträge praktische Fragen der Objektplanung und der Aufstellung technischer Einrichtungen; zwei weitere Beiträge befassen sich mit Prüfroutinen. Die Redaktion

NACHRICHTEN

Das Problem der Normwandlung

Die diesjährige Photokina hat gezeigt, daß der Film als optisches Speichermedium zunehmend von elektronischen Speichern verdrängt wird. Der wichtigste unter ihnen ist das Magnet- oder Videoband. Daß das Videoband den Film noch nicht völlig ablösen konnte, hat zwei Gründe. Einmal ist die Auflösung beim Videoverfahren geringer und zum anderen besteht das Problem der unterschiedlichen nationalen Videonormen. Es existieren NTSC, SECAM und die verschiedenen PAL-Varianten.

An hochauflösenden Videoverfahren wird gearbeitet, und der Übergang zwischen den nationalen Normen läßt sich mit Normwandlern zunehmend einfacher vollziehen. Solange das vorhandene und das gewünschte Bild die gleiche Zeilenzahl und die gleiche Bildfrequenz haben, wie etwa SECAM und PAL, ist die Umwandlung kein Problem. Das FBAS- oder Kompositsignal wird demoduliert und die so erhaltenen Luminanz- und Chrominanzanteile speisen einen Modulator für die gewünschte Norm. Bedeutend schwieriger ist die Wandlung zwischen einem 60-Hz-Standard, also NTSC oder PAL M und einer europäischen Norm, PAL oder SECAM.



Der OKI LT 1012 gilt als der kleinste Normwandler der Welt

Bevor die digitale Signalverarbeitung im Videobereich Stand der Technik wurde, waren Normwandler aufwendige und qualitätsmindernde Einrichtungen. Im Prinzip handelte es sich um Bildabtaster der einen Norm, die das Schirmbild der anderen Norm aufnahmen. Die Digitaltechnik brachte Vereinfachungen und Qualitätsverbesserungen. Nach geeigneter A/D-Wandlung wird das Bild mit seiner Zeilenzahl in mehrere Digitalspeicher eingegeben und mit der anderen Zeilenzahl ausgelesen. Für eine unsichtbare Interpolation der Bewegungen innerhalb einer Bildfolge hat man bisher bis zu sechs Halbbilder derart gespeichert. Dafür wurde dann auch eine entsprechende Verzögerung des Begleittons erforderlich.

Durch eine neuartige Interpolationsschaltung beim OKI-Normwandler kann man sich bei ihm auf die Speicherung von zwei Halbbildern beschränken, ohne daß Bewegungen die Bildqualität beeinträchtigen. Mit der Verwendung dynamischer 64-kBit-RAMs sind bei ihm auch die entsprechenden Speicher-Printkarten vergleichsweise klein geworden. Wegen der sehr kurzen Bildverzögerung entfällt schließlich die Notwendigkeit der Tonverzögerung.

Damit ließ sich der ganze Normwandler OKI LT 1012 in einem 19″-Gehäuse mit nur acht Höheneinheiten unterbringen. Natürlich hat diese Reduzierung des Aufwandes auch seine Auswirkung auf den Preis. Mit dem OKI LT 1012 ist damit die Normwandlung nicht mehr Spezialfirmen vorbehalten, und die Einschränkung der Videospeicherung durch nationale Schranken dürfte in Zukunft entfallen. Nach einer EMT-FRANZ-Presseinformation

Das Jahresprogramm 1985 der Schule für Rundfunktechnik

Das soeben erschienene Jahresprogramm der Schule für Rundfunktechnik informiert ausführlich über das Gesamtangebot an Aus- und Fortbildungsmaßnahmen für Rundfunkmitarbeiter und über die von der SRT

vertriebenen Lernmittel. Das Bildungsangebot der SRT überdeckt die Bereiche Fernsehtechnik, Hörfunktechnik und Sendertechnik. Die meisten Kurse dauern eine Woche; einige dauern 2 Wochen. Die Fortbildungskurse sind zum überwiegenden Teil Rundfunkmitarbeitern vorbehalten. Nur in Einzelfällen können auch Interessenten von außerhalb der deutschen Rundfunkanstalten zugelassen werden; sie müssen, falls sie einen Platz erhalten können, eine Kursgebühr von 220,– DM pro Kurstag entrichten.

Ein Teil der SRT-Lernmaterialien ist über den Buchhandel erhältlich; ein anderer Teil wird von der SRT vertrieben.

Der Umfang des SRT-Kursangebotes wird derzeit noch von den beschränkten räumlichen und personellen Möglichkeiten im 20 Jahre alten SRT-Gebäude begrenzt. Anfang 1985 wird ein Erweiterungsbau begonnen; voraussichtlich ab 1987 wird dann eine wesentlich vergrößerte Fortbildungskapazität zur Verfügung stehen.

Nach einer SRT-Presseinformation

Regionalisierung – auch beim Hörfunk des Hessischen Rundfunks

Mit der Inbetriebnahme von zwei neuen Regionalstudios hat der hr am 1. Oktober 1984 seine bisher etwas eingeschränkte Regionalisierung ausgedehnt. Bis zum Herbst dieses Jahres gab es lediglich für den nordhessischen Raum täglich ein halbstündiges Regionalprogramm, das „Nordhessen-Journal". Hinzugekommen sind nun für die südhessische Region (Odenwald, Bergstraße) das „Südhessen-Journal", das aus einem neuen Studio in Bensheim gesendet wird, und für das Ballungszentrum Rhein-Main (Wiesbaden bis Hanau) das „Rhein-Main-Journal", für das im Frankfurter Funkhaus ein neues Studio eingerichtet wurde.

Ziel dieser Regionalisierung ist es, den Hörer möglichst nah an seinem Wohnort mit speziellen regionalen bzw. lokalen Informationen zu versorgen. Da bisher hierfür keine neuen Frequenzen zur Verfügung stehen, wird zu bestimmten Zeiten („regionale Fenster") die Senderkette eines Programms aufgetrennt, damit die einzelnen Sender die regional unterschiedlichen Programme ausstrahlen können (Splitting).

Für die technische Ausstattung der Regionalstudios wurde ein kostengünstiges Einheitskonzept gefunden, das auch bei einer möglichen Ausdehnung der Regionalisierung zur Einrichtung weiterer Studios genutzt werden kann (z. B. in Mittel- und Osthessen). Dies bedeutet für die Betriebsabwicklung insbesondere eine wesentliche Erleichterung bei der Personaldisposition. Gewählt wurde ein portables Mischpultsystem (N20-Technik, Neumann), welches modular aufgebaut ist und gegebenenfalls bei steigenden Anforderungen durch redaktionelle

Bild 1
Regiepult in N20-Technik

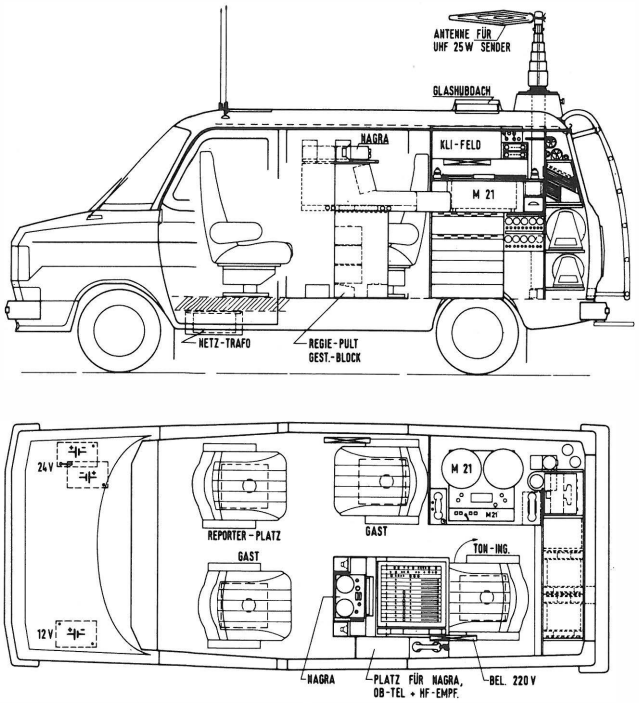


Bild 2
Schnellreportagewagen

Bild 3
UKW-Senderstandorte der Hörfunk-Regionalprogramme (bzw. des 1. Hörfunkprogramms)
N = Nordhessen
S = Südhessen
RM = Rhein-Main-Gebiet

Änderungswünsche relativ einfach erweitert werden kann (**Bild 1**).

Weiterhin sind die Studios selbstverständlich mit allen für die Abwicklung von Magazinsendungen notwendigen drahtgebundenen und drahtlosen technischen Einrichtungen ausgerüstet (Magnettongeräte M 21 von Telefunken, Plattenspieler EMT 948, ein Aufnahmeraum für Diskussionsrunden mit bis zu sechs Teilnehmern, Kassettenrecorder usw.). Ein neu konzipierter Schnellreportagewagen (**Bild 2**), der außer normalen Wortbeiträgen (Interviews usw.) auch kleinere Musikdarbietungen übertragen kann, steht für die Vorproduktionen oder Live-Einspielungen über Leitung, Sprechfunk oder UHF-Reportagesender dem Regionalstudio zur Verfügung.

Seit dem 1. Oktober 1984 senden diese drei Studios täglich von 16.05 bis 17.00 Uhr ein magazinähnliches Regionalprogramm. Im nord- und südhessischen Raum werden diese Programme über die UKW-Frequenzen des 1. Hörfunk-Programms übertragen (**Bild 3**).

Nordhessen (N):

Hoher Meißner	99,0 MHz, 90 kW (ERP)
Biedenkopf	91,0 MHz, 95 kW (ERP)
Rimberg	91,25 MHz, 30 kW (ERP)

Südhessen (S):

Hardberg	90,6 MHz, 20 kW (ERP)
Würzberg	88,1 MHz, 3 kW (ERP)

Da im Rhein-Main-Gebiet zwei Sender kleinerer Leistung zusätzlich zur Verfügung standen, konnte auf ein Splitting in dieser Region verzichtet werden.

Rhein-Main-Gebiet (RM):

Frankfurt	90,4 MHz, 300 W (ERP)
Wiesbaden	97,2 MHz, 50 W (ERP)

Während der Ausstrahlung der Regionalprogramme wird das normale 1. Hörfunk-Programm außer über die Mittelwellensender Frankfurt (594 kHz) und Hoher Meißner (59 kHz) noch über die UKW-Frequenz des Großen Feldbergs (94,4 MHz) und über zwei kleinere Stadtsender in Fulda (102,5 MHz) und Marburg (102 MHz) ausgestrahlt.

Ulrich Tilse
Hessischer Rundfunk, Frankfurt

MBB-ERNO und ANT bauen für die Bundespost drei Fernmeldesatelliten vom Typ DFS „Kopernikus"

Die Deutsche Bundespost wird ab 1987/88 einen Teil ihrer Dienste „in den Weltraum verlegen". Dafür wird das Deutsche Fernmeldesatellitensystem DFS entwickelt und gebaut. Siemens, ANT Nachrichtentechnik, MBB-ERNO und SEL bilden das nationale Konsortium, das für das Gesamtsystem, bestehend aus Satelliten und entsprechenden Bodenstationen, Ende 1983 den Auftrag erhalten hat.

Im Rahmen dieses Auftrages sind MBB-ERNO und ANT als Konsortium R-DFS für die Satelliten zuständig. Für die Gesamtkoordination der Arbeiten haben ANT und MBB-ERNO eine gemeinsame Projektgruppe mit Sitz in Backnang gegründet. Nach Abschluß der ersten Entwicklungsstufe sind in Bremen entsprechende Verträge zwischen den beiden Firmen unterzeichnet worden.

MBB-ERNO, die Raumfahrtgruppe von Messerschmitt-Bölkow-Blohm GmbH mit den beiden Standorten Bremen und Ottobrunn, ist für Entwicklung und Bau der drei Satellitenplattformen sowie für die Systemintegration in Bremen und die Startdienste verantwortlich. Die Aufgaben sind zwischen den beiden Standorten der Raumfahrtgruppe wie folgt verteilt: Die Ottobrunner Mannschaft baut die Solargeneratoren, das Zweistoff-Antriebssystem sowie die Bahn- und Lageregelung, beschafft die Bauteile und stellt die elektrischen Bodenunterstützungsanlagen bereit. In Bremen arbeitet das Projektteam, das die Gesamtkoordination für die Satellitenplattform hat. Hier werden die Strukturen und der Thermalhaushalt entwickelt sowie die mechanischen Bodenunterstützungsanlagen gebaut. Die Gesamtintegration der Satelliten, Test, Transport zum Startplatz sowie Startvorbereitung gehören ebenfalls zum Bremer Aufgabenpaket.

ANT Nachrichtentechnik in Backnang entwickelt und baut die nachrichtentechnische Nutzlast, die für die Übertragung von Telefon, Telex, Daten, Fernsehen, Rundfunk, Videokonferenzen und neuen Diensten genutzt wird. Dazu gehören der Repeater mit 17 Übertragungskanälen sowie die Antennen zur Ausleuchtung der Bundesrepublik Deutschland einschließlich West-Berlin. Die maximale Übertragungskapazität beträgt über 20 000 Telefonkanäle oder 14 Fernsehprogramme bzw. Kombinationen daraus.

Der erste der drei Fernmeldesatelliten DFS „Kopernikus" wird in der zweiten Jahreshälfte 1987 von der europäischen Trägerrakete ARIANE in eine geostationäre Umlaufbahn gebracht. Der zweite Satellit soll im April 1988 gestartet werden. Der dritte Satellit bleibt als Reserveeinheit am Boden.

Nach einer ANT/MBB-ERNO-Presseinformation

Neue Erdefunkstelle der DBP in Fuchsstadt

Vor rund einem Jahr hat die Deutsche Bundespost den Auftrag erteilt, zwei Intelsat-Standard-A-Antennenanlagen für die neue Erdefunkstelle Fuchsstadt (Unterfranken) zu errichten. Jede der beiden Antennenanlagen hat einen 32-m-Parabolreflektor auf einem Antennengebäude, in dem sich die nachrichtentechnischen Spezialgeräte für die Verbindung zum Satelliten sowie die Einrichtungen zur Antennennachführung befinden. Die Re-

flektoren mit einem Gewicht von jeweils etwa 100 Tonnen werden aus Kostengründen vollständig am Boden montiert und mit Hilfe eines Spezialkrans auf das Antennengebäude gehoben.

Die Deutsche Bundespost baut Fuchsstadt – neben Raisting in Oberbayern und Usingen im Taunus – zu einer weiteren großen Erdefunkstelle aus. Auch die beiden neuen Antennenanlagen im fränkischen Saaletal werden interkontinentalen Nachrichtenverkehr über Intelsat-V-Satelliten abwickeln, die in rund 36 000 km Höhe über dem Atlantischen und dem Indischen Ozean positioniert sind. Die Anlagen werden im Frequenzbereich um 6 GHz in Richtung zum Satelliten und im Bereich um 4 GHz in der umgekehrten Richtung arbeiten und dabei Sprach-, Daten- und TV-Signale übertragen. Die Inbetriebnahme der ersten Antennenanlage ist im Frühjahr, die der zweiten im Sommer 1985 geplant.

Nach einer Siemens-Presseinformation

Karl Otto Bäder 25 Jahre bei EMT

Dipl.-Ing. Karl Otto Bäder wollte zunächst Tonmeister werden, doch dann ging er 1960 nach dem Studium an der TU und an der Musikhochschule Berlin zu EMT. Ab 1962 war er für drei Jahre als Technischer Leiter am Aufbau der EMT-Tochterfirma in der Schweiz beteiligt. Zurück in Lahr übernahm er im Stammhaus die Entwicklungsleitung und erhielt 1972 die Prokura.

Durch zahlreiche Veröffentlichungen und Vorträge erwarb sich Karl Otto Bäder den Ruf eines international anerkannten Fachmannes auf dem Gebiet der Elektroakustik. Die Audio Engineering Society ehrte ihn durch die Verleihung ihrer Fellowship. Akzente gesetzt hat er besonders bei der Einführung der Digitaltechnik im Tonstudiobereich. Nach einer EMT-FRANZ-Presseinformation

Neuer Leiter des Technischen Zentralbereichs im Bayerischen Rundfunk

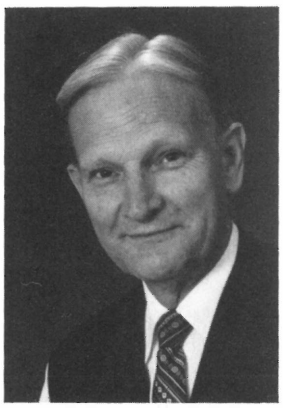
Dipl.-Ing (FH) Herbert Tillmann ist seit 1. Januar 1985 neuer Leiter des Technischen Zentralbereichs des Bayerischen Rundfunks in der Nachfolge von Reinhard Schneider, der nach 38jähriger Tätigkeit im Bayerischen Rundfunk Ende 1984 in den Ruhestand trat.

Herbert Tillmann, der Elektrotechnik an der Fachhochschule München studierte, gehört seit 1973 dem Bayerischen Rundfunk an. Er leitete einige Jahre lang die Gruppe Rechnertechnik innerhalb der Hauptabteilung Produktion Hörfunk und wirkte beim Aufbau der automatischen Sendeablaufsteuerung mit. Zuletzt war Herbert Tillmann Leiter des Referats Zentrale Aufgaben in der Technischen Direktion.

Dem Technischen Zentralbereich obliegen vor allem die Technische Information, die Rundfunkversorgungs- und Sendernetzplanung sowie die Frequenzplanung- und -abstimmung.

PERSÖNLICHES

Hermann Eden im Ruhestand



Als ich Hermann Eden in einer Laudatio einen Mann nannte, „der zwei Stufen auf einmal nimmt", widersprach er entschieden. Aufs Treppensteigen bezogen hätte ich wohl recht, sonst aber habe er ruhig und stetig einen Schritt nach dem anderen getan. Das stimmt, obwohl man sagen kann, daß er in seiner Berufslaufbahn schnell in verantwortliche Positionen kam. 1953, nur vier Jahre nach einem glänzenden Examen, arbeitete er in der damaligen Arbeitskommission 7 der ARD an Problemen der Frequenzplanung mit; 1956 nahm er bereits an internationalen Verhandlungen teil, als es um Frequenzplanung für Fernsehen ging, und 1958 wurde der Mitglied der Arbeitsgruppe K der UER.

Mit dem Begriff Frequenzplanung ist ein Stichwort genannt, das für Hermann Edens Berufsweg sowohl in seinen ersten acht Jahren beim Südwestfunk als auch in der daran anschließenden Zeit beim Institut für Rundfunktechnik entscheidende Bedeutung hat. Daß sich das IRT für den deutschen Rundfunk seit den fünfziger Jahren eine international führende Position bei der Entwicklung von Planungsverfahren erwerben konnte, ist zu einem ganz wesentlichen Teil das Verdienst Hermann Edens. In der Niederlassung Hamburg des IRT entstanden in einer außerordentlich fruchtbaren Zusammenarbeit mit seinen Kollegen Fastert und Kaltbeitzer die theoretischen Grundlagen und praktischen Ausformungen der Verfahren zur Frequenzplanung, die dann zunächst bei den damals neu entstehenden Sendernetzen des Fernsehens (VHF, UHF) und in der Folge für den AM-Hörfunk im Bereich der Lang- und Mittelwellen ihre Anwendung fanden, nachdem sie in Ansätzen bereits Anfang der fünfziger Jahre für den neuen FM-Hörfunk im UKW-Bereich entwickelt worden waren. Die Reihe der wichtigen internationalen Wellenkonferenzen, an deren Vorbereitung und Durchführung sich Hermann Eden so wesentliche Verdienste erwarb, reicht von den beiden Stockholmer Konferenzen 1952 und 1961 über die „afrikanischen" Konferenzen VHF/UHF Genf 1964 und LW/MW Genf 1966, die Darmstädter UKW-Tagung 1971, die Konferenz für den Weltraumfunkdienst 1971, die LW/MW-Konferenz Genf 1974/75 und die Planungskonferenz für den Satellitenrundfunk Genf 1977 bis zur ersten Phase der Kurzwellenkonferenz 1983 und schließlich zur UKW-Konferenz Genf 1982/1984.

Hermann Eden, 1921 in Hamburg geboren, erlebte 1939 im Jahre seines Abiturs den Ausbruch des Zweiten Weltkriegs. Als Leutnant der Luftnachrichtentruppe in Narvik lernte er Norwegisch, was ein bezeichnendes Licht auf den Stilisten und Sprachenkenner Eden wirft, der sich auf Französisch ebenso gewandt und präzise auszudrücken weiß wie auf Englisch. Das noch während des Krieges in Dresden begonnene Studium schloß er 1949 „mit Auszeichnung" als Dipl.-Ing. in Karlsruhe ab.

Eindrucksvoll ist die Reihe der wissenschaftlichen Publikationen, die als Marksteine seine Berufsarbeit kennzeichnen. Sie zeigen nicht nur den profunden Sachkenner Hermann Eden, sondern bestechen auch durch stilistisch geschliffene, didaktisch klare Gedankenführung. Im neu erscheinenden Handbuch der Hochfrequenztechnik (früher Meinke-Gundlach) schrieb er das Kapitel Rundfunktechnik. Hermann Eden war ein geschätzter Referent vieler nationaler und internationaler Seminare und Tagungen. An der Fachhochschule Hamburg nahm er einen Lehrauftrag wahr. Seit 1972 war er wissenschaftlicher Tagungsleiter der NTG-Fachtagungen Hörrundfunk.

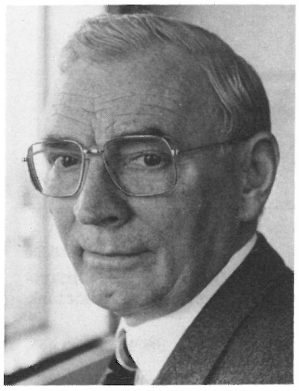
Seine herausragende Bedeutung für die internationale Arbeit in der Europäischen Rundfunkunion und im CCIR

spiegelt sich wider im Vorsitz der Arbeitsgruppe V der UER (seit 1977) und im stellvertretenden Vorsitz der Studienkommission X des CCIR (seit 1979). Dieser internationalen Tätigkeit Hermann Edens entsprach ganz folgerichtig eine umfangreiche Arbeit in Kommissionen und Arbeitsgruppen im nationalen Bereich für die Rundfunkanstalten der ARD und das ZDF, so beispielsweise seit 1973 der Vorsitz in der Arbeitsgruppe Rundfunkversorgung (ARV) und seit 1972 der Ko-Vorsitz in der von Post und Rundfunk gemeinsam getragenen Gemischten Expertengruppe (GEG).

Das Zentrum der ausgreifenden Tätigkeit in all diesen Jahren war jedoch für Hermann Eden stets das Institut für Rundfunktechnik, dessen wissenschaftlichen Ruf und Erfolg zu begründen und stetig weiterauszubauen seine Hauptsorge galt. Er tat das in Positionen mit stets wachsender Verantwortung als Leiter der Abteilung Hochfrequenztechnik, dann der Abteilung Rundfunkversorgung in Hamburg und schließlich seit 1976 als Leiter des Fachbereichs Rundfunkversorgung und Sendertechnik in München. Es gelang ihm dabei immer wieder, seine Begeisterung für neue Wege zielgerichteter Forschung und Entwicklung auf seine Mitarbeiter zu übertragen. Stets setzte er seine ganze Tatkraft dafür ein, diese seine Mitarbeiter in ihrer beruflichen und menschlichen Entwicklung zu unterstützen und zu fördern. Die Integrationskraft seiner Persönlichkeit wirkte hier für das ganze Institut ebenso beispielgebend wie seine eigene konsequente und erfolgreiche wissenschaftliche Arbeitsweise und Leistung. Seinen Rat suchten und fanden die Kollegen des Instituts ebenso wie diejenigen des Rundfunks in Deutschland und vielen Ländern der Welt. Sein stets abgewogenes und unbestechliches Urteil hatte Gewicht, weil alle wußten, daß es der Sache wegen und nicht aus Opportunitätsgründen heraus gegeben wurde. Seine vielen Mitarbeiter und Freunde danken Hermann Eden für so viele sachlich fruchtbaren sowie menschlich erfreulichen und hilfreichen Begegnungen. Nach einer so großen Zahl von Jahren, in denen er oft für Wochen und Monate durch Dienstreisen von der Familie getrennt war, hat einen glücklichen Ruhestand, in den er mit Beginn dieses Jahres eintrat, keiner mehr verdient als Hermann Eden. Wir alle wünschen ihm für diesen seinen „dritten Lebensabschnitt" glückliche Jahre an der Seite seiner lieben Frau und im Kreis der Familie.

Ulrich Messerschmid

Rolf Thiele ging in den Ruhestand



Am 26. August 1984 feierte Dr. rer. nat. Rolf Thiele seinen 63. Geburtstag und schied damit zum Ende des Jahres aus seinem Amt als Technischer Direktor des Hessischen Rundfunks aus.

Rolf Thiele wurde in Bockenem/Harz geboren, bestand in der Oberschule Seesen im März 1940 seine Reifeprüfung. Nach den Jahren des Wehrdienstes von 1940 bis Kriegsende begann er ein Physikstudium an der Universität Göttingen, das er im Juli 1951 mit dem Diplomexamen abschloß. Es folgten zwei Jahre wissenschaftlicher Arbeit im III. Physikalischen Institut der Universität Göttingen. 1953 wurde er zum Dr. rer. nat. promoviert.

Seine Tätigkeit für den Rundfunk begann im Oktober 1956 als Betriebsingenieur für Raum-, Bau- und Elektroakustik sowie Sendernetzplanung beim Südwestfunk Baden-Baden. Als Direktor und Geschäftsführer leitete er von 1965 bis 1970 die Rundfunk-Betriebstechnik GmbH in Nürnberg und wurde dann 1970 als Nachfolger von Dr. Franz Miseré zum Technischen Direktor des Hessischen Rundfunks berufen.

Die exakte Denkweise des Physikers, die Vorliebe für astronomische Berechnungen, jedoch ebenso der Hang zum Schöngeistigen – insbesondere der Literatur, aber auch Musik und Geschichte – charakterisieren die Persönlichkeit Rolf Thieles.

Die Erfolge in den verschiedenen Stationen seiner beruflichen Laufbahn machen die Vielseitigkeit seiner Begabungen und sein umfangreiches, hervorragendes Fachwissen deutlich. In vielen Bereichen der Technik, insbesondere beim Aufbau der ARD-Sternpunkte in Frankfurt, hat Rolf Thiele bedeutende Beiträge geleistet. Sein stets waches Interesse auch an Fragen, die den unmittelbaren Problemen seiner Aufgabe fernliegen, seine Flexibilität, bewiesen sich auch über die heimischen Grenzen hinaus durch seine Arbeit auf internationaler Ebene. Nach mehreren Jahren der Mitwirkung in der UER-Arbeitsgruppe P wurde Rolf Thiele ab 1. Januar 1978 mit der ARD-Vertretung in der Technischen Kommission der UER betraut.

Von seinem Fachwissen und seinen Erfahrungen haben viele technische und wissenschaftliche Gesellschaften und Institutionen, deren Mitglied er ist, profitiert. Genauso entsprach es seiner humanitären Einstellung, seine knapp bemessene Freizeit dazu zu verwenden, als Lehrbeauftragter an der Technischen Hochschule Darmstadt seine Erkenntnisse an die jüngere Generation weiterzugeben. Zudem stammt eine beachtliche Reihe von Veröffentlichungen, insbesondere zu raumakustischen Problemen, aus seiner Feder.

Rolf Thiele hat sich durch seine Leistungen und seinen engagierten Einsatz, gleichwohl aber auch durch Loyalität und Fairneß seinen Kollegen und Mitarbeitern gegenüber Anerkennung und Wertschätzung erworben. Wenn er nun nach 29 Jahren der Verantwortung und Pflichterfüllung im Dienste des Rundfunks sein Amt als Technischer Direktor abgegeben hat, so wird die gewonnene Freiheit seinen literarischen und wissenschaftlichen Interessen und Neigungen zugute kommen.

Alle Freunde, Kollegen und Mitarbeiter wünschen ihm für den begonnenen neuen Lebensabschnitt alles Gute und beste Gesundheit!

Gerhard Lahann

Reinhard Schneider im Ruhestand

Ende vergangenen Jahres beendete der Leiter des Technischen Zentralbereichs im Bayerischen Rundfunk, Reinhard Schneider, seine aktive Dienstzeit.

Reinhard Schneider wurde in Ulm geboren. Während des Zweiten Weltkriegs studierte er in Tübingen und München Physik. Anschließend arbeitete er in der Zentralversuchsstelle für Hochfrequenzforschung in Dornstadt bei Ulm.

1946 bewarb er sich bei Radio München, aus dem später der Bayerische Rundfunk hervorging. Seine Rundfunklaufbahn führte ihn vom Tontechniker und Toningenieur im Betriebs- und Probendienst des Funkhauses zum Assistenten der Technischen Direktion, dann zum Leiter der Technischen Information und schließlich zum Leiter des Technischen Zentralbereichs.

Seine fundierten Kenntnisse in der Geschichte des Rundfunks sind seit Jahren viel gefragt: So wurde Reinhard Schneider im Jahr 1980 mit der Federführung der Arbeitsgruppe „Geschichte der Rundfunktechnik" beauftragt, die von der Technischen Kommission ARD/ZDF eingesetzt worden war und die sich aus Vertretern aller Rundfunkanstalten zusammensetzt. Ferner ist Reinhard Schneider Vorstandsmitglied des „Studienkreises Rundfunk und Geschichte".

Hochgeschätzt ist Reinhard Schneider auch als Autor technischer Beiträge. Er schrieb Hunderte von Artikeln aus den verschiedensten Bereichen der Rundfunktechnik für Fachzeitschriften und Medieninformationsdienste. Immer wieder gelang es ihm, auch schwierige technische Vorgänge und Zusammenhänge anschaulich und lebendig, aber trotzdem fachlich korrekt darzustellen.

Seit Anfang 1981 leitete Reinhard Schneider den Technischen Zentralbereich des Bayerischen Rundfunks, dem insbesondere die Technische Information, die Rundfunkversorgungs- und Sendernetzplanung sowie die Frequenzplanung und -abstimmung obliegen.

Seine Mitarbeiter bedauern, daß Reinhard Schneider nun den Bayerischen Rundfunk verläßt, um in seinen wohlverdienten Ruhestand zu gehen, war er doch im Kollegenkreis wegen seiner Fachkenntnisse, aber auch wegen seiner stets freundlichen Wesensart und wegen seiner stetigen Hilfsbereitschaft außerordentlich beliebt.

Nach fast 40 Jahren im Dienst des Bayerischen Rundfunks wünschen ihm all seine Kollegen und Freunde nun noch viele glückliche Jahre an der Seite seiner Frau sowie weiterhin gute Gesundheit und viel Freude an seinem Hobby, der Geschichte der Rundfunktechnik.

Ulrich Paasche

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, Fernschreiber 5/215 605 irtm d.

Redaktioneller Beirat: Dr. N. Mayer, 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 Versandspesen. Bezugsbedingungen: Bestellungen über den Buchhandel oder beim Verlag. Abbestellungen müssen 6 Wochen vor Ablauf des Kalenderjahres vorliegen. Einzelhefte werden nach Umfang berechnet und über den Buchhandel ausgeliefert. Auslieferungsdatum 12. 3. 1985. Einzelpreis dieses Heftes 31,40 DM. Alle Rechte vorbehalten. Nachdrucke, auch auszugsweise sowie anderweitige Vervielfältigungen sind nur mit schriftlicher Genehmigung des Verlages gestattet.

Anzeigenverwaltung: Mensing GmbH + Co KG, Schützenwall 9—11, 2000 Norderstedt, Ruf (040) 5 25 20 11 und alle Werbungsmittler. Zur Zeit gilt Anzeigenpreisliste Nr. 16.

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