

RUNDFUNK- TECHNISCHE MITTEILUNGEN

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

INSTITUT FÜR
RUNDFUNKTECHNIK GMBH

AUS DEM INHALT:

- Karl-Ulrich Oberlies*
Andreas Neumann Realisierung einer Versuchsanlage für die rechnergestützte Sendeabwicklung im Hörfunk
- Wolfram Tippe* Zur Dimensionierung von Erdnetzsystemen für vertikale LW- bzw. MW-Monopolantennen
- Theodor Bossert, Armin Lau*
Wolfgang Blobel, Dieter Hoff Vergleichende Untersuchung bei Horizontal- und Zirkularpolarisation für den UKW-Heim- und -Kfz-Empfang
- Walter Flor* Prüfzeilentechnik und Beurteilung der Signalqualität in Fernsehsendernetzen
- Albert Kaufmann* Ausstellung der National Association of Broadcasters (NAB-Convention)
- Dietrich Sauter* Rundfunkspezifische Software
Implementierung eines PEARL-Programmiersystems
- Tagungen und Ausstellungen - Buchbesprechungen - Nachrichten - Persönliches

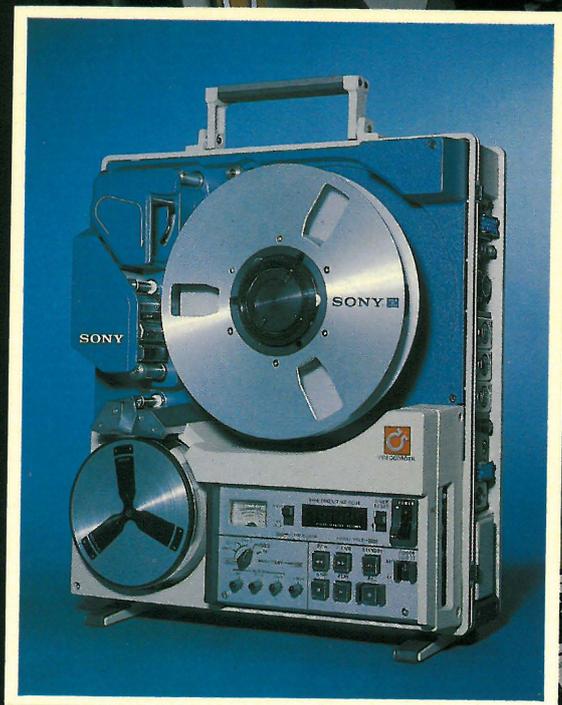
Sony Broadcast 1 Zoll Standard C-Format

Der BVH-1100 Videorekorder. Für Studio Produktion bietet dieses Gerät Hervorragende Video- und Audio Leistungen, mit überzeugender Video Wiedergabe. Für nachfolgende Schnittbearbeitung verfügt die Maschine über elektronischen Bandschnitt, mit dem exklusiven Bidirex-Band-Kontroll-System für schnelles auffinden des gewünschten Schnittpunktes. Dynamic Tracking Option ermöglicht ein sendefähiges Standbild sowie Zeitlupenwiedergabe im Vor- und Rücklauf.

Für Aussenaufnahmen steht der tragbare Videorekorder BVH-500 zur Verfügung. Die Maschine bietet: eine Stunde ununterbrochene Aufnahme, drei Audio Spuren, und eingebauten Timecode Generator – alles in einer wetter-festen Einheit mit einem Gewicht von nur 22 KG.

Zwei hervorragende Rekorder im C-Format unterstützt von einer ergänzenden Ausrüstung von Schnittbearbeitung, Timebase Korrektor und Time Code.

Sony Broadcast, zur Aufzeichnung naturgetreuer Bilder.



BVH-500
Tragbarer Videorekorder

Setzen Sie sich bitte mit Ihrem Sony Repräsentant in Verbindung, oder schreiben Sie an

Sony Broadcast Ltd.

City Wall House
Basing View, Basingstoke
Hampshire RG21 2LA
United Kingdom

Rufnummer (0256) 55 0 11
Internationale +44 256 55 0 11
Fernschreiber 85 84 24

SONY
Broadcast

INHALTSVERZEICHNIS:

Realisierung einer Versuchsanlage für die rechnergestützte Sendeabwicklung im Hörfunk 149 (Karl-Ulrich Oberlies, Andreas Neumann)	Ausstellung der National Association of Broadcasters (NAB-Convention) 181 (Albert Kaufmann)
Zur Dimensionierung von Erdnetzsystemen für vertikale LW- bzw. MW-Monopolantennen 154 (Wolfram Tippe)	Rundfunkspezifische Software — Implementierung eines PEARL-Programmiersystems 188 (Dietrich Sauter)
Vergleichende Untersuchung bei Horizontal- und Zirkularpolarisation für den UKW-Heim- und -Kfz-Empfang 165 (Theodor Bossert, Armin Lau, Wolfgang Blobel, Dieter Hoff)	Tagungen und Ausstellungen 191
Prüfzeilentchnik und Beurteilung der Signalqualität in Fernsendsendernetzen 177 (Walter Flor)	Buchbesprechungen 191
	Nachrichten 193
	Persönliches 195

REALISIERUNG EINER VERSUCHSANLAGE FÜR DIE RECHNERGESTÜTZTE SENDEABWICKLUNG IM HÖRFUNK¹

VON KARL-ULRICH OBERLIES UND ANDREAS NEUMANN²

Manuskript eingegangen am 20. März 1980

Automation

Zusammenfassung

Der Westdeutsche Rundfunk hat unter Verwendung eines handelsüblichen Mikrocomputers eine rechnergestützte Hörfunksenderegie als Versuchsanlage in Eigenleistung aufgebaut. Analyse der Sendeabläufe, Planung und Realisierung sowie die sich aus der gewonnenen Betriebserfahrung ergebenden Konsequenzen für die weitere Entwicklung werden dargestellt.

Summary Construction of an experimental installation for computer-assisted operations in sound broadcasting

The Westdeutsche Rundfunk has constructed an experimental installation for a computer-assisted sound-broadcasting continuity suite incorporating a commercial microprocessor. The analysis of the programme schedule, planning and production, as well as the implications for future development, which were obtained from the service trials, are represented.

Sommaire Construction d'une installation expérimentale pour étudier l'exploitation assistée par ordinateur en radiodiffusion sonore

Le Westdeutscher Rundfunk a réalisé une installation expérimentale faisant appel à un microprocesseur du commerce pour assurer le fonctionnement assisté par ordinateur d'une régie d'enchaînement de radiodiffusion sonore. On analyse le plan de programmes, l'organisation et le mode de production, et on décrit les conséquences qu'auront pour l'avenir les résultats des essais en exploitation.

Einleitung

Schon heute existieren beim Westdeutschen Rundfunk praktische Ansätze für eine zukunftsorientierte Sendeabwicklung. Doch der Einsatz von Computern in den Bereichen Musikdatenbank, Sendelaufplanschreibung, Schallarchiv, Sendekomplex und Abrechnungswesen kann nur dann zu durchgreifenden Erleichterungen bei der Sendeabwicklung führen, wenn alle Elemente zu einem integrierten System zusammengefaßt werden.

Wesentlicher Baustein für den Sendeablauf ist dabei eine rechnergestützte Senderegie. Um Erfah-

rungen für eine umfassende Lösung zu gewinnen, hat der WDR unter Verwendung eines handelsüblichen Mikrocomputers eine rechnergestützte Senderegie als Versuchsanlage in Eigenleistung aufgebaut.

1. Zielvorstellung

Die Rundfunkanstalten haben im Hörfunk einen ständig größer und komplexer werdenden Programmumfang zu bewältigen. Dadurch drohen die notwendigen Arbeitsabläufe schwerer überschaubar und koordinierbar zu werden, was zu nicht wünschenswerter Mehrarbeit führen kann.

Diese Überlegungen, d. h. Forderungen nach erhöhter Flexibilität und Transparenz bei der Planung und Vorbereitung von Hörfunksendungen, führten zu der Einsicht, daß bei der Sendeabwicklung folgende Elemente, auch unter Berücksichtigung der

¹ Vortrag, gehalten auf der 5. Fachtagung Hörrundfunk der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) in Mannheim, 5. bis 7. März 1980.

² Ing. (grad.) Karl-Ulrich Oberlies und Dipl.-Ing. Andreas Neumann sind Mitarbeiter der Abteilung Systementwicklung und Schulung beim Westdeutschen Rundfunk, Köln.

Anpassungsfähigkeit an medienpolitische Wandlungen, zu einem integrierten System zusammengefaßt werden sollten:

- Musikdatenbank
- Sendelaufplanschreibung
- Tonträgerbereitstellung
- Sendekomplexe
- Abrechnung.

Eine solche integrierte Sendeabwicklung kann sinnvollerweise nur mit einem System von Rechnern realisiert werden. Damit wird es ermöglicht, einmal vorliegende Informationen ohne unnötigen Aufwand weiterzuverarbeiten; so soll z. B. bei der Erstellung von Programmfahnen, von Wochen- und Tagesplänen, bei der Steuerung des Sendeablaufs sowie bei der Erstellung von Sendeprotokollen auf die Daten der bereits fertiggestellten Sendelaufpläne zurückgegriffen werden können.

Beim WDR lagen für die Konzipierung eines prozeßrechnergesteuerten Sendekomplexes bisher keine praktischen Erfahrungen vor. Daraus ergab sich die Notwendigkeit, vor Einführung des beschriebenen integrierten Gesamtsystems eine Versuchssenderegie aufzubauen. Mit deren Hilfe sollte es Sprechern, Sendetechnikern, Planern und Realisatoren unter Betriebsbedingungen ermöglicht werden, die fehlenden Erfahrungen mit der neuen Form der Sendeabwicklung zu gewinnen, um im Anschluß daran eine kontinuierliche Optimierung der rechnergesteuerten Sendeabwicklung vornehmen zu können.

2. Analyse der Sendeabläufe

Um die unter 1. angesprochenen Erfahrungen zu sammeln, ist ein Sendekomplex ausgewählt worden, aus dem das 4. Hörfunkprogramm „gefahren“ wird; ein Programm, das in erster Linie aus Sendungen für ausländische Arbeitnehmer besteht.

Sendezeit	Titel der Sendung	Senderaum (Übernahme)
17.30-17.35	Pausenzeichen	
17.35-17.39	Stationsansage, Pausenzeichen	34/Band
17.39-17.40	Generalansage	34/Band
17.40-18.20	Türkler icin yayinlar	34/Band
18.20-19.00	Emisija za Jugoslavene u Njemackoj	34/Band
19.00-19.40	Trasmisione per gli Italiani	34/Band
19.40-20.20	Emision para los Espanoles	BR/34
20.20-21.00	Ekpompi jia tous Ellines	BR/34

Tabelle
Sendeplan 4. Programm des WDR

Ein typisches Beispiel des Sendeablaufs ist in der **Tabelle** dargestellt. Wie ersichtlich, beginnen die Sendungen um 17.30 Uhr mit Pausenzeichen, gefolgt von Stationsansage, wiederum Pausenzeichen und der Generalansage. Um 17.40 Uhr beginnt der Sendeblock für türkische, um 18.20 Uhr der für jugoslawische und um 19.00 Uhr der für italienische Arbeitnehmer. Ab 19.40 bis 21.00 Uhr werden die Sen-

dungen für spanische und griechische Arbeitnehmer vom Bayerischen Rundfunk übernommen.

Die einzelnen Sendeblocke bestehen entweder aus nur einem geschlossenen 40-Minuten-Bandbeitrag, aus zwei Bandbeiträgen (getrennt durch livegesprochene Nachrichten) oder aus mehreren Bandbeiträgen, in die Nachrichten-, Kommentar- und Telefonbeiträge eingeschoben sind. Einige dieser Beiträge, in erster Linie die zu Beginn eines Sendeblocks, werden zu einer fest definierten Zeit begonnen, andere schließen sich an das Ende des vorangegangenen Beitrags an.

Das 4. Programm vereinigt in sich also relativ vielfältige Sendeformen. Dies war ein wesentlicher Grund, diesen Sendekomplex zur Erprobung von prozeßrechnergesteuerten Sendeabläufen zu verwenden. Darüber hinaus besteht in diesem Sendekomplex die Möglichkeit zu ausgedehnten Experimenten und zu intensiver Schulung, da die Sendungen in der Regel jeweils erst um 17.30 Uhr beginnen.

3. Vorgaben für die Planung

Aus der Analyse des Sendeablaufs hat sich ergeben:

- Der Sendeablauf eines Tages besteht aus etwa 15 bis 25 Beiträgen; diese müssen im voraus mit möglichst geringem Aufwand programmierbar sein.
- Der Sendeablauf muß auch kurz vor bzw. während der Sendung vom Techniker schnell geändert werden können.
- Der Sprecher muß jederzeit die Möglichkeit haben, mit Mikrofon- und Telefonbeiträgen in den Sendeablauf einzugreifen. Die gleichen Funktionen müssen dem Techniker in der Senderegie zur Verfügung stehen.
- Im Störfall und bei Sendeformen, die aufgrund ihrer Komplexität mit dem zu konzipierenden System nicht oder nur schwer abwickelbar sind, muß eine Möglichkeit bestehen, auf konventionellen Handbetrieb umzuschalten.

Diese Forderungen sollten mit möglichst geringem technischen Aufwand erfüllt werden, und zwar mit folgenden Hardwareelementen:

- Zur Steuerung sämtlicher peripherer Geräte sollte ein Prozeßrechner verwendet werden, um zu erwartende Änderungswünsche relativ leicht berücksichtigen zu können. Es handelt sich dabei um einen handelsüblichen 16-Bit-Rechner mit einer maximalen Speicherkapazität von 64 kByte.
- Für die Vorprogrammierung des Sendeablaufs sollte keine Dialogstation verwendet werden, da der Sendelaufplan nur auf Papier, nicht aber in maschinenlesbarer Form vorliegt. Auch um den Schritt von der konventionellen zur rechnergesteuerten Sendeabwicklung nicht zu groß werden zu lassen, sollte auf den Einsatz von Geräten, die weithin mit Rechnersystemen in Verbindung gebracht werden, verzichtet werden. Deshalb erschien uns für die Vorprogrammierung des Sendeablaufs ein Steckfeld am geeignetsten.
- Die Eingriffsmöglichkeiten des Sprechers sollten mit Hilfe einer im Klartext beschrifteten Bedientastatur geschaffen werden.

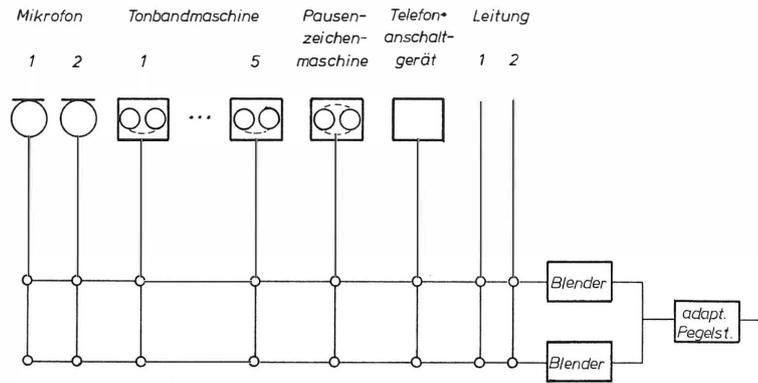


Bild 1
Tontechnisches Schaltungskonzept

Um auch in technischer Hinsicht detaillierte Erfahrungen sammeln zu können, sollten die Software und spezielle Hardwarebausteine in Eigenleistung erstellt werden.

4. Tontechnisches Schaltungskonzept

Für die Abwicklung des Sendebetriebs müssen folgende Tonsignalquellen zur Verfügung stehen:

- 2 Mikrofone
- 5 Tonbandmaschinen
- 1 Pausenzeichenmaschine
- 1 Telefon-Anschaltgerät
- 2 Leitungen.

Diese Quellen können mit Hilfe eines Koppelfeldes in 0- Ω -Technik auf zwei Schienen geschaltet werden (**Bild 1**). Am Ausgang der Schienen befindet sich jeweils ein elektronischer Blender und hinter der Zusammenfassung der beiden Schienen ein adaptiver Pegelsteller, der zur automatischen Aussteuerung des Gesamtsignals dient [1]. Neben der für Rechnerbetrieb konzipierten Regieeinrichtung existiert weiterhin die konventionelle Regieeinrichtung, auf die bei Bedarf umgeschaltet werden kann.

5. Steuerungs- und Bedienungskonzept

Der Prozeßrechner steuert über entsprechende Interfaces folgende Geräte (**Bild 2**):

- Tonbandmaschinen
- Pausenzeichenmaschine
- Telefon-Anschaltgerät
- Koppelfeld
- Blender
- Adaptiver Pegelsteller
- Programmiersteckfeld einschließlich Zeitstarteingabemöglichkeit
- Bedientastatur in Studio und Senderegie
- Signalisationslampenfeld.

Mit Hilfe des Programmiersteckfeldes (**Bild 3**) können bis zu 31 Beiträge vorprogrammiert werden. Den 15 Zeilen sind die unter 4. aufgeführten Tonsignalquellen sowie eine Reihe von Steuerfunktionen zugeordnet. Ist in die unterste Zeile ein Stift gesteckt, so bedeutet dies, daß der entsprechende Beitrag zu ei-

ner bestimmten Zeit gestartet werden soll. Über ein zusätzliches Tastenfeld können diese Zeiten eingegeben werden.

Über die Bedientastatur (**Bild 4**) hat der Sprecher folgende Eingriffsmöglichkeiten:

- Wahlweises Aufschalten von einem oder zwei Mikrofonen,
- Einschieben eines Mikrofonbeitrags nach dem laufenden Beitrag,
- Mikrofondurchsage über einen im Pegel abgesenkten Beitrag,
- Ausblenden des laufenden Beitrags,
- Aufschalten von Telefonbeiträgen.

Durch eine sinnvolle Beleuchtung der Tasten wird der Sprecher „geführt“; dabei gilt:

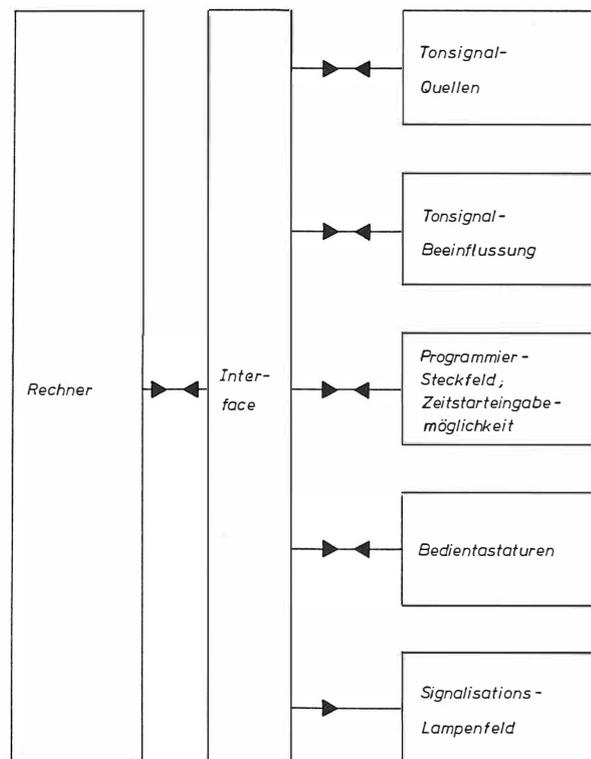


Bild 2
Steuerungskonzept

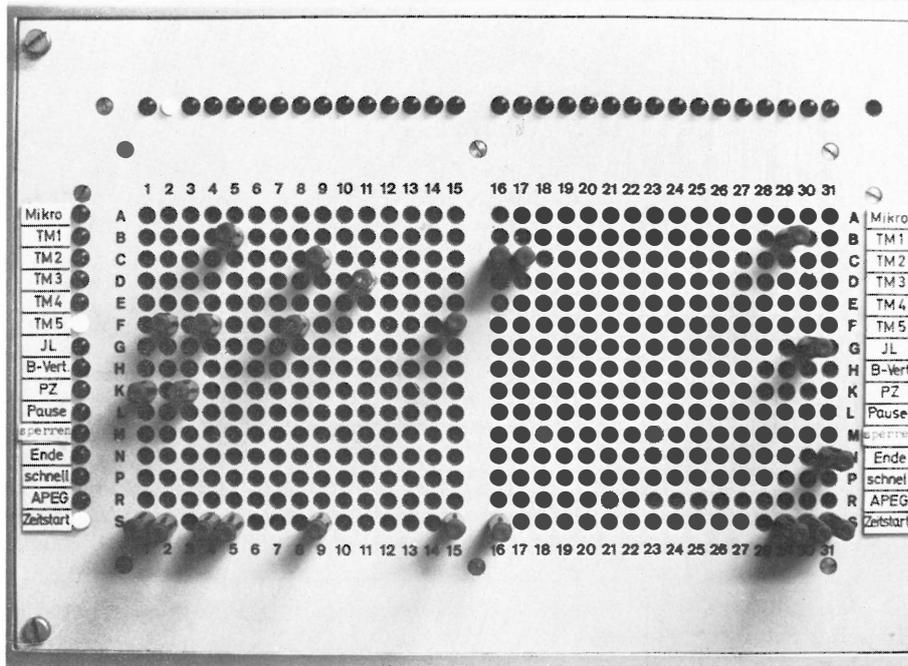


Bild 3
Programmiersteckfeld

- dunkel: Tastenfunktion ist momentan nicht sinnvoll. Tastendruck hat keine Auswirkung.
- halbhell: Die Taste ist angeboten. Bei Betätigung wird die gewählte Funktion ausgeführt.
- hell: Der per Tastendruck geäußerte Wunsch ist vorgemerkt, er kann durch erneuten Tastendruck rückgängig gemacht werden.
- blinkend: Die Betätigung der Taste ist zur Aufrechterhaltung eines sinnvollen Ablaufs erforderlich.

Mit dem Signalisationslampenfeld werden dem Techniker die Startbereitschaft der Tonbandmaschinen sowie Fehler bei der Programmierung des Sendeablaufs angezeigt.

6. Softwarekonzept

Die Software ist in Assemblersprache auf einer im Hause vorhandenen Softwareentwicklungsstation erstellt worden. Der erzeugte Maschinencode wird mittels Datenkassette in den steuernden Prozeßrechner

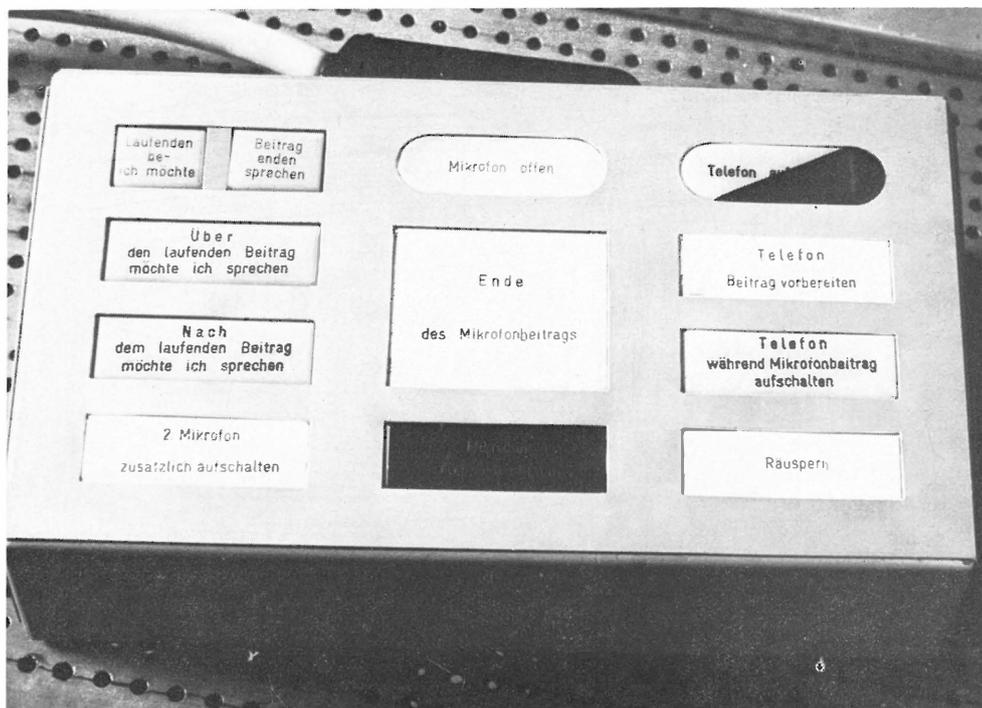


Bild 4
Bedientastatur

eingeladen. Auf den Einsatz eines Betriebssystems ist verzichtet worden, da zum einen keine Standardperipherie vorhanden und zum anderen eine Koordination verschiedener Programme nicht notwendig ist.

Die zum Ablauf einer Sendung erforderlichen Steuerungsaufgaben sind mit einem in sich geschlossenen Programm gelöst, das aus zyklisch aufgerufenen Modulen besteht. Den Softwaremodulen obliegt dabei die Verwaltung einzelner peripherer Geräte sowie deren Koordinierung. Der momentane Zustand des Sendeablaufs (z. B. Status von Tonbandmaschinen, Blendern, Bedientastaturen usw.) wird durch die einzelnen Module erfaßt, verarbeitet und in Form von Flags im Rechner dargestellt. Diese Flags dienen zur Übergabe der Informationen an die koordinierenden und weiter an die steuernden Softwaremodule. Eine Interruptverarbeitung ist aufgrund der kurzen Zyklusdauer und der hardwaremäßigen Auslegung der Interfaces (Zwischenspeicherung von Informationen) nicht notwendig.

7. Realisierung

Die Entwicklung von Hard- und Software ist Mitte 1977 begonnen und Ende 1978 zum Abschluß gebracht worden. Diese Zeit gliederte sich in folgende Phasen:

- Entwicklung und Test einzelner Hard- und Softwareelemente im Labor;
- Test des Zusammenspiels der verschiedenen Hard- und Softwareelemente ebenfalls im Labor, soweit die Prozeßperipherie dort aufgebaut werden konnte;
- Einbau von Rechner, Interfaces und peripheren Geräten in der Senderegie;
- Test der Gesamtanlage bis hin zur Abwicklung von Probesendungen;
- Information für Sendetechniker, Sprecher und Redakteure.

Der Sendebetrieb wurde im Dezember 1978 aufgenommen. Seitdem sind mehrere Verbesserungen in der Software vorgenommen worden,

- um festgestellte Fehler zu beheben (20 %),
- um die Bedienphilosophie den im Sendebetrieb aufgetretenen Wünschen entsprechend zu modifizieren (50 %),
- um auf unvorhergesehene Einwirkungen von außen so zu reagieren, daß der Sendeablauf nicht oder zumindest nur unwesentlich beeinträchtigt wird (30 %).

Insgesamt sind 22 Modifikationen in der Software vorgenommen worden. Die Änderungshäufigkeit hat bis zum heutigen Zeitpunkt jedoch kontinuierlich abgenommen.

8. Erkenntnisse

Zur automatischen Aussteuerung des Tonsignals wurden erste Erfahrungen mit dem Einsatz eines adaptiven Pegelstellers gesammelt. Dieser hat sich als erster Schritt auf dem Weg zur Lösung des Problems der automatischen Aussteuerung erwiesen [2].

An einer Weiterentwicklung des adaptiven Pegelstellers wird gearbeitet.

Als Nachteil der realisierten Konzeption hat sich herausgestellt, daß nur eine grundsätzliche Umschaltmöglichkeit zwischen Rechnerbetrieb und konventionellem Handbetrieb besteht. Der Sendetechniker hat so nur geringe Möglichkeiten zum gezielten Handeingriff während des laufenden Rechnerbetriebs, er kann kaum gestaltend in den Sendeablauf eingreifen. Bei zukünftigen Lösungen ist es deshalb wichtig, daß der Sendetechniker weitgehende Eingriffsmöglichkeiten in alle für den Sendeablauf wichtigen Funktionen hat, z. B. bei der Aussteuerung und der Gestaltung von Blenden, d. h. es ist notwendig, Handeingriffsmöglichkeiten in den Rechnerbetrieb zu integrieren. Dazu ist es erforderlich, eine ganze Reihe von Bedienelementen neu zu entwickeln.

Als ein wesentlicher Vorteil hat sich bei Auftreten von Betriebs- bzw. Sendestörungen der Einsatz von Testprogrammen erwiesen. Hierdurch war es in vielen Fällen möglich, defekte Hardwareelemente zu lokalisieren, die Servicetechniker bei Wartung und Reparatur zu unterstützen und den fehlerhaften Sendeablauf zu rekonstruieren. Besonders bei Sendestörungen, die durch unvorhergesehene Störeinträge verursacht worden sind, haben die Testprogramme wesentlich dazu beigetragen, die Störeinträge zu ermitteln. Dadurch wurde es möglich, mit Hardware- und vor allem mit Softwareänderungen diese Einwirkungen besser abzufangen. 30 % der Gesamtsoftware ist für Testprogramme aufgewendet worden.

Bei nachträglichen Modifikationen hat es sich ausgezahlt, daß Soft- und Hardware im WDR in Eigenleistung entwickelt worden sind. Hierdurch und durch die im Hause vorhandene Softwareentwicklungsstation war es möglich, auftretende Fehler umgehend zu beheben und auf Änderungswünsche der Bediener kurzfristig zu reagieren. Dies trug zu einem besseren Verhältnis zwischen Realisatoren und Bedienern bei, da die Bediener auf diese Weise ihre Wünsche berücksichtigt sahen und sich so besser mit der Anlage identifizieren konnten.

Bei der Versuchssenderegie ist nur die Software modular strukturiert, bei einer zukünftigen Lösung soll dieses Prinzip auch auf die Konfiguration der Hardware übertragen werden, um auch das komplexere System übersichtlich, betriebssicher und wartungsfreundlich zu gestalten. Beim Aufbau einer zukünftigen Senderegie als Teil eines integrierten Gesamtsystems werden die gesammelten Erkenntnisse in das zu entwickelnde Betriebskonzept einfließen. Der Entwurf eines solchen Betriebskonzeptes wird durch die im Zusammenhang mit der Versuchssenderegie gewonnenen Erfahrungen wesentlich erleichtert.

SCHRIFTTUM

- [1] Dittel, V.: Programmierte Aussteuerung im automatisierten Sendebetrieb. Rundfunktech. Mitt. 19 (1975), S. 1 bis 8.
- [2] Blauert, J.; Fricke, P.: Optimale Aussteuerung in der Sendung. Gutachten im Auftrag des WDR Köln, siehe auch Rundfunktech. Mitt. 24 (1980), S. 63 bis 71.

ZUR DIMENSIONIERUNG VON ERDNETZSYSTEMEN FÜR VERTIKALE LW- BZW. MW-MONOPOLANTENNEN

VON WOLFRAM TIPPE¹

Manuskript eingegangen am 30. Juni 1980

Antennentechnik

Zusammenfassung

Zur Dimensionierung von Erdnetzsystemen vertikaler LW- bzw. MW-Monopolantennen werden theoretische Berechnungsverfahren angegeben und für verschiedene Bodenparameter ausgewertet. Es zeigt sich, daß für kurze ($L < \lambda/4$) und schlanke Monopolantennen die übliche, standardisierte Dimensionierungsregel (Erdnetzlänge = Strahlerlänge bei ≈ 120 Erdnetzdrähten von etwa 5 mm Durchmesser) bei Erdböden mit besserer Bodenleitfähigkeit ($\sigma \geq 5$ mS/m) eine ausreichende Dimensionierungsvorschrift darstellt. Für längere ($3/8 \lambda < L < 6/8 \lambda$) Vertikalstrahler mit realen Schlankheitsgraden ($L/D \approx 100$) ist dieses standardisierte Erdnetz jedoch überdimensioniert und daher unökonomisch. Die gesamten Bodenverluste im Antennennahbereich werden bei diesen längeren Monopolen nur sehr wenig vom Erdnetz beeinflusst. Der Grund für diese geringen Feldverluste liegt in der radialen H-Feldverteilung auf der Bodenoberfläche, die bei diesen längeren Strahlern ein ausgeprägtes Minimum gegenüber der des $\lambda/4$ -Strahlers aufweist. Aus den theoretischen Ergebnissen läßt sich daher für Vertikalstrahler der Längen $L > \lambda/4$ eine modifizierte Dimensionierungsvorschrift ableiten, die zu einem wesentlich reduzierten Erdnetz führt.

Summary On dimensioning earth systems for LF or MF vertical monopole antennas

For dimensioning earth systems for LF or MF monopole mast-radiators, theoretical calculation methods are indicated and evaluated for different terrain parameters. It is shown that for short ($L < \lambda/4$) and thin monopole antennas, the customary, standardised, rule of dimensioning (length of buried earth wires = height of te mast-radiator, with approximately 120 buried radial wires of diameter 5 mm approx.) represents an adequate formula for dimensioning for terrain having fairly good soil-conductivity ($\sigma \geq 5$ mS/m). For higher ($3/8 \lambda < L < 6/8 \lambda$) vertical radiators having practical cross-sections ($L/D \approx 100$), this standardised earth system is, however, overdimensioned and, therefore, uneconomical. The total soil loss in the area close to the antenna is, for those higher radiators, only very slightly influenced by the earth system. The reason for those low field losses lies in the radial H field distribution on the surface of the ground, which, for these higher radiators, displays a pronounced minimum compared with that of the $\lambda/4$ radiator. It is, therefore, possible to derive, from the theoretical results, a modified formula for dimensioning vertical radiators of length $L > \lambda/4$, which gives rise to a considerably smaller earth system.

Sommaire Dimensionnement des systèmes de terre pour les antennes unipolaires verticales en O.km et O.hm

On indique des méthodes de calcul théorique pour le dimensionnement des systèmes de terre des pylônes rayonnants unipolaires en O.km ou O.hm et on les évalue pour différentes caractéristiques du sol. On montre que, pour des antennes unipolaires courtes ($L < \lambda/4$) et minces, la règle de dimensionnement prise habituellement comme norme (longueur des câbles enterrés = hauteur du pylône, avec approximativement 120 câbles radiaux enterrés d'un diamètre de 5 mm environ) est une formule qui convient dans le cas d'un sol ayant une bonne conductivité ($\sigma \geq 5$ mS/m). Cependant pour des pylônes rayonnants plus élevés ($3/8 \lambda < L < 6/8 \lambda$) ayant des sections transversales pratiques ($L/D \approx 100$), ce système de terre normalisé est surdimensionné et n'est donc pas économique. Pour ces pylônes plus élevés, la perte totale par le sol dans la zone proche de l'antenne n'est que faiblement influencée par le système de terre. La raison en est que la distribution radiale du champ H sur la surface du sol présente un minimum prononcé, par comparaison avec celle de l'antenne $\lambda/4$. Il est donc possible de déduire des résultats théoriques une formule modifiée applicable aux pylônes rayonnants verticaux de longueur $L > \lambda/4$, ce qui permet de réaliser un système de terre de dimensions considérablement moindres.

1. Einleitung

LW- bzw. MW-Sendeantennen werden größtenteils zur Bodenwellenversorgung als vertikale, fußpunktgespeiste Monopolantennen aufgebaut, die gewöhnlich an Standorten betrieben werden, deren Bodenleitfähigkeit nicht unendlich gut ist. Dieser reale Erdboden kann sich für vertikale Strahler sehr nachteilig auf die Strahlungseigenschaften auswirken. Es können hohe Strahlungsverluste im Antennennahbereich durch die endliche Bodenleitfähigkeit induziert werden. Zur Verringerung dieser Bodenverluste wird üblicherweise ein radiales Erdnetz aus einer Anzahl ($N > 100$) Kupferdrähte bzw. verzinkter Eisenbänder gleichmäßig um den Strahler herum auf der Bodenoberfläche ausgelegt. Die Dimensionierung solcher Erdnetze erfolgt weitgehend empirisch bzw. nach ökonomischen Gesichtspunkten. Bei einer mitt-

leren Bodenleitfähigkeit von ≈ 5 mS/m wird üblicherweise nach folgender Faustformel dimensioniert: 120 Kupferdrähte von etwa 5 mm Durchmesser werden radial mit einer Drahtlänge, die der Masthöhe entspricht, gleichmäßig um den Mast herum ausgelegt. Die Änderung, um die die Eingangsimpedanz unter dem Einfluß eines solchen Erdnetzsystems z. B. bei einem $\lambda/4$ hohen vertikalen Monopol von dem Wert bei unendlich gut leitendem Boden abweicht, beträgt bei Böden mit guter Bodenleitfähigkeit nur etwa 1Ω . Bei einem Strahlungswiderstand von rund 50Ω wird deren Strahlungsverhalten dadurch wenig beeinflusst. Für kurze Monopole ($L \leq 0,1 \lambda$) über der Erde gelangen diese Impedanzänderungen jedoch in die Größenordnung ihrer Strahlungswiderstände und haben damit einen merklichen Einfluß auf den Antennenwirkungsgrad. Eine Erdnetzdimensionierung nach der oben genannten Faustregel kann daher für sehr kurze Strahler völlig unzureichend sein. Ebenfalls wird die Dimensionierung nach obiger Regel für Monopolantennen mit Bauhöhen, die größer sind

¹ Dr.-Ing. Wolfram Tippe ist Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Arbeitsbereich Antennentechnik im Institut für Rundfunktechnik, München.

als $\lambda/4$, unökonomisch, wie in diesem Aufsatz gezeigt werden soll.

Eine rein meßtechnische Erfassung solcher Erdnetzeinflüsse auf das Strahlungsverhalten vertikaler Monopolantennen ist mit großem technischen Aufwand verbunden. Besondere Schwierigkeiten ergeben sich hierbei in der modelltechnischen Erfassung des realen Erdbodens. Es sind daher schon in den 50er Jahren große Anstrengungen unternommen worden, um Erdnetzdimensionierungen theoretisch in den Griff zu bekommen. In diesem Bericht werden die bisherigen theoretischen Verfahren beschrieben und darüber hinaus eine neue Berechnungsmethode zur Bestimmung von Erdnetzverlusten vorgestellt, die es gestattet, auch für längere Monopole ($L > \lambda/4$) Dimensionierungsgrundlagen für Erdnetzsysteme anzugeben.

2. Berechnungsmethoden

2.1. Die Eingangsimpedanz vertikaler Monopolantennen unter Berücksichtigung realer Erdnetzsysteme

Als grundlegende theoretische Arbeit auf dem Gebiet der Erdnetzdimensionierung kann die Veröffentlichung von Wait und Pope [1] angesehen werden. In diesem Bericht untersuchen die Verfasser den Einfluß von realen Erdnetzen (siehe **Bild 1**) unter Berücksichtigung endlicher Bodenleitfähigkeiten auf die Eingangsimpedanz von Monopolantennen bis zu Bauhöhen von $\lambda/4$.

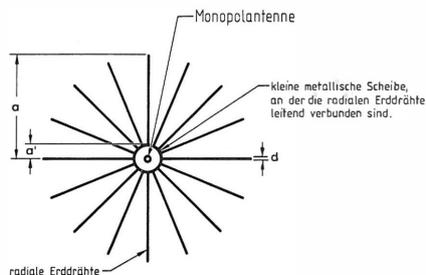


Bild 1

Aufsicht auf ein radiales Erdnetzsystem

- a' = Radius der metallischen Scheibe
- a = Länge der radialen Erdnetzdrähte
- d = Durchmesser der Erdnetzdrähte

Die Eingangsimpedanz einer Monopolantenne über einem endlich leitenden Erdboden berechnet sich nach [1] zu:

$$\underline{Z} = \underline{Z}^\infty - \frac{2\pi}{I_0^2} \int_0^\infty \underline{E}_r(r, 0) \underline{H}_\varphi^\infty(r, 0) r dr \quad (1)$$

Hierbei sind

\underline{Z}^∞ = Eingangsimpedanz des Monopols über einer unendlich gut leitenden Ebene $z = 0$,

$\underline{H}_\varphi^\infty(r, 0)$ = magnetische Tangentialkomponente an der Oberfläche der unendlich gut leitenden Ebene $z = 0$,

$\underline{E}_r(r, 0)$ = radiale Komponente des elektrischen Feldes an der Oberfläche der endlich leitenden Ebene $z = 0$,

I_0 = Eingangsstrom am Antennenspeisepunkt,

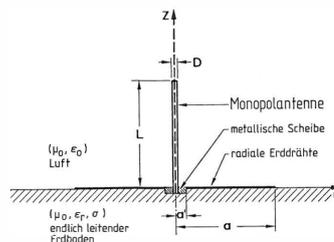


Bild 2

Koordinaten des Antennensystems

- L = Masthöhe
- D = Mastdurchmesser

r = radialer Abstand zwischen Antennenfußpunkt und Aufpunkt (siehe **Bild 2**).

Wait und Pope haben nun in [1] gezeigt, daß für die meisten praktischen Antennensysteme die Grenzbedingung an der Trennfläche Luft/Erdboden durch folgende Näherung gut wiedergegeben wird:

$$\underline{E}_r(r, 0) \approx -\underline{\eta} \cdot \underline{H}_\varphi(r, 0) \approx -\underline{\eta} \cdot \underline{H}_\varphi^\infty(r, 0) \quad (2)$$

Hierbei ist

$\underline{\eta}$ = Oberflächenimpedanz in der Trennebene Erdboden/Luft.

Gleichung (2) setzt voraus, daß sich das Produkt $r \cdot \underline{H}_\varphi(r, 0)$ nur langsam innerhalb einer Entfernung $|1/\gamma|$ ändert, mit

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon_r)}$$

= Ausbreitungskonstante am Boden.

Mit dieser Approximation läßt sich aus Gleichung (1) eine Eingangsimpedanzänderung ΔZ ableiten, die den Einfluß des endlich leitenden Erdbodens plus Erdnetz gegenüber der unendlich gut leitenden Ebene berücksichtigt. Nach [1] gilt:

$$\Delta Z = \Delta R + j\Delta X$$

$$\approx \frac{2\pi}{|I_0|^2} \int_{a'}^a \underline{\eta}_e(r) [\underline{H}_\varphi^\infty(r, 0)]^2 r dr + \frac{2\pi}{|I_0|^2} \int_a^\infty \underline{\eta}_g [\underline{H}_\varphi^\infty(r, 0)]^2 r dr \quad (3)$$

mit $|I_0|$ = Betrag des Speisestromes am Antennenfußpunkt,

$\underline{\eta}_e(r)$ = Oberflächenimpedanz des Erdbodens plus radialem Erdnetz.

$$\underline{\eta}_e(r) = \frac{\underline{\eta}_g \cdot \underline{\eta}_w(\varrho)}{\underline{\eta}_g + \underline{\eta}_w(\varrho)} \quad (4a)$$

mit $\underline{\eta}_g = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} =$ Oberflächenimpedanz des endlich leitenden Erdbodens allein, (4b)

$\mu = \mu_0$ = Permeabilität des Erdbodens,

σ = Bodenleitfähigkeit,

$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$ = Permittivität des Erdbodens,

a' = Radius einer schmalen metallischen Scheibe,

a = Radius des Erdnetzes.

$$\underline{\eta}_w = j \frac{2\pi\eta_0 \cdot \varrho}{\lambda \cdot N} \cdot \ln \left(\frac{\varrho}{N \cdot d/2} \right) \quad (4c)$$

= Oberflächenimpedanz des radialen Erdnetzes allein,

mit η_0 = charakteristische Impedanz des freien Raumes,

N = Zahl der Erdnetzdrähte,

d = Durchmesser der Erdnetzdrähte,

$r = \rho$ = radialer Abstand vom Antennenfußpunkt zum Aufpunkt P im Erdnetzbereich.

2.2. Die H-Feldverluste je Einheit der Erdnetzfläche

Neben der Änderung der Eingangsimpedanz ΔZ nach Gleichung (3) läßt sich eine weitere Größe definieren, für die die Approximation nach Gleichung (2) besonders gut erfüllt ist. Diese Größe bezeichnen Abbott [2] und Watt [3] als H-Feldverluste je Einheit der Erdnetzfläche. Nach [3] berechnen sich diese H-Feldverluste für jeden gegebenen Aufpunkt zu:

$$P_{H'} = \text{Re } \underline{\eta_e'} [\underline{H}_\varphi^\infty(r, o)]^2, \tag{5}$$

mit $\underline{\eta_e'} = \frac{\underline{\eta_g} \cdot \underline{\eta_w'}}{\underline{\eta_g} + \underline{\eta_w'}}$ = Oberflächenimpedanz des Erdnetzsystems pro Flächeneinheit. (s. Gl. 4)

$\underline{\eta_e'}$ entspricht η_e in Gleichung (4a), nur daß die äquivalente Oberflächenimpedanz des radialen Erdnetzes auf die Flächeneinheit beschränkt ist.

2.3. Gesamtverluste innerhalb einer kreisförmigen Fläche mit dem Radius des Nahfeldes

Die im vorherigen Kapitel angegebenen H-Feldverluste je Einheit der Erdnetzfläche lassen sich nun mit Hilfe der Spline-Integration für eine Erdnetzfläche mit dem Radius a aufsummieren.

$$P_{H_{ges}} = 2\pi \int_{a'}^a P_{H'} \cdot r \, dr \tag{6}$$

Darüber hinaus sind natürlich auch außerhalb des Erdnetzes im realen Erdboden H-Feldverluste zu erwarten, die genau wie die Gesamtverluste im Erdnetz unter Berücksichtigung von Gleichung (4b) zum Gesamtverlust $P_{H_{Erde}}$ aufsummiert werden müssen. Es stellt sich jedoch die Frage, bis zu welchen radialen Fußpunktabständen diese H-Feldverluste außerhalb des Erdnetzes zu berücksichtigen sind. Da die H-Feldverluste je Flächeneinheit aus der magnetischen Nahfeldkomponente $\underline{H}_\varphi^\infty(r, o)$ berechnet werden, scheint es sinnvoll, die Summation auf das Nahfeld zu beschränken. Potschkat gibt in [12] für Strahler verschiedener Länge gemessene Nahfeldradien an (Bild 3), die auch hier als Integrationsgrenzen zur Berechnung der gesamten H-Feldverluste herangezogen wurden.

L/λ	r_N/λ
0,25	1,0
0,375	1,2
0,5	1,5
0,625	2,3

Tabelle 1

Gemessene Nahfeldradien r_N für vertikale Monopolantennen unterschiedlicher Länge L/λ nach [12]

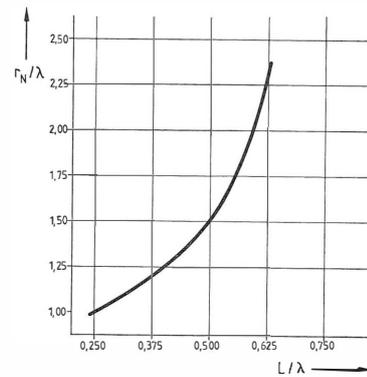


Bild 3
Gemessene Nahfeldradien r_N/λ als Funktion der Strahlerlänge L/λ nach [12]

Damit berechnen sich die gesamten H-Feldverluste innerhalb einer kreisförmigen ebenen Scheibe mit dem Radius r_N des Nahfeldes zu:

$$P_{H_{ges}} = P_{H_{Netz}} + P_{H_{Erde}} = 2\pi \left[\int_{a'}^a P_{H'_{Netz}} \cdot r \, dr + \int_a^{r_N} P_{H'_{Erde}} \cdot r \, dr \right] \tag{7}$$

Schließlich lassen sich diese, nach Gleichung (7) berechneten, gesamten H-Feldverluste auf die unsymmetrische Eingangsleistung von 1 W beziehen².

3. Methoden zur Berechnung der magnetischen Nahfeldkomponente $\underline{H}_\varphi^\infty(r, o)$

Da in den Gleichungen (3) und (5) die Größen $\underline{\eta_e}$ bzw. $\underline{\eta_g}$ für einen gegebenen Aufpunkt $P(r, o)$ nur von den Erdbodenparametern σ und ϵ_r bzw. von den geometrischen Abmessungen des Erdnetzes abhängen, wird die Genauigkeit, mit der ΔZ bzw. $P_{H'}$ berechnet werden, vor allem von der Exaktheit der Berechnung von $\underline{H}_\varphi^\infty(r, o)$ bestimmt. Die Berechnung ist dann ohne weiteres möglich, wenn die Stromverteilung auf der Antennenoberfläche exakt angegeben werden kann.

3.1. Der sinusförmige Stromansatz

Für kurze ($L \leq \lambda/4$), schlanke Monopolantennen ist der Ansatz einer sinusförmigen Stromverteilung

$$I(z) = I_0 \frac{\sin \beta(L-z)}{\sin \beta L} \tag{8}$$

eine brauchbare Näherung, wie die Praxis bestätigt. Mit diesem Stromansatz geben Wait und Pope in [1] eine geschlossene Lösung zur Berechnung von $\underline{H}_\varphi^\infty(r, o)$ an. In dem Report von Maley, King und Branch [4] werden mit dieser Stromverteilung die Wait'schen Gleichungen sehr ausführlich für verschiedene Strahlerlängen ($L \leq \lambda/4$), Bodenparameter (σ, ϵ_r) und Erdnetzdimensionierungen (N, a, d) ausgewertet. Es muß jedoch nochmals darauf hingewiesen werden, daß

² Wie Larsen in [14] zeigt, können entsprechend definierte E-Feldverluste für Monopolantennen der Länge $L > \lambda/4$ bei einer sinusförmigen Stromverteilung gegenüber den H-Feldverlusten vernachlässigt werden. Untersuchungen mit Hilfe der Momentenmethode bestätigen diese geringen E-Feldverluste. Im vorliegenden Bericht werden daher nur H-Feldverluste berücksichtigt.

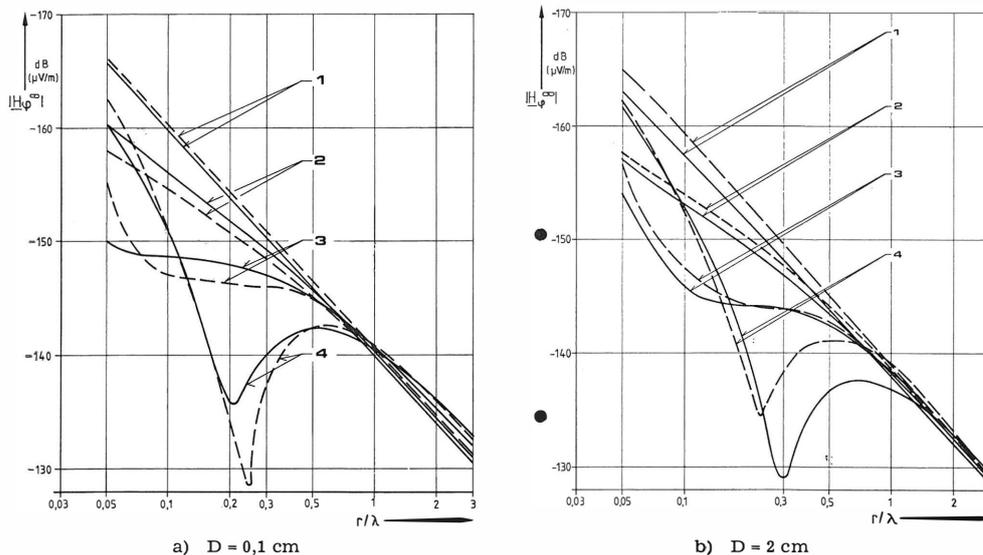


Bild 4

$|H_{\varphi}^{\infty}|$ als Funktion des Mastabstandes r/λ

$P_{\text{Ein}} = 1 \text{ W}_{\text{unsym.}}, f = 300 \text{ MHz}$

Parameter	L/λ	L/D
1	0,25	250
2	0,375	375
3	0,5	500
4	0,625	625

--- gerechnet nach der Momentenmethode
— gemessen nach Potschkat [12]

der sinusförmige Stromansatz nur für kurze ($L \leq \lambda/4$) und schlanke Monopolantennen ausreichend genaue Ergebnisse liefert. Für längere, dickere Strahler müssen andere Ansätze herangezogen werden.

3.2. Der 3-Term-Ansatz nach King und Wu

King und Wu geben in [5] für solche längeren ($L > \lambda/4$) und dickeren Strahler einen erweiterten Stromansatz an, dessen numerische Auswertung jedoch sehr aufwendig ist, so daß hier nur der Vollständigkeit halber darauf hingewiesen wird. In [6, Kap. 4] sind für diesen 3-Term-Ansatz geschlossene Lösungen zur Berechnung von $H_{\varphi}^{\infty}(r, 0)$ und $E_{\theta}^{\infty}(r, 0)$ angegeben, woraus sich ΔZ -Werte und Leistungsgewinne unter Berücksichtigung realer Erdnetze für solche Strahler berechnen lassen.

3.3. Die Momentenmethode in Verbindung mit einer magnetischen Nahfeldsonde

Als weitere Methode zur Berechnung von Nahfeldkomponenten beliebig langer, realer Monopolantennen über einer unendlich gut leitenden Ebene bietet sich, in Verbindung mit Nahfeldsonden, die Momentenmethode nach Harrington [7] an.

Auf der Basis dieser Harringtonschen Theorie entwickelten Chao und Strait ein ausführlich getestetes Computerprogramm [8], mit dem Stromverteilungen und weitere Antennenkennwerte in guter Übereinstimmung mit der Praxis für beliebig gerichtete Strahler berechnet werden können. Eine Kurzbeschreibung dieses Berechnungsverfahrens ist in [9] nachzulesen. Zur Berechnung der $H_{\varphi}^{\infty}(r, 0)$ -Komponente im Nahbereich von vertikalen Monopolantennen kann dieses Verfahren angewandt werden. Hierzu wird eine magnetische Feldsonde zum Abtasten der tangentialen Nahfeldkomponente an einen vor-

gegebenen Punkt in der ($z = 0$)-Ebene gebracht. Wenn die Weite w der Testschleife sehr klein gegenüber der Freiraumwellenlänge λ_0 gewählt wird ($w \leq 0,001 \lambda_0$), so wird in der Testschleife ein Strom I_0 induziert, der nur der Normalkomponente des magnetischen Feldes im Schleifenzentrum proportional

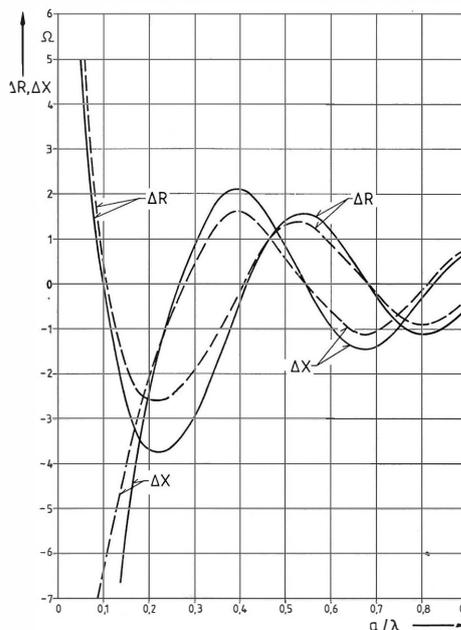


Bild 5

Impedanzänderungen $\Delta Z = \Delta R + j\Delta X$ eines im Zentrum einer zirkularen Metallscheibe angeordneten $\lambda/4$ -Monopols als Funktion des Scheibenradius a/λ

$f = 4,2 \text{ GHz}$

--- gerechnet nach der Momentenmethode
— gemessen nach Maley und King [13]

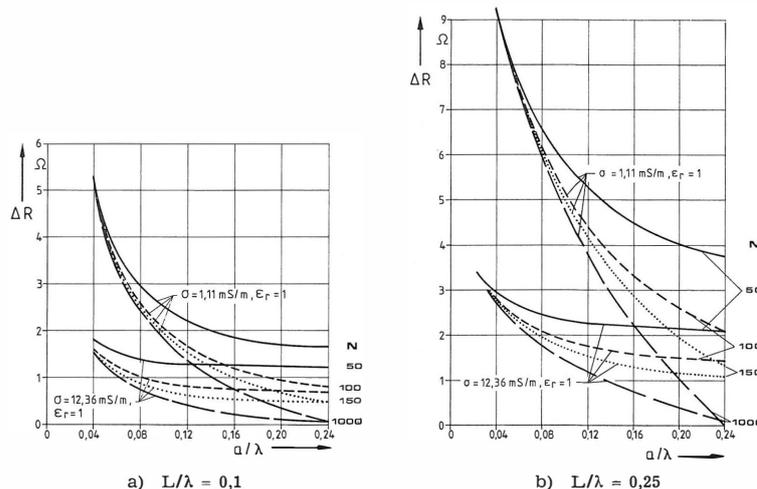


Bild 6

Änderung des Eingangswiderstandes ΔR als Funktion des Erdnetzradius a/λ schlanker, vertikaler Monopolantennen

$f = 200 \text{ kHz}$, $d = 2 \cdot 10^{-6} \lambda$

Parameter: N , σ , ϵ_r

ist. Nach Whiteside und King [10] läßt sich, bei Kenntnis dieses Schleifenstromes, unter Verwendung einer unbelasteten quadratischen Testschleife die $\underline{H}_\varphi^\infty(r, 0)$ -Komponente wie folgt berechnen:

$$\underline{H}_\varphi^\infty(r, 0) = \frac{|I_0|}{\lambda \cdot K_B} \quad (9)$$

$$\text{mit } K_B = \frac{-\pi w}{\lambda (\Omega - 4,32 + 14,6 w/\lambda)^2}$$

Dabei ist w = Schleifenweite,

$$\Omega = 2 \ln(4 w/c),$$

c = Radius des Schleifendrahtes.

Der Schleifenstrom I_0 wird für einen gegebenen Aufpunkt $P(r, 0)$ unter Berücksichtigung der Verkopplung von Sonde und Strahler direkt vom Computerprogramm berechnet. Zur Vollständigkeit sei erwähnt, daß unter Verwendung eines entsprechenden elektrischen Testdipols ($L \leq 0,001 \lambda$) die elektrische Vertikalkomponente $\underline{E}_\theta^\infty(r, 0)$ des Antennennahfeldes berechnet werden kann. Hierzu sei auf den Bericht von Adams, Strait et al. [11] hingewiesen.

4. Anwendungen

4.1. Genauigkeitsbetrachtungen

Die theoretischen Ansätze zur Berechnung der magnetischen Tangentialkomponente $\underline{H}_\varphi^\infty(r, 0)$ und der elektrischen Vertikalkomponente $\underline{E}_\theta^\infty(r, 0)$ mit Hilfe der Harringtonschen Momentenmethode wurden in das erwähnte Computerprogramm [8] eingearbeitet und ausführlichen Tests unterworfen. Die Genauigkeit, mit der nach diesem Berechnungsverfahren die Nahfeldkomponenten von vertikalen Monopolantennen in der Ebene $z = 0$ berechnet werden können, wird im Vergleich mit meßtechnisch erhaltenen Werten, die Potschkat in [12] veröffentlicht hat, dargestellt. In **Bild 4a, b** sind so berechnete und gemessene Nahfeldkomponenten in der ($z = 0$)-Ebene als Funktion des auf λ bezogenen radialen Abstandes vom Antennen-

fußpunkt für verschiedene Schlankheitsgrade aufgetragen. Parameter sind die Antennenlänge L/λ und der Schlankheitsgrad L/D . Die erstaunlich gute Übereinstimmung von berechneten und gemessenen $\underline{H}_\varphi^\infty(r, 0)$ -Werten läßt das verwendete theoretische Berechnungsverfahren auch für Antennen der Längen $L > 0,25 \lambda$ und realen Schlankheitsgrades sinnvoll erscheinen.

Als weiterer Test sind in **Bild 5** berechnete ΔR - und ΔX -Werte [siehe Gleichung (3)] dargestellt, wo-

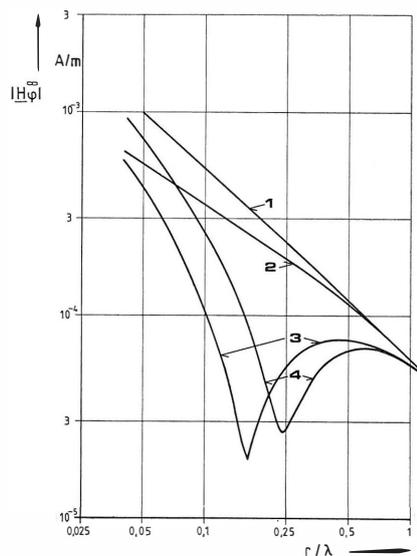


Bild 7

$|\underline{H}_\varphi^\infty|$ als Funktion des radialen Mastabstandes für reale Monopolantennen

$P_{\text{Ein}} = 1 \text{ W}_{\text{sym}}$, $f = 666 \text{ kHz}$

Parameter	L/λ	L/D
1	0,275	105
2	0,375	75
3	0,533	110
4	0,625	100

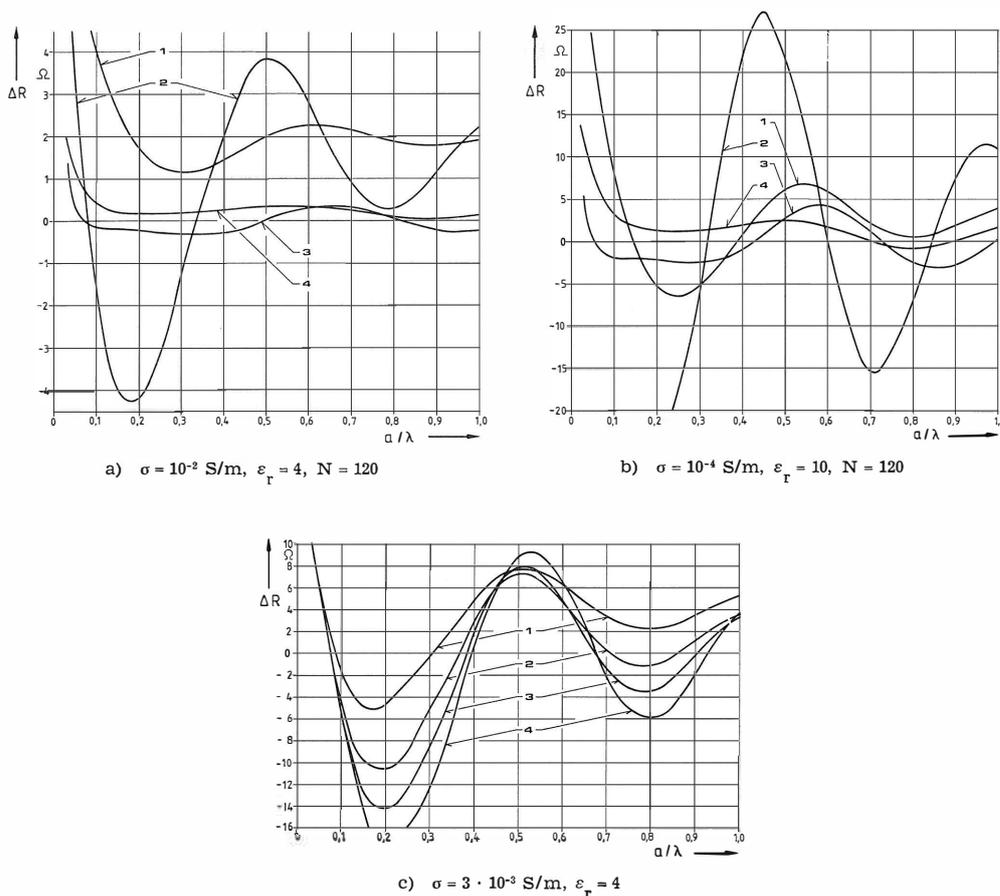


Bild 8

Änderung des Eingangswiderstandes ΔR als Funktion des Erdnetzradius a/λ realer vertikaler Monopolantennen

$d = 18 \text{ mm}, f = 666 \text{ kHz}$

Parameter für a) und b) siehe **Bild 7**

Parameter für c):	N
1	50
2	120
3	250
4	1000

$L/\lambda = 0,375, D/\lambda = 75$

bei ein $\lambda/4$ langer Strahler über einer zirkularen Metallscheibe hoher Leitfähigkeit in Abhängigkeit des auf λ bezogenen Scheibenradius betrachtet wird. Verglichen werden diese berechneten Werte mit gemessenen, die Maley und King in [13] veröffentlicht haben. Diese Messungen wurden bei einer Frequenz von 4,2 GHz durchgeführt, wobei die metallische Scheibe zentrisch auf der Oberfläche eines großen ($D = 50 \lambda$), mit Wasser gefüllten Tanks angeordnet war. Der Vergleich der gemessenen und gerechneten ΔR - und ΔX -Werte in **Bild 5** zeigt, daß eine gute Übereinstimmung gegeben ist.

Fast identische ΔR -Diagramme ergeben sich, wenn die mit Hilfe des sinusförmigen Stromansatzes erhaltenen ΔR -Werte für kurze, schlanke Monopolantennen mit denen verglichen werden, die nach der Momentenmethode berechnet wurden. **Bild 6a, b** zeigt so berechnete ΔR -Werte für einen $0,1 \lambda$ bzw. $0,25 \lambda$ hohen Monopol über verschiedenen Erdnetzen und Bodenleitfähigkeiten. Dieses Bild ist direkt mit den Fig. 2.4.7 bzw. 2.4.9 in [3] zu vergleichen. Die ratio-

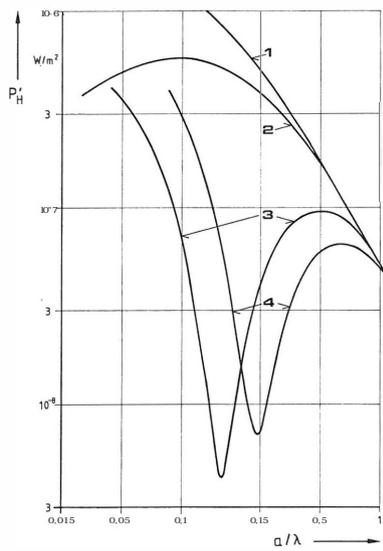
nalen Werte von σ in **Bild 6a, b** ergeben sich aus der Näherung

$$T_g \approx \left(\epsilon_0 \frac{\omega}{\sigma} \right)^2,$$

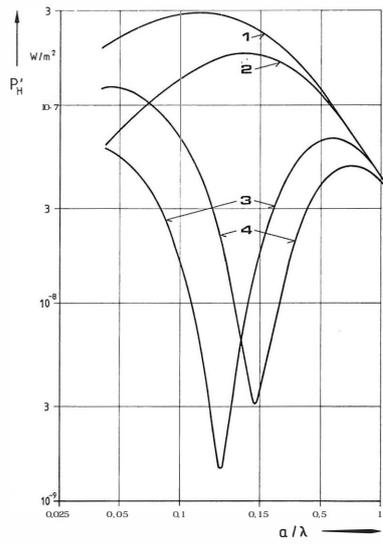
die in [3] als Parameter gewählt wurde. Damit kann davon ausgegangen werden, daß die beschriebene Methode auch für Strahler größerer Bauhöhe ($L > \lambda/4$) angewandt werden kann, wenn die Näherung nach Gleichung (2) auch für diese Strahler erfüllt ist. Bei den weiteren Berechnungen wurde daher stets darauf geachtet, daß das Produkt $r \cdot \underline{H}_\varphi^\infty$ sich nur langsam innerhalb einer Ausbreitungsentfernung $|1/\gamma|$ ändert.

4.2. Eingangsimpedanzen und Gesamtverluste vertikaler Monopolantennen der Länge $L > \lambda/4$

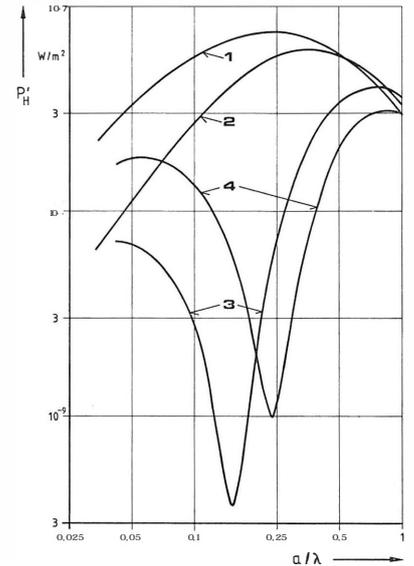
Anhand mehrerer realer Beispiele soll nun gezeigt werden, wie für Monopolantennen größerer Bauhöhe ($L > \lambda/4$) und realen zylindrischen Durchmessers eine ökonomische Erdnetzdimensionierung erfolgen kann. Es wurden folgende vertikale Strahler untersucht:



a) N = 50



b) N = 120



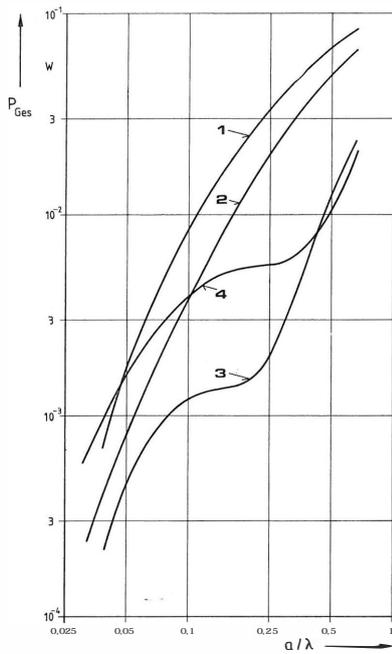
c) N = 250

Bild 9

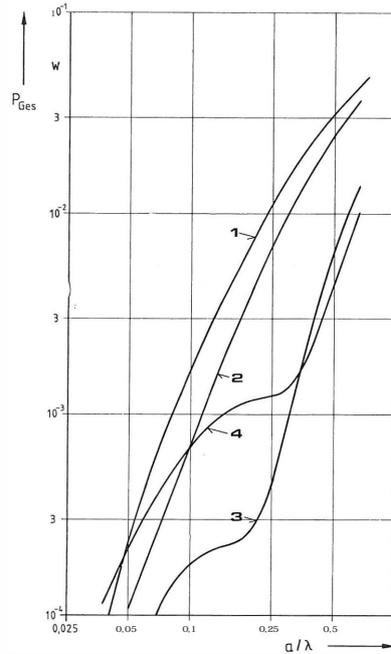
H-Feldverluste je Flächeneinheit als Funktion des Erdnetzradius a/λ

$d = 18 \text{ mm}$, $P_{\text{Ein}} = 1 \text{ W}_{\text{sym.}}$, $f = 666 \text{ kHz}$
 $\sigma = 10^{-2} \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 4$

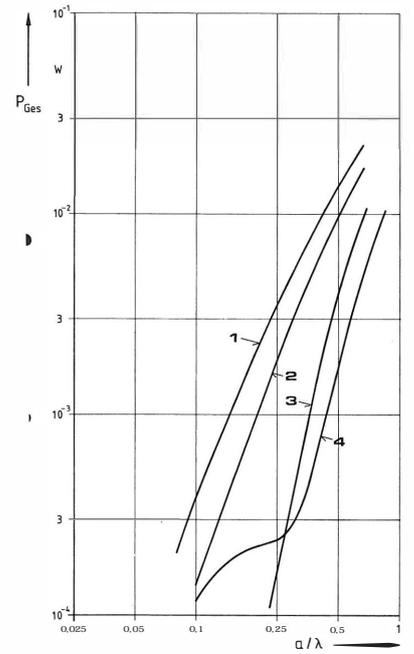
Parameter siehe Bild 7



a) N = 50



b) N = 120



c) N = 250

Bild 10

Gesamte H-Feldverluste innerhalb der Erdnetzfläche als Funktion des Erdnetzradius a/λ

$d = 18 \text{ mm}$, $P_{\text{Ein}} = 1 \text{ W}_{\text{sym.}}$, $f = 666 \text{ kHz}$
 $\sigma = 10^{-2} \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 4$

Parameter siehe Bild 7

Antenne	L/λ	L/D	Z_{∞}
1	0,275	105	$61 + j 68$
2	0,375	75	$330 + j 225$
3	0,533	110	$87 - j 248$
4	0,625	100	$48 - j 159$

Tabelle 2

Elektrische Längen, Schlankheitsgrade und Eingangs-impedanzen untersuchter vertikaler Monopolantennen über unendlich gut leitender Erde

Die Verteilung des Betrages der magnetischen Nahfeldkomponente $\underline{H}_{\varphi}^{\infty}(r, 0)$ in der unendlich gut leitenden Ebene $z = 0$ als Funktion des radialen Mastabstandes r ist für die vier Antennen in **Bild 7** dargestellt. Die $0,275 \lambda$ lange Antenne liefert hiernach bei gleicher Eingangsleistung die größten Feldstärkewerte. Bei den $0,533 \lambda$ bzw. $0,625 \lambda$ langen Monopolen ist wieder ein ausgeprägtes Minimum im Feldstärkeverlauf festzustellen. Der Wert des Minimums wird stark vom Schlankheitsgrad L/D bestimmt.

In **Bild 8a, b** sind für zwei extreme Böden ($\sigma = 10^{-2} \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 4$ und $\sigma = 10^{-4} \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$) ΔR -Werte nach Gleichung (3) als Funktion des auf λ bezogenen Erdnetzradius a/λ aufgetragen. Parameter sind die Strahlerlängen bei 120 Erdnetzdrähten von 18 mm Durchmesser³. Auffällig sind einmal das stark alternierende Verhalten der ΔR -Werte bei der Strahlerlänge $0,375 \lambda$ und zum anderen die sehr kleinen ΔR -Werte bei den längeren Strahlern. Zusätzlich sind in **Bild 8c** für den $0,375 \lambda$ langen Monopol nochmals ΔR -Werte als Funktion von a/λ aufgetragen, wobei als Parameter die Zahl der Erdnetzdrähte bei einer mittleren Bodenleitfähigkeit von $3 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$ berücksichtigt ist. Anscheinend wirkt das Erdnetz auf den vertikalen Monopol wie ein Parallelschwingkreis, dessen Einfluß beim $3/8 \lambda$ hohen Monopol besonders stark ist. Der Einfluß des Erdbodens wird durch den unterschiedlichen Maßstab von **Bild 8a** und **8b** etwas verzerrt, ist jedoch bei schlechterer Bodenleitfähigkeit deutlich verstärkt. Die auffallend geringe Abhängigkeit der ΔR -Werte vom Erdnetz bei den längeren Antennen 3 und 4 erklärt sich aus der Nahfeldverteilung der magnetischen Horizontalkomponente, die im realen Erdnetzbereich ein ausgeprägtes Minimum aufweist. Als Kriterium für die Dimensionierung des Erdnetzes bei solchen langen Strahlern ist daher der ΔR -Wert ungeeignet.

Aus diesem Grunde wurden die nach Abbott [2] definierten und in 2.2. abgeleiteten H-Feldverluste je Einheit der Erdnetzfläche für die untersuchten Antennentypen berechnet. Die **Bilder 9a, b, c** und **12a, b, c** zeigen die Abhängigkeit dieser H-Feldverluste pro Flächeneinheit vom Erdnetzradius, wobei als Parameter die Strahlerlängen L/λ bei $N = 50, 120, 250$ Erdnetzdrähten für die Bodenwerte $\sigma = 10^{-2} \text{ S/m}$ bzw. $\sigma = 10^{-4} \text{ S/m}$ berücksichtigt sind. In den **Bildern 10a, b, c** und **13a, b, c** sind diese H-Feldverluste aufsummiert, wobei wiederum der Erdnetzradius a/λ

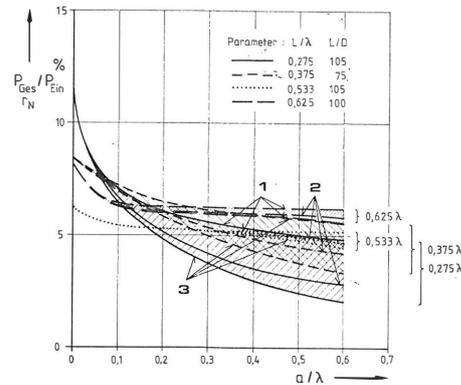


Bild 11

Gesamte H-Feldverluste innerhalb der Fläche der Nahfeldradien als Funktion des Erdnetzradius a/λ

$d = 18 \text{ mm}$, $P_{\text{Ein}} = 1 \text{ W}_{\text{unsym.}}$, $f = 666 \text{ kHz}$
 $\sigma = 10^{-2} \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 4$

- 1: $N = 50$
- 2: $N = 120$
- 3: $N = 250$

der zirkularen Flächen als Abszisse aufgetragen ist. Schließlich sind in den **Bildern 11** und **14** die gesamten H-Feldverluste dargestellt, wobei die Summation unter Berücksichtigung des realen Erdbodens bis zum Rand des Nahfeldes nach [12] erweitert wurde. In diesen Bildern sind neben der Strahlerlänge die Zahl der Erdnetzdrähte als Parameter berücksichtigt. Abschließend ist in **Bild 15** für die Bodenleitwerte $\sigma = 10, 3, 0,1 \text{ mS/m}$ bei 120 Erdnetzdrähten von 18 mm Durchmesser das Verhältnis der gesamten Bodenverluste zur unsymmetrischen Eingangsleistung von 1 W als Funktion des Erdnetzradius für die angegebenen vier Strahlerlängen dargestellt.

4.3. Diskussion der Ergebnisse

Den Ergebnissen der ΔR -Berechnungen ist im großen und ganzen nichts hinzuzufügen. Der Einfluß des Erdnetzes auf die Eingangsimpedanz längerer vertikaler Monopole ist auffallend gering. Zu bemerken ist lediglich, daß beim $3/8 \lambda$ langen Monopol der stark oszillierende Verlauf des ΔR -Wertes von $\pm 10 \Omega$ bei einem mittleren Erdboden von $3 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$ noch keinen wesentlichen Faktor für das Strahlungsverhalten darstellt, da sich über unendlich gut leitendem Boden ein Strahlungswiderstand von $\approx 330 \Omega$ ergibt.

Eine entsprechende Tendenz läßt sich aus **Bild 11** bzw. **14** für die gesamten Erdbodenverluste ablesen. Auch die gesamten H-Feldverluste innerhalb einer kreisförmigen Fläche mit dem Radius des Nahfeldes nach [12] werden für vertikale Monopole mit Strahlerlängen $> 3/8 \lambda$ wenig vom Erdnetz beeinflusst. Das heißt, eine Erdnetzdimensionierung für solche längeren ($> 3/8 \lambda$) Monopolantennen nach der üblichen Faustformel (Erdnetzlänge = Strahlerlänge bei 120 Erdnetzdrähten) ist wenig ökonomisch. Vielmehr kann nach diesen theoretischen Ergebnissen das Erdnetz bei Böden mit guter Leitfähigkeit für solche längeren Strahler wesentlich verringert werden. Bei schlechten Böden ($\sigma < 1 \text{ mS/m}$) muß jedoch stets, auch unter Berücksichtigung eines praktisch sinnvollen Erdnetzes, mit hohen Bodenverlusten zwischen 30 bis 40 % der Eingangsleistung gerechnet werden.

³ Es wurde ein äquivalenter Durchmesser für verzinktes Band-eisen von 40 mm x 20 mm Querschnittsfläche gewählt.

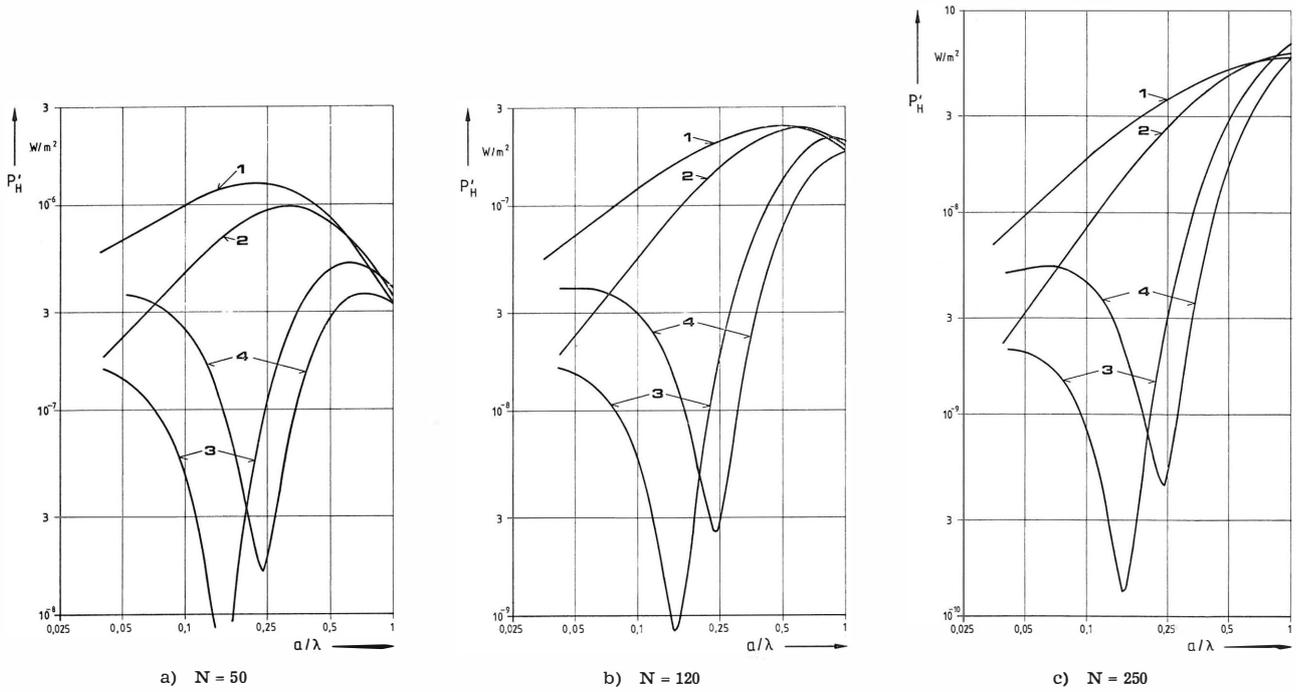


Bild 12
H-Feldverluste je Flächeneinheit als Funktion des Erdnetzradius a/λ
 $d = 18 \text{ mm}$, $P_{\text{Ein}} = 1 \text{ W}_{\text{sym}}$, $f = 666 \text{ kHz}$
 $\sigma = 10^{-4} \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$
 Parameter siehe Bild 7

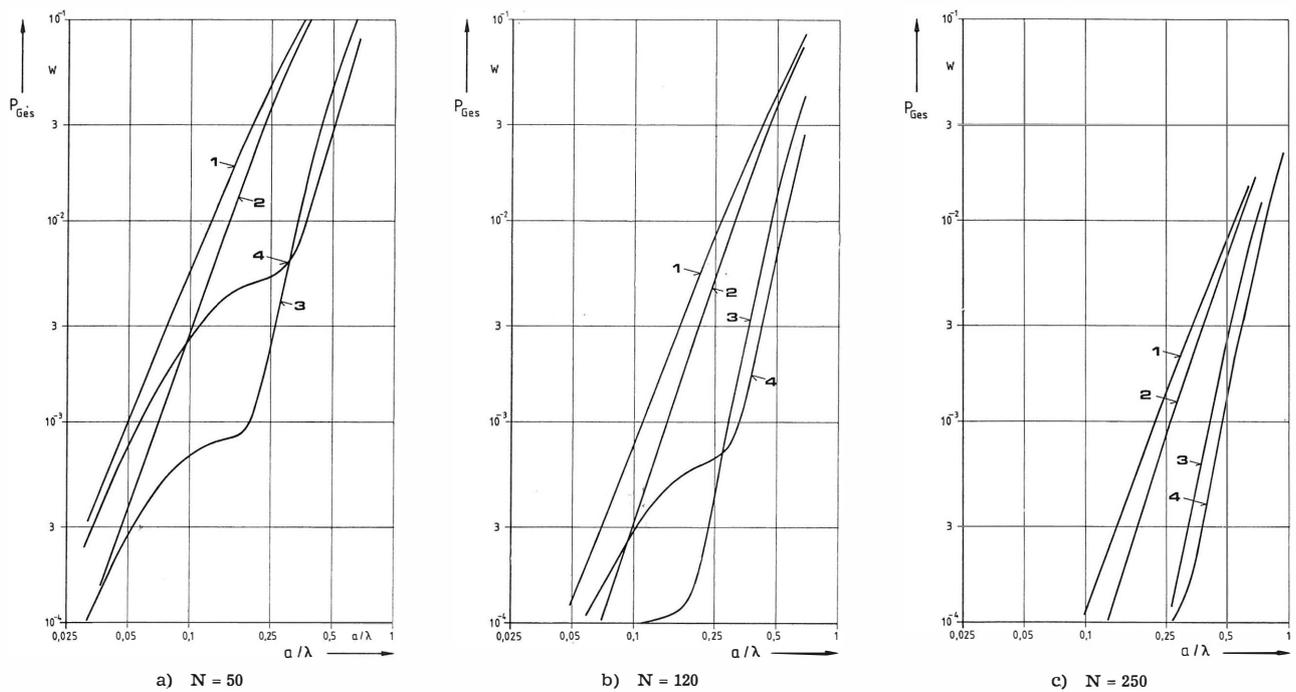


Bild 13
Gesamte H-Feldverluste innerhalb der Erdnetzfläche als Funktion des Erdnetzradius a/λ
 $d = 18 \text{ mm}$, $P_{\text{Ein}} = 1 \text{ W}_{\text{sym}}$, $f = 666 \text{ kHz}$
 $\sigma = 10^{-4} \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$
 Parameter siehe Bild 7

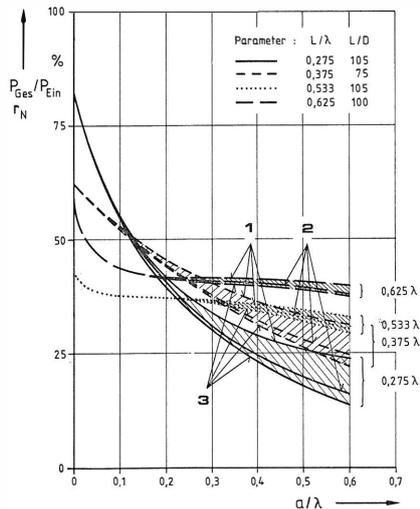


Bild 14

Gesamte H-Feldverluste innerhalb der Fläche der Nahfeldradien als Funktion des Erdnetzradius a/λ

$d = 18 \text{ mm}$, $P_{\text{Ein}} = 1 \text{ W}_{\text{unsym.}}$, $f = 666 \text{ kHz}$
 $\sigma = 10^{-4} \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$
 1: $N = 50$
 2: $N = 120$
 3: $N = 250$

Die **Bilder 11** und **14** zeigen zusätzlich, daß mit Hilfe eines standardisierten Erdnetzes (Faustformeldimensionierung) für den $\lambda/4$ -Strahler die Erdbodenverluste gegenüber dem erdnetzfreien Fall stark verringert werden können. Jedoch auch für diesen Strahler kann ein ökonomisch angelegtes Erdnetz ($a/\lambda = 0,3$; $N = 120$) die Bodenverluste bei schlechter

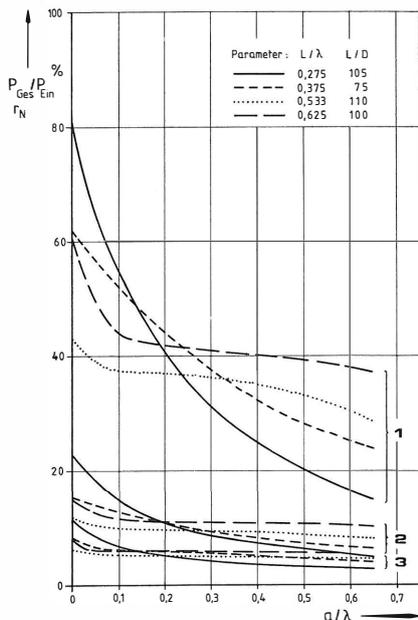


Bild 15

Gesamte H-Feldverluste innerhalb der Fläche der Nahfeldradien als Funktion des Erdnetzradius a/λ

$N = 120$,
 $d = 18 \text{ mm}$, $P_{\text{Ein}} = 1 \text{ W}_{\text{unsym.}}$, $f = 666 \text{ kHz}$
 1: $\sigma = 10^{-4} \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10$
 2: $\sigma = 3 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 4$
 3: $\sigma = 10^{-2} \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 4$

Bodenleitfähigkeit nicht unter 30% der Eingangsleistung drücken.

5. Schlussfolgerung

In der vorliegenden theoretischen Untersuchung zur Dimensionierung von Erdnetzsystemen längerer ($L > \lambda/4$) vertikaler Monopolantennen werden zwei Dimensionierungsgrößen ausgewertet. Es zeigt sich, daß der Realteil der Eingangswiderstände solcher längeren ($L \approx 0,5 \lambda$) vertikalen Strahler vom Erdnetz wenig beeinflusst wird. Auch schlechte Bodenleitfähigkeiten ($\sigma < 1 \text{ mS/m}$) beeinflussen diese ΔR -Werte unwesentlich. Die berechneten gesamten Erdbodenverluste innerhalb einer Kreisfläche mit dem Radius des Nahfeldes zeigen entsprechende Tendenzen. Für diese Dimensionierungsgröße hat jedoch die Bodenleitfähigkeit einen sehr starken Einfluß. Es ist nach diesen theoretischen Ergebnissen sehr unökonomisch, wenn für vertikale Monopolantennen, deren Strahlerlänge $> 3/8 \lambda$ ist, ein aufwendiges Erdnetz nach der Standarddimensionierung (Erdnetzlänge = Strahlerlänge bei $N = 120$ Erdnetzdrähten) ausgelegt wird. Aus den dargelegten theoretischen Ergebnissen läßt sich eine modifizierte Dimensionierungsvor-

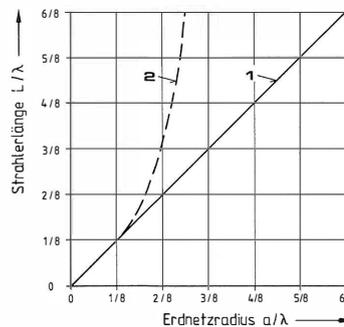


Bild 16

Strahlerlänge als Funktion des Erdnetzradius realer Monopolantennen der Länge $L > \lambda/4$

$N = 120$, $d = 5 \text{ mm}$
 $\sigma \geq 5 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 4$

Kurve 1: Standarddimensionierung
 Kurve 2: Neuer Vorschlag

schrift für Erdnetzängen ableiten, die bei Berücksichtigung einer mittleren Bodenleitfähigkeit von $\sigma \geq 5 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$ und 120 Erdnetzdrähten mit etwa 5 mm Durchmesser wie in **Bild 16** aussehen könnte.

Die dargestellten Untersuchungen beziehen sich auf fußpunktgespeiste Vertikalstrahler ohne Berücksichtigung besonderer Anforderungen, z. B. an das Vertikaldiagramm. Sind zusätzliche Bedingungen zu berücksichtigen, wie z. B. eine erhöhte Raumwellenstrahlung unter flachen Erhebungswinkeln, so müssen hierfür gesonderte Überlegungen angestellt werden, die in diesem Fall zu einer wesentlichen Vergrößerung des Erdnetzes führen können.

Eine Aussage, inwieweit sich diese theoretischen Ergebnisse mit praktischen Erfahrungen decken, kann leider noch nicht angegeben werden, da für solche längeren MW-Antennen keine entsprechenden Untersuchungen bekannt sind. Die mit den gleichen theoretischen Grundlagen erhaltenen Ergebnisse für

kurze ($L \leq \lambda/4$) Monopolantennen stimmen jedoch mit der Praxis gut überein. Es wäre daher sicherlich von großem Interesse, wenn bei Neuplanungen von entsprechend langen MW-Antennen die hier besprochenen Ergebnisse für ein stark reduziertes Erdnetz berücksichtigt werden könnten und damit eine Überprüfung dieser Ergebnisse möglich wäre.

Der Verfasser dankt Dr. Bruger und seinen Mitarbeitern von der Firma AEG-Telefunken sowie Dipl.-Ing. Behne von der Firma BBC für wertvolle Diskussionen und Anregungen.

SCHRIFTTUM

- [1] Wait, J. R.; Pope, W. A.: The characteristics of a vertical antenna with a radial conductor ground system. *Appl. sci. Res., Sect. B.*, Vol. 4 (1954), S. 177 bis 195.
- [2] Abbott, F. R.: Design of Optimum Buried-Conductor RF Ground System. *Proc. of the I. R. E.*, Vol. 40 (1952), S. 846 bis 852.
- [3] Watt, A. D.: *VLF Radio Engineering*. Pergamon Press, 1967.
- [4] Maley, S. W.; King, R. J.; Branch, L. R.: Theoretical calculation of the impedance of a monopole antenna with a radial-wire ground system on an imperfectly conducting half-space. *Air Force Cambridge Res. Lab., sci. Rep. No. 26*, Dec. 1963.
- [5] King, R. W. P.; Wu, T. T.: Currents, charges, and near fields of cylindrical antennas. *Radio Sci.*, Vol. 69 D (1965), S. 429 bis 446.
- [6] Ma, M. T.: *Theory and application of antenna arrays*. Kap. 4.6, John Wiley + Sons, 1974.
- [7] Harrington, R. F.: Matrix Methods for Field Problems. *Proc. of the IEEE*, Vol. 55 (1967), S. 136 bis 149.
- [8] Chao, H. H.; Strait, B. J.: Computer programmes for radiation and scattering by arbitrary configurations of bent wires. Syracuse University, *sci. Rep. No. 7*, Sept. 1970; *sci. Rep. No. 15*, Jan. 1972.
- [9] Idselis, M.; Reiche, J.: Diagrammsynthese von MW-Gruppenantennen. *Rundfunktech. Mitt.* 22 (1978), S. 179 bis 184.
- [10] Whiteside, H.; King, R. W. P.: The Loop Antenna as a Probe. *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, Vol. AP-12 (1964), S. 291 bis 297.
- [11] Adams, A. T.; Strait, B. J.; Warren, D. E.; Kuo, D. C.; Baldwin Jr., T. E.: Near Fields of Wire Antennas by Matrix Methods. *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, Vol. AP-21 (1973), S. 602 bis 610.
- [12] Potschkat, G.: Modelltechnische Untersuchung der elektrischen und der magnetischen Feldstärke im Nah- und Fernfeld von Vertikalantennen. *Rundfunktech. Mitt.* 23 (1979), S. 123 bis 134.
- [13] Maley, S. W.; King, R. J.: Impedance of a monopole antenna with a radial-wire ground system on an imperfectly conducting half space. Part I: *J. of Res. of the NBS*, Vol. 66 D (1962), S. 175 bis 180. Part II: *Radio Sci. J. of Res. NBS*, No. 2 (Febr. 1964) S. 157 bis 163. Part III: *Radio Sci. J. of Res. NBS*, No. 3 (March 1964), S. 297 bis 301.
- [14] Larsen, T.: The E-Field and H-Field Losses around Antennas with a Radial Ground Wire System. *J. of Res. of the NBS*, Vol. 66 D (1962), S. 189 bis 204.

VERGLEICHENDE UNTERSUCHUNG BEI HORIZONTAL- UND ZIRKULARPOLARISATION FÜR DEN UKW-HEIM- UND -KFZ-EMPfang¹

VON THEODOR BOSSERT UND ARMIN LAU²,
WOLFGANG BLOBEL UND DIETER HOFF³

Manuskript eingegangen am 30. Mai 1980

UKW-Versorgung

Zusammenfassung

Es wird über Feldversuche berichtet, bei denen zirkular und horizontal polarisierte Wellen mit großer Leistung abgestrahlt wurden. Die sich ergebende Versorgungssituation und die dabei erzielbare Übertragungsqualität beim UKW-Heimempfang wird anhand von Meßergebnissen diskutiert. Die Empfangsmöglichkeiten und die auftretenden Störungen beim UKW-Empfang im fahrenden Kfz wurden untersucht. Es werden Rückschlüsse auf das unterschiedliche Ausbreitungsverhalten der verschieden polarisierten Wellen gezogen. Zusammenfassend werden die Vor- und Nachteile einer zirkular polarisierten UKW-FM-Übertragung einander gegenübergestellt.

Summary Comparison between horizontal and circular polarisation for VHF/FM reception in the home and in motor vehicles

The article gives an account of a field trial on high-powered VHF/FM sound broadcast emissions using both circular and horizontal polarisation. Based on the results of measurements, the coverage and the transmission quality obtained with domestic reception are studied. The possibility to receive VHF/FM sound broadcasting in moving vehicles and the occurring disturbances are considered. The differences in the propagation of waves using different polarisations are demonstrated. In conclusion, the advantages and disadvantages of circular polarisation for VHF/FM sound broadcasting are set out.

Sommaire Comparaison de la polarisation horizontale et de la polarisation circulaire pour la réception des ondes V.H.F./MF à domicile et sur véhicule

L'article rend compte de mesures de champ effectuées sur des émissions de radio en ondes V.H.F./MF à grande puissance, en polarisation circulaire et horizontale. A partir des résultats de mesure, on étudie la situation de couverture et la qualité de transmission obtenue avec la réception domestique. On examine également la possibilité de réception et les perturbations dans la réception sur véhicule. Les différences dans la propagation des ondes de polarisation différente sont mises en évidence. Pour conclure, on met en regard les avantages et les inconvénients de la polarisation circulaire pour les émissions de radio à modulation de fréquence.

1. Einleitung

In letzter Zeit ist die Frage nach Verbesserung des Empfangs von UKW-FM-Rundfunk im fahrenden Kfz durch Verwendung der Zirkularpolarisation wiederholt diskutiert worden. In verschiedenen Veröffentlichungen wird das unterschiedliche Ausbreitungsverhalten linear und zirkular polarisierter Wellen behandelt [1, 2, 3, 4]. Darin sind vorwiegend die Unterschiede bei der Feldstärke herausgestellt. Diese Größe ist jedoch kein ausreichendes Kriterium für die Qualität des Rundfunkempfangs, da bei Mehrwegeausbreitung nichtlineare Verzerrungen entstehen, die sich durch erhöhten Klirrfaktor und beim Stereoempfang durch zusätzliches Übersprechen bemerkbar machen. Darüber hinaus wurden praktische Untersuchungen bisher immer nur mit kleinen Versuchsendern durchgeführt. Bedingt durch deren geringe Strahlungsleistungen konnten die bei der

Rundfunkversorgung eigentlich typischen Ausbreitungsweglängen und der Einfluß von Fernreflexionen nicht untersucht werden.

Durch einen Abstrahlversuch mit einem Sender großer Leistung in einem topographisch und morphographisch möglichst unterschiedlich strukturierten Gelände sollte geklärt werden, wie sich die Rundfunkversorgung für den Heimempfang und den Empfang im fahrenden Kfz durch die Wahl der Zirkularpolarisation im Vergleich zur bestehenden Horizontalpolarisation hinsichtlich Feldstärke, Reflexionen, Klirrfaktor und Übersprechen darstellt.

2. Konzept der Versuchsabstrahlung

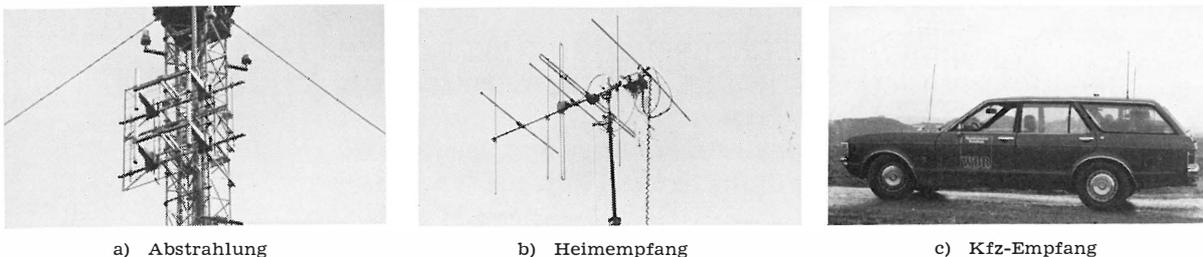
2.1. Meßgebiet

Für den Abstrahlversuch stellte der WDR den Sender Nordhelle zur Verfügung. Die Station (Höhe 663 m über NN) befindet sich in einer Mittelgebirgslandschaft mit einigen mittelgroßen Siedlungs- und Industrieschwerpunkten, die der Forderung nach topographisch und morphographisch verschiedenen Empfangssituationen gerecht wird. So konnten beispielsweise die Meßpunkte für den Heimempfang in stark bis schwach bebauten Gebieten, in abgeschatteten oder dem Sender zugewandten Lagen, in Tälern und auf Bergrücken gewählt werden, wobei die Entfernungen zum Sender seinem Versorgungsbereich entsprechend ausgesucht wurden. Die verschiedenen Empfangssituationen im fahrenden Kfz wurden

¹ Dieser Aufsatz erscheint zugleich in Engl./Franz. in der E.B.U. Rev. Tech./Rev. de l'U.E.R. Tech. Nr. 182 (August 1980). This article is published simultaneously in English in the E.B.U. Rev. Tech. No. 182 (August 1980). Cet article is publié simultanément en français dans la Rev. de l'U.E.R. Tech. N° 182 (Août 1980).

² Dipl.-Phys. Theodor Bossert und Dipl.-Phys. Armin Lau sind Wissenschaftliche Mitarbeiter im Fachbereich Rundfunkversorgung und Sendertechnik im Institut für Rundfunktechnik, München.

³ Ing. (grad.) Wolfgang Blobel ist Leiter des Arbeitsbereiches Rundfunkversorgung und Dr.-Ing. Dieter Hoff ist Leiter der Abteilung Senderbetriebstechnik beim Westdeutschen Rundfunk, Köln.



a) Abstrahlung b) Heimempfang c) Kfz-Empfang

Bild 1
Sende- und Empfangsantennen

durch Strecken in Stadtgebieten, auf Landstraßen und Autobahnen realisiert.

2.2. Antennen

2.2.1. Sendeantenne

Als Sendeantenne stand ein VHF-Richtstrahlfeld (Rohde & Schwarz) mit gekreuzten Strahlergruppen bei getrennter Einspeisung zur Verfügung. Der Sendeaufbau der in **Bild 1a** abgebildeten Antenne ist schematisch in **Bild 2a** wiedergegeben. Zur Verifizierung einer zirkular polarisierten Abstrahlung enthielt eine der Zuleitungen für die Strahlergruppen eine elektrische Verlängerung. Ein Schalter in der Zuleitung der vertikalen Strahlergruppe ermöglichte einen Senderbetrieb wahlweise mit horizontaler oder zirkularer Polarisation. Der in der Horizontal- und Vertikalebene unterschiedliche Antennengewinn des Richtstrahlfeldes ($G_H = 6,5 \text{ dB}$, $G_V = 8,0 \text{ dB}$) wurde durch einen entsprechend dimensionierten Leistungsverteiler kompensiert. Gestrahlt wurde in jeder Polarisationssebene mit 10 kW ERP bei einer horizontalen Halbwertsbreite von $\pm 17^\circ$ (H) bzw. $\pm 15^\circ$ (V) und einer Elevation von 0° . Die Sendefrequenz betrug 100,4 MHz.

2.2.2. Heimempfang

Zur Erfassung der Situation des Heimempfangs standen vom Norddeutschen Rundfunk, vom Südwestfunk, vom Westdeutschen Rundfunk und vom Institut für Rundfunktechnik insgesamt 5 Meßwagen zur Verfügung, die mit ausfahrbaren Masten (bis zu

10 m Höhe) und identischem Meßaufbau ausgestattet waren.

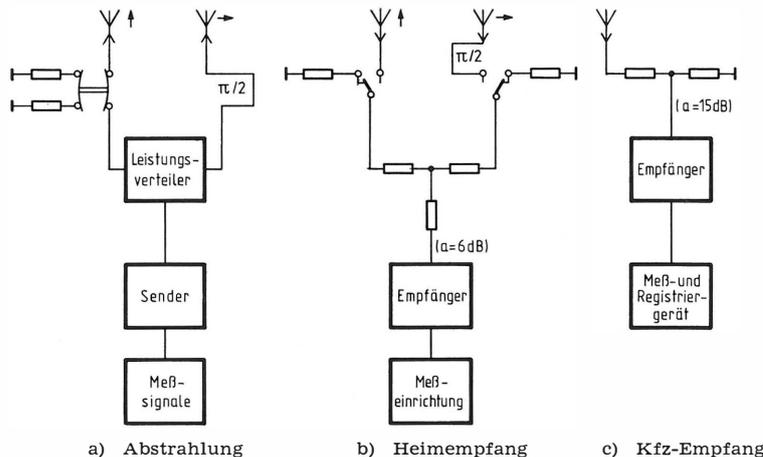
Als Empfangsantennen wurden zwei kommerzielle Ausführungen benutzt, die sich in ihrer mechanischen Konstruktion (2- bzw. 4-Elemente-Yagi, siehe **Bild 1b**) und damit in ihren elektrischen Eigenschaften (z. B. Gewinn 3 dB bzw. 5 dB) unterschieden. Bei allen Antennen konnten entsprechend **Bild 2b** der horizontale und der vertikale Dipol über je ein RF-Relais auf den Empfänger geschaltet werden, so daß wahlweise die Empfangspolarisation horizontal, vertikal oder zirkular eingestellt werden konnte. Die Dämpfung der Antennensignale aus jeder Polarisationssebene betrug dabei 6 dB.

2.2.3. Kfz-Empfang

Die Messungen im fahrenden Kfz wurden mit einem Pkw-Kombi (**Bild 1c**) durchgeführt. Es wurde die serienmäßige, vorne links montierte Stabantenne benutzt und das Antennensignal gemäß **Bild 2c** dem Empfänger zugeführt. Bei der Impedanzanpassung durch den vorgeschalteten ohmschen Spannungsteiler reduzierten sich die RF-Spannung um 15 dB und die verfügbare RF-Leistung um 10 dB.

2.3. Modulation

Der Sender wurde in der Betriebsart „Stereo“ verwendet. Bei den Messungen für den Heimempfang wurden nacheinander mit +6 dBm in nur einem der Stereokanäle die Pegeltöne 40 Hz, 1 kHz und 5 kHz gesendet. Darüber hinaus wurde zeitweise der Piloton auch alleine (ohne Pegelton) ausgestrahlt.



a) Abstrahlung b) Heimempfang c) Kfz-Empfang

Bild 2
Sende- und Empfangsanordnung

Bei den Kfz-Messungen wurde in nur einem der Stereokanäle ein 1-kHz-Pegelton mit +6 dBm gesendet.

2.4. Meßgrößen

2.4.1. Heimempfang

Wie bereits in der Einleitung hervorgehoben, sollten neben der Feldstärke auch Qualitätsparameter erfaßt werden. Dazu wurde an jedem Meßpunkt in der RF-Ebene der Reflexionswert [5, 6] mit dem im IRT entwickelten Reflexionsmesser bestimmt. Der Reflexionswert ist ein Maß für die Störungen, die durch Mehrwegeempfang hervorgerufen werden. In der AF-Ebene wurden im jeweils unbetönten Stereokanal die Fremdspannung und im betönten der Klirrfaktor zu den verschiedenen Modulationsfrequenzen gemessen.

2.4.2. Kfz-Empfang

Neben der Antennennutzspannung wurden auch hier weitere Qualitätsparameter gemessen. Auf einem Mehrkanalbandgerät wurden simultan aufgezeichnet: RF-Nutzspannung (PCM), AF-Signal Mono, AF-Signal Stereo links und AF-Signal Stereo rechts (jeweils direkt).

2.5. Auswertung der Messungen

Zur Beschreibung der Versorgungssituation beim Heimempfang sind 212 Meßpunkte angefahren worden. Die Fülle des Datenmaterials machte die Auswertung mit einem Rechner erforderlich. Die einzelnen Meßwerte wurden vor der eigentlichen Auswertung mit Hilfe der in Vorversuchen gewonnenen Eichdaten für jeden Meßwagen umgerechnet und normiert. Damit lagen vergleichbare Daten vor.

Der beim Kfz-Empfang auf Magnetband registrierte zeitliche Verlauf der Meßgrößen erfaßte 7 Strecken mit jeweils 5 bis 7 km Länge und unterschiedlicher Topographie. Nach einer entsprechenden Umformung (Filterung, Gleichrichtung) im Labor wurden die Qualitätsparameter mit elektronischen Häufigkeitszählern im Zeittakt klassiert. Unabhängig von ihrer tatsächlichen Verteilung wurden alle Meßergebnisse in einem Wahrscheinlichkeitsnetz dargestellt, in dem eine lognormalverteilte Meßgröße eine Gerade ergibt.

3. Ergebnisse der Messungen für den Heimempfang

Für die Beurteilung der Qualität des Rundfunkempfangs ist die Güte der AF-Signale entscheidend. Während des laufenden Rundfunkprogrammes sind jedoch Qualitätsmessungen in der AF-Ebene praktisch nicht realisierbar, so daß auf Messungen in der RF-Ebene ausgewichen werden muß. Wie bereits erwähnt, wurden bei den verschiedenen Messungen für die Qualitätsbeurteilung die Nutzfeldstärke und der Reflexionswert ermittelt. Im Gegensatz zur Sendung eines Rundfunkprogrammes bot die Modulation auf einzelnen Pegeltonen während der Versuchsabstrahlung auch die Gelegenheit zu AF-Messungen, speziell zum Messen der Summenklirrdämpfung im betönten und der Fremdspannung im unbetönten Stereokanal. Sie ermöglichte darüber hinaus einen direkten Vergleich von AF- und RF-Meßwerten.

In **Bild 3** sind die gemessenen Qualitätsparameter für den Heimempfang einander gegenübergestellt. Die in den einzelnen Diagrammen enthaltenen Kurven sind jeweils mit zwei Buchstaben bezeichnet, von denen der erste die Polarisation der abgestrahlten Welle (H = horizontal, Z = zirkular), der zweite die Polarisation der Empfangsantenne (H, Z oder V = vertikal) angibt. So bedeutet beispielsweise „ZH“ zirkular polarisierte Abstrahlung und horizontal polarisierte Empfangsantenne.

3.1. RF-Ebene

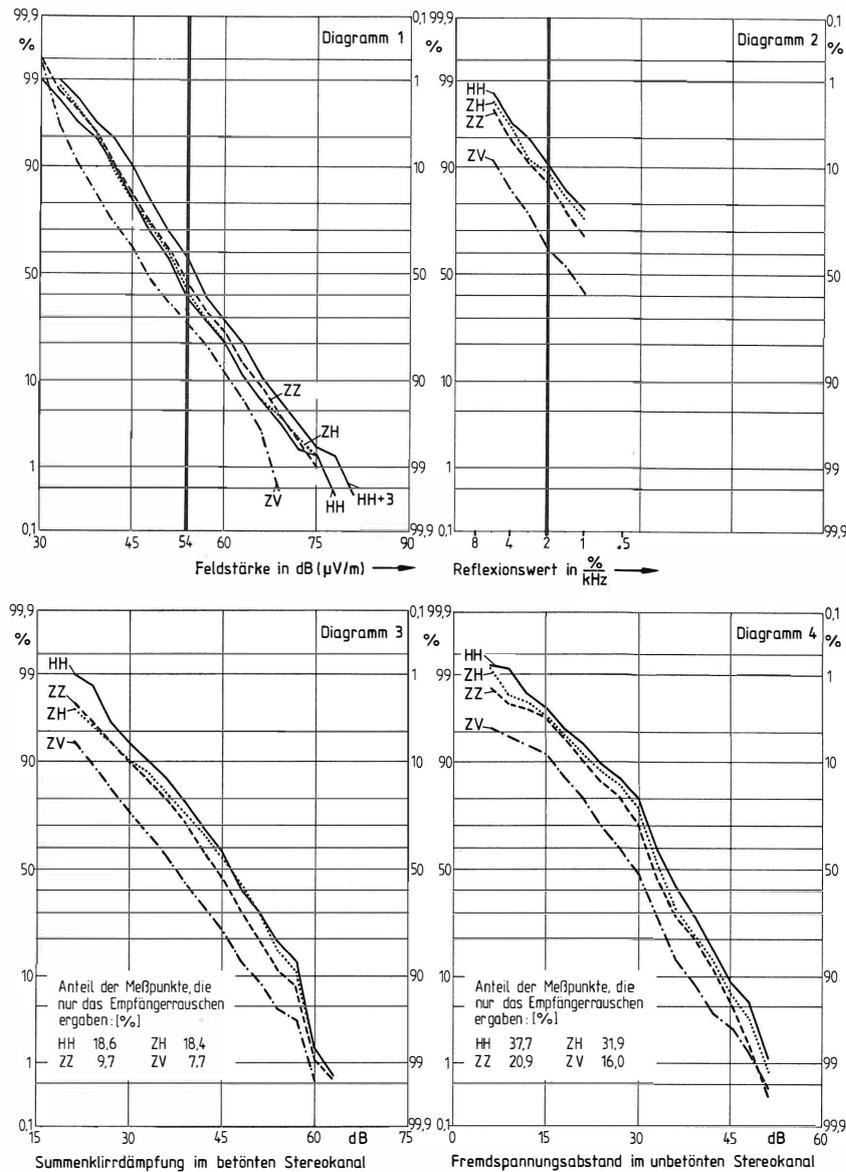
Zur Beurteilung der Nutzfeldstärke ist das Verhältnis der Sendeleistungen bei den einzelnen Abstrahlungspolarisationen von Bedeutung. Ausgehend von der horizontalen Polarisation kann man zur zirkularen Abstrahlung kommen, indem man eine vertikale Komponente gleicher Leistung hinzufügt – was die „Gesamtsendeleistung verdoppelt“ –, oder aber indem man die Hälfte der Sendeleistung von der horizontalen Sendeleistung abzieht und in die vertikale fließen läßt.

Im ersten Fall vergrößert sich die Gleich- und Nachbarkanalstörwirkung – insbesondere in der vertikalen Polarisationssebene – und im zweiten Fall die Störemfindlichkeit – speziell bei horizontal polarisierten Empfangsantennen –, d. h. es geht die Versorgung zurück. Bei einer Polarisationsentkopplung von 10 dB am Empfangsort (gemäß CCIR-Rep. 122/2) wäre streng genommen nur eine Steigerung der Gesamtsendeleistung um 2,5 dB – was einer Reduzierung der Horizontalkomponente um 0,5 dB entspricht – bei gleichbleibender Störwirkung auf ein bestmögliches Sendernetz möglich. Tatsächlich wurde während des Versuchs bei zirkular polarisierter Abstrahlung die „Gesamtsendeleistung verdoppelt“, d. h. bei den Versuchen hatte die Horizontalkomponente der horizontalen und der zirkularen Abstrahlung dieselbe Sendeleistung. Will man aus den Meßergebnissen die Situation bei „gleicher Gesamtsendeleistung“ berechnen, so muß man für die Horizontalkomponente bei rein horizontaler Abstrahlung einen Zuschlag von 3 dB ansetzen (HH + 3).

3.1.1. Nutzfeldstärke

In **Bild 3, Diagramm 1** ist die Summenhäufigkeit der gemessenen Feldstärken dargestellt. Um auch den Fall „gleicher Gesamtsendeleistung“ für beide Polarisationsarten zu veranschaulichen, ist in Diagramm 1 neben der Kurve „HH“ (Feldstärke bei horizontaler Abstrahlung und horizontal polarisiertem Empfang) auch noch eine um 3 dB erhöhte horizontale Feldstärkeverteilung mit der Benennung „HH + 3“ eingetragen.

Die Kurven in Diagramm 1 sind stark geländeabhängig und lassen gewisse Rückschlüsse auf das Ausbreitungsverhalten der verschiedenen polarisierten Wellen zu. Man erkennt aus dem flacheren und um 3 bis 6 dB zu kleineren Feldstärken hin gegenüber „HH“ versetzten Verlauf der Kurve „ZV“, daß die Vertikalkomponente eine größere Ausbreitungsdämpfung erfährt als die Horizontalkomponente. Besonders bei kleinen Feldstärken war die Vertikalkomponente deutlich schwächer als die Horizontalkomponente. Dort unterscheiden sich die Leistungen,

**Bild 3****Qualitätsparameter für den Heimempfang**

Die Ordinate eines Kurvenpunktes ergibt im jeweils linken Ordinatenmaßstab die Häufigkeit, mit der bessere Meßwerte als der Wert der Abszisse vorkamen. Im jeweils rechten Ordinatenmaßstab erhält man die Häufigkeit, mit der schlechtere Meßwerte auftraten.

die aus einer horizontal polarisierten oder einer zirkular polarisierten Empfangsantenne entnehmbar sind, praktisch nicht. Deshalb bringt der Empfang mit einer Zirkularantenne ZZ bei ausbreitungsbedingten kleinen Feldstärken praktisch keine Vorteile. Ein Vorteil von 1,5 dB ist bei den großen Feldstärken, also dort, wo dies praktisch keinen Nutzen bringt, vorhanden. Dieser Vorteil muß durch eine „verdoppelte Gesamtsendeleistung“ erkaufte werden, die bei rein horizontal polarisierter Abstrahlung und horizontal polarisiertem Empfang zur Kurve „HH + 3“ hätte führen können. Hieraus wird deutlich, daß bezüglich der Feldstärke die Verwendung der zirkularen Polarisation im untersuchten Mittelgebirgsgelände nicht vorteilhaft ist.

Auch aus der Tatsache, daß die Summenverteilungen der gemessenen Feldstärken „HH“ und „ZH“ sich

praktisch nicht unterscheiden, geht hervor, daß Nachteile der Zirkularpolarisation bezüglich der Feldstärke ausschließlich auf die Vertikalkomponente zurückzuführen sind.

Es ist noch nicht geklärt, in welchem Verhältnis horizontal und vertikal polarisierte Komponenten der Störstrahlung durch elektrische Betriebsmittel auftreten. Es ist unbekannt, ob an einer zirkularen Empfangsantenne im Mittel dieselbe Störleistung ansteht wie an einer horizontalen. Davon abhängig sind aber die Mindestnutzfeldstärken, die für zirkulare und horizontale Empfangsantennen zu fordern sind.

3.1.2. Versorgung mit ausreichender Nutzfeldstärke

Zieht man bei einer Nutzfeldstärke von 54 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) die Grenze der Versorgung, so kann man den Grad der Feldstärkeversorgung im Meßgebiet bei

Polarisation		Versorgungsgrad (%)		
Abstrahlung	Empfang	Feldstärke ≥ 54 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$)	Reflexionen ≤ 2 %/ kHz	Insgesamt 54 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) u. 2 %/kHz
H	H	59,0	91,6	58,0
	H	60,8	86,3	59,4
Z	V	37,7	62,7	33,5
	H od. V	61,8	87,7	60,4
	Z	61,3	84,2	59,0
	H, V od. Z	63,2	88,7	61,8
H + 3	H	70,3	91,6	68,9

Tabelle 1

Erzielbare Versorgung mit den verschiedenen Polarisationen und Empfangsarten

den verschiedenen Polarisationen ermitteln. Um dem senderseitigen Aufwand einer Zirkularabstrahlung mit „verdoppelter Gesamtsendeleistung“ auch empfangsseitig etwas gegenüberzustellen, wurden mehrere Empfangsmöglichkeiten berücksichtigt.

In **Tabelle 1** ist in der Spalte „Feldstärke“ der Prozentsatz der mit ausreichender Feldstärke versorgten Meßpunkte für die verschiedenen Polarisationen und Empfangsarten angegeben. Ausgegangen wird von dem herkömmlichen Fall horizontal polarisierter Aussendung und horizontaler Empfangsantenne. Auch bei der zirkularen Abstrahlung kann man auf der Empfangsseite zunächst von einer linearen Antenne ausgehen. In der Spalte „Polarisation/Empfang“ ist daher als erster der wohl wichtigste Fall aufgeführt, daß diese Antenne horizontal ausgerichtet (H) verwendet wird. Man kann diese Antenne aber auch vertikal einsetzen (V) oder gar, um das jeweils bessere Ergebnis zu erzielen, manchmal horizontal und manchmal vertikal (H oder V). Treibt man einen größeren Aufwand und verwendet eine Zirkularantenne, so kann man diese entweder prinzipiell zirkular einsetzen (Z), oder aber je nach Ergebnis nur die horizontale Ebene, die vertikale Ebene oder beide zusammen als Zirkularantenne verwenden (H, V oder Z).

Für den Fall, daß zirkular mit „verdoppelter Gesamtsendeleistung“ abgestrahlt wird, ergibt sich folgendes Bild: Vergleicht man horizontal und zirkular polarisierte Abstrahlung und läßt die Teilnehmerantennen horizontal ausgerichtet, so steigt der Versorgungsgrad von 59 % auf 60,8 %. Dies ist zunächst erstaunlich, da an der horizontal abgestrahlten Komponente nichts verändert wurde. Bei nur vertikalem Empfang liegt die Versorgung bei nur 37,7 %. Immerhin waren 1 % der Meßpunkte ausschließlich bei vertikalem Empfang versorgt, d. h. die Wahlmöglichkeit, die lineare Antenne je nach besserem Ergebnis horizontal oder vertikal auszurichten, läßt die Versorgung mit genügender Feldstärke von 60,8 % auf 61,8 % ansteigen. Wählt man auf der Empfangsseite den größeren Aufwand einer Zirkularantenne und verwendet diese auch immer zirkular, so erhält man eine Feldstärkeversorgung von 61,3 %. Der

Empfangsaufwand mit Wahlmöglichkeit für H oder V oder Z bringt 63,2 % Versorgung. Nur zum Vergleich ist in **Tabelle 1** auch die Versorgung bei Abstrahlung der Horizontalkomponente mit „gleicher Gesamtsendeleistung“ (H + 3) angegeben; sie liegt bei 70,3 %. Damit ist unabhängig von der verwendeten Empfangsantenne bei Übergang von horizontaler auf zirkulare Polarisation immer dann mit einer Einbuße an Feldstärkeversorgung zu rechnen, wenn der Leistungsanteil der Horizontalkomponente verringert wird.

3.1.3. Reflexionen

Neben der Nutzfeldstärke ist vor allem die Reflexionsfreiheit ein wichtiges Kriterium für die Qualität des Empfangs. In **Bild 3, Diagramm 2** ist deshalb die Summenhäufigkeit der gemessenen Reflexionswerte (%/kHz) für die verschiedenen Polarisationen angegeben. Die Kurve für vertikalen Empfang „ZV“ ist gegenüber der Kurve für rein horizontale Polarisation „HH“ etwa um den Faktor 3 zu größeren Reflexionswerten hin versetzt. Dies bedeutet, daß die Vertikalkomponente relativ (bezogen auf ihre geringere Größe) etwa 3mal stärkere reflektierte Felder erzeugt als die Horizontalkomponente. Diese Eigenschaft vertikaler Wellen beeinflusst natürlich auch den Empfang mit einer Zirkularantenne „ZZ“, der immer noch 1,4- bis 1,5mal größere Reflexionswerte liefert als der horizontale Empfang horizontaler Wellen „HH“. Beachtlich ist, daß auch beim Empfang nur der Horizontalkomponente des zirkularen Feldes „ZH“ eine Verschlechterung gegenüber „HH“ eintritt, und zwar etwa um den Faktor 1,2 bis 1,3.

Zieht man die Versorgungsgrenze bei einem Reflexionswert von 2 %/kHz, so kann man den Grad der Versorgung ermitteln. In **Tabelle 1** steht unter der Spalte „Reflexionen“ der Prozentanteil der mit reflexionsarmen Signalen versorgten Meßpunkte. Man sieht auf den ersten Blick, daß bei zirkularer Abstrahlung in keinem Falle der Versorgungsgrad von reiner Horizontalpolarisation erreicht werden kann.

Stellt man die Anzahl der Meßpunkte, bei denen Störungen durch Reflexionen auftraten, einander gegenüber, so zeigt sich, daß bei reiner Horizontalpolarisation die wenigsten Störungen auftraten. Bereits beim Empfang nur der Horizontalkomponente des zirkularen Feldes steigt die Anzahl um den Faktor 1,63. Beim Empfang nur der Vertikalkomponente sind sogar 4,49mal soviel Meßpunkte gestört, und auch bei der empfangsseitig größtmöglichen Anstrengung, der Wahl jeweils der besten Empfangspolarisation H oder V oder Z, sinkt dieser Faktor nicht unter 1,35.

3.1.4. Gesamtbeurteilung der Versorgung

Für die Versorgung eines Empfangsortes mit UKW-Signalen ist eine ausreichende Nutzfeldstärke und gleichzeitig die Reflexionsfreiheit der Signale zu fordern. Während man die Feldstärke mittels größerer Sendeleistung erhöhen kann, läßt sich die Reflexionsfreiheit durch eine solche Maßnahme nicht beeinflussen.

In der letzten Spalte von **Tabelle 1** wird der Prozentanteil der bei dem Versuch mit ausreichender Nutzfeldstärke und gleichzeitig mit reflexionsarmen

Signalen versorgten Meßpunkte angegeben. Zunächst bemerkt man, daß die Versorgung wesentlich mehr durch den Abfall der Nutzfeldstärke beeinflusst wird als durch die Reflexionen. Bei einer dem planmäßigen Betrieb auf der Nordhelle näherkommenden Sendeleistung von 30 kW ERP und Rundstrahlung wäre der Versorgungsgrad insgesamt erheblich höher gewesen und damit der Einfluß der Reflexionen relativ stärker ins Gewicht gefallen.

3.1.5. Umverteilung der Versorgungslücken

Bei jeder Veränderung des Sendernetzes ist es von besonderer Bedeutung, ob die bislang vorhandenen Versorgungslücken geschlossen werden können und gegebenenfalls durch die Umstellung neue Lücken entstehen. In **Tabelle 2** wird in drei Doppelspalten angegeben, welche prozentualen Verbesserungen und Verschlechterungen eintraten und welchen Gesamteinfluß der Übergang zur Zirkularpolarisation auf die Versorgung hat. Die eingetragenen Werte sind in jeder Doppelspalte auf die Versorgung bei rein horizontal polarisierter Abstrahlung mit „verdoppelter Gesamtsendeleistung“ (HH) bzw. mit „gleicher Gesamtsendeleistung“ (HH + 3) bezogen. Aus der Tabelle sieht man, daß neben gewissen Gesamtverbesserungen und -verschlechterungen auch eine erhebliche Umverteilung stattfindet.

Neuer Zustand Polarisation		Versorgungsänderung (%) relativ zum Ist-Zustand					
		HH		HH + 3		HH	
Abstrahlung	Empfang	hinzu-		entfallend		insgesamt	
		kommend					
Z	H	+ 7,7	+2,0	- 5,3	-15,8	+ 2,4	-13,8
	V	+ 5,5	+1,0	-47,7	-52,4	-42,2	-51,4
	Z	+13,2	+2,5	-11,5	-16,9	+ 1,7	-14,4
H + 3	H	+18,7		0		+18,7	

Tabelle 2

Umverteilung und Änderung der Versorgung

Bei „verdoppelter Gesamtsendeleistung“ der Zirkularabstrahlung ist „HH“ der „Ist-Zustand“. Bei „gleicher Gesamtsendeleistung“ beider Abstrahlungen ist „HH + 3“ der „Ist-Zustand“.

So kann man beispielsweise durch den Übergang zur Zirkularabstrahlung mit „verdoppelter Gesamtsendeleistung“ bei nach wie vor horizontalen Empfangsantennen 7,7 % neue Teilnehmer erreichen. Allerdings muß man dann damit rechnen, daß 5,3 % der bislang versorgten Teilnehmer nun keinen brauchbaren Empfang mehr haben. Auffallend ist, daß sich bei „gleicher Gesamtsendeleistung“ eine nicht unerhebliche Verschlechterung der Gesamtversorgung bei zirkular polarisierter Abstrahlung ergibt, wobei sich das relativ günstigste Ergebnis dann einstellt, wenn mit horizontal polarisierter Antenne empfangen wird.

3.2. AF-Ebene

Für Messungen während des laufenden Programmes ist man im allgemeinen auf Messungen in der RF-Ebene angewiesen, da sich die AF-Signale ständig unvorhersehbar verändern. Bei der Versuchsab-

strahlung wurde jedoch mit konstanten AF-Signalen moduliert, um Verzerrungsmessungen zu ermöglichen.

3.2.1. Klirren

An jedem Meßpunkt wurden die Summenklirrfaktoren im betönten Stereokanal zu den jeweiligen Modulationsfrequenzen 40 Hz, 1 kHz und 5 kHz gemessen. Der Übersichtlichkeit halber wurden in **Bild 3, Diagramm 3** nicht jeweils die drei Summenverteilungen der Klirrdämpfungen der einzelnen Modulationsfrequenzen abgebildet. Es wurde vielmehr die Gesamtsummenverteilung aus den bei allen drei Modulationsfrequenzen gewonnenen Meßwerten dargestellt.

Obwohl im Einzelfall kein unmittelbarer Zusammenhang zwischen Summenklirrfaktor und subjektivem Störfempfinden besteht, kann man doch annehmen, daß die in Diagramm 3 verwendete Größe statistisch ein gutes Qualitätskriterium ist.

Als nicht erfaßbare Größe gehen in den Verlauf der Kurven Störungen durch elektrische Betriebsmittel ein. Darüber hinaus spielt die Verteilung der vorgefundenen Feldstärken eine Rolle, da das Empfängerrauschen die Klirrdämpfung begrenzt. Aufgrund von Voruntersuchungen war der Einfluß des Rauschens auf die Meßergebnisse bekannt. Der Anteil der Meßpunkte, bei denen das ausbreitungsbedingte Klirren im Rauschen des Empfängers unterging, ist im Untertitel von Diagramm 3 angegeben. Bei „ZV“ sind die Verzerrungen so groß, daß sie vom Rauschen nur in 7,7 % der Fälle verdeckt werden, obwohl doch die RF-Eingangsspannungen bei „ZV“ am kleinsten sind.

Für die Vertikalkomponente ergeben sich etwa 9 dB geringere Klirrdämpfungen als für die Horizontalkomponente. Dies wirkt sich auch auf den zirkularen Empfang aus, der insgesamt etwa 3 dB schlechtere AF-Signale liefert als der horizontale Empfang bei reiner Horizontalabstrahlung. Dabei ist besonders interessant, daß trotz der um 3 dB erhöhten RF-Eingangsspannung am Meßempfänger bei zirkularem Empfang (Spannungsaddition in der Empfangsantenne, **Bild 2**) und des damit verbundenen geringeren Empfängerrauschens die AF-Signale bei zirkularem Empfang schlechter waren als bei horizontalem. Wird nur die Horizontalkomponente empfangen, so reduziert die abgestrahlte Vertikalkomponente die Klirrdämpfungen um 0,5 bis 2,5 dB.

Vergleicht man in **Bild 3** die Reflexionswerte in Diagramm 2 mit den Summenklirrdämpfungen in Diagramm 3, so stellt man fest, daß die statistischen Verteilungen dieser RF- und AF-Werte große Ähnlichkeit aufweisen.

3.2.2. Übersprechen der Stereokanäle

Neben den Summenklirrdämpfungen im betönten Stereokanal wurde für jede der drei Modulationsfrequenzen die Fremdspeicherung im unbetönten Stereokanal gemessen. Die daraus berechneten Übersprekdämpfungen wurden auch hier für alle drei Meßfrequenzen zu einer Summenhäufigkeitsverteilung zusammengefaßt und in **Bild 3, Diagramm 4** wiedergegeben. Das Übersprechen setzt sich aus zwei völlig getrennt zu betrachtenden Anteilen zusammen. Ne-

ben dem Übersprechen der Grundwelle treten im unbetönten Kanal auch Klirrspaltungen auf. Nach der Dematrizierung ist zu erwarten, daß die Klirrspaltungen beider Kanäle im allgemeinen gleich sind.

Die Übersprechdämpfungen in Diagramm 4 sind im Mittel um 12 dB kleiner als die Summenklirrdämpfungen in Diagramm 3. Deshalb kann man annehmen, daß es sich bei den gemessenen Fremdspannungen im wesentlichen um das Übersprechen der Grundwellen handelt. Auch hier hat man dieselbe Tendenz wie bei den Kurven für die Summenklirrdämpfungen, jedoch ist die Kurvenschar steiler und gedrängter. Beiden Kurvenscharen liegen auch völlig andersartige Effekte zugrunde. Während man im Falle der Klirrdämpfung die Amplitude der Verzerrungsprodukte registriert, erfaßt man im Falle des Grundwellen-Übersprechens im wesentlichen die Phase des Pilottones.

3.3. Vergleich der RF- und AF-Ergebnisse

Aus den RF-Messungen erkennt man ein ungünstigeres Ausbreitungsverhalten der Vertikalkomponente. Dies drückt sich insbesondere in der größeren Ausbreitungsdämpfung und der verstärkten Bildung von Reflexionsstörungen aus. Die Reflexionen der Vertikalkomponente sind auch bei zirkularer Empfangsantenne und sogar in geringem Maße bei horizontaler Empfangsantenne zu bemerken.

Diese Tendenz findet sich auch in den gemessenen AF-Werten wieder. So liefert die Vertikalkomponente allein empfangen die deutlich schlechtesten Ergebnisse. Auch bei zirkularer Empfangsantenne bemerkt man bei den AF-Werten noch die Störungen durch die Vertikalkomponente. Bei rein horizontal polarisiertem Empfang führt die Anwesenheit der Vertikalkomponente nur noch in sehr geringem Maße zu Verschlechterungen.

4. Ergebnisse der Messungen im fahrenden Kfz

Im fahrenden Kfz wurden auf 7 verschiedenen Strecken Messungen gemacht. Exemplarisch werden hier zwei in ihren Ergebnissen extrem unterschiedliche Fahrstrecken diskutiert. Die Strecke 1 verläuft an der 100 bis 200 m tiefen Sohle eines 500 bis 1000 m breiten Tales quer zur Ausbreitungsrichtung. Sie hat eine Entfernung von rund 10 km zum Sender und liegt innerhalb der Versorgungskontur. Der Strecke ist nur eine beugende Kante in etwa 500 m Entfernung vorgelagert, wobei die in Ausbreitungsrichtung hinter dem Tal liegenden Erhebungen direkt bestrahlt werden. Die Strecke 7 verläuft in einem 2 bis 5 km breiten Tal ebenfalls quer zur Ausbreitungsrichtung und führt durch starke, größtenteils städtische Bebauung. Sie hat eine Entfernung von rund 25 km zum Sender und liegt bereits knapp außerhalb der 54-dB-Versorgungskontur für den Heimempfang. Dem Tal sind mehrere beugende Kanten in größerem Abstand vorgelagert, und auch die hinter dem Tal liegenden Erhebungen befinden sich im Beugungsfeld. In **Bild 4** sind die auf diesen beiden Strecken gemessenen Qualitätsparameter einander gegenübergestellt.

4.1. RF-Ebene

Da eine handelsübliche Kfz-Antenne für die Vertikalkomponente des Empfangsfeldes einen höheren Gewinn hat als für die Horizontalkomponente und da bei den Versuchen die Gesamtstrahlungsleistung des Senders bei zirkularer Polarisation größer war als bei horizontaler, erwartet man bei Zirkularabstrahlung auch eine deutlich höhere mittlere Antennenspannung. Außerdem interessiert natürlich auch die Frage, inwieweit sich beim Empfang mit einer Kfz-Antenne, die ja in erster Näherung Rundcharakteristik besitzt, der Einfluß von Reflexionen bemerkbar macht.

4.1.1. Antennennutzspannung

Da bei Verwendung einer üblichen Kfz-Antenne die Umrechnung in Feldstärke gewisse Probleme mit sich bringt, wurden in **Bild 4, Diagramm 5** die gemessenen RF-Nutzspannungen einander gegenübergestellt. Den gemessenen Kurven für Strecke 1 (H1 und Z1) sowie für Strecke 7 (H7 und Z7) wurde jeweils noch eine um +3 dB versetzte Kurve (H1 + 3 bzw. H7 + 3) hinzugefügt. Diese letzteren Kurven zeigen, welcher Anteil des Spannungsanstieges bei zirkularer Abstrahlung lediglich auf die „verdoppelte Gesamtseideleistung“ zurückgeht. Die Bezeichnung der Kurven bezieht sich lediglich auf die Polarisation der Abstrahlung, weil immer mit derselben Kfz-Antenne empfangen wurde.

Im Sendernahbereich auf der Strecke 1 ergibt die Zirkularpolarisation in jedem Fall eine größere RF-Nutzspannung. Sogar bei „gleicher Gesamtseideleistung“ steht bei zirkularer Polarisation eine etwa 4 bis 6 dB höhere Antennenspannung zur Verfügung ($H1 + 3 < Z1$). Bei der größeren Entfernung der Strecke 7 hingegen macht sich die stärkere Ausbreitungsdämpfung der Vertikalkomponente bemerkbar. Der Vorteil der Zirkularpolarisation ist hier nur noch durch die „verdoppelte Gesamtseideleistung“ gegeben ($H7 + 3 \approx Z7$).

Die Kurven in Diagramm 5 verlaufen fast parallel zueinander, was besagt, daß die lokalen, störenden Feldstärkeschwankungen bei beiden Polarisationsarten statistisch ähnlich verteilt sind.

4.1.2. Amplitudenmodulation

Neben dem Effektivwert der RF-Nutzspannung wurde die der Antennenspannung überlagerte AM registriert. Da die Nutzmodulation mit 1000 Hz bereits gleich der oberen Grenzfrequenz der Pegelmeßvorrichtung war, konnte von der durch Reflexion entstehenden AM nur die Grundwelle, d. h. der 1-kHz-Anteil, erfaßt werden. Da bei großem FM-Hub und großer Echolauzeit die AM fast nur aus Oberwellen besteht, konnte bei dem gewählten Hub von ± 40 kHz im wesentlichen nur der Einfluß von Umwegen kleiner als 1 km gemessen werden. Bei derart kurzen Umwegen sind keine subjektiv störenden Mehrwegeverzerrungen zu erwarten, jedoch gibt die Messung einen Eindruck davon, wie groß überhaupt der Anteil der Reflexionen beim Empfang im fahrenden Kfz ist.

In **Bild 4, Diagramm 6** sind die gemessenen 1-kHz-Anteile der AM aufgetragen. Zunächst bemerkt man, daß auf der weiter vom Sender entfernten Strecke 7 die AM deutlich größer ist. Absolut gesehen sind die

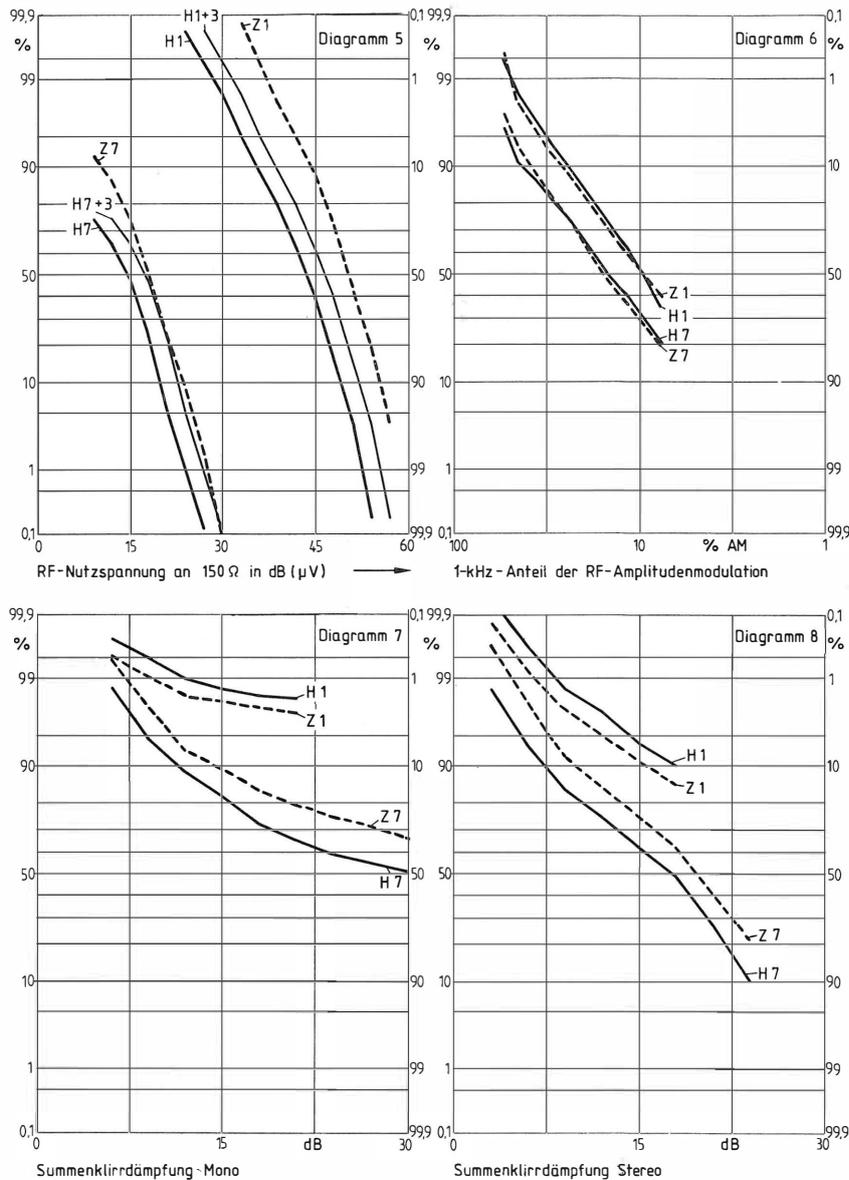


Bild 4

Qualitätsparameter für den Empfang im fahrenden Kfz

Die Ordinate eines Kurvenpunktes ergibt im jeweils linken Ordinatenmaßstab die Zeithäufigkeit, mit der bessere Meßwerte als der Wert der Abszisse vorkamen. Im jeweils rechten Ordinatenmaßstab erhält man die Häufigkeit, mit der schlechtere Meßwerte auftraten.

AM-Anteile sehr groß, denn in 50 % der Zeit lag die AM bei über 10 % (Strecke 1) bzw. 15 % (Strecke 7). Die Pegelmeßvorrichtung war nicht in der Lage, eine AM über 50 % sauber wiederzugeben. Werte über 50 % AM traten in 0,5 % (Strecke 1) bzw. 5 % (Strecke 7) der Zeit auf.

Ein Unterschied zwischen den Polarisationsarten wurde hier nicht festgestellt.

4.2. AF-Ebene

Im Gegensatz zum Heimempfang, bei dem man im allgemeinen mit einem sehr geringen akustischen Störpegel rechnen kann, hat man im fahrenden Kfz stets starke Nebengeräusche, die den Bereich der nutzbaren Dynamik deutlich einschränken. Außerdem hat man beim stationären Empfang praktisch eine zeitlich konstant bleibende Empfangsqualität,

beim Kfz-Empfang dagegen wird das subjektive Störemfinden besonders durch die zeitlich zwar kurzen, aber dafür sehr starken Störeinträge hervorgerufen. Bei den Messungen im fahrenden Kfz wurde deshalb der Schwerpunkt nicht auf die zum überwiegenden Teil der Zeit vorhandenen hohen Klirrdämpfungen gelegt, sondern auf die nur bisweilen auftretenden geringen Klirrdämpfungen.

4.2.1. Klirren bei Monoempfang

In **Bild 4, Diagramm 7** ist die Summenklirrdämpfung bei Monoempfang aufgetragen. Bei der sendnahen Strecke 1, auf der in 99 % der Zeit die RF-Eingangsspannung am Ballempfänger (**Bild 2b**) größer als 14 dB (μV) (H) bzw. 22 dB (μV) (Z) war, spielt das Aufrauschen des Empfängers infolge von Feldstärke-eintrüben nur eine untergeordnete Rolle. Auf dieser

Strecke ergeben sich Vorteile für die Horizontalpolarisation.

Eine Störung wird deutlich bemerkbar sein, wenn die Klirrdämpfung unter 6 dB fällt. Dies trat bei der Zirkularpolarisation etwa doppelt so häufig auf wie bei der Horizontalpolarisation, nämlich in etwa 0,5 % der Zeit. Kurzzeitige Einbrüche der Klirrdämpfung auf etwa 18 dB werden im fahrenden Kfz kaum noch als Störung wahrgenommen. Die Summe aller Störungen mit Klirrdämpfungen unter 18 dB ergab einen Zeitanteil von 1,7 % (H1) bzw. 2,5 % (Z1).

Bei der senderfernen Strecke 7, auf der bereits in 50 % der Zeit die RF-Eingangsspannung am Ballempfänger unter 0 dB (μV) (H7) bzw. 4 dB (μV) (Z7) lag, spielen das Rauschen des Empfängers und der elektrische Lärm (z. B. Zündung) dagegen eine erhebliche Rolle. Darüber hinaus wirkt sich bei derart kleinen Eingangsspannungen auch die mangelnde AM-Unterdrückung des Empfängers aus. So geben die Kurven für die Strecke 7 in erster Linie das Verhältnis der Eingangsspannungen wieder, was sich vorteilhaft für die Zirkularpolarisation auswirkt.

4.2.2. Klirren bei Stereoempfang

In **Bild 4, Diagramm 8** ist die Summenklirrdämpfung bei Stereoempfang aufgetragen. Wieder hat man auf der sendernahen Strecke einen Vorteil der Horizontalpolarisation, wobei nun beim Stereoempfang in etwa 0,4 % (H1) bzw. 0,8 % (Z1) der Zeit Klirrdämpfungen kleiner als 6 dB auftraten, also rund doppelt so häufig wie beim Monoempfang. Die Summe aller Störungen mit Klirrdämpfung kleiner als 18 dB ergab einen Zeitanteil von 10 % (H1) bzw. 15 % (Z1), rund 6mal mehr als beim Monoempfang.

Aus dem Vergleich des Klirrens bei Mono und Stereo sieht man, daß relativ kleine Klirrrprodukte beim Stereoempfang sehr viel häufiger auftreten als beim Monoempfang, wohingegen sich die Häufigkeiten extrem großer Störgeräusche deutlich weniger unterscheiden.

Auf der Strecke 7 sind die Stereosignale insgesamt unbrauchbar. Durch die größere Eingangsspannung liefert die Zirkularpolarisation relativ bessere Signale. In der Tendenz erkennt man, daß die Zirkularpolarisation im sicher versorgten Gebiet des Senders keine so guten Ergebnisse liefert wie die Horizontalpolarisation. Dafür ist wegen der höheren RF-Spannung eine größere Reichweite gegeben.

Berücksichtigt man, daß bei der Impedanzanpassung des Empfängers an die Kfz-Antenne etwa 10 dB und durch die Verwendung eines Ballempfängers anstelle eines guten Kfz-Empfängers nochmals rund 5 bis 6 dB an Rauschabstand verschonkt wurden, so verschiebt sich dieses Bild. Bei Verwendung eines guten Kfz-Empfängers liegt die Grenze der Empfangbarkeit deutlich weiter vom Sender entfernt. Eine den planmäßigen Sendern auf der Nordhelle entsprechende dreifache Strahlungsleistung hätte diese Grenze noch weiter nach außen verschoben.

In größerem Abstand vom Sender nehmen aber bei der Zirkularpolarisation die Fernreflexionen und die Ausbreitungsdämpfung der Vertikalkomponente zu. Für die Randzonen eines realistischen Versorgungsgebietes bleibt die Frage offen, ob der in die-

sem Falle nur noch sehr kleine Gewinn an Antennenspannung bei der Zirkularpolarisation die größeren Störungen durch Fernreflexionen aufzuwiegen vermag.

Bei der im Band II üblichen Rundstrahlung bilden sich noch erheblich mehr Fernreflexionen, die sogar bis in den Sendernahbereich störend wirken können. Dies kann eine zusätzliche Verschlechterung der Empfangsqualität bei zirkularer Abstrahlung bewirken.

4.3. Vergleich der RF- und AF-Meßwerte

Bei zirkularer Abstrahlung ist an üblichen Kfz-Antennen eine größere Antennennutzspannung zu erzielen als bei Horizontalpolarisation. Damit werden die Rauscheinflüsse vermindert. Allerdings nimmt der Gewinn an Nutzspannung mit der in größerer Entfernung vom Sender zunehmenden Ausbreitungsdämpfung der Vertikalkomponente ab, also dort, wo er am nötigsten wäre. Die Feldstärkeschwankungen sind statistisch ähnlich verteilt, und auch der Einfluß von Reflexionen kurzen Umweges läßt keinen Unterschied erkennen.

Die AF-Signale zeigen deutliche Unterschiede. Je geringer die Feldstärke ist, um so mehr steht das Rauschen des Empfängers im Vordergrund. Hier liefert die Zirkularpolarisation die besseren Ergebnisse. Bei ausreichender Nutzfeldstärke sind die Störungen bei beiden Polarisationen insgesamt deutlich geringer, jedoch bei der Zirkularpolarisation größer als bei der Horizontalpolarisation.

5. Rückschlüsse auf das Wellenausbreitungsverhalten

5.1. Ausbreitungsdämpfung durch Beugung

Bei der Betrachtung der Feldstärke in **3.1.1.** und **3.1.2.** (Bild 3, Diagramm 1; Tabelle 1 und 2) fiel das starke Abfallen der Vertikalkomponente auf. Um die Ursache dieses Effektes verstehen zu können, wurde die Feldstärke in **Tabelle 3** nach den topographischen Gegebenheiten gegliedert untersucht.

Es wird in der Spalte „Feldstärkeversorgung“ unter „H“ bzw. „V“ der Versorgungsprozentsatz bei horizontaler bzw. vertikaler Empfangspolarisation angegeben. Unter „H/V“ ist das Verhältnis dieser Prozentanteile wiedergegeben. In der Spalte „50-%-Feldstärke“ sind unter „H“ bzw. „V“ die Medianwerte der Feldstärke bei horizontal bzw. vertikal polarisierter Empfangsantenne und unter „H-V“ die Pegeldifferenz dieser Medianwerte eingetragen.

Es werden typische Empfangsanlagen verglichen. In den ersten drei Zeilen werden die Meßpunkte nach ihrer Hanglage getrennt untersucht. In der ersten Zeile, bei den Meßpunkten in senderzugewandten Hanglagen, erreicht die Vertikalkomponente fast ebenso gute Werte wie die Horizontalkomponente. Hingegen verschlechtert sie sich deutlich bei den senderabgewandten Hanglagen.

In ein parallel zur Ausbreitungsrichtung verlaufendes Tal scheint die Vertikalkomponente etwa vergleichbar einzudringen wie die Horizontalkomponente. Dagegen ist sie offensichtlich schlechter geeignet, einen Taleinschnitt quer zur Ausbreitungsrichtung zu versorgen. Diese Überlegenheit der Hori-

Topographie der Empfangsorte			Feldstärkeversorgung (%) ≥ 54 dB (μV/m)			50%-Feldstärke dB (μV/m)		
Lage	Entfernung (km)	Höhe über NN (m)	H	V	H/V	H	V	H-V
Hanglagen senderzugewandt	13 – 36	125 – 410	72	55	1,31	59,0	55,2	3,8
Hanglagen quer	13 – 36	125 – 410	71	44	1,61	57,1	52,7	4,4
Hanglagen senderabgewandt	13 – 36	125 – 410	41	23	1,78	53,0	48,0	5,0
Tal parallel zur Ausbreitung	13 – 20	150 – 200	81	81	1,00	62,5	59,6	2,9
Tal quer zur Ausbreitung	23 – 31	125 – 260	54	28	1,93	54,2	49,5	4,7
Quertal, abgeschattete Seite	23 – 27	125 – 200	46	19	2,42	52,8	46,9	5,9
Quertal, bestrahlte Seite	27 – 31	150 – 260	65	39	1,67	55,6	52,2	3,4

Tabelle 3

Ausbreitungsverhalten der vertikal und der horizontal polarisierten Wellen

zontalkomponente tritt in einem Quertal besonders auf der abgeschatteten Seite (Seite näher beim Sender, Hanglagen senderabgewandt) in Erscheinung. Aus **Tabelle 3** geht ganz eindeutig hervor, daß die Beugungsdämpfung vertikal polarisierter Band-II-Wellen im Meßgebiet erheblich größer ist als die horizontal polarisierter.

5.2. Lokale Feldverteilung und Fernreflexionen

Bei der Betrachtung der Reflexionen beim Heimempfang in **3.1.3.** zeigten sich deutlich größere Reflexionswerte der Vertikalkomponente. Obwohl die Vertikalkomponente kleinere Feldstärken ergibt, sind ihre Reflexionen absolut um 3,5 bis 6,5 dB größer als die der Horizontalkomponente. Dies erklärt, warum die Signale bei zirkular polarisiertem Empfang immer noch kräftig reflexionsgestört sind, obwohl doch die Horizontalkomponente statistisch den größeren Leistungsanteil des direkten Signals liefert.

Bei der Betrachtung der RF-Nutzspannung im fahrenden Kfz in **4.1.1.** wurde eine statistisch ähnliche Verteilung der lokalen Feldstärkeschwankungen für beide Abstrahlpolarisationen festgestellt. Zusammen mit dem Ergebnis von **4.1.2.**, wo die Übereinstimmung der Nahreflexionen beobachtet wurde, ergibt dies folgendes Bild:

Das lokale Ausbreitungsverhalten der vertikal und der horizontal polarisierten Wellen ist vergleichbar. Es scheint für die Vertikalkomponente nicht, wie oft angenommen, erheblich mehr lokale Hindernisse (Sekundärstrahler) zu geben. Damit können die deutlich größeren Fernreflexionen vertikaler Wellen nicht aus der Summe der Einzelstrahler (wie z. B. Bäume) erklärt werden.

Eine brauchbare Erklärung findet sich in dem Analogon der Streuung von Laserstrahlen an Flächen, deren Rauigkeit etwa in der Größenordnung der Wellenlänge liegt [7]. Dort ist die Streuung von Laserstrahlen, die in einer Ebene senkrecht zur Oberfläche polarisiert sind und unter relativ flachem Winkel auf diese Fläche treffen, deutlich intensiver als die Streuung von Strahlen, die parallel zur Oberfläche polarisiert sind.

5.3. Polarisationsentkopplung

Sowohl bei den Reflexionen als auch bei der Feldstärke stellt man eine deutliche Änderung beim

Empfang der Horizontalkomponente fest, wenn man senderseitig die Vertikalkomponente hinzufügt. Dies hat sich auch besonders in **3.1.5.** bei der Betrachtung der Versorgungslücken gezeigt. Dort stellten wir eine nicht zu vernachlässigende Umverteilung der Versorgung fest. Die Ursache dafür liegt in der Polarisationsdrehung an beugenden und reflektierenden Hindernissen, welche statistisch die Polarisationsentkopplung verkleinert.

Aus den Feldstärkeunterschieden der beiden horizontalen Empfangsarten „HH“ und „ZH“, bezogen auf die Feldstärke „ZV“ jedes einzelnen Meßpunktes, ergibt sich eine Polarisationsentkopplung von 6 bis 8 dB.

Beim senderseitigen Zuschalten der Vertikalkomponente erhöhen sich die Echoanteile in der horizontalen Polarisationssebene um 20 bis 30 %. Bei zirkularer Abstrahlung sind die vertikal polarisierten Fernreflexionen um 3,5 bis 6,5 dB größer als die horizontal polarisierten Fernreflexionen bei horizontaler Abstrahlung. Dies ergibt eine Polarisationsentkopplung der reflektierten Signale von 5 bis 10 dB.

Das direkte Signal und die reflektierten Signale weisen eine vergleichbare Polarisationsentkopplung auf. Dies bedeutet, daß die Polarisationsdrehung im wesentlichen wohl in der lokalen Umgebung des Empfangsortes stattfindet und nicht bei der Bildung der Fernreflexionen. Dies bestätigt die Analogie zur Laserstreuung, bei der die polarisationsdrehende Streuung klein ist gegenüber der polarisationserhaltenden Streuung.

5.4. Phasendrehung

Der Empfang mit einer Zirkularantenne ist nur dann sinnvoll, wenn die beiden Komponenten des Feldes auch am Empfangsort die richtige Phasenbeziehung haben. Für drei Feldstärkebereiche zeigt **Tabelle 4** den Medianwert des Phasenfehlers. Da 90° Phasenfehler bereits reiner Linearpolarisation entspricht, ist ein zirkular polarisierter Empfang bei einem Phasenfehler von über 45° nicht mehr sinnvoll. In **Tabelle 4** ist deshalb auch die relative Häufigkeit der Meßpunkte angegeben, bei welchen der Phasenfehler kleiner war als 45°. Zum Vergleich werden die theoretischen Werte für eine reine Zufallsverteilung ohne jede senderseitige Phasenkorrelation angegeben.

Feldstärkebereich dB ($\mu\text{V/m}$)	Phasenfehler Medianwert (°)	Häufigkeit Phasenfehler < 45° (%)
> 60	37	70
50 – 60	47	59
< 50	64	41
H, V unkorreliert	90	25

Tabelle 4

Phasenbeziehung beider Komponenten der Zirkularpolarisation

Nahezu unabhängig von der gemessenen Feldstärke haben etwa 5 % der Meßpunkte Phasenfehler zwischen 90° und 180°. Im Gegensatz zu der ausbreitungsbedingten Verschmierung der Phasenbeziehung in Tabelle 4 spiegelt dieser Sockel von 5% wohl die Beugung und Reflexion an Hindernissen der lokalen Umgebung der Empfangsorte wieder. Man erkennt aus Tabelle 4, daß gerade in den Fällen, in denen wegen der geringen Nutzfeldstärke die Addition beider Feldanteile dringend benötigt würde, keine brauchbare Phasenkorrelation mehr da ist und der Einsatz einer Zirkularantenne im allgemeinen nicht den gewünschten Erfolg bringt.

6. Zusammenfassung der Ergebnisse und Schlussfolgerungen

Für den Heimempfang mit horizontaler Empfangsantenne bringt die Zirkularpolarisation keinen nennenswerten Anstieg der Nutzfeldstärke, auch wenn insgesamt dabei 3 dB mehr Leistung abgestrahlt wird. Aus den Messungen der Vertikalkomponente ist deren ungünstiges Ausbreitungsverhalten zu erkennen. Der Grund dafür ist zum einen die erhöhte Ausbreitungsdämpfung vertikal polarisierter Wellen, die aus der schwächeren Beugung an horizontalen Kanten und gewölbten Flächen resultiert. Die Messungen haben zum anderen gezeigt, daß die Vertikalkomponente derart große Fernreflexionen erzeugt, daß sogar der eingeführte Empfang mit horizontaler Antenne dadurch verschlechtert wird. Bemerkenswert ist, daß dieser Effekt bereits bei einer ausgeprägten Richtcharakteristik der Sendeantennen aufgetreten ist. Bei Rundstrahlung können sich erheblich mehr Fernreflexionen bilden.

In der lokalen Umgebung des Empfangsortes tritt an den beugenden Kanten und reflektierenden Flächen eine Polarisationsdrehung auf. Dies erklärt die geringe Polarisationsentkopplung beider Komponenten.

Im gestörten Fernfeld geht die Phasenbeziehung der beiden Komponenten der Zirkularpolarisation verloren. Da darüber hinaus weder der eingeführte Heimempfang noch der Kfz-Empfang den Drehsinn der Zirkularpolarisation auswertet, ist zu erwarten, daß eine technisch weniger aufwendige, schräge Liniarpolarisation unter 45° bei der Abstrahlung dieselben Ergebnisse liefern würde wie die Zirkularpolarisation.

Die durch das ungünstige Ausbreitungsverhalten der Vertikalkomponente bedingten Nachteile bei der

Zirkularpolarisation spiegeln sich in den für die Qualität des Heimempfangs wichtigen Größen Klirrfaktor und Übersprechen wieder. Auch wenn die Antennennutzspannung bei zirkularem Empfang höher ist, sind die AF-Signale bei der Horizontalpolarisation von höherer Qualität.

Für den Übergang zur Zirkularpolarisation wäre es sicher am günstigsten, wenn die bestehende Horizontalkomponente nicht reduziert werden müßte. Aber auch in diesem Falle der Zirkularabstrahlung mit „verdoppelter Gesamtsendeleistung“ ergeben sich erhebliche Kompatibilitätsprobleme für den Heimempfang. Die Neu- bzw. Umverteilung der Versorgung aufgrund der Polarisationsdrehung führt dazu, daß ein nicht zu vernachlässigender Prozentsatz der bislang versorgten Rundfunkteilnehmer zugunsten anderer, neuer Teilnehmer nicht mehr versorgt wird. Aus diesem Grunde erscheint die Zirkularpolarisation, wenn überhaupt, nur für neue Sender in Betracht zu kommen.

Eine deutliche Auffüllung von bestehenden Versorgungslücken beim Heimempfang findet nicht statt, auch dann nicht, wenn dem Teilnehmer eine zirkulare Empfangsantenne zugemutet wird. Wegen der Auswirkungen auf die Gleich- und Nachbarkanalstörungen im bestehenden Sendernetz wird das Hinzufügen einer Vertikalkomponente gleicher Leistung bei einem bestehenden Sender nur bedingt koordinierbar sein. Jede Reduzierung der Horizontalkomponente zugunsten der Vertikalkomponente aber führt unweigerlich zu Versorgungseinbußen beim Heimempfang.

Für den Empfang im fahrenden Kfz ergibt sich eine Erhöhung der Senderreichweite. Dafür müssen innerhalb der Versorgungsbereiche der Sender Verschlechterungen des Kfz-Empfangs hingenommen werden. Es stellt sich die Frage, ob bei einem derart dichten Sendernetz, wie beispielsweise dem der ARD, die Vorteile oder die Nachteile einer pauschalen Erhöhung der Reichweite überwiegen. Wird die Zirkularpolarisation durch eine Reduzierung der Horizontalkomponente erkauft, so wird auch die Erhöhung der Senderreichweite für den Kfz-Empfang in Frage gestellt.

Die Messungen im fahrenden Kfz ergaben, daß das lokale Ausbreitungsverhalten beider Polarisationen ähnlich ist. Die Ausbildung von Nahreflexionen ist für horizontal und für vertikal polarisierte Wellen statistisch gleich. Die unerwünschten lokalen Feldstärkeschwankungen werden durch die Zirkularpolarisation nicht verringert.

Bedingt durch die deutlich größere Ausbreitungsdämpfung der Vertikalkomponente werden bei der zirkularen Abstrahlung an die Selektion der Kfz-Empfänger erheblich höhere Anforderungen gestellt. Der relativ höhere Kfz-Antennengewinn für die Vertikalkomponente erfordert zusammen mit der „verdoppelten Gesamtsendeleistung“ empfängerseitig mehr Großsignalfestigkeit.

So erscheint schon aus rein technischer Sicht die Einführung der Zirkularpolarisation bei Sendern großer Leistung nicht sinnvoll. Die Einführung einer elliptischen oder unter flachem Winkel schrägen Polarisation unter Beibehaltung der horizontalen Strah-

lungsleistung dürfte in ihrem Ergebnis zwischen der eingeführten Horizontalpolarisation und der Zirkularpolarisation (bzw. der Polarisation unter 45°) liegen. Mit der Verringerung der Vertikalkomponente werden die Nachteile der Zirkularpolarisation reduziert. Gleichmaßen gehen aber auch die eventuellen Vorteile zurück.

Wirtschaftlich gesehen würde die Einführung der Zirkularpolarisation nicht nur erhebliche Investitionen für neue Antennen, Sender und gegebenenfalls Sendemasten erforderlich machen, sondern es würden wegen der gesteigerten Sendeleistungen auch erhöhte Betriebskosten verursacht.

Die Verfasser danken dem Westdeutschen Rundfunk für die Unterstützung bei der Durchführung der Versuche, den Herren Brylka und Hühn (NDR), Brunner (SWF), Förstner, Lutter und Plöger (WDR) für die Beteiligung an den Messungen sowie den Herren Kuhnert und Lutter (WDR) für ihre Beiträge bei der Auswertung der Ergebnisse.

SCHRIFTTUM

- [1] W i d d e l, H.-U.: Zur Ausbreitung horizontal und vertikal polarisierter Ultrakurzwellen in verschiedenen Geländeformen bei niedrigen Antennenhöhen. A.E.Ü. 17 (1963), S. 145 bis 150.
- [2] I R T: Horizontale und vertikale Polarisation im UKW/FM-Bereich beim Heim- und Kraftwagen-Empfang. Hrsg. vom Institut für Rundfunktechnik, Hamburg 1973.
- [3] S p e n c e r, G. J.: Band II f.m. sound broadcasting: The effects of a change to circular polarization. BBC Report No. 1969/7.
- [4] S p e n c e r, G. J.: Band II f.m. sound broadcasting: Field tests at Radio Nottingham using mixed polarisation. BBC Report No. 1970/35.
- [5] B o s s e r t, Th.: Ein neues Meßempfängerkonzept für schnelle und objektive Beurteilung von UKW-Empfangsverhältnissen. Funk-Technik 32 (1977), S. F & E 231 bis 232.
- [6] B o s s e r t, Th.: Beurteilung der Qualität des UKW-Empfanges hinsichtlich der Störungen durch Mehrwegeausbreitung. NTG-Fachberichte 72 (1980), Hörrundfunk 5, S. 227 bis 235.
- [7] B o d e s h e i m, J.; O t t o, A.: On the quantitative measurements of the roughness spectrum of silver films. Surface Science 45 (1974), S. 441 bis 456.

PRÜFZEILENTECHNIK UND BEURTEILUNG DER SIGNALQUALITÄT IN FERNSEHSENDERNETZEN

VON WALTER FLOR¹

Manuskript eingegangen am 8. Mai 1980

Prüfzeilentchnik

Zusammenfassung

Der Autor beschreibt Entwicklung und Einsatz der Prüfzeilenmeßtechnik für Messungen in Fernsehendernetzen. Die Prüfzeilenmeßtechnik wird beim Österreichischen Rundfunk, ORF, zur objektiven Bildqualitätsmessung und zur Kontrolle von Sendern, Umsetzern und Ballempfangsverbindungen verwendet. Weiterhin wird kurz die Impairmentmethode beschrieben, und erläutert, daß nur Prüfzeilen- und Impairmentmethode gemeinsam die meßtechnische Ermittlung der subjektiven Bildqualität ermöglichen. Die Festlegung von Toleranzgrenzen für Prüfzeilenparameter kann sinnvoll nur unter Beachtung von Untersuchungsergebnissen nach dem Impairmentverfahren erfolgen. Schließlich weist der Autor auf die Möglichkeit hin, Prüfzeilen- und Impairmentmethode zusammen mit Methoden der mathematischen Statistik zum Optimieren von Fernsehübertragungswegen hinsichtlich Kosten und Qualität zu verwenden.

Summary Insertion test-signal technique and appraisal of the signal quality in television networks

The author describes the development and application of the insertion test-signal technique for measurements in television transmitter networks. The ORF makes use of the insertion test-signal technique for measuring the objective picture quality and for the verification of transmitters, transposers and rebroadcast links. Furthermore, after a brief description of the impairment method, the author explains that only the insertion test-signal and impairment methods together make it possible to determine the subjective picture quality by measurement. Tolerance limits for insertion test-signal parameters can conveniently be determined only by taking into account the results of examinations according to the impairment method. Finally, the author points out the possibility of making use of the insertion test-signal and impairment methods, together with mathematical statistics methods, for optimising television transmission circuits as regards cost and quality.

Sommaire Technique des signaux d'essai d'insertion et appréciation de la qualité du signal dans les circuits de télévision

L'auteur décrit le développement et l'application de la technique des signaux d'essai d'insertion pour les mesures sur les réseaux d'émetteurs de télévision. L'O.R.F. utilise la technique des signaux d'essai d'insertion pour la mesure objective de la qualité de l'image et pour la vérification des émetteurs, des réémetteurs et des liaisons de retransmission. Ensuite, après une brève description de la méthode de la dégradation, l'auteur explique que seule l'application des deux méthodes, signaux d'essai d'insertion et dégradation, permet de déterminer la qualité subjective de l'image par la mesure. Les limites de tolérance pour les paramètres des signaux d'essai d'insertion peuvent facilement être déterminées en tenant compte uniquement des résultats fournis par la méthode de la dégradation. Pour terminer, l'auteur signale la possibilité d'utiliser les signaux d'essai d'insertion et la méthode de la dégradation, conjointement avec des méthodes statistiques mathématiques, pour l'optimisation des circuits d'émission de télévision du point de vue du coût et de la qualité.

1. Einleitung

Als Prüfzeilen werden bestimmte Zeilen der vertikalen Austastlücke des Fernsehsignals bezeichnet, die spezielle Meßsignale enthalten. Im folgenden wird von der Prüfzeilentchnik in erweitertem Sinne gesprochen. Auch Videomessungen, die keine speziellen Prüfzeilenmeßsignale erfordern, aber ohne Unterbrechung des Programmbetriebes durchführbar sind, werden in die Betrachtungen eingeschlossen.

Entwickelt wurden Prüfzeilenmeßverfahren und Prüfzeilensignale zunächst für Messungen in Fernsehstudios und an internationalen Programmleitungen. Ohne einen vollständigen historischen Überblick geben zu wollen, sei auf die Arbeiten bei der britischen PTT bezüglich des 2T-Prüfsignals [1] und auf den großen Anteil des NWDR [2, 3] und des IRT [4, 5, 6, 7] an der Entwicklung und Anwendung der Prüfzeilentchnik hingewiesen. Insbesondere hat das in [5] beschriebene 20T-Impuls-Prüfzeilensignal die Prüfzeilentchnik für Messungen von Farbfernsehübertragungen erweitert.

Beim CCIR erfolgte eine weitgehende Standardisierung der Prüfzeilen, der Prüfsignale und der Pa-

rameterdefinitionen [8, 9]. Zur Erzeugung und Einstellung dieser Prüfzeilen werden von mehreren Firmen Geräte angeboten; ebenso sind für die manuelle und auch für die automatische Messung der meisten in [8] und [9] definierten Parameter Meßgeräte erhältlich.

Die Prüfzeilenmeßtechnik hat sich bei Messungen an Programmleitungen und im Studiobereich als wirtschaftliche Meßmethode von ausreichender Genauigkeit bewährt. Bei der ARD erfolgt z. B. die Qualitätskontrolle der Zuführungsleitungen zum Bildsternpunkt Frankfurt automatisch und unter Verwendung der Prüfzeilentchnik [10]. Der entscheidende Vorteil der Prüfzeilenmeßmethode gegenüber konventionellen Meßverfahren ist, daß Messungen ohne Betriebsunterbrechungen möglich sind und daß dadurch auch eine kontinuierliche Qualitätsregulierung möglich ist.

2. Anwendung der Prüfzeilentchnik in Sendernetzen

Da das Prüfzeilenmeßverfahren für Messungen an Programmleitungen entwickelt wurde, kann man nicht erwarten, daß die standardisierten Prüfsignale und Parameter für Messungen in Sendernetzen opti-

¹ Dr Walter Flor ist Systemplaner Meßtechnik in der Abteilung Sendernetzplanung des Österreichischen Rundfunks, Wien.

mal sind und es gestatten, die dort auftretenden Störungen auch weitgehend zu messen.

Die erfolgreiche Einführung der Prüfzeilenmeßtechnik in Sendernetzen setzt daher Untersuchungen darüber voraus, welche Störungen auftreten, inwieweit diese Störungen durch die CCIR-Prüfsignale erfassbar sind und welche Erweiterungen des Verfahrens zur Erfassung sendernetzspezifischer Störungen vorzunehmen wären. Auch ergeben sich bei Messungen in Sendernetzen besondere meßtechnische Probleme etwa dadurch, daß die in Demodulatoren auftretenden Verzerrungen meist nicht vernachlässigbar sind und daß oft bei relativ geringen Störabständen gemessen werden muß. Die Einführung der Prüfzeilenteknik für Messungen in Sendernetzen erfolgt dadurch nur zögernd.

Am weitesten fortgeschritten in der Nutzung der Prüfzeilenmeßtechnik sind die britischen Rundfunkgesellschaften BBC [11] und IBA [12]. Bei beiden Gesellschaften ist sie fester Bestandteil des automatisierten und von wenigen Betriebsstellen aus überwachten und gesteuerten Sendernetzes. Die vollautomatische Umschaltung von Sendern und Programmquellen aufgrund von Toleranzüberschreitungen der Prüfzeilenparameter (BBC) bzw. die Meldung der Meßwerte aller Prüfzeilenparameter an die Überwachungszentrale im Störfall (IBA) sind der momentane Entwicklungsstand.

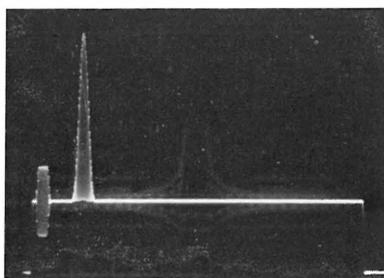
In der Bundesrepublik Deutschland arbeitet man beim FTZ an einem Pilotprojekt Prüfzeile, und bei der ARD beschäftigt sich eine Arbeitsgruppe mit der Einführung der Prüfzeilenteknik zum Zwecke der Senderüberwachung. Diese Arbeitsgruppe hat als Ergebnis umfangreicher Meßreihen und statistischer Analysen Toleranzvorschläge für die Überwachung von Sendeanlagen mittels Prüfzeilen sowie ein Konzept für die automatisierte Durchführung und Aus-

wertung von Prüfzeilenmessungen an Sendeanlagen erarbeitet. Über die von dieser Arbeitsgruppe vorgelegten umfangreichen Ergebnisse wird an anderer Stelle berichtet werden.

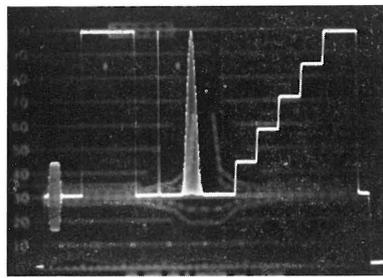
3. Entwicklung und Stand der Prüfzeilenmeßtechnik beim ORF

Beim ORF wurden von Anfang an die Ziele weit gesteckt. Anders als z. B. im südlichen Großbritannien oder in Norddeutschland erfordert hier die Erfüllung der Versorgungsaufgabe wegen der alpinen Landschaft ein Sendernetz mit langen Umsetzketten. In diesen treten durch problematische Ballempfangsverbindungen und vor allem durch die Kumulierung der Störungen einzelner Abschnitte spezifische Qualitätsmängel auf, die durch die CCIR-Prüfsignale nicht oder nur mangelhaft erfassbar sind. Weiterhin war es notwendig, ein Meßverfahren zur Verfügung zu haben, das die objektive Messung der Bildqualität ermöglicht; nur damit kann garantiert werden, daß bei der Übertragung von Bildern die Einhaltung einer Mindestqualität objektiv feststellbar ist.

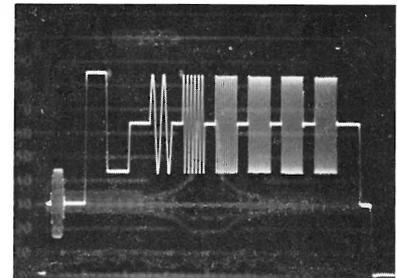
Der erste Schritt zur Einführung der Prüfzeilenmeßtechnik beim ORF war der, die bekannte Technik so zu adaptieren, daß sie ein taugliches Instrument zur Bildqualitätsbeurteilung darstellt. Einige diesbezügliche Überlegungen werden weiter unten behandelt. **Bild 1** zeigt die vom ORF ausgesendeten Prüfsignale. Zusätzlich zu den CCIR-Prüfsignalen in den Zeilen 17, 18, 330 und 331 werden in Zeile 329 ein Intermodulationsmeßsignal [13] und in Zeile 16 ein Echomeßsignal ausgesendet. Die CCIR-Prüfsignale wurden beibehalten, um bei Messungen im Sendernetz handelsübliche Meßautomaten verwenden zu können. Auch Interferenzstörungen können in vielen



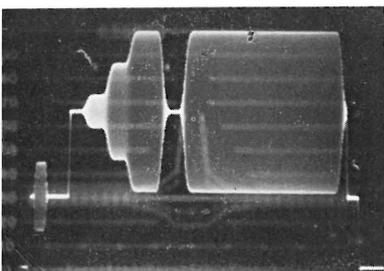
Zeile 16



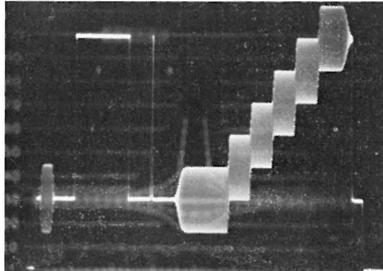
Zeile 17



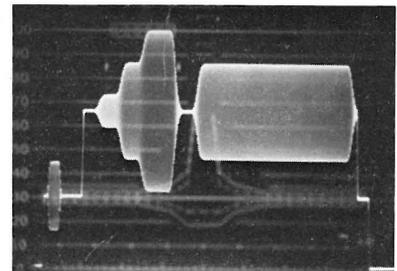
Zeile 18



Zeile 329



Zeile 330



Zeile 331

Bild 1

Die von den Fernsehsendern des ORF abgestrahlten Prüfsignale

Fällen videofrequent gemessen werden [14]. Beim Echomeßsignal sind die davorliegenden Leerzeilen wichtig; es dient zur Messung von Echos mit Laufzeiten über $4 \mu\text{s}$ und hat den Vorteil, daß bei der Messung zur Verbesserung des Störabstandes Filter mit relativ kleiner Bandbreite verwendet werden können.

Mit dem so adaptierten Verfahren können im Sendernetz mit großer Sicherheit Qualitätsmessungen auf Prüfzeilenbasis durchgeführt werden [15]. Eingetastet werden die Prüfzeilen am Studioausgang (ORF-Zentrum), so daß die an einer bestimmten Stelle im Sendernetz festgestellten Qualitätsmängel genau die vom gesamten Übertragungsweg verursachten und daher die teilnehmerwirksamen sind.

In den Jahren 1976 und 1977 wurde beim ORF ein großangelegter Prüfzeilenversuch durchgeführt. Im Verlauf des Versuchsprogrammes wurde an vier Großsendeanlagen und 42 Umsetzern regelmäßig nach der Prüfzeilenmethode gemessen. Im Falle schwer zugänglicher Anlagen erfolgten die Messungen nicht an der Anlage, sondern an Referenzorten im Versorgungsbereich [16]. Die Ergebnisse des Prüfzeilenversuches wurden in [17] veröffentlicht.

Nunmehr erfolgen Prüfzeilenmessungen an bemannten Großsendeanlagen täglich, und Wartungs- und Instandsetzungsarbeiten werden weitgehend von den Prüfzeilenmeßergebnissen und den daraus ableitbaren Trends abhängig gemacht. Bei den Umsetzeranlagen wird eine ähnliche Vorgehensweise – bei Meßintervallen von zwei bis drei Monaten – entsprechend der sukzessiven Anschaffung der erforderlichen Meßgeräte angestrebt.

4. Prüfzeilenqualitätsparameter und Impairmentmethode

Sowohl für die objektive Bildqualitätsmessung als auch für eine ökonomische und teilnehmerorientierte Überwachung der Übertragungseinrichtungen ist es unerlässlich, den Zusammenhang zwischen Qualitätsparametern (z. B. Prüfzeilenparametern) und subjektiver Bildqualität zu kennen. Zu diesem Zweck werden nach standardisiertem Verfahren Laboruntersuchungen durchgeführt [18]. Das für analoge Fernsehsignale günstigste Verfahren wurde bei der britischen PTT von Prosser, Allnatt und Corbet entwickelt und ist als Impairmentmethode bekannt. In den vergangenen 20 Jahren wurde von diesen Experimentatoren eine große Zahl von Bildstörungen auf ihre Teilnehmerwirksamkeit untersucht, und auch der ORF konnte dazu einige Arbeiten beitragen. Eine umfangreiche Zusammenstellung aller diesbezüglichen Veröffentlichungen ist in [19] zu finden.

Bei solchen Labortests werden künstlich gestörte Fernsehbilder einer Anzahl von Nichtexperten zur Beurteilung vorgeführt. Die Auswertung der Tests mit Methoden der mathematischen Statistik ergibt dann den gesuchten Zusammenhang zwischen Störgröße (z. B. Rauschabstand, Interferenzstörabstand, Echostörabstand) und subjektiver Bildqualität (z. B. in einer fünfstufigen Qualitätsskala).

Die Testergebnisse ermöglichen vielfältige Anwendungen:

- a) Durch Nachbildung aller nur möglichen Störungen einer Fernsehübertragung kann ein vollständiges System von Qualitätsparametern ermittelt werden.
- b) Aus der Kenntnis des quantitativen Einflusses der Störgröße auf die subjektive Bildqualität können ökonomische Toleranzgrenzen für die einzelnen Qualitätsparameter festgelegt werden.
- c) Es kann ein teilnehmerorientiertes Qualitätsparametersystem von möglichst geringem Umfang auf der Basis der Meßbarkeit mittels Prüfzeile ausgewählt werden, indem nur jene Parameter verwendet werden, die den größten Einfluß auf die subjektive Bildqualität haben.
- d) Aus mehrdimensionalen Tests kann das Additionsverhalten des subjektiven Störeindrucks bei mehrfach gestörten Fernsehbildern ermittelt werden. Diesbezüglich hat Allnatt mit dem Impairmentadditionstheorem ein besonders einfach zu handhabendes Verfahren vorgeschlagen, dessen Richtigkeit für verschiedene Kombinationen von Störungen bereits bewiesen wurde. Nach diesem Theorem erhält man die Qualitätskennzahl (Impairment-Unit) des mehrfach gestörten Fernsehbildes durch Summation der Qualitätskennzahlen der einzelnen Störungen.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß Prüfzeilenmeßtechnik und Impairmentmethode miteinander verknüpft werden können. Die Impairmentmethode ermöglicht es, aus den Prüfzeilenmeßwerten auf die subjektive Bildqualität zu schließen und Prüfzeilenparameter so zu definieren, daß das resultierende Parametersystem ökonomisch und teilnehmerrelevant ist.

Einige Überlegungen bezüglich optimaler Parametersysteme für Messungen in Sendernetzen sind als Ergebnis des ORF-Prüfzeilenversuches [17] und [20] zu entnehmen.

5. Qualitätsregulierung mittels Prüfzeilentechnik und Impairmentmethode

Wie schon erwähnt, stellt die auf der Impairmentmethode basierende Prüfzeilentechnik ein Instrument zur Qualitätsmessung von Fernsehbildsignalen dar. Es können daher alle Methoden und Erkenntnisse der statistischen Qualitätskontrolle (Stichprobenverfahren, Regressionsverfahren, Optimierungsverfahren usw.) in der Projektierung und im Betrieb des Sendernetzes eingesetzt werden.

Sowohl bei der Entwicklung kostengünstiger Geräte als auch bei der Projektierung ganzer Übertragungseinrichtungen kann die Impairmentmethode eine wertvolle Hilfe sein, indem sie es ermöglicht, Aufwendungen nur da zu machen, wo eine maximale Verbesserung der subjektiven Bildqualität erzielbar ist, und dort zu sparen, wo der Effekt nicht sonderlich teilnehmerwirksam erscheint [21].

Der Senderbetrieb kann durch Anwendung von Stichprobenmeßverfahren und durch Trendermittlung Wartungsintervalle optimal ansetzen, wobei auch hier die Erkenntnisse der Impairmentmethode zu einer Gewichtung der Prüfzeilenmeßwerte entspre-

chend ihrer Teilnehmerwirksamkeit führen. Schließlich ermöglicht das Prüfzeilenmeßverfahren, insbesondere durch Verwendung von Meßautomaten, die einfache Ermittlung lokaler oder temporärer Qualitätsmängel in Sendernetzen, und die Impairmentmethode hilft bei der Ermittlung des kostengünstigsten Weges zur Mängelbehebung.

6. Mögliche zukünftige Entwicklungen

Mittelfristig ist zu erwarten, daß mit zunehmender Anwendung der Prüfzeilenmeßtechnik in Sendernetzen weitere Qualitätsparameter in das Programm von Meßautomaten aufgenommen werden. So wäre z. B. die Messung von Interferenzstörungen, Intermodulationsstörungen (Bild-, Ton-, Farb-Intermodulation) und Echostörungen äußerst wichtig, da diese Parameter bei Messungen in Sendernetzen zu den wichtigsten gehören. Zur Messung von Echostörungen wurde vor kurzem eine äußerst interessante Arbeit veröffentlicht [22].

Eine andere Entwicklungsrichtung der erweiterten Prüfzeilentechnik ist jene der automatischen Fehlerkompensationseinrichtungen. So gibt es bereits seit längerem automatische Frequenzgangentzerrer, und es wird an Verfahren zur automatischen Interferenz- und Echostörungsreduktion gearbeitet [23, 24].

Bei einigen Prüfzeilenparametern wird es nötig sein, günstigere und vor allem teilnehmerorientiertere Definitionen einzuführen. Die derzeitigen CCIR-Definitionen für nichtlineare Verzerrungen sind äußerst problematisch, und auch die k_{2T} -Schablone bedarf in Anpassung an die jüngsten Ergebnisse von Untersuchungen nach dem Impairmentverfahren einer Korrektur [25].

Schließlich ist langfristig damit zu rechnen, daß Prüfzeilentechnik und Impairmentmethode bei der Entwicklung von Geräten, bei der Projektierung von Übertragungseinrichtungen, Sendernetzen und Kabelanlagen sowie bei deren Betrieb als Mittel zur ökonomischen Bewältigung der gestellten Aufgaben wesentlich intensiver Verwendung finden werden, als es derzeit der Fall ist.

SCHRIFTTUM

- [1] Macdiarmid, I. F.: A testing pulse for television links. Proc. of the IEE, Vol. 99 Part III A Television (1952), S. 436 bis 444.
- [2] Fröling, H. E.: Das Prüfzeilenverfahren beim Fernsehen. NWDR Tech. Hausmitt. 7 (1955), Nr. 7/8, S. 129 bis 138.
- [3] Müller, J.: Stand der Normung von Prüf- und Meßverfahren für die Fernseh-Übertragungstechnik. NWDR Tech. Hausmitt. 7 (1955), Nr. 11/12, S. 209 bis 216.
- [4] Springer, H.: Die Vorteile des Impuls- und Sprung-Signales bei der Messung linearer Übertragungsverzerrungen. Rundfunktech. Mitt. 7 (1963), S. 25 bis 41.
- [5] Wolf, P.: Eine zweckmäßige Erweiterung des Impuls- und Sprungsignals. Rundfunktech. Mitt. 9 (1965), S. 19 bis 25.
- [6] Wolf, P.: Bewertung von Fehlern im Amplituden- und Laufzeitgang bei der Übertragung von Farbfernsehsignalen. Rundfunktech. Mitt. 11 (1967), S. 89 bis 98.
- [7] Großkopf, H.: Ein Verfahren zur Messung des Störabstandes in einer Zeile mit digitaler Anzeige. Rundfunktech. Mitt. 15 (1971), S. 56 bis 60.
- [8] CCIR: Insertion of test signals in the field-blanking interval of monochrome and colour television signals. Rec. 473-2, XIVth Plenary Assembly, Kyoto 1978, Vol. XII (CMTT), S. 63 bis 73. Hrsg. v. d. UIT, Genf.
- [9] CCIR: Definitions of parameters for automatic measurement of television insertion test signals. Rec. 569, XIVth Plenary Assembly, Kyoto 1978, Vol. XII (CMTT), S. 79 bis 85. Hrsg. v. d. UIT, Genf.
- [10] Schuster, K.; Brückbauer, W.: Automatische Qualitätskontrolle der Zuführungsleitungen am ARD-Bildsternpunkt in Frankfurt. Rundfunktech. Mitt. 17 (1973), S. 295 bis 298.
- [11] East, D.; Shelley, I. J.; Wands, G. C.: Automatic Operation of the BBC's Transmission Network. BBC Engineering 109 (1970), S. 7 bis 15.
- [12] Crozier-Cole, P. A.: Regional operation centre for the IBA-transmitter network. IBC (1976), S. 197 bis 204.
- [13] Flor, W.: Intermodulationsmessung mit Hilfe der Prüfzeilentechnik. Fernseh- und Kinotech. 30 (1976), S. 353 bis 354.
- [14] Flor, W.: Videomäßige Messung von Interferenzstörungen. Fernseh- und Kinotech. 33 (1979), S. 93 bis 94.
- [15] Flor, W.: Einige Ergebnisse von Auswertungen der Kontrolle stationär und mobil. Fachtechnische Ausarbeitung der T 4, ORF, Wien, Nr. 13, 1976.
- [16] Flor, W.: Fernsehqualitätskontrolle durch Referenzortmessungen. Rundfunktech. Mitt. 22 (1978), S. 128 bis 130.
- [17] Flor, W.: Das statistische Qualitätsverhalten von Fernsehsenderketten. Rundfunktech. Mitt. 23 (1979), S. 68 bis 71.
- [18] CCIR: Method for the subjective assessment of the quality of television pictures. Rec. 500-1, XIVth Plenary Assembly, Kyoto 1978, Vol. XI Broadcasting Service (Television), S. 57 bis 59. Hrsg. v. d. UIT, Genf.
- [19] CCIR: Assessment of the quality of television pictures. Rep. 313-4, XIVth Plenary Assembly, Kyoto 1978, Vol. XI Broadcasting Service (Television), S. 60 bis 61. Hrsg. v. d. UIT, Genf.
- [20] Flor, W.: Das Intermodulationsverhalten von Sender- und Verstärkerketten. Fernseh- und Kinotech. 31 (1977), S. 358 bis 362.
- [21] Naito, H.; Yutaka, I.: A system approach to colour television chains. J. of the Inst. Tel. Eng. of Japan 26 (1973), S. 516 bis 527.
- [22] Miyazawa, H.; Endo, Y.: Ghost analyzer for measuring TV ghost waves. NHK Laboratories Note 223 (1978).
- [23] Ohnishi, S.: Application of charge-coupled device for cancellation of TV ghost signals. NHK Laboratories Note 226 (1978).
- [24] Thedick, H.: Adaptive Multipath Equalization for T.V. Broadcasting. IEEE Trans. on Consumer Electronics CE 23 (1977), S. 175 bis 181.
- [25] Allnatt, J. W.: Assessment of echoes in wired broadcasting of television. Research Memorandum No. 76 R 16/9, British Post Office.

AUSSTELLUNG DER NATIONAL ASSOCIATION OF BROADCASTERS (NAB-CONVENTION)

LAS VEGAS, 13. BIS 17. APRIL 1980

1. Einleitung

Vergleicht man die Anzahl der Aussteller und die Ausstellungsflächen der Jahre 1978/80, so wird ein beachtlicher Auftrieb der NAB-Ausstellung deutlich: 290/393 Aussteller und 12 000/18 400 Quadratmeter. Wie in den letzten Jahren wurden besondere Neuheiten auch noch in Hotelsuiten gezeigt. Die Firmen bieten entweder ganze Systeme – von der Kamera bzw. vom Mikrofon bis zum Großsender – an oder sind auf Einzelprodukte spezialisiert. Da es bei der Fülle der Aussteller und des Angebots nicht möglich ist, alle Produkte hier vorzustellen, beschränkt sich dieser Bericht auf die fernsehtechnischen Belange. Audio- und HF-Technik können schlaglichtartig wie folgt zusammengefaßt werden: Vom Großsender bis zur kleinen „window unit“ im 12- und 40-GHz-Bereich war alles vertreten, ebenso von den Satellitenantennen mit Spiegeln von etwa vier Meter bis zu kleinen, für Hubschrauberbetrieb geeigneten Antennensystemen. Auf dem Audiosektor fielen die zweikanalige Dolby 155-Einheit für C-Format-Magnetaufzeichnung und die Anstrengungen auf dem Gebiet der digitalen Audioaufzeichnung auf.

2. Highlights

Die Frage nach den Highlights ist immer sehr subjektiv. Für den Verfasser können es die Leddikons, Plumbikons, „low capacitance diode-gun“-Satikons oder die neuen Farbkameras mit verbesserter Einstellmöglichkeit der Rasterdeckung (bis in die Ecken) sein. Für den MAZ-Spezialisten treten die von RCA, Hitachi-Denshi und NEC entwickelten 1-Zoll-Recorder (C-Format) und einige neue Schneidesysteme (z. B. von CMX) in den Vordergrund. Digitalexperten können am System AVA (Amplex Video Art) und an Vorschlägen für künftige Digital-VTRs (Sony) Gefallen finden. Elektronische Standbildspeicher, die auch Zeitlupenbetrieb ermöglichen (Amplex ESS 2, ADDA), verdienen hierbei auch besondere Beachtung. Dem Fachmann für Filmabtaster werden der FDL 60 von Bosch und der Prismenradabtaster von Magnasync interessant erscheinen. Hochauflösende Sondersysteme – z. B. für die elektronische Produktion von Kinofilmen – mögen für den Systemexperten von morgen ein Leckerbissen sein (Image Vision von Compact Video Systems).

In den folgenden Abschnitten werden einige Geräte, auch entsprechend ihrem Neuheitsgrad, vorgestellt.

3. Bildaufnahme

Die Weiterentwicklung der **Kameraröhren** (sowohl der Bleioxid- als auch der Selenröhren) in Richtung niedriger Kapazität gegen Masse, hoher Auflösung und geringer Trägheit hat auch bei den Kameras den Trend zur Verkleinerung und dennoch sehr guter Qualität verstärkt. EEV bietet 30-mm-Leddikons mit kleiner Kapazität und verkleinertem Bildfeld an – wichtig für die weiterentwickelte Kamera TK 47 von RCA, die damit verbesserte Eigenschaften in den Randzonen des Bildfeldes erreichen soll. Philips Amperex stellte Dioden-Plumbikons mit „low capacitance“-Ausführung in den Größen 18 und 25 mm vor. Die Satikons von Hitachi und RCA haben bei gleichen Abmessungen eine dickere Schicht und ebenfalls kleinere Kapazitäten, wodurch Trägheit und Störabstand verbessert werden. Parallel

zur oben vorgestellten 30-mm-Bleioxidröhre von EEV baut RCA ein 30-mm-Satikon. Ob die große Röhre mit kleinem Ablenkwinkel wirklich die notwendige Entwicklung für beste Kameraqualität sein muß?

Qualitätsbestimmend sind auch **Objektive**, die von allen wichtigen Herstellern in erweiterter Palette angeboten werden. Angenieux hat ein neues 12fach-Zoom für den Studiobetrieb. Fuji ersetzte sein schweres 14fach-Zoom durch eine bessere und leichtere Konstruktion und führte ein Weitwinkel-Zoom mit 6,5 mm Anfangsbrennweite für EB ein. Canon hat als Neuheit einen Satz Einzelobjektive für die von CBS gewünschte EC-Kamera (Electronic Cinematography). Neben der kompletten Reihe der TV-Objektive stellte Schneider besonders das 15 x 8,5 mm-EB/EAP-Objektiv heraus. Für Kameras mit automatischem Abgleich wurden vielfach integrierte Prüfprojektoren angeboten, die in das Objektiv einspiegeln und dadurch kleine Restfehler aufweisen (Angenieux, Fuji).

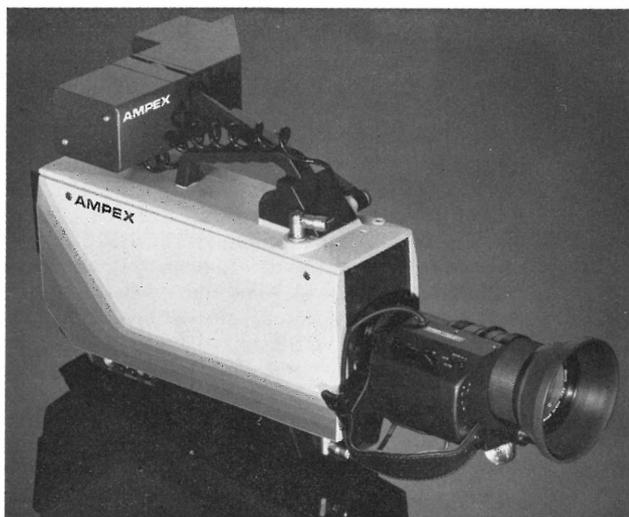


Bild 1
EAP-Kamera BCC 20
von Amplex mit automatischem Grundabgleich

Farbkameras verschiedener Ausführungen (Rundfunk- und Industrieanwendung) wurden nahezu 100 angeboten. Hier seien nur die wichtigsten aufgeführt, die auch für Europa interessant werden könnten, obwohl einige durchaus potente Firmen in dieser Richtung noch nichts unternommen haben (z. B. Toshiba mit der Studiokamera PK 40A (Automatik) und der tragbaren PK 39). Von Amplex wurde die EAP-Kamera BCC 20 (**Bild 1**) vorgestellt, mit automatischem Grundabgleich und verbesserter Rasterdeckung bis in die Ecken – eine Entwicklung, die beachtet werden sollte. Mit dieser Kamera hofft man Qualitätsparameter zu erzielen, die bisher nur von Studiokameras erreicht wurden (Röhren: Dioden-Plumbikons).

Bosch zeigte die bekannten KCK- und KCP-Studio-kameras und die tragbare KCA 100 (**Bild 2**). CEI stellte mit dem Modell 340 die neueste Version ihrer als Modell 310 in Montreux vorgeführten Kamera aus.

Bei Harris konnte man die Studiokameras TC 80A und TC 50 sehen, die erste mit Triax-Adapter und den



Bild 2
Tragbare Kamera KCA 100 von Bosch

üblichen Automatikfunktionen, die zweite mehr ein Sparmodell. Interessanter die Entwicklungen bei Hitachi: Neben der Studiokamera SK 100 in konventioneller Technik die neue EAP-Kamera SK 91, die gegenüber dem vorherigen Modell deutlich leichter geworden ist und auch mit ihrem Zubehör zu den beachtenswerten Kameras gezählt werden muß. Als Blick in die Zukunft zeigte Hitachi eine röhrenlose Farbkamera, deren Qualitätseigenschaften allerdings noch zu wünschen übrig lassen.

Ikegami brachte wohl die umfangreichste Modellpalette an Farbkameras: HL 78A (nur für EB), HL 79A (auch für EAP mit allem Zubehör) und die mit „Computer set up“ ausgestatteten Studiokameras HK 312 und HK 357A mit 30-mm- bzw. 25-mm-Röhren (letztere natürlich mit „diode-gun“). Dazu kommen noch die tragbare Studiokamera HL 53A mit 25-mm-Röhren und die nach den Vorschlägen der CBS entwickelte EC 35 für „Electronic Cinematography“ mit den schon erwähnten Einzelobjektiven von Canon (**Bild 3**). Ausgerüstet mit 18-mm-Dioden-Plumbikons soll eine Qualität erreicht werden, die dem 35-mm-Film im Fernsehen Paroli bietet. Im Design hat man sicher eine entsprechende Filmkamera vor Augen gehabt. Hochmodern ist auch die Grundjustage mit Mikroprozessor – im Prinzip ähnlich der Ampex BCC 10.

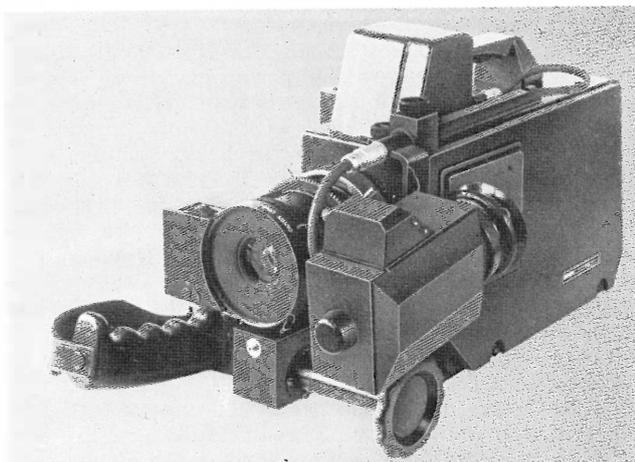


Bild 3
Tragbare Kamera EC 35
von Ikegami für „Electronic Cinematography“

IVC stellte die bekannten 700er Kameras vor, während JVC mehr in den professionellen Markt vordringen will.

Bei Marconi sah man die Familie der MK IX-Kameras. NEC hingegen trumpfte mit der neuen EAP-Kamera MCN 81A auf, die entsprechend ihrer Daten und Ausstattung in die Spitzengruppe der tragbaren Elektronik für Reportage und Außenproduktion einzureihen ist. (Verständlich, daß Cinema Products diese Kamera für die USA in ihr Programm aufnimmt.) Das Vorläufermodell ist übrigens in Deutschland wohlbekannt! Philips zeigte neben den LDK 5-Studiokameras die LDK 14 mit allem Zubehör für EAP-Betrieb, eine Kamera mit dem gleichen hohen Qualitätsanspruch wie die von NEC, Ikegami, Bosch und Hitachi beschriebenen tragbaren kleinen Einheiten. Nimmt man noch die TK 76C und die neue BVP 330 von Sony dazu, so dürfte die Mehrzahl der Spitzenprodukte auf dem Weltmarkt genannt sein.

RCA hat darüber hinaus die automatische Studiokamera TK 47 groß herausgestellt und bereits eine Weiterentwicklung EP (Extended Performance) gezeigt, die

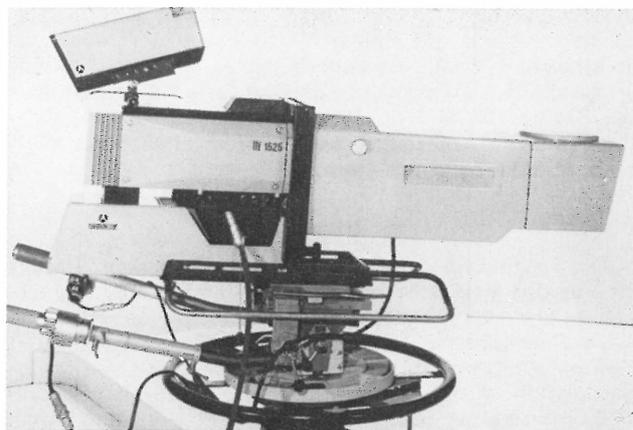


Bild 4
Studiokamera TTV 1525 von Thomson-CSF

mit den bereits angesprochenen großen 30-mm-Röhren, verkleinertem Ablenkwinkel und natürlich mit Dioden-Strahlerzeuger arbeitet. Man verspricht sich bessere Eckenschärfe und Rasterdeckung und setzt auf die große Kamera im Studio. Kleiner glaubt es Thomson-CSF erreichen zu können mit der hochinteressanten neuen Studiokamera TTV 1525 (**Bild 4**). Hier werden in den Kanälen R und B je ein 18-mm-, im G-Kanal ein 25-mm-Dioden-Plumbikon eingesetzt. Ein Baukastensystem ermöglicht sowohl den Betrieb auf der Schulter als auch auf dem Stativ (mit großem Objektiv und Koax-Multiplexverbindung). Auch Automatikfunktionen, vom Abgleich mittels Prüfprojektor bis zum üblichen Weißabgleich, sind vorgesehen.

Daß röhrenlose Kameras mit CCD- oder MOS-Sensoren noch keine Chancen haben und auch hochempfindliche Kameras mit Spezialröhren wenig gefragt sind, konnte man neben Hitachi auch bei RCA beobachten. Zwar ist die Empfindlichkeit der dort gezeigten CCD-Farbkamera gegenüber früher beachtlich verbessert worden, was Auflösung, Flecken und Überbelichtungsempfindlichkeit betrifft, ist man jedoch noch weit von der EB-Qualität entfernt.

4. Film- und Diaabstastung

Auf die Bedeutung des Films im Fernsehen wollte Kodak auf ihrem Stand besonders hinweisen. Unter den Filmabstastern fiel insbesondere der FDL 60 (**Bild 5**) von

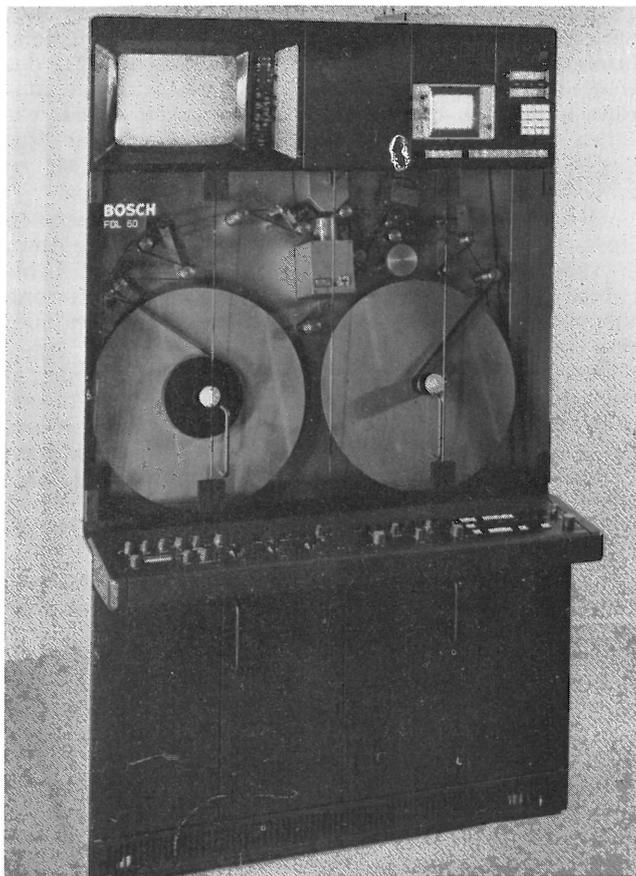


Bild 5

CCD-Filmabtaster FDL 60 von Bosch

Bosch auf, dessen CCD-Zeilen jetzt wohl die Erwartungen erfüllen und dessen digitale Signalverarbeitung beachtlich ist. Die Umrüstung von 35-mm- auf 16-mm-Betrieb erfordert nur wenige Handgriffe. Auch die Negativabtastrung wurde vorgeführt. Thomson-CSF zeigte den Lichtpunktabtaster TTV 2520 und eine dazu passende Farb- und Kennlinienkorrekturereinheit mit Vorprogrammierung, Automatik und manueller Feinkorrektur.

Bei RCA waren zwei Filmabtaster (mit Kamera) zu sehen: der TK 29B, angepaßt an die bekannten Multiplexprojektoren und ausgestattet mit einer Anzahl von Automatikfunktionen, und der für die Filmbearbeitung speziell angepaßte TK 29C mit den gleichen Automatikfunktionen, die aber manuell – digital gesteuert – für Feinkorrekturen entsprechend geändert werden können. Dazu liefert Corporate Communications Consultants ein System 29, das die digitale Steuerung der Filmbearbeitung enthält und 29 Korrekturfunktionen anbietet. Selbstverständlich kann auch die Steuerung des Filmprojektors FR 35 BTV mit Fernbedienung erfolgen.

Abtaster wurden auch bei einigen anderen Firmen gezeigt, so die Telecine Transfer Machine von Magnasync Moviola mit optischem Bildausgleich mittels Hohlprisma. Hiermit sind problemlose Geschwindigkeitsmanipulationen bei erstaunlicher Qualität möglich. Die Farbkamera dazu kann beliebig gewählt werden.

5. Video-Magnetbandaufzeichnung

Während man in Expertenkreisen die digitale Video-MAZ von morgen diskutiert und vereinzelt – so bei Sony – in Hotelsuiten Laborergebnisse gezeigt werden, geht auf den Ausstellungsständen das Ringen um die Marktanteile für das 1-Zoll-B- oder -C-Format weiter.



Bild 6

1-Zoll-Magnetbandaufzeichnungsgerät TR 800 von RCA (C-Format)

Neu vorgestellt im C-Format wurde von RCA die TR 800 (Bild 6) mit dem Editing-System AE 800. Außerdem werden als Zubehör der Multi-rate Video Controller und der Editing-Zusatz SSE angeboten, beide mit Mikroprozessorsteuerung. Auf eine PAL-Version muß man allerdings bis Anfang 1981 warten. Von Hitachi Denshi wurden der tragbare C-Format-Recorder HR 100 und die große Maschine HR 200 angeboten. Letztere hat eine „non-contact drum“, die druckluftgesteuert den Kopf/Bandkontakt immer dann löst, wenn kein Bildsignal benötigt

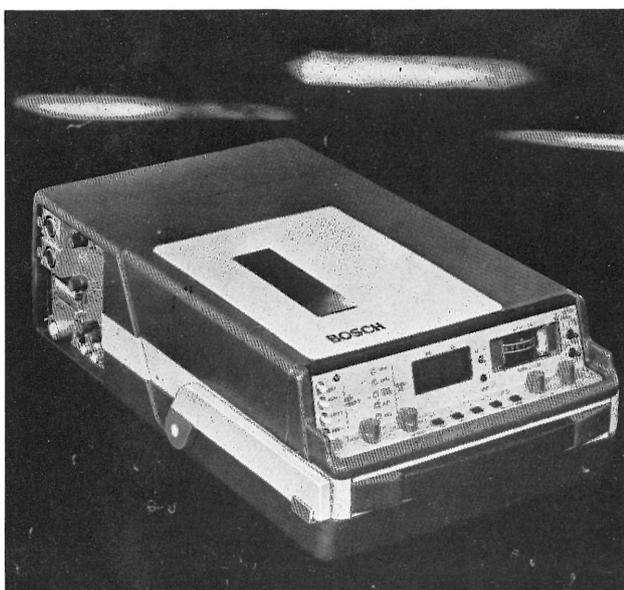


Bild 7

Tragbares 1-Zoll-Kassetten-Magnetbandaufzeichnungsgerät BCN 5 von Bosch (B-Format)

**Bild 8**

1-Zoll-Multi-Kassettenlaufwerk BCN 100 von Bosch (B-Format)

wird. Zusätzlich gibt es Bedienungserleichterungen beim Bandeinlegen und Rangieren.

Bei Ampex sah man die bewährten VPR 2B und VPR 20 im C-Format sowie eine Reihe von Editing-Einrichtungen: die beiden Slow Motion Controller SMC 100/SCM 60 und den „multipoint search to cue“ STC 100. Sony zeigte die ebenfalls bekannten C-Format-Maschinen BVH 1100/BVH 500 und den Dynamic Motion Controller DTR 1100, mit dem man die Bandgeschwindigkeit im Bereich von -20% über Stillstand bis +200% der Normalgeschwindigkeit quasi kontinuierlich einstellen kann. Auch NEC stellte eine eigene C-Format-Maschine vor: die TT 7000.

**Bild 9**

Einfaches Schnittsteuergerät „The Edge“ von CMX

Im B-Format wurden bei Bosch – oder Fernseh Inc., wie sie in den USA gemeinsam mit Bell & Howell jetzt firmiert – das Kassettenlaufwerk BCN 5 (**Bild 7**), der Wechsler BCN 100 (**Bild 8**) und natürlich auch die Maschinen BCN 20, BCN 41 und BCN 51 gezeigt. Neu war neben dem Schneidesystem EPS 70 von Bosch das Editing-System „Mach One“ von Telemation, das bis zu 6 Maschinen steuern kann.

Daß auch noch 1-Zoll-Maschinen in anderen Formaten angeboten werden, machte IVC mit der 1-11 deutlich, die sich zwischen U-Matic-H- und B- oder C-Format einordnen läßt. Sicher technisch und preislich interessant, aber bei dem ohnehin gegebenen Formatwirrwarr noch eine High-Band-Version mehr?

Auch U-Format-Geräte wurden bei den bekannten Herstellern gezeigt (z. B. die neue tragbare BVU 110 von Sony), wobei die H-Version mehr in den Vordergrund gestellt wird. Was die Heimgeräte betrifft, so wurden sie bei der NAB nur auf einigen Ständen am Rande vorgeführt. Immerhin sah man bei Panasonic ein neues kleines VHS-Laufwerk, das für Reportagezwecke vorgesehen ist.

Außer den bereits erwähnten herstellerspezifischen **Schneidesystemen** und Einstellhilfen zum bequemen Aufsuchen der gewünschten Schnittstelle haben einige Firmen universelle Systeme angeboten. CMX zeigte das System 340X mit Motion Memory, Intelligent Switcher und Distributed Processing. In Ergänzung dazu konnte man ein einfaches aufwärtskompatibles System „The Edge“ (**Bild 9**) sehen, mit dem man – äußerst bedienungsfreundlich aufgebaut – die wichtigsten Schnittmöglichkeiten festlegen kann. Was dieses Gerät an Schnitten nicht mehr ausführen kann, wird auf der 340X weiterbearbeitet. Convergence bot zu dem bekannten ECS 90 die Systeme ECS 102A (gedacht als ausbaufähige Anfangseinheit), ECS 103A (für höhere Geschwindigkeit), ECS 103B (für eine größere Zahl an Bildsignalquellen) und schließlich das 103C an, das einfache Bedienung und sämtliche Möglichkeiten vereinigt. Harris hat die für digitale Videotechnik bekannte CVS übernommen und stellte ein breites Spektrum an rundfunk- und fersehtechnischen Einrichtungen vor (vom Studiogerät bis zum Großsender). Hier fand man auch das Schneidesystem Epic, das software-orientiert arbeitet und dadurch kostengünstig sein soll.

6. Bildmischer

Mischung vor der Aufzeichnung oder, in Verbindung mit den eben angesprochenen Editing-Systemen, nach der Aufzeichnung – all das ist möglich mit den umfangreichen oder speziell zugeschnittenen Mischsystemen, die von mehreren Herstellern angeboten wurden. Auch hier sollen nur die wichtigsten erwähnt werden.

Grass Valley führte die Mischer des Systems 300 (**Bild 10**) mit 4 Eingangssignalen pro Ebene vor, dazu den neuen erweiterten DVE Mark II für digitale Videoeffekte, wobei auch das von CBS vorgeschlagene „Action Track“ einbezogen ist. Neben der Veränderung von Größe, Position, Rotation usw. ist die Abbildung der Spurfolge einer gerade ablaufenden Bewegung möglich – interessant für Aufnahmen im Sportbereich. Zusätzlich waren neue, bisher nicht gezeigte digitale Effekte (Mosaik, programmierbarer Bildaufbau) zu sehen. Speziell für die Nachbearbeitung vorgesehen sind die Mischer der 1600er Serie. Das schon bekannte E-Mem (Effects Memory) erlaubt das Speichern und Vorprogrammieren von komplizierten Trick- und Mischfolgen.

Central Dynamics war mit den Mixern der Serie 480 vertreten, deren sequentielle Effekte aus bis zu 4 Eingangssignalen pro Ebene zusammengestellt werden können. Wie schon in Montreux war das System CAP

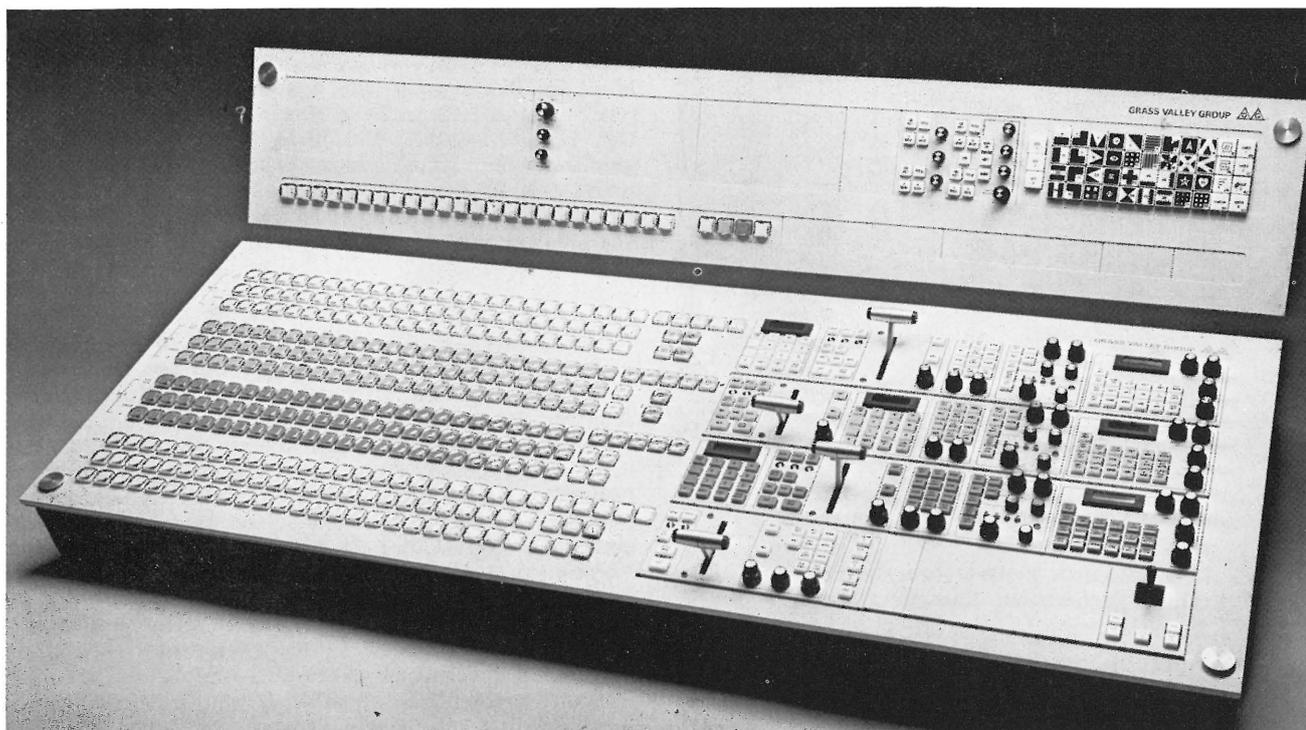


Bild 10

Bildmischer „System 300“ von Grass Valley mit 4 Eingangssignalen pro Ebene

(Computer Assisted Production) zu sehen, mit dem man schwierige Trickfolgen vorprogrammieren und automatisch ablaufen lassen kann. Digitale Videoeffekte waren auch hier Highlights der Show. Als Großer auf diesem Gebiet darf NEC nicht unerwähnt bleiben, die als Besonderheit eine sprachgesteuerte Mischerbetätigung vorführte: Nicht der Tastendruck, sondern das dem System vorher eingegebene Sprachmuster führt die Umschaltungen aus – ein Abfallprodukt der Arbeiten dieser Firma an der digitalen Sprachanalyse und der codierten Übertragung! Soll man so etwas einführen? Ampex bot ein Mischsystem (Serie 4000) an, das den wesentlichen Anforderungen (ohne digitale Effekte) genügt.

7. Standbildspeicher, Grafiksysteme

Neben den bekannten analogen Standbildspeichern (wie Slide Stor 2 von Arvin Echo), die auf Discassette aufzeichnen, gewinnen die digital arbeitenden Anlagen von ADDA und Ampex an Bedeutung. Bei ADDA sah man fünf Versionen mit Kapazitäten von 200 bis 3000 Bildern (on-line), mit Trickmischer und Synchronisierungsmöglichkeit. Auf die Frage nach einer PAL-Version konnte man allerdings nur ein Nein hören. Anders bei Ampex, die ihre ESS 3 auch für Europa vorsehen, in Las Vegas jedoch die ESS 2 für NTSC zeigten. Quantel hat bereits in Montreux eine solche Anlage für den europäischen Markt angekündigt. Unnötig zu sagen, daß diese Standbildgeräte auch die Möglichkeit der Animation bieten, was bisher mit analogen Platteneinheiten (HS 100) durchgeführt wurde.

Ein **Schreibgriffel** statt der Tastatur – diese Devise wurde von einigen Firmen aufgegriffen mit dem Ziel, mehr Kreativität bei der Grafik- und Schriftgestaltung zu ermöglichen. Beim FVW 910 von FORA handelt es sich um ein bekanntes analoges Gerät mit sieben wählbaren Farbstufen. Geschrieben wird direkt auf den Empfänger. Ampex stellte das von CBS entwickelte System AVA (Ampex Video Art) vor, bei dem auf eine in Tischhöhe vor dem Monitor angebrachte Zeichenfläche geschrieben wird

und bei dem über 200 Farbtöne möglich sind (**Bild 11**). Zudem werden sechs verschiedene Strichstärken und Druckbuchstaben in großer Auswahl angeboten. Verständlich, daß hierfür Computertechnologie eingesetzt wird und auch ein Plattenspeicher nicht fehlt.

Schriftgeneratoren waren bei vielen Firmen zu sehen. Besonders interessant ist der Chyron IV, der einen beachtlichen Vorrat an Schriftbildern speichern kann und einige Zusatzfunktionen für die „Graphic Animation“ bietet. Ein ähnlich universelles System ist der Composer I von Telemation. Telestrator zeigte ein Wetterkartengerät, das die Signale der Satelliten-Wetterkarte (mit Randlinien und farbigen Flächen versehen) in die 525-Zeilen-Norm umsetzt. Auch bei dieser Firma war die Tendenz zur Erweiterung der grafischen Möglichkeiten erkennbar.

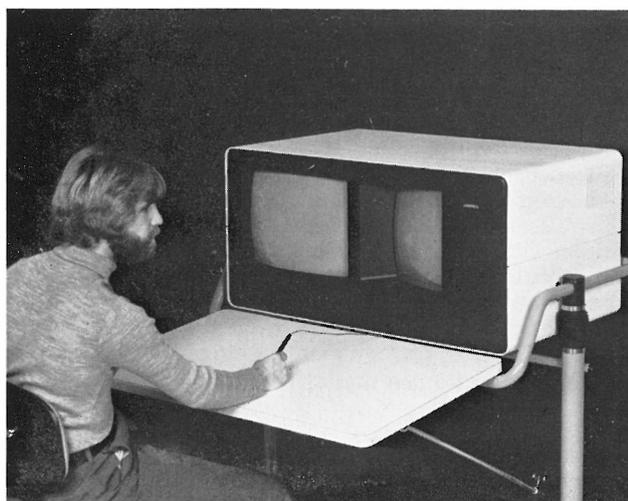


Bild 11

Grafiksystem AVA (Ampex Video Art) von Ampex

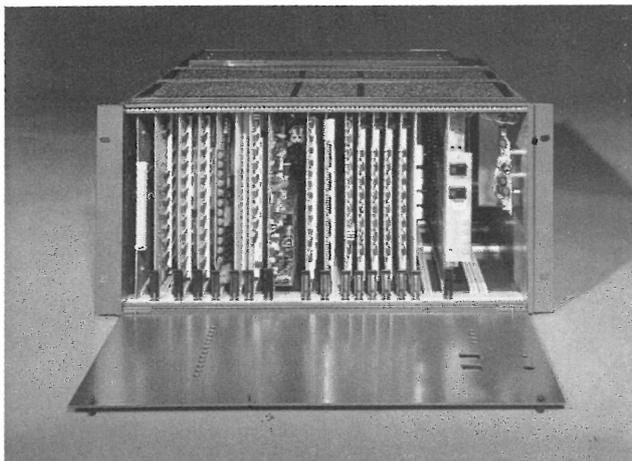


Bild 12
Digital Noise Reducer LDM 3001 von Philips

8. Digitale Zeitfehlerausgleicher, Frame Synchronizer, Rauschverminderer

Es ist heute eigentlich kaum angebracht, digitale Geräte gesondert zu betrachten. Viele Studiogeräte (vom Filmabtaster über die MAZ bis zum Mischer) enthalten bereits digitale Einheiten mit den zugehörigen A/D-D/A-Wandlern. Die verschiedenen **Zeitfehlerausgleicher**, z. B. von Ampex, Quantel, Harris (früher CVS) und RCA, werden von den MAZ-Herstellern für die 1-Zoll- oder 3/4-Zoll-Geräte mit angeboten. Bei neueren Einheiten sind jedoch Verfeinerungen zu beobachten, so die Drop-out-Kompensation aus dem Mittelwert der den Fehler umgebenden Bildpunkte (beim TBC 8000 von RCA) oder die Verbesserung des Störabstandes im Farbkanal durch Mittelwertbildung (beim CVS 517). Zum CVS 517 sind als Optionen auch noch eine Konturkorrektur und eine Störabstandsverbesserung um 5 dB bei Luminanz und Chrominanz vorgesehen. Man erhält so ein Gerät, das Signale aus ungünstigen EB-Aufnahmesituationen noch nennenswert verbessern kann. Für NTSC steht der neue Zeitfehlerausgleicher CVS 520 zur Verfügung, der mit 9 Bit und $4 \times f_{sc}$ arbeitet und damit einen k_{2T} -Faktor von 1% und einen Störabstand von 60 dB erreicht.

Frame Synchronizer sah man bei Harris, Microtime, RCA, NEC und Digital. Bei Microtime fiel der Video Signal Synchronizer 2525 auf, der Synchronisierung und Zeitfehlerausgleich für Maschinen aller Arten (1 Zoll, 3/4 Zoll) durchführt und mit „Auto Freeze“ (für Signalverlust) ausgerüstet ist. Der FS 16 von NEC ist erstaunlich klein, leicht und mit \$ 14 000,- auch billig. Man codiert mit 9 Bit und verwendet $4 \times f_{sc}$. Frame Synchronizer werden heute als Ersatz für die bisherigen Regenerierverstärker und Synchronisiersysteme angesehen.

Digitale **Rauschverminderer** erfahren immer weitere Verbesserungen im Bewegungskdetektorteil. Neben dem bekannten 9000 von Thomson-CSF gibt es nun den Noise Reducer LDM 3001 (**Bild 12**) von Philips mit eingebautem Diagnosesystem und einer Rauschverminderung von 14,7 dB bei 7 Hz. Das niederfrequente Farbrauschen wird somit drastisch reduziert. Nicht nur bei 3/4-Zoll-MAZ, sondern auch bei der Abtastung hochempfindlicher Filme kann diese Technik sinnvoll eingesetzt werden.

Marconi stellte den digitalen **Normwandler** DICE vor.

9. Signalübertragung mit Glasfaser

In der Aufnahmetechnik werden Glasfaserverbindungen verwendet, um Kameras auch über größere Entfernungen vom Bedienplatz aus zu betreiben. Ampex, Bosch und Thomson-CSF boten entsprechende Zusätze zu ihren

Kameras an. Darüber hinaus zeigte Grass Valley ein Videoverteilersystem auf Glasfaserbasis für 8 Videokanäle. Dazu gibt es auch einen Zusatz für die Audio-Multiplexübertragung. Das System wurde bei der Winterolympiade 1980 in Lake Placid erfolgreich eingesetzt. Den beachtenswerten Vorteilen (geringes Gewicht, Unempfindlichkeit gegen atmosphärische und elektromagnetische Beeinflussungen) stehen allerdings Schwierigkeiten bei Steckverbindungen entgegen. Bosch zeigte auch das separate System LFL für Video- und Audiosignale.

10. Bildwiedergabe

Am Ende der Fernsehübertragung steht der Bildschirm, auf dem man eine immer bessere Bildqualität sehen will. Auf der NAB stellten Conrac, Barco, Bosch, Ikegami, Sony und Tektronix Monitore aller Qualitätsklassen aus. Hochauflösende Röhren wurden von allen Firmen angeboten, doch bleibt die Standardröhre mit Delta-Anordnung der Farbpunkte immer noch aktuell. Es ist aber eine steigende Tendenz festzustellen, für Sonderzwecke hochauflösende Systeme mit entsprechenden Bildschirmen auf den Markt zu bringen. Compact Video Systems zeigte mit „Image Vision“ ein System, das bei einer speziellen Codierung ($f_{sc} = 7,16$ MHz) eine Bandbreite von 8,5 MHz aufweist. Es arbeitet mit leicht modifizierten Kameras bzw. Abtastern und liefert auf einer hochauflösenden Röhre beachtlich scharfe Bilder. Die Eidophor-Projektion wurde diesmal nur auf dem NEC-Stand zur Demonstration eingesetzt. Der Multistandard-Projektor 5170 ist bereits bekannt. Andere Projektionsempfänger – mit 3 Röhren – konnte man u. a. bei Panasonic sehen.

11. Meßtechnik

Hier fiel insbesondere Tektronix mit dem Meßsystem „Answer II“ auf, das mit einem digitalen Speicher arbeitet. Neu war der Generator 1900 (**Bild 13**), der eine Anzahl standardisierter Meßsignale digital erzeugt und am Ausgang in die analoge Ebene umsetzt. Die Verwendung

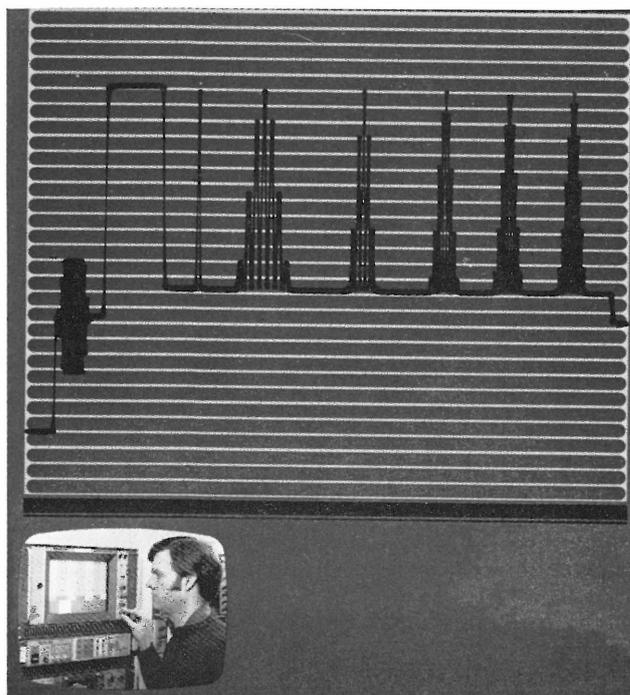


Bild 13
Signale des digitalen Signalgenerators 1900 von Tektronix

eines Mikroprozessors erlaubt eine einfache Bedienung. Prüfzeilenzumischung ist vorhanden. Dieser Weg der digitalen Meßsignalerzeugung wurde im IRT bereits erfolgreich besprochen. Rohde & Schwarz stellte den Video-Störspannungsmesser UPSF 2 vor, der ebenfalls auf Entwicklungen des IRT basiert. Hiermit kann in der Prüfzeile und in wählbaren Feldern oder Zeilen im Bild der Störabstand – mit und ohne Bewertung – gemessen werden. Die vielen vorgestellten Oszilloskope für verschiedene Anwendungszwecke können hier im einzelnen nicht aufgeführt werden.

12. Sonstiges

Es ist nicht einfach, Beleuchtung, Stative, Testbilder und Kamerastabilisatoren unter Sonstiges einzuordnen, haben sie doch alle ihren Platz im Fernsehstudio. Hier soll jedoch nur ein kurzer Überblick über das kaum überschaubare Angebot gegeben werden.

In der **Beleuchtungstechnik** war das Angebot an Tageslicht-Scheinwerfern (mit der von Osram entwickelten HMI-Lampe) interessant. Auch bei den übrigen Scheinwerfern war Europa gut vertreten (ARRI, Rank-Janiro, Kobold). Lichtstellanlagen (u. a. bei RDS, Kliegl, Berkey, Rank, Mole-Richardson) sind klein und kompakt geworden. Einige Lampenhersteller hatten sogar eigene Stände, um ihre für den Fernsehsektor entwickelten Speziallampen zu präsentieren. Hier war manches zu sehen, was in

unseren Studios noch nicht verwendet wird, so z. B. Weichstrahler-Halogen-Glühlampen von GE.

Porta-Pattern zeigte neue Testbilder im Seitenverhältnis 1,66 und 1,85 für „Electronic Cinematography“. Cinema Products (die in ihr Vertriebs- und Verleihgeschäft Film- und E-Kameras, Scheinwerfer und Zubehör aufnimmt) stellte wieder den Steadicam-Stabilisator „im laufenden Einsatz“ vor. Eine andere Stabilisierereinheit, die mit Schwingspiegel und Kreisel arbeitet, wurde bei ARRI vorgeführt. Während man mit dem Steadicam vor allem langsame Kamerapositionsänderungen mit größeren Amplituden ausgleichen kann, eignet sich der ARRI-Stabilisator mehr zum Abfangen von schnellen Stößen und Schwingungen des Stativs. Bei Vinten waren kleinere Stativeinheiten bemerkenswert. Bei Evershed sah man eine Steuerung, die abhängig von der Schwenk- und Neigebewegung eines Führungsstativs ein zweites (auf eine Modellszene gerichtetes) Stativ motorisch mitbewegt – ein interessantes Hilfsmittel für die Trickgestaltung in Verbindung mit der Chroma-Key-Technik.

Zieht man nach dem Besuch der Ausstellung ein Fazit, so kann man sagen, daß spektakuläre Highlights dünn gesät waren. Eine Fülle von Verbesserungen gibt es auf dem Aufnahmesektor, im Bereich digitaler Einzelgeräte (d. h. mit analogen Ein- und Ausgängen) sowie bei der Automatisierung von Einstellprozessen und Betriebsabläufen.

Albert Kaufmann
Institut für Rundfunktechnik, München

RUNDFUNKSPEZIFISCHE SOFTWARE IMPLEMENTIERUNG EINES PEARL-PROGRAMMIERSYSTEMS

1. Ablauf der Vorhaben

1.1. Aufgabenstellung

Die vielfältigen Prozeßsteuerungen im Rundfunkbereich können bei genauer Durchsicht auf wenige Typen reduziert werden. Eine begrenzte Anzahl ergibt sich bei gleicher Art des Prozesses durch gewisse unterschiedliche „Handhabungen“ der Prozeßsteuerung in den einzelnen Rundfunkanstalten.

Um nun vorhandene Typen von Steuerungen bei jeder Anstalt leicht anpassen zu können, muß eine höhere Programmiersprache einheitlich eingesetzt werden. Mit einer solchen herstellerunabhängigen Sprache lassen sich die unterschiedlichen Prozesse von Haus zu Haus transportieren.

Für rundfunkspezifische Zwecke mußte also eine Programmiersprache „gefunden“ oder „geschaffen“ werden. Eine eigene Entwicklung schied wegen mangelnder Kapazität aus. Die Analyse vorhandener „Realzeitsprachen“ zur Prozeßprogrammierung führte zu PEARL (Process and Experiment Automation Realtime Language) als der einzigen Sprache mit „echten“ Realzeit-Sprachelementen.

Das IRT stellte daher an das Bundesministerium für Forschung und Technologie einen Antrag auf Finanzierung eines PEARL-Programmiersystems im Rahmen des 2. DV-Förderungsgesetzes. Die Begründung lautete:

- Die Programme für Rundfunkbetriebsabläufe können mit PEARL vereinheitlicht werden.
- Die mit PEARL erstellten Programme sind durch die höhere, selbstdokumentierende Sprache verständlicher und damit leichter änderbar. Das Know-how ist auf Programmiersprachenebene einfach austauschbar.
- Mit einem einheitlichen, genormten Prozeßprogrammiersystem wie PEARL kann die Softwareerstellung getrennt von der Hardwareerstellung betrachtet werden, gleichsam herausgehoben aus dem Streit Hardware-Software als Gesamtleistung. Die Definition von Schnittstellen wird erheblich erleichtert.
- Die Softwareerstellung wird durchschaubarer, die Kostenkontrolle kann mit PEARL effektiver erfolgen.
- Die Systemanalytiker und Programmierer sind zusammen mit den Planungsleuten universeller einsetzbar.

Um diese Voraussetzungen für eine erste Nutzung und spätere Verbreitung der Echtzeitsprache PEARL im Hörfunk- und Fernsehbereich zu schaffen, wurde für die Rechenanlage Hewlett-Packard 3000 des IRT ein PEARL-Programmiersystem entwickelt und implementiert, das aus folgenden Komponenten besteht:

1. Subset (Untermenge) der Sprache PEARL gemäß dem damals vorliegenden mbp-PEARL-Sprachreport [2] und den Beschlüssen des PEARL-Subset-Arbeitskreises (SAK).
2. PEARL-Compiler für diesen Subset, der auf der HP 3000 PEARL-Programme für die HP 3000 übersetzt.
3. Erweiterung des HP 3000-Betriebssystems um das „PEARL-Betriebssystem“ BAPAS (Basis für Prozeßautomationssysteme), das den Ablauf von PEARL-Programmen gemäß der durch die Sprache PEARL definierten Semantik gewährleistet.

Das Projekt wurde zu 100 % vom Bundesministerium für Forschung und Technologie (BMFT) gefördert. Projektträger war das Kernforschungszentrum Karlsruhe.

1.2. Stand der Technik bei Entwicklungsbeginn

Im Bereich der Rundfunk- und Fernsehanstalten wurden die rechnergesteuerten Prozesse bisher in Assembler maschinenabhängig programmiert (Beispiele: Sendeablaufsteuerung bei SFB und NDR, Hörfunkstern in Frankfurt). Dadurch konnten Anwendungsprogramme trotz gleicher Aufgabenstellung nicht auf Rechner bei anderen Anstalten übernommen werden.

Bei den Rundfunkanstalten standen weitere komplexe Anwendungsprobleme zur Lösung an (Beispiele: Lichtbestimmung von Farbfilmern, Magnetbandschnidetechnik, MAZ-Steuerung, Filmschnidetechnik, Kassettenarchive, Steuerung von Kreuzschiene, Mischern usw.). Die erforderlichen Programme bräuchten für den Einsatz bei den verschiedenen Rundfunkanstalten nur einmal geschrieben zu werden, wenn dies flexibel und anpaßbar, d. h. in einer höheren Echtzeitprogrammiersprache erfolgen würde. Das IRT entschied sich für PEARL, weil diese Sprache den gestellten Anforderungen am besten entspricht.

Zu diesem Zeitpunkt (Mitte 1975) schien die Definition der Sprache PEARL im PEARL-Subset-Arbeitskreis kurz vor dem Abschluß zu stehen. Die Firma BBC hatte bereits 50 PEARL-Systeme auf ihrem System DP 1000 verkauft und davon 15 bis 20 im Einsatz. Die Hersteller AEG und Siemens rechneten damit, ab Frühjahr 1976 PEARL-Programme für 80-20 und SI 330 übersetzen zu können. Die ASME (Arbeitsgemeinschaft Stuttgart, München, Erlangen) führte bereits Modellversuche mit dem ASME1-Subset auf AEG 60-50 in Stuttgart und auf Siemens 306 in Erlangen durch. Die Softwarefirmen mbp und Werum entwickelten gerade ein PEARL-Betriebssystem (BAPAS) für die HP 3000 des IRT und hatten den Compiler für ihren PEARL-Subset weitgehend fertig programmiert. Allerdings war zu dieser Zeit noch nicht fest umrissen, welchen Sprachumfang von PEARL die jeweiligen Implementatoren zur Verfügung stellen würden. Entsprechende Sprachbeschreibungen lagen seinerzeit dem IRT von der ASME (ASME1-Subset) und von mbp-Werum vor.

1.3. Voraussetzungen

Da im IRT keine eigenen Leistungen für die Implementierung erbracht werden konnten, war eine Förderung durch das BMFT Voraussetzung für die Durchführung. Nach einem Fachgespräch am 3. 7. 1975 entschied sich das IRT für das mbp-Werum-System, da in diesem die besseren Zukunftsaussichten zu sehen waren.

Ein Transfer des gleichen PEARL-Subset auf eine andere Anlage konnte mit dem gewählten Konzept in finanziell erträglichem Rahmen erfolgen, da der sogenannte Oberteil (80 %) unverändert übernommen werden konnte. Die Anpassung an die Zielrechenanlage betrug nur 20 %. Die Voraussetzung zur Erstimplementierung im IRT wurde durch die moderne Rechenanlage HP 3000 erheblich verbessert. Im IRT waren weiterhin Kenntnisse und Erfahrungen aus allen Bereichen der Prozeßrechner-technik für Rundfunkanstalten vorhanden.

1.4. Arbeitsaufbau und -ablauf

Der Sprachumfang und die Struktur des PEARL-Systems wurden anlässlich des Fachgesprächs am 3. 7. 75 beim IRT vorgestellt und diskutiert. Der Vertrag über die Lieferung eines PEARL-Compilers für die HP 3000 des IRT wurde am 10. 9. 1975 abgeschlossen. In ihm war als Fertigstellungszeitpunkt der 31. 12. 1976 vorgesehen.

Durch einen Unterauftrag wurde die Firma Entwicklungsbüro Wulf Werum, Lüneburg, an dem Vorhaben beteiligt.

Wichtige Termine der Entwicklung waren sodann:

- Installation des PEARL-Betriebssystems BAPAS abgeschlossen bis auf die Ein/Ausgabe (die vom SAK noch festzulegen war).
- Es wurde entschieden, von der Zwischensprache IL1 aus FORTRAN-Code zu erzeugen, um eine noch größere Portabilität des Compilers zu erreichen. Die dabei auftretenden Effizienz Nachteile fielen bei der normalen Betriebsart (vor allem Testläufe) des IRT nicht ins Gewicht.
- Das IRT veranstaltete ein „PEARL-Symposium“ für etwa 70 geladene Gäste aus allen Rundfunkanstalten. Dabei wurde auch die PEARL-Sprachbeschreibung verteilt, die den letzten SAK-Stand berücksichtigt.
- Mit dem fertiggestellten Codegenerator wurde der Compileroberteil auf die HP 3000 transportiert. Damit konnte der Test auf der HP 3000 beginnen.
- Das IRT veranstaltete ein zweites PEARL-Symposium mit dem Titel „Möglichkeiten und Grenzen der Prozeßdatenverarbeitung im Rundfunk mit der Programmiersprache PEARL“. Interessenten wurde dabei auch die Übersetzung und der Ablauf von PEARL-Testprogrammen vorgeführt.
- Im IRT fand ein 3tägiger PEARL-Einweisungskurs für etwa 40 Mitarbeiter aus fast allen Rundfunkanstalten statt, bei dem die Teilnehmer in Übungen auch selbst kleine PEARL-Programme schreiben und interaktiv über acht Terminals simultan testen konnten.

Die doch erheblichen Terminverzögerungen hatten im wesentlichen folgende Gründe:

1. Anfang 1976 traten beim Einzeltest der ersten in der Programmiersprache GBL1 erstellten Läufe des Compilers auf drei Großrechnern IBM/370-158 (168) jeweils unerwartete Durchsatzschwierigkeiten auf. Durch eine aufwendige weitere Segmentierung der einzelnen Läufe zur Erlangung einer höheren Rechnerpriorität konnten diese Schwierigkeiten zu einem großen Teil abgeschwächt werden. Allerdings behinderten die verbliebenen Durchsatzschwierigkeiten den Arbeitsfortschritt immer noch so sehr, daß im Sommer 1976 entschieden wurde, die Programmerstellungs- und Testarbeiten auf einem Prozeßrechner Siemens 330 fortzusetzen. Dieser Rechner wurde verspätet Ende 1976 installiert.
2. Im Laufe des Jahres 1976 wurde der Arbeitsfortschritt wesentlich durch die ungewisse Situation behindert, die durch die Beschlüsse der Spitzingsee-Klausur des SAK entstanden war. Die Festschreibung von Basic und Full PEARL [4, 5] im Laufe des Jahres 1977 brachte die notwendige Klärung, allerdings wurde der Aufwand für die nun nötigen Änderungen des entstehenden PEARL-Systems zunächst unterschätzt; alle Auswirkungen im Detail wurden erst während der Implementierung festgestellt. Allein die notwendig gewordene Neuerstellung der Laufzeitpakete für binäre und formatierte Ein/Ausgabe verursachte etwa 15 Mannmonate Aufwand.

1.5. Erzieltes Ergebnis

Verfügbarkeit:

PEARL-Programmiersystem auf HP 3000 mit allen Subsystemen zur Programmerstellung:

EDITOR

FILE-System

Datenbanksystem

„Reentrante“ Version unter dem Betriebssystem MPE III.

Ablaufergebnis:

Durch die vielfache Verzögerung wurde deutlich, daß für die Implementierung des Compilers (selbst bei der sehr fortschrittlichen Technik, wie sie von mbp-Werum angewandt wurde) noch Entwicklung in bezug auf die Durchführungszeiten notwendig ist.

Trotz dieser Verzögerungen trug das Vorhaben aber zu einer wesentlichen Förderung der Softwaretechnologie im Bereich der Erstellung portabler Programmiersysteme bei, weil Konzept und Abwicklung sich nicht nur an dem Spezialfall HP 3000, sondern an allgemeinen Anforderungen orientierten. Aufbauend auf dem erreichten Stand können nun PEARL-Systeme (Compiler und Betriebs- bzw. Laufzeitsystem) für andere Rechner mit 1,5 bis 2 Mannjahren Aufwand innerhalb eines Jahres erstellt werden. Die Gründe hierfür sind:

- Ein fertiger, rechnerunabhängiger PEARL-Compileroberteil liegt vor, so daß zur Vervollständigung zu einem PEARL-Compiler für einen anderen Rechner nur noch ein Codegenerator entwickelt werden muß.
- Für das PEARL-Betriebs- und -Laufzeitsystem gibt es portable Komponenten, die mittels eines Codegenerators automatisch auf die neue Zielanlage transportiert werden und dort nur noch angepaßt werden müssen.
- Die Sprache PEARL ist durch entsprechende DIN-Normentwürfe festgehalten.
- Ein breiter Kreis verfügt nun über das Know-how für die Entwicklung von PEARL-Systemen, ja allgemein von portablen Programmiersystemen (Multiplikatoreffekt).

Einsatzgebiete:

Alle Gebiete der Prozeßrechnertechnik in Hörfunk und Fernsehen. Die Unikate der rundfunkspezifischen Realisierung können durch PEARL leichter, schneller und damit billiger erstellt werden.

Aussichten:

Durch konsequente Schulung und Werbung könnte man die Assembler-Befürworter und Prozeß-FORTRAN-Freunde von PEARL überzeugen. Nur durch eine höhere Programmiersprache kann in Zukunft Prozeßautomatisierung kostengünstig realisiert werden.

2. Zusammenfassung des fachlichen Inhalts

Das PEARL-Programmiersystem für die HP 3000 des IRT besteht aus folgenden Komponenten (detailliertere Beschreibungen sind in den jeweiligen Entwicklungsunterlagen enthalten):

2.1. PEARL-Subset

Der implementierte Sprachumfang umfaßt Basic PEARL nach DIN 66 253 (Teil 1, Entwurf) und ist eine Teilmenge von Full PEARL. Die über Basic PEARL hinausgehenden Sprachelemente erlauben vor allem eine anwendungsorientierte Programmierung (z. B. Typvereinbarung, mehrstufige Strukturen, Boltvariablen) und eröffnen Möglichkeiten der Listenverarbeitung (Referenzen, Typvereinbarung). Insbesondere können mit diesen Mitteln rundfunkspezifische Datentypen und Prozeduren (Bibliotheksmodule) geschaffen werden.

Damit wurde der 1975 definierte Sprachumfang in allen wesentlichen Punkten realisiert.

2.2. PEARL-Compiler

Wie **Bild 1** zeigt, besteht der Compiler aus einem rechnerunabhängigen Oberteil, der ein PEARL-Programm in

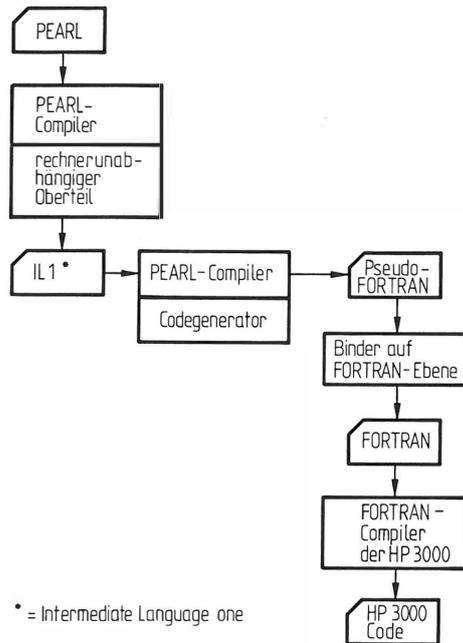


Bild 1
Übersetzung von PEARL-Programmen für die HP 3000

die rechnerunabhängige Zwischensprache IL1 übersetzt. Aus der IL1-Form erzeugt ein Codegenerator sogenannte Pseudo-FORTRAN-Programme, die durch einen anschließenden Bindevorgang auf FORTRAN-Ebene zu einem FORTRAN-Programm für den FORTRAN-Compiler der HP 3000 gebunden werden.

Alle drei Komponenten sind in GBL1 (einem PL/I-Subset) programmiert. Sie werden durch einen GBL1-Compiler, der IL1-Programme erzeugt, durch den Codegenerator, den Binder und den FORTRAN-Compiler der HP 3000 auf die HP 3000 transportiert. Sie können mit geringem Anpassungsaufwand auch für andere Rechner entsprechender Leistungsfähigkeit eingesetzt werden. Das für den Ablauf des Compilers nötige Laufzeitsystem wurde in SPL und FORTRAN programmiert. Der Compiler kann reentrant (d. h. simultan für mehrere Benutzer) arbeiten.

2.3. PEARL-Betriebssystem

Als PEARL-Betriebssystem wird das Betriebssystem BAPAS eingesetzt. Für die HP 3000 wurde es in SPL (der Systemprogrammiersprache der HP 3000) programmiert.

Da die Rechnerarchitektur der HP 3000 keine Kommunikation von Rechenprozessen über globale Objekte erlaubt, wurde BAPAS als ein HP 3000-Prozeß implementiert. Damit laufen alle Benutzer-Tasks eines PEARL-Programms unter der Regie dieses einen HP-Prozesses (d. h. unter Verwaltung von BAPAS) ab.

Um bei Ein/Ausgabe-Vorgängen trotzdem Simultanarbeit zu erreichen, wird je Ein/Ausgabe-Gerät ein wei-

terer HP 3000-Prozeß erzeugt und bei der Auswertung der entsprechenden Ein/Ausgabebezeichnung von BAPAS aktiviert.

2.4. PEARL-Laufzeitsystem

Zum Laufzeitsystem gehören Routinen für

- die formatierte Ein/Ausgabe: Hierfür wird ein portables Programmpaket benutzt; die durch dieses Paket vorgegebene Treiberschnittstelle wurde in SPL realisiert.
- die binäre Ein/Ausgabe: Sie wurde in PEARL und SPL realisiert.
- die Prozedurorganisation, Speicherverwaltung und Feldverwaltung: Sie wurde in SPL programmiert.
- die Arithmetik: Soweit diese Routinen nicht schon vorhanden waren, wurden sie in FORTRAN (Wandlungsroutinen) und SPL programmiert.
- die Kettenoperationen: Sie wurden in SPL programmiert.
- die Standardfunktionen: Hierfür werden die bereits vorhandenen Routinen aus der FORTRAN-Bibliothek benutzt, wobei lediglich die erforderlichen Parameteranpassungen in SPL realisiert wurden.

3. Ausblick

Durch dieses Vorhaben wurden erste Voraussetzungen für den Einsatz von PEARL im Rundfunkbereich geschaffen: Nun können im IRT PEARL-Programmkurse für Mitarbeiter der Rundfunk- und Fernsehanstalten abgehalten werden sowie PEARL-Programme für rundfunkspezifische Aufgaben erstellt werden und auf der HP 3000 oder anderen PEARL-Rechnern ablaufen.

Zur zeitkritischen Steuerung technischer Prozesse ist die mit der HP 3000 gekoppelte HP 1000 des IRT besser geeignet. In diesem Zusammenhang ist von Interesse, daß zur Zeit ein PEARL-Programmiersystem mit gleichem Compileroberteil für HP 1000 in Zusammenarbeit zwischen TU Berlin und Firma Werum entwickelt wird. Das Ziel ist, auf der HP 3000 PEARL-Programme für die HP 1000 zu entwickeln und zu übersetzen, wobei die Bedienung des PEARL-Compilers auch von einem HP 1000-Terminal aus erfolgen kann.

SCHRIFTTUM

- [1] Windauer, H.; Sauter, D.: Rundfunkspezifische Software. Projektbericht. Hrsg. vom Institut für Rundfunktechnik GmbH, München 1979.
- [2] Windauer, H.; Werum, W.: PEARL, Sprachbeschreibung des mbp-Subsets. Hrsg. vom Mathematischen Beratungs- und Programmierungsdienst GmbH, Dortmund 1977.
- [3] Sauter, D.: PEARL — Eine neue höhere Programmiersprache für die Realzeitprogrammierung von Prozeßrechnern. Rundfunktech. Mitt. 23 (1979), S. 93.
- [4] Hruschka, P.: Basic PEARL Language Description. PDV-Bericht 120. Hrsg. von der Gesellschaft für Kernforschung mbH, Karlsruhe 1977.
- [5] Kappatsch, A.: Full PEARL Language Description. PDV-Bericht 130. Hrsg. von der Gesellschaft für Kernforschung mbH, Karlsruhe 1977.

Dietrich Sauter
Institut für Rundfunktechnik, München

TAGUNGEN UND AUSSTELLUNGEN

Termine			
29. 8. – 7. 9. 1980	Firato 80	2. 10. – 4. 10. 1980	NTG-Fachtagung Meßtechnik in der optischen Nachrichtentechnik
Amsterdam	Internationale Funkausstellung	Berlin	
12. 9. – 18. 9. 1980	photokina	6. 10. – 10. 10. 1980	8. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG)
Köln		Berlin	
20. 9. – 23. 9. 1980	IBC 80	23. 10. – 24. 10. 1980	Münchener Kreis
Brighton	8th International Broadcasting Convention	München	Kommunikation über Satelliten – Technische und politische Fragen zu einem neuen Medium
30. 9. – 3. 10. 1980	NTG-Fachtagung Text- und Bildkommunikation	6. 11. – 12. 11. 1980	electronica
Stuttgart		München	

BUCHBESPRECHUNGEN

Elektronische Textkommunikation. Electronic Text Communication. Hrsg. Wolfgang Kaiser. XVII, 490 Seiten (156 Seiten in Englisch), 238 Bilder, 11 Tabellen, Format 24,2 cm x 16,4 cm, geheftet, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York 1978, Preis 64,- DM bzw. 35.20 US\$, ISBN 3-540-09060-6.

Der Münchner Kreis, eine aus Vertretern von Wissenschaft, Politik, Wirtschaft und Medien gebildete internationale Vereinigung zur Kommunikationsforschung, hatte als Themenkreis für das Symposium 1978 die in neuerer Zeit in besonderem Interesse stehende „Elektronische Textkommunikation“ ausgewählt. Im Rahmen dieser Vortragsveranstaltung wurden neue Verfahren der elektronischen Textübermittlung in Technik und Anwendung eingehend dargelegt und ihre möglichen Auswirkungen auf die Gesellschaft unter anderem in zwei Podiumsdiskussionen ausführlich erörtert.

Die Vorträge im ersten Teil des Symposiums befaßten sich mit den bildschirmgebundenen, gerade auch für private Benutzer zur Einführung anstehenden Textkommunikationsverfahren wie Videotext, Bildschirmtext und Kabeltext. Die Techniken der Codierung, das Übertragungsverhalten der nicht drahtgebundenen Verfahren oder die Fragen der gegenseitigen Kompatibilität waren ebenso Gegenstand von Referaten wie die Frage der Benutzerfreundlichkeit oder Akzeptanz dieser neuen Dienste, wobei auch medienpolitische Belange nicht ausgeklammert wurden.

Verfahren der Textbearbeitung, Textverarbeitung und Textübermittlung für das „Büro der Zukunft“ wurden im zweiten Teil des Symposiums sowohl in technischer und technologischer Hinsicht als auch unter wirtschaftlichen, organisatorischen und menschlichen Aspekten betrachtet. Zu den technischen Beiträgen gehörten Ausführungen über Tintenschreibwerk, Plasmaschreibköpfe, elektronische Schreibtafelsysteme, Möglichkeiten einer künftigen Briefkommunikation, Stand der Spracherkennung für die Textverarbeitung oder auch Bestrebungen nach gegenseitiger Kommunikationsfähigkeit der verschiedenen Verfahren durch hohe Kompatibilität der Endgeräte und weitgehende Harmonisierung der zugehörigen Fernmeldedienste. Die letzten Referate und die abschließende Podiumsdiskussion galten den Bemühungen, mit der Einführung neuer Kommunikationstechniken nicht den Menschen an diese Techniken anzupassen, sondern ihm durch die neuen Kommunikationshilfen Arbeits erleichterungen und Arbeitsbereicherungen für seinen Büroarbeitsplatz zu verschaffen.

Sämtliche Vorträge des Symposiums sind im vorliegenden Band in Deutsch und in Englisch (allerdings teilweise nur in Kurzfassung) festgehalten und geben damit einen umfassenden Einblick in Technik und Anwendung der neuen Textkommunikationssysteme. Leider haben die beiden recht offen geführten Podiumsdiskussionen über die Nutzung dieser Kommunikationstechniken und ihre Auswirkungen auf den Menschen in diesem Band keinen Platz gefunden.

Gerhard Möll

Elektronik. Von Bodo Morgenstern.

Band 1: Bauelemente. XIV, 253 Seiten, 255 Bilder (unitext). ISBN 3-528-03333-9.

Band 2: Schaltungen. XI, 267 Seiten, 231 Bilder (unitext). ISBN 3-528-03334-7.

Beide Bände haben das Format 22,7 cm x 16,1 cm, Plastikeinband und sind bei der Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft, Braunschweig 1978, erschienen. Preis je Band 24,80 DM (Paperback).

Obwohl aus einem Hochschulkriptum entstanden, bietet dieses zweibändige Lehrbuch durchweg nicht nur graue Theorie, sondern stets Bezüge zu allen praktischen Realitäten. Und gerade weil es von einem Hochschulprofessor geschrieben wurde, zeichnet es sich ebenso durch einen systematischen Aufbau wie durch gekonnte Didaktik aus, eine Schlußfolgerung, die sonst wohl nicht generell zutreffen muß.

Band 1 „Bauelemente“ beginnt mit den passiven Grundbauelementen, behandelt dann die Leistungsmechanismen in Vakuum und Halbleiter, um schließlich mit großer Gründlichkeit (und erläutert durch eine erfreuliche Vielzahl von Abbildungen) Physik und Anwendungstheorie aller Einzelhalbleiter-Bauelemente zu beschreiben.

Im Band 2 „Schaltungen“ wird nach einer anschaulichen Behandlung passiver Schaltungen, insbesondere der einfachen RC- bzw. RL-Glieder, eine umfassende Übersicht über das breite Feld der Verstärkerschaltungstechnik gegeben, wobei auch dem Operationsverstärker gebührendes Gewicht beigemessen ist. Der Transistor als Schalter sowie seine Anwendung in Kipp- und Oszillatorschaltungen sind ebenso Themen weiterer Kapitel wie die Besonderheiten bei Feldeffekttransistor-Schaltungen.

Insgesamt ein Lehrbuch, das auch außerhalb des Hörsaals weite Verbreitung finden sollte.

Arthur Heller

Grundlagen der Impulstechnik. Von H. Schunk und W. Engel. 206 Seiten, 185 Bilder, zahlr. Beispiele, Format 21 cm x 15 cm, Kunststoffeinband, Hüthig & Pflaum Verlag, München/Heidelberg 1979, Preis 44,80 DM, ISBN 3-8101-0054-4.

In der Fachterminologie des rezensierten Buches ausgedrückt, kann man ihm ein erfreulich „breitbandiges Spektrum“ bescheinigen.

Angefangen bei den theoretischen Grundlagen, die in ebenso ausführlicher wie anschaulicher Weise behandelt werden, bis hin zur detaillierten Schaltungstechnik sind wirklich alle wichtigen Aspekte der Impulstechnik berücksichtigt. So wird z. B. auch das schaltungstechnische Innenleben der Schaltkreise nahezu sämtlicher Logikfamilien (DTL, TTL, LSL, CMOS, ECL) aus impulstechnischer Sicht vergleichend analysiert, ein sehr nützlicher Exkurs für Nur-Logiker ins Analoge.

Der Fernsehpraktiker findet darüber hinaus im theoretischen Teil auch einige interessierende Beziehungen zur Fernsehtechnik, so z. B. mit der Beschreibung periodischer und einmaliger Vorgänge im Zeit- bzw. Frequenzbereich ein nützliches Repetitorium für das Verständnis unserer Prüfzeilensignale. Aber auch ganz aktuelle Dinge wie Abtasttheorem und PCM-Technik gehören zum Inhalt dieses Buches, das im übrigen dank seiner zahlreichen grafischen Darstellungen durchweg sehr anschaulich gehalten ist.

Abgerundet durch einen recht umfangreichen Tabellenanhang und eine kleine Aufgabensammlung, welche die richtigen Lösungen erfreulicherweise nicht verschweigt, erscheint es als eine für Praktiker wie Studenten gleichermaßen wertvolle Investition.

Arthur Heller

Einführung in die Hochfrequenzmeßtechnik. Von Alexander Kraus. 308 Seiten, 245 Bilder und zahlreiche Tabellen, Format 21,5 cm x 15 cm, Kunststoffeinband, Richard Pflaum Verlag, München 1980, Preis 59,80 DM, ISBN 3-7905-0318-5.

Das Buch ist als Lehrbuch für Studierende und als Nachschlagewerk für den Fachmann gedacht. Es behandelt im ersten Kapitel physikalische Größen der Hochfrequenztechnik und gibt eine Übersicht über Verfahren zu deren Messung. Im zweiten Kapitel werden diese Meßverfahren für die Grundgrößen näher beschrieben, nämlich für Spannung, Strom, Wellengrößen (z. B. Reflexionsfaktor, S-Parameter), Leistung, Feldstärke und Rauschzahl. Das dritte Kapitel befaßt sich mit analogen Hochfrequenzverfahren, insbesondere mit der Messung von R, Z, C, L und M, sowie mit Meßbrücken.

Die Stärke des Buches liegt in der Theorie der Meßtechnik: Die mathematischen Grundlagen werden kurz und verständlich dargestellt und in sehr klare Beziehung einerseits zur physikalischen Realität, andererseits zu den Prinzipien der Meßverfahren gebracht.

Daneben gibt es Mängel. Das Smith-Diagramm wird nicht behandelt. Über Frequenzmessung findet man gar nichts, zur Spektralanalyse nur Andeutungen. Auf der apparativen Seite ist die Auswahl der beschriebenen Geräte oft eigenartig. So wird eine Meßbrücke für den Bereich von 50 Hz bis 20 kHz detailliert beschrieben, während Brücken für den Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich überhaupt nicht erwähnt werden. Das Oszilloskop läßt sich heute bis 1 GHz einsetzen, findet aber als Meßgerät hier keinerlei Erwähnung.

Das Buch soll eine Einführung sein und enthält deshalb grundsätzlich kaum Aufgaben zur Dimensionierung der im Blockschaltbild angegebenen Meßschaltungen. Gerade deshalb wäre ein ausführliches Literaturverzeichnis hilfreich. Auch wären präzisere Angaben zur Genauigkeit der einzelnen Meßverfahren oft wünschenswert.

Trotz dieser Einwände kann man das Buch wegen seines guten theoretischen Anteils und wegen der vielen Tabellen durchaus empfehlen, wenn auch der Preis nicht gerade niedrig erscheint.

Eberhard Stark

Halbleiter-Elektronik. Band 10: Optoelektronik I. Lumineszenz- und Laserdioden. Hrsg. W. Heywang und R. Müller, Verf. G. Winstel und C. Weyrich. 315 Seiten, 152 Bilder, 12 Tabellen, Format 23,2 cm x 15,4 cm, geheftet, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York 1980, Preis 68,- DM bzw. 38.10 US\$, ISBN 3-540-09598-5.

In diesem zehnten Band, den man ebenso uneingeschränkt wie die übrigen Bände der Reihe empfehlen kann, werden ausschließlich Halbleiter-Lichtquellen behandelt, während den Lichtempfängern ein eigener Band gewidmet werden soll.

Die einzelnen Kapitel behandeln folgende Gebiete: Physik der strahlenden und nichtstrahlenden Rekombination, Physik der Lumineszenzdioden, Herstellung und Technologie der III-V-Halbleiter, Lumineszenzdioden für den sichtbaren und den infraroten Spektralbereich mit Vergleich der verschiedenen Materialien, Halbleiterlaser (Physik und Technologie), Anwendungen von Lumineszenzdioden (z. B. Indikatorlampen, Displays, Optokoppler, lichtgezündete Thyristoren) sowie Langzeitverhalten und Alterung von Halbleiter-Lichtquellen.

Das Buch ist in erster Linie als Lehrbuch für diejenigen gedacht, die sich mit der Herstellung optoelektronischer Bauelemente befassen. Hierfür ist es ausgezeichnet geeignet, da es aus einer Fülle praktischer Erfahrungen geschaffen wurde, und die Autoren verstehen es, diese Erfahrungen auch weiterzugeben. Die zugrundeliegende Theorie ist jeweils in einem für den Praktiker verwertbaren Umfang angegeben. Darüber hinaus ist jedem Kapitel ein ausführliches Verzeichnis der Originalliteratur beigelegt.

Auch dem Anwender von Halbleiter-Lichtquellen kann der vorliegende Band empfohlen werden, da bei allen Grenzdaten und Alterungseigenschaften die zugrundeliegenden Materialeigenschaften und physikalischen Mechanismen erläutert sind.

Eberhard Stark

HF-Leitung als Übertragungsglied und Bauteil. Von H. Peschl. 216 Seiten, 132 Bilder, zahlr. Übungsaufgaben, Format 21 cm x 15 cm, Plastikeinband, Hüthig & Pflaum Verlag, München/Heidelberg 1979, Preis 39,80 DM, ISBN 3-8101-0053-6.

Dieses Buch von Prof. H. Peschl befaßt sich ausführlich mit den Grundlagen der HF-Übertragung auf Leitungen. Es entstand aus einer Vorlesung „Grundlagen der elektrischen Nachrichtenübertragung“ an der Hochschule für Technik in Bremen und ist ursprünglich zum Gebrauch neben Vorlesungen bestimmt. Darüber hinaus eignet es sich aber auch vorzüglich zum Selbststudium und als Nachschlagewerk für den Praktiker. Die darin enthaltenen Rechen- und Anwendungsbeispiele zeigen, wie die theoretisch gefundenen Zusammenhänge ingenieurmäßig sinnvoll in die fachpraktische Anwendung umgesetzt werden können.

Hauptschwerpunkt des Stoffes ist die TEM-Leitung; andere Leitungsformen wie Hohlrohrleitungen und Eindrahleitungen werden nur gestreift. Der Gebrauch von Leitungsdiagrammen als Rechenhilfsmittel wird eingehend erläutert. Besonders wertvoll für die Praxis sind die verständnisvolle Darstellung der Hochfrequenz-Meßleitung und die Anwendungsbeispiele der Leitung als Bauteil bis hin zum Richtkoppler.

Max Aigner

NACHRICHTEN

RUNDFUNKVERSORGUNG IN DER BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND UND IN BERLIN (WEST)

Ultrakurzwellensender

Inbetriebnahmen

Von den Rundfunkanstalten wurden folgende Ultrakurzwellensender in Betrieb genommen:

Station	Pro-gramm	Kanal	Fre- quenz MHz	Leistg. ERP kW	Pol.	Azimut Grad	Tag der Inbetrieb- nahme
Bayerischer Rundfunk							
Hühner- berg IV	4GS	20	93,1	10	H	ND	1. 07. 80
Norddeutscher Rundfunk							
Hamburg V ¹	2S	20	93,1	20	H	230; 285	1. 07. 80

Änderungen

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

Station	Pro-gramm	Kanal	Fre- quenz MHz	Leistg. ERP kW	Pol.	Azimut Grad	Tag der Änderung
Bayerischer Rundfunk							
Hühner- berg III ¹	3S	42	99,5	25	H	ND	1. 07. 80
Norddeutscher Rundfunk							
Oсна- brück II ²	2S	07	89,2	8	H	ND	7. 05. 80
Cux- haven II ²	2S	16	91,65	10	H	105	1. 07. 80
Oснаbrück I	1S	18	92,4	8	H	ND	7. 05. 80
Oсна- brück III	3S	39	98,8	8	H	ND	7. 05. 80

¹ Verk.-Kenn. „D“

² Verk.-Kenn. „E“

Fernsehsender

Inbetriebnahmen

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

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimut Grad	Tag der Inbetrieb- nahme
Bayerischer Rundfunk						
Altertheim	39	3M	16	H	63; 235; 333	29. 04. 80
Viechtach	5	8M	20	H	ND	2. 06. 80
Wegscheid	50	8M	40	H	5; 95; 195	22. 05. 80
Norddeutscher Rundfunk						
Rinteln	60	0	200	H	350	28. 05. 80

Änderungen

Süddeutscher Rundfunk

Der SDR hat an folgenden Füllsendern für das I. Fernsehprogramm Änderungen vorgenommen (geänderte Werte sind **halbfett** gedruckt):

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimut Grad	Tag der Änderung
Donzdorf	5	8M	1	V	310	9. 05. 80
Ersingen (früher Ispringen)	28	2M	40	H	120; 210; 300	-
Erbach/ Donau	9	4P	3	V	60	10. 07. 79
Freuden- stein	12	0	0,8	H	90; 180	9. 05. 80
Niefern	9	6P	100	V	110; 235	9. 05. 80
Pfedelbach- Unter- steinbach	6	2M	30	H	140; 250; 340	9. 05. 80
Sindeldorf	6	2M	5	H	30; 108 300; 90;	9. 05. 80
Waldhausen	10	2M	4	H	25	9. 05. 80
Weissach	12	0	1	H	110; 205	9. 05. 80
Weissbach	12	0	10	H	10; 85	9. 05. 80
Wester- stetten	6	6P	2	V	110; 220	6. 03. 79

Außerbetriebnahmen

Hessischer Rundfunk

Der HR hat seinen Füllsender „Ortenberg“, Kanal 6, am 20. Juni 1980 außer Betrieb genommen. Die Versorgung hat vom gleichen Standort seit dem 13. März 1980 ein **neuer** Füllsender im Kanal 31 übernommen (siehe RTM 3/80).

Norddeutscher Rundfunk

Der NDR hat folgenden Fernsehsender und Fernsehfüllsender außer Betrieb genommen:

1. Fernsehsender „Steinkimmen“, Kanal 2, seit dem 1. Juli 1980. Die Versorgung des Raumes Oldenburg ist schon seit 1962 durch den am gleichen Standort befindlichen Fernsehsender im Kanal 55 sichergestellt. Für den Raum Wesermünde, Land Hadeln, Bremerförde ist die Versorgung durch den **neuen** Fernsehsender „Cuxhaven“, Kanal 51, seit dem 14. Januar 1980 sichergestellt (siehe RTM 1/80).
2. Fernsehfüllsender „Cuxhaven“, Kanal 6, seit dem 1. Juli 1980. Die Versorgung im Raum Cuxhaven, Wesermünde, Land Hadeln, Bremervörde ist seit dem 14. Januar 1980 durch den **neuen** Fernsehsender „Cuxhaven“, Kanal 51, sichergestellt (siehe RTM 1/80).

Der Bayerische Rundfunk verstärkt seine Kurzwellen 6085 kHz

Am 1. August 1980 nahm der Bayerische Rundfunk (BR) für seinen Kurzwellensender in München-Ismaning eine neue Antennenanlage mit Rundstrahlcharakteristik in Betrieb. Zur gleichen Zeit wurde die Senderleistung vorerst tagsüber auf 100 kW erhöht. Der auf 6085 kHz im 49-m-Band arbeitende Kurzwellensender ist demnach täglich von 8.00 Uhr bis 17.30 Uhr Mitteleuropäischer

Sommerzeit (MESZ) mit der erhöhten Leistung, in der übrigen Sendezeit mit einer Senderleistung von 10 kW zu hören. Die Station läßt sich auf der Empfängerskala zwischen zwei starken deutschsprachigen Sendern des 49-m-Bandes (Deutsche Welle auf 6075 kHz und Radio Luxemburg auf 6090 kHz) unschwer finden.

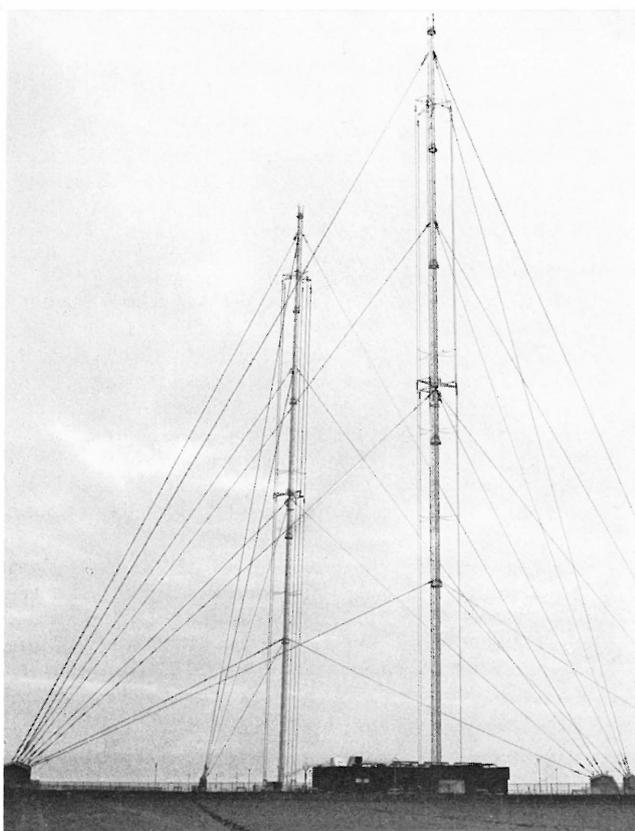
Der Kurzwellensender des BR strahlte bisher ganz-tägig das Programm „Bayern 1“ aus. In den Ferienmonaten August und September 1980 wird er stattdessen das Hörfunkprogramm „Bayern 3“ – die Servicewelle von Radio München – übernehmen.

Mit den verbesserten Abstrahlbedingungen hofft der BR den im Ausland befindlichen Hörern, besonders den Urlaubern, tagsüber bessere Empfangsbedingungen bieten zu können, als dies in letzter Zeit möglich war. Bekanntlich hatte man den BR bis Herbst 1978 abends fast in ganz Europa hören können. Nun soll die Kurzwellen-empfangsmöglichkeiten ersetzen, die der Mittelwelle durch die Einführung eines neuen Wellenplans verlorengegangen sind. Beim BR hofft man, je nach Tageszeit noch in Entfernungen zwischen 600 und 900 km gehört zu werden. An Empfangsberichten ist man sehr interessiert.

Nach einer Mitteilung der Technischen Direktion des BR

Neue Großsendeanlage für Radio Hilversum in Betrieb genommen

Eine neue Sendestation für die Programme Hilversum 1 und 2 im Flevoland bei Amsterdam wurde kürzlich von der holländischen Postverwaltung in Betrieb genommen. Diese in etwa 12 Monaten errichtete Großsendestation ist weltweit die zur Zeit modernste Mittelwellensendeanlage ihrer Art.



Über eine neu entwickelte Richtantenne werden zwei Rundfunkprogramme auf den Frequenzen 747 kHz und 1008 kHz für die Niederlande abgestrahlt. Zwei Betriebs-sender sind ein auf beide Frequenzen umschaltbarer

Reservesender zugeordnet. Jeder Sender hat eine maximale Ausgangsleistung von 600 kW. Alle Sender arbeiten – einschließlich der Frequenzumschaltung für den Reser- vesender – vollautomatisch, so daß die gesamte Groß- sendestation unbemannt betrieben werden kann. Die Fernbedienung erfolgt von der etwa 150 km entfernten Station Lopik.

Nach einer AEG-Telefunken-Pressinformation

Rundfunkteilnehmer-Statistik

Stand 30. Juni 1980

	Gebühren- pflichtige Teilnehmer	Zunahme (Abnahme) seit 31. 3. 80	Anteil in %
H ö r f u n k			
BR	3 643 720	+ 30 694	17,0
HR	2 000 802	+ 14 688	9,3
NDR	4 036 681	+ 19 897	18,9
RB	283 615	+ 911	1,3
SR	375 384	+ 2 226	1,7
SFB	910 989	- 6 534	4,3
SDR	2 111 576	+ 14 718	9,9
SWF	2 569 431	+ 22 149	12,0
WDR	5 473 816	+ 6 509	25,6
Summe	21 406 014	+ 105 258	100,0
F e r n s e h e n			
BR	3 346 108	+ 18 974	17,1
HR	1 809 461	+ 8 289	9,2
NDR	3 737 172	+ 10 882	19,1
RB	260 625	+ 198	1,3
SR	351 187	+ 1 271	1,8
SFB	834 794	- 1 671	4,3
SDR	1 808 472	+ 8 998	9,2
SWF	2 255 511	+ 13 406	11,5
WDR	5 203 190	+ 5 472	26,5
Summe	19 606 520	+ 65 819	100,0

Die Anzahl der darüber hinaus aus sozialen Gründen von der Gebührenpflicht für den Hör- und Fernseh-rundfunk befreiten Teilnehmer betrug 3 061 156 am 30. Juni 1980.

Die deutschen Rundfunkanstalten wollen vornehmlich PEARL einsetzen

Auf ihrer Sitzung am 11./12. 6. 1980 hat die Technische Kommission der deutschen Rundfunkanstalten beschlossen, soweit als möglich PEARL (Process and Experiment Automation Realtime Language) als höhere Programmiersprache für Realzeitsysteme bei den Rundfunkanstalten zu verwenden. Mit dieser modernen Sprache sollen die ständig steigenden Softwareentwicklungskosten reduziert werden. Weiterhin verspricht man sich eine bessere Wartung und eine leichtere Anpassung bei Veränderung der Systemumwelt. Der erste PEARL-Compiler für die Rundfunkanstalten wurde im Institut für Rundfunktechnik mit Fördermitteln des Bundesministeriums für Forschung und Technologie (Projekt PDV) auf der Rechenanlage HP 3000 implementiert (siehe auch unseren Bericht auf Seite 188).

Neue Bestimmungen für den Amateurfunkdienst

Für den Amateurfunk – und damit für die 40 000 deutschen Amateurfunken – gelten seit dem 1. Juni 1980 neue Bestimmungen. Sie sollen die Genehmigungsklassen besser abgrenzen, die Experimentiermöglichkeiten erweitern, die Begrenzung der Senderleistung neu regeln und den Verwaltungsaufwand reduzieren.

Die Zahl der Amateurfunken steigt jährlich um etwa 10 %. Mit der neuen Genehmigungsklasse C ist jetzt ein einfacherer Einstieg in den Amateurfunkdienst möglich. Diese Genehmigungsklasse erlaubt den Betrieb von Sendern in Frequenzbereichen über 144 MHz mit Leistungen von maximal 75 Watt und erfordert ein Wissen, das mindestens 50 der 100 möglichen Prüfungspunkte entspricht. Zum Betrieb von Amateurfunksendern bis zu 150 Watt auch in Kurzwellenbereichen berechtigt die Genehmigungsklasse A, für die 65 Punkte erreicht und 30 Morsezeichen je Minute nachgewiesen werden müssen. Die Genehmigungsklasse B gestattet das Betreiben von Sendern mit Leistungen bis zu 750 Watt in allen Amateurfunkbändern. Für diese „Leistungsklasse“ sind 75 Prüfungspunkte und 60 Morsezeichen je Minute nachzuweisen.

Die A-Lizenz kann wie die B-Lizenz direkt oder aber über eine Zusatzprüfung zur jeweils niedrigeren Genehmigungsklasse erworben werden.

Bestimmte Sendarten, wie Funkfernsehen und Amateurfunk-Fernsehen, die bisher eine Sondergenehmigung erforderten, sind jetzt – entsprechend der Genehmigungsklasse – allgemein zugelassen. Der Verzicht auf Sondergenehmigungen, verbunden mit dem Wegfall einiger technischer Normen, erleichtert den Amateurfunken ein freizügiges Experimentieren.

Die Anodenverlustleistung als Bezugswert für die Begrenzung der Senderleistung wird nach den neuen Bestimmungen durch die Ausgangsleistung des Senders abgelöst.

Für einen eventuellen zweiten Senderstandort ist jetzt keine besondere Genehmigung mehr erforderlich. Hierfür genügt eine kurze Mitteilung an die Genehmigungsbehörde. Diese Vereinfachung führt ebenso zur Verminderung des Verwaltungsaufwandes wie der Wegfall der Sondergenehmigungen.

Presseinformation des Bundesministeriums
für das Post- und Fernmeldewesen

PERSÖNLICHES

Rudolf Gressmann 60 Jahre alt



Der Direktor der Technischen Zentrale der Union der Europäischen Rundfunkorganisationen (UER), Dipl.-Phys. Rudolf Gressmann, vollendete am 30. Juli 1980 sein 60. Lebensjahr.

Rudolf Gressmann wurde in Hamburg geboren, verbrachte jedoch einen großen Teil seiner Schulzeit in Curaçao, Niederländisch-Westindien, und hatte damit schon in jungen Jahren Gelegenheit, die Welt außerhalb der Grenzen Deutschlands kennenzulernen und sich eine perfekte Kenntnis der niederländischen Sprache anzueignen.

Sein Abitur legte er 1939 in Hamburg ab. Anschließend wurde er zur Luftwaffe eingezogen und schied bei Kriegsende als Pilot und technischer Offizier aus. Nach Abschluß seines Studiums an der Universität Hamburg im Jahr 1951 trat der junge Diplomphysiker in die Zentraltechnik des NWDR ein und wurde in der Sendernetzplanung für UKW und FS eingesetzt, einem Arbeitsbereich, dem unmittelbar vor der Stockholmer Wellenkonferenz besondere Bedeutung zukam. Damals entstanden in Zusammenarbeit mit seinen Kollegen neue systematische Planungsverfahren, die inzwischen weltweit angewendet werden.

Es war ein für den deutschen und den europäischen Rundfunk glücklicher Umstand, daß der Technische Direktor des NWDR, Prof. Dr. W. Nestel, im Jahr 1955 aus dem großen Kreis seiner Mitarbeiter mit sicherem Instinkt den noch recht jungen und unbekannteren Rudolf Gressmann vorschlug, als für die Technische Zentrale der UER in Brüssel ein deutscher Mitarbeiter gesucht wurde. Auch dort blieben Wellenausbreitung und Frequenzplanungsmethoden ein Kernstück seines sich immer mehr erweiternden Aufgabenbereichs, der u.a. die Tätigkeit als Sekretär mehrerer Arbeitsgruppen und die lang-

wierigen Vorbereitungen der LW/MW-Planungskonferenz 1974/75 in Genf umfaßte.

Seit dem 1. August 1974 ist er als Nachfolger des eng mit ihm befreundeten Georges Hansen Direktor der Technischen Zentrale der UER und damit für den gesamten Bereich der europäischen Rundfunktechnik zuständig, u. a. ist er auch Chef der technischen Betriebsabwicklung Eurovision und technischer Vertreter in der Führungsspitze der UER. Eine seiner ersten Aufgaben in der neuen Position war die großzügige Erweiterung des Gebäudes der Technischen Zentrale, bei der er sich als begeisterter und kompetenter Bauherr zeigte.

Es versteht sich, daß für eine so erfolgreiche berufliche Tätigkeit gerade in der UER umfangreiche technische und physikalische Kenntnisse und auch eine ungewöhnliche Begabung für Fremdsprachen nicht ausreichen, sondern daß darüber hinaus erhebliche diplomatische Fähigkeiten erforderlich sind, um die vielfach widerstreitenden Meinungen und Interessen zu fruchtbaren Beschlüssen zusammenzuführen. Bei diesen Aufgaben ist Rudolf Gressmann nicht zuletzt sein ausgeprägter Sinn für Humor zustatten gekommen. Es gibt wohl niemanden, der mit ihm länger zusammen gearbeitet hat und sich nicht mit Vergnügen an das eine oder andere seiner Bonmots erinnert, Bonmots, die sich nicht einfach aus geistiger Beweglichkeit und der Fähigkeit zu präziser und origineller Formulierung ergeben, sondern die aus tieferen Schichten, aus einer heiteren und versöhnlichen Einstellung zum Leben und zu seinen Mitmenschen erwachsen.

Aus dieser Einstellung heraus findet er auch neben der umfangreichen beruflichen Arbeit noch Zeit für ein reges privates Leben, für Geselligkeit, Kunst, Literatur und vor allem für seine Familie, mit der er sich so gern in sein gemütliches Ferienhaus hinter dem Deich an der holländischen Küste zurückzieht.

Ich glaube auch im Namen seiner vielen Freunde im deutschen Rundfunk zu sprechen, wenn ich Rudolf Gressmann von Herzen weiterhin gute Gesundheit und Freude und Erfolg bei seiner Arbeit wünsche.

Ernst Belger

Ludwig Schüssler im Ruhestand

Obering. Ludwig Schüssler, Leiter der Abteilung Fernseh-Film in der Technischen Direktion des Saarländischen Rundfunks, beendete Mitte dieses Jahres das aktive Berufsleben und trat in den wohlverdienten Ruhestand.

Ludwig Schüssler, ein echter Saarländer, wurde 1919 in Völklingen geboren und begann bereits 1936, nach dem Besuch des Realgymnasiums Völklingen, eine Lehre als Radiomechaniker, die er 1939 mit der Gesellenprüfung abschloß. Während des Krieges besuchte er die Marine-Nachrichtenschule in Kiel und erwarb 1943 das Ingenieur-Patent. Von 1943 bis 1945, also in den letzten Kriegsjahren, war er als Ingenieur im Prüffeld bei der Firma Telefunken in Berlin.

Nach dem 2. Weltkrieg trat er, bereits im Mai 1946, in den Dienst des damals neu gegründeten „Radio Saarbrücken“ ein und war in dieser Zeit der Improvisation als einer der „Pioniere des Rundfunks an der Saar“ maßgeblich am Aufbau der technischen Einrichtungen beteiligt. Anfang 1954 wurde er von der privaten „Saarländischen Fernseh-AG“ als Leitender Ingenieur der Betriebstechnik für einen Zeitraum von vier Jahren übernommen. 1958 trat er wieder in den Dienst beim Saarländischen Rundfunk ein, wo er in den Jahren von 1958 bis 1964 maßgeblich am Aufbau der fernsehtechnischen Einrichtungen der Studios beteiligt war.

Bereits 1960 übernahm Ludwig Schüssler die Leitung der neuen Abteilung Fernseh-Studiotechnik und im Jahre 1964 die Abteilung Fernseh-Film mit den Dienststellen Kopierwerk, Übertragungstechnik-Fernseh/Ton, Synchronstudio und Kameratechnik. Beim Neubau des Filmgebäudes konnten seine reichen Erfahrungen auf diesem Gebiet für den Aufbau des neuen Kopierwerkes und die Filmbearbeitung erfolgreich genutzt werden. Auch hat er den Saarländischen Rundfunk in der ARD-Arbeitskommission 12 (Fernseh-Film) vertreten. Am 1. 6. 1970 wurde ihm in Würdigung seiner großen Verdienste beim Aufbau der Hörfunk- und Fernsehtechnik des Saarländischen Rundfunks der Titel eines Oberingenieurs verliehen. Er hat den Aufbau der technischen Einrichtungen des Saarländischen Rundfunks von der ersten Stunde an erlebt und maßgebend beeinflusst. Dabei hat er sich stets für Neuerungen im technischen Bereich eingesetzt, die den Produktionsablauf verbesserten oder vereinfachten.

Wir wünschen unserem Kollegen Ludwig Schüssler für den kommenden Lebensabschnitt des wohlverdienten

Ruhestandes alles Gute, Gesundheit und mehr Zeit für seine privaten Hobbys, damit er all das tun kann, wo zu ihm bisher die Zeit gefehlt hat. Dies wird sich besonders für sein Hobby des Amateurfunks auswirken, wobei sicherlich in Zukunft DK 3 IP häufiger QRV sein wird.

Werner Glesner

Karl-Heinz Adams †

Dipl.-Ing. Karl-Heinz Adams ist am 25. 6. 1980 nach langer, schwerer Krankheit im Alter von 60 Jahren gestorben; er war der langjährige Leiter der Abteilung Niederfrequenztechnik des Westdeutschen Rundfunks und befand sich erst wenige Monate im Ruhestand.

Karl-Heinz Adams trat nach Abschluß seines Studiums an der Technischen Hochschule Darmstadt im Jahre 1949 beim NWDR in Köln ein. Hier war er zunächst als Meßgruppenleiter, später als stellvertretender Abteilungsleiter tätig und übernahm 1964 die Leitung der Niederfrequenzabteilung.

Wegen seiner umfassenden Kenntnisse und Fähigkeiten, die mehr als reines Fachwissen waren, wurde er von seinen Berufskollegen stets geschätzt; sein besonderes Interesse galt dem Gebiet der Magnetontechnik und der Standardisierung von Meßverfahren. Als ständiges Mitglied der ARD-Arbeitskommission „Tonstudiotechnik“ (AK 3) lieferte er wertvolle Beiträge u. a. zur Erstellung der ARD-Pflichtenhefte „Tonregieanlagen“, „Studio-Magnettonbänder“ und zu den Einstell-Richtlinien für Magnettonanlagen. Auf seine Initiative hin entstand der sogenannte „Kompakt-Meßkoffer“ bereits Anfang der 60er Jahre, der später in Form des ARD-Meßkoffers weite Verbreitung fand.

Der schnell fortschreitenden technischen Entwicklung stand Karl-Heinz Adams aufgeschlossen gegenüber und wußte den damit verbundenen Problemen kompetent zu begegnen. Er konnte Rat geben und Rat annehmen und erwies sich, wenn es um die Sache ging, als ein ausdauernder und aufrichtiger Partner.

Obwohl es ihm schwer fiel, im Februar 1980 seinen vorzeitigen Abschied nehmen zu müssen – Karl-Heinz Adams war seit einer Reihe von Jahren gesundheitlich durch ein chronisches Leiden belastet –, behielt er bis zum Schluß seinen originellen, tief sinnigen Humor, mit dem er uns in Erinnerung bleiben wird.

Volker Dittel

Herausgeber: Institut für Rundfunktechnik GmbH, München.

ISSN 0035-9890

Schriftleitung: Dipl.-Ing. H. Fix, Prof. Dr. U. Messerschmid, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45; Dr. R. Thiele, Bertramstraße 8, 6000 Frankfurt/Main 1; Dipl.-Ing. I. Dahrendorf, Appellhofplatz 1, 5000 Köln 1.

Redaktion: Ing. (grad.) R. Hengstler, H. Stiebner, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45, Ruf (089) 38 59 383, Fernschreiber 5/215 605 irtm d.

Redaktioneller Beirat: Dipl.-Ing. H. Eden, Dr. N. Mayer, Prof. Dr. G. Plenge, Floriansmühlstr. 60, 8000 München 45.

Verlag: Mensing GmbH + Co KG, Schützenwall 9–11, 2000 Norderstedt. Es erscheinen jährlich 6 Hefte mit einem Gesamtumfang von etwa 300 Seiten. Bezugspreis: Jahresabonnement 98,— DM zuzüglich Versandkosten. Bezugsbedingungen: Bestellungen über den Buchhandel oder beim Verlag. Abbestellungen müssen 6 Wochen vor Ablauf des Kalenderjahres vorliegen. Einzelhefte werden nach Umfang berechnet und über den Buchhandel ausgeliefert. Auslieferungsdatum 28. 8. 1980. Einzelpreis dieses Heftes 24,— DM. Für gezeichnete Artikel bleiben alle Rechte, insbesondere die des Nachdrucks, der Vervielfältigung und der Übersetzung, auch auszugsweise, sowie die Verwendung der Bilder vorbehalten.

Anzeigenverwaltung: Mensing GmbH + Co KG, Schützenwall 9–11, 2000 Norderstedt, Ruf (040) 5 25 20 11 und alle Werbungsmittler. Zur Zeit gilt Anzeigenpreisliste Nr. 10.

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