C 21738 F

RUNDFUNK-TECHNISCHE MITTEILUNGEN

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

INSTITUT FÜR RUNDFUNKTECHNIK GMBH

AUS DEM INHALT:

Horst Hessenmüller und Detlef Martin	Der Schutz digital übertragener Tonsignale gegen Bitfehler und die Multiplexbildung mehrerer Kanäle
Peter Bruger und Bernd Waniewski	Pardunenisolation von MW- und LW-Antennen
Manfred Idselis und Jürgen Reiche	Diagrammsynthese von MW-Gruppenstrahlern
Max Aigner	Zweitonübertragung beim Fernsehen – Der Einfluß des Offsetbetriebes von Fernsehsendern auf den Tonstörabstand beim FM/FM-Multiplexverfahren und beim Zweiträgerverfahren
Jens Blauert u. a.	Wissenschaftliche Grundlagen der kopfbezogenen Stereofonie – Bericht über das Vorkolloquium zur DAGA '78 in Bochum
Herbert Hopf	Erste und zweite Tagung der UER-Unterarbeitsgruppe R 2 (Terrestrischer Fernsehrundfunk)
Rolf Süverkrübbe	Die zweite Tagung der UER-Unterarbeitsgruppe R 3 (Satelliten-Rundfunk)
Erwin Blohmer	XIV. CCIR-Vollversammlung Kyoto 1978
Peter Wolf	50 Jahre CCIR
	Ankündigungen von Veranstaltungen – Buchbesprechungen – Nachrichten – Persönliches

4
1978

VERLAGSORT HAMBURG HEFT 4 AUGUST 1978 SEITEN 165–232 ZWEIUNDZWANZIGSTER JAHRGANG

MENSING & CO. VERLAG HAMBURG

ISSN 0035-9890

RUNDFUNKTECHNISCHE MITTEILUNGEN

JAHRGANG 22 | 1978 | Heft 4

Der Schutz digital übertragener Tonsignale gegen Bitfehler und die Multiplexbildung mehrerer Kanäle 165
Horst Hessenmüller und Detlef Martin

Pardunenisolation von MW- und LW-Antennen 172
Peter Bruger und Bernd Waniewski

Diagrammsynthese von MW-Gruppenstrahlern 179
Manfred Idselis und Jürgen Reiche

Zweitonübertragung beim Fernsehen — Der Einfluß des Offsetbetriebes von Fernsehsendern auf den Tonstörabstand beim FM/FM-Multiplexverfahren und beim Zweiträgerverfahren 185
Max Aigner

Wissenschaftliche Grundlagen der kopfbezogenen Stereofonie — Bericht über das Vorkolloquium zur DAGA '78 in Bochum 195
Jens Blauert u. a.

Erste und zweite Tagung der UER-Unterarbeitsgruppe R 2 (Terrestrischer Fernsehrundfunk) 219
Herbert Hopf

Die zweite Tagung der UER-Unterarbeitsgruppe R 3 (Satelliten-Rundfunk) 220
Rolf Süverkrübbe

XIV. CCIR-Vollversammlung Kyoto 1978 221
Erwin Blohmer

50 Jahre CCIR 223
Peter Wolf

Ankündigung von Veranstaltungen 224

Buchbesprechungen 226

Nachrichten 228

Persönliches 231

DER SCHUTZ DIGITAL ÜBERTRAGENER TONSIGNALE GEGEN BITFEHLER UND DIE MULTIPLEXBILDUNG MEHRERER KANÄLE[1]

VON HORST HESSENMÜLLER UND DETLEF MARTIN[2]

Manuskript eingegangen am 12. April 1978

Digitale Tonübertragung

Zusammenfassung

Ausgehend von einem bereits früher veröffentlichten Verfahren zur Codierung von Tonsignalen wird der Einfluß von Bitfehlern auf das codierte Signal untersucht. Es werden Möglichkeiten zur Überdeckung dieses Einflusses in Verbindung mit einer einfachen Paritätsprüfung angegeben und beurteilt. Im Zusammenhang mit dem Fehlerschutz wird ein Multiplexrahmen für sechs codierte Tonkanäle angegeben. Übertragungsversuche mit einer genauen Fehleranalyse wurden im Netz der Deutschen Bundespost mit gutem Erfolg durchgeführt.

Summary **The protection of digitally-transmitted sound signals against bit errors, and the multiplexing of several channels**

On the basis of a method for the coding of sound signals published earlier, the authors examine the influence of bit errors on the coded signal. They indicate and appraise possibilities of studying that influence by means of a simple parity test. In connection with the protection against error, a multiplex system for six coded sound channels is indicated. Transmission tests with an accurate error analysis were carried out, with satisfactory results, on the network operated by the Federal German Post Office.

Sommaire **Protection des signaux audio numériques contre les erreurs sur les bits: multiplexage de plusieurs voies**

Les auteurs examinent l'influence des erreurs sur les bits dans le cas d'un signal codé selon une méthode ayant fait l'objet d'une publication antérieure. Ils décrivent et discutent une méthode d'étude de ces effets au moyen d'un simple contrôle de parité. On mentionne un système de multiplexage pour six voies audio codées pour lequel il est question de la protection contre les erreurs. Des essais d'analyse détaillés des erreurs ont été effectués sur le réseau de la Deutsche Bundespost; les résultats obtenus ont été satisfaisants.

0. Einleitung

Es kann erwartet werden, daß künftige Nachrichtennetze mehr und mehr auf der digitalen Nachrichtenverarbeitung basieren werden. Das CCITT hat bereits Empfehlungen für die digitalen Multiplex- und Übertragungssysteme der 1. und 2. Ordnung gegeben; über die Systeme höherer Ordnung wird diskutiert. Es werden deshalb in künftigen Netzen auch Tonprogramme in digitaler Form zu übertragen sein. Man sollte dabei nicht nur an den nationalen und internationalen Programmaustausch sowie an die Modulationsleitung vom Studio zum Sender denken, vielmehr ist auch eine Anwendung der Pulscodemodulation von Tonprogrammsignalen bis in die unterste Ebene von Verteilnetzen (Kabelfernsehanlagen)

[1] Vortrag, gehalten am 13. Februar 1978 im technisch-wissenschaftlichen Kolloquium des Instituts für Rundfunktechnik in München.

[2] Dipl.-Ing. Horst Hessenmüller ist Wissenschaftlicher Mitarbeiter, Ing. (grad.) Detlef Martin ist Technischer Angestellter beim Forschungsinstitut der Deutschen Bundespost im FTZ, Darmstadt.

vorstellbar. Aber auch in bestehenden analogen Netzen bietet z. B. die digitale Übertragung des Fernsehbegleittones auf Richtfunkstrecken, Satellitenstrecken und bei Fernsehrundfunksatelliten erhebliche Vorteile. Grundlage aller Überlegungen zur digitalen Tonprogrammübertragung muß der Rahmen des Systems PCM 30 sein, der mit einer möglichst großen Zahl von Kanälen belegt werden soll. Die Möglichkeit einer gemischten Übertragung von Rundfunk- und Fernsprechkanälen braucht für bestimmte Anwendungsfälle, wie z. B. Programmverteilung bis zum Teilnehmer, nicht berücksichtigt zu werden.

1. Das Codierverfahren

Als Verfahren zur Analog-Digitalwandlung von Tonprogrammsignalen bietet sich ein bereits früher an dieser Stelle vorgestellter [1], auch bei CCIR, CCITT und EBU diskutierter Vorschlag an. Die wesentlichen Parameter seien nachstehend nochmals kurz angegeben:

Bandbreite	40 Hz bis 15 kHz
Amplitudenfrequenzgang	1/3 der Toleranz von CCIR Rec. 505
Aussteuerungsgrenze (Effektivwert eines äquivalenten Sinussignals)	+ 12 dBmO
Abtastfrequenz	32 kHz
Kompanderkennlinie	13-Segmentkennlinie nach CCITT Rec. G. 711 A = 87,6; g_k = 24,1 dB
Anzahl der Bits pro Abtastwert	10
Bitrate pro Kanal	320 kbit/s
Code	symmetrisch binär
Preemphasis/Deemphasis	nach CCITT Rec. J. 17 6,5 dB Dämpfung bei 800 Hz

Die verwendete Kompanderkennlinie zeigt **Bild 1**. Bezogen auf das maximal mögliche unbewertete Leerkanalgeräusch ist der theoretisch erzielbare Dynamikbereich 81,3 dB.

2. Die digitale Signalübertragung

Die digitale Signalübertragung, zu der auch die Übertragung pulscodemodulierter Nachrichten gehört, bedient sich wert- und zeitdiskreter Zeichen zur Übertragung der Information. Die einfachste, wenn auch für die Übertragung nicht immer zweckmäßigste digitale Signalart ist das bei fast jeder Codierung analoger Signale entstehende, nur zwei Amplitudenzustände – „0" und „1" – enthaltende Binärsignal. Es ist auch Grundlage zur Bildung des in der unteren Netzebene der DBP verwendeten Leitungscodes, des Pseudoternär- oder AMI – (**a**lternate **m**ark **i**nversion) Codes. Bei diesem Code wird die binäre „0" unverändert übertragen, während die binäre „1" abwechselnd als positiver oder negativer Puls ausgesendet wird. Zusätzlich wird aus übertragungstechnischen Gründen eine Pulsformung vorgenommen (**Bild 2**).

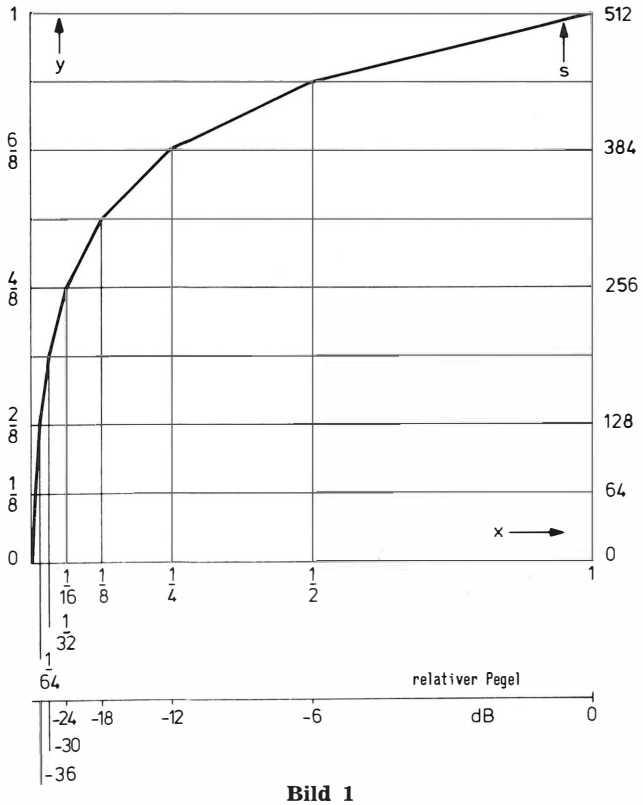


Bild 1
13-Segment-Kompanderkennlinie
A = 87,6; g_k = 24,1 dB; s = 1024; n = 10 bit

Den eigentlichen Vorteil der digitalen Signalübertragung bringt die Möglichkeit der Regenerierung der Zeichen mit sich. Dadurch können die im Kanal vorhandenen oder von außen eingedrungenen Störungen, sofern sie nicht einen bestimmten Schwellwert überschreiten, vollständig beseitigt werden. Im Gegensatz zur analogen Übertragung wird die Über-

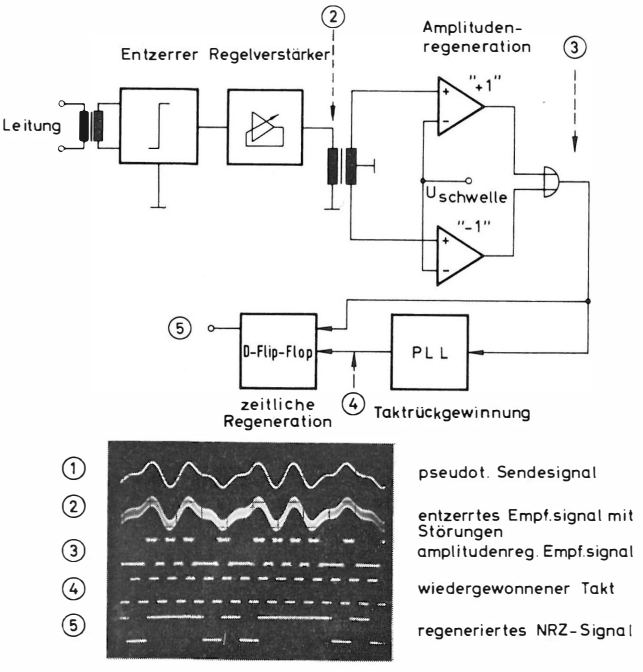


Bild 2
Regeneration pseudoternärer Signale

tragungsqualität dadurch unabhängig von der Strekkenlänge des Systems. In **Bild 2** ist der Regenerationsvorgang eines pseudoternären Leitungssignals anhand eines Blockschaltbildes und mehrerer Oszillogramme erläutert. Das von der Leitung kommende entzerrte Signal wird in einem Regelverstärker auf konstante Amplitude gebracht. Es ist mehr oder minder mit Störungen behaftet (Zeile 2). Zwei nachfolgende Vergleicher führen getrennt für positive („+1") oder negative Pulse („–1") die Amplitudenregeneration durch, indem die Überschreitung der halben Pulsamplitude erkannt wird. Nach der ODER-Verknüpfung steht das amplitudenregenerierte Binärsignal zur Verfügung (Zeile 3). Aus diesem wird z. B. in einer Phase-locked-loop-Schaltung der zur nachfolgenden zeitlichen Regenerierung erforderliche Takt wiedergewonnen (Zeile 4). Das zeitlich regenerierte Signal steht zur Decodierung oder, sofern es sich um einen Zwischenregenerator handelt, nach Umwandlung in ein Sendesignal (AMI, Zeile 1) zur erneuten Aussendung zur Verfügung. Die in den Übertragungskanal eindringenden Störungen können bündelartig oder statistisch sein. In jedem Falle werden bei Überschreitung einer bestimmten Schwelle durch Störimpulse Bitfehler entstehen, d. h. Bits der Wertigkeit „1" werden in solche der Wertigkeit „0" verfälscht und umgekehrt. **Bild 3** zeigt den Zusammenhang zwischen Fehlerhäufigkeit und Signal-Störabstand für den AMI-Code bei weißem Rauschen als Störgröße. Die Bitfehler mehrerer in Reihe geschalteter digitaler Übertragungsstrecken addieren sich, so daß wohl auch für die digitale Übertragung künftig ein internationaler Bezugskreis definiert werden wird. Bezogen auf binäre Signale trifft man in Ortsnetzen mittlere Bitfehlerhäufigkeiten zwischen 10^{-7} und 10^{-6} an. In Ausnahmefällen kann dieser Wert auf 10^{-5} bis 10^{-4} ansteigen.

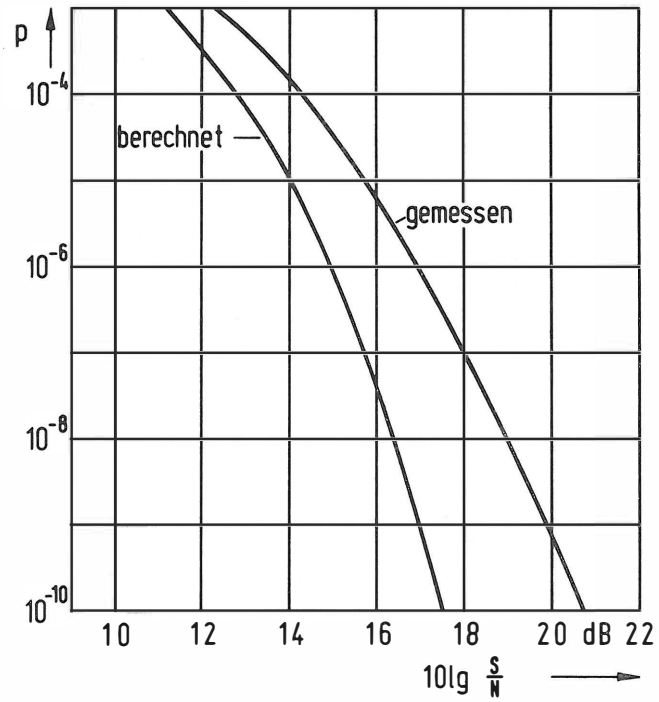


Bild 3
Fehlerhäufigkeit als Funktion des Geräuschabstandes

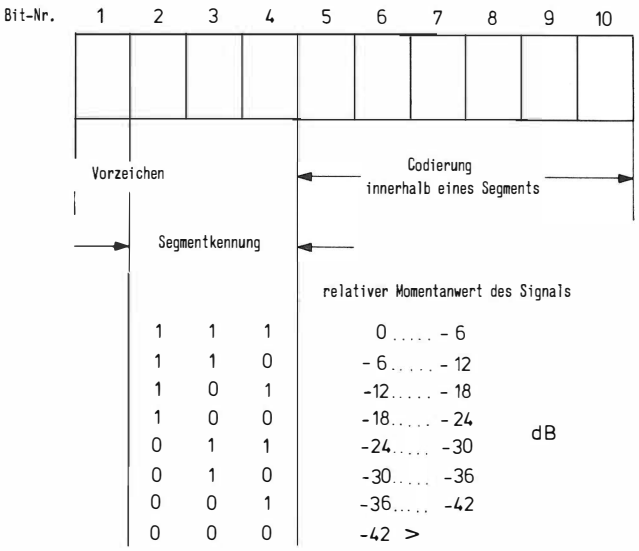


Bild 4
Aufbau eines Codewortes bei Verwendung der 13-Segment-Kompanderkennlinie

3. Der Einfluß von Bitfehlern auf das codierte Signal

Im Gegensatz zu hochwertigen Tonprogrammsignalen werden Fernsprechsignale durch diese Störungen kaum beeinträchtigt. Entscheidend für den durch einen Bitfehler hervorgerufenen subjektiven Störeindruck ist die Wertigkeit des gestörten Bits.

Bei Verwendung der 13-Segmentkennlinie und 10 bit je Abtastwert zur Codierung sind die Codeworte entsprechend **Bild 4** aufgebaut. Ausgehend von der Wertigkeit der einzelnen Bits kann der durch einen Bitfehler hervorgerufene Amplitudenfehler am Ausgang des D/A-Wandlers sehr unterschiedlich sein. Er hängt aber auch wesentlich von der absoluten Größe des durch das Codewort dargestellten Abtastwertes ab:

1. Wird eines der Bits 5 bis 10 gestört, so bewegt sich der Fehler innerhalb des jeweiligen, durch die Bits 2 bis 4 festgelegten Amplitudenbereiches. Der auf Vollaussteuerung des D/A-Wandlers bezogene Fehler ist in diesem Bereich für ein bestimmtes fehlerhaftes Bit konstant. Er ist bei Bit 5 am größten, bei Bit 10 am kleinsten.
2. Bei Störung eines der Bits 2 bis 4 springt der am D/A-Wandlerausgang dargestellte Abtastwert in einen anderen Amplitudenbereich der 13-Segmentkennlinie. Für ein bestimmtes Bit kann der relative Fehler – bezogen auf Vollaussteuerung des D/A-Wandlers – innerhalb eines Amplitudenbereiches unterschiedlich sein.
3. Bei Störung des Vorzeichenbits kommt es zur Inversion des Amplitudenwertes. Der auftretende Fehler kann je nach Aussteuerung zwischen 0 und 100 % liegen.

In **Bild 5** sind die bei Störung einzelner Bits möglichen, auf Vollaussteuerung des D/A-Wandlers bezogenen Fehler für zwei Amplitudenbereiche (0 dB bis – 6 dB und – 24 dB bis –30 dB) aufgetragen. Deutlich ist die Pegelabhängigkeit der Amplitudenfehler zu erkennen. Vom Zuhörer werden diese Störungen als mehr oder weniger laute helle Knacke wahrge-

nommen. Die Erfahrung zeigt, daß formantreiche Klänge, wie Violine und Blechblasinstrumente, von derartigen Störungen besonders beeinträchtigt werden.

4. Die Unterdrückung des Einflusses von Bitfehlern

4.1. Mögliche Verfahren

In der digitalen Übertragungstechnik sind Verfahren bekannt, bei denen dem Störungen ausgesetzten Bitstrom gezielt redundante Information zugesetzt wird. Empfangsseitig werden nach bestimmten Verfahren die aufgetretenen Bitfehler erkannt und vollständig korrigiert [2]. Je nach Häufigkeit und Struktur der Bitfehler kann der Aufwand an zusätzlicher Informationskapazität für derartige Vorwärtskorrekturverfahren erheblich sein. Diese Verfahren werden mit Vorteil bei der Datenübertragung, bei der digitalen Übertragung analoger Quellensignale jedoch nur selten angewandt. Ähnliches kann für die digitale Übertragung codierter Tonprogrammsignale gesagt werden. Hier reicht es aus zu erkennen, ob ein empfangenes Codewort einen Bitfehler enthielt. Diese Kenntnis kann z. B. ein Paritätsbit vermitteln, das zusätzlich zu jedem Codewort eines Kanals oder gemeinsam für mehrere Kanäle ausgesendet wird. Führt die im Empfänger durchgeführte Paritätsprüfung zu einem anderen Ergebnis als das Paritätsbit

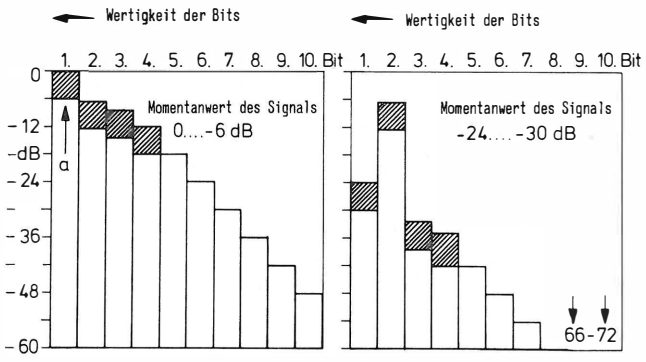


Bild 5

Amplitudenfehler in Abhängigkeit vom Momentanwert des Signals und von der Wertigkeit des gestörten Bits

a = Amplitudenfehler bezogen auf Vollaussteuerung des D/A-Wandlers

aussagt, so kann mit hoher Wahrscheinlichkeit auf einen Bitfehler im geschützten Wort geschlossen werden. Nicht erkannt werden mit diesem einfachen Überwachungsverfahren die allerdings sehr viel seltener auftretenden Doppelfehler in einem Codewort. Nun kann vorteilhaft eines der in **Bild 6** dargestellten Fehlerüberdeckungsverfahren bei der D/A-Wandlung angewendet werden [3], indem an die Stelle des fehlerhaften Abtastwertes ein Schätzwert gesetzt wird, der dem ungestörten Abtastwert möglichst nahe kommt, und zwar durch:

1. Nullsetzen des fehlerhaften Amplitudenwertes (engl.: muting),
2. Wiederholung des vorangegangenen Amplitudenwertes (Extrapolation nullter Ordnung),
3. Fortsetzung der Änderung der Amplitudenwerte anstelle des fehlerhaften (Extrapolation erster Ordnung) oder

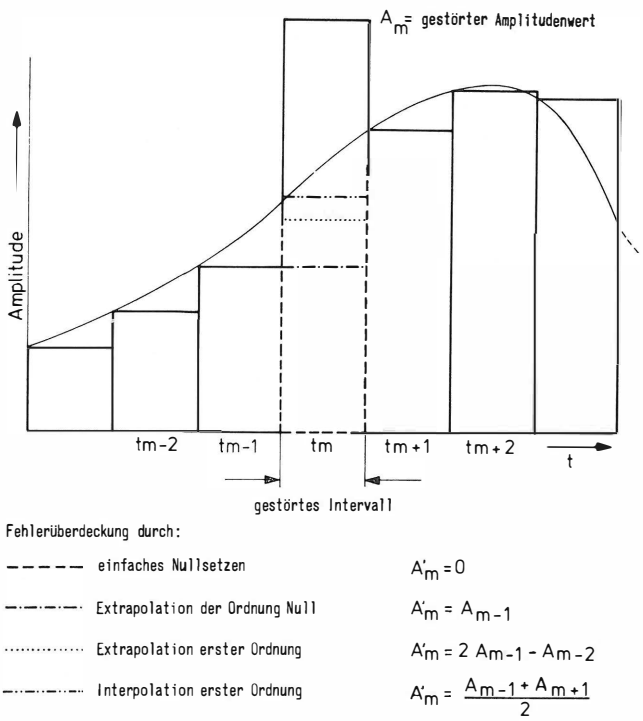


Bild 6

Fehlerüberdeckungstechnik bei der D/A-Wandlung

4. Ersatz des fehlerhaften Wertes durch den Mittelwert aus dem diesem vorangegangenen und dem folgenden Wert (Interpolation erster Ordnung).

Die Wirksamkeit der Verfahren ist wegen der verschieden großen Restfehler unterschiedlich. Während der größte Restfehler beim Nullsetzen des fehlerhaften Amplitudenwertes gemacht wird und auch die einfache Wiederholung mit relativ großen Ungenauigkeiten behaftet ist, stellen die Verfahren unter

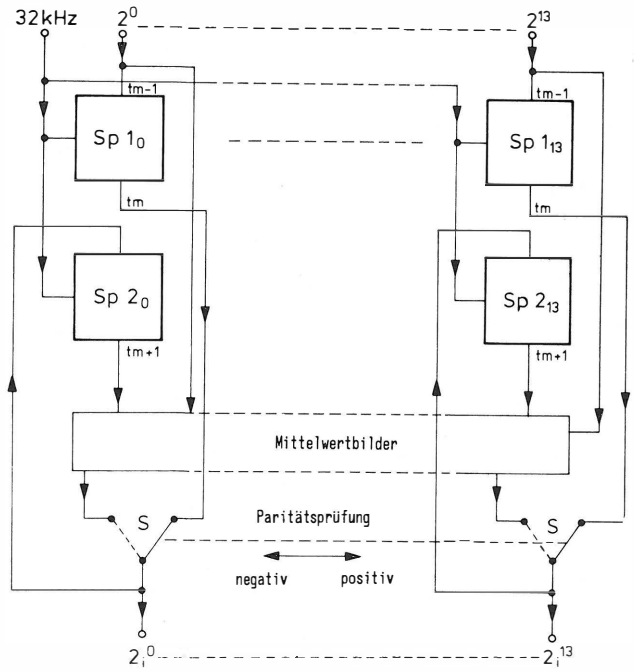


Bild 7

Prinzip der Interpolation erster Ordnung

Sp: 1-bit-Speicher

3. und 4. eine recht gute Annäherung des ursprünglichen Amplitudenwertes dar. Die Schätzwertbildung kann sowohl mit analogen Signalen nach der D/A-Wandlung als auch vor der D/A-Wandlung in der digitalen Ebene durchgeführt werden. Die letztere Möglichkeit ist zweckmäßiger, weil die notwendigen Schaltungen im Zeitvielfach für mehrere Kanäle gemeinsam benutzt werden können und die digitale Schaltungstechnologie problemloser ist. **Bild 7** zeigt eine Anordnung zur Schätzwertbildung nach dem Prinzip der Interpolation 1. Ordnung. Für jedes Bit werden zwei Speicherzellen Sp 1 und Sp 2 benötigt, in die die Bits mit der Abtastfrequenz von 32 kHz nacheinander übernommen werden. Aus der Eingangsinformation des Speichers Sp 1 und der Ausgangsinformation des Speichers Sp 2 wird fortlaufend in einem Mittelwertbilder der arithmetische Mittelwert der Codeworte zu den Zeitpunkten t_{m-1} und t_{m+1} gebildet. Sofern die Paritätsprüfung negativ war, wird das Ergebnis dieser kleinen Rechnung über die Schalter S zur weiteren Verarbeitung an den D/A-Wandler gegeben.

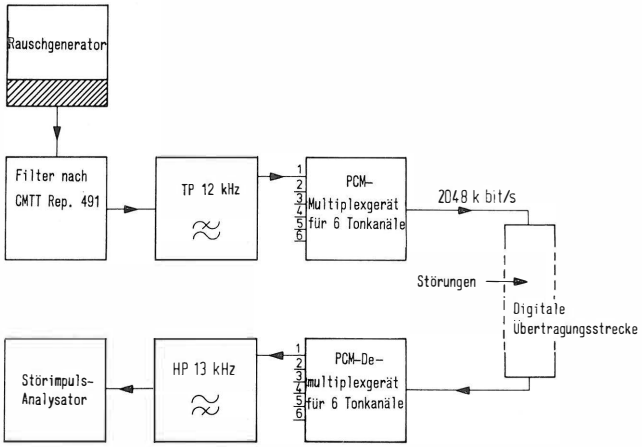


Bild 8

Anordnung zur Messung von durch Bitfehler hervorgerufenen Störimpulsen

4.2. Auswahl eines Verfahrens zur Fehlerüberdeckung

In einem Versuchssystem wurden das Verfahren der Wiederholung des einem fehlerhaften Abtastwert vorangehenden Abtastwertes und das Verfahren der Interpolation erster Ordnung schaltungstechnisch verwirklicht. Hörtests ergaben, daß das erstgenannte Verfahren bei bestimmten Programmproben und einer höheren mittleren Fehlerhäufigkeit (10^{-5} bis 10^{-4}) unzulänglich ist. Der bei der Fehlerüberdeckung entstehende Restfehler war zu groß und teilweise hörbar. Es bestand deshalb die Aufgabe, die Größe der Restfehler experimentell zu untersuchen. Auch war die Frage ungeklärt, wieviele Bits eines Codewortes bei einem bestimmten Überdekkungsverfahren durch Paritätsprüfung zu überwachen sind. Wenn nämlich der durch das Fehlerüberdeckungsverfahren entstehende mittlere Restfehler größer ist als ein mittlerer Störimpuls, der durch einen Bitfehler auf einem bestimmten Bit hervorgerufen wird, so ist die Überwachung dieses Bits sinnlos. Für jedes Überdeckungsverfahren wird es eine optimale Anzahl der 10 bit eines Codewortes geben, die zu schützen sind.

Bild 8 zeigt eine Anordnung, mit der die Effektivität des vorgesehenen Schutzes gegen Bitfehler untersucht werden kann. Zur Simulation eines Tonprogrammsignals dient eine Rauschquelle G, deren Ausgangssignal mit einem Frequenzgang entsprechend CMTT Rep. 491 versehen wird. Ein nachfolgendes Tiefpaßfilter begrenzt das Signal auf 12 kHz Bandbreite. Nach Durchlaufen von Codierer, simulierter digitaler Übertragungsstrecke und Decodierer steht das in seiner Bandbreite etwas eingeengte Analogsignal wieder neu zur Verfügung. Ein nachfolgendes Hochpaßfilter mit 13 kHz Durchlaßgrenze sperrt das simulierte Programmsignal völlig. Im verbleibenden Frequenzband von 13 kHz bis 15 kHz kann, sofern auf dem Übertragungsweg keine Bitfehler erzeugt werden, nur die in diese Bandbreite fallende Quantisierungsverzerrungsleistung gemessen werden.

Treten jedoch auf dem Übertragungsweg Bitfehler auf, so erzeugen diese am Ausgang des D/A-Wandlers mehr oder minder große Störimpulse der Dauer $T_0 = 1/f_0$ (f_0 = Abtastfrequenz).

Nach der Fouriertransformation haben auch unterschiedlich große Störimpulse wegen der gleichen Dauer T_0 einander ähnliche Amplitudenspektren mit gleichen Nulldurchgängen. Mißt man den Leistungsanteil eines derartigen Störimpulses in einem definierten Frequenzband, so kann man auf die ursprüngliche Größe des Impulses schließen. Vorher muß allerdings eine Eichung auf einen Impuls erfolgen, der der Vollaussteuerung des D/A-Wandlers entspricht. In der Meßanordnung werden die im Frequenzbereich von 13 kHz bis 15 kHz auftretenden Spektralanteile der Impulse in einem auf den Hoch-

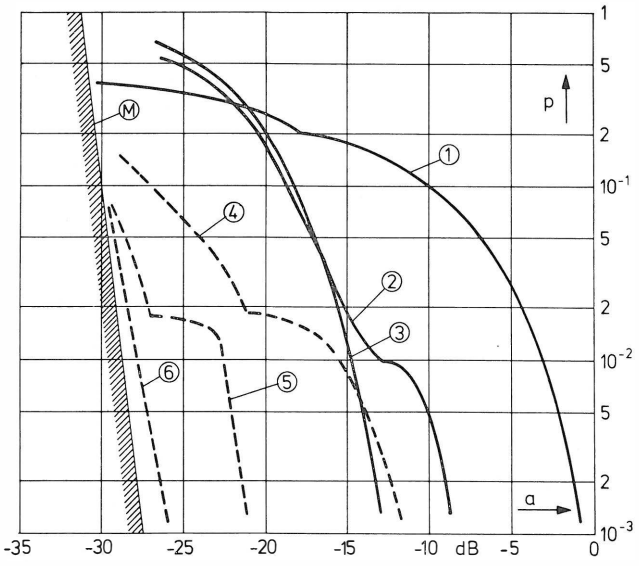


Bild 9

Wahrscheinlichkeit p des Auftretens eines durch einen Bitfehler hervorgerufenen Störimpulses

a = Störimpulsamplitude bezogen auf Vollaussteuerung des D/A-Wandlers

(M) Grenze der Quantisierungsverzerrungen

(1) ohne Fehlerüberdeckung

(2) 3 bit, (3) 4 oder 5 bit geschützt, Extrapolation der Ordnung Null

(4) 3 bit, (5) 4 bit, (6) 5 bit geschützt, Interpolation erster Ordnung

paß folgenden Störimpulsanalysator mit einstellbarer Ansprechschwelle gemessen.

Bild 9 zeigt die Meßergebnisse. Es wurde die Wahrscheinlichkeit p des Auftretens von durch einen Bitfehler hervorgerufenen Störimpulsen aufgetragen. Die Störimpulsamplitude a wurde auf Vollaussteuerung des D/A-Wandlers bezogen. Folgende Systemvarianten wurden eingestellt:

1. Keine Fehlerüberdeckung,
2. Fehlerüberdeckung durch Wiederholung des letzten fehlerfreien Abtastwertes; 3, 4 oder 5 MSB (**m**ost **s**ignificant **b**it) geschützt,
3. Fehlerüberdeckung durch Mittelwertbildung aus den dem fehlerhaften Abtastwert zeitlich benachbarten Abtastwerten; 3, 4 oder 5 MSB geschützt.

Aus den Kurven in **Bild 9** kann folgendes abgelesen werden: Für die Systemvariante unter 2. sind die 4 MSB durch Paritätsprüfung zu überwachen, während es für die Variante 3. die 5 MSB sind. Die Mittelwertbildung bringt gegenüber der einfachen Wiederholung eine erhebliche Reduzierung der Größe der auftretenden Störimpulse.

Die vorstehend beschriebenen Messungen wurden an dem unter **5.** beschriebenen Versuchssystem durchgeführt.

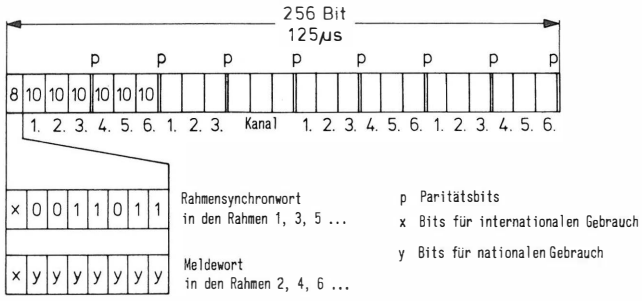


Bild 10
Multiplexrahmen für 6 codierte Tonkanäle

5. Ein Versuchsmultiplexsystem für 6 Tonprogrammkanäle

5.1. Pulsrahmenstruktur

Bild 10 zeigt den realisierten Vorschlag eines Multiplexrahmens für 6 monofone Tonprogrammkanäle[3]. Bei diesem Rahmen werden die aus je 10 bit bestehenden Codeworte von drei verschiedenen Kanälen (Kanal 1 ... Kanal 3 bzw. Kanal 4 ... Kanal 6) zusammengefaßt und durch ein Paritätsbit P gemeinsam geschützt, so daß ein Pulsrahmen aus 8 Gruppen zu je 31 bit, zuzüglich 8 bit im Zeitkanal 0, besteht. Im Zeitkanal 0 wird das Rahmensynchronwort des Systems PCM 30 in den Rahmen 1, 3, 5 ... und das Meldewort in den Rahmen 2, 4, 6 ... übertragen. Dadurch ist die Kompatibilität mit der vom CCITT empfohlenen digitalen Hierarchie gewährleistet. Die freie Kapazität im Meldewort (y-bits) bietet zusätzlich die Möglichkeit zur Übertragung von Steuerinformationen für den automatischen Programmaustausch usw.

Der gemeinsame Schutz von drei Kanälen durch ein Paritätsbit täuscht allerdings eine um den Faktor 3 höhere Bitfehlerhäufigkeit vor, jedoch nur in Form von korrigierten (geschätzten) Abtastwerten.

[3] Dieser Pulsrahmen wurde gleichzeitig und unabhängig von Herrn Christiansen vom Zentrallaboratorium der Siemens AG in München vorgeschlagen.

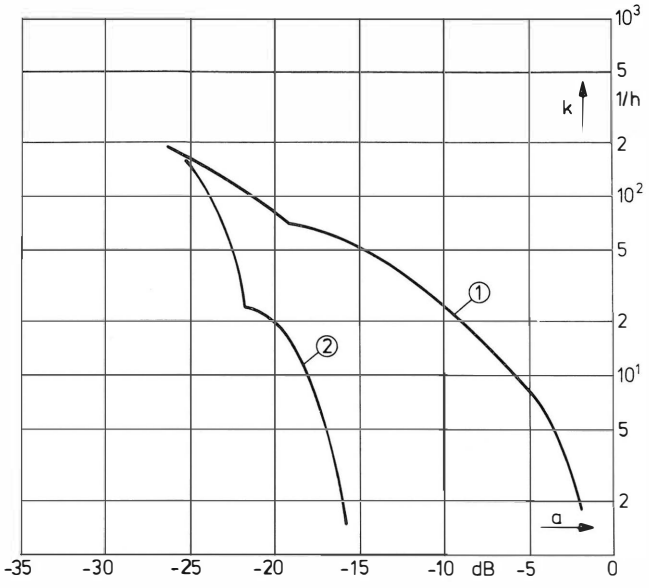


Bild 11
Anzahl k der Störimpulse pro Stunde bei konstanter mittlerer Fehlerhäufigkeit von 10^{-5}

a = Störimpulsamplitude bezogen auf Vollaussteuerung des D/A-Wandlers
(1) ohne Fehlerüberdeckung
(2) mit Fehlerüberdeckung durch Interpolation erster Ordnung (5 bit geschützt)

5.2. Die Sicherheit gegen Bitfehler

Während die Messungen unter **4.2.** der Qualifizierung der Fehlerüberdeckungsverfahren dienten, mußte noch die Wirksamkeit des Fehlerschutzes bei der Übertragung echter Programmsignale untersucht werden. Dazu wurden Anzahl und Summenhäufigkeit der Störimpulse, bezogen auf unterschiedliche Amplitudenschwellen, nach dem in **Bild 8** dargestellten Verfahren bei einer konstanten mittleren Bitfehlerhäufigkeit von 10^{-5} gemessen. Die Ergebnisse veranschaulicht **Bild 11.**

Kurve 1 gilt für den Fall des ungeschützten Kanals, **Kurve 2** für die zu bevorzugende Fehlerüberdeckung durch Mittelwertbildung. Man erkennt, daß durch die Schutzmaßnahme die Amplitude der Störimpulse entscheidend reduziert wird. Ein Wert von – 15 dB unter Vollaussteuerung des D/A-Wandlers wird nicht überschritten.

5.3. Übertragungsversuche

Die vorstehend beschriebenen Messungen waren mit statistisch verteilten Bitfehlern durchgeführt worden. In der Praxis muß jedoch – insbesondere in Ortsnetzen – mit einer Verteilung gerechnet werden, bei der Mehrfachfehler in einem durch ein Paritätsbit geschützten Block des Informationsflusses auftreten. Um Fehlerstrukturuntersuchungen [4] durchführen zu können, wurde der Pulsrahmen des Mul-

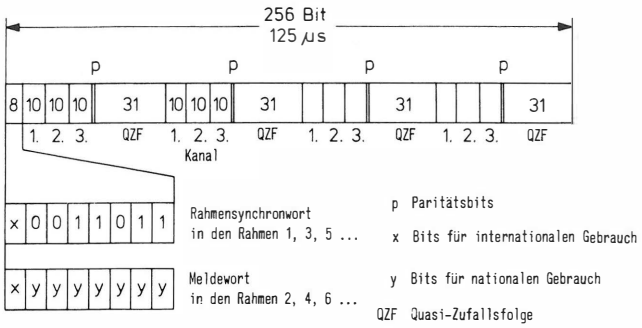


Bild 12

Multiplexrahmen für 3 codierte Tonkanäle und eine binäre Quasi-Zufallsfolge (QZF)

tiplexsystems in der in **Bild 12** dargestellten Weise belegt. Anstelle der Informationen der Kanäle 4 bis 6 wurde eine **Q**uasi-**Z**ufallsfolge (QZF) ausgesendet. Auf einer 13,2 km langen digitalen Übertragungsstrecke mit 7 Regenerativverstärkern im Ortsnetz Darmstadt wurden empfangsseitig von den 31 bit langen Blöcken die Bits 1 bis 5, 11 bis 15, 21 bis 25 sowie 31, entsprechend den überwachten MSB der Codeworte dreier Kanäle, bezüglich Mehrfachfehler untersucht.

Tabelle 1 verdeutlicht die Ergebnisse.

	Mo bis Fr	Sa, So
mittlere Bitfehlerhäufigkeit	$0{,}56 \cdot 10^{-7}$	$0{,}18 \cdot 10^{-7}$
1	76,3/h	30,8/h
2 Fehler im	1,7/h	0,67/h
3 geschützten	0,12/h	0,04/h
4 Block	0,04/h	0
5	0,01/h	0,01/h

Untersuchung der Bitfehlerhäufigkeit

Wegen der Einfachheit des Fehlerschutzes durch ein Paritätsbit für 3 x 5 MSB = 15 bit werden nur die Ereignisse mit einer ungeraden Anzahl von Bitfehlern in den überwachten MSB erfaßt. Trotzdem ist der Fehlerschutz recht effizient. Etwa 98 % der fehlerhaften Blöcke werden erkannt. Von den verbleibenden 2 % – im wesentlichen Doppelfehler – der Bitfehler wird nur ein kleiner Teil tatsächlich zu einer hörbaren Störung führen, da – wie bereits gesagt – die absolute Größe der Störimpulse von den betroffenen Bits und vom Momentanwert der Abtastprobe abhängt. Es wurden deshalb zusätzlich zur Fehlerstrukturuntersuchung in mit Tonprogramm belegten Kanälen die Größe und Häufigkeit der Störimpulse in der bereits beschriebenen Weise gemessen, und zwar für einen ungeschützten Kanal und für einen Kanal mit Fehlerüberdeckung durch Mittelwertbildung. **Bild 13** veranschaulicht diese Meßergebnisse. Die deutliche Reduzierung der Amplitude der Störimpulse durch die Fehlerüberdeckung ist erkennbar.

Die Verfasser danken den Mitarbeitern der Forschungsgruppe FI 23 des Forschungsinstitutes der DBP für die Auswertung der Fehlerstrukturuntersuchungen. Ebenso möchten sie die Unterstützung des Referates A 39 des Fernmeldetechnischen Zentralamts der DBP bei der Bereitstellung der digitalen Übertragungsstrecken anerkennen.

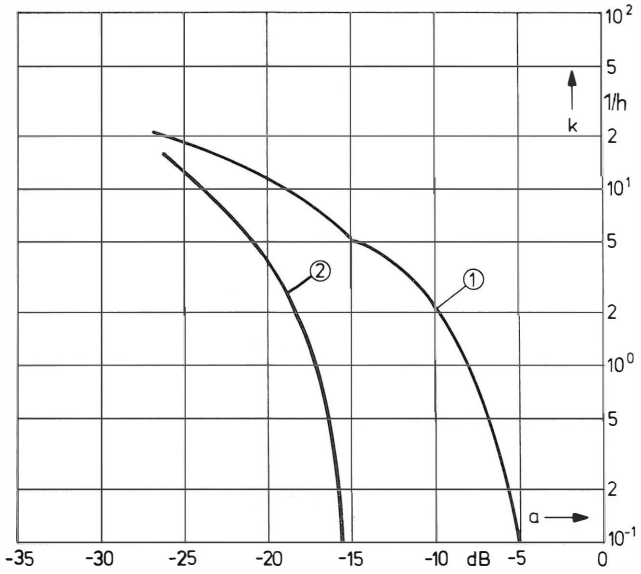


Bild 13

Anzahl k der Störimpulse pro Stunde bei Übertragung in einem Ortsnetz

a = Störimpulsamplitude bezogen auf Vollaussteuerung des D/A-Wandlers

(1) ohne Fehlerüberdeckung

(2) mit Fehlerüberdeckung (Interpolation, 5 bit geschützt)

Es sei noch erwähnt, daß das dargestellte Multiplexsystem außer in Ortsnetzen selbstverständlich auch in jeder beliebigen anderen Netzebene einsetzbar ist.

6. Schlußbemerkung

Die vorstehend beschriebenen Arbeiten sind unabhängig von den Planungen der Fernmeldeverwaltungen für Multiplexeinrichtungen zu sehen, die eine Kompatibilität von Tonprogramm- und Fernsprechkanälen mit gleichen Rahmen vorsehen. Derartige Systeme haben für bestimmte Fälle – insbesondere für internationale Verbindungen – Bedeutung. Die Anzahl der maximal übertragbaren Tonprogrammkanäle wird dann kleiner sein als bei einem reinen Tonprogramm-Multiplexsystem. Es sind jedoch in zukünftigen Nachrichtennetzen wegen der Verschiedenheit der Anwendungsfälle zwei verschiedene Multiplexsysteme zur digitalen Tonprogrammübertragung vorstellbar, wenn nur ein einheitliches Codiergesetz verwendet wird.

SCHRIFTTUM

[1] Hessenmüller, H.: Die Übertragung von Rundfunkprogrammen in pulscodemodulierter Form. Rundfunktechn. Mitt. 18 (1974), S. 297—300.

[2] Petersen, W. W.: Error correcting codes. MIT Press and John Wiley Inc., New York 1961.

[3] Shorter, D. E. L.: Digital systems for audio signals. Nachrichtentechnische Fachberichte Bd. 41 (1971), Hörrundfunk 2, S. 214—220.

[4] Ruß, E.: Erfassung von Fehlerstrukturen bei der Übertragung digitaler Signale. International Zurich Seminar 1974, Contrib. G 3.

PARDUNENISOLATION VON MW- UND LW-ANTENNEN[1]

VON PETER BRUGER UND BERND WANIEWSKI[2]

Manuskript eingegangen am 8. Dezember 1976 Antennentechnik

Zusammenfassung

Vor einigen Jahren wurde über Näherungsverfahren berichtet, mit denen die elektrostatischen und die HF-Spannungen berechnet werden können, die an den Isolatoren der Pardunen von strahlenden Masten auftreten.

Inzwischen wurde ein neues Rechenverfahren entwickelt, das die Momentenmethode zur Lösung der Integralgleichung der Stromverteilung auf einem Leitergebilde anwendet. Der Mast und die Seilstücke der Pardunen, die mit den Isolatorkapazitäten miteinander verbunden sind, werden zusammen als System gekoppelter Strahler aufgefaßt. Zur Ermittlung der HF-Spannungen wird die Speisung der Antenne mit der Betriebsfrequenz vorgesehen. Die elektrostatischen Spannungen können mit demselben Rechnerprogramm ermittelt werden, wenn an Stelle des statischen Feldes ein stationäres erregendes Feld genommen wird, das ein entfernter, mit sehr tiefer Frequenz gespeister Vertikalstrahler erzeugt.

Die Methode wird anhand des Beispiels einer ausgeführten Antenne erläutert.

Ein besonderes Problem ergibt sich durch die hohen elektrostatischen Feldstärken, die während eines Gewitters auftreten können. Zur Vermeidung von Isolator-Überschlägen wurden die Mastabspannungen einer LW-Richtantenne so ausgeführt, daß die obersten Pardunen durchgehende Seile ohne Isolation sind. Die berechneten Stromverteilungen, Strahlungsdiagramme, Spannungen und Impedanzen sowie Meßwerte werden angegeben.

Summary **Insulation of the stay wires of FM und LF aerials**

Some years ago, a report was published on approximation methods by means of which the electrostatic and the RF voltages which occur across the insulators of the stay wires of mast-radiators could be calculated.

Since then, a new calculation method has been developed which applies the moment method for the solution of the integral equation of the current distribution in a conducting structure. The mast and the sections of the stay wires, which are interconnected through the insulator capacitances, are considered together as a system of coupled radiators. For the determination of the RF voltages, provision is made for feeding the aerial at the operational frequency. The electrostatic voltages can be determined by means of the same computer program, if, instead of the static field, a stationary, exciting field produced by a distant vertical radiator fed at a very low frequency, is adopted.

The method is illustrated by the example of a realized aerial.

A particular problem arises on account of the high electrostatic field-strengths that may occur during thunderstorms. In order to avoid insulator flash-overs, the stays of the mast of an LF directional aerial were arranged in such a manner that the uppermost stays are continuous wires without insulation. The calculated current distributions, radiation patterns, voltages and impedances, as well as their measured values, are indicated.

Sommaire **Isolation des haubans des antennes 0.hm et 0.km**

On a publié, il y a quelques années, une méthode permettant de calculer approximativement les tensions RF et les tensions électrostatiques qui apparaissent aux isolateurs des haubans soutenant des pylônes rayonnants.

Depuis lors, on a mis au point une nouvelle technique qui fait appel à la méthode des moments pour résoudre l'équation de la distribution des courants dans une structure conductrice. Le pylône et les sections de haubans couplées par la capacité des isolateurs sont considérés comme formant un système d'éléments rayonnants. Le calcul des tensions RF se fait en tenant compte de l'alimentation de l'antenne à sa fréquence de travail. Les tensions électrostatiques peuvent être calculées avec le même programme, à condition de remplacer le champ statique par un champ excitateur stable de très basse fréquence, produit par un élément rayonnant vertical éloigné.

La méthode est commentée à l'exemple d'une antenne mise au point.

Le champ électrostatique élevé que l'on peut observer pendant les orages pose un problème particulier. Afin d'éviter les claquages d'isolateurs on a utilisé pour une antenne. 0.km directive des haubans dont la nappe supérieure est continue et non isolée. On donne les valeurs calculées et mesurées des distributions de courants, des diagrammes de rayonnement, des tensions et des impédances.

1. Einführung

Als Antennen für MW- und LW-Rundfunksender werden überwiegend abgespannte Masten verwendet. Bei den heute benutzten Senderleistungen, die teilweise über 1000 kW liegen, treten an den Masten hohe HF-Spannungen auf. Die Isolation der Pardunen muß für diese Spannungen ausgelegt werden. Wesentlich größere Spannungen entstehen durch das elektrostatische Feld, das atmosphärische Ladungen vor und während Gewittern erzeugen. Dieses homogene Feld wird durch den Mast verzerrt, der über eine Drossel geerdet ist, so daß er wie die Erdoberfläche das elektrostatische Potential Null hat. **Bild 1** zeigt für einen 124 m hohen Mast das statische Potentialfeld, dargestellt durch Äquipotentiallinien für eine homogene Feldstärke von 1 kV/m. Das Feld wurde ohne Berücksichtigung der Pardunen berechnet. Die maximalen Feldstärken des unverzerrten Feldes liegen bei Gewittern bei etwa 3 kV/m bis 5 kV/m, selten treten 10 kV/m auf [5]. In Höhe der Mastspitze kann also ein Potential von mehreren 100 kV herrschen. Die maximalen statischen Spannungen sind daher größer als die HF-Spannungen und somit maßgebend für die Bemessung der Pardunenisolation.

Vor einiger Zeit wurde ein Verfahren zur Berechnung der elektrostatischen Spannungen angegeben [2], bei dem zuerst das Potentialfeld berechnet wird,

[1] Vortrag, gehalten auf der 4. Fachtagung Hörrundfunk der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) in Düsseldorf, 2. bis 4. November 1976.

[2] Dr.-Ing. Peter Bruger ist Leiter, Dipl.-Ing. Bernd Waniewski Mitarbeiter der Entwicklung von Sendeantennen im Geschäftsbereich Hochfrequenztechnik der AEG-Telefunken, Berlin.

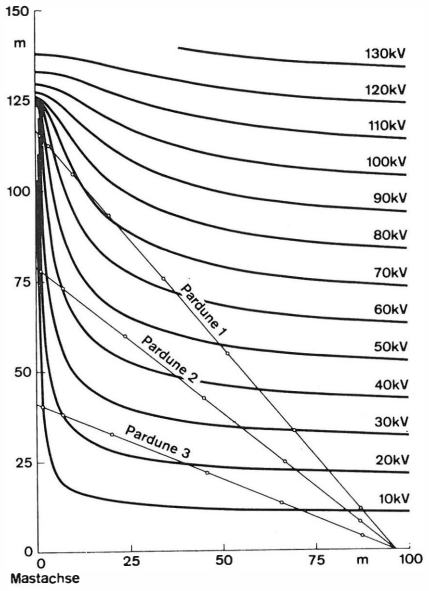


Bild 1

Äquipotentiallinien der MW-Antenne Wien 1475 kHz
gerechnet ohne Pardunen, $E_{St} = 1$ kV/m

das sich bei Abwesenheit der Pardunen einstellen würde. Hierzu wird durch systematisches Probieren die Ladungsverteilung auf dem Mast ermittelt, die bei Vorhandensein eines homogenen Feldes auf dem Mast das Potential Null liefert. In dieses Feld, wie es in **Bild 1** dargestellt ist, trägt man die Pardunen und die Lage der Isolatoren ein. Die einzelnen Pardunenabschnitte nehmen offensichtlich Potentiale an, die ungefähr gleich dem Mittel der Werte sind, die in dem ohne ihr Vorhandensein berechneten Feld an ihrem Ort herrschen würden. Die Differenzen dieser Potentiale sind brauchbare Näherungswerte der Isolatorspannungen.

In ähnlicher Weise wurden HF-Spannungen von Isolatoren berechnet, die sich in der Nähe von Mastteilen befinden, auf denen die Spannung hoch ist (Umgebung des Spannungsbauchs), da das elektrische HF-Feld dort vor allem durch die Ladungen auf dem Mast verursacht wird. Jedoch war es bisher nicht möglich, die HF-Spannungen an Isolatoren, deren Abstand vom Mast nicht klein gegen die Wellenlänge ist, mit befriedigender Genauigkeit zu berechnen.

Einen Fortschritt in der Berechnung der statischen Spannungen haben Surutka und Velickovic [6] erzielt. Sie haben auf dem Mast die Ladungsverteilung, die ein äußeres homogenes Feld bei Abwesenheit der Pardunen verursacht, durch ein Integralgleichungsverfahren berechnet. Mit diesen Ladungen wird das Potentialfeld ermittelt. Die Potentiale der Seilstücke, die sich in diesem Feld befinden, bekommt man anschließend mit dem Integralgleichungsverfahren.

In der vorliegenden Arbeit werden sowohl die statischen als auch die HF-Spannungen mit einer Integralgleichungsmethode berechnet. Dabei wird von vornherein die vollständige Antenne mit den Pardunen als System gekoppelter Strahler behandelt. Außer den Spannungen an allen Isolatoren erhält man auch alle HF-Größen der Antenne, beispielsweise Ströme, Impedanzen und Strahlungsdiagramme, in denen der Einfluß der Pardunen berücksichtigt ist. Nachfolgend wird die Methode am Beispiel der MW-Antenne Wien erläutert. Interessant ist auch das zweite Beispiel der LW-Antenne Luxemburg, bei der die Isolatoren der obersten Pardunen überbrückt wurden. Hierbei wird der besondere Vorzug deutlich, daß man alle interessierenden HF-Werte auf einmal bekommt.

2. Integralgleichungsmethode

Es wird ein Rechenprogramm benutzt, das durch numerische Lösung der Integralgleichung die Stromverteilung auf Gebilden berechnet, die aus dünnen zylindrischen Leitern bestehen. Die Leiter können unterschiedliche Radien haben und beliebig angeordnet sein. Verzweigungen sowie Speisungen und Impedanzbelastungen sind zugelassen. Die Ströme werden an vorzugebenden Stützstellen berechnet, deren Abstand nicht größer als etwa eine zehntel Wellenlänge sein sollte. Überall, wo Speisungen und Belastungen vorgesehen sind, müssen Stützstellen angenommen werden. Aus den berechneten Strömen werden in dem Programm Eingangsimpedanzen und Strahlungsdiagramme ermittelt. Aus dem Strom, der durch eine Belastungsimpedanz fließt, erhält man die an ihr abfallende Spannung.

Die Anwendung der Integralgleichungsmethode wird anhand des Beispiels der MW-Antenne Wien für 1475 kHz erläutert. **Bild 2** zeigt die wesentlichen Maße des am Fußpunkt gespeisten, rundstrahlenden Mastes. Er ist 0,61 λ_0 hoch und wird in drei Höhen mit Pardunen abgespannt. Die Isolation mußte neu dimensioniert werden, als die Leistung auf 600 kW erhöht wurde. Das Bild zeigt den neuen Zustand der Antenne. Ohne nennenswerte Vereinfachungen erhält man ein Modell, das für die Rechnung geeignet ist.

Bild 3 zeigt dieses Rechenmodell des Mastes mit einer Pardune. Ein Gittermast wird als zylindrischer Leiter mit äquivalentem Radius dargestellt. Bei Bedarf ist es möglich, Zwischenisolationen mit Speisung

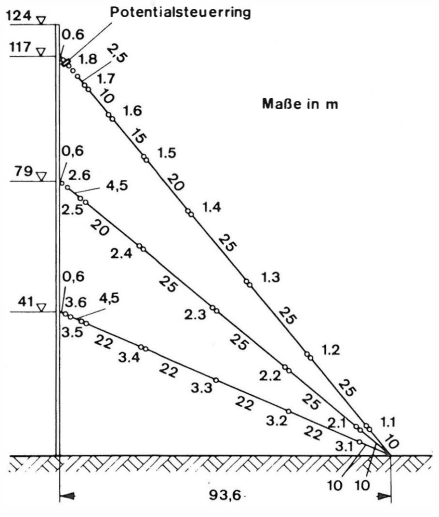


Bild 2

MW-Antenne Wien 1475 kHz

oder Reaktanzbelastungen vorzusehen. Eine Pardune wird als zylindrischer Leiter mit dem tatsächlichen Radius und kapazitiven Belastungen an den Stellen der Isolatoren dargestellt. Weitere Antennenleiter, z. B. Dachkapazitäten, Reusenseile oder auch zusätzliche Masten, können berücksichtigt werden. So konnte man leicht für die Isolatoren des 124-m-Mastes Wien (**Bild 2**) die Spannungen berechnen und berücksichtigen, die ein benachbarter Mast hervorruft, der gleichzeitig auf einer anderen Frequenz sendet.

Wenn die Seilabschnitte der Pardunen nicht größer als etwa $\lambda/10$ sind, fließen auf ihnen sehr kleine Ströme im Vergleich zum Maststrom. Die gegenseitige Beeinflussung der Pardunen ist daher vernachlässigbar klein. Dies bedeutet, daß man die Isolatorspannungen ermitteln kann, indem man nur mit einigen Pardunen oder mit jeder Pardune einzeln rechnet. Dies kann zur Einsparung von Rechnerspeicherplatz und Rechenzeit zweckmäßig sein. Nur zur Berechnung der Speiseimpedanzen und der Strahlungsdiagramme müssen alle Pardunen gleichzeitig berücksichtigt werden.

Das Rechenprogramm, das für sinusförmige Zeitabhängigkeit gilt, kann ungeändert auch zur Berechnung der elektrostatischen Spannungen angewendet werden. Dazu wird das elektrostatische Feld durch ein Wechselfeld sehr niedriger Frequenz angenähert. Dieses wird durch eine einfallende ebene Welle dargestellt, die im Programm vorgebbar ist oder durch einen weit entfernten, gespeisten Strahler erzeugt werden kann.

Das Ziel der Dimensionierung der Pardunenisolation einer Antenne ist es, die Isolatoren so anzuordnen, daß die an ihnen auftretenden Spannungen unterhalb der Überschlagsspannungen liegen, solange die elektrostatische Feldstärke einen vorzugebenden Wert $E_{St\,max}$ nicht überschreitet. Dieses Ziel wird mit dem geringsten Aufwand erreicht, wenn bei $E_{St\,max}$ an gleichen Isolatoren die Summen von $\hat{U}_{HF}$ und U_{St} gleich sind und Werte dicht unter der Regenüberschlagsspannung haben. Die zusätzliche Bedingung, daß Seilabschnitte nur etwa $\lambda/10$ lang sein sollen, bewirkt allerdings meistens, daß einige Isolatoren schwächer belastet werden. Man beginnt die Dimensionierung mit der Berechnung eines als brauchbar vermuteten Zustandes. Ergeben sich ungleiche Spannungen, so rechnet man erneut mit geänderter Geometrie. Durch systematisches Probieren erhält man nach wenigen Versuchen eine gleichmäßige Spannungsaufteilung.

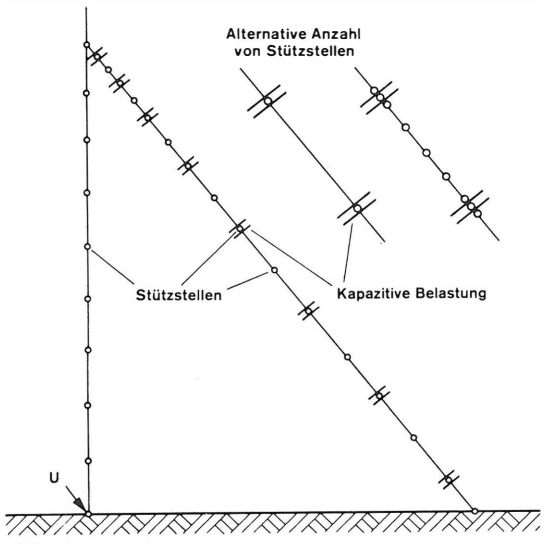


Bild 3
Computer-Modell von Mast und oberer Pardune

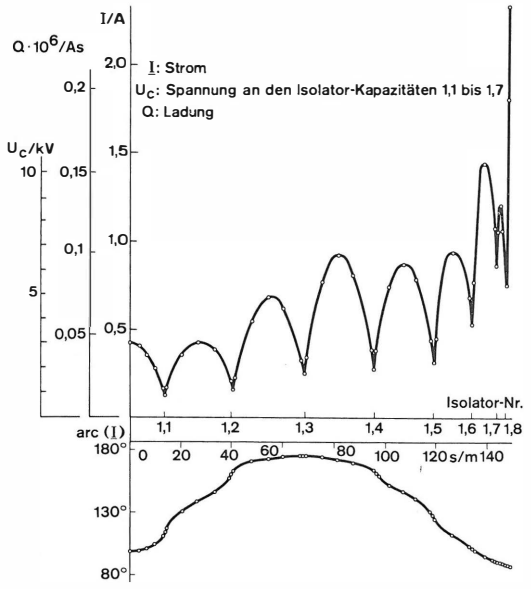


Bild 4
Pardune 1 im HF-Feld
44 Stützstellen für den Strom

Das Programm, das zur Berechnung der nachfolgend mitgeteilten Ergebnisse angewendet wurde, benutzt die Momentenmethode [3] zur Lösung der Integralgleichung für die Stromverteilung.

3. Ströme, Spannungen und Ladungen auf einer Pardune im HF-Feld

3.1. Stromverteilung

Mit dem auf **Bild 3** gezeigten Rechenmodell erhält man für eine der drei oberen Pardunen der MW-Antenne Wien die auf **Bild 4** dargestellte Stromverteilung. Das Bild zeigt den Betrag und die Phase des Stroms als Funktion der von unten nach oben steigend angenommenen Bogenlänge s. Die Werte gelten für eine reelle Speisespannung von 22 kV, die der Leistung 600 kW entspricht. Auf dem Mast fließen im Strombauch 107 A.

Es sind die Stellen angegeben, an denen sich die acht Isolatoren 1.1 bis 1.8 befinden. Die an den Stützstellen berechneten Werte des Stroms sind durch Kreise dargestellt. Je eine Stützstelle befindet sich in der Mitte der Isolatorgehänge, je eine an beiden Enden der Gehänge und bei den längeren Seilabschnitten je drei, bei den kürzeren je eine auf den dazwischen liegenden Seilstücken. Die Isolatorkapazität wird an der Stützstelle in der Mitte der Gehänge vorgesehen.

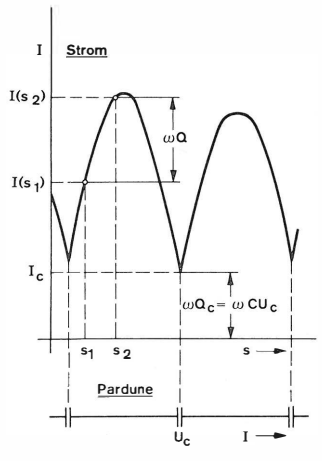


Bild 5
Strom, Ladung und Spannung auf einer Pardune

3.2. Ladung und Spannung

Vor allem interessiert die Spannung an den Isolatoren. Anhand von **Bild 5,** auf dem ein Teil einer Stromverteilungskurve dargestellt ist, sollen die Zusammenhänge von Strom, Ladung und Spannung erläutert werden. Unter der Darstellung des Stroms als Funktion von s ist ein Stück der Pardune gezeichnet mit Isolatorkapazitäten C, an denen Spannungen U_c abfallen.

Die Ladung ist auf dem Seil linienhaft verteilt. Die Gesamtladung zwischen zwei Punkten s_1 und s_2 ist gleich dem Integral über die Linienladungsdichte $\underline{q}(s)$:

$$\underline{Q} = \int_{s_1}^{s_2} \underline{q}(s)\,ds \quad .$$

Berücksichtigt man die Kontinuitätsgleichung $d\underline{I}/ds = -j\omega\underline{q}(s)$, so ergibt sich

$$\underline{Q} = -\frac{1}{j\omega} \int_{s_1}^{s_2} \frac{d\underline{I}(s)}{ds}\,ds$$

und nach Lösung des Integrals

$$-j\omega\underline{Q} = \underline{I}(s_2) - \underline{I}(s_1) \quad . \qquad (1)$$

Für Strom und Spannung an einer Isolatorkapazität gilt

$$\underline{I}_c = j\omega C\underline{U}_c \quad , \qquad (2)$$

$$\underline{I}_c = j\omega\underline{Q}_c \quad . \qquad (3)$$

Die Gleichungen (1) und (3) besagen, daß der Strom, der auf der Ordinatenachse aufgetragen ist, der Ladung proportional ist. Er braucht nur durch ω geteilt zu werden, um die Ladung zu erhalten. Die Strecke von der Abszissenachse bis I_c ist proportional der Ladung Q_c auf der Kapazität. Die Strecke von I_c bis zum Strommaximum ist proportional der Gesamtladung auf dem Seilabschnitt, die die gleiche Polarität hat wie die Ladung auf der angeschlossenen Seite der Isolatorkapazität. Hinter dem Strommaximum ändert die Ladung ihre Polarität, so daß die Gesamtladung auf einem Seilabschnitt und den Isolatorarmaturen an beiden Enden Null ist. Das Verhältnis $I_c/(I_{max} - I_c)$ ist gleich dem Verhältnis der Ladung auf der Isolatorkapazität zur Ladung auf dem Seilabschnitt.

Die Gleichung (2) besagt, daß $U_c \sim I_c$ ist. Hat man mehrere gleiche C-Werte, so ist es anschaulich, auf der Ordinatenachse die zugehörigen Spannungswerte aufzutragen. Für das Beispiel wird dies auf **Bild 4** gezeigt. Auf der Ordinatenachse sind nicht nur die Werte des Stroms I, sondern auch die der Ladung Q und der Isolatorspannung U_c angegeben. Die U_c-Teilung gilt für die Isolatoren 1.1 bis 1.7, für die C = 15 pF eingesetzt wurde. Der Isolator 1.8, der ein mehrgliedriges Gehänge ist, wurde mit dem halben Wert 7,5 pF gerechnet. Daher hat er bei bestimmtem Strom eine doppelt so hohe Spannung wie die übrigen Isolatoren. Die Spannungen liegen zwischen 0,8 kV und 10,8 kV.

In **Bild 6** ist gestrichelt die gleiche Stromverteilung wie in **Bild 4** gezeichnet, die mit 44 Stützstellen auf der Pardune berechnet wurde. Als Kreise sind die Stromwerte für eine wesentlich gröbere Unterteilung mit 18 Stützstellen eingetragen. Je eine Stützstelle wurde an den Isolatoren und auf den dazwischen liegenden Seilstücken angenommen. Die erhaltenen Isolatorströme und Spannungen stimmen sehr genau mit denen für 44 Stützstellen überein. Die Strommaxima sind etwas unterschiedlich.

Will man nur die Isolatorspannungen wissen, so kann man mit noch weniger Stützstellen rechnen. Die kleinstmögliche Anzahl ist erreicht, wenn nur an den Isolatoren und den beiden Enden der Pardune Stützstellen angenommen werden. **Bild 7** zeigt als Kreise die für diesen Fall berechneten Stromwerte. Man erkennt durch Vergleich mit der gestrichelt eingetragenen Stromkurve für 44 Stützstellen, daß die Isolatorspannungen immer noch sehr genau erhalten werden. Die Abweichungen betragen maximal 0,1 kV.

3.3. Einfluß der Isolatorkapazitäten

Der Kapazitätswert, mit dem ein Isolator in der Rechnung dargestellt wird, ist etwas unsicher, da die

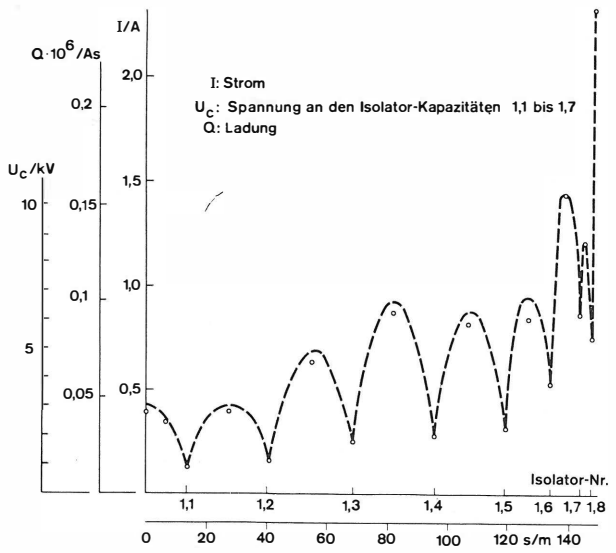


Bild 6
Pardune 1 im HF-Feld
18 Stützstellen für den Strom

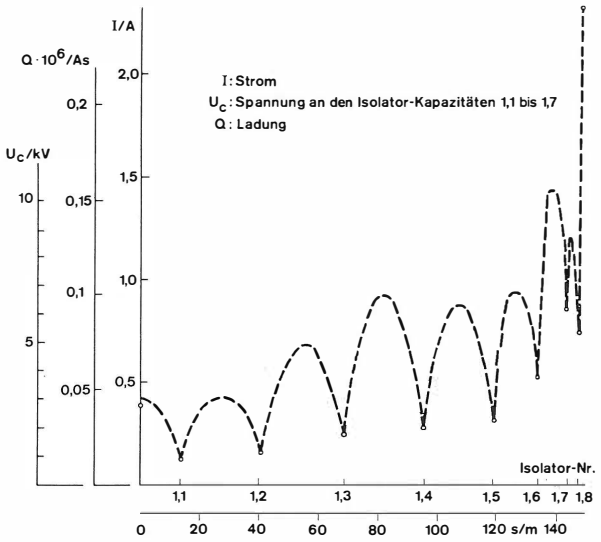


Bild 7
Pardune 1 im HF-Feld
10 Stützstellen für den Strom

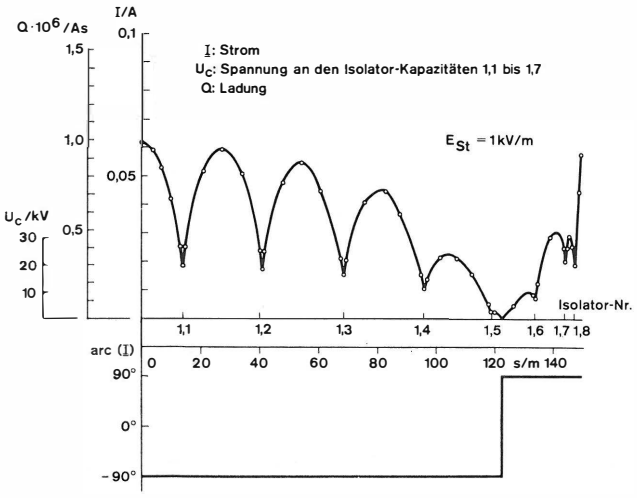


Bild 8
Pardune 1 im statischen Feld
Strom berechnet für 10 kHz

Form des Isolatorgehänges nicht im einzelnen berücksichtigt wird. Das Rechenmodell sieht einen über die ganze Länge konstanten Radius der Pardune vor, die nur an einzelnen Stellen durch konzentrierte Kapazitäten unterbrochen wird. Daher ist zu untersuchen, wie stark die berechneten Spannungen von der Größe der Kapazitätswerte abhängen, die in die Rechnung eingesetzt werden.

Rechnungen mit halben und doppelten C-Werten sind ausgeführt worden. Es ergaben sich Unterschiede der Spannungen von maximal 0,28 kV. Die C-Werte sind nur dann maßgebend für die Spannungen an den Isolatoren, wenn die Ladungen auf den Kapazitäten größer als auf den Seilabschnitten sind. Dies tritt auf, wenn die Kapazitäten groß oder die Seilabschnitte kurz sind. Da sich auf einem kurzen Seilstück nur wenig Ladung verteilen kann, ändert sich der Strom auf ihm relativ wenig, wie dies auf **Bild 4** für den Seilabschnitt zwischen den Isolatoren 1.7 und 1.8 zu erkennen ist. Daher sind die Größen der Isolatorkapazitäten an beiden Enden maßgebend für das Verhältnis der Spannungen, denn sie werden von Strömen durchflossen, die nur wenig verschieden sind. Im Beispiel von **Bild 4** liegen am Isolator 1.7, der 15 pF hat, 6,2 kV und am Isolator 1.8 mit halb so großer Kapazität 10,8 kV. Wird auch für den Isolator 1.8, wie für die übrigen, 15 pF eingesetzt, so erhält man an 1.7 eine um 1,1 kV höhere und an 1.8 eine um 1,1 kV niedrigere Spannung; die Spannungsaufteilung wird gleichmäßiger.

4. Spannungen und Ladungen auf einer Pardune im elektrostatischen Feld

Zur Ermittlung der Ladungen und Spannungen, die ein elektrostatisches Feld erzeugt, wird mit dem Rechenprogramm die Stromverteilung berechnet, die sich ergibt, wenn die Antenne sich in einem einfallenden Feld mit großer Wellenlänge befindet. Die Wellenlänge muß wesentlich größer als die Ausdehnung der Antenne sein, damit die Fehler vernachlässigbar sind. Für den 124 m hohen Mast der MW-Antenne Wien wurde mit 10 kHz gerechnet. Es ist also $\lambda = 30$ km, $h/\lambda = 0{,}0041$ und $\beta h = 1{,}5°$. Die Feldstärke des homogenen elektrischen Feldes wurde mit $E_{St} = 1$ kV/m angesetzt. Der Mast ist am Fußpunkt geerdet; in der Praxis geschieht dies über eine Drossel. **Bild 8** zeigt die für die obere Pardune berechnete Stromverteilung. Da mit einem Wechselfeld gerechnet wurde, besteht zwischen Strom, Ladung und Spannung der gleiche Zusammenhang wie bei HF-Speisung. Ladungen und Spannungen haben bei 10 kHz die gleiche Größe wie bei einem statischen Feld mit gleicher Feldstärke. Bei $E_{St} = 1$ kV/m treten an den Isolatoren 1.1 bis 1.7 maximal 20 kV auf, am oberen Isolator 1.8 ist der Wert etwa doppelt so hoch.

5. LW-Antenne Luxemburg-Beidweiler: Schutz vor Isolatorüberschlägen durch Nichtisolierung der obersten Pardunen

Die elektrostatischen Spannungen an den Pardunenisolatoren sind um so größer, je höher die Masten

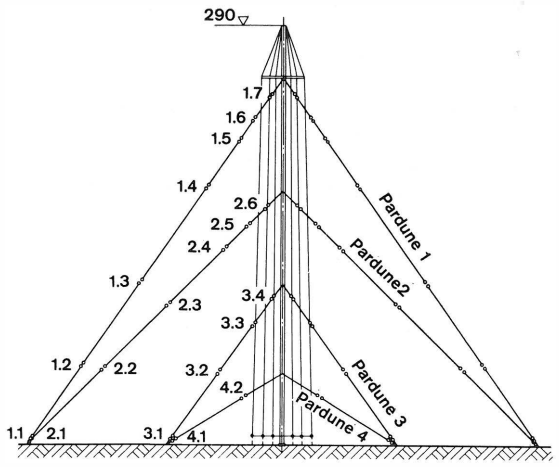


Bild 9
Ein Mast der LW-Richtantenne Luxemburg
Alle Pardunen isoliert

sind. An LW-Antennen mit Masthöhen in der Größenordnung von 300 m oder darüber hinaus können bei Feldstärken des homogenen Feldes von einigen kV/m so hohe Isolatorspannungen bei normaler Abspannung mit isolierten Pardunen auftreten, daß sich mit angemessenem Isolationsaufwand Überschläge nicht vermeiden lassen.

Die LW-Richtantenne Beidweiler von Radio Luxemburg wurde zunächst mit isolierten Pardunen geliefert, wobei die Isolation für eine elektrostatische Feldstärke von $E_{St} = 1{,}5$ kV/m ausgelegt war. Es zeigte sich, daß unerwartet häufig Überschläge an Pardunenisolatoren infolge statischer Spannungen auftraten. Die mit maximal 2000 kW betriebene Richtantenne besteht aus drei Masten, die in einer Reihe im Abstand von $\lambda/4$ angeordnet sind. Ein Mast ist auf **Bild 9** dargestellt. Der Strahler ist als Faltmonopol ausgebildet. Um den geerdeten Mast ist eine Reuse aus sechs Hohlseilen angeordnet, die am unteren Ende gespeist werden. Die Antenne wird mit 236 kHz betrieben. Die Masten sind 290 m, also nahezu eine viertel Wellenlänge hoch. Sie sind in vier Höhen abgespannt. Die Isolation der Pardunen mit Gurtbandgehängen ist auf dem Bild schematisch angegeben. Es zeigt den Zustand, in dem Überschläge an Pardunenisolatoren auftraten.

Um die Überschläge zu verhindern, wurden alle Isolatoren in den drei obersten Pardunen jedes Mastes überbrückt, so daß diese Pardunen jetzt durchgehende Seile sind, die mit dem Mast und dem Erdnetz leitend verbunden sind. Die gleiche Maßnahme ist in Frankreich an der LW-Antenne Allouis durchgeführt worden [4].

Vor der Verwirklichung dieser Idee mußte untersucht werden, wieviel niedriger die maximalen Isolatorspannungen werden, wie sich die Impedanzen ändern, welche Ströme auf den oberen Pardunen fließen werden und welchen Einfluß diese auf das Strahlungsdiagramm haben. Während die Untersuchungen für die Antenne Allouis, über die Lacharnay in [4] berichtet, experimentell ausgeführt wurden, sind hier die Werte auf einfache Weise mit dem vorher beschriebenen Rechenprogramm ermittelt worden. Die Annehmlichkeit, daß man alle interessierenden Größen mit nur zwei Durchläufen eines Programms – für HF-Speisung und für das statische Feld – bekommt, wird hier besonders deutlich.

Wie man anhand von **Bild 10** erkennt, ändert sich die Funktion eines Strahlers im Prinzip nicht. Auch mit nichtisolierten oberen Pardunen bleibt der Strahler ein Faltmonopol. Der geerdete Leiter besteht jetzt allerdings nicht mehr nur aus dem Mast, sondern zusätzlich aus den drei oberen Pardunen. Er wirkt also wie ein einzelner Leiter, der dicker als der Mast allein ist und sich außerdem von unten nach oben verjüngt. Dementsprechend ist im neuen Zustand eine höhere Eingangsimpedanz zu erwarten. Die berechnete Eingangsimpedanz eines einzelnen Mastes mit isolierten Pardunen hat den Wert $50\,\Omega - j\,24\,\Omega$, für nichtisolierte obere Pardunen ergibt sich $78\,\Omega - j\,93\,\Omega$. Diese Werte wurden durch Messungen an einem Modell sowie an der wirklichen Antenne vor und nach der Überbrückung der Isolatoren mit guter Genauigkeit bestätigt. Die für beide Ausführungen berechneten Vertikaldiagramme unterscheiden sich in keiner Richtung um mehr als 0,5 %, bezogen auf das Maximum; sie sind geringfügig breiter als das Diagramm eines idealen $\lambda/4$-Strahlers.

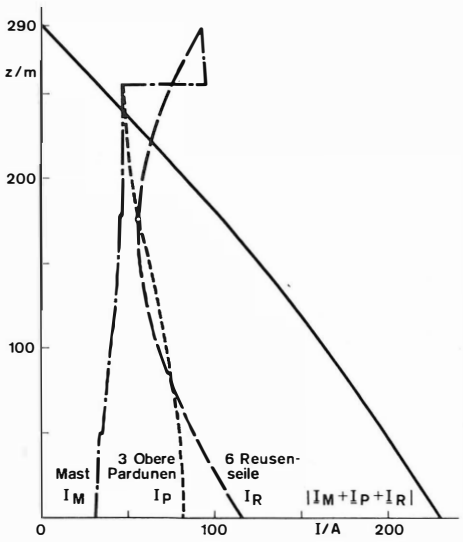


Bild 11
Ströme auf einem Mast der LW-Antenne Luxemburg
obere Pardunen nicht isoliert

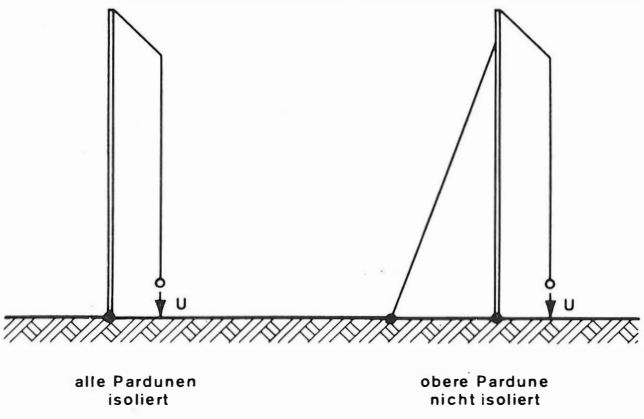


Bild 10
Ein Mast der LW-Richtantenne Luxemburg als Faltmonopol

Die Stromverteilung auf einem der drei Strahler, die für den neuen Zustand berechnet wurde, zeigt **Bild 11.** Als Funktion der Höhe über dem Boden sind die Beträge des Maststroms $\underline{I}_M$, des Gesamtstroms $\underline{I}_R$ auf den sechs Reusenseilen, des Gesamtstroms $\underline{I}_P$ auf den drei oberen Pardunen sowie der Summe der Ströme $\underline{I}_M + \underline{I}_P + \underline{I}_R$ aufgetragen. Für die Abstrahlung ist die Summe aller Ströme maßgebend. Die Ströme auf den isolierten Pardunen sind vernachlässigbar klein, nur auf dem kurzen Teilstück zwischen dem Mast und dem ersten Isolator machen sie sich bemerkbar. Der „strahlende" Strom ist daher praktisch gleich $\underline{I}_M + \underline{I}_P + \underline{I}_R$.

Auf einer Pardune fließen maximal 27 A. Für diesen Strom ist die Leitfähigkeit eines normalen Stahlseils aus stark feuerverzinkten Drähten ausreichend. Es tritt nur eine unbedeutende Erwärmung auf.

Die nichtisolierten oberen Pardunen bewirken eine Abschirmung der darunter angeordneten Pardunen. Die Summe von HF-Spitzenspannung und statischer Spannung erreichte früher bei E_{St} = 1,5 kV/m die Regenüberschlagsspannung der Isolatoren. Jetzt wird diese erst bei Feldstärken von E_{St} = 2,8 kV/m erreicht.

Im Juni 1975 wurden die Isolatoren in den oberen Pardunen der drei Maste überbrückt und anschließend die Richtantenne mit geänderten Abstimmmitteln in Betrieb genommen. Seitdem sind auch bei Gewitter keine Überschläge an Pardunenisolatoren mehr aufgetreten.

SCHRIFTTUM

[1] Bradáč, I.: Calculation of guy insulators distribution along the guy cables of vertical broadcasting transmitter antennas. TESLA electronics (1972), 3, S. 73 bis 80.

[2] Bruger, P.: Pardunenisolation der Mittelwellenantenne Langenberg des Westdeutschen Rundfunks. Rundfunktechn. Mitt. 13 (1969), S. 235 bis 243.

[3] Harrington, R. F.: Matrix methods for field problems. Proc. IEEE 55 (1967), S. 136 bis 149.

[4] Lacharnay, S.: Antenne de radiodiffusion O. km protégée contre les charges statiques. Revue Techn. de Radiodiff. et de Télévision No. 36 (1975), S. 25 bis 30.

[5] Müller-Hillebrand, D.: Zur Physik der Blitzentladung. Elektrotechn. Z.-A 82 (1961), S. 232 bis 248.

[6] Surutka, J. V.; Veličković, D. M.: Static voltages on the guy insulators of m. f. and l. f. broadcast tower antennas. The Radio and Electronic Engineer 43 (1973), S. 744 bis 750.

$W(\delta_i, \varphi_i)$: Gewichtsfunktion, die es ermöglicht, die Spezifikation in bestimmten Abstrahlrichtungen stärker oder schwächer zu berücksichtigen

$E(\delta_i, \varphi_i)$: Im Verlauf der Optimierungssuche jeweils errechneter Feldstärkewert

$E_S(\delta_i, \varphi_i)$: Spezifizierter Feldstärkewert.

Im Gleichungssystem (1) sind die Variablen je nach Anwendungsfall die Real- und Imaginärteile der komplexen Quellen [V] oder die Real- und Imaginärteile der komplexen Belastungen [B]. Die Matrix [Z] ist nur von der Geometrie der Strahleranordnung und von der Frequenz abhängig. In den angeführten Beispielen wurden die Quellen oder Belastungen optimiert, die Geometrie und die Frequenz konstant gehalten.

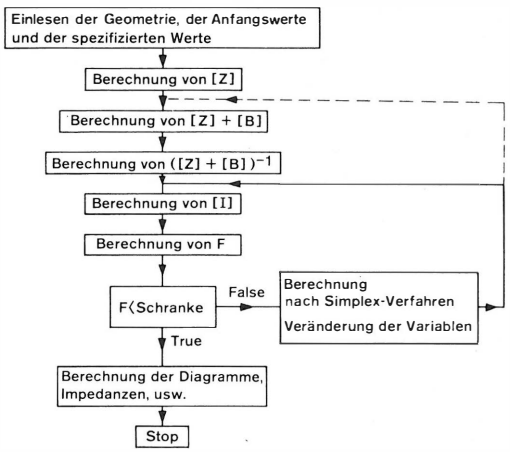


Bild 2
Flußdiagramm

Das Flußdiagramm ist in **Bild 2** dargestellt. Die in der vertikalen Richtung aufgetragenen Prozedurschritte entsprechen dem Analyseverfahren nach 2.1. Lediglich die Berechnung der Zielfunktion F und die logische Abfrage sind eingefügt worden. Das Simplexverfahren wirkt wie ein Regelkreis.

Bei der Optimierung von Quellen braucht die Matrix $([Z] + [B])^{-1}$ nur einmal berechnet zu werden. In **Bild 2** ist der geschlossene Regelkreis durch die ausgezogene Linie dargestellt worden. Bei der Optimierung von Belastungen gilt die gestrichelte Linie.

3. Anwendung auf einen Ganzwellenstrahler

Im MW-Bereich ist für die Versorgung mit Bodenwelle ein Vertikalstrahler mit möglichst hohem Gewinn vorteilhaft, den man mit einem Ganzwellenstrahler realisieren kann. Allerdings muß die Stromverteilung auf dem Strahler so gewählt werden, daß eine möglichst geringe Steilstrahlung zur Verringerung der Fadingzone erreicht wird.

Lacharnay [11] beschreibt einen realisierten Ganzwellenstrahler, dessen gemessene maximale Steilstrahlung bei 35 % der maximalen Feldstärke liegt. Dieser Wert dürfte in einigen Anwendungsfällen unzureichend hoch sein. In [2] konnte durch eine geeignete Bemessung 8 % erreicht werden. In diesem Beispiel soll untersucht werden, ob damit das Maximum der Steilstrahlung gefunden wurde.

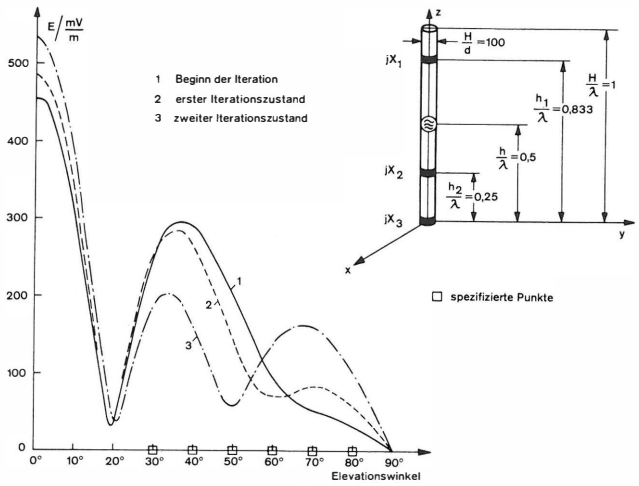


Bild 3
Ganzwellenstrahler
Synthese für minimale Steilstrahlung

Angesetzt wurde ein geerdeter MW-Mast, der auf seiner gesamten Länge von einer mehrfach unterteilten Reuse umgeben ist. In der Reusenmitte befindet sich die Quelle (Einspeisung). Der verbleibende obere und untere Reusenteil ist ebenso unterteilt. An diesen Stellen befindet sich eine Belastung (Reaktanz). Das untere Reusenende ist gegen Erde mit einer weiteren Reaktanz belastet. Das elektrische Ersatzschaltbild ist in **Bild 3** skizziert. Die Reaktanzen X_1 bis X_3 (Variablen) sollen mit Hilfe des Syntheseverfahrens für die geringste Steilstrahlung optimiert werden. Im Bereich des Elevationswinkels von 30° bis 90° wurde die Feldstärke mit E = 0 spezifiziert. Die Anfangswerte der Reaktanzen wurden mit je 10 Ω gewählt. Die Gewichtung wurde einheitlich mit 1 angesetzt.

In **Bild 3** gibt die Kurve 1 das berechnete Vertikaldiagramm für die Anfangswerte der Variablen wieder. Aufgetragen wurde die Feldstärke in mV/m in einer Entfernung von 1 km bei einer abgestrahlten Leistung von 1 kW. Die nachfolgenden Kurven in den **Bildern 3** bis **5** zeigen die Diagramme verschiedener Iterationszustände. Es ergab sich jeweils für

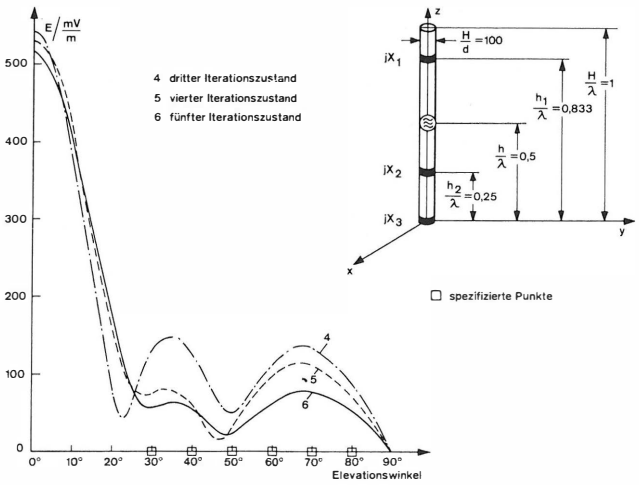


Bild 4
Ganzwellenstrahler
Synthese für minimale Steilstrahlung

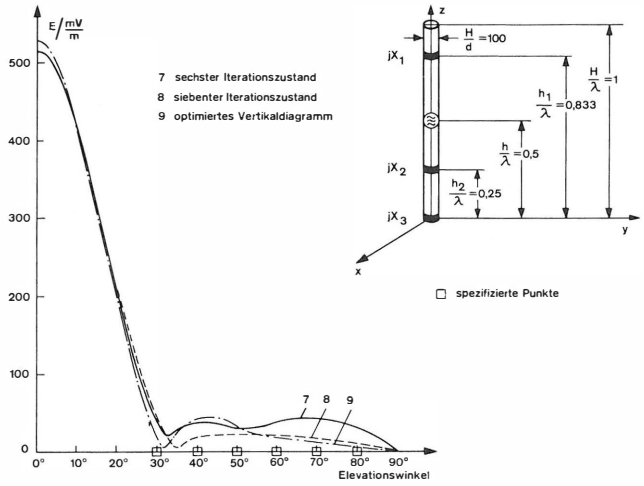


Bild 5
Ganzwellenstrahler
Synthese für minimale Steilstrahlung

die oben definierte Zielfunktion ein besserer (kleinerer) Wert. Das Optimum hinsichtlich der Zielfunktion wurde bei der Kurve 9 in **Bild 5** gefunden.

Der beim Erhebungswinkel 30° mit E = 0 spezifizierte Punkt liegt bei der Kurve 8 am Rande der Hauptkeule. Dies ist der Grund dafür, daß bei der Kurve 9 die Zielfunktion noch kleiner ist als bei der Kurve 8, obwohl diese geringere Nebenkeulen hat.

In der Praxis mag es denkbar sein, daß die Kurve 8 bevorzugt wird. In diesem Fall beträgt die Steilstrahlung im gesamten Elevationsbereich von 35° bis 90° weniger als 4,5 % der Feldstärke des Maximums. Ebenso ist es möglich, die Spezifikation E = 0 in einem kleineren Winkelbereich anzusetzen, um hier eine noch geringere Steilstrahlung zu erreichen.

4. Anwendung auf eine Anordnung von mehreren Vertikalstrahlern

Entsprechend den Beschlüssen der Genfer LW/MW-Konferenz 1975 müssen einige Rundfunkstationen das Strahlungsdiagramm verändern, um Gleichkanalbenutzer möglichst wenig zu stören. Es kann sich dabei um Anforderungen handeln, die bei der ursprünglichen Planung der Antennenanlage nicht vorhergesehen werden konnten. Daraus ergibt sich die Aufgabe, notwendige Modifikationen zu entwerfen, die ein möglichst geringes Investitionsvolumen erfordern.

Im nachfolgenden Beispiel soll gezeigt werden, wie mit Hilfe der Optimierungsmethode eine Planungsaufgabe gelöst werden kann. In dem zu behandelnden Fall arbeitet z. Z. eine MW-Station mit einem vertikalen $\lambda/2$-Mast. Nach den Beschlüssen der Genfer Konferenz soll jedoch das Rundstrahldiagramm so umgestellt werden, daß sich in einer bestimmten Richtung eine gewisse Verringerung der Strahlungsintensität einstellt. Um die gegenwärtige Versorgung möglichst wenig zu beeinträchtigen, soll sich dieser Einzug nur über einen kleinen azimutalen Bereich erstrecken.

Bei einer Neuplanung wäre diese Aufgabe kein besonderes Problem. Hier soll jedoch der folgende Teilaspekt beschrieben werden: Die genannte Station hat bereits auf dem Antennengelände drei weitere Antennenmaste stehen, die jetzt teilweise als Reservestrahler dienen und beim Betrieb des $\lambda/2$-Mastes verstimmt werden, so daß sie unwirksam sind. Es gilt zu untersuchen, ob sich das gewünschte Richtdiagramm unter Verwendung der vorhandenen Maste realisieren läßt. Die Standorte dieser Maste und ihre Höhen sind vorgegeben. Die Standorte sind in Relation zu dem $\lambda/2$-Mast sehr ungünstig. Ebenso ungünstig sind die Höhen, sie liegen bei $\lambda/5$ und $\lambda/4$.

Es werden Diagramme angegeben, die für eine unterschiedliche Anzahl der verwendeten Maste synthetisiert sind. Dabei wird der jetzt betriebene $\lambda/2$-Mast in jedem Fall verwendet. Mit einem zusätzlichen Strahler bzw. mit zwei oder drei zusätzlichen Strahlern wird versucht, das gewünschte Richtdiagramm anzunähern. Vorgesehen wird, daß die betriebenen Maste fußpunktgespeist sind, synthetisiert werden die komplexen Speisespannungen. Sofern die vorhandenen Maste nicht gespeist werden, können sie wegen der geringen Höhe leicht verstimmt werden und haben keinen wesentlichen Einfluß auf die Strahlungseigenschaften der übrigen Antennenanordnung. Daher wird auf deren Berücksichtigung bei den Berechnungen verzichtet, obwohl die beschriebene Synthesemethode passive Strahler berücksichtigen kann. Die errechneten Diagramme müssen bezüglich der Versorgungsaufgabe beurteilt werden und dienen als Basis für eine Kosten/Nutzen-Abschätzung.

In den nachfolgenden Bildern sind als Kästchen die spezifizierten Diagrammwerte eingetragen. Der Winkel φ zählt von der positiven x-Richtung zur positiven y-Richtung. Bei $\varphi = 50°$ beträgt der gewünschte relative Feldstärkewert E = 0,25. Da dieser Einzug besonders wichtig ist, wurde das Gewicht für diesen Punkt mit W ($\varphi = 50°$) = 12 angesetzt. Jeweils 40° von diesem Einzug und im übrigen azimutalen Bereich wurde E = 1 mit W = 1 spezifiziert.

Bild 6 zeigt das optimale Diagramm bei Verwendung der Maste 1 und 2. Das berechnete Diagramm verläuft teilweise außerhalb und teilweise innerhalb der spezifizierten Werte, derart, daß die Summe der

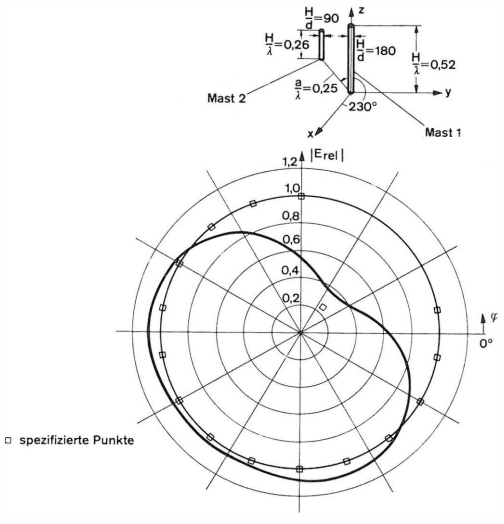


Bild 6
Optimales Diagramm — Maste 1 und 2

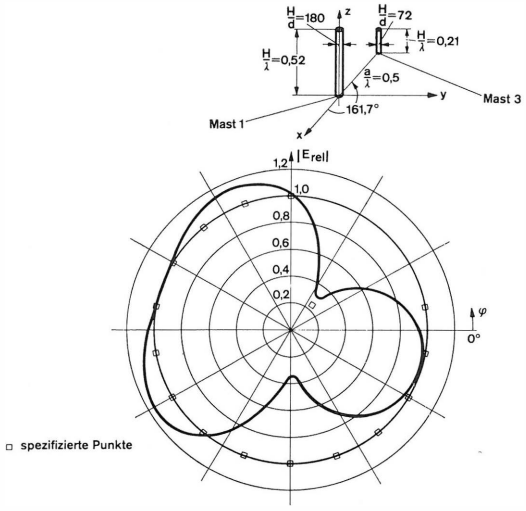


Bild 7
Optimales Diagramm — Maste 1 und 3

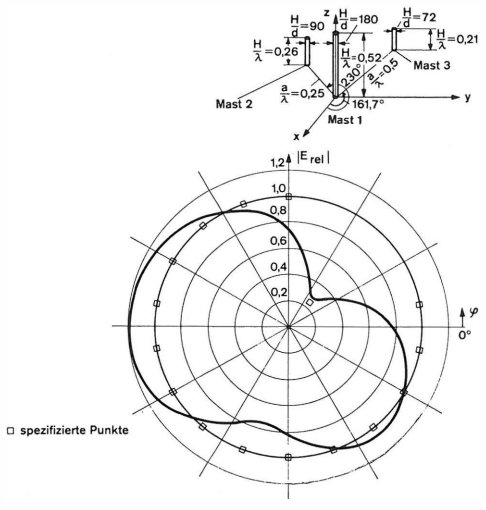


Bild 9
Optimales Diagramm — Maste 1, 2 und 3

Abweichungsquadrate minimal wird. Obwohl es sich hier um das Optimum handelt, befriedigt es nicht, da der Einzug in der Nähe der Ausblendung nicht steil genug ist.

Bei Verwendung des Mastes 1 und 3 (**Bild 7**) wird zwar ein steiler Verlauf der Feldstärke in der Nähe der gewünschten Ausblendung erreicht, jedoch weist das Diagramm wegen der notwendigen Symmetrie bei einer Zwei-Mast-Anordnung an anderer Stelle des Versorgungsbereiches einen unerwünschten Einzug auf.

Mit den Drei-Mast-Anordnungen von **Bild 8** und **9** lassen sich wegen der erhöhten Anzahl der zu optimierenden Variablen wesentlich bessere Annäherungen an das spezifizierte Diagramm erreichen.

Werden darüber hinaus sämtliche zur Verfügung stehenden Maste (1 bis 4) zur Synthese herangezogen, läßt sich die gewünschte Ausblendung mit steilen Flanken realisieren, wobei das Diagramm in den übrigen Richtungen weitgehend rund ist (**Bild 10**). Die zu dieser Lösung gehörenden Speisepunktimpedanzen Z, Speisespannungen U und Wirkleistungen P sind in **Tabelle 1** angegeben. Die Werte gelten für eine Gesamtleistung von 100 kW und einen Modulationsgrad von m = 0.

Mast Nr.	Z Ω	U kV	P kW
1	360 – j 680	8,2 exp j 0	40
2	55 + j 65	1,6 exp j 186	18
3	20 – j 80	1,9 exp j 123	12
4	50 + j 20	1,3 exp j 301	30

Tabelle 1

Bezüglich der Realisierung des Lastverteilers sind keine Schwierigkeiten zu erwarten, da die Impedanzen und Spannungen in der für einzelne Maste üblichen Größenordnung liegen. Die Wirkleistung teilt sich auf sämtliche Maste auf, keiner ist rückspeisend.

Die beobachtete Konvergenz des Iterationsprozesses war bei allen Berechnungen sehr gut. Die Rechenzeit steigt mit der Anzahl der Variablen. Für

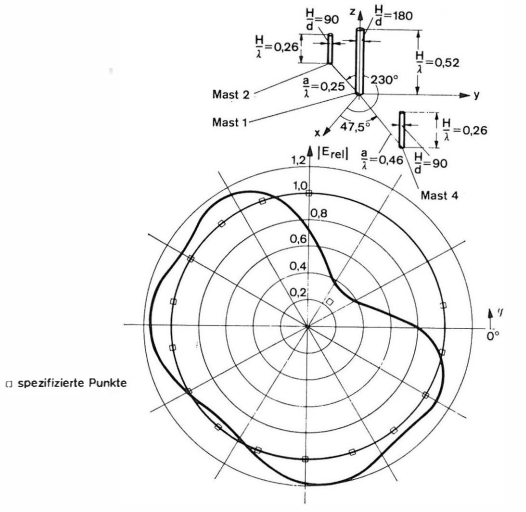


Bild 8
Optimales Diagramm — Maste 1, 2 und 4

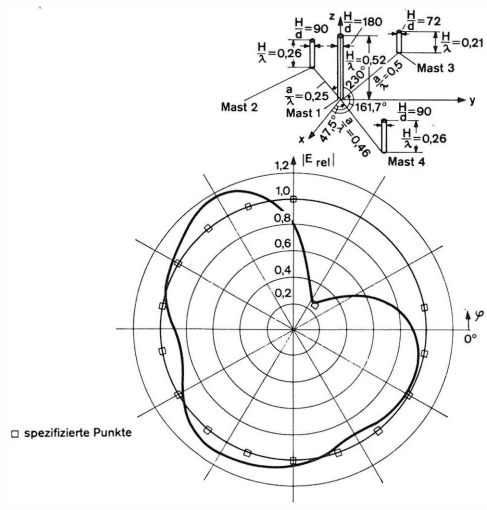


Bild 10
Optimales Diagramm — Maste 1, 2, 3 und 4

die Anordnung mit drei Masten betrug die Rechenzeit am TR 440 eine Minute. Für die Anordnung mit vier Masten stieg die Rechenzeit auf etwa fünf Minuten. Wesentliche Verringerungen kann man erreichen, wenn bei ähnlichen Fällen früher gefundene Lösungen als Anfangswerte verwendet werden.

Bei der Vier-Mast-Anordnung mit vier komplexen Spannungen wurde mit acht Variablen gerechnet, um sicherzustellen, daß die Normierung bei verschiedenen Iterationsschritten automatisch geschieht. Wollte man ohne Synthese durch systematisches Probieren mit einem Analyseprogramm eine Lösung finden, so müßte man selbst bei nachfolgender Normierung der einzelnen Lösungen jeweils drei Quellen, d. h. sechs Variablen entprechend verändern. Erfahrungswerte aus der Praxis zeigen, daß man bei drei Variablen durch systematisches Probieren mit einigem Aufwand eine Lösung finden kann, die einigermaßen in der Nähe des Optimums liegt; bei vier oder mehr Variablen ist dies nicht mehr möglich. Der Grund liegt nicht nur in dem erhöhten Aufwand, sondern auch in der Schwierigkeit, die Resultate bei drei Variablen in einem dreidimensionalen Raum zu ordnen. Bei vier- oder mehrdimensionalen Räumen versagt die Vorstellung gänzlich, während bei der mathematischen Lösung die Zahl der Dimensionen keine Rolle spielt.

Das Simplexverfahren findet, wie andere Optimierungsmethoden, das den Anfangswerten nächstliegende relative Minimum. Dabei ist es grundsätzlich unbekannt, ob es noch andere Minima gibt. Bei komplizierten Zielfunktionen, wie den hier verwendeten, ist es nicht möglich, eine Aussage über die Anzahl der relativen Minima zu machen.

In der Praxis kann man sich eine Vorstellung von der Existenz anderer relativer Minima verschaffen, wenn man den Iterationsprozeß mit wesentlich anderen Anfangswerten wiederholt. Im letztgenannten Beispiel ergaben derartige Versuche das gleiche Optimum, so daß angenommen werden kann, daß die Zielfunktion nur ein Minimum hat. Dies ist plausibel, wenn man folgende Betrachtung anstellt: Würde man bei vier kurzen Strahlern ein Rundstrahldiagramm spezifizieren, so müssen sich mindestens vier Lösungen finden lassen. Denn jeder der vier Strahler kann ein Rundstrahldiagramm erzeugen, wenn die übrigen verstimmt werden und keinen Strom führen; folglich muß sich die Zielfunktion auf Null verkleinern lassen. Der wesentliche Unterschied zu den gezeigten Beispielen liegt darin, daß sich bei diesen das spezifizierte Diagramm mit der kleinen Zahl der Variablen nicht realisieren läßt und daher die Zielfunktion am Optimum einen von Null verschiedenen Funktionswert hat.

SCHRIFTTUM

[1] Harrington, R. F.: Matrix methods for field problems. Proc. IEEE **55** (1967), S. 136 bis 149.

[2] Chesneau; Brenac; Martin: Antennes de radiodiffusion en ondes hectométriques. Revue de radiodiffusion-télévision, Nr. 38 (1975), S. 39 bis 48.

[3] Stutzmann, W. L.: Shaped-beam synthesis of nonuniformly spaced linear arrays. IEEE Trans. Antennas Propagat. **AP-20** (1972), S. 499 bis 501.

[4] Stutzmann, W. L.; Coffey, E. L.: Radiation pattern synthesis of planar antennas using the iterative sampling method. IEEE Trans. Antennas Propagat. **AP-23** (1975), Seite 764 bis 769.

[5] Schjaer-Jacobsen, H.; Madsen, K.: Synthesis of nonuniformly spaced arrays using a general nonlinear minimax optimization method. IEEE Trans. Antennas Propagat. **AP-24** (1976), S. 501 bis 506.

[6] Hirasawa, K.; Strait, B. J.: On a method for array design by matrix inversion. IEEE Trans. Antennas Propagat. **AP-19** (1971), S. 446 bis 447.

[7] Sanzgiri, S. M.; Cummins, J. A.: E-plane synthesis of dipole array antennas. IEEE Trans. Antennas Propagat. **AP-21** (1973), S. 380 bis 382.

[8] Mautz, J. R.; Harrington, R. F.: Computational methods for antenna pattern synthesis. IEEE Trans. Antennas Propagat. **AP-23** (1975), S. 507 bis 512.

[9] Himmelblau, D. M.: Applied nonlinear programming. New York 1972.

[10] Hoffmann, U.; Hofmann, H.: Einführung in die Optimierung. Weinheim/Bergstraße 1971.

[11] Lacharnay, S.: Nouvelle antenne hectométrique à grand gain à l'émetteur de radiodiffusion de Lille-Camphin. Revue Française de Radiodiffusion et de Télévision, Nr. 11 (1969), Vol. 3, S. 223 bis 231.

ZWEITONÜBERTRAGUNG BEIM FERNSEHEN
DER EINFLUSS DES OFFSETBETRIEBES VON FERNSEHSENDERN AUF DEN TONSTÖRABSTAND BEIM FM/FM-MULTIPLEXVERFAHREN UND BEIM ZWEITRÄGERVERFAHREN

VON MAX AIGNER[1]

Manuskript eingegangen am 8. Juni 1978

Sendertechnik

Zusammenfassung

Die Schutzabstandskurven für den Gleichkanalbetrieb von Fernsehsendern, wie sie in der CCIR Rec. 418-2 bzw. im CCIR Rep. 306-1 festgelegt sind, berücksichtigen nur die Bildübertragung. Bei der Überlagerung von radiofrequenten Fernsehsignalen entstehen aber auch Störungen im Tonbereich, vornehmlich bei Anwendung des Intercarrierprinzips. Die Untersuchungen sollen zeigen, welchen Einfluß der Offsetbetrieb auf den Tonstörabstand bei den zur Diskussion stehenden Zweitonübertragungsverfahren hat. Während das Zweiträgerverfahren in beiden Kanälen gleiche, relativ brauchbare Störabstandswerte liefert, ergeben sich beim FM/FM-Multiplexverfahren zwei wesentlich verschiedene Verhaltensweisen. Der erste Kanal ist den Störabstandswerten beim Zweiträgerverfahren vergleichbar, der zweite Kanal zeigt aber, je nach Offsetlage, bis zu 27 dB schlechtere Werte. Danach sind im Extremfall, bei Präzisionsoffset und troposphärischer Störung, Tonstörabstandswerte bis herunter zu 8 dB möglich und, bezogen auf die Bildstörung, auch zulässig. Aufgrund der Meßergebnisse müssen, unter Einbeziehung der Parameter, die der Wellenplanung zugrunde liegen, die bekannten Multiplexverfahren ausscheiden. Als Alternative bleibt somit nur das Zweiträgerverfahren.

Summary

Two-channel sound transmission in television. The influence of the offset operation of television transmitters on the sound signal-to-noise ratio with the FM/FM multiplex and two-carrier systems

The protection ratio curves for television transmitters working in the same channel, such as those given in C.C.I.R. Recommendation 418-2 and C.C.I.R. Report 306-1, take account only of the video transmission. The superposition of broadcast television signals, however, gives rise also to interference in the audio channel, especially when the intercarrier system is used. The investigations demonstrate the degree of influence of offset operation on the audio signal-to-noise ratio in the case of the two-channel sound transmission methods under consideration. Whereas with the two-carrier method equal, relatively usable signal-to-noise ratios are produced in both channels, two rather different forms of behaviour are obtained with the FM/FM method. The signal-to-noise ratio in the first channel is comparable with those in the two-carrier system, but the other channel has a ratio that is worse by up to 27 dB, depending upon the offset. Accordingly, in an extreme case, with precision offset and tropospheric interference, sound signal-to-noise ratios down to 8 dB are possible without the video interference tolerance being exceeded. On the basis of the results of measurements taking into account the parameters underlying the frequency planning, the known multiplex methods must be eliminated. Thus, the only option remaining ist the two-carrier method.

Sommaire

Diffusion de deux voies audio en télévision. Influence du décalage entre porteuses sur le rapport signal/bruit audio dans le multiplex MF-MF et les systèmes à deux porteuses

Les courbes de rapport de protection pour les émetteurs de télévision du même canal (Avis 418-2 et Rapport 306-1 du C.C.I.R.) ne tiennent compte que de la porteuse vidéo, mais la combinaison des émissions utile et brouilleuse donne lieu aussi à des brouillages dans la voie audio, surtout si l'on utilise le système interporteuse. On a étudié l'influence du décalage sur le rapport signal/brouillage dans le cas des deux systèmes proposés pour la diffusion de deux sons en télévision. Dans le procédé à deux porteuses, on obtient des valeurs égales et assez satisfaisantes sur les deux voies, tandis que le comportement du système MF-MF est assez différent. On obtient alors dans la première voie des valeurs du même ordre de grandeur que dans le cas précédent, tandis que la seconde subit une dégradation supplémentaire qui peut atteindre 27 dB, selon la valeur du décalage. Dans ces conditions, si on se place dans un cas extrême, avec décalage de précision et brouillage par propagation troposphérique il est possible, et admissible par rapport au brouillage vidéo, d'observer des rapports signal/brouillage de 8 dB. Les résultats de mesure montrent que, compte tenu des critères de planification de fréquences, on ne peut pas retenir les méthodes connues de multiplexage. La seule possibilité consiste donc à utiliser le procédé à deux porteuses.

1. Einleitung

Nachdem die UKW-Stereofonie schon seit einigen Jahren eingeführt ist und sich zunehmender Beliebtheit erfreut, beabsichtigt man auf längere Sicht auch beim Fernsehen eine stereofone Tonübertragung zu ermöglichen. Darüber hinaus besteht auch der Wunsch, zwei voneinander unabhängige Tonsignale übertragen zu können.

Von den vielen zur Diskussion stehenden Verfahren haben sich das FM/FM-Multiplexverfahren und das Zweiträgerverfahren herauskristallisiert, vor allem deshalb, weil diese Verfahren zum bisherigen Fernsehbegleitton kompatibel sind und damit die alten Empfänger weiter benutzt werden können.

Beide Verfahren arbeiten unter normalen Bedingungen einwandfrei, doch gibt es Situationen, bei denen zwangsläufig Störungen entstehen, die nicht vermieden werden können. Vornehmlich der sog. Offsetbetrieb der Fernsehsender, d. h. die mehrfache, geringfügig frequenzversetzte Belegung ein und desselben Kanals kann derartige Störungen verursachen. Die folgenden Untersuchungen sollen helfen, aus dieser Sicht für die Zukunft das optimale System auswählen zu können.

[1] Dipl.-Ing. Max Aigner ist Leiter des Arbeitsbereichs Antennentechnik im Institut für Rundfunktechnik, München.

2. Die zur Diskussion stehenden Zweitonübertragungsverfahren

Zum besseren Verständnis sind die charakteristischen Merkmale der beiden Zweitonübertragungsverfahren nochmals erläutert [1, 2].

2.1. Das Zweitonträgerverfahren

Das Zweiträgerverfahren benutzt zur Übertragung von zwei vollständig unabhängigen Tonsignalen zwei separate Träger. Der erste ist der übliche Tonträger im Fernsehkanal (5,5 MHz oberhalb der Bildträgerfrequenz), der zweite befindet sich im Abstand von 242 kHz (Halbzeilenoffset) vom ersten Tonträger (also 5,742 MHz oberhalb der Bildträgerfrequenz). Jeder der beiden Träger überträgt das Tonsignal in Frequenzmodulation (**Bild 1**). Der Hub der radiofrequenten Träger ist jeweils ± 50 kHz, die NF-Bandbreite beträgt in beiden Kanälen 15 kHz. Der zweite Tonträger hat eine um 6 dB geringere Amplitude, d. h. seine Leistung ist auf 1/4 reduziert.

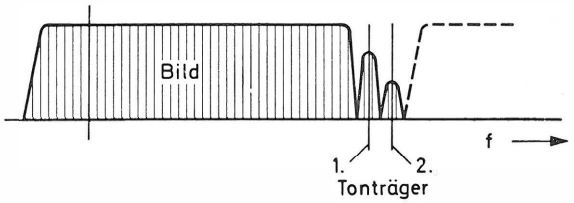


Bild 1
Zweitonträgerverfahren (RF-Ebene)

2.2. Das Multiplexsystem

Von den vielen Multiplexsystemen hat sich bislang das FM/FM-Verfahren (nach Berglund) als das für das Fernsehen aussichtsreichste Multiplexsystem erwiesen.

Das erste Tonsignal wird dabei in seiner Normallage (0 bis 15 kHz) übertragen. Die zweite Toninformation wird einem Hilfsträger in Frequenzmodulation aufmoduliert. Als Hilfsträgerfrequenz nimmt man zweckmäßigerweise die doppelte Zeilenfrequenz, also 31,25 kHz. Damit befindet sich der zweite Tonkanal im Bereich zwischen etwa 15 kHz und 45 kHz. In dieser Form werden die beiden Tonkanäle zusammen in Frequenzmodulation dem hochfrequenten Träger aufmoduliert. Das zweite Tonsignal hat somit eine zweifache Frequenzmodulation erfahren. Daher auch die Bezeichnung FM/FM (**Bild 2**).

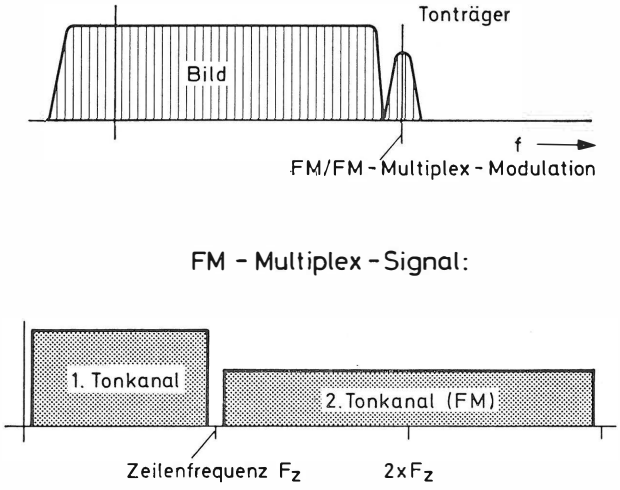


Bild 2
FM/FM-Multiplexverfahren

Beim FM/FM-Verfahren beträgt der Hub ± 40 kHz für den ersten Kanal in der Normallage (0 bis 15 kHz) und ± 20 kHz für den Hilfsträgerkanal, zusammen also ein Spitzenhub von ± 60 kHz. Dies sind 10 kHz Hub mehr als der Normwert bei Fernsehtonsendern. Noch größere Hubwerte würden zu Störungen bei den Empfängern führen.

Im zweiten Tonkanal wird beim FM/FM-Verfahren ein Niederfrequenzband von 0 bis 12 kHz übertragen, d. h. bei Stereoübertragung bleibt oberhalb 12 kHz nur noch ein Monosignal übrig, verbunden mit einer phasenabhängigen Absenkung.

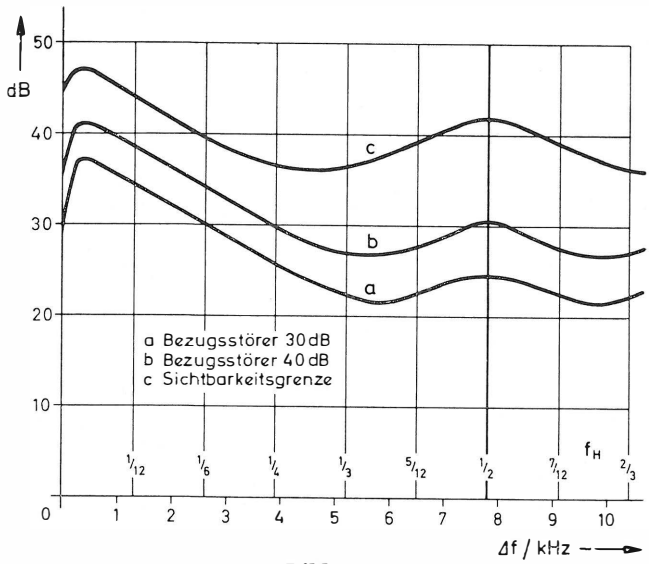


Bild 3
Gemessene HF-Schutzabstände für Präzisionsoffset
Medianwerte für Offsetfrequenzen 2 Hz neben den jeweiligen Störminima, entsprechend einer Trägerfrequenzstabilität der Sender von ± 1 Hz
Kurve a: Schutzabstandskurve für troposphärische Interferenz (Bezugsstörung 30 dB bei 10 417 Hz)
Kurve b: Schutzabstandskurve für Dauerstörung (Bezugsstörung 40 dB bei 10 417 Hz)
Kurve c: Schutzabstandskurve für die Erkennbarkeitsgrenze

3. Der Offsetbetrieb der FS-Sender

Die relativ wenigen verfügbaren Kanäle reichen bei einmaliger Verwendung für eine Fernsehversorgung nicht aus. Die Planung geht deshalb davon aus, daß sich weit entfernt stehende Sender in ihren Versorgungsbereichen gegenseitig nur wenig beeinflussen dürfen. Um trotzdem möglichst kleine Abstände zwischen den Sendern zulassen zu können, nutzt man die Eigenart des menschlichen Gesichtssinnes aus, feine unbewegte Störstrukturen weit weniger kritisch zu bewerten als grobe bewegte Muster. Die Art der durch Überlagerung entstehenden Muster und der daraus resultierende Störgrad lassen sich durch einen geringen Frequenzversatz der Fernsehsender beeinflussen.

Im **Bild 3** ist der sog. Offsetstörabstand für Präzisionsoffset (Trägerfrequenzstabilität ± 1 Hz) darge-

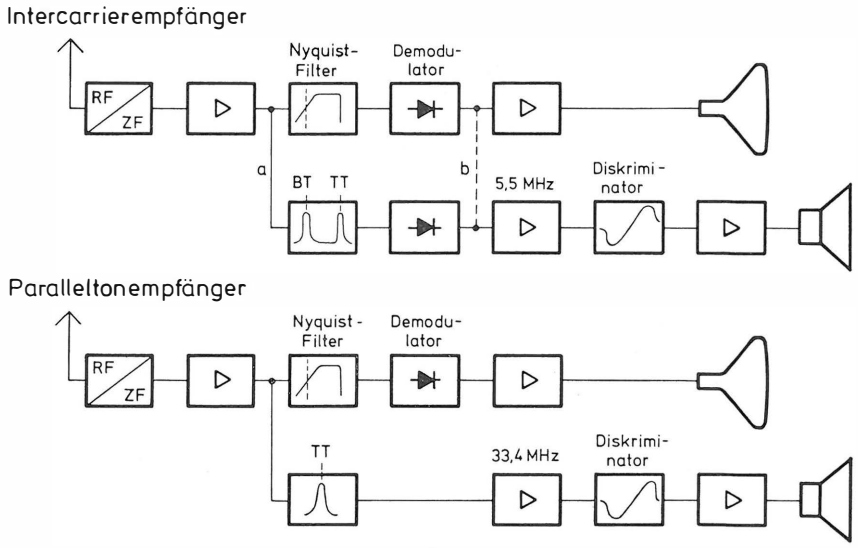


Bild 4

Möglichkeiten des Tonempfangs im Fernsehempfänger

1 Einfache Version: Intercarrierempfänger (Differenzträgerprinzip)
2 Optimale Version: Paralleltonempfänger

stellt. Daraus kann man entnehmen, daß RF-Störabstände bis herunter zu 22 dB möglich und zulässig sind. Die Auswirkungen des Offsetbetriebs auf den Tonstörabstand beim bestehenden FM-Übertragungsverfahren wurden bereits in einer früheren Arbeit gezeigt [3]. Eine ähnliche Beeinflussung ist auch bei den Zweitonübertragungsverfahren zu erwarten, vornehmlich bei Verwendung von Empfängern mit der heute üblichen Intercarrierdemodulation.

4. Die Tondemodulation im Fernsehempfänger

Im **Bild 4** sind die möglichen Varianten der Tondemodulation im FS-Empfänger dargestellt.

Während bisher Paralleltonempfänger, die im Tonteil ähnlich arbeiten wie UKW-Empfänger, nur vereinzelt hergestellt wurden, setzt man heute fast ausschließlich das im oberen Teil des Bildes dargestellte Intercarrierprinzip ein. Die Vorteile, die sich aus der Unempfindlichkeit gegen Oszillatorschwankungen und -verstimmungen und nicht zuletzt auch aus der Preisgünstigkeit ergeben, sind doch so gravierend, daß dabei die Nachteile eines etwas schlechteren Geräuschspannungsabstandes in Kauf genommen werden.

Beim Intercarrierverfahren gewinnt man die Tonzwischenfrequenz sehr einfach durch Überlagerung von Bild- und Tonträger. Damit ist aber auch zusätzlichen Störsignalen der Weg in die Tonebene offen.

5. Störungen des Tonempfangs durch den Offsetbetrieb

5.1. Störungen durch die Bildträger

Während der Paralleltonempfang die schon aus dem UKW-Bereich bekannten Merkmale zeigt, kommt bei der Intercarrierdemodulation eine zusätzliche Störung hinzu. Sie entsteht durch die Überlagerung von Nutzbildträger und Störbildträger und deren Seitenbänder. Daraus resultiert eine Phasenmodulation, die durch Begrenzung und Selektion in der Tonzwischenfrequenz nicht mehr beseitigt werden kann. Die Phasenmodulation wird nun vom FM-Demodulator neben dem Nutzsignal demoduliert und trägt zur Verschlechterung des Störabstandes bei.

Im **Bild 5** sind die Zeiger der sich überlagernden Träger dargestellt, A (t) soll die hochfrequente Augenblicksamplitude des Nutzsignals sein, während $A(t + t_0)$ die Amplitude des Störsenders darstellt.

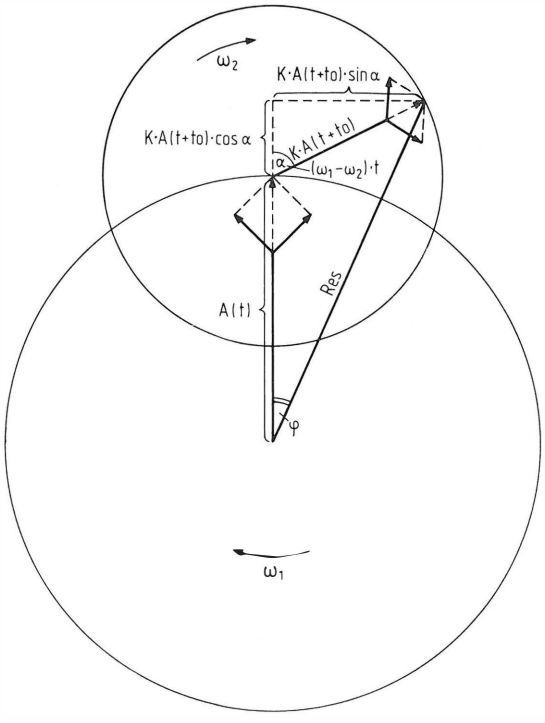


Bild 5

Überlagerung zweier modulierter Bildträger im Fernsehempfänger bei Offsetstörungen

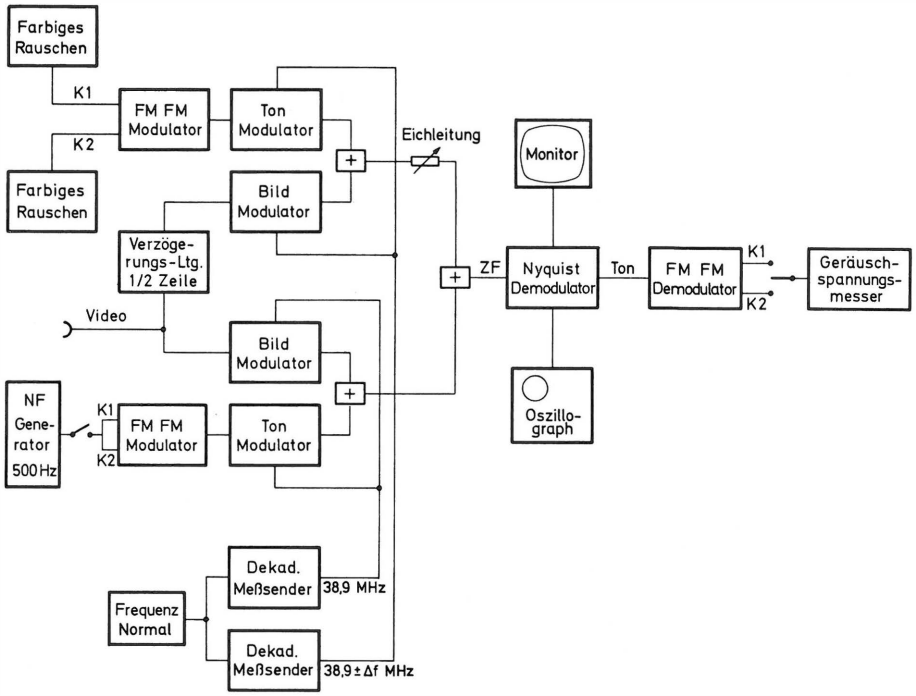


Bild 6
Blockschaltbild der Meßanordnung

Nutz- und Störsender sind also gleich moduliert, es soll nur eine Zeitverzögerung vorhanden sein.

Wenn K der RF-Störabstand und $\Delta\omega$ die Differenzfrequenz der Träger ist, gilt für die Phase:

$$\varphi(t) = \arctan \frac{K \cdot A(t+t_0) \cdot \sin\Delta\omega t}{A(t) + K \cdot A(t+t_0) \cdot \cos\Delta\omega t} \quad ;$$

oder für $K \ll 1$ wie in der Praxis:

$$\varphi(t) = K \cdot \frac{A(t+t_0)}{A(t)} \cdot \sin\Delta\omega t \quad .$$

Am FM-Demodulator erscheint dann:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt} = K \cdot \left[\left(\frac{A(t+t_0)}{A(t)} \right)' \cdot \sin\Delta\omega t + \frac{A(t+t_0)}{A(t)} \cdot \Delta\omega \cdot \cos\Delta\omega t \right] \quad .$$

Die Störung ist demnach proportional dem RF-Störabstand, der Ableitung des augenblicklichen Amplitudenverhältnisses einerseits und dem Amplitudenverhältnis multipliziert mit der Differenzfrequenz der Träger andererseits.

Da A (t) im Spektralbereich Komponenten der Zeilenfrequenz enthält, bilden sich auch Mischprodukte der Träger mit den anderen Spektrallinien. Der Störabstand ergibt sich nach Passieren des Bewertungsfilters B (f) (Ohrkurve) [4] und der Deemphase, wenn A (t) = A (t + t_0), zu

$$\frac{U_{Stör}}{U_{Nutz}} = B(f) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Delta f^2 \cdot 4\pi^2\tau^2}} \cdot \frac{\Delta f \cdot K}{H_{max}}$$

mit H_{max} = Maximalhub und τ = Zeitkonstante der Deemphase.

Eine quantitative Aussage über Störungen mit Bildmodulation läßt sich wegen der komplexen Ausdrücke nur aufgrund praktischer Versuche machen.

5.2. Störungen durch die Tonträger

Zu den Störungen beim Intercarrierempfang, die durch die Überlagerung der Bildträger entstehen, addieren sich auch noch Störungen durch die Überlagerung der Tonträger. Beim Paralleltonprinzip treten nur die letztgenannten Störungen auf. Die von den Tonträgern herrührenden Störungen sind aber um Größenordnungen geringer, so daß sie kaum in Erscheinung treten.

6. Versuchsanordnung

Bild 6 zeigt in vereinfachter Form das Blockschaltbild der Meßanordnung. Die Zentraleinheit besteht aus zwei normgerechten Bild-Tonmodulatoren, deren Ausgangssignale, dem RF-Störabstand entsprechend, addiert werden [5].

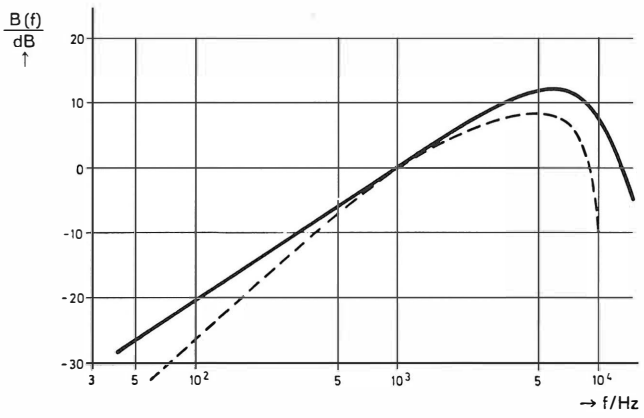


Bild 7
Ohrkurvenfilter nach CCITT Rec. P. 53 (gestrichelt) und nach CCIR Rec. 468-1 (Vollinie)

Während dem Nutzsender die Videomodulation direkt zugeführt wird, liegt vor dem Bildmodulator des Störsenders eine Verzögerungsleitung, die die Bildmodulation um etwa eine halbe Zeile verzögert, so daß typische Ausbreitungsverhältnisse nachgebildet werden können.

Die beiden Tonmodulatoren sind etwas abgeändert (Preemphase entfernt), um die breitbandigen FM/FM-Multiplexsignale übertragen zu können. Zum Pegeln kann an beide Toneingänge des Nutzsenders eine 500-Hz-Schwingung gelegt werden. Dem Störtonsender wird aus zwei nichtkorrelierten Signalquellen farbiges Rauschen zugeführt. Die Sender werden von dekadisch einstellbaren Meßsendern gesteuert, die sich ihrerseits auf ein gemeinsames Frequenznormal beziehen. Dadurch kann der Offset exakt eingestellt bzw. von einem Rechner gesteuert werden.

Auf der Empfangsseite befindet sich ein Nyquistdemodulator neuester Entwicklung (AMF2), der ebenfalls am Tonausgang breitbandig gemacht wurde. Am Bildausgang sind zur Kontrolle ein Monitor und ein Oszillograf vorgesehen. Am Tonausgang liegt der FM-Multiplexdemodulator, dessen Ausgänge wahlweise mit einem Geräuschspannungsmesser verbunden werden können.

7. Meßverfahren

Bei derartig umfangreichen Messungen ist es vorteilhaft, ein objektives Meßverfahren zu verwenden. Zu diesem Zweck wird der Störtonsender mit farbigem Rauschen (CCIR Rep. 399-2) [6] moduliert, wobei der Spitzenhub des FM-Modulators auf einen Bezugswert eingestellt wird.

Der Bezugswert ist bei den hier angeführten Messungen wegen Fehlens einer Festlegung der maximale Modulationsgrad des Systems: Im Falle des FM/FM-Multiplexverfahrens ±40 kHz Hub für Kanal 1 und ±10 kHz Hub für Kanal 2 im Basisband, dessen Hilfsträger selbst ±20 kHz Hub im RF-Bereich benötigt. Der Nutztonsender bleibt während der Messungen unmoduliert, d. h. beim FM/FM-Multiplexverfahren ist nur ein unmodulierter Hilfsträger vorhanden.

Auf der Empfangsseite wird nun ein Geräuschspannungsmesser wahlweise mit einem der beiden Ausgänge des FM-Multiplexdemodulators verbunden. Der Geräuschspannungsmesser bewertet das Signal durch das Ohrkurvenfilter und mißt dessen Spitzenwert. Die Messungen werden sowohl mit der alten Bewertungskurve nach CCITT Rec. P. 53 (**Bild 7** gestrichelt) [7] als auch mit der neuen Kurve nach CCIR Rec. 468-1 [4] durchgeführt. Da die Bewertungskurve nach CCITT (im Vergleich zur Bewertungskurve nach CCIR) Höhen und Tiefen in geringerem Maße berücksichtigt, kann damit eine Aussage über die zu erwartenden Tonstörungen bei durchschnittlichen Heimempfängern gemacht werden, deren NF-Frequenzgang in ähnlicher Form beschnitten wird.

Bei der Untersuchung der Stereoübertragung ist sender- und empfängerseitig eine Matrix (L + R) und (L – R) enthalten.

Die Bildmodulation erfolgt bei beiden Sendern wahlweise mit Schwarzbild oder Weißbild, um die Meßergebnisse nicht durch Intercarrierstörungen zu beeinflussen. Der Fall, daß Nutzsender und Störsender gleiche Modulation haben, kommt in der Praxis häufig vor. Der radiofrequente Störabstand wird auf 30 dB eingestellt, da, wie sich zeigt, für andere Werte die Kurven nur entsprechend parallel verschoben werden müssen. Der Wert von 30 dB entspricht z. B. dem Offset-Bezugsstörer (CCIR Rec. 418-1) und gibt ausreichenden Schutz, wenn er in 1 % bis 10 % der Zeit bei 1/3 Zeilenoffset und einer Senderstabilität von ±500 Hz nicht unterschritten wird. Er ergibt etwa die Bildqualität 3 der 5stufigen Bewertungsskala.

Da der Offsetbetrieb sich im Frequenzbereich von ±50 kHz vom Träger bewegt, genügt es, wenn sich die Untersuchungen wegen der Trägersymmetrie auf den Teilbereich von 0 bis 50 kHz konzentrieren. Der Grundgeräuschabstand des Nyquistdemodulators (Intercarrierstörabstand) beträgt beim elektronischen Testbild in Verbindung mit dem FM-Multiplexdemodulator 53 dB für den ersten und 43 dB für den zweiten Kanal.

In einer weiteren Versuchsreihe wird der Nyquistdemodulator durch einen UKW-Ballempfänger ersetzt und das ZF-Signal in den UKW-Bereich umgesetzt. Damit sind vergleichbare Aussagen für Paralleltonbetrieb möglich. Alle Kurven für Kanal 1 gelten auch beim Zweiträgerverfahren, und zwar für beide Kanäle, wenn sie um 2 dB (Umrechnung von 40 kHz auf 50 kHz Hub) nach oben verschoben werden.

Es bleibt noch die Frage zu klären, inwieweit die Meßergebnisse eine gültige Aussage liefern, wenn im Ausgangssignal neben Rauschanteilen auch diskrete Frequenzen enthalten sind und wie im vorliegenden Fall eine Bewertung (Ohrkurve) vorgenommen wird. Streng genommen gilt die objektive Meßmethode nur für Rauschsignale. Grundsätzlich läßt sich aber feststellen, daß bei gleicher Spitzenbewertung das Ergebnis dem Störeindruck des Hörers um so mehr entspricht, je mehr Rauschanteile und je mehr einzelne Frequenzkomponenten im Signal enthalten sind. Handelt es sich nur um eine einzige Störfrequenz, so wirkt diese in der Praxis weit störender als ein verteiltes Rauschen gleicher Spitzenspannung.

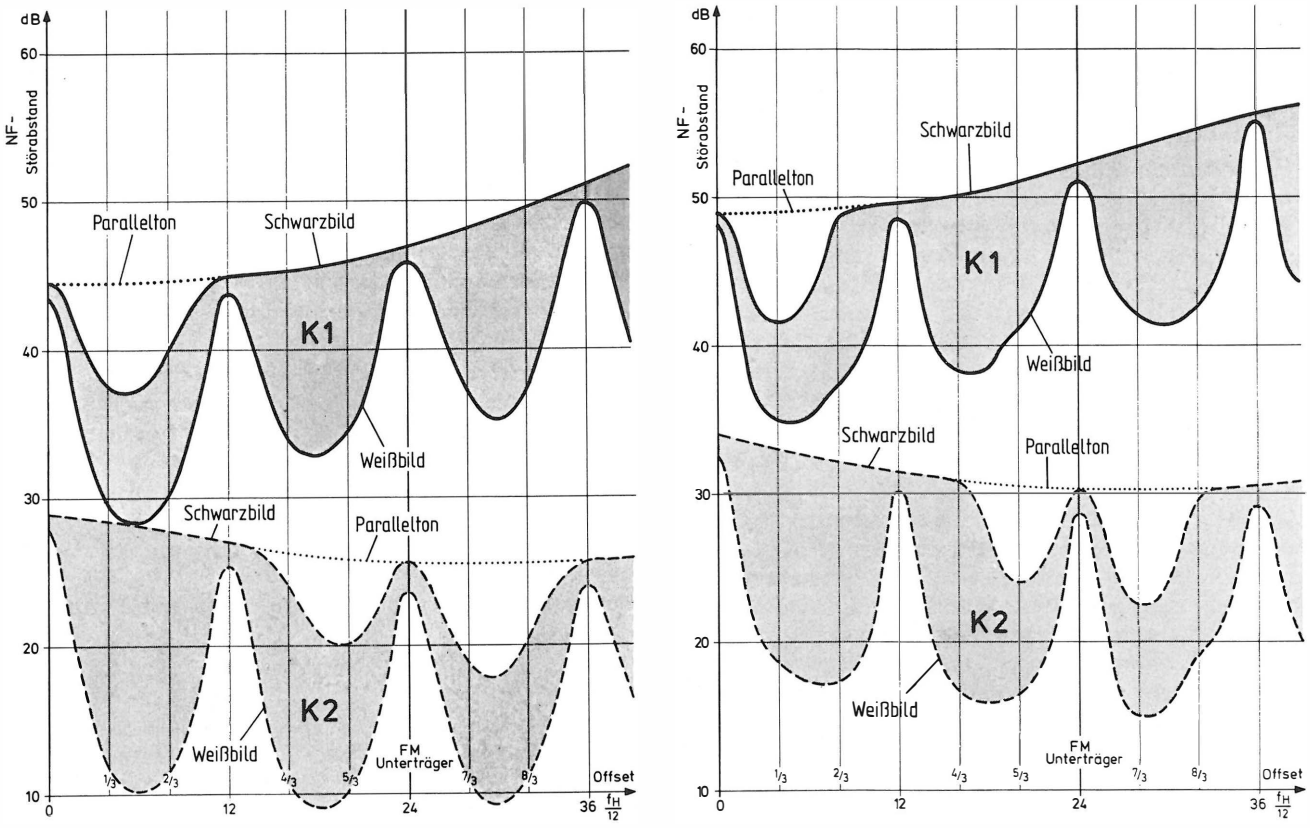
Im Falle der Modulation des Störtonsenders mit farbigem Rauschen und bei Bildmodulation „Weiß" sind nun mehr Rauschanteile und diskrete Frequenzkomponenten enthalten als bei unmoduliertem Störtonsender und der Bildmodulation „Schwarz". Die objektiv gemessenen Kurven geben dann im Vergleich zu einer subjektiven Messung einen etwas geringeren Störeindruck wieder. Der Fehler dürfte aber in den vorliegenden Fällen gering sein.

8. Meßergebnisse

8.1. Störabstandskurven bei moduliertem Störtonsender

8.1.1. Zweitonübertragung

Die **Bilder 8a** und **8b** zeigen die Störabstandskurven bei 30 dB HF-Störabstand mit Bewertung nach CCIR und CCITT als Funktion des Frequenzversat-



8a: Bewertung der Tonstörung nach CCIR

8b: Bewertung der Tonstörung nach CCITT

Bild 8a/Bild 8b

NF-Störabstandskurven als Funktion der Offsetfrequenz bei Intercarrier- und Paralleltonempfang

Bildmodulation des Nutz- und Störsenders:
Schwarz- bzw. Weißbild

RF-Störabstand: 30 dB

Modulation des Nutztonsenders: unmoduliert

Modulation des Störtonsenders: farbiges Rauschen

NF-Störabstände beim FM/FM-Multiplexverfahren
Zweikanalbetrieb: K1 für Kanal 1, K2 für Kanal 2
Stereobetrieb: K2 für das Multiplexsignal

Zweiträgerverfahren bei Zweikanalbetrieb:
K1 + 2 dB für beide Kanäle

zes bei Weiß- und Schwarzbild bei moduliertem Störtonsender.

Beim FM/FM-Multiplexverfahren ergeben sich für beide Kanäle unterschiedliche Kurven, deren Verlauf auch eine unterschiedliche Tendenz zeigt. Während Kanal 1 bei wachsendem Offset eine Neigung zu besseren Werten erkennen läßt, ist es im Kanal 2 umgekehrt.

Wie schon aus der Theorie ersichtlich, bekommt man bei Weißbild ausgeprägte Extrema mit der Periode der Zeilenfrequenz. Der Kurvenverlauf stimmt in den Teilbereichen etwa mit dem der entsprechenden Ohrkurvenfilter überein. In der Nähe des Halbzeilenoffset sind daher weit größere Störungen zu erwarten als bei den ganzzahligen Vielfachen der Zeilenfrequenz.

Bei Schwarzbild kommt nur die eigentliche Differenz der RF-Träger zum Tragen, soweit sie im Hörbereich liegt. Im übrigen Bereich entsprechen diese Störabstandskurven den Kurven für Paralleltonempfang, die keine Einsattelungen zeigen. Bei der Übertragung realer Bilder liegen die Störungen zwischen den beiden Grenzkurven für Schwarzbild und Weißbild.

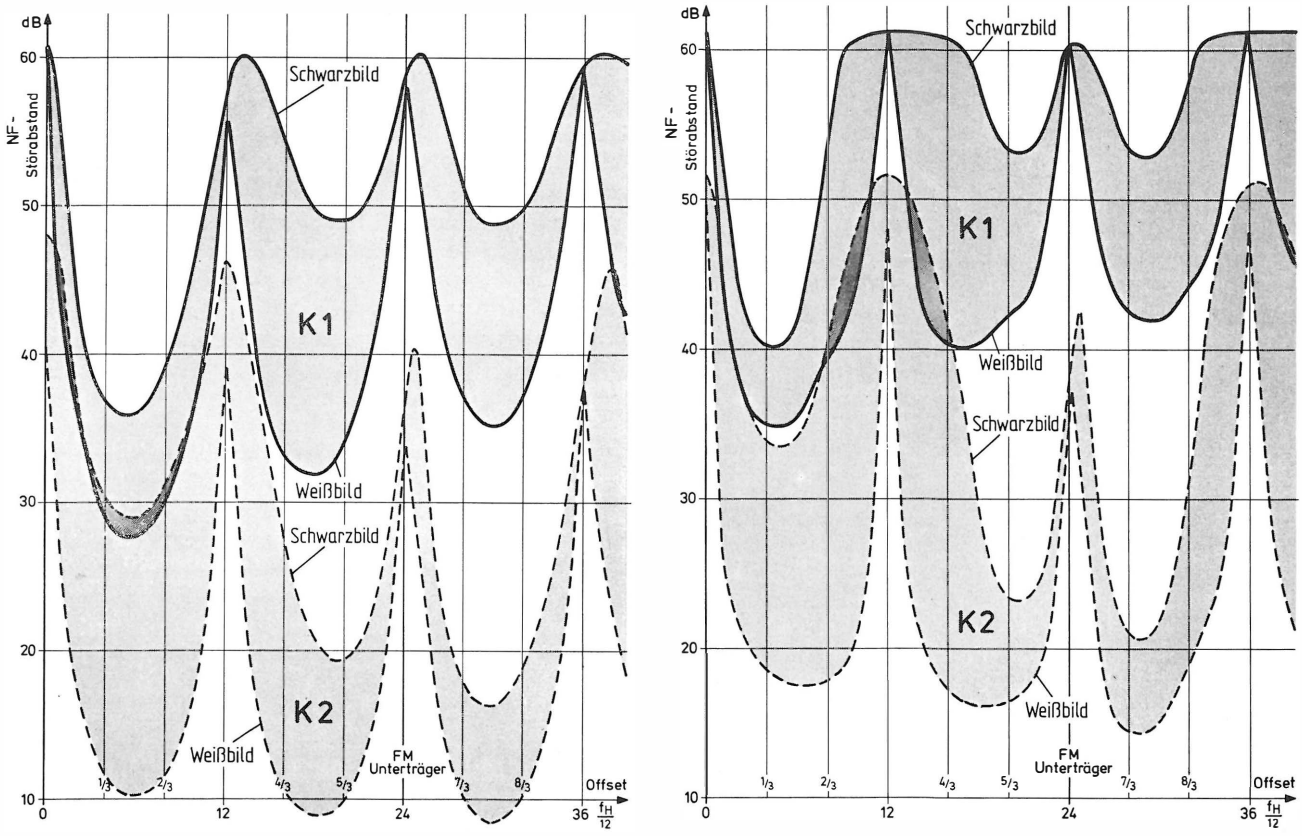
Beim Zweiträgerverfahren gelten die Kurven für Kanal 1 auch bei Kanal 2, wenn sie, wie schon erwähnt, um ca. 2 dB (Umrechnung 40 kHz auf 50 kHz Hub) nach oben verschoben werden.

8.1.2. Stereotonübertragung

Bei der heute üblichen Stereotonübertragung werden im Empfänger das Summen- und das Differenzsignal der Ausgangssignale gebildet, um daraus die Links-Rechtsinformation zurückzugewinnen.

Beim FM/FM-Multiplexverfahren ergibt sich bis auf eine geringe Verschlechterung des Störminimums (2 dB) die Kurve für Kanal 2 in den **Bilder 8a** und **8b,** da die Störkomponenten, die aus dem Ausgangskanal 1 herrühren, um eine Größenordnung kleiner sind. Dieses Verhalten ist auch schon vom Pilottonverfahren her bekannt.

Die Stereoübertragung beim Zweiträgerverfahren konnte nicht gemessen werden, da ein entsprechen-



9a: Bewertung der Tonstörung nach CCIR

9b: Bewertung der Tonstörung nach CCITT

Bild 9a/Bild 9b

NF-Störabstandskurven als Funktion der Offsetfrequenz bei Intercarrier- und Paralleltonempfang

Bildmodulation des Nutz- und Störsenders:
Schwarz- bzw. Weißbild

RF-Störabstand: 30 dB

Modulation des Nutztonsenders: unmoduliert

Modulation des Störtonsenders: unmoduliert

NF-Störabstände beim FM/FM-Multiplexverfahren
Zweikanalbetrieb: K1 für Kanal 1, K2 für Kanal 2
Stereobetrieb: K2 für das Multiplexsignal

Zweiträgerverfahren bei Zweikanalbetrieb:
K1 + 2 dB für beide Kanäle

der Nyquistdemodulator mit zwei separaten, qualitativ gleichwertigen Tonteilen nicht zur Verfügung stand. Man kann aber eine Abschätzung des Störabstandsverlaufes vornehmen.

Da die beiden Kanäle vor der Matrizierung prinzipiell gleich sind, ist ein Großteil der Störungen bei Intercarrierdemodulation zueinander korreliert, d. h. eine Störung, die in einem Kanal auftritt, wird mit vergleichbarer Amplitude und Phase auch im zweiten Kanal erscheinen, entsprechend dem Verlauf der Kurven für Kanal 1. Wird nun die bei UKW-Tonrundfunk übliche Dematrizierung (M + S) bzw. (M – S) vorgenommen, so werden sich im linken Kanal die korrelierten Störungen addieren und im rechten Kanal auslöschen. Als Folge davon ist ein unterschiedlicher Störabstand zwischen Links und Rechts zu erwarten. Im Extremfall sind 6 dB Verschlechterung im linken Stereokanal gegenüber der Kurve für Kanal 1 denkbar. Die nicht korrelierten Störungen addieren sich jedoch quadratisch, d. h. sie liefern somit keinen unterschiedlichen Beitrag.

8.2. Störabstandskurven bei unmoduliertem Störtonsender

8.2.1. Zweitonübertragung

In den **Bildern 9a** und **9b** sind die Störabstandskurven bei unmoduliertem Störtonsender dargestellt. In diesem Fall sind nun auch die Mischprodukte der Tonträger konkrete Frequenzen. Dadurch ergeben sich scharfe Extrema bei den Vielfachen der Zeilenfrequenz. Im übrigen Verlauf haben die Kurven nahezu die aus den **Bildern 8a** und **8b** bekannte Gestalt.

Bei Paralleltonempfang gelten die Kurven für Schwarzbild. Für das Zweiträgerverfahren ist wieder die obere Kurve (+ 2 dB) in beiden Kanälen gültig.

8.2.2. Stereotonübertragung

Beim FM/FM-Multiplexverfahren ist, aus schon erwähnten Gründen, bis auf geringe Abweichungen die für Kanal 2 ermittelte Störabstandskurve anzuwenden; beim Zweiträgerverfahren sind, zumindest (bei der Information) für eine der beiden Seiten, bis

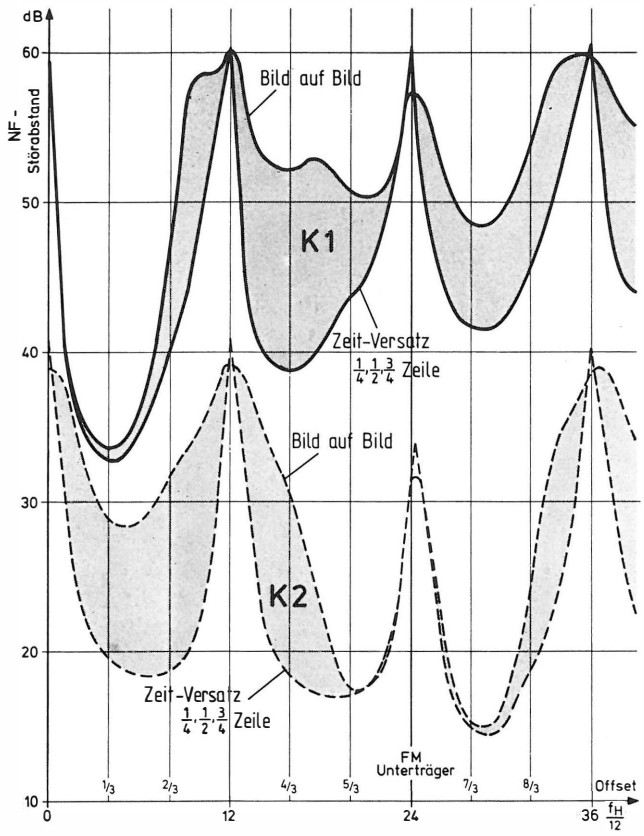


Bild 10

Der Einfluß des zeitlichen Versatzes des Störbildes auf den NF-Störabstand

Modulation des Störtonsenders: unmoduliert
Modulation des Nutztonsenders: unmoduliert
Bildmodulation des Nutz- und Störsenders: Weißbild
RF-Störabstand: 30 dB
Bewertung der Tonstörung nach CCITT

zu 6 dB schlechtere Werte als es die Kurve für Kanal 1 wiedergibt, zu erwarten.

8.3. Der Einfluß der Lage des Störers

In der den bisherigen Messungen zugrundeliegenden Versuchsanordnung wird das Störbildsignal konstant um eine Halbzeile verschoben, so daß dessen Synchronbalken in der Bildmitte erscheint. Wie schon erwähnt, erhält man eine maximale Tonstörung, wenn Schwarzanteile des Störers auf Weißanteile des Nutzbildes treffen. Im freien Feld ist nun jede Lage anzutreffen, je nachdem, welche Laufzeitverhältnisse beim Teilnehmer vorkommen.

Inwieweit die Meßergebnisse allgemeine Gültigkeit haben, soll durch eine Überlegung geklärt werden, bei der der zeitliche Versatz von 0 bis $1/f_H$ verändert wird.

Es zeigt sich, daß der Geräuschabstand nur wenig variiert, solange der Stör-S-Balken voll im Bildbereich ist. Erst wenn der S-Balken verschwindet, d. h. der zeitliche Versatz in die Größenordnung der Synchronbreite kommt, ist in den beiden FM/FM-Kanälen, abhängig vom Offset, eine Verminderung der Störung zu erwarten (**Bild 10**).

Daraus läßt sich ableiten, daß der Regelfall einer Offsetstörung den vorgenommenen Laborversuchen entspricht.

8.4. Der Tonstörabstand in Verbindung mit den Offsetkurven

Die Planung von FS-Sendernetzen basiert auf den Schutzabstandskurven für das Fernsehbild [8, 9]. Im **Bild 11** ist nun der Tonstörabstand bei troposphärischer Störung (Bezugsstörung 30 dB bei 10417 Hz), Normaloffset (Trägerkonstanz ±500 Hz) und Bewertung nach CCITT über dem Versatz aufgetragen. Bei gleicher Bildqualität hängt die Tonempfangsqualität in erheblichem Maße vom Offset ab. Sie ist beim FM/FM-Multiplexsystem im zweiten Kanal teilweise unerträglich beeinträchtigt. Bei Präzisionsoffset sind sogar noch weit geringere Störabstände meßbar.

Für das Zweiträgerverfahren gilt wiederum die Kurve K1 (+ 2 dB).

Tabelle 1 zeigt die bei den üblichen Offsetlagen zu erwartenden gerundeten NF-Geräuschspannungswerte passend zu den Gleichkanalschutzabstandskurven nach CCIR bei Differenzträgerdemodulation für das FM/FM-Multiplexverfahren (K1 + K2) und

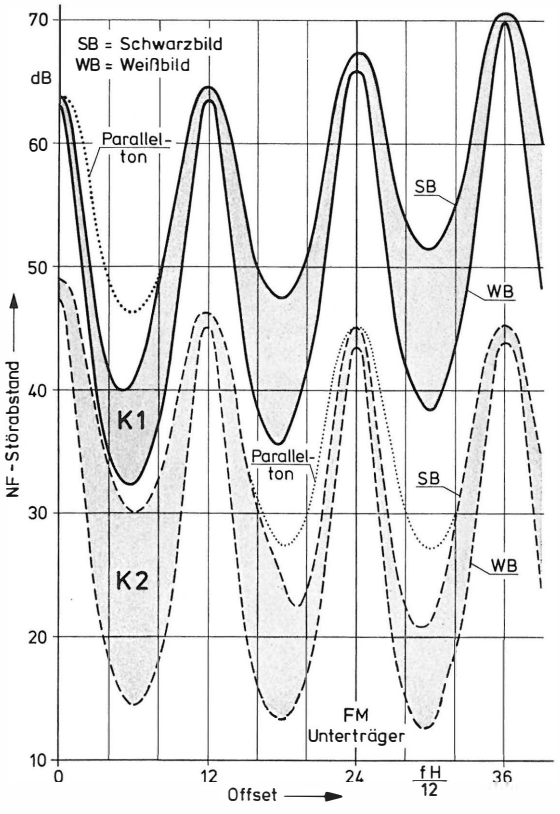


Bild 11

NF-Störabstandskurven als Funktion der Offsetfrequenz bei Intercarrier- und Paralleltonempfang

Bildmodulation des Nutz- und Störsenders: Schwarz- bzw. Weißbild
RF-Störabstand abhängig vom Offset, so daß die Beeinträchtigung der Bildqualität (Qualität 3) derjenigen bei der Bezugsstörung (Normaloffset, troposphärische Ausbreitung) entspricht
Modulation des Nutztonsenders: unmoduliert
Modulation des Störtonsenders: farbiges Rauschen
NF-Störabstände beim FM/FM-Multiplexverfahren
Zweikanalbetrieb: K1 für Kanal 1, K2 für Kanal 2
Stereobetrieb: K2 für das Multiplexsignal
Zweiträgerverfahren bei Zweikanalbetrieb:
K1 + 2 dB für beide Kanäle
Bewertung der Tonstörung nach CCITT

mit Bewertung nach CCITT	Offset		Weißbild 1/3	2/3	4/3	5/3	Schwarzbild 1/3	2/3	4/3	5/3
Normaloffset	Trop. (30 dB)	K1	35	37	38	41	41	49	50	51
		K2	18	17	16	16	33	33	31	24
	Dauer (40 dB)	K1	45	47	48	51	51	59	60	>60
		K2	28	27	26	26	43	43	41	34
	Erkennbarkeit (50 dB)	K1	55	57	58	>60	>60	>60	>60	>60
		K2	38	37	36	36	53	53	51	44
Präzisionsoffset	Trop. (22 dB)	K1	27	29	30	33	33	41	42	43
		K2	10	9	8	8	25	35	23	16
	Dauer (27 dB)	K1	32	34	35	38	38	46	47	48
		K2	15	14	13	13	30	30	28	21
	Erkennbarkeit (36 dB)	K1	41	43	44	47	47	55	56	57
		K2	24	23	22	22	39	39	37	30

Tabelle 1

Tonstörabstandswerte zu den Gleichkanalschutzabstandskurven nach CCIR bei den üblichen Offsetlagen für das FM/FM-Multiplexverfahren bei Intercarrierdemodulation

Offset	Weißbild 1/3	2/3	4/3	5/3	Schwarzbild 1/3	2/3	4/3	5/3
K1	35	37	38	41	41	49	50	51
K2	18	17	16	16	33	33	31	24
Unterschied	17	20	22	25	8	16	19	27

Tabelle 2

Störabstandswerte für das FM/FM-Multiplexverfahren bei 30 dB RF-Störabstand mit Bewertung nach CCITT bei den üblichen Offsetlagen

das Zweiträgerverfahren (K1 + 2 dB), bezogen auf die Bewertungskurve nach CCITT. Mit der neueren Bewertungskurve nach CCIR sind die Werte um ca. 6 dB schlechter!

9. Schlußfolgerungen

Beim Vergleich der beiden Zweitonübertragungsverfahren zeigt sich, daß bereits ohne Vorhandensein einer RF-Störung das FM/FM-Multiplexverfahren in einem Kanal einen um ca. 10 dB geringeren Störabstand (Bewertung nach CCITT) aufweist, während beim Zweiträgerverfahren beide Kanäle den gleichen Störabstand zeigen.

Unter Einfluß des Offsetbetriebes ist der Unterschied teilweise erheblich größer, wie aus **Tabelle 2** bei den üblichen Offsetlagen hervorgeht.

Legt man einen möglichen Präzisionsoffset zugrunde, so würde ein RF-Störabstand von 30 dB, bei den in **Tabelle 2** genannten Offsetlagen, im Bild an der Sichtbarkeitsgrenze liegen und gleichzeitig der Tonstörabstand im zweiten Kanal beim FM/FM-Multiplexverfahren schon unzumutbare Werte annehmen. Im Extremfall sind bei troposphärischer Störung Tonstörabstandswerte bis zu 8 dB (Bewertung nach CCITT) bzw. bis zu 2 dB (Bewertung nach CCIR) möglich. Aus dieser Sicht muß das FM/FM-Multiplexverfahren ausscheiden.

Bei Stereoübertragung ist jedoch beim Zweiträgerverfahren nach der üblichen Dematrizierung infolge korrelierter Störungen ein unterschiedlicher Störabstand zwischen linkem und rechtem Kanal möglich, während sich beim FM/FM-Multiplexverfahren gleiche, aber insgesamt unzumutbare Werte ergeben. Diese Tendenz zeigen bei Anwendung auf das Fernsehen alle bekannten Multiplexverfahren, so auch das Pilottonverfahren.

Somit ist auch aus dieser Sicht das Zweiträgerverfahren vorteilhafter.

Unter Einbeziehung der Parameter, die der Wellenplanung zugrunde liegen, kann man deshalb nur den Schluß ziehen, daß das FM/FM-Multiplexverfahren für den Fernsehbetrieb nicht empfohlen werden kann.

SCHRIFTTUM

[1] Dinsel, S.: Übertragung eines zweiten Tonkanals beim Fernsehen. Rundfunktechn. Mitt. **11** (1967), S. 108 bis 113.

[2] Dietz, U.; Dinsel, S.; Oberndorfer, R.: Vergleichende Ausbreitungsmessungen im Fernsehbereich mit dem Zwei-Tonträger-Verfahren und dem FM/FM-Multiplexverfahren. Rundfunktechn. Mitt. **17** (1973), S. 175 bis 182.

[3] Aigner, M.: Der Einfluß des Offsetbetriebes von Fernsehsendern auf den Tonstörabstand. Rundfunktechn. Mitt. **16** (1972), S. 22 bis 32.

[4] CCIR: Measurement of audio-frequency noise in broadcasting, in sound-recording systems and on sound programme circuits. Rec. 468-1, XIIIth Plenary Assembly, Geneva 1974, Vol. X, pp. 202 bis 204. Hrsg. v. d. UIT, Genf 1975.

[5] IRT: Übertragungstechnische Bedingungen für die Fernsehsender der Frequenzbereiche I, III, IV und V mit Leistungen ab 1 kW. Technische Pflichtenhefte der öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten der Bundesrepublik Deutschland, Pflichtenheft Nr. 5/2.1, Ausg. Nr. 1, Jan. 1972. Hrsg. v. Institut für Rundfunktechnik, München.

[6] CCIR: Amplitude-modulation sound broadcasting — Objective two-signal methods for the determination of radio-frequency protection ratios. Rep. 399-2. XIIIth Plenary Assembly, Geneva 1974, Vol. X, pp. 36-44. Hrsg. v. d. UIT, Genf 1975.

[7] CCITT: Psophometers. (Apparatus for the objective measurement of circuit noise). Rec. P. 53, Green Book, Vol. V, 1972. Hrsg. v. d. UIT, Genf.

[8] Aigner, M.; Hopf, H.: Schutzabstände für den Gleichkanalbetrieb von Fernsehsendern bei Modulation mit PAL-Farbfernsehsignalen. Rundfunktechn. Mitt. **13** (1969), S. 284 bis 297.

[9] UER: Television co-channel interference-protection ratio for five-thirds line frequency precision offset of carriers with moving pictures. Com. T(K)149, eingereicht v. BBC. Hrsg. v. Techn. Zentrale UER, Brüssel 1968. Identisch mit: Rep. No. RA-20 1968/21, BBC Research Department, London 1968.

CCIR: Ratio of wanted-to-unwanted signal for color television. Rep. 306-2, XIIIth Plenary Assembly, Geneva 1974, Vol. XI, pp. 100-109. Hrsg. v. d. UIT, Genf 1975.

Dinsel, S.: Zweiter Ton zum Fernsehbild. Übertragungsverfahren für weitere Tonkanäle. radio mentor **6** (1969), S. 415—418.

CCIR: Transmission of two or more sound or information channels in television. Sound channels. Rep. 403-2. XIIIth Plenary Assembly, Geneva 1974, Vol. X, pp. 126—132. Hrsg. v. d. UIT, Genf 1975.

Berglund, R.; Mäkitalo, Ö.: Stereophonic broadcasting. Tele, Engl. ed. (Information from the Swedish Telecommunication Administration), 19 (1967), H. 1, S. 21—28.

Ando, H.: Multiplex TV sound transmission. Japan Electronic Engineering, H. 35 (Okt. 1969), S. 26—30.

Yamane, S.; Fujii, Y: Simultaneous transmission of two sound channels in television. Nippon Hoso Kyokai Laboratories Note Nr. 109, Tokio März 1967.

Numaguchi, Y.; Ikeda, Y.; Akiyama, O.: Simultaneous transmission of two television sound channels. Nippon Hoso Kyokai Laboratories Note Nr. 132, Tokio Febr. 1970.

Rösnes, Th.: Ein Verfahren zur Zweiprogramm-Übertragung — Das Berglund-Stereosystem. Funkschau **38** (1966), S. 477—478.

WISSENSCHAFTLICHE GRUNDLAGEN DER KOPFBEZOGENEN STEREOFONIE

BERICHT ÜBER DAS VORKOLLOQUIUM ZUR DAGA '78 IN BOCHUM, 13. MÄRZ 1978

J. BLAUERT, V. MELLERT, H.-J. PLATTE, P. LAWS,
H. HUDDE, P. SCHERER, T. POULSEN, D. GOTTLOB, G. PLENGE

1. VORBEMERKUNG

Es ist üblich, die elektroakustischen Wiedergabeverfahren nach der Art der räumlichen Zuordnung von Zuhörern und Schallquellen wie folgt zu unterteilen:

Raumbezogene Wiedergabe liegt vor, wenn die Zuhörer während des Abhörens ihre Position gegenüber den Schallquellen willkürlich verändern können. Dieser Fall ist üblicherweise bei Wiedergabe über Lautsprecher gegeben.

Kopfbezogene Wiedergabe ist realisiert, wenn die Köpfe der Zuhörer beim Abhören, bezogen auf die Positionen der Schallquellen, fixiert sind. Dies ist bei Verwendung von Kopfhörern regelmäßig gegeben. In experimentellen Situationen kommt kopfbezogene Wiedergabe auch beim Abhören über Lautsprecher vor.

Kopfbezogene Wiedergabeverfahren mit zwei getrennten Wiedergabekanälen (sog. kopfbezogene Stereofonie) sind in der vergangenen Dekade intensiv erforscht und erprobt worden, da sich mit ihnen eine bisher auf andere Weise nicht erreichbare Originaltreue der Übertragung erzielen läßt. Dies gilt besonders dann, wenn die Mikrofone auf der Aufnahmeseite der Übertragungskette an einem natürlichen Kopf oder in einem sog. Kunstkopf angebracht sind, welcher eine Simulation eines natürlichen Kopfes in akustischer Hinsicht darstellt.

Die kopfbezogene Stereofonie mit Verwendung von Kunstköpfen und ähnlichen Aufnahmeanordnungen stellt heute im Bereich der wissenschaftlichen Forschung die Standardmethode dar, die man immer dann anwendet, wenn eine möglichst originalgetreue elektroakustische Übertragung benötigt wird (siehe Abschnitt **8.**).

Im Bereich der Konsumelektronik hat sich die Kunstkopfstereofonie trotz hoffnungsvoller Ansätze bisher nicht voll durchgesetzt. Dies liegt offenbar weniger daran, daß die kommerziell am häufigsten verwendeten Kunstkopfsysteme einige störende Übertragungsfehler zeigen, z. B. Vorne-Hinten-Vertauschungen, unnatürliche Erhebung (Elevation) der Hörereignisse, ungenaue Seitenwinkeldarstellung nahe der Medianebene und Im-Kopf-Lokalisiertheit. Der Hauptgrund ist vielmehr, daß die Kunstkopfstereofonie mit der üblichen raumbezogenen Stereofonie noch nicht genügend vereinbar (kompatibel) ist (vergleiche Abschnitt **9.**). Es ist nämlich erforderlich, daß sich Programme, die für Kopfhörerwiedergabe produziert wurden, auch beim üblichen Abhören über Lautsprecher zumindest akzeptabel anhören.

Leider hat sich die wissenschaftliche Forschung dem kommerziell so bedeutsamen Problem der Kompatibilität noch kaum zugewandt. Hauptziel der meisten einschlägigen Untersuchungen ist es vielmehr, die Originaltreue kopfbezogener Übertragungen weiter zu verbessern, d. h. noch bestehende Übertragungsfehler zu vermindern.

Man mag sich fragen, ob eine weitere Steigerung der Originaltreue überhaupt ein Ziel von kommerzieller Relevanz ist, da die heute üblichen kommerziellen Produktionen zumeist nicht auf Originaltreue im Sinne der Schaffung des Abbildes eines „akustischen Originals" abgestellt sind. Als Produkt wird vielmehr fast ausnahmslos ein eigenständiges „(elektro-)akustisches Original" angestrebt.

Vermutlich wird es allerdings so sein, daß ein System, welches im Produktionsprozeß optimale Manipulierbarkeit der räumlichen Konstellation der Hörereignisse ermöglicht, auf den gleichen oder sehr ähnlichen Prinzipien beruhen wird wie ein System, welches Hörereignisse aus beliebigen Richtungen und Entfernungen originalgetreu übertragen kann.

Bei den Untersuchungen zur weiteren Verbesserung der Originaltreue der Übertragung lassen sich drei unterschiedliche Vorgehensweisen erkennen:

Methode A:

Elemente von Kunstkopfübertragungssystemen werden in unterschiedlichen Kombinationen durch Hörversuche mit dem Ziel getestet, aus verfügbaren Komponenten ein möglichst brauchbares System zusammenzustellen.

„Probieren" ist im Bereich der Ingenieurwissenschaften eine legitime Methode, die oftmals zu beachtlichen Fortschritten unter Vermeidung langwieriger Grundlagenforschung führt. Die Abschnitte **7.** und (teilweise) **6.** sind unter Methode A einzureihen.

Methode B:

Es wird versucht, diejenigen Merkmale der Ohrsignale zu finden, die mit den räumlichen Merkmalen der Hörereignisse (Richtung, Entfernung, Ausdehnung) hoch korreliert sind.

Da die bei Kunstkopfsystemen heute noch auftretenden Übertragungsfehler vorwiegend Fehler bei der räumlichen Übertragung sind, könnte die Methode B bei Erfolg wichtige Hinweise zur Beseitigung dieser Übertragungsfehler liefern. Auf diesem Kolloquium wurden allerdings außer einigen Vermutungen (z. B. in Abschnitt **3.** und Abschnitt **6.**) keine Ergebnisse mitgeteilt, die mit Hilfe von Methode B gewonnen wurden. Dies mag darauf zurückzuführen sein, daß diese Methode aufwendige psychometrische Untersuchungen mit vielen Versuchspersonen erfordert.

Methode C:

Man bemüht sich, dem Zuhörer solche Ohrsignale darzubieten, die eine möglichst genaue Reproduktion der Ohrsignale darstellen, die am Aufnahmeort zum Aufnahmezeitpunkt herrschten.

Dies ist sozusagen die „physikalistische" Methode. Kenntnisse über psychoakustische Zusammenhänge werden nur insoweit verwendet, als von der Annahme ausgegangen wird, daß bei einer genauen Reproduktion der Ohrsignale auch die Hörereignisse genau übertragen werden.

Obwohl die Richtigkeit dieser Annahme inzwischen weitgehend bestätigt ist, muß doch bezweifelt werden, daß sie zu der optimalen technischen Lösung führt. Es ist vielmehr zu vermuten, daß man einfachere und besser justierbare Systeme entwerfen könnte, wenn man sich

auf die genaue Reproduktion psychoakustisch relevanter Parameter der Ohrsignale beschränkte. Man bedenke, daß beim natürlichen Hören die Parameter eines von einer Schallquelle abgestrahlten Breitbandsignals in weiten Grenzen variiert werden können, ohne daß sich die Hörereignisrichtung und -ausdehnung wesentlich ändert.

Mit der Aufgabe, eine möglichst genaue Reproduktion der Ohrsignale herzustellen, befassen sich die Abschnitte **2.**, **3.**, **4.** und **5.** Viel Arbeit wird zur Zeit darauf verwandt, Meßwerte über die Trommelfellimpedanzen und die Gehörgang-Querschnittsfunktionen natürlicher Köpfe zu gewinnen. Diese Daten, für die übrigens auch ein starkes Interesse im Bereich der medizinischen Diagnostik besteht, sollen dann dazu verwendet werden, die Außenohrnachbildung von Kunstköpfen zu verbessern.

Es herrscht in den meisten Forschungsgruppen nach wie vor die Meinung vor, daß die möglichst genaue Nachbildung eines natürlichen Kopfes in akustischer Hinsicht das erfolgversprechendste Entwurfsprinzip für Kunstköpfe ist. Dem Verfasser erscheint es lohnenswert, auch hierbei einmal über Alternativen nachzudenken.

Genaue Reproduktion der Ohrsignale erfordert, daß das Gesamtsystem (z. B. Kunstkopf, Übertragungs- und Speichereinrichtung, Kopfhörer auf dem Außenohr des Zuhörers) geeignet entzerrt werden muß. Daß diese Entzerrung nicht nur auf den verwendeten Kunstkopf, sondern auch auf den verwendeten Kopfhörertyp speziell abgestimmt werden muß, ist inzwischen bekannt. Es ist deshalb dringend erforderlich, einen Standardkopfhörer für Kunstkopfstereofonie zu normen!

Benutzt man die gleiche Entzerrereinstellung für ein Kollektiv von Versuchspersonen, so stellt man fest, daß bei etwa dreißig und mehr Prozent der Versuchspersonen Übertragungsfehler wie z. B. Vorne-Hinten-Vertauschung und Im-Kopf-Lokalisiertheit auftreten. Diese Fehler lassen sich nur dadurch vermeiden, daß man eine Individualanpassung des kopfbezogenen Übertragungssystems vornimmt.

Bei kommerziellen Anwendungen der Kunstkopfstereofonie ist es nicht möglich, die Aufnahmeanordnung, d. h. den Kunstkopf, individuell anzupassen. Es muß der gleiche Kunstkopf für alle Zuhörer verwendet werden. Alle Individualanpassungsmaßnahmen müssen deshalb auf der Wiedergabeseite vorgenommen werden. Bisher ist noch kaum untersucht worden, welche wirksamen Möglichkeiten für individuelle Anpassungsmaßnahmen auf der Wiedergabeseite überhaupt bestehen, obwohl diese Frage für den Einsatz der Kunstkopfstereofonie in der Konsumelektronik durchaus wichtig ist.

Es bleibt festzustellen, daß an der Weiterentwicklung der kopfbezogenen Stereofonie an mehreren Stellen fleißig gearbeitet wird. Einige wesentliche Probleme, die den breiten Einsatz dieser Technik zur Zeit noch hemmen, sind allerdings noch nicht recht in Angriff genommen worden. Dieser Kolloquiumsbericht möge in dieser Hinsicht Anregungen geben!

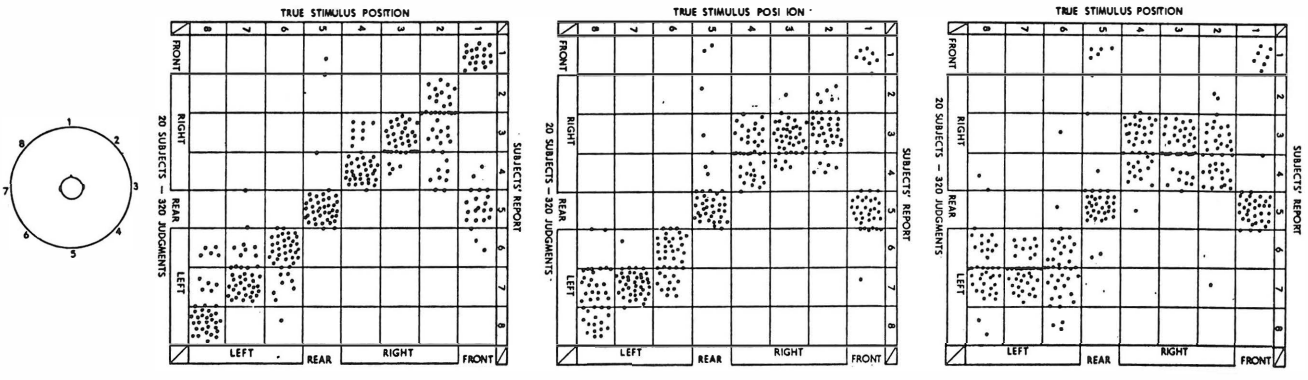
Jens Blauert
Lehrstuhl für Allgemeine Elektrotechnik
und Elektroakustik, Ruhr-Universität Bochum

2. DIE MIKROFONANORDNUNG BEIM KUNSTKOPFBAU

Der folgende Beitrag behandelt zwei Aspekte bei der Konstruktion von akustischen Kopfnachbildungen:

1. den Einfluß der Ohrmuschel und der Mikrofonanordnung bei der Vorne-Hinten-Unterscheidung,
2. den Einfluß der Mikrofonimpedanz bei der Richtungswiedergabe über eine Kopfnachbildung.

Um eine Abschätzung über den Einfluß der Ohrmuschel zu erhalten, soll zunächst auf eine Untersuchung von FREEDMAN und FISHER [1] verwiesen werden, die unter Bedingungen die Richtungswahrnehmung geprüft haben, die einem Hören über eine Kopfnachbildung recht ähnlich sind: In der Untersuchung wird über Hörversuche mit vollständig unbeweglichem Kopf und unterdrückter visueller Orientierung berichtet. Die Ergebnisse der Richtungswahrnehmung von 20 Versuchspersonen für Rauschimpulse aus der Horizontalebene sind in **Bild 1a** dargestellt. Der Einfluß der Ohrmuschel wurde untersucht, indem eine künstliche Ohrmuschel aufgesetzt wurde (**Bild 1b**) und indem mittels plastischer Masse die Ohrmuschel einmodelliert wurde (**Bild 1c**). Man erkennt neben der zunehmenden Verschlechterung in der Auflösung seitlicher Schalleinfallsrichtungen auch eine Verringerung der Vorne-Hinten-Unterscheidbarkeit um mehr als die Hälfte. Bemerkenswert bei diesen Ergebnissen ist, daß mit künstlicher bzw. ohne Ohrmuschel immer noch eine teilweise Vorne-Hinten-Unterscheidung erfolgt. Das Resultat steht in Einklang mit den Befunden von BLAUERT [2], der nachwies, daß bei unbeweglichem Kopf die spektrale Zusammensetzung der Ohrsignale zur Lokalisation von Schallquellen aus der Medianebene benutzt wird („richtungsbestimmende Bänder"). So liegt z. B. ein „Hinten"-Band im Spektralbereich um 1,3 kHz – man stellt hier eine relative Absenkung der Schalldruck-



a) natürliche Wahrnehmung (vorne gehört: 50 %)
b) mit künstlicher Ohrmuschel (vorne gehört: 26 %)
c) „ohne" Ohrmuschel (vorne gehört: 22 %)

Bild 1

Richtungswahrnehmung nach [1] mit fest eingespanntem Kopf für 8 Schalleinfallsrichtungen aus der Horizontalebene

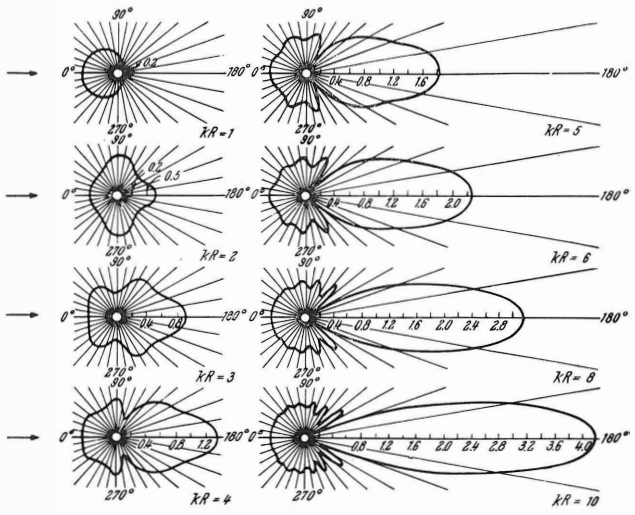


Bild 2

Winkelabhängigkeit des Reflexionsfaktors einer schallharten Kugel (zitiert nach [3])

Für 2R = 17,5 cm entsprechen die Bilder Vielfachen einer Frequenz von ca. 600 Hz

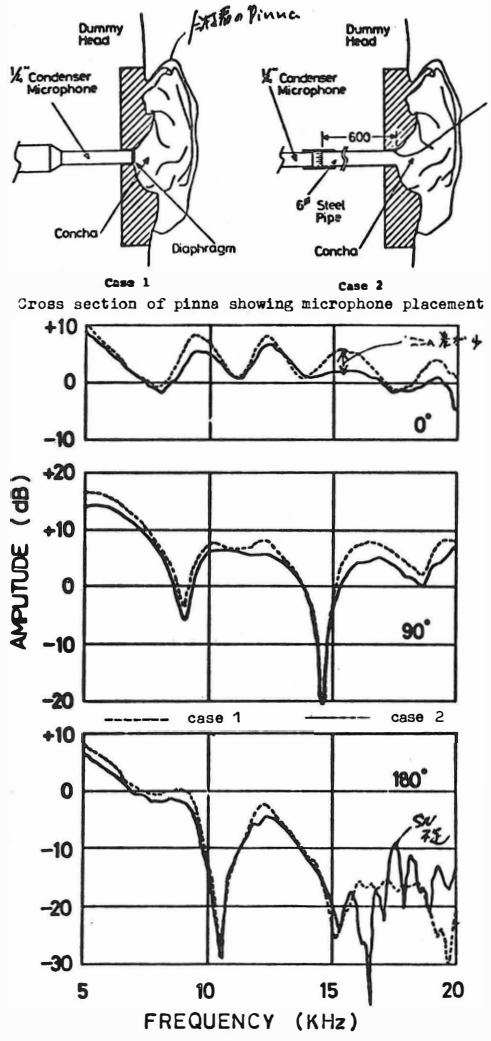


Bild 3

Mit Kondensator- und Sondenmikrofon gemessener Ohr-Frequenzgang einer Kopfnachbildung, zitiert nach [7]

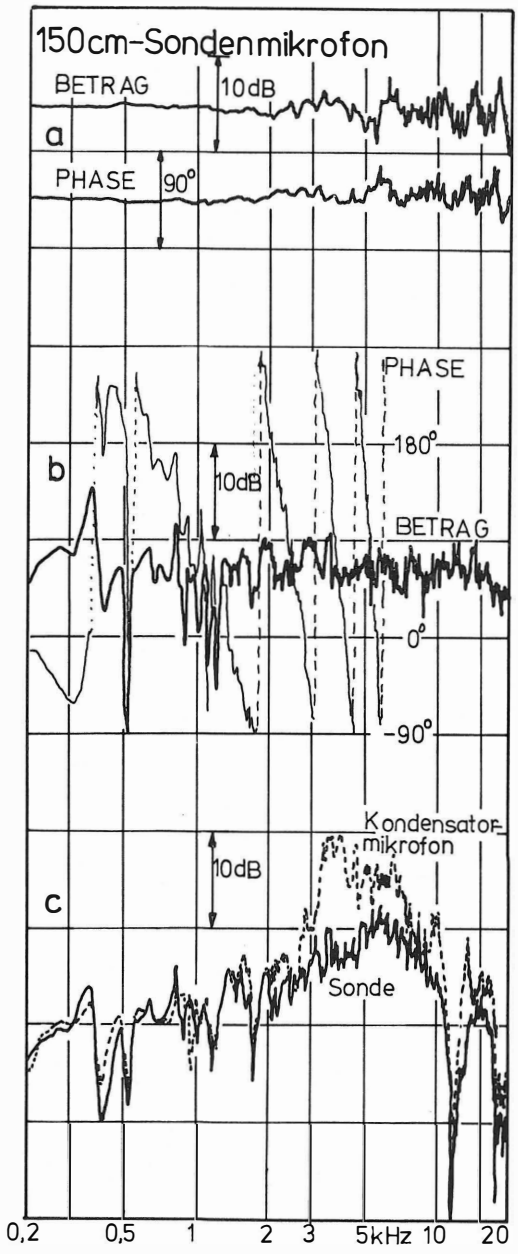


Bild 4

Mit Kondensator- und Sondenmikrofon gemessene Übertragungsfunktion vom freien Schallfeld zum Ohrkanaleingang

a) Frequenzgang des 150-cm-Sondenmikrofons (Kompensationsmethode)

b) Übertragungsfunktion vom Bezugspunkt für das freie Schallfeld zum 40 cm entfernten Meßpunkt

c) Übertragungsfunktion vom freien Schallfeld zum 40 cm entfernten Ohrkanaleingang, seitliche Schalleinfallsrichtung; gestrichelt: Messung mit 1/4"-Kondensatormikrofon 3 mm tief im Ohrkanal, Anordnung wie in **Bild 3**
durchgezogen: Messung mit 150-cm-Sondenmikrofon, Anordnung wie in **Bild 3**

pegel von etwa 3 dB am Trommelfell fest für von vorne einfallenden Schall, bezogen auf rückwärtig einfallenden (BLAUERT [2]). Verglichen mit der Wellenlänge im betrachteten Spektralbereich (ca. 25 cm) sind die Abmessungen der Ohrmuschel klein, ihr Beugungsbeitrag zur Vorne-Hinten-Unterscheidung spielt hier noch keine Rolle. Hingegen werden am Kopf insgesamt beträchtliche Beugungserscheinungen meßbar (z. B. [3]), worauf BLAUERT ebenfalls hinwies. Als Beispiel sei in **Bild 2** die

Winkelabhängigkeit des Reflexionsfaktors aus [3] zitiert (vgl. auch [2], Bild 42).

Wie aus dem **Bild 2** zu ersehen ist, machen sich die Beugungserscheinungen im Schallfeld an der Oberfläche der Kugel wesentlich im rückwärtigen Sektor der Kugel (d. h. jenseits ± 90°) bemerkbar. Für die hier in Betracht kommenden Abmessungen der Kugel beginnt etwa ab 1 kHz der Reflexionsfaktor merkliche Werte anzunehmen. Die Interferenz der reflektierten mit der einfallenden Welle führt u. a. zu den in [2] berichteten Pegeldifferenzen um 1,3 kHz. Diese zur Vorne-Hinten-Unterscheidung wichtigen spektralen Signaländerungen würden nicht wahrgenommen werden, wenn sich die Ohren in der Vorne-Hinten-Symmetrieebene unter ± 90° am Kopf befänden. Erst die Anordnung unter mehr als ± 100° ermöglicht eine Informationsaufnahme zur Vorne-Hinten-Unterscheidung. Für die Anordnung der Kunstkopf-Ohrmikrofone folgt daraus, daß eine entsprechende optimale Lage der Ohröffnung zur Verbesserung der Vorne-Hinten-Unterscheidung beiträgt. Über Hörversuche mit einem in dieser Hinsicht etwas optimierten Kopf mit besserer Vorne-Hinten-Unterscheidungsmöglichkeit wurde berichtet [4]. Erste Messungen zeigen, daß die tatsächliche ellipsoide Kopfform zu noch stärkeren Beugungserscheinungen im Winkelbereich ab etwa ± 110° führt als dies aus **Bild 2** hervorgeht [5]. Insbesondere treten hier genau im Bereich des BLAUERTschen „Hinten"-Bandes um 1,3 kHz starke Pegeländerungen auf, die zur Unterscheidung vorderer und rückwärtiger Schalleinfallsrichtungen beitragen.

Bei der akustischen Entzerrung des Frequenzganges der Ohrmikrofone in Kopfnachbildungen stellt sich das Problem, die natürliche richtungsabhängige Ankopplung des freien Schallfeldes an das Ohr nicht zu zerstören [6]. Es liegen widersprüchliche Ergebnisse über den Einfluß der Mikrofonimpedanz auf die richtungsabhängige Übertragung vor. So zeigen Messungen [7] keine bemerkenswerten Unterschiede in der Richtcharakteristik einer Kopfnachbildung, die einmal mit einem für den betrachteten Frequenzbereich schallweichen Sondenmikrofon, zum anderen mit einem im wesentlichen schallharten Kondensatormikrofon direkt am Ohrkanaleingang gemessen wurde. Die Anordnung und die Ergebnisse sind in **Bild 3** zitiert. Eine entsprechende eigene Messung mit einem gut kompensierten, 150 cm langen Sondenmikrofon zeigt dagegen in **Bild 4** einen deutlichen Einfluß der Mikrofonimpedanz auf die Übertragungsfunktion vom freien Schallfeld bis zum Ohrkanaleingang. Das Sondenmikrofon ist ab 600 Hz praktisch schallweich in der Sondenöffnung, die Sonde zeigt immer mehr als 20 dB Störabstand. Wie von LAWS auf der DAGA '78 berichtet wurde, zeigen seine Messungen ebenfalls eine deutliche Veränderung der Richtcharakteristik durch eine geänderte Mikrofonimpedanz. Offen bleibt aber noch die Frage, inwieweit auch die Richtungsinformation im Spektrum der Ohrsignale durch die Mikrofonimpedanz beeinflußt wird. Bislang ohne Berücksichtigung dieses Problems wurde die Impedanz der Ohrmikrofone in dem Kopf [4] so verändert, daß eine Glättung des Frequenzgangs für vordere Schalleinfallsrichtungen eintrat. Die Richtungshörversuche zeigten gute Ergebnisse [4]. Die Klärung der angeschnittenen Fragen bleibt weiteren Untersuchungen vorbehalten.

Volker Mellert
Lehrstuhl für Allgemeine Elektrotechnik
und Elektroakustik, Universität Oldenburg

SCHRIFTTUM

[1] Freedman, S. J.; Fisher, H. G.: The role of the pinna in auditory localization. The neuropsychology of spatially oriented behaviour, S. Freedman Ed., The Dorsay Press. Homewood Ill. (1968).

[2] Blauert, J.: Räumliches Hören, Kap. 2.3.1. S. Hirzel Verlag, Stuttgart (1974).

[3] Skudrzyk, E.: The foundations of acoustics, Kap. 2.0.9. Springer Verlag, Wien, New York (1971).

[4] Weber, R.; Mellert, V.: Ein Kunstkopf mit „ebenem" Frequenzgang. DAGA '78, VDE-Verlag 1978, S. 645.

[5] Mellert, V.; Weber, R.: An artificial head with corrected frequency response for frontal sound incidence. Vortrag auf der FASE 78, Warschau (1978).

[6] Laws, P.; Blauert, J.; Platte, H.-J.: Anmerkungen zur stereofonen kopfbezogenen Übertragungstechnik. Acustica 36 (1976/77), S. 45.

[7] Morimoto, M.; Ando, Y.; Maekawa, Z.: A note on head-related transfer function. Meeting of the Acoust. Soc. of Japan, Oct. 1975.

3. PROBLEME BEI MESSUNG UND NACHBILDUNG VON AUSSENOHRÜBERTRAGUNGSFUNKTIONEN

3.1. Einleitung

In den letzten Jahren sind viele Anstrengungen unternommen worden mit dem Ziel, unter bestimmten Abhörbedingungen (Kopfhörer oder verschiedene Lautsprecheranordnungen) Hörereignisse beim Zuhörer zu generieren, deren Eigenschaften für die jeweilige Abhörbedingung untypisch sind. Die diesbezüglichen Arbeiten lassen sich einteilen in:

a) Verfahren zur Vermeidung der Im-Kopf-Lokalisiertheit von Hörereignissen bei Wiedergabe von mono-, stereo- oder quadrofonem Programm über Kopfhörer, z. B. [1–4].

b) Verfahren zur Wiedergabe von Kunstkopfsignalen über verschiedene Lautsprecheranordnungen, z. B. [5–7].

c) Verfahren zur Gewinnung von Ohrsignalen und zu deren Reproduktion über Kopfhörer, z. B. [8–10].

Allen genannten Arbeiten liegt die Aufgabe zugrunde, bestimmte Strukturen von Außenohrübertragungsfunktionen mit akustischen, elektroakustischen und elektronischen Mitteln nachzubilden. Nach Ansicht des Verfassers ist diese Aufgabe trotz vieler diesbezüglicher Arbeiten derzeit noch nicht vollständig gelöst, und zwar weder in Bezug auf den Kunstkopf noch in Bezug auf andersartige Nachbildungen von Außenohrübertragungsfunktionen. Kritik wird zwar im allgemeinen nur am Kunstkopf und nicht an den technischen Realisationen der Verfahren [1–7] geübt; diese Tatsache wird aber nicht zuletzt auf die ungünstigeren Ausgangsbedingungen der Kunstkopftechnik im Zusammenhang mit Kopfhörerwiedergabe zurückzuführen sein:

Denn von allen realisierten Systemen simulieren nur die Verfahren [8–10] den schwierigsten Beschallungsfall – eine Schallquelle in der Medianebene vor der unbewegten Versuchsperson im reflexionsarmen Raum – allein durch die Nachbildung der in diesem Fall wirksamen Außenohrübertragungsfunktionen. Es werden also bei der Wiedergabe keine zusätzlichen Effekte benutzt wie z. B.

Kopfdrehungen mit entsprechender Änderung monauraler und interauraler Merkmale [4–7]

Nachhall [3]

Schallquellen in Richtung des zu übertragenden Hörereignisses [5, 6].

3.2. Hörereigniseigenschaften bei „genauer Reproduktion von Ohrsignalen"

Mit dem in [17] beschriebenen Verfahren der genauen Reproduktion von Ohrsignalen wurde gezeigt, daß bei

genauer Übertragung von Ohrsignalen Hörereignisse weitgehend fehlerfrei übertragen werden [9, 11]. Trotzdem treten bei diesem Verfahren und bei einem weiteren Projekt des Verfassers [10], bei dem Außenohrübertragungsfunktionen mittels elektronischer Filter („Richtungsmischpult") nachgebildet werden, einige Effekte gerade bei Schalleinfall aus der Medianebene auf, deren schlüssige Erklärung noch aussteht. Qualitative Hörversuche mit vielen Versuchspersonen in zwei Testsituationen – einerseits Beschallung in reflexionsarmer Umgebung mit einem Lautsprecher in der Medianebene horizontal vor der Versuchsperson, andererseits Simulation dieser Beschallung durch Übertragung gemessener Ohrsignale [17] bzw. durch elektronische Erzeugung dieser Ohrsignale [10] – ergaben:

a) Die Hörereignisse bei der Simulation wurden oft als „nicht deutlich außerhalb des Kopfes vorne" beschrieben. Die Versuchspersonen gaben zwar an, daß das Hörereignis weder hinter dem Kopf, noch darüber, noch im Kopf lag; sie meinten aber, das Hörereignis in der Originalsituation als deutlicher außerhalb des Kopfes vorne beschreiben zu können.
b) Bei der Simulation trat das Hörereignis bei vielen Versuchspersonen unter einem größeren Elevationswinkel zur Horizontalebene auf als in der Originalsituation.
c) Bei der Simulation war die Hörereignisentfernung meist deutlich kleiner als in der Originalsituation und auch deutlich kleiner als bei Simulation einer geringen seitlichen Auslenkung der Schallquelle aus der Medianebene.
d) Bei der Simulation kleiner seitlicher Auslenkungen der Schallquelle aus der Medianebene traten größere seitliche Hörereignisauslenkungen auf als in der Originalsituation.

Zur Erklärung dieser Effekte bieten sich zunächst dieselben Argumente an, die noch vor kurzem die mangelhafte Vorne-Ortung bei allen bisherigen Kunstköpfen erklären sollten. Es sind dies

Optische Theorien

Drehtheorien

Knochenschalltheorien

Individuelles Hörvermögen.

Optischer Eindruck und Kopfdrehungen haben zwar nachweislich einen wesentlichen Einfluß auf die Hörereignisbildung [4, 19, 20], sie bilden aber keineswegs eine notwendige Voraussetzung für das Auftreten eines Hörereignisses in irgendeiner Richtung [11, 14].

Bei der Frage nach Einflüssen des Knochenschalls auf die Hörereignisbildung sind die Meinungen geteilt. Gerade in jüngster Zeit kommen diese Theorien im Zusammenhang mit der Kunstkopftechnik wieder ins Gespräch [12, 13]. Denn die Tatsache, daß bei der Kunstkopftechnik bislang keine Knochenschallanteile übertragen werden, könnte eine plausible Erklärung für Fehler bei der Übertragung von Hörereignissen liefern. Ob Knochenschallanteile aber im allgemeinen Fall eine wesentliche Rolle bei der Hörereignisbildung spielen, ist wegen der Schwierigkeiten, die Körperschallanregung und -übertragung meßtechnisch zu erfassen, noch nicht im letzten geklärt.

Einen unbestreitbar wesentlichen Einfluß auf die Hörereignisbildung hat das individuelle Hörvermögen. So zeigte z. B. eine noch unveröffentlichte Untersuchung des Verfassers mit der in [11] beschriebenen Testanordnung, daß bereits bei Hörstörungen mit geringem Hörverlust gravierende Lokalisationsfehler auftreten können. Beobachtet wurde häufig der Fall, daß Hörereignisse gegenüber der jeweiligen Schalleinfallsrichtung seitlich verschoben auftraten, und zwar stets in Richtung auf die Frontalebene. Bei einer Reihe von Versuchspersonen wurden Richtungsinversionen (Vorne-Hinten-Vertauschungen) bei einzelnen Schalleinfallsrichtungen außerhalb der Medianebene beobachtet. In wenigen Fällen war eine generelle Richtungsinversion zu verzeichnen, d. h. Hörereignisse traten entweder ausschließlich vor der Frontalebene oder ausschließlich hinter dieser auf.

Alle Faktoren, die entsprechend den optischen Theorien, den Drehtheorien, den Knochenschalltheorien und dem individuellen Hörvermögen Einfluß auf die Hörereignisbildung nehmen können, liefern nach Meinung des Verfassers keine zufriedenstellende Erklärung dafür, daß die eingangs erwähnten Unterschiede der Hörereigniseigenschaften zwischen der Originalsituation und der Simulation nur für Schallquellen nahe der Medianebene horizontal vor der Versuchsperson auftreten. Gerade für diese Fälle treten aber noch ungelöste Schwierigkeiten bei der Messung und Nachbildung von Außenohrübertragungsfunktionen auf, die sich als Ursache für obengenannte Effekte erweisen könnten.

3.3. Probleme bei der Messung von Außenohrübertragungsfunktionen

Bei der Messung von Außenohrübertragungsfunktionen treten unabhängig vom jeweils benutzten Meßverfahren verschiedene Schwierigkeiten auf. Sie betreffen

Justierung der Versuchsperson im Schallfeld

Justierung des Mikrofons im Ohrkanal

Mittelung von gemessenen Funktionen über mehrere Versuchspersonen

Frage nach der Symmetrie der beiden Außenohren.

Die Justierung der Versuchsperson im Schallfeld kann z. B. mit Hilfe von Loten im Meßraum erfolgen, die die Median- und Frontalebene der Versuchsperson aufspannen. Die Ungenauigkeit bei der Ausrichtung der Versuchsperson zum Lautsprecher muß dabei stets kleiner als die jeweilige Lokalisationsunschärfe sein. Das bedeutet bei Schalleinfall von vorne aus der Medianebene bez. der seitlichen Ausrichtung, daß zwei Fixpunkte am Kopf – z. B. die beiden Ohrkanaleingänge – um nicht mehr als ± 2 mm aus der durch die Lote aufgespannten Ebene ausweichen dürfen.

Im Ohrkanal existiert nur ein einziger Meßpunkt, der eine genau reproduzierbare geometrische Justierung des Mikrofons zuläßt. Dieser Meßpunkt – unmittelbar vor dem Trommelfell – erlaubt aber keine physikalisch relevante Messung von Außenohrübertragungsfunktionen [15]. Bei allen anderen Meßpunkten in einiger Entfernung vor dem Trommelfell kann zwar mit mechanischen und akustischen Mitteln eine gute Reproduzierbarkeit des Meßpunktes an jeder einzelnen Versuchsperson erreicht werden, Schwierigkeiten macht jedoch das Auffinden korrespondierender Meßpunkte an verschiedenen Versuchspersonen. Üblicherweise wird als Kriterium ein bestimmter Abstand vom Trommelfell bzw. vom Ohrkanaleingang gewählt. Wegen der individuellen Unterschiede in der Ohrkanalgeometrie und der Trommelfellimpedanz erscheint jedoch keines dieser Kriterien als uneingeschränkt physikalisch sinnvoll.

Die Tatsache starker individueller Unterschiede führt zwangsläufig zur Frage nach dem „richtigen" Mittelungsverfahren der an verschiedenen Versuchspersonen gemessenen Außenohrübertragungsfunktionen. Im wesentlichen sind zwei Verfahren gebräuchlich: Die direkte komplexe Mittelung (z. B. [14]) und die sog. Strukturmittelung [16]. Da sich zu jedem Verfahren Argumente und Gegenargumente anführen lassen, kann die Relevanz gemessener mittlerer Außenohrübertragungsfunktionen nach Meinung des Verfassers nur durch Hörversuche nachgewiesen werden, die zeigen, daß eine Nachbildung

der gemessenen Funktionen bei einer größeren Anzahl von Versuchspersonen tatsächlich zu den erwarteten Hörereigniseigenschaften führt.

Das letzte der obengenannten Probleme, die Frage nach der Symmetrie der Außenohren, betrifft im Grunde alle vorher erwähnten Punkte. Denn üblicherweise wird die geometrische Symmetrie von Kopf- und Außenohr sowohl bei der Justierung der Versuchsperson im Schallfeld als auch bei der Justierung der Sondenmikrofone in den Ohrkanälen vorausgesetzt. Die akustische Symmetrie der beiden Außenohren wird von den meisten Autoren ebenfalls vorausgesetzt, denn üblicherweise wird das Außenrohr durch die Übertragungsfunktionen nur eines Ohres oder durch die über beide Ohren gemittelten Funktionen charakterisiert.

Die aufgeführten Schwierigkeiten betreffen zwar die Messung von Außenohrübertragungsfunktionen im allgemeinen, sie werden jedoch – wie die Praxis zeigt – erst dann zu einem wirklichen Problem, wenn die Außenohrübertragungseigenschaften in Beschallungsfällen mit kleinen interauralen Pegel- oder Laufzeitdifferenzen gemessen werden sollen.

So gelang es dem Verfasser nicht, durch eigene Messungen die Hypothese der akustischen Symmetrie der Außenohren bez. der Medianebene zu stützen: Bei jeder Versuchsperson wurden bei Schalleinfall aus der Medianebene interaurale Pegeldifferenzen gemessen, die in verschiedenen Frequenzgruppen die Wahrnehmbarkeitsschwelle deutlich überschritten. Da keine überindividuelle Struktur auftrat, mittelten sich die interauralen Pegeldifferenzen über viele Versuchspersonen nahezu aus.

Ein zweites Experiment war mehr qualitativer Art: Mit einer ausgewählten Versuchsperson wurde versucht, durch kleine Änderungen der Sondenposition im Ohrkanal bzw. der Lautsprecherposition um die Medianebene vorn eine Konfiguration zu finden, bei der keine hörbaren interauralen Pegeldifferenzen auftraten. Das Mißlingen dieses langwierigen „Trial and Error"-Experimentes erlaubt zwar keine Aussage bez. der Frage der akustischen Symmetrie des Außenohres, es zeigt aber, daß bei allen bisherigen Hörversuchen (z. B. [11]) und bei den ersten Rundfunkproduktionen (RIAS 1977, WDR 1978) mit der „Anordnung zur genauen Reproduktion von Ohrsignalen" [17] zufällige interaurale Unterschiede bei Schalleinfall aus der Medianebene auftraten.

3.4. Probleme bei der Nachbildung von Außenohrübertragungsfunktionen

Derzeit sind drei prinzipiell unterschiedliche Verfahren der Nachbildung von Außenohrübertragungsfunktionen üblich:

1. Gewinnung von Ohrsignalen mittels elektronischer Filter,
2. Messung von Ohrsignalen an einem natürlichen Kopf,
3. Messung von Ohrsignalen an einem künstlichen Kopf.

Allen Verfahren gemeinsam ist das bereits vorher erwähnte Problem, daß noch keine gesicherten Meßwerte zur vollständigen Beschreibung des Außenohrübertragungsverhaltens vorliegen, und zwar gesichert in dem Sinn, daß die Nachbildung der gemessenen Funktionen bei der mittleren Versuchsperson zu vorhersagbaren Hörereigniseigenschaften führt. Nimmt man z. B. die bei [14] oder [16] angegebenen Funktionen als Sollwerte einer solchen Nachbildung an, so bleibt trotzdem noch eine Reihe von Detailfragen offen.

Es bleibt z. B. zu klären, wie genau die gemessenen Funktionen nachzubilden sind, inwieweit die gemittelten Außenohrübertragungsfunktionen bei der Nachbildung wieder individuell angepaßt werden müssen und ob die Symmetrie der Außenohren bez. der Medianebene vorausgesetzt werden darf.

Die erforderliche Genauigkeit der Nachbildung kann sicher nur mit aufwendigen Hörversuchen ermittelt werden.

Bei der Anpassung von Nachbildungen eines mittleren Außenohres an das individuelle Hörerohr erscheint aus [14] und [18] zumindest eine individuelle Einstellung der Leistungsbilanz in den richtungsbestimmenden Vorne-Hinten-Oben-Bändern notwendig. Eine solche Einstellung kann möglicherweise mit einem zusätzlichen Klangfilter im Verstärker und einem „Elevations-Regler" erfolgen.

Zur Frage nach der Symmetrie der Außenohren lassen einige Experimente des Verfassers erwarten, daß interaurale Pegel- und/oder Laufzeitdifferenzen bei der Nachbildung von Außenohrübertragungseigenschaften bez. der Medianebene vorteilhaft oder sogar notwendig sind. Mehrfach wurden mit der „Anordnung zur genauen Reproduktion von Ohrsignalen" [17] die Ohrsignale einer Versuchsperson aufgezeichnet, während diese im reflexionsarmen Raum mit einem vorne in der Medianebene befindlichen Lautsprecher beschallt wurde. Versuchspersonen, die einerseits beide aufgezeichneten Signale dichotisch, andererseits jedes einzelne Signal diotisch abhörten, gaben bei der dichotischen Wiedergabe überwiegend größere Hörereignisentfernungen an als bei der diotischen Wiedergabe. Unterschiede in der seitlichen Hörereignislenkung wurden nicht bemerkt.

Ein weiteres Ergebnis spricht gegen die Annahme der generellen Außenohrsymmetrie bez. der Medianebene: Am Richtungsmischpult nach [10] wurde die Umschaltung einer seitlichen Schallquellenauslenkung $+\varphi$ aus der Medianebene auf die gegensinnige Auslenkung $-\varphi$ durch Vertauschen der Zuordnung der Filterausgänge zu der linken bzw. rechten Kopfhörermuschel realisiert. Trotzdem werden die Hörereignisse in beiden Fällen sowohl hinsichtlich des Betrages ihrer seitlichen Auslenkung als auch hinsichtlich ihrer Entfernung deutlich unterschiedlich beurteilt.

Mit Klärung der aufgeführten Fragen wird die Nachbildung von Außenohrübertragungsfunktionen in elektronischen Filtern problemlos. Schwierig bleibt die Nachbildung vorgegebener Funktionen allerdings, wenn sie – wie bei den Verfahren unter 2. und 3. – auf akustischem Wege erfolgen soll.

Bei der Übertragung von Ohrsignalen an einem natürlichen Kopf beschränken sich die Probleme auf die Auswahl einer mittleren Versuchsperson und auf Fragen der Meß- und Übertragungstechnik, wie sie vorstehend und in [17] erläutert wurden. Die Konstruktion eines verbesserten Kunstkopfes hingegen erfordert neben Klärung einer ganzen Reihe von Detailfragen noch die Lösung grundsätzlicher Probleme, wie z. B. die Messung und Nachbildung der menschlichen Trommelfellimpedanz. Da diese Probleme an zahlreichen Stellen bearbeitet werden, wird sich hoffentlich bald ein konstruktiver Vorschlag für einen verbesserten Kunstkopf ergeben.

Hans-Joachim Platte
Institut für Elektrische Nachrichtentechnik
Technische Hochschule Aachen

SCHRIFTTUM

[1] Bauer, B. B.: Stereophonic earphones and binaural loudspeakers. J. Audio Eng. Soc. 9 (1961), p. 148.

[2] Blauert, J.; Laws, P.: Verfahren zur orts- und klanggetreuen Simulation von Lautsprecherbeschallungen mit Hilfe von Kopfhörern. Acustica 29 (1973), S. 273.

[3] Sakamoto, N.; Gotoh, T.; Kimura, Y.: On „Out-of-head localization" in headphone listening. J. Audio Eng. Soc. 24 (1976), p. 710.

[4] Boerger, G.; Laws, P.; Blauert, J.: Stereofone Kopfhörerwiedergabe mit Steuerung bestimmter Übertragungsfaktoren durch Kopfdrehungen. Acustica 39 (1978), S. 22.

[5] Damaske, P.; Mellert, V.: Ein Verfahren zur richtungstreuen Schallbildung des oberen Halbraumes über zwei Lautsprecher. Acustica 22 (1969/70), S. 153.

[6] Kürer, R.; Plenge, G.; Wilkens, H.: Wiedergabe von Kunstkopfsignalen über Lautsprecher. radio mentor electronic 39 (1973), S. 512.

[7] Inoue, T.: Lokalisierung von Schallereignissen — biphones/quadro-biphones Verfahren. Funkschau 49 (1977), S. 433.

[8] Kürer, R.; Plenge, G.; Wilkens, H.: Verfahren zur hörrichtigen Aufnahme und Wiedergabe von Schallereignissen und Vorrichtung zu seiner Durchführung. Auslegeschrift 19 27 401 vom 13. 1. 1977.

[9] Platte, H.-J.; Laws, P.: Die Vorne-Ortung bei der kopfbezogenen Stereofonie. radio mentor electronic 42 (1976), S. 97.

[10] Platte, H.-J.; Laws, P.: Technische Probleme beim Einsatz kopfbezogener stereofoner Übertragungsverfahren. Rundfunktechn. Mitt. 22 (1978), S. 22.

[11] Laws, P.; Platte, H.-J.: Spezielle Experimente zur kopfbezogenen Stereofonie. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '75 Braunschweig. Physik-Verlag GmbH, Weinheim 1975, S. 365.

[12] Lensing, J.: Anordnung zur Aufnahme und Wiedergabe kopfbezogen-stereofoner Informationen. Offenlegungsschrift 25 45 446.

[13] Scherer, P.: Vergleich zweier stereofonischer Übertragungstechniken mit dem natürlichen Hören in üblichen Aufnahmesituationen. Vortrag während der DAGA '78, Bochum. Erscheint in Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '78, Bochum.

[14] Blauert, J.: Räumliches Hören. Monografien der Nachrichtentechnik. S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1974.

[15] Schröter, J.: Die Störung der Schallausbreitung einer ebenen Welle im Rohr durch eine schräg eingespannte Membran. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '76, Heidelbeg. VDI-Verlag, Düsseldorf 1976, S. 633.

[16] Mehrgardt, S.; Mellert, V.: Transformation characteristics of the external human ear. J. Acoust. Soc. Am **61** (1977), p. 1567.

[17] Platte, H.-J.; Laws, P.; vom Hövel, H.: Anordnung zur genauen Reproduktion von Ohrsignalen. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '75, Braunschweig. Physik-Verlag GmbH, Weinheim 1975, S. 361.

[18] Bloom, P. J.: Creating source elevation illusions by spectral manipulation. J. Audio Eng. Soc. 25 (1977), p. 560.

[19] Blauert, J.: Ein Versuch zum Richtungshören bei gleichzeitiger optischer Stimulation. Acustica 23 (1970) S. 118.

[20] Wallach, H.: On sound localization. J. Acoust. Soc. Am. **10** (1939), p. 270.

4. MESSUNG UND NACHBILDUNG VON TROMMELFELLIMPEDANZEN

4.1. Einleitung

Verfahren zur Messung der menschlichen Trommelfellimpedanz und Anordnungen, die unter anderem die gemessenen Trommelfellimpedanzen nachbilden, sind in den letzten Jahren erneut Gegenstände interdisziplinärer Forschung geworden.

So stellt beispielsweise die Impedanzmessung im medizinischen Bereich zusammen mit zusätzlichen Diagnoseverfahren eine wesentliche Erweiterung der Differentialdiagnose von Mittelohr- und Tubenerkrankungen dar [1].

Unter physikalischem und nachrichtentechnischem Aspekt ist ein Verfahren zur genauen Messung der Trommelfellimpedanz nach Möglichkeit im gesamten wahrnehmbaren Frequenzbereich in mehrfacher Weise interessant:

Die Eigenschaften der Übertragungsstrecke vom Außenohr zu einem Punkt auf der Basilarmembran hängen wesentlich von den Eigenschaften des Trommelfells ab. Ferner beeinflußt das Trommelfell als Abschlußimpedanz des Gehörkanals bei der Wiedergabe über Fern-, Kopf- oder Kleinhörer die Übertragungseigenschaften (Dämpfungs- und Laufzeitverzerrungen) der Strecke „elektrischer Eingang des Wiedergabewandlers – Trommelfellbezugsebene". Hinzu kommt, daß die Konstruktion und Normung von Kupplern bzw. Ohrsimulatoren [2], die das Außenohr inklusive Trommelfell innerhalb eines großen Frequenzbereiches möglichst gut nachbilden und damit eine breitbandige Kalibrierung von Fern-, Kopf- und Kleinhörern ermöglichen, nur auf der Basis entsprechender Trommelfellimpedanzdaten erfolgen kann. Darüber hinaus haben Untersuchungen an Kunstköpfen gezeigt, daß die für eine unverzerrte Hörereignisübertragung wichtigen monauralen Übertragungsfaktoren eines Kunstkopfes die monauralen Übertragungsfaktoren eines natürlichen Kopfes um so besser approximieren, je genauer die Impedanz der Kunstkopf-Trommelfellbezugsebene mit der natürlichen Trommelfellimpedanz übereinstimmt [3].

Damit ist die Kenntnis umfassender Trommelfellimpedanzdaten eine wichtige Voraussetzung für die Verbesserung und Weiterentwicklung kopfbezogener stereofoner Übertragungsverfahren (hierzu auch [4]).

Es ist daher besonders im Hinblick auf die weitere Verbesserung der Kunstkopfstereofonie angebracht, als Anregung einen exemplarischen Überblick über die bekannten Trommelfellimpedanz-Meßverfahren und künstliche Außenohr- bzw. Trommelfellnachbildungen (Ohrsimulatoren) zu geben.

4.2. Messung der menschlichen Trommelfellimpedanz

Verfahren zur Messung der menschlichen Trommelfellimpedanz oder, präziser ausgedrückt, Verfahren zur Messung der akustischen Impedanz einer am Ort des Trommelfells befindlichen Bezugsebene sind aus mehreren Gründen schwierig und kompliziert. So hat man zu beachten, daß es sich um Messungen an lebenden Menschen handelt, deren unterschiedliche individuelle Außenohren (Lage der Ohrmuschel und des Gehörkanaleingangs am Kopf; Verlauf, Querschnitt und Länge des Gehörkanals) je nach Meßverfahren eine mehr oder weniger aufwendige Anpassung der Meßanordnung an das Außenohr erfordern. Zusätzlich sind praktisch alle Verfahren für die auszumessende Versuchsperson lästig. So wird beispielsweise häufig der Kopf der Versuchsperson fixiert, es werden Paßstücke oder Sondenmikrofone in den Gehörkanal eingeführt, die bei Berührung mit der Gehörkanalwand Kitzel, leichte Druckschmerzen oder gar unangenehme Hustenreize auslösen. Oft werden auch Wachs- oder Plastilinabdichtungen am Außenohr appliziert. Die Meßapparatur selbst besteht in vielen Fällen unter anderem aus rein akustischen Bauelementen (Rohre, Volumina, akustische variable Vergleichs- bzw. Abgleichimpedanzen), deren spezielle akustische Eigenschaften nicht immer mathematisch exakt, sondern meistens nur näherungsweise in der gewählten Analogie beschrieben werden können.

Die Versuche, diese Schwierigkeiten durch den Einsatz der jeweils neu entwickelten Meßgeräte (heute: computergestützte Meßwerterfassung und Meßwertverarbeitung) zumindest teilweise auszuräumen, haben zu einer Vielzahl unterschiedlicher Meßverfahren geführt (Überblick siehe [5]), die jedoch in der Mehrzahl der Fälle auf die nachfolgend beschriebenen Meßmethoden zurückgeführt werden können.

4.2.1. Meßverfahren mit bekannter Urschallquelle

Bei dem Verfahren mit bekannter Urschallquelle, dessen Meßanordnung schematisch in **Bild 1** wiedergegeben ist, wird zunächst die akustische Impedanz $\underline{Z}_x$ einer in der Nähe des Gehörkanaleingangs liegenden, definierten Bezugsebene gemessen. Dies geschieht dadurch, daß eine Schallquelle (z. B. Pistonphon) mit bekanntem Urschallfluß $\underline{q}_0$ und bekanntem Innenwiderstand $\underline{Z}_i$ mittels eines geeigneten Ohrpaßstückes an die Impedanz $\underline{Z}_x$ angekoppelt wird. Der bei der jeweiligen Meßfrequenz f in der Bezugsebene auftretende Schalldruck $\underline{p}_x$ wird mit Hilfe eines Sondenmikrofons nach Betrag und Phase (bezogen auf $\underline{q}_0$) gemessen.

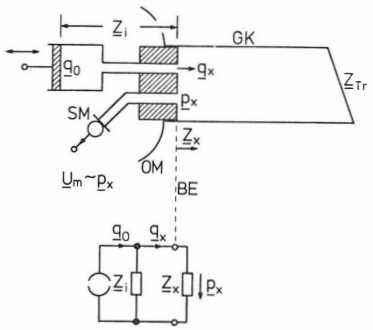


Bild 1

Meßverfahren mit bekannter Urschallquelle und entsprechendes analoges Ersatzschaltbild

GK = Gehörkanal der Versuchsperson
SM = Sondenmikrofon
OM = Ohrmuschel

Unter der Bedingung, daß die Sondenrohreingangsimpedanz groß gegenüber der Impedanz der Parallelschaltung von $\underline{Z}_i$ und $\underline{Z}_x$ ist, läßt sich $\underline{Z}_x$ wie folgt berechnen:

$$\underline{Z}_x = \frac{1}{\frac{\underline{q}_0}{\underline{p}_x} - \frac{1}{\underline{Z}_i}} \quad . \tag{1}$$

Sind der Urschallfluß $\underline{q}_0$ und der Innenwiderstand $\underline{Z}_i$ der verwendeten Meßschallquelle nicht bekannt, so müssen diese beiden Größen mittels einer Messung von $\underline{p}_x$ an zwei unterschiedlichen, bekannten Bezugsebenenimpedanzen bestimmt werden (hierzu siehe auch [6]).

Ist nun die komplexe Impedanz $\underline{Z}_x$ als Funktion der Meßfrequenz f bekannt, so kann daraus die Abschlußimpedanz $\underline{Z}_{Tr}$ (f) eines schallharten Rohres berechnet werden, dessen Länge l_0 gleich dem mittleren Abstand der Bezugsebene BE zur Trommelfellbezugsebene ist, dessen konstanter Querschnitt F_0 gleich dem mittleren Gehörkanal ist und dessen Eingangsimpedanz der Impedanz $\underline{Z}_x$ (f) entspricht.

$$\underline{Z}_{Tr}(f) = \frac{\underline{Z}_x(f) - j\frac{z_0}{F_0} \cdot \tan\left(\frac{2\pi f}{c} \cdot l_0\right)}{1 - j\frac{F_0}{z_0}\underline{Z}_x(f) \cdot \tan\left(\frac{2\pi f}{c} \cdot l_0\right)} \tag{2}$$

mit z_0 = Schallkennimpedanz der Luft

c = Schallfortpflanzungsgeschwindigkeit in Luft.

Es ist wichtig, an dieser Stelle festzuhalten, daß die nach Gleichung (2) berechnete Impedanz $\underline{Z}_{Tr}$ (f) im strengen Sinne nicht die Impedanz des menschlichen Trommelfells ist, sondern eine vergleichbare Abschlußimpedanz einer homogenen und deswegen idealisierten Gehörkanal-Substitution darstellt.

4.2.2. Meßverfahren mit der SCHUSTERschen Brücke

Der prinzipielle Aufbau und die Wirkungsweise dieser von SCHUSTER [7] eingeführten akustischen Meßschaltung ist in **Bild 2** wiedergegeben:

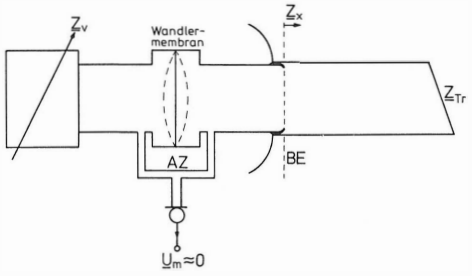


Bild 2

Meßverfahren mit der SCHUSTERschen Brücke

AZ = Abhörzweig

Das eigentliche Meßgerät besteht im wesentlichen aus zwei Ankoppelrohren, die durch eine Wandlermembran voneinander getrennt sind und einem akustischen Abhörzweig AZ, der wie die beiden Ankoppelrohre symmetrisch zur Membranebene angelegt ist und z. B. mit einem Meßmikrofon abgeschlossen werden kann. Bei der Messung wird das rechte Ankoppelrohr in den Gehörkanal bis zu einer Bezugsebene BE eingebracht, während das linke Ankoppelrohr mit einer variablen akustischen Impedanz $\underline{Z}_v$ abgeschlossen wird. Wird nun die Wandlermembran angetrieben, so muß bei der jeweiligen Meßfrequenz die Impedanz $\underline{Z}_v$ solange variiert werden, bis der Schalldruck am Ausgang des Abhörzweiges praktisch den Wert Null erreicht. In diesem Fall stimmt wegen der gegenphasigen Erregung der beiden Ankoppelrohre durch die Membran die zu messende Impedanz $\underline{Z}_x$ mit der bekannten eingestellten Impedanz $\underline{Z}_v$ überein.

Die Variation von $\underline{Z}_v$ geschieht nach Einstellen eines ersten Volumens, das den Gehörkanal nachbildet, durch Verändern der Weite eines Schlitzes und eines sich daran anschließenden zweiten Volumens. Hieraus folgt, daß der Schlitz und das zweite Volumen die Impedanz $\underline{Z}_{Tr}$ des Trommelfells nachbilden (hierzu auch [8]).

4.2.3. Meßverfahren mit Bestimmung der Gehörkanal-Übertragungsfunktion

Bei diesem Meßverfahren [9–11] werden im Gehörkanal der Versuchsperson, die mit kurzen Schalldruckimpulsen beschallt wird, mit einem Sondenmikrofon am Gehörkanaleingang und am Trommelfell jeweils die Impulsantworten p_{BE} (t) und p_{Tr} t) erfaßt, abgestastet, digitalisiert und Fast-FOURIER-transformiert (hierzu **Bild 3**). Aus den Transformierten $\underline{p}_{BE}$ (f) und $\underline{p}_{Tr}$ (f) läßt sich dann die Übertragungsfunktion $\underline{H}$ (f) der Strecke „Bezugsebene – Trommelfell" wie folgt berechnen:

$$\underline{H}(f) = \frac{\underline{p}_{Tr}(f)}{\underline{p}_{BE}(f)} \quad . \tag{3}$$

Diese Übertragungsfunktion wird gleichgesetzt der Übertragungsfunktion eines verlustlosen Rohrleitungs-

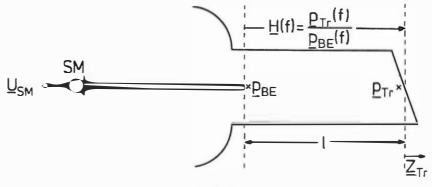


Bild 3

Meßverfahren mit Bestimmung der Gehörkanal-Übertragungsfunktion $\underline{H}$ (f)

SM = Sondenmikrofon

stückes, dessen Länge l gleich dem Abstand zwischen Bezugsebene BE und der Mitte des Trommelfells ist, dessen Querschnitt F_0 gleich dem mittleren Querschnitt des Gehörkanals ist und das mit der akustischen Impedanz $\underline{Z}_{Tr}(f)$ abgeschlossen ist (hierzu auch [10]):

$$\underline{H}(f) = \frac{1}{\cos\left(\frac{2\pi f}{c}\cdot l\right) + j\,\frac{z_0}{F_0\cdot \underline{Z}_{Tr}(f)}\cdot\sin\left(\frac{2\pi f}{c}\cdot l\right)} \quad . \tag{4}$$

Löst man diese Gleichung nach $\underline{Z}_{Tr}(f)$ auf, so erhält man

$$\underline{Z}_{Tr}(f) = \frac{j\frac{z_0}{F_0}\sin\left(\frac{2\pi f}{c}\cdot l\right)}{\frac{1}{\underline{H}(f)} - \cos\left(\frac{2\pi f}{c}\cdot l\right)} \tag{5}$$

und kann hieraus bei gegebener Übertragungsfunktion $\underline{H}(f)$ die akustische Abschlußimpedanz $\underline{Z}_{Tr}(f)$ der bereits in **4.2.1.** vorgestellten homogenen Gehörkanal-Substitution berechnen.

4.2.4. Meßverfahren mit Bestimmung des Gehörkanal-Reflexionsfaktors

Das Prinzip des Meßverfahrens mit Bestimmung des Gehörkanal-Reflexionsfaktors ist in **Bild 4** wiedergegeben (hierzu [12]): Ein von einem Rechner und daran angeschlossenem Digital-Ananalog-Wandler D/A erzeugter Impuls wird vom Wandler K in ein Rohr eingespeist.

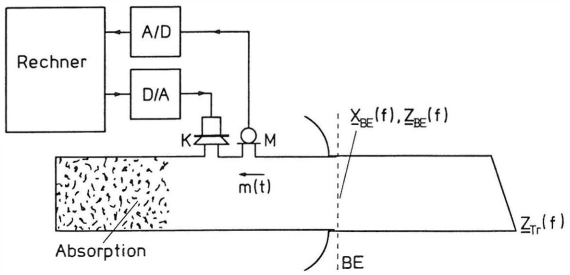


Bild 4

Meßverfahren mit Bestimmung des Gehörkanal-Reflexionsfaktors $\underline{X}_{BE}(f)$ (nach MEHRGARDT [12])

D/A = Digital-Analog-Wandler
K = Sendewandler
M = Meßmikrofon
A/D = Analog-Digital-Wandler

Während die vom Wandler nach links laufende Schallwelle ein Dämpfer absorbiert, wird die nach rechts laufende Schallwelle an der Zeugsebene BE des angeschlossenen Gehörkanals teilweise reflektiert und als rücklaufendes Signal m (t) mittels des Mikrofons M über den Aanalog-Digitalwandler A/D in den Rechner eingespeist.

Aus dem Signal m (t) und zwei zusätzlichen Eichsignalen r (t) (rechtes Rohrende reflexionsfrei abgeschlossen) und h (t) (rechtes Rohrende schallhart abgeschlossen) läßt sich nach Fouriertransformation dieser drei Signale der Reflexionsfaktor $\underline{X}_{BE}(f)$ der Gehörkanal-Bezugsebene berechnen:

$$\underline{X}_{BE}(f) = \frac{\underline{m}(f) - \underline{r}(f)}{\underline{h}(f) - \underline{r}(f)} \quad . \tag{6}$$

Die akustische Impedanz $\underline{Z}_{BE}(f)$ der Gehörkanal-Bezugsebene läßt sich bei nun bekanntem $\underline{X}_{BE}(f)$ unter der Voraussetzung der Homogenität des Gehörkanals mittels der folgenden Gleichung bestimmen:

$$\underline{Z}_{BE}(f) = \frac{z_0}{F_0}\cdot\frac{1+\underline{X}_{BE}(f)}{1-\underline{X}_{BE}(f)} \quad . \tag{7}$$

Setzt man noch $\underline{Z}_{BE}(f) = \underline{Z}_x(f)$ in Gleichung (2) ein, so erhält man schließlich daraus die Abschlußimpedanz $\underline{Z}_{Tr}(f)$ der Gehörkanal-Substitution.

4.2.5. Meßverfahren mittels Substitutionsmethode

Im **Bild 5** ist die prinzipielle Vorgehensweise bei diesem Verfahren (näheres in [13]) dargestellt:

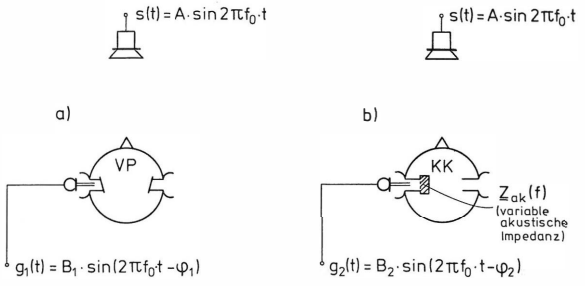


Bild 5

Meßverfahren mittels Substitutionsmethode

Fall a) Beschallung der Versuchsperson VP
Fall b) Beschallung des Kunstkopfes KK

Zunächst wird am Gehörkanaleingang der Versuchsperson bei sinusförmiger Ansteuerung des Lautsprechers und bei der Meßfrequenz f_0 die Amplitude B_1 und die Phase φ_1 (gegenüber einer Bezugsphase) des Schalldrucksignals $g_1(t)$ gemessen [Fall a)]. Anschließend wird an die Stelle des natürlichen Kopfes in das Lautsprecherschallfeld eine Kopfnachbildung gebracht, deren linker „Gehörgang" ein Rohr konstanten Querschnitts (Länge 25 mm, Durchmesser 8 mm) ist und mit einer einstellbaren akustischen Impedanz $\underline{Z}_{ak}$ abgeschlossen wurde. Als einstellbare Impedanz $\underline{Z}_{ak}$ läßt sich beispielsweise der in [14] beschriebene aktiv beschaltete elektrodynamische Wandler einsetzen.

Nun wird bei der Meßfrequenz f_0 der Real- und Imaginärteil von $\underline{Z}_{ak}$ so eingestellt [Fall b)], daß das am Gehörkanaleingang der Kopfnachbildung auftretende Schalldrucksignal $g_2(t)$ amplituden- und phasenmäßig mit dem an der Versuchsperson gemessenen Signal $g_1(t)$ übereinstimmt, also $B_2 = B_1$ und $\varphi_2 = \varphi_1$ gilt. Die unter diesen beiden Bedingungen gefundene Impedanz $\underline{Z}_{ak}(f_0)$ läßt sich ebenfalls als Trommelfellimpedanz interpretieren. Allerdings gilt auch hier wie bei den anderen vorgestellten Meßmethoden, daß die dabei gefundenen Trommelfellimpedanzen eigentlich die Abschlußimpedanzen homogener, verlustloser Gehörkanal-Substitutionen sind und nicht unbedingt das tatsächlich am natürlichen Trommelfell auftretende Verhältnis von Schalldruck $\underline{p}_{Tr}(f)$ zu Schallfluß $\underline{q}_{Tr}(f)$ wiedergeben. Wenn aber gerade dieses Verhältnis $\underline{p}_{Tr}(f)/\underline{q}_{Tr}(f)$ für bestimmte Zwecke möglichst genau bestimmt werden soll, ist der Ansatz der homogenen Gehörkanal-Substitution nicht mehr zulässig. Es muß vielmehr – wie in [15] nachgewiesen wurde – der elliptische, ortsabhängige Querschnitt des Gehörkanals berücksichtigt werden. Das bedeutet jedoch, daß die Messung der Trommelfellimpedanz eine Messung der Querschnittsfunktion des jeweils untersuchten Gehörkanals einschließt. In jüngster Zeit konnte gezeigt werden, daß derartige Querschnittsfunktionen aus Schalldruckmessungen ableitbar sind (hierzu [16]).

4.3. Trommelfellnachbildungen

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, ist eine Verbesserung der zur Zeit in Erprobung stehenden kopfbezogenen Übertragungssysteme nur möglich, wenn es gelingt, genauere Daten über die menschliche Trommelfellimpedanz zu erhalten. Genauere Kenntnis über das Trommelfell und den Einfluß des Gehörkanals ist allerdings nicht die einzige Voraussetzung für eine Verbesse-

rung der Kunstkopfstereofonie. Wirkliche Verbesserung und damit problemlose Einführung der Kunstkopfstereofonie gelingt nur, wenn zusätzlich ein akustisches Netzwerk gefunden wird, das die Trommelfellimpedanz optimal nachbildet und das gleichzeitig einfach herzustellen ist.

Die optimale Trommelfellnachbildung muß dabei selbstverständlich als ein angepaßtes Bauelement einer entsprechenden Nachbildung des Gesamtaußenohres (Ohrmuschel, Gehörkanal, Trommelfell) aufgefaßt werden, damit die Schalldrucksignale im künstlichen Außenohr denen im natürlichen Außenohr entsprechen, und zwar unabhängig von der Art der Schalldarbietung.

4.3.1. Künstliches Ohr nach INGLIS et al.

Eine der ersten, auch im Test eingesetzten Ohrnachbildungen wird von INGLIS et al. [17] beschrieben.

Diese Nachbildung, die in **Bild 6** dargestellt ist, wurde in den BELL Labs unter anderem bei Messungen an Telefonhörern verwendet.

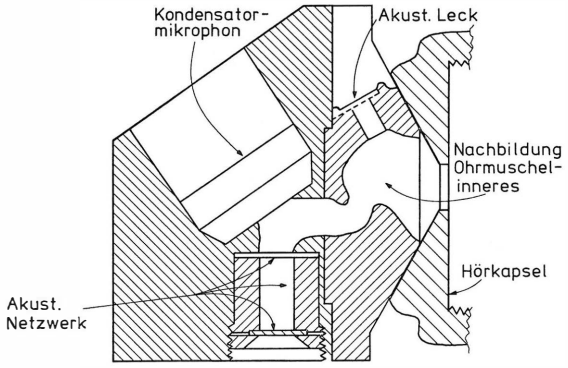


Bild 6
Künstliches Ohr nach INGLIS et al. [17]

Aus **Bild 6** geht deutlich hervor, daß das künstliche Ohr die normalerweise vorhandene Undichtigkeit zwischen Telefonhörer und Ohrmuschel, das Ohrmuscheliinnere, den inhomogenen Gehörkanal und mittels eines weiteren akustischen Netzwerkes die akustische Impedanz des Trommelfells nachbildet.

Von INGLIS et al. werden allerdings keine genaueren Angaben zu diesem Netzwerk gemacht. Es wird lediglich darauf hingewiesen, daß der Gehörkanal „durch ein akustisches Netzwerk abgeschlossen ist, dessen Masse-, Feder- und Widerstandskomponenten größenordnungsmäßig mit denjenigen Komponenten übereinstimmen, die man beobachtet, wenn man in den menschlichen Gehörkanal hineinmißt."

Die von INGLIS et al. am künstlichen Ohr und im Vergleich dazu an natürlichen Ohren gemessenen Frequenzcharakteristiken der Gehörkanal-Eingangsimpedanz und des Schalldruckpegels im Gehörkanal zeigen eine gute Übereinstimmung. Trotzdem wurde die INGLIS-Ohrnachbildung wegen des komplizierten Aufbaus nicht als Standard eingeführt (hierzu auch [18]).

Vielmehr setzte in der Folgezeit zunächst eine Entwicklung ein, die sich von der Außenohrnachbildung wegbewegte und zu einfacheren, meistens schallharten und rotationssymmetrischen Einkammermeßhohlräumen, den sogenannten Kupplern führte.

4.3.2. Weitere künstliche Ohren

Erst mit der Weiterentwicklung der Meßtechnik (kleinere Meßmikrofone, breitbandigere Meßverstärker) und nach der damit verknüpften genaueren Erforschung der Schallübertragung im Außenohr begann man wieder, Anordnungen zu konzipieren, die hinsichtlich ihrer Geometrie bzw. ihrer akustischen Eigenschaften mehr dem natürlichen Außenohr entsprechen.

Als Beispiele sollen hierfür die von ITHELL et al. [19], von BAUER et al. [20] und DELANY et al. [21] beschriebenen „künstlichen Ohren" angeführt werden.

Bei der von ITHELL et al. entwickelten Anordnung zur Messung von Kopfhörern handelt es sich im wesentlichen um einen kurzen, sich konisch verjüngenden Eingangstrichter (Ohrmuschelnachbildung), an den drei rotationssymmetrische Zylindervolumina V_1, V_2 und V_3 angeschlossen sind. Es erfolgt die Verbindung vom zentralen Trichtervolumen V_1 zum Volumen V_2 über einen Rundumschlitz, während Volumen V_2 durch mehrere Löcher mit dem Volumen V_3 verbunden ist. Das gesamte Netzwerk stellt jedoch nicht eine Nachbildung der Trommelfellimpedanz dar, sondern derjenigen Impedanz, die man in die Ebene der Ohrmuschelberandung hineinsieht.

Das gleiche gilt für den von DELANY et al. beschriebenen rotationssymmetrischen Dreikammer-Kuppler, der ebenfalls kein getrenntes Unternetzwerk „Trommelfellimpedanz" enthält.

Anders verhält es sich bei der von BAUER et al. aufgebauten Außenohrnachbildung eines Kunstkopfes:

Hier sind die wesentlichen Elemente „Ohrmuschel", „Gehörkanal" und „Trommelfell" deutlich als getrennte akustische Netzwerke realisiert. Und zwar wird die Gehörkanalnachbildung (nahezu kreiszylindrisch, Durchmesser 0,76 cm, Länge 2,2 cm) abgeschlossen durch

a) einen akustischen Widerstand R_0, der zu einem Volumen V_0 führt (→ akustische Kapazität C_0);
b) ein Meßmikrofon (B & K 4132), das im Ersatzschaltbild als Serienschaltung eines akustischen Widerstandes R_1 und einer akustischen Kapazität C_1 auftritt.

Damit stellt sich die Trommelfellimpedanz in der Schalldruck-Spannungs-Analogie als eine Parallelschaltung der R_0C_0- und R_1C_1-Serienschaltung dar.

Die Schalldruck-Übertragungsfunktion dieser Nachbildung, gemessen mit einem Sondenmikrofon am „Trommelfell" und am „Gehörkanaleingang", zeigt eine sehr gute Übereinstimmung mit der entsprechenden Übertragungsfunktion natürlicher Ohren.

4.3.3. Der ZWISLOCKI-Kuppler

Der Hauptteil („Gehörgangteil") des von ZWISLOCKI [8] entwickelten 5-Kammer-Kupplers ist in **Bild 7** wiedergegeben. Man erkennt, daß die Trommelfellnachbildung aus 4 Volumina aufgebaut ist, die jeweils über Bohrungen an das Gehörkanalende angeschlossen sind und damit 4 gedämpfte Resonanzkreise unterschiedlicher Resonanzfrequenz darstellen.

Aus den von ZWISLOCKI veröffentlichten Ergebnissen läßt sich ablesen, daß der Imaginäranteil der Impedanz der Trommelfellnachbildung recht gut mit dem Ima-

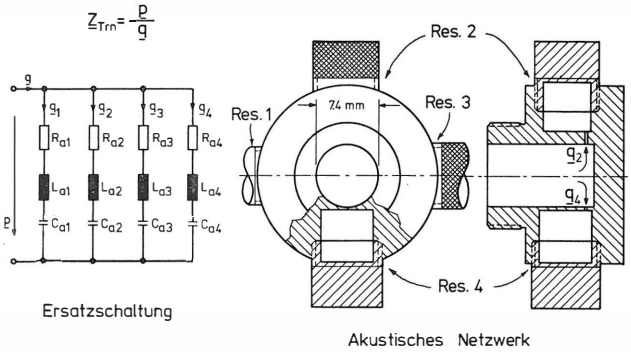


Bild 7
Hauptteil („Gehörgangteil") des ZWISLOCKI-Kupplers mit Nachbildung der Trommelfellimpedanz (nach ZWISLOCKI [8])

ginäranteil der natürlichen Trommelfellimpedanz übereinstimmt.

Dies gilt jedoch nicht für den Realteil der Nachbildungsimpedanz: Es treten Abweichungen in einigen Frequenzbereichen auf, die (bezogen auf den Realteil der natürlichen Trommelfellimpedanz) mehr als 30 % betragen.

Ähnliches gilt auch für die Trommelfellimpedanz einer Kunstkopf-Außenohrnachbildung, die von MELLERT [22] beschrieben wird.

4.3.4. Trommelfellnachbildung nach BETHMANN und KRÜGER

Versuche, insbesondere den Realteilverlauf der Trommelfellnachbildungs-Impedanz an den Verlauf der natürlichen Trommelfellimpedanz anzunähern und damit die Übertragungseigenschaften eines Kunstkopfes zu verbessern, stellen die Arbeiten von BETHMANN [23] und KRÜGER [24] dar.

Sie entwickelten auf der Basis des von ZWISLOCKI in [25] S. 1520 angegebenen Analogmodells eine Trommelfellnachbildung mit vorgeschaltetem Kondensatormikrofon, dessen Membranimpedanzen gegenüber den Nachbildungsimpedanzen zwar vernachlässigt werden konnten, das aber ein störendes Koppelvolumen (→ akust. Kapazität C_x) in die Anordnung einbrachte.

In **Bild 8** ist die gesamte Nachbildung wiedergegeben. Abgesehen davon, daß insgesamt der mechanische Aufbau kompliziert und schwierig ist (zu viele Bauelemente, schlecht reproduzierbare Widerstandswerte des verwendeten Filz- bzw. Polyesterwattematerials, Realisierung der im ZWISLOCKI-Analogmodell auftretenden Serienkapazitäten C_t, C_a und C_0 durch Membranen aus PVC-Folie), zeigten Kontrollmessungen der Impedanz dieser Nachbildung, daß die Unterschiede zur natürlichen Trommelfellimpedanz wesentlich größer waren als beim ZWISLOCKI-Kuppler.

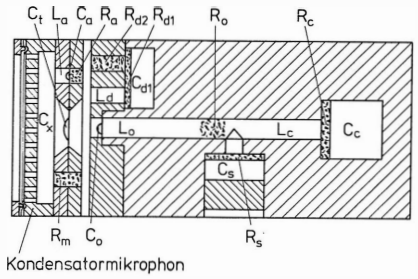


Bild 8

Trommelfellnachbildung nach BETHMANN [23] u. KRÜGER [24]
Die Bezeichnungen der Bauelemente entsprechen den von ZWISLOCKI in [25] angegebenen Bezeichnungen

Richtungshörversuche mit einem Kunstkopf, in dem zwei derartige Nachbildungen an eine Gehörkanal-Substitution angekoppelt wurden, ergaben bei Kopfhörerwiedergabe hinsichtlich der Medianebene eine starke, rechtslastige Unsymmetrie der relativen Häufigkeiten der „richtigen" Antworten.

4.3.5. Trommelfellnachbildung nach LAWS und PLATTE

Grundlagen der Trommelfellnachbildung nach LAWS und PLATTE [26] ist der Tatbestand, daß die „Trommelfellimpedanz" homogener Gehörkanal-Substitutionen im Bereich tiefer Frequenzen ($f < 1$ kHz) kapazitives Verhalten, im Bereich höherer Frequenzen (etwa ab 4 kHz) induktives Verhalten zeigt. Es kann demzufolge in einem einfachen Ansatz die Trommelfellimpedanz durch die in **Bild 9** gezeigte Zweipolfunktion $\underline{Z}(p)$ beschrieben werden. Eine derartige Zweipolfunktion läßt sich, falls die Koeffizienten a_ν, b_μ positiv und reell sind, durch die

$$\underline{Z}(p) = \frac{a_{2n}p^{2n} + a_{2n-1}p^{2n-1} + \cdots + a_m \cdot p^m + \cdots + a_1 \cdot p + a_0}{b_{2n-1} \cdot p^{2n-1} + b_{2n-2} \cdot p^{2n-2} + \cdots + b_m \cdot p^m + \cdots + b_1 \cdot p}$$

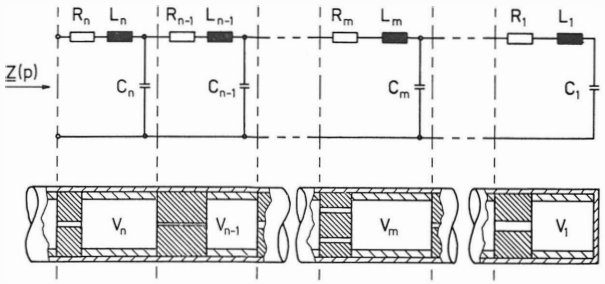


Bild 9

Kettenbruchschaltung von $\underline{Z}(p)$ sowie mögliche Realisierung
p = komplexe Kreisfrequenz

ebenfalls in **Bild 9** dargestellte Kettenbruchschaltung und ihre entsprechende akustische Ausführung realisieren.

Das Resultat ist eine mechanische Aneinanderreihung rotationssymmetrischer Scheiben unterschiedlicher Dicke und Rundhülsen verschiedener Innendurchmesser und Längen in einem Mantelrohr, wobei die durch die Scheiben verlaufenden Kanäle die jeweiligen akustischen Widerstände und Induktivitäten realisieren, während die inneren Volumina der Rundhülsen die akustischen Kapazitäten darstellen.

Bild 10 zeigt ein entsprechendes Netzwerk, das für $n = 2$ (siehe **Bild 9**) so berechnet wurde, daß es die von MORTON und JONES [27] veröffentlichten Trommelfellimpedanzwerte im Bereich 250 Hz bis 4 kHz bestmöglich approximierte (hierzu [26]). Schalldruckmessungen am Eingang des homogenen Kunstkopf-Gehörkanals und an Eingängen natürlicher Gehörkanäle mit einer Anordnung nach [28] hatten unter anderem folgendes Resultat: Die Unterschiede zwischen den schallrichtungsabhängigen Freifeld-Übertragungsfunktionen des Kunstkopfes und denen natürlicher Köpfe waren dann besonders klein, wenn der Kunstkopf-Gehörkanal mit dem in **Bild 10** dargestellten akustischen Zweipol abgeschlossen wurde (vergleiche hierzu [3]).

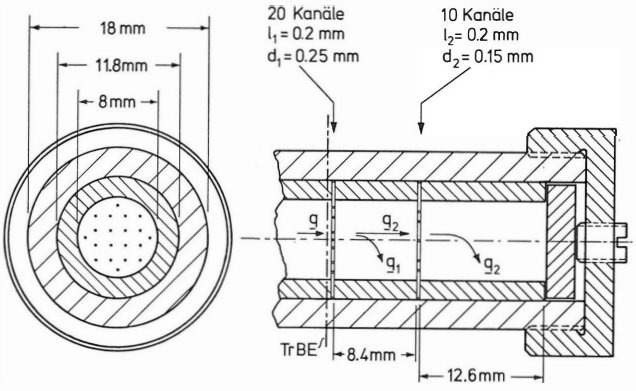


Bild 10

Trommelfellnachbildung nach LAWS und PLATTE [26]
Das gezeigte akustische Netzwerk approximiert die von MORTON und JONES [27] gemessenen Trommelfellimpedanzwerte

Es wäre wünschenswert, zum Vergleich derartige Messungen an Kunstköpfen auch mit anderen Trommelfell-Substitutionen, z. B. mit dem ZWISLOCKI-Kuppler oder mit dem neuen B & K-Ohrsimulator 4154 [29] durchzuführen.

Peter Laws
Lehrstuhl für Nachrichtentechnik
Gesamthochschule Duisburg

SCHRIFTTUM

[1] Opitz, H.-J.; Schlöndorf, G.: Der Wert der Impedanzmessung für die Diagnostik von Mittelohr-Erkrankungen. Audio-Technik 15 (1973) H. 20 (Herausgeber: Robert Bosch Elektronik GmbH), S. 24 bis 28.

[2] Diestel, H. G.: Überlegungen in der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC) über die Normung eines Ohrsimulators für die Kalibrierung von Einsteckhörern. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '78, Bochum. VDE-Verlag GmbH, Berlin 1978, S. 613 bis 616.

[3] Laws, P.; Platte, H.-J.: Ein spezielles Konzept zur Realisierung eines Kunstkopfes für die kopfbezogene stereofone Aufnahmetechnik. Rundfunktechn. Mitt. 22 (1978), S. 28 bis 31.

[4] Laws, P.; Blauert, J.; Platte, H.-J.: Anmerkungen zur stereofonen kopfbezogenen Aufnahmetechnik. Acustica 36 (1976/77), S. 45 bis 47.

[5] Blauert, J.: Räumliches Hören. S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1973.

[6] Laws, P.: Untersuchungen zum Entfernungshören und zum Problem der Im-Kopf-Lokalisiertheit von Hörereignissen. Dissertation Technische Hochschule Aachen 1972.

[7] Schuster, K.: Messung von akustischen Impedanzen durch Vergleich. Elektr. Nachrichtentechnik 13 ((1936), S. 164 bis 176.

[8] Zwislocki, J. J.: An acoustic coupler for earphone calibration. Report LSC-S-7 des Lab. of Sensory Communication. Syracuse University, Syracuse, New York 13210, 1970.

[9] Blauert, J.: Impulse measurements of eardrum impedance. Eighth International Congress on Acoustics. London 1974, Contributed Papers volume 1, S. 172.

[10] Mehrgardt, S.: Die Übertragungsfunktion des menschlichen Außenohres — Richtungsabhängigkeit und genauere Bestimmung durch komplexe Strukturmittelung. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '75, Braunschweig. Physik-Verlag GmbH, Weinheim 1975, S. 357 bis 360.

[11] Blauert, J.; Platte, H.-J.: Impulse measurements of human eardrum impedance. Zeitschrift für Hörgeräte-Akustik 15 (1976), S. 34 bis 44.

[12] Mehrgardt, S.: Messungen der interauralen Übertragungsfunktion und der Trommelfellimpedanz mit dem Impulsmeßverfahren. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '76, Heidelberg, VDI-Verlag GmbH Düsseldorf 1976, S. 613 bis 616.

[13] Platte, H.-J.; Laws, P.: Ein Beitrag zum Problem der Messung der menschlichen Trommefellimpedanz. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '76 Heidelberg. VDI-Verlag GmbH, Düsseldorf, S. 621 bis 624.

[14] Platte, H.-J.; vom Hövel, H.: Ein aktiv beschalteter dynamischer Wandler als elektrisch steuerbare akustische Impedanz. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '76, Heidelberg. VDI-Verlag GmbH Düsseldorf 1976, S. 617 bis 620.

[15] Hudde, H.: Zur Ungenauigkeit der Trommelfellimpedanzbestimmung nach der Impulsmethode. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '76, Heidelberg. VDI-Verlag GmbH, Düsseldorf 1976, S. 629 bis 632.

[16] Joswig, M.; Hudde, H.: Eine Meßrohrmethode zur Bestimmung der Querschnittsfunktion von Rohren. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '78, Bochum. VDE-Verlag GmbH, Berlin 1978, S. 597 bis 600.

[17] Inglis, A. H.; Gray, C. H. G.; Jenkins, R. T.: A voice and ear for telephone measurements. The Bell System Technical Journal 11 (1932), S. 293 bis 317.

[18] Beranek, L. L.: Acoustic measurements. John Wiley & Sons Inc., New York 1949, S. 740 bis 743.

[19] Ithell, A. H.; Johnson, E. G. T.; Yates, R. F.: The acoustical impedance of human ears and a new artificial ear. Acustica 15 (1965), S. 109 bis 116.

[20] Bauer, B. B.; Rosenheck, A. J.; Abbagnaro, L. A.: External-ear replica for acoustical testing. J. Acoust. Soc. Am. 42 (1967). S. 204 bis 207.

[21] Delany, M. E.; Whittle, L. S.; Cook, J. P.; Scott, V.: Performance studies on a new artificial ear. Acustica 18 (1967), S. 231 bis 237.

[22] Mellert, V.: Verbesserte Schallfeldabbildung mit einem neuen Kunstkopf. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '75, Braunschweig. Physik-Verlag GmbH, Weinheim 1975, S. 433 bis 436.

[23] Bethmann, A.: Untersuchungen über ein akustisches Wandlersystem zum Einsatz in einem Kunstkopf. Diplomarbeit am Institut für Technische Akustik, TH Aachen 1974.

[24] Krüger, H.: Entwicklung und Erprobung einer akustischen Nachbildung des Innenohres mit integriertem Wandlersystem zum Einsatz bei kopfbezogener Stereofonie. Diplomarbeit am Institut für Technische Akustik, TH Aachen 1975.

[25] Zwislocki, J. J.: Analysis of the middle-ear function. Part I: Input Impedance. J. Acoust. Soc. Am. 34 (1962), S. 1514 bis 1523.

[26] Laws, P.; Platte, H.-J.: Approximation der Trommelfellimpedanz durch ein einfaches akustisches Netzwerk. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '76, Heidelberg. VDI-Verlag GmbH, Düsseldorf 1976, S. 625 bis 628.

[27] Morton, J. Y.; Jones, R. A.: Acoustical impedance presented by human ears to hearing-aid earphones of the insert type. Acustica 6 (1956), S. 339 bis 345.

[28] Platte, H.-J.; Laws, P.; vom Hövel, H.: Anordnung zur genauen Reproduktion von Ohrsignalen. Fortschritte der Akustik, Plenarvorträge und Kurzreferate der DAGA '75, Braunschweig. Physik-Verlag GmbH, Weinheim 1975, S. 361 bis 363.

[29] Brüel, P. V.: Impedance measurement of the human ear and a corresponding ear simulator. 9th International Congress on Acoustics, Madrid 1977. Contributed Papers, Q-2, S. 810.

5. METHODEN ZUR BESTIMMUNG DER MENSCHLICHEN TROMMELFELLIMPEDANZ UNTER BERÜCKSICHTIGUNG DER QUERSCHNITTSFUNKTION DES OHRKANALS

5.1. Relevanz der Trommelfellimpedanz für den Kunstkopfbau, Definition der Trommelfellimpedanz

Die Grundidee der kopfbezogenen Stereofonie besteht darin, daß man den Kopf eines Menschen so naturgetreu wie möglich nachbildet und – stark vereinfachend gesagt – die Trommelfelle durch zwei Mikrofone ersetzt. Inzwischen hat man jedoch längst erkannt, daß ein nach dieser Überlegung gebauter Kunstkopf, selbst wenn Kopf und Ohrmuschel sehr gut nachgebildet sind, nicht zu einer richtigen Reproduktion von Hörereignissen führt. Der bekannteste Fehler besteht in der Richtungsinversion bei Schalleinfall von vorne. Ganz offensichtlich gelingt also die richtige Reproduktion des Schalldrucks vor dem Trommelfell noch nicht genau genug.

In diesem Zusammenhang spielt die Trommelfellimpedanz, die akustische Impedanz, mit der der äußere Gehörgang abgeschlossen ist, eine sehr wichtige Rolle. Die eingangs erwähnte Nachbildung durch Mikrofone ist somit sicherlich nicht zulässig. Vielmehr besitzt die Trommelfellimpedanz eine recht komplizierte Frequenzabhängigkeit, da sie nicht nur das akustische Verhalten des Trommelfells, sondern auch das des mechanisch angekoppelten Mittel- und Innenohrs repräsentiert. Überhaupt kann von einer Nachbildung eigentlich keine Rede sein, da man die komplizierten Schwingungsformen des Trommelfells nicht durch die Angabe einer Impedanz beschreiben kann.

Trotzdem ist die Bestimmung einer „Trommelfellimpedanz" sinnvoll, wenn man sie eindeutig definiert. Eine akustische Impedanz ist der Quotient aus Schalldruck und Schallfluß in einer Ebene, d.h. es wird die Ausbreitung einer ebenen Welle vorausgesetzt. Das Trommelfell ist jedoch eine Membran ortsabhängiger Elastizität, die am Rand unterschiedlich fest eingespannt ist. Sie wird lokal durch die Gehörknöchelchenkette belastet und liegt schräg im Ohrkanal. Dies führt dazu, daß die Bewegung des Trommelfells durch Schwingungsformen höherer Ordnung bestimmt wird, so daß am Ort des Trommelfells

sicher keine ebene Wellenfront vorliegt. Da im Ohrkanal jedoch im gesamten Audiobereich keine höheren Modi ausbreitungsfähig sind, klingen diese in einem recht kleinen Bereich vor dem Trommelfell ab. Untersuchungen von Schröter [1] ergaben, daß man in 2 mm bis 3 mm Abstand vom Trommelfell mit guter Näherung eine ebene Schallwelle vorfindet. Unter Trommelfellimpedanz wird deshalb im folgenden die akustische Impedanz in einer Schnittebene des Ohrkanals in dem genannten Abstand vom Trommelfell („Trommelfellebene") verstanden.

Prinzipiell ist zur richtigen Reproduktion des Schalldrucks vor dem Trommelfell mit Hilfe der Kunstkopfstereofonie nicht unbedingt die Kenntnis der Trommelfellimpedanz notwendig. Vielmehr genügt beispielsweise die leichter meßbare Eingangsimpedanz des Ohrkanals, um den Schalldruck am Ohrkanaleingang zu reproduzieren. Trotzdem ist eine Messung der Trommelfellimpedanz am sinnvollsten, da die Eingangsimpedanz von Form und Länge des Ohrkanals abhängt und somit starken interindividuellen Schwankungen unterworfen ist (die Ohrkanallänge schwankt bei Erwachsenen zwischen 21 mm und 27 mm). Eine „mittlere" Trommelfellimpedanz kann daher mit größerer Genauigkeit bestimmt werden als eine „mittlere" Eingangsimpedanz.

5.2. Meßmethoden

Für den Bereich niedriger Frequenzen bis etwa 2 kHz treten bei Messungen der Trommelfellimpedanz keine nennenswerten Schwierigkeiten auf, da man hier den Ohrkanal noch näherungsweise als konzentriertes Element ansehen kann. An dieser Stelle sollen deshalb nur Verfahren behandelt werden, die sich für den gesamten Audiobereich eignen. In diesem Fall muß der Ohrkanal mathematisch als akustische Leitung betrachtet werden. Da normalerweise keine Daten über die Ohrkanäle der Versuchspersonen vorliegen, wurde bisher als Ersatzelement immer ein Rohr konstanten Querschnitts angenommen. Im folgenden wird die Frage untersucht, inwieweit diese einfache Annahme die Ergebnisse verfälscht, und es werden Möglichkeiten zur Einberechnung der Querschnittsfunktion des individuellen Ohrkanals angegeben.

Grundsätzlich kann man die Trommelfellimpedanz auf zwei verschiedene Arten bestimmen:

a) Messung der Eingangsimpedanz des Ohrkanals und rechnerische Transformation in die Trommelfellebene,

b) direkte Messung der Trommelfellimpedanz durch Einführung von Meßsonden bis in die Trommelfellebene.

Für beide Fälle wird nun eine Meßmethode genauer untersucht.

Zu a)

Eine Messung der Eingangsimpedanz ist im allgemeinen leichter durchzuführen als eine direkte Messung der Trommelfellimpedanz, da man keine Sonden tief in den Ohrkanal einführen muß. Die Genauigkeit der Trommelfellimpedanz hängt aber wesentlich von der Richtigkeit der Leitungstransformation in die Trommelfellebene ab. Der Einfluß der Querschnittsfunktion des Ohrkanals auf diese Transformation wurde auf folgende Art und Weise untersucht: Eine in Anlehnung an bisherige Meßergebnisse angenommene Trommelfellimpedanz wurde unter Verwendung einer bestimmten Querschnittsfunktion in die Eingangsimpedanz transformiert (die verwendeten Querschnitte entsprechen Messungen an Leichenohren [2]). In einem zweiten Schritt wurde dann die Eingangsimpedanz wieder in die Trommelfellimpedanz zurücktransformiert, nun allerdings unter Annahme konstanten Querschnitts. Das Ergebnis ist in **Bild 1** dargestellt. Die rückberechnete Impedanz (hier wie im folgenden ist aus Platzgründen nur der Realteil angegeben, da sich der Imaginärteil sehr ähnlich verhält) hat kaum noch eine Ähnlichkeit mit der vorgegebenen.

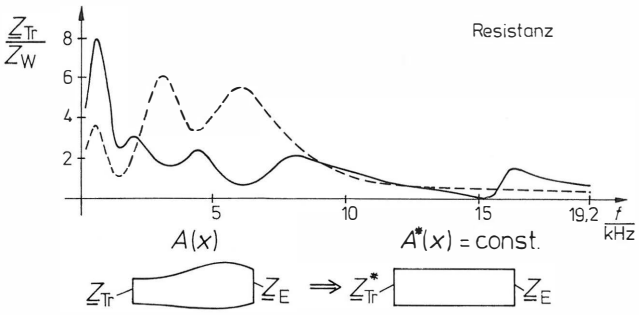


Bild 1

Berechnung der Trommelfellimpedanz aus der Eingangsimpedanz des Ohrkanals bei Annahme konstanten Querschnittes

- - - - - vorgegebener Impedanzverlauf
——— rückberechneter Impedanzverlauf

Abhilfe kann man nur schaffen, indem man die Querschnittsfunktion des individuellen Ohrkanals mißt und einberechnet. Eine Möglichkeit zur akustischen Messung des Ohrkanalquerschnitts bietet eine Impulsrohrmethode, die auf einem von Sondhi und Gopinath [3] angegebenen Meßverfahren beruht. Hierbei wird ein Meßrohr an den Ohrkanal angekoppelt und im Rohr ein kurzer Schalldruckimpuls erzeugt. Aus der kurz vor dem Ohrkanaleingang gemessenen Impulsantwort läßt sich die Querschnittsfunktion direkt ermitteln. Genauere Einzelheiten hierzu findet man in [4]. Hier soll nur die Anwendbarkeit des Verfahrens auf Trommelfellimpedanzmessungen erläutert werden. Vor Messungen an Versuchspersonen müssen einmalig zwei Eichmessungen durchgeführt werden, wie sie in **Bild 2** beschrieben sind. Diese dienen der Bestimmung von Ersatzschalldruckquelle p_Q und Innenimpedanz $\underline{Z}_i$ der Impulsquelle. Nach Ankopplung des Meßrohrs an ein Ohr kann dann mit einer einzigen Messung der Impulsantwort die Trommelfellimpedanz bestimmt werden. Zunächst wird die Impedanz $\underline{Z}_x$ nach **Bild 2** bestimmt und diese dann mit Hilfe der aus derselben Impulsantwort berechenbaren Querschnittsfunktion in die Trommelfellebene transformiert.

Schwierigkeiten liegen in der Erzeugung gut reproduzierbarer Schalldruckimpulse, da diese wegen des sehr kurzen Zeitausschnitts der Impulsantwort (etwa 100 μs bis 150 μs), der zur Bestimmung der Querschnittsfunktion verwendet werden darf, entsprechend steile An-

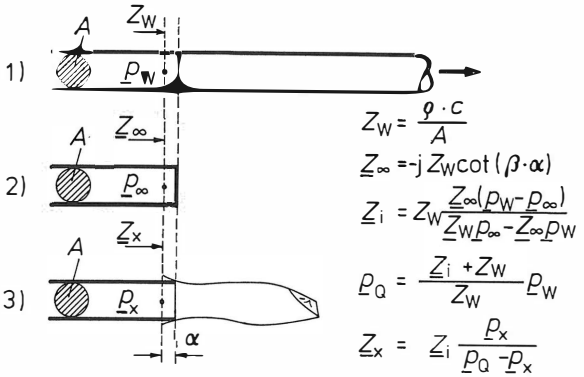


Bild 2

Impedanzbestimmung mit Hilfe eines Impulsmeßrohres

1, 2 Eichmessungen zur Bestimmung von $\underline{Z}_i$ und $\underline{p}_Q$

3 Messung am Ohrkanal der Versuchsperson

stiegsflanken besitzen müssen. Trotzdem ist die erreichbare Genauigkeit der Querschnittsmessung recht zufriedenstellend, so daß auch für die Impedanzwerte eine entsprechende Zuverlässigkeit erwartet werden kann.

Zu b)

Bei dem wichtigsten direkten Verfahren zur Trommelfellimpedanzmessung wird der Ohrkanal selbst als Meßleitung verwendet. Man strahlt über einen Lautsprecher ein genügend breitbandiges Signal ab und mißt mit Hilfe eines Sondenmikrofons den Schalldruck am Ohrkanaleingang und in der Trommelfellebene. Aus diesen beiden Messungen läßt sich, wenn man die akustische Leitung „Ohrkanal" als bekannt voraussetzt, die Trommelfellimpedanz berechnen. Da die Genauigkeit wesentlich vom Abstand der Meßorte abhängt, sollte man an mindestens einem zusätzlichen Ort im Ohrkanal messen, um eine geeignete Mittelung über mehrere Impedanzwerte vornehmen zu können. Bei N Orten erhält man $N \cdot (N-1)/2$ Einzelergebnisse, über die man mitteln kann. Auf diese Weise berechnete Trommelfellimpedanzwerte sind u. a. in [5] und [6] veröffentlicht.

Auch bei diesem Verfahren stellt jedoch die Querschnittsfunktion des Ohrkanals eine wichtige Fehlerquelle dar, wie eigene Untersuchungen [7] gezeigt haben. Für Verwendung von 3 Meßorten wird in **Bild 3** eine unter der Annahme konstanten Querschnitts rückberechnete Impedanz mit der vorgegebenen verglichen. Es zeigt sich erneut, daß eine Einberechnung der Querschnittsfunktion unbedingt notwendig ist.

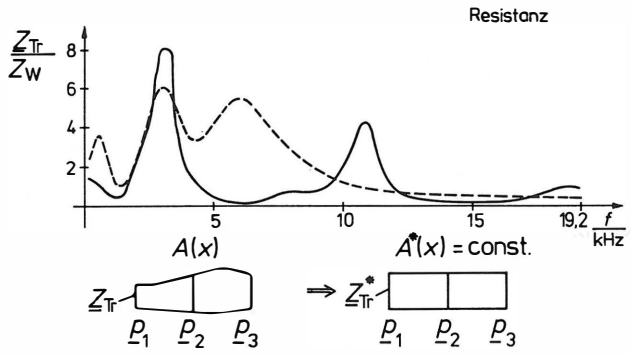


Bild 3

Berechnung der Trommelfellimpedanz aus Schalldruckmessungen an 3 Orten im Ohrkanal bei Annahme konstanten Querschnittes

- - - - - vorgegebener Impedanzverlauf
——— rückberechneter Impedanzverlauf

Daher wurde ein Verfahren entwickelt, mit dem dies bei Verwendung von mindestens 3 Meßorten im Ohrkanal möglich ist. (Messungen an zwei Orten enthalten keine Information über den Querschnittsverlauf, da sich die Webstersche Horngleichung, die die Schallausbreitung im Ohrkanal beschreibt, als Differentialgleichung 2. Ordnung durch zwei Randbedingungen für jede beliebige Querschnittsfunktion erfüllen läßt.) Das Verfahren ist allerdings recht anfällig gegenüber Meßfehlern, so daß man eine hohe Meßgenauigkeit benötigt, die aber realisierbar ist [8]. Um einen Eindruck von der Genauigkeit des Meßverfahrens zu erhalten, wurde mit Hilfe eines Digitalrechners eine Simulation durchgeführt, bei der den exakten Meßwerten ein normalverteiltes Rauschen mit einer Standardabweichung von 3 %, bezogen auf den Effektivwert der Meßwerte, überlagert wurde. Der größte Fehler der so ermittelten Querschnittsfunktion betrug etwa 6 %. Die unter Einbezug dieses Querschnitts rückberechnete Trommelfellimpedanz wird in **Bild 4** wieder mit der vorgegebenen verglichen. Oberhalb von 2 kHz wird nun der Impedanzverlauf im wesentlichen richtig wiedergegeben. Die verbleibenden Abweichungen sind nicht mehr systematischer Natur und lassen sich durch Anwendung ausgleichender Verfahren noch stark herabsetzen. Auf diese Weise läßt sich eine befriedigende Meßgenauigkeit erzielen.

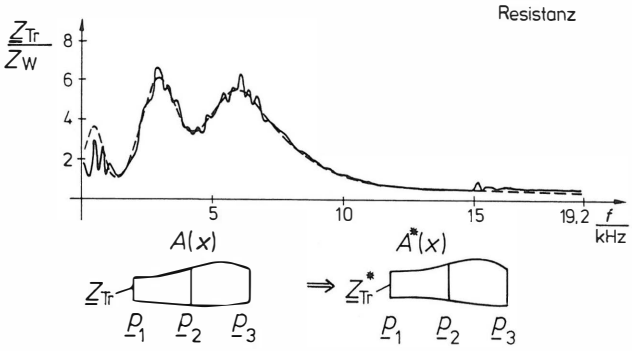


Bild 4

Berechnung der Trommelfellimpedanz aus verrauschten Schalldruckmessungen an 3 Orten im Ohrkanal mit Einberechnung der Querschnittsfunktion

- - - - - vorgegebener Impedanzverlauf
——— rückberechneter Impedanzverlauf

5.3. Zusammenfassung

Die hier vorgestellten Ergebnisse zeigen, daß eine Bestimmung der Trommelfellimpedanz sowohl auf direktem Wege als auch indirekt über eine Messung der Eingangsimpedanz des Ohrkanals ohne Kenntnis der Querschnittsfunktion sehr zweifelhaft oder gänzlich unmöglich erscheint. Es konnten aber bereits zwei Wege aufgezeigt werden, mit denen eine Berechnung des Querschnitts aus Druckmeßwerten bei realisierbarer Meßgenauigkeit möglich ist. Damit ist eine Trommelfellimpedanzmessung im gesamten Audiobereich möglich, also für alle Frequenzen, bei denen eine Impedanz noch sinnvoll definiert werden kann.

Herbert Hudde

Lehrstuhl für Allgemeine Elektrotechnik
und Elektroakustik, Ruhr-Universität Bochum

SCHRIFTTUM

[1] Schröter, J.: Die Störung der Schallausbreitung einer ebenen Welle im Rohr durch eine schräg eingespannte Membran. Gemeinschaftstagung DAGA '76, Heidelberg. VDI-Verlag, Düsseldorf, S. 633 bis 636.

[2] Johansen, P. A.: Research Lab. for Techn. Audiology, Odense, Dänemark. Unveröffentlichte Individualmessungen von Ohrkanalquerschnitten.

[3] Sondhi, M. M.; Gopinath, B.: Determination of Vocal-Tract-Shape from Impulse Response at the Lips. J. Acoust. Soc. Am. 49 (1971), S. 1867 bis 1873.

[4] Joswig, M.; Hudde, H.: Eine Meßrohrmethode zur Bestimmung der Querschnittsfunktion von Rohren. Gemeinschaftstagung DAGA '78, Bochum. VDE-Verlag, Berlin.

[5] Blauert, J.; Platte, H.-J.: Impulsmessung der menschlichen Trommelfellimpedanz. Zeitschrift für Hörgeräte-Akustik 15 (1976), S. 34 bis 44.

[6] Mehrgardt, S.; Mellert, V.: Transformation characteristics of the external human ear. J. Acoust. Soc. Am. 61 (1977), S. 1567 bis 1576.

[7] Hudde, H.: Zur Genauigkeit der Trommelfellimpedanzbestimmung nach der Impulsmethode. Gemeinschaftstagung DAGA '76, Heidelberg. VDI-Verlag, Düsseldorf, S. 629 bis 632.

[8] Hudde, H.: Ein neues System zur Erfassung breitbandiger akustischer Signale. Gemeinschaftstagung DAGA '78, Bochum. VDE-Verlag, Berlin.

6. DIE LOKALISATION UNTER BESONDERER BERÜCKSICHTIGUNG DES ENTFERNUNGSEINDRUCKS BEI KUNSTKOPFWIEDERGABE ÜBER LAUTSPRECHER

Von einer naturgetreuen räumlichen Übertragungstechnik ist zu fordern, daß der übermittelte Höreindruck sowohl seiner Richtung als auch seiner Entfernung nach dem Eindruck entspricht, den ein Zuhörer am Aufnahmeort haben würde. Bei kopfbezogenen Techniken ist die einschränkende Zusatzbedingung notwendig, daß der Zuhörer seinen Kopf stillhält. Es ist zu vermuten, daß das „intelligente Hören" (Cocktailparty-Effekt) in vollem Umfang nur dann möglich ist, wenn Schalleinfallsrichtungen und Entfernungen nach allen Seiten gleichmäßig geortet werden können.

Die vorliegenden Versuche zur kopfbezogenen Stereofonie mittels Lautsprecherwiedergabe wurden im Rahmen eines vergleichenden Tests mit einem neuen Verfahren raumbezogener stereofonischer Wiedergabe [1] gemacht. In diesem größeren Zusammenhang fällt der grundlegende Unterschied an sich gleicher Kunstkopfaufnahmen bei Lautsprecher- und Kopfhörerwiedergabe auf, der vor allem die gehörte Entfernung betrifft. Dem Zusammenhang zuliebe sei hier deshalb ein kurzer Hinweis auch auf die Kopfhörerwiedergabe von Kunstkopfaufnahmen gestattet.

Abgesehen von den Schwierigkeiten, die die horizontale Vorneortung besonders in der Medianebene bereitet, und abgesehen von dem Streit, ob die Ortung außerhalb oder innerhalb des Kopfes vollzogen werden kann, muß gesagt werden, daß bei Kopfhörerwiedergabe der Höreindruck sich nahe beim Kopf einstellt, wobei der genaue Lokalisationsort sowohl durch Frequenzgänge der Aufnahmeeinrichtung bzw. der verwendeten Kopfhörersysteme als auch willentlich beeinflußt werden kann. Daß auch eine willentliche Beinflussung vorzuliegen scheint, wird durch die Zahl der Zuhörer erhärtet, bei denen ein „richtiger" Eindruck sich erst nach einiger Übung einstellt. Dem Experimentator stellt sich der Verdacht, daß selbst bei ausgeklügelter Kunstkopftechnik mit sehr guter Annäherung des Übertragungsmaßes des Kunstkopfes an das natürliche Vorbild [2] eine gewisse Freiheit der Interpretation übrigbleibt, die bei natürlichem Hören durch andere Vorgänge ausgeschlossen wird. In diesem Zusammenhang ist ein Blick auf die Ergebnisse interessant, über die Békésy [3] berichtet. Bei seinen Versuchen zur Ortung stellten sich bei Kopfhörerwiedergabe verschiedene „Hörpfade" ein (**Bild 1**), auf die sich die Versuchspersonen willentlich einhören konnten, auch dann, wenn keinerlei Frequenzgangunterschiede zwischen den dargebotenen Signalen, sondern lediglich Laufzeitunterschiede auftraten. Die Békésyschen Pfade interessieren wegen ihrer Form und wegen ihrer Abhängigkeit vom Willen; beides erinnert stark an die Ergebnisse, die bei Kopfhörerwiedergabe von Kunstkopfstereofonie erzielt werden. Allerdings muß gesagt werden, daß die unterschiedlichen Frequenzgänge der Vorne- und Hintenbeschallung eines Kunstkopfes den gehörten Pfad bestimmen können. Auch die von Békésy berichtete pegelabhängige „Elevation" des vorderen Pfades kann bei Kopfhörerwiederabe beobachtet werden. Daß diese Sekundäreinflüsse **allein** die Vorne-Hinten-Unterscheidungen bei natürlichem Hören bedingen, muß bezweifelt werden. Schließlich hat das Gehör eine Wächterfunktion. Es ist unzweckmäßig, wenn die schnelle Entscheidung darüber, ob eine Gefahr von hinten oder von vorne droht, aus der Erkenntnis eines so oder anders klingenden bekannten Geräusches geschöpft werden muß.

Ganz anders ist das Hörerlebnis des Zuhörers kopfbezogener Stereofonie, der bei gleichem Aufnahmegerät eine Lautsprecherwiedergabe nach dem Verfahren Damaske-Mellert [4] vornimmt. Der hervorstechende Unterschied ist, daß – bei exakter Fixierung der Versuchsperson im schalltoten Raum – eine genaue Vorneortung, und zwar auch horizontal in der Medianebene, möglich ist. Aufschlußreich ist, daß sich die Hörempfindung weit weg vom Kopf einstellt, näherungsweise im Lautsprecherabstand. Der wesentliche physikalische Unterschied der Wiedergabearten besteht darin, daß bei Lautsprecherwiedergabe der gesamte Kopf und Körper der Versuchsperson dem von vorne einfallenden Schall ausgesetzt ist. Bezeichnenderweise tendiert die Wiedergabe nach Damaske-Mellert dazu, auch hintere Schallquellen vorne abzubilden, dann nämlich, wenn sekundäre Frequenzgangunterschiede zunehmend entfallen, weil die Schallquelle sich von der Aufnahmeapparatur weiter weg befindet. Richtungsabhängige Frequenzunterschiede verlieren zunehmend ihre Bedeutung, je mehr unterschiedliche und aus verschiedenen Richtungen einfallende Reflexionen sich mit zunehmender Entfernung einstellen.

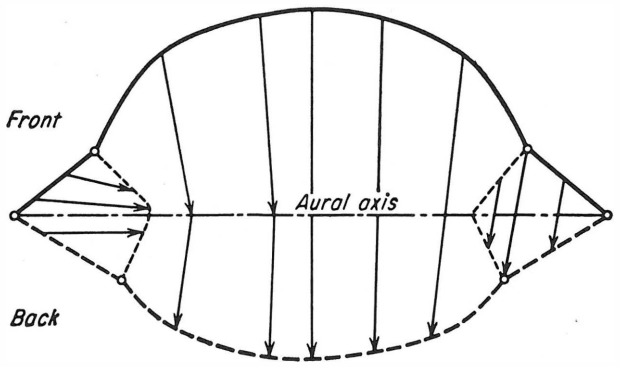


Bild 1
Vordere und hintere Pfade einer gehörten Schallquelle nach [3]

Es erhebt sich die Frage, ob und wann bezüglich der wahrgenommenen Entfernung und Schalleinfallsrichtung gravierende Unterschiede zum Original bestehen. Vorversuche mit unterschiedlicher Beschallungsentfernung im schalltoten Raum ließen vermuten, daß nach Fortfall aller Sekundäreinflüsse (Pegel-, Frequenzgangunterschiede) bei Kunstkopfwiedergabe über Lautsprecher keine Entfernungsdiskrimination möglich ist. Da jedoch mit zunehmender Entfernung Sekundäreinflüsse abnehmen, muß vermutet werden, daß die Entfernungsdiskrimination gerade in aufnahmetechnisch wichtigen Fällen ($r > r_H$) nachläßt. Unter diesen praxisgerechten Bedingungen wurden in drei sonst unterschiedlichen Räumen die Versuchsaufnahmen mit einem Neumann-Kunstkopf gemacht. Im Paarvergleich war – bezogen auf eine Standardentfernung – zunächst die Entfernung der Objektquelle bei gleichem Pegel am Aufnahmeort zu beurteilen, wobei natürlich als Sekundäreffekt das entfernungsabhängige Verhältnis von Direkt- zu Indirektschall übrig blieb. Während bei natürlichem Hören im Bereich von 1 m bis 5 m (r_H = 0,75 m) die gehörte Entfernung der tatsächlichen recht genau entsprach, wurde bei der Kunstkopfübertragung das Schallereignis in der Nähe der Lautsprecher mit deutlich verminderter Entfernungsabhängigkeit (ca. 1,8 m bis ca. 4 m) geortet, wenn sich die Quelle im Schnittpunkt der Median- und Horizontalebene vor dem Kunstkopf bewegte.

Im gleichen Raum wurde vorbereitend auch die Abbildung der Schalleinfallsrichtung untersucht, indem ein

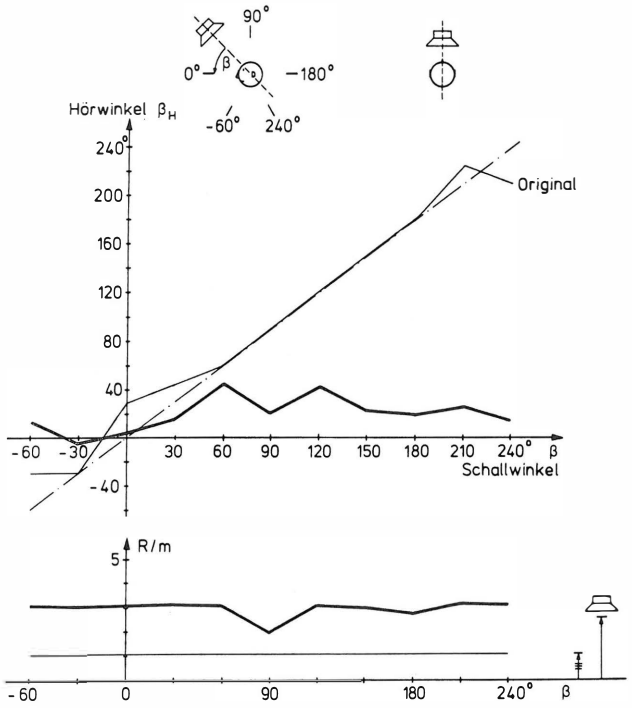


Bild 2
Lokalisation in der Medianebene
$r > r_H$

Testlautsprecher (10 cm ∅) in konstanter Entfernung (1,1 m) in drei verschiedenen Ebenen um den Kunst- bzw. Naturkopf herumbewegt wurde. Abgesehen von einer geringen Elevation des von vorne aus der Horizontalebene einfallenden Schalls zeigte das natürliche Hören immer eine gute Übereinstimmung der gehörten und der tatsächlichen Schalleinfallsrichtung, wohingegen beim Kunstkopf deutlich die Neigung bestand, dem tatsächlichen Schalleinfall in der Medianebene nur bis ca. 60° Elevationswinkel zu folgen. Schall von hinten wurde vorne gehört. Bei allen Richtungen wurde die Ausdehnung der Schallquelle mit einem Durchmesser von ca. 1 m bis 1,8 m größer empfunden. Die gehörte Schallquellenentfernung war deutlich etwas größer als die Lautsprecherentfernung (**Bild 2**).

Auch in anderen Ebenen konnten Spiegelungen des von hinten einfallenden Schalls nach vorne beobachtet werden, wie das Beispiel von **Bild 3** (45°-Ebene) zeigt. Generell werden die Schalleindrücke nach vorne geholt. Außerdem werden sie nicht immer in der 45°-Ebene gehört. Insbesondere in der vorderen Horizontalebene wird die Schallquelle weiter seitlich gehört. Dies entspricht der allgemeinen Beobachtung, daß Kunstkopfaufnahmen zu einer Aufweitung der Mittenszene tendieren. Die gehörte Entfernung entspricht wieder weitgehend dem Lautsprecherabstand.

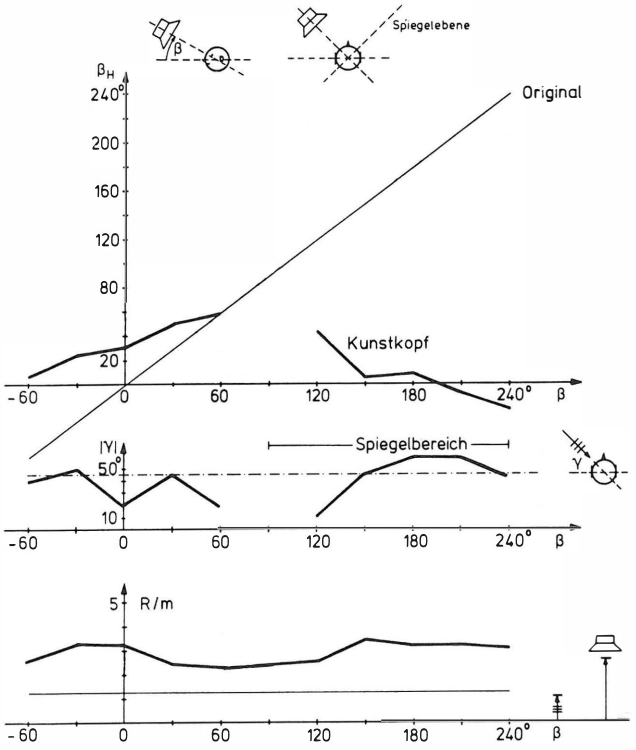


Bild 3
Lokalisation in der 45°-Ebene
$r > r_H$

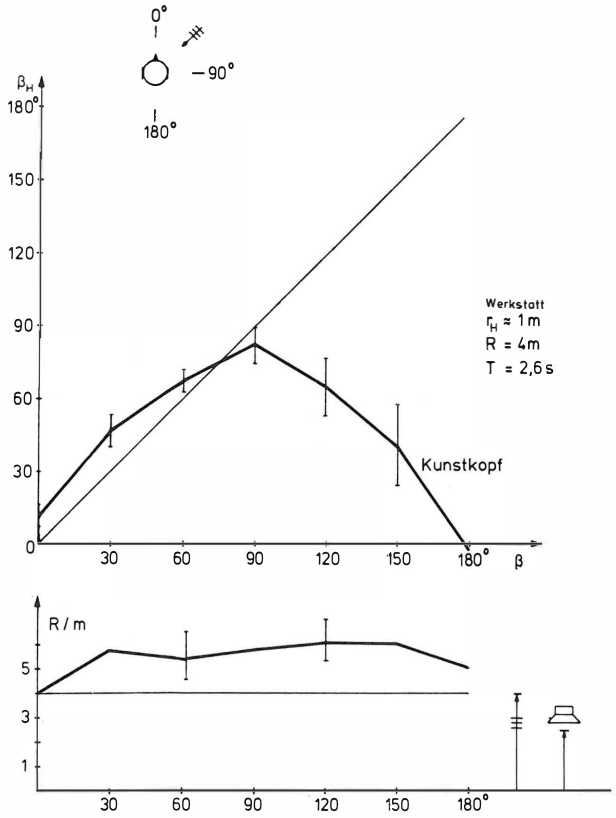


Bild 4
Lokalisation in der Horizontalebene
$r > r_H$

Die Ortung innerhalb der Horizontalebene wurde in einer großen Halle geprüft, wobei die Abstände des Aufnahmemikrofons gegenüber größeren reflektierenden Wandflächen groß gehalten werden konnten. Die Aufnahmeentfernung lag etwa beim vierfachen Hallradius. Wie der Leser sich leicht überzeugt, sind die Höreindrücke auch hier auf den vorderen Halbraum beschränkt (**Bild 4**). Zudem besteht die Tendenz, daß seitliche Schalleindrücke bei größerer Entfernung nach vorne geholt werden. Die gehörte Entfernung ist – bedingt durch den starken Hallanteil – größer als der Abstand der Wiedergabelautsprecher; er scheint – besonders bei Schalleinfall aus dem hinteren Raum – deutlich weiter. Schalleinfall von vorne ($\beta = 0°$) und von hinten ($\beta = 180°$) lassen sich im direkten Hörvergleich nicht durch die ge-

hörte Richtung, sondern durch die scheinbare Quellenausdehnung unterscheiden. Hintere Quellen erscheinen vorne etwas großflächiger und mehr in die diffusen Schallanteile eingetaucht. Der Diffusschall wird flächenhaft – kurz hinter den Wiedergabelautsprechern – wahrgenommen.

Generell lassen sich die gewonnenen Hörerfahrungen mit dem verwendeten Aufnahmegerät und bei Lautsprecherwiedergabe so zusammenfassen: Im Gegensatz zur Kopfhörerwiedergabe werden Schallquellen aus Entfernungen, die größer als der Hallradius sind, im wesentlichen in der Lautsprecherentfernung oder dahinter geortet. Alle Hörereignisse werden in Übereinstimmung mit [5] immer vorne geortet, die gehörte Entfernung und Quellenausdehnung hängt dabei von der Halligkeit ab. Im Gegensatz zum natürlichen Hören wird der Entfernungseindruck durch Sekundäreffekte bestimmt, so daß die erzielte Tiefenstaffelung geringer ist. Bei sehr geringen Aufnahmeentfernungen ($r < r_H$) werden die Schallquellen plötzlich bei verändertem Frequenzgang sehr dicht beim Kopf gehört, der Übergang ist sehr sprunghaft. In diesem Nahbereich können – abhängig von der Versuchsperson und dem verwendeten Signal – auch Hinteneindrücke erzielt werden.

Paul Scherer
Institut für Technische Akustik
Technische Hochschule Aachen

SCHRIFTTUM

[1] Scherer, P.: Vergleich zweier stereofonischer Übertragungstechniken mit dem natürlichen Hören in üblichen Aufnahmesituationen. Fortschritte der Akustik, Berichte der DAGA '78. VDE-Verlag, Berlin 1978.

[2] Platte, H.-J.; Laws, P.; vom Hövel, H.: Anordnung zur genauen Reproduktion von Ohrsignalen. Fortschritte der Akustik, Berichte der DAGA '75. Physik-Verlag, Weinheim 1975.

[3] von Békésy, G.: Experiments in hearing. McGraw Hill, New York 1960, S. 272 ff.

[4] Damaske, P.: Head-related two-channel stereophony with loudspeaker reproduction. J. Acoust. Soc. Am. **50** (1970), S. 1109 bis 1115.

[5] Takahashi, N.; Mori, T.; Kosuda, Y.: Precision sound image localization technique utilizing multi-track tape masters.. 59th AES-Convention, Preprint 1311 (A-2), Hamburg 1978.

7. HÖRVERGLEICH UNTERSCHIEDLICHER KUNSTKOPFSYSTEME

7.1. Einführung

Bei der Ausbildung von Studenten in Psychoakustik an der Technischen Universität Dänemark wird in kleinen Gruppen gearbeitet, die verschiedene psychoakustische Themen bearbeiten. Im Herbst 1977 arbeitete eine Gruppe von 3 Studenten (Lars Boman Madsen, Lars Flemming Nørmølle und Søren Weinrich) an Kunstkopfstereofonie.

Im akustischen Laboratorium besitzen wir keinen Kunstkopf, es war uns aber möglich, einen NEUMANN-Kopf von Radio Dänemark und einen KEMAR-Kopf von der Hörgerätefirma OTICON zu leihen. Die Studenten wollten diese beiden Köpfe bei Lokalisationsversuchen im reflexionsfreien Raum vergleichen.

Bei den Hörversuchen wurden 3 verschiedene Kopfhörer verwendet.

7.2. Messungen in der Horizontalebene

Die Versuchsanordnung ist in **Bild 1** dargestellt. 12 Lautsprecher sind in einem Kreis aufgestellt, so daß ihre Positionen den Stundenzahlen einer Uhr entsprechen. Die Lautsprecher waren ausgesucht, um einen gleichartigen Frequenzgang zu erzielen. Der Kunstkopf war im Zentrum des Kreises plaziert und die Signale vom Kopf wurden mit einem zweispurigen Tonbandgerät aufgenommen. Später wurden den Versuchspersonen diese Aufnahmen über Kopfhörer dargeboten.

Die Versuchspersonen konnten in der Weise antworten, daß sie die Nummer des Lautsprechers, von dem der Schall zu kommen schien, nannten. Als Angabe waren nur volle Stundenzahlen zugelassen.

Das Signal wurde in einer zufälligen Reihenfolge durch die Lautsprecher dargeboten. 48 Präsentationen wurden gemacht, wobei jeder Lautsprecher im Laufe der Beschallungsreihe viermal verwendet wurde.

Zur Kontrolle der Versuchsanordnung hat man Lokalisationsversuche vorgenommen, bei denen die jeweilige Versuchsperson anstelle des Kunstkopfes im Zentrum plaziert wurde. Als Signal wurde weißes Rauschen verwendet. In diesem Fall liegt eine perfekte Lokalisation vor, da keine Lokalisationsfehler auftraten.

Für die Hörversuche wurden 3 verschiedene Kopfhörer verwendet:

- Peerless PMB 6, ein sog. orthodynamischer Kopfhörer;
- TDH 39, ein sehr gebräuchlicher Kopfhörer für Audiometriezwecke;
- AKG 140, ein sehr leichter Kopfhörer für Hi-Fi-Anwendungen.

Für die Messungen von Kunstköpfen wurde als Signal sowohl weißes Rauschen als auch Sprache genommen. Als Sprachsignal dienten vom Rundfunk aufgenommene Nachrichten.

7.3. Resultate

Drei Versuchspersonen nahmen an den Messungen teil, die Ergebnisse sind in den **Bildern 2** und **3** dargestellt.

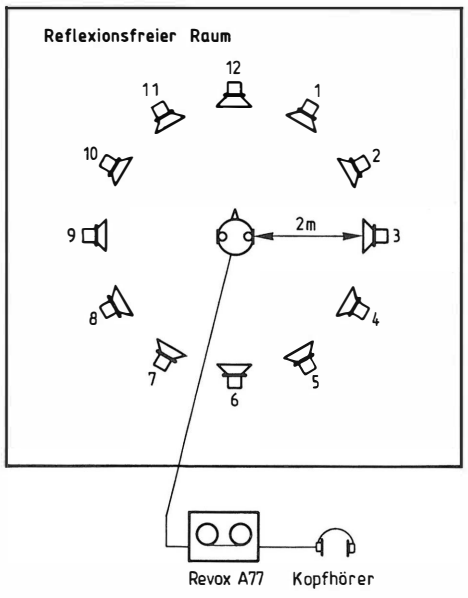


Bild 1
Versuchsanordnung für die Messungen in der Horizontalebene

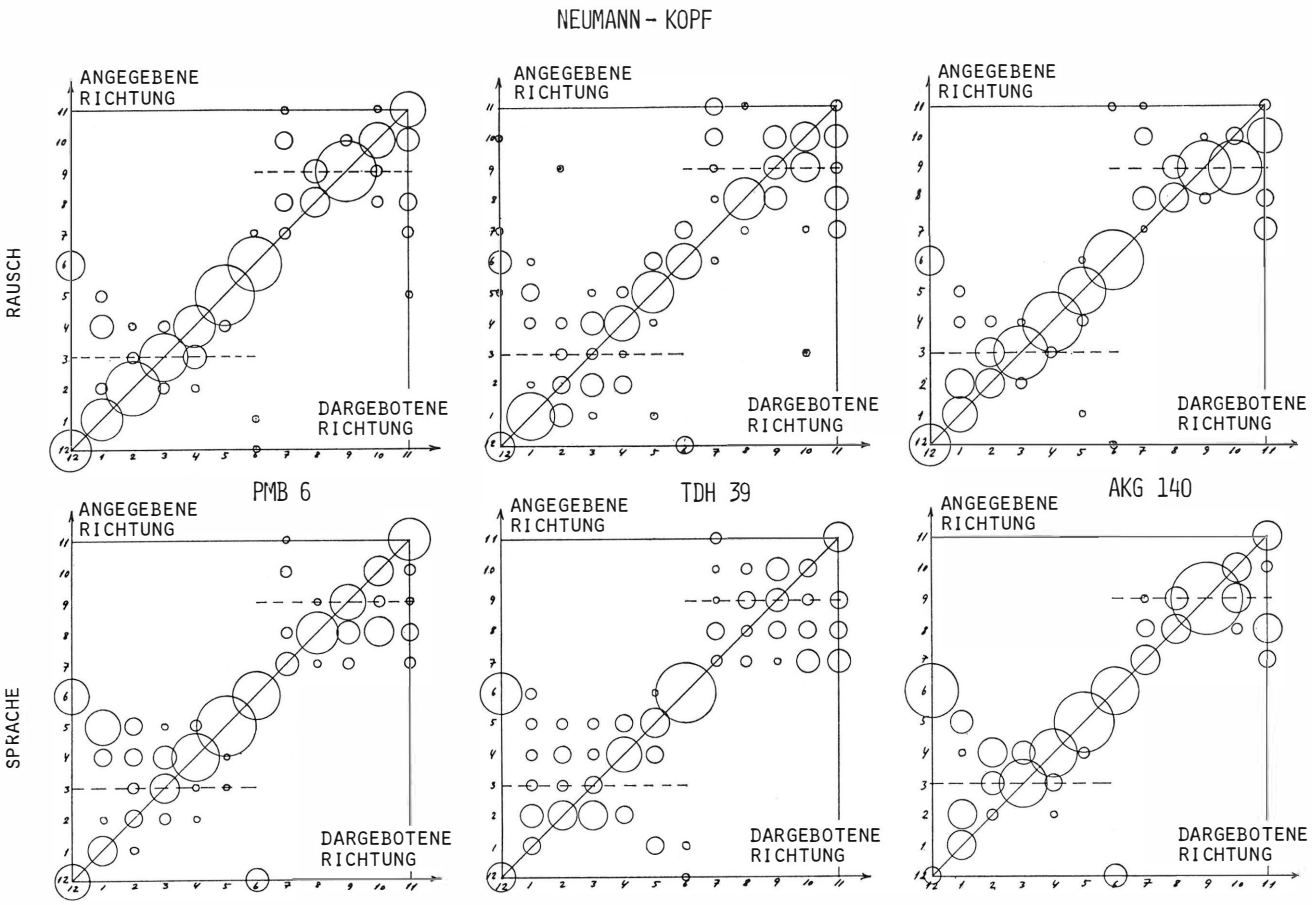


Bild 2
Lokalisationsresultate für den NEUMANN-Kopf

Bild 2 zeigt die Resultate mit dem NEUMANN-Kopf. Die dargebotenen Signale sind entlang der Abszisse, die Antworten entlang der Ordinate aufgezeichnet. Der Durchmesser des Kreises entspricht der Anzahl der Antworten. In der oberen Reihe sind Messungen mit Rauschsignalen dargestellt, in der unteren Reihe Resultate bei Sprachsignalen. Die drei Spalten gehören zu den drei Kopfhörern.

Es wird deutlich, daß die besten Ergebnisse mit den Peerless- und den AKG-Kopfhörern erreicht werden. Richtungsvertauschungen (vorne-hinten) treten häufig auf, besonders bei Sprachsignalen.

Bild 3 zeigt die Resultate mit dem KEMAR-Kopf. Es sind fast dieselben wie beim NEUMANN-Kopf. Auch hier werden die besten Ergebnisse mit den Peerless- und den AKG-Kopfhörern erreicht.

Dieselben Resultate können noch auf andere Weise illustriert werden: Die Lokalisationsfehler sind durch Richtungsfehler (1 Stunde Abweichung) und Vorne-Hinten-Vertauschungen klassifiziert worden. Die so ermittelten Fehler wurden gezählt. Dies ist in **Bild 4** dargestellt.

Man sieht deutlich, daß von allen Kopfhörern (und Signalen) der NEUMANN-Kopf der bessere bezüglich der Vorne-Hinten-Vertauschungen ist, für die Richtungsfehler ist der KEMAR-Kopf der bessere. Die Anzahl der Fehler kann mit der totalen Anzahl der Antworten, nämlich 864, verglichen werden. Eine gegebene Antwort kann sowohl als Richtungs- wie auch als Vorne-Hinten-Vertauschungsfehler gezählt werden.

Zwei Schlußfolgerungen können aus diesen Messungen gezogen werden:

1) Der eine Kopf ist nicht besser als der andere.
2) Der Kopfhörer TDH 39 ist für diese Messungen nicht verwendbar.

Subjektiv gesehen wurde der Kopfhörer AKG 140 als der beste beurteilt.

7.4. Messungen in der Medianebene

Für diese Messungen wurde die Versuchsanordnung nach **Bild 5** verwendet. Mit einer Versuchsperson im Zentrum des Lautsprecherkreises wurden die in **Bild 6** dargestellten Ergebnisse erreicht. Die Resultate stimmen mit den von Damaske und Wagener (1969) erzielten gut überein [1]. (Es ist der Standardfehler des Mittelwertes aufgetragen.)

Unglücklicherweise war es unmöglich, Lokalisationsmessungen in der Medianebene mit Kunstköpfen vorzunehmen, da die Versuchspersonen in den meisten Fällen Im-Kopf-Lokalisation hatten und deshalb keine Richtungsinformation angegeben werden konnte.

7.5. Objektive Messungen, Schalleinfall von vorne und von hinten

Mit konstantem Schalldruckpegel an der Stelle, wo die Köpfe plaziert waren, wurde die Frequenzcharakteristik des NEUMANN-Kopfes für verschiedene Schalleinfälle aufgenommen.

Besonders der Unterschied der Ausgangsspannung des Mikrofones zwischen Schalleinfall von vorne und von hinten ist interessant, da diese Messungen mit Messungen an wirklichen Versuchspersonen verglichen werden können (siehe **Bild 7**). Die obere Kurve zeigt den Unter-

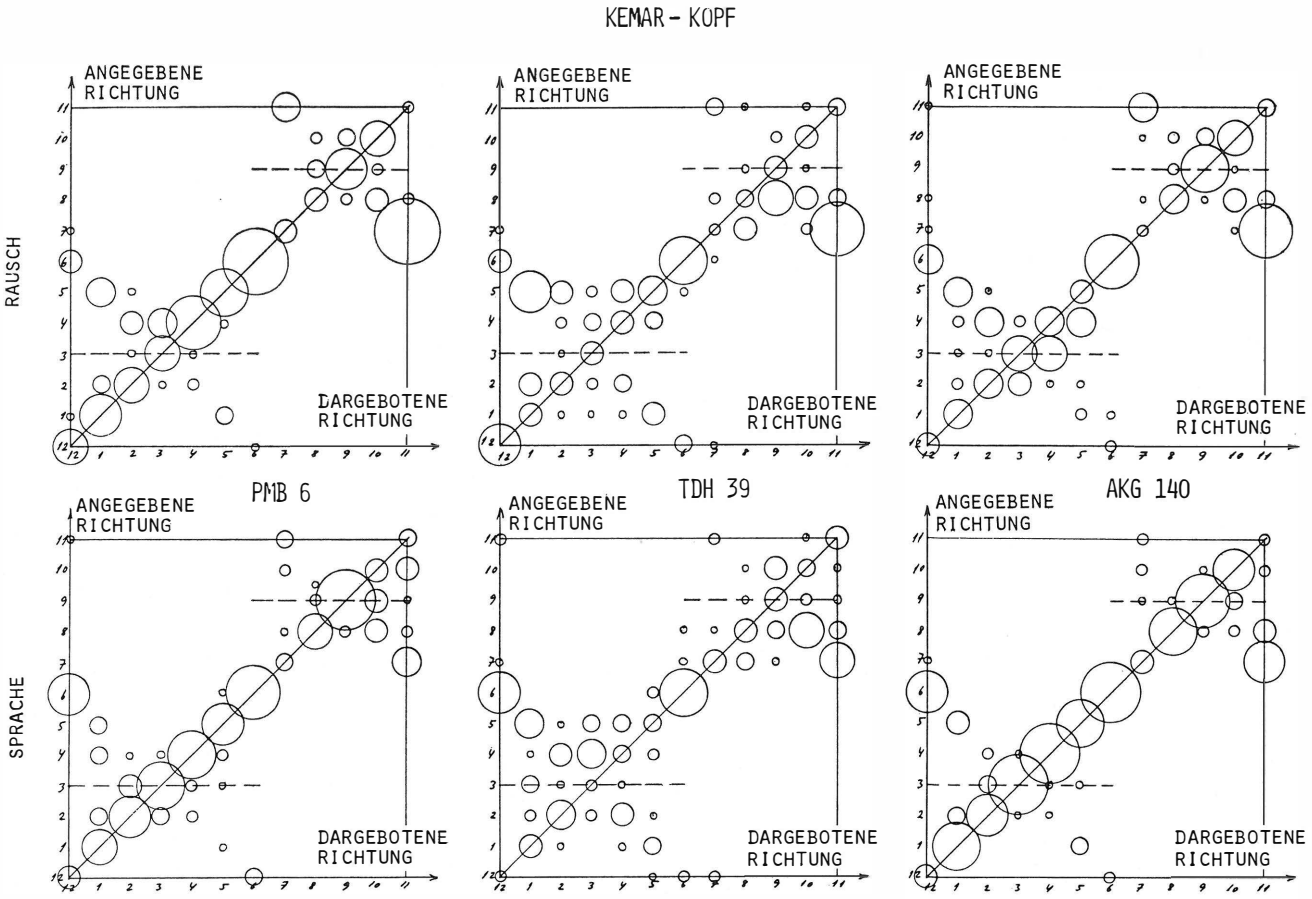


Bild 3
Lokalisationsresultate für den KEMAR-Kopf

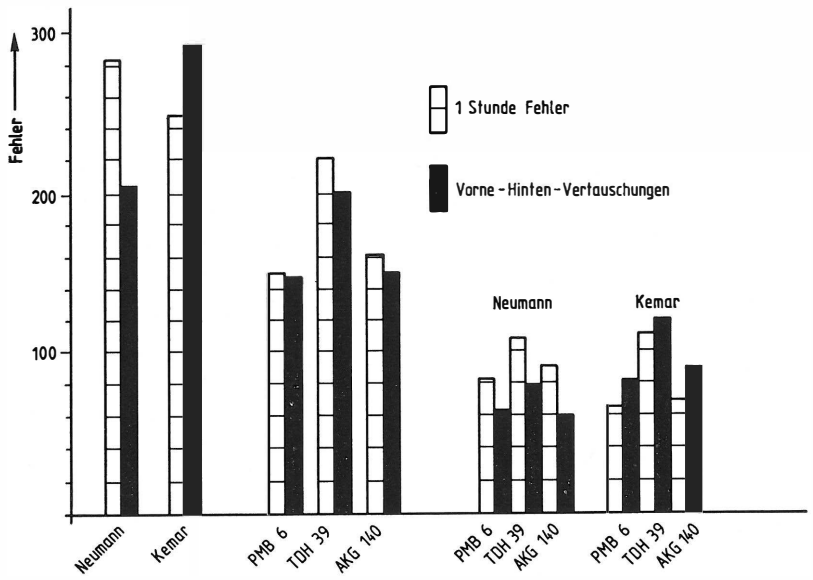


Bild 4
Zusammenstellung von Lokalisationsresultaten
angegeben durch Richtungsfehler (1 Stunde Fehler) und Vorne-Hinten-Vertauschungen

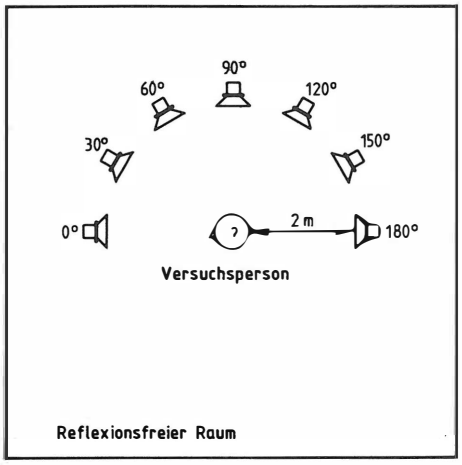


Bild 5
Versuchsanordnung für die Messungen in der Medianebene

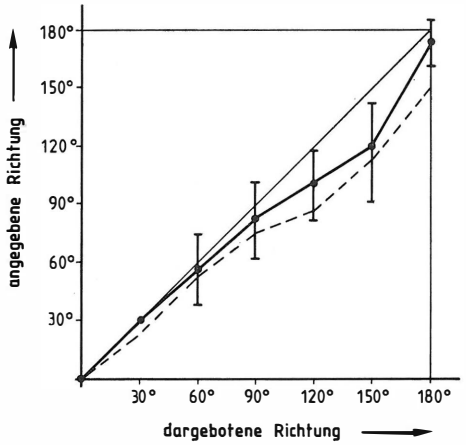


Bild 6
Lokalisationsresultate von der Medianebene

schied zwischen Schall von vorne und von hinten im Gehörgang nahe dem Trommelfell, gemessen bei 10 Versuchspersonen (Blauert, 1974 [2]). Die Pfeile zeigen – schematisch – die „Anhebungsbereiche" bei Präsentation von vorne (Pfeil nach links) und von hinten (Pfeil nach

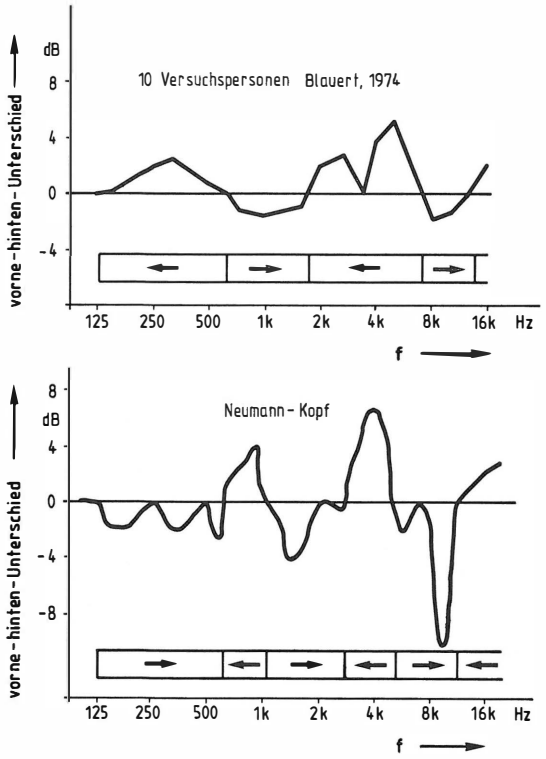


Bild 7
Vergleich zwischen Messungen an 10 Versuchspersonen (oben) und am NEUMANN-Kopf (unten)

rechts). Die untere Kurve zeigt als ähnliche Kurve diejenige, die mit dem NEUMANN-Kopf erreicht wurde. Man sieht deutlich, daß sich, besonders bei niedrigen Frequenzen, die beiden Kurven gegenseitig widersprechen. Diese Nichtübereinstimmung kann vielleicht einige der Ursachen der Vorne-Hinten-Vertauschungen erklären.

Torben Poulsen
Laboratorium für Akustik
Technische Universität Dänemark, Lyngby

SCHRIFTTUM

[1] Damaske, P.; Wagener: Richtungshörversuche über einen nachgebildeten Kopf. Acustica **21** (1969), S. 30 bis 35.

[2] Blauert, J.: Räumliches Hören. S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1974, S. 91.

8. ANWENDUNG DER KOPFBEZOGENEN STEREOFONIE IN DER AKUSTISCHEN FORSCHUNG

8.1. Einleitung

Die Entwicklung der kopfbezogenen Stereofonie hat in den letzten zehn Jahren die akustische Forschung stimuliert. Umfangreiche Untersuchungen zur Bestimmung der Richtcharakteristik des menschlichen Kopfes, der Übertragungseigenschaften des Ohrkanals und der Trommelfellimpedanz lieferten Datenmaterial für die Entwicklung und den Bau von Kunstköpfen. Eine Vielzahl psychoakustischer Experimente zu den anfangs beobachteten Übertragungsfehlern der kopfbezogenen Stereofonie erweiterten unsere Kenntnisse über das räumliche Hören.

Alle bei der Wiedergabe von Kunstkopfsignalen auftretenden Probleme (Im-Kopf-Lokalisation, Richtungsinvertierungen, Elevation von Hörereignissen, Lautsprecherwiedergabe) sind heute im Prinzip verstanden oder sogar gelöst (vgl. hierzu [1–5]). Die für eine verzerrungsfreie Übertragung von Kunstkopfsignalen benötigten Filter können angegeben werden (siehe z. B. [3, 6]). Wie aus anderen Beiträgen in diesem Bericht hervorgeht, arbeiten verschiedene Forschungsgruppen an der Weiterentwicklung und Verbesserung der Kunstköpfe. In dem vorliegenden Aufsatz soll eine kurze Übersicht gegeben werden, wie sich die kopfbezogene Stereofonie in der akustischen Forschung einsetzen läßt. Im Literaturverzeichnis sind hauptsächlich Arbeiten aufgeführt, die eine gute Literaturübersicht zu den behandelten Themen geben.

8.2. Einsatzmöglichkeiten des Kunstkopfes

Bei den meisten der bislang entwickelten Kunstköpfe hat man versucht, den menschlichen Kopf einschließlich des Außenohres bis zum Trommelfell in seinen akustischen Eigenschaften nachzubilden. Die im Kunstkopf eingebauten Mikrofone zeichnen den Schalldruck in einer bestimmten Bezugsebene des „Ohrkanals" (meist in der Trommelfellbezugsebene [7, 8]) auf.

Die Kunstkopfsignale enthalten die gesamte durch den Luftschall übertragene akustische Information, die dem Gehör für das räumliche Hören zur Verfügung steht. Somit bilden sie eine wichtige Hilfe bei der Deutung subjektiver Experimente zum räumlichen Hören. Sie machen zeitraubende und nicht ungefährliche Sondenmessungen im Ohrkanal einer Versuchsperson überflüssig. Zur Interpretation der Hörexperimente werden die aus der Psychoakustik bekannten Auswertmechanismen des Gehörs unmittelbar auf die Kunstkopfsignale angewendet. So konnte z. B. Damaske [9] die Richtungsabhängigkeit der Verdeckung eines Testschalls in der Medianebene mit Lautheitsdichtemessungen an Kunstkopfsignalen erklären. Es ist zu erwarten, daß auch andere Phänomene des räumlichen Hörens, z. B. die absoluten Wahrnehmbarkeitsschwellen von Rückwürfen oder der Cocktailparty-Effekt durch die Auswertung von Kunstkopfsignalen besser verstanden werden können.

In der Meßtechnik werden Kunstköpfe bereits bei der Bestimmung binauraler raumakustischer Parameter von Schallfeldern aus Konzertsälen [3] benutzt.

Es ist heute noch nicht bekannt, ob die naturgetreue Nachbildung des menschlichen Außenohres bis zum Trommelfell für die „idealen" Übertragungseigenschaften der kopfbezogenen Stereofonie (siehe Abschnitt **8.3.**) notwendig ist (vgl. [2, 10]), jedoch ermöglicht sie weitere Anwendungen des Kunstkopfes in der Meßtechnik.

So wird zur Zeit überprüft, ob sich Kunstköpfe bei der Messung der Übertragungseigenschaften von Hörhilfen und Kopfhörern [8, 11] bzw. der Schalldämmung von Ohrschützern einsetzen lassen, um die heute eingesetzten, zum Teil subjektiven Meßverfahren abzulösen. Allerdings muß einschränkend erwähnt werden, daß mit dem Kunstkopf bisher nur die Luftschallübertragung, nicht aber die Knochenschallübertragung erfaßt wird. Darüber hinaus ist bekannt, daß die Übertragungseigenschaften insbesondere ohraufliegender („offener") Kopfhörer und die Dämmeigenschaften von Ohrschützern vom Sitz am Ohr abhängen. Somit müßten am Kunstkopf für diesen Anwendungszweck auch die elastischen Eigenschaften der Ohrmuschel bzw. der Haut nachgebildet werden. Aufgrund der angeführten Einschränkungen ist zu erwarten, daß der Kunstkopf zunächst nur in einem beschränkten Frequenzbereich, in dem die Abweichungen von den Eigenschaften des menschlichen Kopfes zu vernachlässigen sind, die bisherigen Meßverfahren ablösen kann.

8.3. Einsatzmöglichkeiten der kopfbezogenen Stereofonie

In der raumakustischen Forschung besteht seit langem der Wunsch nach einem originalgetreuen Übertragungsverfahren. Hierunter versteht man, daß alle an einem Aufnahmeort auftretenden Schallereignisse genau erfaßt, übertragen und so reproduziert werden, daß am Wiedergabeort derselbe Höreindruck entsteht wie im ursprünglichen Schallfeld [2]. Im Vergleich mit den anderen derzeit bekannten Übertragungsverfahren kommt die kopfbezogene Stereofonie diesem Ideal am nächsten [1, 4]. Dies bezieht sich auf die Richtungs- und Entfernungsabbildung, den räumlichen Eindruck, die Lautheit und die Klangfarbe von Hörereignissen.

Hierdurch ist die kopfbezogene Stereofonie zu einem wichtigen Hilfsmittel in der akustischen Forschung geworden. Nunmehr können Schallfelder zu verschiedenen Zeiten an verschiedenen Orten aufgezeichnet, gespeichert und originalgetreu reproduziert werden. Sie können dann direkt miteinander verglichen und beurteilt werden. Urteilsunsicherheiten durch das schlechte akustische Gedächtnis der Hörer werden weitgehend vermieden, alle nichtakustischen Einflüsse auf die Urteile, wie z. B. optische Eindrücke, werden ausgeschlossen. Somit lassen sich relevante subjektive Daten über die Schallfelder gewinnen, die sich auf einen großen Hörerkreis stützen und einen sinnvollen Vergleich mit objektiven Daten der Schallfelder zulassen.

Im kommerziellen Bereich wird häufig als Nachteil der kopfbezogenen Stereofonie genannt, daß sich der Hörer bei der Lautsprecherwiedergabe an einem bestimmten Ort vor den Lautsprechern in einem reflexionsarmen Raum aufhalten muß oder daß sich bei der Kopfhörerwiedergabe das Hörereignis bei einer Kopfdrehung mitbewegt. Diese Einwände sind im wissenschaftlichen Bereich nur von untergeordneter Bedeutung, da jeweils sichergestellt werden kann, daß die optimalen Abhörbedingungen eingehalten werden. Außerdem läßt sich aus Vorversuchen ersehen, inwieweit sich Abweichungen vom idealen Übertragungsverfahren auf die Hörerurteile auswirken.

Umfangreiche Schallfelduntersuchungen mit der kopfbezogenen Stereofonie wurden in der Konzertsaalakustik durchgeführt. Eine ausführliche Darstellung der Ergebnisse findet man bei Cremer [12]. Weitere Anwendung findet die kopfbezogene Stereofonie bei der Bewertung von Lärm [13].

In jüngster Zeit ist die kopfbezogene digitale Schallfeldsynthese eingeführt worden [14]. Hierbei werden Impulsantworten, die mit einem Kunstkopf in einem Konzertsaal aufgezeichnet wurden, auf einem Digitalrechner mit nachhallfrei aufgenommenen Sprach- und Musiksignalen gefaltet. Auf diese Weise lassen sich Schallfelder erzeugen, die den mit einem Kunstkopf aufgenommenen entsprechen. Durch gezielte Änderungen in den Impulsantworten können dann auf einfache Weise bauliche Änderungen in dem Konzertsaal simuliert und beurteilt werden [15].

8.4. Schlußbemerkung

Die bisherigen Anwendungen der kopfbezogenen Stereofonie in der akustischen Forschung haben gezeigt, daß sie dort vorteilhaft einzusetzen ist, wo es um die Auffindung von Zusammenhängen zwischen objektiven Schallfeldeigenschaften und der subjektiven Beurteilung von Schallfeldern geht.

Leider gibt es augenblicklich nur wenige Forschungsgruppen, die über ein aufeinander abgestimmtes Aufnahme- und Wiedergabesystem verfügen. Hörexperimente haben gezeigt, daß starke Abweichungen vom „idealen" Übertragungsverhalten auftreten, wenn verschiedene Systeme ohne zusätzliche Entzerrungsfilter kombiniert werden. Es wäre daher wünschenswert, wenn bald der in [2] diskutierte Vorschlag nach der Konstruktion eines Standardkunstkopfes und darauf abgestimmter Wiedergabesysteme aufgegriffen würde, damit sich die kopfbezogene Stereofonie in noch stärkerem Maße in der akustischen Forschung einsetzen läßt.

Dieter Gottlob
III. Physikalisches Institut
Universität Göttingen

SCHRIFTTUM

[1] Blauert, J.: Vergleich unterschiedlicher Systeme zur originalgetreuen elektroakustischen Übertragung. Rundfunktechn. Mitt. **18** (1974), S. 222 bis 227.

[2] Laws, P.; Blauert, J.; Platte, H.-J.: Anmerkungen zur stereofonen kopfbezogenen Übertragungstechnik. Acustica **36** (1976/77), S. 45 bis 47.

[3] Schroeder, M. R.; Gottlob, D.; Siebrasse, K. F.: Comparative study of European concert halls: correlation of subjective preference with geometric and acoustic parameters. J. Acoust. Soc. Am. **56** (1974), S. 1195 bis 1201.

[4] Kuhl, W.; Plantz, R.: Kopfbezogene Stereofonie und andere Arten der Schallfeldübertragung im Vergleich mit dem natürlichen Hören. Rundfunktechn. Mitt. **19** (1975), S. 120 bis 132.

[5] Blauert, J.: Räumliches Hören. Stuttgart 1974.

[6] Platte, H.-J.; Laws, P.: Technische Probleme beim Einsatz kopfbezogener stereofoner Übertragungsverfahren. Rundfunktechn. Mitt. 22 (1978), S. 22 bis 27.

[7] Mellert, V.: Construction of a dummy head after new measurements of the threshold of hearing. J. Acoust. Soc. Am. 51 (1972), S. 213 bis 221.

[8] Burkhard, M. D.; Sachs, R. M.: Anthropometric manikin for acoustic research. J. Acoust. Soc. Am. 58 (1975), S. 214 bis 222.

[9] Damaske, P.: Richtungsabhängigkeit von Spektren und Korrelationsfunktionen der an den Ohren empfangenen Signale. Acustica 22 (1969/70), S. 191 bis 204.

[10] Wilkens, H.: Kopfbezügliche Stereofonie — ein Hilfsmittel für Vergleich und Beurteilung verschiedener Raumeindrücke. Acustica 26 (1972), S. 213 bis 221.

[11] Boone, M. M.; Schumann, B. H. J.: On the calibration of headphones. Proc. 9th Intern. Congr. Acoust. Madrid 1977, S. 936.

[12] Cremer, L.; Müller, H. A.: Die wissenschaftlichen Grundlagen der Raumakustik, Band I, Teil 3, Stuttgart 1978.

[13] Weber, R.; Mellert, V.: Vergleichende Beurteilung von Verkehrsgeräuschen — Korrelation mit Lautstärkeparametern. Fortschritte der Akustik. DAGA '78, Bochum. Berlin 1978, S. 271 bis 274.

[14] Eysholdt, U.; Gottlob, D.: Synthese von Schallfeldern auf einem Digitalrechner. Fortschritte der Akustik. DAGA '76, Heidelberg. Düsseldorf 1976, S. 263 bis 266.

[15] Gottlob, D.; Kohlrausch, A.; Schroeder, M. R.: Raumakustische Untersuchungen mit Hilfe der digitalen Schallfeldsynthese. Fortschritte der Akustik. DAGA '78, Bochum. Berlin 1978, S. 575 bis 578.

9. PROBLEME BEI DER EINFÜHRUNG DER KUNSTKOPFSTEREOFONIE BEIM HÖRRUNDFUNK

Auf der Internationalen Funkausstellung 1973 wurden Aufnahmen in kopfbezogener Stereofonie der Öffentlichkeit mit einem vom RIAS Berlin produzierten Hörspiel (Demolition) vorgestellt; zwei Jahre später – wiederum auf der Funkausstellung in Berlin – war auch eine Vielzahl sehr unterschiedlicher Musikaufnahmen des Rundfunks zu hören.

Inzwischen ist es nach anfangs sehr lebhafter Diskussion und teils eifrigen Versuchen, sich mit den Besonderheiten dieser neuen Technik auseinanderzusetzen, wieder stiller geworden, in manchen unserer Funkhäuser auch sehr still.

Im folgenden soll versucht werden, die Frage zu beantworten, warum eine teils begeistert aufgenommene, offensichtlich mit erheblichen Vorteilen versehene Technik sich nicht oder noch nicht hat durchsetzen können.

Zunächst muß man wohl bedenken, daß der Hörrundfunk eine Vielzahl sehr unterschiedlicher Programmaufgaben zu lösen hat. Die Frage, ob daher eine bestimmte Aufnahmetechnik oder eine andere verwendet werden sollte, ist erst in zweiter Linie, nach den eigentlichen Programminhalten, interessant; auch wird nur ein kleiner Teil des Gesamtprogramms von dieser Frage berührt. Insbesondere dann, wenn die Unterschiede zwischen den Techniken – konkret derzeit Monofonie, Intensitätsstereofonie, Quadrofonie und kopfbezogene Stereofonie, andere sind nicht ernsthaft im Gespräch – nur in Art und Vielfalt der räumlichen Darstellungsmöglichkeiten gesehen werden.

So wird denn diese Frage nur für einen kleinen Teil des Programms überhaupt diskutiert, im wesentlichen für das Hörspiel und für anspruchsvolle Musiksendungen des sog. E-Musikbereichs. Im Hörspiel sind die Vorteile der Kunstkopftechnik unbestritten; es darf aber nicht vergessen werden, daß es Hörspielformen gibt, denen der Kunstkopf nichts oder wenig bringt: solche, die rein plakativ oder mit ständigen Verfremdungen arbeiten oder ganz auf den Dialog abgestellt sind.

Es soll auch hier noch einmal daran erinnert werden, daß Rundfunk und Schallplatte – man mag das bedauern oder nicht – eine neue Form des Musikkonsums kreiert haben: Darbietungen, bei denen von der Musik nur der „informative" Anteil interessiert, bei dem es relativ gleichgültig ist, auf welchem Wege die Information den Hörer ereicht; bei denen auch erhebliche Teile gestört sein oder schlicht fehlen können (die meist erhebliche Redundanz in der Musik und die „Vorkenntnisse" des Empfängers ermöglichen diesem, fehlende Teile meist mühelos zu ergänzen).

Musik als Kulisse braucht keine Rauminformation, genausowenig wie Interpret und Komponist von Interesse sind, im Gegenteil, die Rauminformation, die oft ein aufmerksames Zuhören erzwingt, stört. Die Fälle des aktiven Musikhörens, des bewußten Musikgenusses, sind relativ selten; jedoch nur dafür eignet sich zunächst der Kunstkopf.

Für die Einführung neuer Techniken im Rundfunkbetrieb gibt es nun generell drei Hürden, die fast immer erhebliche Schwierigkeiten bereiten:

1. Der technische Apparat muß im wesentlichen unverändert auch den neuen Anforderungen genügen. Dies bedeutet, daß keine wesentlichen Erweiterungen oder Änderungen gefordert werden dürfen. Das bezieht sich sowohl auf die Aufnahmeräume, die Aufnahmegeräte und nachfolgenden Glieder als auch auf den Sendebereich.
2. Störungen im technischen und verwaltungsmäßigen Betriebsablauf sollten möglichst vermieden werden, z. B. unterschiedliche Einstellungen an Verstärkern, Kompandern, Begrenzern, Mischpulten usw., zwischen denen ständig gewechselt werden müßte.
3. Die „neuen" Sendungen müssen mit den auf dem Markt befindlichen und eingeführten Empfangsgeräten in der gewohnten Weise ohne Qualitätsverlust empfangen und abgehört werden können.

Für die kopfbezogene Stereofonie sind die ersten beiden Hürden relativ leicht zu nehmen.

Für die Aufnahme – mit Ausnahme der kopfbezogenen Mikrofonanordnung, die im übrigen mit Studiomikrofonen ausgerüstet sein kann –, für die Weiterverarbeitung des Signals und für die Ausstrahlung können dieselben Geräte verwendet werden wie für die nahezu überall eingeführte Intensitätsstereofonie. Auf eine kleine Besonderheit sei jedoch hingewiesen: Bei Lautsprecher- oder auch Kopfhörerempfang intensitätsstereofoner Sendungen wird ein ggf. wahrnehmbarer Störgeräuschanteil stets dort geortet, wo auch Schallquellen geortet werden, also am Ort der Lautsprecher oder dicht am Kopf, am Ort der Kopfhörer. Bei der Wiedergabe kopfbezogener Signale über Kopfhörer werden die Schallquellen jedoch außer Kopf mehr oder weniger weit entfernt, Störgeräusche jedoch am Ort der Kopfhörer geortet, die Störwirkung ist deshalb erheblich größer als bei der Intensitätsstereofonie. Es empfiehlt sich daher, für die Aufzeichnung auf analogen Magnettongeräten, deren Signal-Rauschabstand (nach CCIR-Rec. 461) bestenfalls ca. 55 dB beträgt, ein Kompandersystem einzusetzen, zumal der Ersatzgeräuschpegel des Kunstkopfes, wie bei Studiokondensatormikrofonen zu erwarten, lediglich 22 dB (A) beträgt.

Störungen im Betriebsablauf sind ebenfalls nicht zu erwarten, wenn man davon absieht, daß Tonmeister und Toningenieure mit Kopfhörern abhören sollten und auf-

gezeichnete Kunstkopfproduktionen gesonderte Bandkennzeichnungen erhalten sollten.

Vergleicht man dies mit den Schwierigkeiten, die der Rundfunk z. B. bei Einführung quadrofoner Techniken zu erwarten hätte (vierkanalige Auslegung aller Mischpulte, Speicher, Sendewege usw. – von dem Problem der hochfrequenten Abstrahlung ganz zu schweigen–), so ist zu verstehen, daß allein aus diesen Gründen einem zweikanaligen Übertragungsverfahren wie dem Kunstkopf im Rundfunk eher Chancen einzuräumen sind als z. B. der Quadrofonie.

Die gravierenden Schwierigkeiten treten jedoch bei der dritten Hürde auf, dem sog. Kompatibilitätsproblem. Unter Kompatibilität wird in letzter Zeit nicht nur eine technische Kompatibilität verstanden wie etwa die Forderung, daß bei Bildung des M-Signals bei der Intensitätsstereofonie keine Auslöschungen auftreten sollen, sondern auch Kompatibilität in dem Sinne, daß das Hörerlebnis bei unterschiedlichen Wiedergabeformen eines Signals befriedigend bleibt. Ferner wird der Begriff auch auf die „Verträglichkeit" einer neuen Aufnahmemethode mit den Methoden und Eigenheiten bereits eingeführter Techniken angewandt. Kompatibilität der Wiedergabe von Kunstkopfsignalen mit monofonen und intensitätsstereofonen Signalen ist nun sowohl unter dem technischen als auch dem Aspekt des befriedigenden Hörerlebnisses zu überprüfen.

Monofone Wiedergabe von kopfbezogenen Signalen

Werden bei der monofonen Wiedergabe kopfbezogener Signale die beiden Ohrinformationen summiert, so ergibt sich wegen der Addition eines Signals mit demselben, jedoch ggf. verzögerten Signal wegen des zu erwartenden Kammfiltereffekts eine Klangfärbung.

Die Stärke dieser Klangfärbung läßt sich für verschiedene Schalleinfallswinkel, bezogen auf die Medianebene des kopfbezogenen Aufnahmesystems, abschätzen.

Die Einflußgrößen sind:

- der Einfallswinkel bzw. die daraus resultierende Verzögerungszeit;
- die Kopfabschattung, wiederum in Abhängigkeit vom Einfallswinkel;
- das Spektrum des einfallenden Signals.

Die Klangfärbung ist um so geringer, je

kleiner der Einfallswinkel ist (bei Schallquellen vor dem Kunstkopf bezogen auf die Einfallsrichtung geradeaus vorn),

geringer der Anteil hoher Frequenzen im Spektrum des einfallenden Signals ist.

Für den Fall eines Orchesters vor dem Kunstkopf mit dem maximalen Öffnungswinkel 60° (für den Hörer im Konzertsaal ist der Winkel in der Regel kleiner) ergeben sich maximale Verzögerungszeiten (Δt) von ca. 280 μs und damit ein erster Einbruch im Spektrum des Summensignals bei ca. 3500 Hz nach der Beziehung

$$f_p = \frac{1}{\Delta t} = \frac{c}{D \cdot \varkappa' \cdot \sin \varphi}$$

mit

D = Kopfdurchmesser

c = Schallgeschwindigkeit

$\varkappa'$ = empirisch ermittelter Korrekturfaktor für Beugungseffekte (1,2 . . .1,3)

φ = Schalleinfallswinkel.

Die Tiefe des Einbruchs ist gegeben durch die Pegeldifferenz der Signale in diesem Frequenzbereich, sie beträgt bei diesem Winkel ca. 8 dB.

Die Hörbarkeit bzw. Störwirkung dieses Einbruchs ist – wie schon erwähnt – abhängig vom Spektrum der Signalquelle. Je größer die Leistungsdichte bei hohen Frequenzen ist, desto größer die Wirkung; bei Überwiegen tiefer Frequenzen ist wegen deren Verdeckungswirkung (pegelabhängig) auch damit zu rechnen, daß die Klangfärbung unhörbar wird.

In der Regel wird die Klangfarbenveränderung durch diesen Effekt weit überschätzt. Ob die Hörer eine monofone Kunstkopfwiedergabe akzeptieren, bliebe noch zu überprüfen. In jedem Fall ist die Klangfarbendifferenz zwischen dem Signal eines Kugel- oder Nierenmikrofons in der Nähe der Schallquelle und dem Signal eines Kunstkopfmikrofons – also ohne Summenbildung – erheblich größer.

Stereofone zweikanalige Lautsprecherwiedergabe von kopfbezogenen Signalen

Bei der Wiedergabe kopfbezogener Signale über zwei Lautsprecher in „normaler" Stereoanordnung tritt wegen des Übersprechens des lediglich für ein Ohr bestimmten Lautsprechersignals auf das andere Ohr im Prinzip der gleiche Effekt auf wie bei monofoner Darbietung, allerdings in nochmals abgeschwächter Form. Die Dämmwirkung des Kopfes des Abhörenden, die, bezogen auf die Schalleinfallsrichtung 30° des Lautsprecherschalls, bis zu ca. 12 dB im hier interessierenden Frequenzbereich beträgt, ist plötzlich zu berücksichtigen.

Die gravierenden Unterschiede zwischen einer Lautsprecherwiedergabe intensitätsstereofoner und kopfbezogener Signale ergeben sich aus anderen Gründen, und zwar:

a) Die Mikrofonstandorte unterscheiden sich grundsätzlich. Bei intensitätsstereofonen Aufnahmen werden die Mikrofone in der Nähe der Schallquellen angeordnet, während der Aufstellunsgort für den Kunstkopf in der Regel in erheblich größerer Entfernung entsprechend einem günstigen Hörerplatz im Raum gewählt wird.

b) Die Kunstkopfsignale sind für die Wiedergabe im bzw. dicht vor dem Ohrkanal bestimmt. Bei Lautsprecherwiedergabe erfolgt – entsprechend der Schalleinfallsrichtung des Lautsprechersignals – eine erneute Bewertung der am Kopf des Hörers eintreffenden Signale durch die äußeren Ohren.

c) Bei Lautsprecherwiedergabe spielen für den Höreindruck nicht nur der den Hörer direkt erreichende Schall, sondern auch die Reflexionen an den Begrenzungsflächen des Abhörraums eine Rolle. Dieser Anteil ist bei der Intensitätsstereofonie erwünscht, bei kopfbezogener Stereofonie in Abhängigkeit von Programmaterial und Aufstellungsort des Kunstkopfes, bei der Aufnahme eher unerwünscht.

Für eine im künstlerisch ästhetischen Sinn befriedigende – kompatible – Lautsprecherwiedergabe ist sicher ein Ausgleich der Veränderung des Frequenzgangs wie unter Punkt c) beschrieben nötig. Reflexionen des Abhörraums sind unvermeidbar und in jedem Fall in Kauf zu nehmen. Offen ist zunächst noch die Frage und bedarf einer Überprüfung durch entsprechende Untersuchungen, ob ein Angleich der Lautsprecherwiedergabe von Kunstkopfsignalen an die typischen Eigenheiten der intensitätsstereofonen Signale, bedingt durch den geringen Abstand zwischen Schallquellen und Mikrofonen, erfolgen soll. Vorausgesetzt, die Klangfarbenkorrektur entsprechend Punkt b) ist erfolgt, so ist durchaus zu erwarten, daß sich bereits ein befriedigendes „kompatibles" Hörerlebnis ergibt. Dieses wird zunächst ungewohnt sein, weil es bestimmte Erwartungen an Durchsichtigkeit des Klangbildes, Präsenz einzelner Schallquellen usw. (Eigen-

heiten der heute üblichen intensitätsstereofonen Aufnahmepraxis, die sich allerdings beim Hören im Originalschallfeld nicht wiederfinden, z. B. bei einem Konzertbesuch) nicht erfüllt; der Vorzug besteht aber vielleicht gerade darin, dem originalen Hörerlebnis näher zu kommen, z. B. in Bezug auf natürliche Klangfarben der Schallquellen, originalgetreue Balance der Quellen untereinander, dem Original entsprechende Wiedergabe der Raumeigenschaften usw. Schließlich bereitet auch die Kompatibilität mit den bestehenden Aufnahmepraktiken im Rundfunk und insbesondere der Schallplatte einige Schwierigkeiten.

In letzter Zeit zeichnet sich hier die Tendenz ab, während einer Produktion möglichst allen späteren Verwendungen mit **einer** Aufzeichnung gerecht zu werden. Dies geschieht im wesentlichen aus Kosten- und Zeitgründen. Die Folge ist, daß Schallquellen – im Nahbereich aufgenommen – möglichst einzeln auf separate Spuren eines Mehrspurbandes aufgezeichnet werden. Später hat man dann die Möglichkeit, beliebige Abmischungen entsprechend der vorgesehenen Verwendung vorzunehmen, die Balance zwischen den Schallquellen z. B. der optischen Gestaltung einer Fernsehaufzeichnung anzupassen und so fort.

Diese Maßnahmen auf die Kunstkopftechnik anwenden zu wollen, bedeutet zunächst eine contradictio in adjecto. Trotzdem hat sich gezeigt, daß die Einmischung auch eines monofonen Stützsignals in die kopfbezogenen Signale unter Beachtung bestimmter Verfahrensregeln möglich ist, desgleichen die Mischung der Signale, die von zwei oder mehr Kunstköpfen stammen. Daß dies nur ein scheinbarer Widerspruch ist, läßt sich erklären, wenn man sich vergegenwärtigt, daß auch beim natürlichen Hören ohne elektroakustische Übertragung die Ortung von Schallquellen nach dem Gesetz der 1. Wellenfront nach Maßgabe des Direktschalls erfolgt und später eintreffende Reflexionen, selbst wenn sie den Direktschall im Pegel übertreffen, für die Ortung unterdrückt werden. Bei der Mischung der Signale von zwei Kunstköpfen, die sich in demselben Raum befinden, lassen sich die Signalanteile des entfernteren Kunstkopfes in diesem Sinne als Reflexionen auffassen. Ganz so einfach, wie hier geschildert, liegen die Dinge allerdings nicht. Sicher bedarf es noch eingehender Erprobung, z. B., welche Entfernungsdifferenzen der Kunstköpfe oder welche Pegeldifferenzen zwischen Stützmikrofon und Hauptmikrofon noch zulässig sind.

Zusammenfassend kann man sagen, daß die Kunstkopftechnik dann Chancen hat, im Rundfunk nicht nur eine untergeordnete Rolle zur Befriedigung der Sonderinteressen einer Minderheit zu spielen, sondern zu einer fest etablierten Technik heranzureifen, wenn es gelingt, die Schwierigkeiten des Zusammenlebens ohne Komplikationen mit den bestehenden Techniken zu überwinden. Im Idealfall müßte es möglich sein, kopfbezogene Aufnahmen in einer Sendung mit intensitätsstereofonen Aufnahmen auszustrahlen, so wie es derzeit mit monofonen und intensitätsstereofonen Aufnahmen geschieht.

Georg Plenge
Institut für Rundfunktechnik, München

gezeichnete Kunstkopfproduktionen gesonderte Bandkennzeichnungen erhalten sollten.

Vergleicht man dies mit den Schwierigkeiten, die der Rundfunk z. B. bei Einführung quadrofoner Techniken zu erwarten hätte (vierkanalige Auslegung aller Mischpulte, Speicher, Sendewege usw. – von dem Problem der hochfrequenten Abstrahlung ganz zu schweigen–), so ist zu verstehen, daß allein aus diesen Gründen einem zweikanaligen Übertragungsverfahren wie dem Kunstkopf im Rundfunk eher Chancen einzuräumen sind als z. B. der Quadrofonie.

Die gravierenden Schwierigkeiten treten jedoch bei der dritten Hürde auf, dem sog. Kompatibilitätsproblem. Unter Kompatibilität wird in letzter Zeit nicht nur eine technische Kompatibilität verstanden wie etwa die Forderung, daß bei Bildung des M-Signals bei der Intensitätsstereofonie keine Auslöschungen auftreten sollen, sondern auch Kompatibilität in dem Sinne, daß das Hörerlebnis bei unterschiedlichen Wiedergabeformen eines Signals befriedigend bleibt. Ferner wird der Begriff auch auf die „Verträglichkeit" einer neuen Aufnahmemethode mit den Methoden und Eigenheiten bereits eingeführter Techniken angewandt. Kompatibilität der Wiedergabe von Kunstkopfsignalen mit monofonen und intensitätsstereofonen Signalen ist nun sowohl unter dem technischen als auch dem Aspekt des befriedigenden Hörerlebnisses zu überprüfen.

Monofone Wiedergabe von kopfbezogenen Signalen

Werden bei der monofonen Wiedergabe kopfbezogener Signale die beiden Ohrinformationen summiert, so ergibt sich wegen der Addition eines Signals mit demselben, jedoch ggf. verzögerten Signal wegen des zu erwartenden Kammfiltereffekts eine Klangfärbung.

Die Stärke dieser Klangfärbung läßt sich für verschiedene Schalleinfallswinkel, bezogen auf die Medianebene des kopfbezogenen Aufnahmesystems, abschätzen.

Die Einflußgrößen sind:

- der Einfallswinkel bzw. die daraus resultierende Verzögerungszeit;
- die Kopfabschattung, wiederum in Abhängigkeit vom Einfallswinkel;
- das Spektrum des einfallenden Signals.

Die Klangfärbung ist um so geringer, je

kleiner der Einfallswinkel ist (bei Schallquellen vor dem Kunstkopf bezogen auf die Einfallsrichtung geradeaus vorn),

geringer der Anteil hoher Frequenzen im Spektrum des einfallenden Signals ist.

Für den Fall eines Orchesters vor dem Kunstkopf mit dem maximalen Öffnungswinkel 60° (für den Hörer im Konzertsaal ist der Winkel in der Regel kleiner) ergeben sich maximale Verzögerungszeiten (Δt) von ca. 280 μs und damit ein erster Einbruch im Spektrum des Summensignals bei ca. 3500 Hz nach der Beziehung

$$f_p = \frac{1}{\Delta t} = \frac{c}{D \cdot \varkappa' \cdot \sin \varphi}$$

mit

D = Kopfdurchmesser

c = Schallgeschwindigkeit

$\varkappa'$ = empirisch ermittelter Korrekturfaktor für Beugungseffekte (1,2 . . . 1,3)

φ = Schalleinfallswinkel.

Die Tiefe des Einbruchs ist gegeben durch die Pegeldifferenz der Signale in diesem Frequenzbereich, sie beträgt bei diesem Winkel ca. 8 dB.

Die Hörbarkeit bzw. Störwirkung dieses Einbruchs ist – wie schon erwähnt – abhängig vom Spektrum der Signalquelle. Je größer die Leistungsdichte bei hohen Frequenzen ist, desto größer die Wirkung; bei Überwiegen tiefer Frequenzen ist wegen deren Verdeckungswirkung (pegelabhängig) auch damit zu rechnen, daß die Klangfärbung unhörbar wird.

In der Regel wird die Klangfarbenveränderung durch diesen Effekt weit überschätzt. Ob die Hörer eine monofone Kunstkopfwiedergabe akzeptieren, bliebe noch zu überprüfen. In jedem Fall ist die Klangfarbendifferenz zwischen dem Signal eines Kugel- oder Nierenmikrofons in der Nähe der Schallquelle und dem Signal eines Kunstkopfmikrofons – also ohne Summenbildung – erheblich größer.

Stereofone zweikanalige Lautsprecherwiedergabe von kopfbezogenen Signalen

Bei der Wiedergabe kopfbezogener Signale über zwei Lautsprecher in „normaler" Stereoanordnung tritt wegen des Übersprechens des lediglich für ein Ohr bestimmten Lautsprechersignals auf das andere Ohr im Prinzip der gleiche Effekt auf wie bei monofoner Darbietung, allerdings in nochmals abgeschwächter Form. Die Dämmwirkung des Kopfes des Abhörenden, die, bezogen auf die Schalleinfallsrichtung 30° des Lautsprecherschalls, bis zu ca. 12 dB im hier interessierenden Frequenzbereich beträgt, ist plötzlich zu berücksichtigen.

Die gravierenden Unterschiede zwischen einer Lautsprecherwiedergabe intensitätsstereofoner und kopfbezogener Signale ergeben sich aus anderen Gründen, und zwar:

a) Die Mikrofonstandorte unterscheiden sich grundsätzlich. Bei intensitätsstereofonen Aufnahmen werden die Mikrofone in der Nähe der Schallquellen angeordnet, während der Aufstellunsgort für den Kunstkopf in der Regel in erheblich größerer Entfernung entsprechend einem günstigen Hörerplatz im Raum gewählt wird.

b) Die Kunstkopfsignale sind für die Wiedergabe im bzw. dicht vor dem Ohrkanal bestimmt. Bei Lautsprecherwiedergabe erfolgt – entsprechend der Schalleinfallsrichtung des Lautsprechersignals – eine erneute Bewertung der am Kopf des Hörers eintreffenden Signale durch die äußeren Ohren.

c) Bei Lautsprecherwiedergabe spielen für den Höreindruck nicht nur der den Hörer direkt erreichende Schall, sondern auch die Reflexionen an den Begrenzungsflächen des Abhörraums eine Rolle. Dieser Anteil ist bei der Intensitätsstereofonie erwünscht, bei kopfbezogener Stereofonie in Abhängigkeit von Programmaterial und Aufstellungsort des Kunstkopfes, bei der Aufnahme eher unerwünscht.

Für eine im künstlerisch ästhetischen Sinn befriedigende – kompatible – Lautsprecherwiedergabe ist sicher ein Ausgleich der Veränderung des Frequenzgangs wie unter Punkt c) beschrieben nötig. Reflexionen des Abhörraums sind unvermeidbar und in jedem Fall in Kauf zu nehmen. Offen ist zunächst noch die Frage und bedarf einer Überprüfung durch entsprechende Untersuchungen, ob ein Angleich der Lautsprecherwiedergabe von Kunstkopfsignalen an die typischen Eigenheiten der intensitätsstereofonen Signale, bedingt durch den geringen Abstand zwischen Schallquellen und Mikrofonen, erfolgen soll. Vorausgesetzt, die Klangfarbenkorrektur entsprechend Punkt b) ist erfolgt, so ist durchaus zu erwarten, daß sich bereits ein befriedigendes „kompatibles" Hörerlebnis ergibt. Dieses wird zunächst ungewohnt sein, weil es bestimmte Erwartungen an Durchsichtigkeit des Klangbildes, Präsenz einzelner Schallquellen usw. (Eigen-

heiten der heute üblichen intensitätsstereofonen Aufnahmepraxis, die sich allerdings beim Hören im Originalschallfeld nicht wiederfinden, z. B. bei einem Konzertbesuch) nicht erfüllt; der Vorzug besteht aber vielleicht gerade darin, dem originalen Hörerlebnis näher zu kommen, z. B. in Bezug auf natürliche Klangfarben der Schallquellen, originalgetreue Balance der Quellen untereinander, dem Original entsprechende Wiedergabe der Raumeigenschaften usw. Schließlich bereitet auch die Kompatibilität mit den bestehenden Aufnahmepraktiken im Rundfunk und insbesondere der Schallplatte einige Schwierigkeiten.

In letzter Zeit zeichnet sich hier die Tendenz ab, während einer Produktion möglichst allen späteren Verwendungen mit **einer** Aufzeichnung gerecht zu werden. Dies geschieht im wesentlichen aus Kosten- und Zeitgründen. Die Folge ist, daß Schallquellen – im Nahbereich aufgenommen – möglichst einzeln auf separate Spuren eines Mehrspurbandes aufgezeichnet werden. Später hat man dann die Möglichkeit, beliebige Abmischungen entsprechend der vorgesehenen Verwendung vorzunehmen, die Balance zwischen den Schallquellen z. B. der optischen Gestaltung einer Fernsehaufzeichnung anzupassen und so fort.

Diese Maßnahmen auf die Kunstkopftechnik anwenden zu wollen, bedeutet zunächst eine contradictio in adjecto. Trotzdem hat sich gezeigt, daß die Einmischung auch eines monofonen Stützsignals in die kopfbezogenen Signale unter Beachtung bestimmter Verfahrensregeln möglich ist, desgleichen die Mischung der Signale, die von zwei oder mehr Kunstköpfen stammen. Daß dies nur ein scheinbarer Widerspruch ist, läßt sich erklären, wenn man sich vergegenwärtigt, daß auch beim natürlichen Hören ohne elektroakustische Übertragung die Ortung von Schallquellen nach dem Gesetz der 1. Wellenfront nach Maßgabe des Direktschalls erfolgt und später eintreffende Reflexionen, selbst wenn sie den Direktschall im Pegel übertreffen, für die Ortung unterdrückt werden. Bei der Mischung der Signale von zwei Kunstköpfen, die sich in demselben Raum befinden, lassen sich die Signalanteile des entfernteren Kunstkopfes in diesem Sinne als Reflexionen auffassen. Ganz so einfach, wie hier geschildert, liegen die Dinge allerdings nicht. Sicher bedarf es noch eingehender Erprobung, z. B., welche Entfernungsdifferenzen der Kunstköpfe oder welche Pegeldifferenzen zwischen Stützmikrofon und Hauptmikrofon noch zulässig sind.

Zusammenfassend kann man sagen, daß die Kunstkopftechnik dann Chancen hat, im Rundfunk nicht nur eine untergeordnete Rolle zur Befriedigung der Sonderinteressen einer Minderheit zu spielen, sondern zu einer fest etablierten Technik heranzureifen, wenn es gelingt, die Schwierigkeiten des Zusammenlebens ohne Komplikationen mit den bestehenden Techniken zu überwinden. Im Idealfall müßte es möglich sein, kopfbezogene Aufnahmen in einer Sendung mit intensitätsstereofonen Aufnahmen auszustrahlen, so wie es derzeit mit monofonen und intensitätsstereofonen Aufnahmen geschieht.

Georg Plenge
Institut für Rundfunktechnik, München

ERSTE UND ZWEITE TAGUNG DER UER-UNTERARBEITSGRUPPE R 2 (TERRESTRISCHER FERNSEHRUNDFUNK)

BRÜSSEL, 20. BIS 21. SEPTEMBER 1977 –
WIEN, 7. BIS 9. MÄRZ 1978

Unter dem Vorsitz von J. Burgstaller vom Österreichischen Rundfunk sind bisher zwei Tagungen der Untergruppe R 2 der UER-Arbeitsgruppe R abgehalten worden: vom 20. bis 21. September 1977 in Brüssel und vom 7. bis 9. März 1978 in Wien. Der Untergruppe gehören einschließlich des Vorsitzenden 15 Mitglieder aus 12 Ländern an. Aus dem umfangreichen Arbeitsprogramm sollen hier nur die besonders wichtigen Teilgebiete behandelt werden.

1. Schutzabstände für Farbfernsehsysteme

Die in der CCIR-Dokumentation niedergelegten Schutzabstandswerte bzw. -kurven (Empfehlung 418-2 bzw. Bericht 306-2) basieren zum großen Teil auf Untersuchungen, die mehr als 10 Jahre zurückliegen. Eine Überprüfung scheint daher dringend erforderlich. Dies gilt besonders für die Schutzabstandskurven des Berichts 306-2, soweit sie sich auf überlappende Kanäle beziehen. Da in Frankreich und England in absehbarer Zeit mit der Einführung des Farbfernsehens mit 8-MHz-Kanalraster auch in den Bereichen I und III zu rechnen ist, werden möglicherweise 7-MHz- und 8-MHz-Raster nebeneinander existieren.

Orientierende Vorversuche haben gezeigt, daß die genannten Kurven korrekturbedürftig sind, was vor allem darauf zurückzuführen ist, daß unterschiedliche Farbfernsehsysteme (PAL und SECAM) und unterschiedliche Modulationsarten (Negativ- bzw. Positivmodulation für das Bild, FM bzw. AM für den Ton) verwendet werden. Darüber hinaus scheint auch ein Einfluß der Empfängertechnologie vorhanden zu sein, das gilt zumindest für die Empfänger des PAL-Systems, die offensichtlich von dem anfänglichen (aus NTSC abgeleiteten) Standard weiterentwickelt wurden.

In einigen Ländern, u. a. in der Bundesrepublik Deutschland, ist mit umfangreichen Untersuchungen begonnen worden, die auch auf die Störwirkung von FM-Sendern auf Fernsehsender ausgedehnt werden sollen. Dieser Fall tritt am oberen Ende des Bereiches I auf, in dem von der OIRT FM-Rundfunksender betrieben werden, während dieser Bereich in Westeuropa exklusiv für Fernsehrundfunk verwendet wird. Wenn die Schutzabstandskurven für überlappende Kanäle vorliegen, dann kann durch Planungsrechnungen ermittelt werden, ob möglicherweise ein einheitliches Raster von 8 MHz auch in den Bereichen I und III dem Nebeneinander von 7-MHz- und 8-MHz-Raster vorzuziehen wäre.

2. Gemeinsame Frequenzbenutzung durch verschiedene Funkdienste (Sharing)

Weltweit zeigt sich ein zunehmender Bedarf der beweglichen Funkdienste für zusätzliche Frequenzbereiche. Um dem Rechnung zu tragen, ist eine Diskussion in Gang gekommen, entweder den Bereich I oder sogar die Bereiche I und III nicht mehr exklusiv dem Fernsehrundfunkdienst zuzuteilen, sondern eine gemeinsame Benutzung mit dem beweglichen Funkdienst zu erwägen. Es ist daher für die Fernsehanstalten von entscheidender Bedeutung, ob und wieweit durch eine derartige partagierte Belegung die Fernsehversorgung beeinträchtigt wird.

Die Untergruppe hat sich mit diesem Problem ausgiebig befaßt, wobei auf eine Reihe von eingereichten Dokumenten, darunter ein deutscher Beitrag (GT R2 019), zurückgegriffen werden konnte. Auf der Tagung in Wien wurde ein Beitrag für die spezielle vorbereitende Tagung (SPM[1]) für die weltweite Funkverwaltungskonferenz 1979 (WARC) ausgearbeitet (Appendix 3 zu GT R2 023).

Für die Belegung eines Teils des Frequenzspektrums mit zwei oder mehreren Funkdiensten gibt es drei verschiedene Möglichkeiten:

1. Benutzung des gleichen Frequenzbereiches durch verschiedene Funkdienste zu unterschiedlicher Zeit.
2. Benutzung von unterschiedlichen Teilen des gemeinsamen Frequenzbereiches für die verschiedenen Funkdienste.
3. Gleichzeitige Benutzung des gemeinsamen Frequenzbereiches, jedoch in verschiedenen, geographisch nicht benachbarten Gebieten.

Ein genaues Studium dieser drei Möglichkeiten mit dem Ziel der Ermittlung der Beeinträchtigung des Fernsehrundfunkdienstes führte zu dem Ergebnis, daß eine solche partagierte Benutzung zwar technisch realisierbar erscheint, zumindest in besonderen Fällen, daß dem aber praktisch unlösbare organisatorische Probleme entgegenstehen. Man braucht hier nur an die große Zahl von Fernsehumsetzern zu erinnern, die in allen vom Fernsehen benutzten Frequenzbereichen (außer Bereich I) in Betrieb sind.

Welche Auswirkungen die gemeinsame Benutzung des gleichen Frequenzbandes auf den beweglichen Funkdienst haben würde, ist nicht untersucht worden. Der Schluß liegt jedoch nahe, daß dieser Dienst infolge der sehr niedrigen Werte der Nutzfeldstärke im praktischen Betrieb mit erheblichen Nachteilen zu rechnen hätte.

3. Integrierte Tonübertragung im Videosignal

Die Übertragung des Fernsehtons über einen getrennten Tonträger ist vom Standpunkt einer ökonomischen Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Frequenzbandes sicher keine ideale Lösung. Es ist daher verständlich, daß die Untergruppe R 2 der Entwicklung von Verfahren zur integrierten Übertragung des Fernsehtons im Videosignal große Bedeutung beimißt. Durch den Fortfall des Tonträgers könnte ein engeres Kanalraster zur Anwendung kommen und damit Frequenzband gespart werden.

Die Untergruppe R 2 hat, nach gründlichem Studium aller Aspekte, drei Forderungen formuliert, die ein solches System erfüllen muß:

1. Das in das Videosignal eingefügte digitale Tonsignal darf in den heute im Einsatz befindlichen Empfangsgeräten keine Störungen verursachen.
2. Das neue System muß die Übertragung von zwei unabhängigen Tonsignalen oder von Stereoton erlauben, wenn möglich ohne Qualitätsverlust.
3. Das Versorgungsgebiet des Senders wird durch die Beeinträchtigung der Bildqualität begrenzt und **nicht** durch die Tonqualität.

[1] Special Preparatory Meeting

Die erste Forderung ist deshalb so wichtig, weil während einer Übergangsfrist von mindestens 15 Jahren beide Systeme nebeneinander zum Einsatz kommen müssen, d. h. gleichzeitig die übliche Methode mit separatem Tonträger und das neue integrierte Verfahren. Erst wenn nahezu alle Empfänger für das neue Verfahren empfangsbereit sind, kann der Tonträger abgeschaltet werden, und erst dann kommen die Vorteile einer rationelleren Frequenzplanung zum Tragen.

Mit den bisher bekannten PCM-Tonübertragungsverfahren ist die Forderung 3 nicht zu erfüllen: das Versorgungsgebiet für Bild und Ton ist nahezu gleich groß. Ein wesentlicher Nachteil muß darin gesehen werden, daß – infolge der digitalen Übertragungstechnik – außerhalb des Versorgungsgebietes überhaupt kein Tonempfang mehr möglich ist. Es wird noch viel Entwicklungsarbeit geleistet werden müssen, bis auch nur eine annähernd so sichere Tonübertragung wie mit getrenntem Tonträger erreicht wird.

Das von der Untergruppe R 2 ausgearbeitete Dokument mit dem Titel „Verringerung der Kanalbandbreite beim Fernsehrundfunk durch integrierte Tonübertragung im Videosignal" ist als Appendix 4 dem GT R2 023 beigefügt.

Anläßlich der dritten Tagung der Untergruppe, die Ende Januar 1979 im IRT München vorgesehen ist, soll am 30. 1. 1979 ein erstes Gespräch mit der Empfängerindustrie stattfinden, zu der auch Vertreter von Firmen aus Übersee eingeladen werden sollen. Es wird damit gerechnet, daß durch diesen relativ frühen Termin die zu erwartenden Entwicklungsarbeiten in den verschiedenen Ländern koordiniert werden können.

Herbert Hopf
Institut für Rundfunktechnik

DIE ZWEITE TAGUNG DER UER-UNTERARBEITSGRUPPE R 3 (SATELLITEN-RUNDFUNK)

CRAWLEY COURT, 9. BIS 11. MAI 1978

Die Tagung fand auf Einladung der IBA in deren Forschungszentrum Crawley Court bei Winchester statt; den Vorsitz hatte G. J. Phillips, BBC. Aus 17 europäischen Rundfunkorganisationen bzw. Fernmeldeverwaltungen nahmen 22 Vertreter teil, dazu waren 3 Vertreter der ESA und 3 Ingenieure der Technischen Zentrale der UER anwesend. Angesichts der bevorstehenden SPM (Special Preparatory Meeting) der UIT stand die Diskussion möglicher CCIR-Beiträge zu diesem Treffen im Vordergrund.

1. Die Tonübertragung

Ein Verfahren zur Übertragung von zwei Begleittönen zum Fernsehbild auf je einem Unterträger wurde im IRT untersucht und beschrieben. Vorläufige Untersuchungen der TDF führten zu ähnlichen Ergebnissen.

Mehrere Dokumente befaßten sich mit dem Problem der Übertragung einer Vielzahl von Tonrundfunkprogrammen in einem der jedem Land zugeteilten Satellitenkanäle. Die BBC untersuchte ein Verfahren mit 12 frequenzmodulierten Unterträgern, die je ein mit UKW-Rundfunkempfängern (nach erster Frequenzdemodulation und Umsetzung in den VHF-Bereich) kompatibles Monosignal übertragen. Die erzielte Qualität ist durch Intermodulation zwischen den Einzelkanälen begrenzt und nicht voll befriedigend. Ein niederländischer Beitrag zeigt, daß bei der Übertragung mit einem kompatiblen Stereoverfahren die Kapazität nur etwa 3 Stereokanäle beträgt. Ein schwedischer Beitrag betont die Wichtigkeit, auch über Satelliten Zusatzinformationen zur Programmkennung oder zu anderen Zwecken zu übermitteln.

Ein digitales Verfahren, das mit Phasenumtastung (PSK) arbeitet, wurde von der RAI untersucht. Es ermöglicht die Übertragung von 24 Programmen (mono) hoher Qualität und enthält erhebliche Reserven gegen Rausch- und Interferenzstörungen. Ein Ausbau auf eine Kapazität von 48 Kanälen erscheint gut möglich. Der Nachteil eines solchen Verfahrens liegt in der Notwendigkeit, einen speziellen, zur Zeit noch aufwendigen Empfänger für die Tonkanäle einzusetzen.

Da sich noch kein Verfahren zur Tonübertragung eindeutig abzeichnet, wurde ein CCIR-Beitrag hierzu zurückgestellt.

Zur Möglichkeit des Satellitentonrundfunks für bewegliche Empfangsanlagen wurden zwei CCIR-Beiträge diskutiert und nach geringen Änderungen akzeptiert. Ein Beitrag beschreibt die technischen Grundlagen des Systems. Er wurde mit einem ähnlichen CCIR-Beitragsentwurf der ESA abgestimmt. Der zweite CCIR-Beitrag beschreibt aufgrund von Planungsstudien der TDF den Bandbreitenbedarf. Die gesamte notwendige Bandbreite für die Region 1 wurde zu 9 MHz je Programm veranschlagt.

Auf Anregung der Untergruppe R – ad hoc (Vorarbeiten zur WARC 1979) hatte die BBC die Möglichkeiten des Satellitentonrundfunks bei 26 MHz untersucht. Zwei vorgelegte Dokumente zeigten dessen technische Durchführbarkeit.

2. Eigenschaften von Satelliten-Heimempfangsanlagen

Ein weiterer CCIR-Beitrag wurde diskutiert, der sich mit verschiedenen Parametern von Satellitenempfängern und möglichen Störungen durch andere Funkdienste befaßt. Nach dem derzeitigen Stand der Technik wird der Abstimmbereich eines Empfängers bei etwa 400 MHz liegen. Eine in vielen Fällen erwünschte Ausweitung auf 800 MHz ließe sich durch zwei umschaltbare Eingangsstufen erzielen.

Nach einem anderen Konzept könnte eine Heimempfangsanlage auch mit einem schwellwertverbessernden abstimmbaren FM-Demodulator ausgerüstet werden. Ein solches Gerät wäre zwar aufwendig, würde aber nur eine einmalige Frequenzumsetzung erforderlich machen und somit die gesamte zweite ZF-Stufe vermeiden.

Zur Verringerung einiger möglicher Störeinstrahlungen ist es vorteilhaft, den ersten Oszillator unterhalb der Empfangsfrequenz anzuordnen und eine erste ZF im Bereich 900 MHz bis 1300 MHz zu verwenden.

Als mögliche Fremdstörer wurden genannt: Harmonische von ISM-Geräten (**I**ndustrial, **S**cientific and **M**edical), die in das Empfangsband fallen; Radarsender auf Spiegelfrequenzen der ersten ZF und Navigationsfunkdienste im ersten ZF-Band.

3. Probleme der Aufwärtsstrecken

Aufgrund von Planungsstudien hatte die Technische Zentrale der UER in Zusammenarbeit mit TDF und ESA

den Entwurf zu einem CCIR-Beitrag vorgelegt. Das gleiche Thema wurde in zwei weiteren Dokumenten der TDF und einem des IRT behandelt. Nach einer ausführlichen Diskussion dieser Beiträge wurde der Entwurf der Technischen Zentrale in mehreren Punkten überarbeitet und in der neuen Form akzeptiert. Dazu wird festgestellt, daß bei Aufwärtsstrecken im 11-GHz-Bereich 800 MHz Gesamtbandbreite in der Region 1 kaum ausreichen. Bei höheren Frequenzen wie 14 GHz, 18 GHz oder 30 GHz wird die Situation wegen der stärkeren Bündelung der Satellitenempfangsantennen günstiger. Dies gilt jedoch nur, wenn am Satelliten für Sendung und Empfang der gleiche Antennenreflektor verwendet wird, was jedoch bei großen Frequenzunterschieden erhebliche technische Probleme aufwirft. Eine eventuelle gesonderte Empfangsantenne sollte im allgemeinen nicht mehr als 1° Öffnungswinkel haben. Es werden verschiedene mehr oder weniger akzeptable Wege gezeigt, die es möglich erscheinen lassen, mit insgesamt 800 MHz Bandbreite auszukommen.

4. Sonstiges

Je ein Dokument der BBC und NHK enthielt Vorstellungen über künftige Satelliten-Fernsehsysteme mit hoher Bildauflösung. Für solche Systeme, die eine sehr große Übertragungsbandbreite erfordern, kämen die Frequenzbereiche um 23 GHz oder eher noch bei 43 GHz in Betracht.

Ein Beitrag des IRT enthält die Beschreibung eines Programmes zum Zeichnen von Kurven gleichen Schutzabstandes auf Landkarten und einige Beispiele dafür.

Abschließend nahm die Untergruppe die Berichte der Spezialistengruppen für OTS- bzw. H-Sat-Versuche entgegen und ließ sich über den Stand verschiedener Satellitenprojekte in den USA, Kanada und Japan unterrichten.

Die nächste Tagung der Untergruppe wird auf Einladung der JRT in etwa einem Jahr in Jugoslawien stattfinden.

Rolf Süverkrübbe
Institut für Rundfunktechnik

XIV. CCIR-VOLLVERSAMMLUNG KYOTO 1978

1. Allgemeines

Aufgrund einer Einladung der japanischen Regierung tagte die XIV. CCIR-Vollversammlung vom 7. bis 23. Juni 1978 in Kyoto.

Direkt vertreten waren die Verwaltungen von über 60 Ländern und 30 „anerkannte private Betriebsgesellschaften“ bzw. „Internationale Organisationen“. Die 10-köpfige Delegation der Deutschen Bundespost leitete Herr Ministerialdirigent Venhaus vom BPM. Seitens der Deutschen Rundfunkanstalten waren NDR und DW durch Herrn Direktor Roessler und das ZDF durch den Berichter vertreten.

Hauptaufgabe der XIV. Vollversammlung war die Genehmigung und Annahme der Arbeitsergebnisse der CCIR-Studienkommissionen 1 bis 11 und der CMTT aus der Studienperiode 1974–1978 mit einem Gesamtumfang von etwa 4600 Seiten, wie sie bei den Schlußtagungen der Studienkommissionen im Herbst 1977 und Frühjahr 1978 verabschiedet worden waren [1, 2]. Des weiteren lagen der Vollversammlung etwa 20 Anträge grundsätzlicher Art hinsichtlich Konvention, Mandat und Arbeitsweise des CCIR vor.

Den Statuten entsprechend wurde die Versammlung von einem Vertreter der einladenden Verwaltung, Herrn Hirano, Generaldirektor des Funkverwaltungsbüros im Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, geleitet.

Zur Erleichterung der Konferenzabwicklung wurden neben einer Finanz- und Redaktionskommission eine Organisationskommission und eine Kommission für Technische Kooperation eingesetzt.

Da es im Rahmen dieses Kurzberichtes nicht möglich ist, auf die größtenteils nur redaktionellen Änderungen an den Dokumenten der einzelnen Studienkommissionen (insgesamt stand je Studienkommission weniger als ein Tag zur Verfügung) durch die Vollversammlung einzugehen, sollen vielmehr einige interessante Themen der Konferenz angesprochen werden.

2. Organisation des CCIR

Mehrere Anträge befaßten sich mit einer möglichen Neuverteilung der Arbeiten auf die oder zwischen den einzelnen Studienkommissionen, mit dem Ziel, die Arbeitsbelastungen gleichmäßiger zu verteilen bzw. die teilweise sehr unbefriedigende Abgrenzung der verschiedenen Studienbereiche zu verbessern. Aus der Sicht der Rundfunkanstalten wäre es wünschenswert, die bisherige Aufteilung zwischen den Studienkommissionen 10 und 11, wonach jede Studienkommission den Gesamtbereich Tonrundfunk oder Fernsehrundfunk vom Studio bis hin zur Sendertechnik bearbeitet, in Richtung einer Aufgabenteilung „Studiotechnik (Ton und FS)“ und „Sendertechnik (Ton und FS)“ zu reorganisieren. Die heute bestehende gemischte Arbeitsgruppe 10/11 könnte danach vermutlich entfallen und umfangreiche Parallelarbeit in den beiden Gruppen vermieden werden.

Leider wurden alle entsprechenden Vorschläge absolut abgelehnt, primär mit dem Hinweis, eine solche grundsätzliche Neuorganisation würde die Arbeiten für mindestens eine Studienperiode unterbrechen. Im Hinblick auf die zur Zeit besonders bei diesen beiden Studienkommissionen anstehenden wichtigen Arbeiten ist dies unannehmbar. Gewisse arbeitsorganisatorische Maßnahmen des CCIR sollten jedoch Verbesserungen bringen: Die Vorsitzenden der Studienkommissionen 10 und 11 könnten bestimmte Studienprobleme vollverantwortlich an gemischte Arbeitsgruppen 10/11 delegieren, die dann die Texte selbst verabschieden könnten.

Die entsprechenden Arbeitsdokumente 10/11 könnten als getrennte Serien gedruckt und nach getrennter Empfängerliste verteilt werden.

Beide Empfehlungen sollen verwirklicht werden, weiterhin soll das Grundsatzthema bei der XV. Vollversammlung erneut beraten werden.

3. „Terms of Reference“ des CCIR

Große Diskussionen ergaben sich hinsichtlich der gültigen Aufgabenstellungen für CCIR und CCITT und deren gegenseitiger Abgrenzung, wie sie in den entsprechenden Artikeln bzw. im Anhang der Konvention niedergelegt sind. Da man sich hierbei auf die Definition „Funkkommunikation“ und auf die in der VO-Funk gegebene Definition der „Funkwellen“ bezieht, wäre es dem CCIR nicht möglich, technische und betriebliche Fragen zu untersuchen, die sich auf die Nutzung von Funkwellen über 3000 GHz erstrecken. Japan brachte daher den Vorschlag ein, den Begriff der „Funkwellen“ neu zu definieren, was sich jedoch durch die Anbindung

nationaler Gesetze an diesen Begriff als sehr schwierig und komplex erwies. Die Vollversammlung verabschiedete schließlich einen Antrag (Proposal) an die WARC 1979 mit dem Neuformulierungsvorschlag für „Funkwellen": „Elektromagnetische Wellen ohne künstlichen Leiter".

4. Zusätzliche Dienste im Fernsehsignal

Das nicht nur in der Bundesrepublik Deutschland als dringlich angesehene Problem der Normung und Abstimmung möglicher „Videotext"- und „Bildschirmtext"-Dienste wurde auf der Vollversammlung eingehend diskutiert.

Unter dem Titel „Wiedergabe alphanumerischer und/oder grafischer Darstellungen mittels Fernsehempfängern" wurde eine Resolution zur Bildung einer gemeinsamen CCIR/CCITT-ad hoc-Arbeitsgruppe unter der Zuständigkeit des CCIR angenommen. Die Aufgabenstellung lautet: Erarbeitung der notwendigen Kompatibilitäts- und Interface-Bedingungen, um sicherzustellen, daß für den Benutzer der Fernsehempfänger mit minimalen Kosten zur Wiedergabe beider Dienste genutzt werden kann und Erarbeitung der notwendigen Terminologie.

Den Vorsitz wird Schweden übernehmen, die Mitarbeit von Deutschland, Dänemark, Frankreich, Großbritannien, Italien, Norwegen, Spanien. UdSSR, Japan, USA, Kanada und Australien wurde angekündigt.

Weiterhin wurde entschieden, eine Interim-Arbeitsgruppe (IWP 11/3) der Studienkommission 11 zu gründen zur Erarbeitung der Systemparameter von Rundfunkdiensten für die Wiedergabe alphanumerischer und/oder grafischer Darstellungen und zur Untersuchung der Empfangsbedingungen digitaler Signale, die in einem Fernsehsignal übertragen werden, sowie deren Einfluß auf die Signalqualität der verschiedenen Fernsehsysteme.

Hier wird Italien den Vorsitz übernehmen, unter Mitarbeit von Deutschland, Dänemark, Frankreich, Niederlande, Norwegen, Spanien, Schweden, Schweiz, Großbritannien, UdSSR, Japan, Australien, Kanada, USA sowie der UER.

5. Technische Kooperation

Die Vertreter der Entwicklungsländer führten Klage über ihre unbefriedigenden Möglichkeiten einer aktiven Mitarbeit im CCIR und forderten einen umfangreichen Maßnahmenkatalog mit etwa folgender Argumentation:

- Die Mehrzahl der CCIR-Studienprogramme befaßt sich mit Zukunftstechnologien, die den Entwicklungsländern absolut unbekannt sind.
- Das Angebot, spezielle Fragen der Entwicklungsländer bevorzugt zu behandeln, kann nicht ausgenützt werden, da das Wissen fehlt, diese Probleme zu erkennen und zu formulieren.
- Die Teilnahme an internationalen Konferenzen ist Delegierten aus Entwicklungsländern aufgrund der Devisenknappheit dieser Länder nur selten möglich.

Als Maßnahmenkatalog wurde gefordert:

a) Entsendung von technischen Experten in diese Länder zur Erstellung technischer Gutachten für die sinnvollste Telekommunikationsentwicklung.

b) Verstärkung der Ausbildung eigener Fachkräfte im Inland und Ausland durch Schaffung von Stipendiatenplätzen.

c) Verlegung von CCIR-Tagungen von Genf in die Entwicklungsländer soweit wie irgend möglich (bei Freistellung von den bisher dann satzungsbedingt zu tragenden Kosten).

d) Übernahme der Reisekosten für Delegierte aus Entwicklungsländern bei CCIR-Tagungen, die n i c h t in Entwicklungsländern abgehalten werden können.

e) Populärere Abfassung technischer Texte des CCIR und kostenfreie Abgabe in größeren Stückzahlen an diese Länder.

Da entsprechend der CCIR-Konvention hinsichtlich der finanziell relevanten Forderungen nur auf die UN-Hilfsprogramme verwiesen werden konnte, sollen die übrigen Anregungen dem UIT-Verwaltungsrat vorgetragen werden.

Erwin Blohmer
Zweites Deutsches Fernsehen

SCHRIFTTUM

[1] Schlußtagungen der Studienkommissionen 5, 10, 11 und CMTT des CCIR. Rundfunktechn. Mitt. 21 (1977), S. 261 bis 271.

[2] Schlußtagungen der Studienkommissionen 1 und 6 des CCIR. Rundfunktechn. Mitt. 22 (1978), S. 91 bis 93.

50 JAHRE CCIR

Am 1. Januar 1979 feiert der CCIR, der „Internationale beratende Ausschuß für das Funkwesen" (franz.: Comité Consultatif International des Radiocommunications), sein 50jähriges Bestehen. Aus diesem Anlaß sei ein kurzer Überblick über die Arbeitsweise dieser wohl bedeutendsten internationalen Organisation auf dem Gebiet des Funkwesens (einschließlich Rundfunk) gestattet.

Der CCIR ist eines der ständigen Organe der Internationalen Fernmeldeunion (franz.: Union Internationale des Télécommunications, UIT) in Genf, die wiederum den Vereinten Nationen angegliedert ist. Ins Leben gerufen wurde der CCIR am 18. November 1927 in Washington von der Internationalen Konferenz für Funktelegraphie. In einem Abkommen wurde damals beschlossen, „eine internationale beratende Kommission für das Funkwesen" mit dem Ziel zu gründen, „technische und andere Fragen auf diesem Gebiet zu studieren". Dieses Abkommen trat am 1. Januar 1929 in Kraft, und deshalb kann der CCIR am 1. Januar 1979 auf 50 Jahre Tätigkeit zurückblicken.

Seine gegenwärtige Struktur erhielt der CCIR von der Konferenz der Regierungsbevollmächtigten (Plenipotentiary Conference), die im Jahre 1947 in Atlantic City (USA) abgehalten wurde. Danach werden die Aktivitäten des CCIR durch seine Vollversammlung (Plenary Assembly), seine Studienkommissionen (Study Groups), seinen Direktor und sein Sekretariat bestimmt.

Bei den Vollversammlungen, die alle 3 oder 4 Jahre abgehalten werden – die 14. Vollversammlung fand im Juni 1978 in Kyoto (Japan) statt –, wird eine Liste von technischen Problemen auf dem Gebiet des Funkwesens aufgestellt. Diese als Fragen (Questions) formulierten Probleme werden zur Bearbeitung an die dafür zuständigen Studienkommissionen weitergeleitet.

Nach dem Studium dieser Fragen durch die Mitarbeiter der betreffenden Studienkommissionen auf dem Schriftwege oder während der Tagungen der Studienkommissionen werden Entwürfe für Berichte und Empfehlungen (Reports, Recommendations) ausgearbeitet, die der folgenden Vollversammlung vorgelegt werden. Bei Annahme dieser Berichte und Empfehlungen durch die Vollversammlung erscheinen sie in den offiziellen CCIR-Texten in Englisch (Grünbücher), Französisch und Spanisch. Herausgegeben werden diese CCIR-Texte von der UIT in Genf.

Da CCIR-Empfehlungen die Erfahrungen von internationalen Experten berücksichtigen, beeinflussen diese Empfehlungen weltweit sämtliche Bereiche des Funkwesens.

Gegenwärtig gibt es beim CCIR 13 Studienkommissionen (siehe **Tabelle).** Die Studienkommission CMTT ist dabei eine gemischte Studienkommission von CCIR und CCITT, wobei CCITT – der „Internationale beratende Ausschuß für Telegraphie und Fernsprechen" (franz.: Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique) – die Schwesterorganisation des CCIR ist und sich im Unterschied zum CCIR mit der drahtgebundenen Übertragung befaßt.

Man erkennt aus der Tabelle, daß von den 13 Studienkommissionen für den Rundfunk die Kommissionen 1, 5, 6, 10, 11 und CMTT von besonderer Bedeutung sind. Aus diesem Grunde wirken Mitarbeiter von ARD, ZDF und IRT aktiv in diesen Studienkommissionen mit, und über die Arbeit dieser Gruppen wird anläßlich ihrer Zwischen- und Schlußtagungen ausführlich in den RTM berichtet.

Studienkommission	Nr. (Bezeichnung)
Nutzung und Beobachtung des Spektrums	1
Forschung im Weltall und Radioastronomie	2
Feste Dienste unterhalb 30 MHz	3
Feste Dienste über Satelliten	4
Ausbreitung in nicht-ionisierten Medien	5
Ionosphärische Ausbreitung	6
Dienste für Standard-Frequenzen und Zeitsignale	7
Bewegliche Dienste	8
Feste Dienste über Richtfunk	9
Tonrundfunk	10
Fernsehrundfunk	11
Übertragung von Ton- und Fernsehsignalen über große Entfernungen	CMTT
Definition von Begriffen	CMV

Die 13 Studienkommissionen des CCIR

Zu den Studienkommissionen 10 (Tonrundfunk) und 11 (Fernsehrundfunk) ist zu bemerken, daß diese Gruppen sich auch mit der Studiotechnik von Hörfunk und Fernsehen befassen, soweit sie für den internationalen Programmaustausch von Bedeutung ist (z. B. Aufzeichnung von Hörfunk- und Fernsehprogrammen).

Vollberechtigte Mitglieder des CCIR – d. h. bei den Vollversammlungen stimmberechtigt – sind im allgemeinen nur die nationalen Fernmeldeverwaltungen, die auch Mitglieder der Internationalen Fernmeldeunion (UIT) sind. An den Arbeiten der CCIR-Studienkommissionen können sich aber auch öffentlich-rechtliche oder private Rundfunkorganisationen und wissenschaftliche oder industrielle Institutionen beteiligen, sofern die betreffende nationale Fernmeldeverwaltung dies billigt.

Neben den Zwischen- oder Schlußtagungen der CCIR-Studienkommissionen, die etwa im Zweijahresrhythmus abgehalten werden und den Vollversammlungen vorausgehen, werden auch CCIR-Tagungen anberaumt, wenn es gilt, die technischen Grundlagen für wichtige Funkverwaltungskonferenzen (Wellenkonferenzen) zu schaffen. Während der Zwischentagungen der CCIR-Studienkommissionen im Jahre 1976 erarbeitete eine gemeinsame Arbeitsgruppe (Joint Working Party, JWP) die technischen Grundlagen für die Weltweite Verwaltungskonferenz für die Planung eines Satellitenrundfunks im 12-GHz-Bereich. Die Konferenz selbst fand dann Anfang 1977 in Genf statt. Der von ihr verabschiedete Plan bildet die Voraussetzung für die Entwicklung von Rundfunksatelliten, deren Ausstrahlungen mit relativ kleinen Parabolantennen (ca. 1 m ∅) von jedermann empfangen werden können.

Im Herbst dieses Jahres wird ein besonderes CCIR-Treffen (Special Preparatory Meeting, SPM) stattfinden, um die Weltweite Funkverwaltungskonferenz (WARC) zur generellen Überarbeitung der Vollzugsordnungen für den Funkdienst (VO-Funk) im Jahre 1979 technisch vorzubereiten. Wie bei allen derartigen CCIR-Tagungen wird auch hier der Deutsche Rundfunk angemessen vertreten sein.

Nach Unterlagen der UIT bearbeitet von P. Wolf

ANKÜNDIGUNG VON VERANSTALTUNGEN

Termine

18. 8. – 24. 8. 1978 Düsseldorf	hifi 78 4. Internationale Ausstellung mit Festival
3. 9. – 10. 9. 1978 Amsterdam	Firato '78 Internationale Funkausstellung
7. 9. – 11. 9. 1978 Mailand	12. Salone Internazionale della Musica e High Fidelity
15. 9. – 21. 9. 1978 Köln	Photokina
25. 9. – 28. 9. 1978 London	7. Internationale Broadcasting Convention (IBC) 78
2. 10. – 5. 10. 1978 Hannover	VDE-Kongreß '78 60. VDE-Hauptversammlung
9. 10. – 13. 10. 1978 Trier	6. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG)
27. 10. – 2. 11. 1978 Kopenhagen	Elektronik 78
29. 10. – 3. 11. 1978 New York	SMPTE Technical Conference
9. 11. – 15. 11. 1978 München	electronica 78
22. 11. – 25. 11. 1978 Berlin	11. Tonmeistertagung
27. 5. – 1. 6. 1979 Montreux	11. Internationales Fernseh-Symposium
17. 9. – 21. 9. 1979 Dortmund	7. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG)
20. 9. – 26. 9. 1979 Genf	TELECOM 79 3. Weltausstellung des Fernmeldewesens und in ihrem Rahmen 1. Internationale Fachbuchmesse der Elektronik und Kommunikation (UIT, Genf)

6. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft e. V.

TRIER, 9. BIS 13. OKTOBER 1978

Die Fernseh- und Kinotechnische Gesellschaft (FKTG) veranstaltet ihre 6. Jahrestagung im Auditorium Maximum der Fachhochschule des Landes Rheinland-Pfalz in Trier.

Montag, 9. Oktober

Eröffnung der Tagung und Begrüßungen.

MODERNE BILDKOMMUNIKATION
– SYSTEME UND EMPFÄNGERKONZEPTE –

H. Schönfelder, Institut für Nachrichtentechnik, Technische Universität Braunschweig:
Einführung durch den Diskussionsleiter

R. Suhrmann, Valvo GmbH, Appl. Labor, Hamburg:
Das moderne Farbfernsehgerät und seine Peripherie

U. Messerschmid, Institut für Rundfunktechnik, München:
Bildschirmgebundene Textkommunikation

G. Brand, Technische Universität Braunschweig:
Festbild-Kommunikation

Dienstag, 10. Oktober

ÜBERTRAGUNGSTECHNIK

H. Mangold, Rohde & Schwarz, München:
Übersichtsvortrag des Diskussionsleiters

P. Faßhauer, Hochschule der Bundeswehr, München:
Optimierung des Sendesignals zur Übertragung von Videotext

H. Hofmann, A. Lau, Institut für Rundfunktechnik, München:
Ergebnisse der Ausbreitungsversuche mit UK-Teletextsignalen über die Fernsehsender von ARD und ZDF

J. Nikl, N. Vogt, Fernmeldetechnisches Zentralamt, Darmstadt:
Prüfzeilen-Pilotprojekte zur automatischen Überwachung der TV-Leitungs- und Sendernetze im Bereich der DBP

P. Dambacher, Rohde & Schwarz, München:
Die Technik der TV-Überwachung mit Microcomputern

A. Heller, A. Schaumberger, Institut für Rundfunktechnik, München:
Prüfzeilensignal-Synthese mit digitalen Festwertspeichern

EMPFÄNGERTECHNIK

K. Welland, Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH, Hannover:
Übersichtsvortrag des Diskussionsleiters

W. Weltersbach, Valvo GmbH, Hamburg:
ZF-Verstärker-Konzept mit Synchrondemodulator und Quasi-Parallelton für Fernsehgeräte

W. Groeneweg, Laboratories RCA Ltd., Zürich:
Das Konzept einer einzigen integrierten Schaltung für die Verarbeitung von Luminanz- und Chrominanzsignalen im Farbfernsehempfänger

H.-J. Mosel, Kl. Reh, P. Schulz, SEL, Esslingen:
Energiesparende Schaltungskonzepte für Farbfernsehempfänger mit neuen 110°-Bildröhrensystemen

F. Manz, Sony GmbH, Köln:
Zur Technik großer Fernseh-Bildröhren

G. Siegle, Blaupunkt-Werke GmbH, Hildesheim:
Mikroprozessoren- und Mikrocomputeranwendungen in Geräten der Unterhaltungselektronik

Mittwoch, 11. Oktober

VIDEOTECHNIK I
BILDAUFNAHME- UND STUDIOTECHNIK

D. Pohl, Robert Bosch GmbH, Geschäftsbereich Fernsehanlagen, Darmstadt:
Übersichtsvortrag des Diskussionsleiters

F. L. Stok, Philips, Breda, Holland:
Ein Farbkamera-System der 2. Generation für ENG-Betrieb

J. Wölber, Valvo GmbH, Hamburg:
Dia-Abtaster mit P²CCD-Zeilen

J. Heitmann, Robert Bosch GmbH, Geschäftsbereich Fernsehanlagen, Darmstadt:
Diskussion möglicher Standards für digitale TV-Studiosignale – heute und in der Zukunft –

G. Häusler, Physikalisches Institut der Universität Erlangen-Nürnberg:
Bildverarbeitung mit fernsehoptischen Methoden

D. L. Werschker, Image Transform Inc., London:
IMAGE TRANSFORM Signal Processing chain

Donnerstag, 12. Oktober

VIDEOTECHNIK II
BILDSIGNAL-AUFZEICHNUNGSTECHNIK

W. Habermann, Institut für Rundfunktechnik, München:
Übersichtsvortrag des Diskussionleiters

H. Zahn, Robert Bosch GmbH, Geschäftsbereich Fernsehanlagen, Darmstadt:
Konzept eines Multi-Kassettenautomaten für das EBU-B-Format

K.-H. Trißl, Institut für Rundfunktechnik, München:
Betriebsgerechte intelligente MAZ-Bedienungsgeräte und -Interfaces

J. Diermann, Ampex Corporation, Redwood City, USA:
Digital Recording and Analysis of Choices

H. R. Leiner, Robert Bosch GmbH, Geschäftsbereich Fernsehanlagen, Darmstadt:
Zur digitalen Aufzeichnung von Farbfernsehsignalen: der Code

W. Arnold, K. W. Kossmann, Deutsche Welle, Köln:
Fernsehtranskription für das Ausland – Untertitel: Probleme der Normen und der Bildträger

Donnerstag, 12. Oktober

FILM I
FILM IN KINOTECHNIK UND FERNSEHEN

Chr. Haas, ZDF, Mainz:
Übersichtsvortrag des Diskussionsleiters

H. Lang, G. Neuhaus, Robert Bosch GmbH, Geschäftsbereich Fernsehanlagen, Darmstadt:
Farbwiedergabe bei Filmabtastung

K. Staes, Agfa-Gevaert, Mortsel:
Ein modifiziertes Verfahren zur Bewertung der bildbezogenen Farbwiedergabe bei Farbfilmen

M. Rotthaler, Institut für Rundfunktechnik, München:
Vorschlag zur Kennzeichnung des ausnutzbaren Kontrastumfangs bei Fernsehfarbfilmen

D. Noack, Geyer-Werke GmbH, Hamburg:
Die erreichbare Kopienqualität in Abhängigkeit von Ausgangsmaterial und Zwischenstufen

K. F. Bechtel, Atlantik-Film-Kopierwerk, Hamburg:
Filmentwicklungschemie und Umwelt – Fortschritte und Zukunftsaussichten

Freitag, 13. Oktober

FILM II
BEGLEITTON BEI FILM UND FERNSEHEN

K. Kies, Wilhelm Albrecht GmbH, Berlin:
Übersichtsvortrag des Diskussionsleiters

W. Hungerbühler, Sondor, Zollikon, Schweiz:
Die Tonbearbeitung von Fernsehproduktionen

A. Hinze, Siemens AG, Karlsruhe:
Audiosystem der neuen Gerätegeneration für den Einsatz beim Fernsehen und Film

J. Webers, Bavaria Kopierwerk GmbH, Geiselgasteig:
Cinemascope-Film in Super-8-Format mit stereofonischer Schallaufzeichnung

E. Stetter, Dolby Laboratories Inc., London:
Stereofonische Lichttonaufzeichnung mit einem Kompander-System

M. Laubier, KODAK Pathé, Paris:
Optimierung der Lichttonspur (Zackenschrift-Verfahren)

Anmeldung erbeten bis 25. September 1978.

Die Tagungsgebühr beträgt für Mitglieder der FKTG und Angehörige von Förderfirmen 50,– DM, für Nichtmitglieder 100,– DM und für die Teilnahme am Damenprogramm 35,– DM. Die Gebühren sind zusammen mit der Anmeldung auf das Postscheckkonto Ludwigshafen/Rh. Nr. 118400-673 oder auf das Bankkonto 467 87 bei der Landesbank Rheinland-Pfalz, Mainz, Bankleitzahl 550 500 00 zu überweisen.

Bis zum Beginn der Tagung sind Auskünfte über die Geschäftsstelle der FKTG in Mainz, Tel. (06131) 70-3005, 70-3006 zu erhalten. Ab Montag, dem 9. Oktober 1978 befindet sich das Tagungsbüro im Vorraum des Auditorium Maximums der Fachhochschule Rheinland-Pfalz, Abt. Trier, Irminenfreihof 8, 5500 Trier, Tel. (0651) 40157, 40160.

BUCHBESPRECHUNGEN

Lehrbuch der Filmgestaltung. Theoretisch-technische Grundlagen der Filmkunde. Von Pierre Kandorfer. 391 Seiten, zahlreiche Bilder und Tabellen, Format 24,2 cm x 16,0 cm, gebunden, Preis 59,– DM, Deutscher Ärzte-Verlag GmbH, Köln-Lövenich 1978, ISBN 3-7691-0039-5.

„Film ist ein Medium voller Irrationalität." So jedenfalls sieht es der Autor in einer einleitenden Absichtserklärung, und dieses Bekenntnis zieht sich wie ein roter Faden durch das ganze Buch. Ein Lehrbuch der Filmgestaltung, das zudem im Untertitel den Anspruch erhebt, einem weitgeschlagenen Kreis von Benutzern wie Studenten an Filmakademien, Fachhoch- und Werkkunstschulen sowie Redakteuren, Regisseuren, Kameramännern, Tontechnikern und Cutterinnen theoretisch-technische Grundlagen der Filmkunde vermitteln zu wollen, sollte sich jedoch mehr der Rationalität verpflichtet fühlen. Dies ist dem Autor – jedenfalls wenn er sich auf das Gebiet der Filmtechnik vorwagt – nicht immer ganz gelungen.

Das Buch ist in vier Hauptfachgebiete unterteilt. Der erste Teil „Wesen und Gestalt" beschäftigt sich vorwiegend mit den verschiedenen Filmarten, mit Psychologie des Films sowie mit Filmstil und den Ausdrucksmöglichkeiten der Kamera. Im Kapitel „Filmtechnik" werden nach einem historischen Überblick Filmformate, Kameras, Filmmaterialien, Lichttechnik, Tonaufnahmetechnik und Filmbearbeitung nacheinander behandelt. Leider ist hierbei keine klare Konzeption zu erkennen. Auch sind viele, für das Verständnis wichtige Details recht oberflächlich und zum Teil mißverständlich dargestellt. Die „Theorie der Filmgestaltung" geht zunächst auf die Story ein, auf die für das Exposé notwendigen Recherchen, auf das Drehbuch und auf die Dramaturgie. Ausführlich werden hier noch zum Schluß der Filmschnitt und der Ton im Film behandelt. Im Abschnitt „Realisation" werden die wichtigsten Phasen des Produktionsprozesses von der Vorbereitung über die Dreharbeiten bis zur Endbearbeitung beschrieben. Hier werden dem Benutzer des Lehrbuchs eine Menge nützlicher Ratschläge aus der Praxis gegeben. In einem Anhang sind neben den beiden Pflichtenheften von ARD/ZDF über Start – und Endband und Fernseh-Farbfilm auch noch die Datenblätter der wichtigsten Rohfilmmaterialien abgedruckt.

Max Rotthaler

Das internationale Einheitensystem SI. Von Ulrich Hoppe und Burckhard Mönter. 192 Seiten, 73 Bilder, 19 Tabellen, Format 24 cm x 17 cm, kartoniert. Verlagsgesellschaft Schulfernsehen, Köln 1978, Preis 22,80 DM, ISBN 3-8025-1127-1.

Das Buch ist im April 1978 erschienen als Begleitbuch zu der Sendereihe „Messen mit Maßen – Maße zum Messen" im Rahmen des ZDF-Studienprogramms Physik. Beiden kommt eine außergewöhnliche Aktualität zu, denn mit dem 1. Januar 1978 sind auch die letzten Übergangsvorschriften zum „Gesetz über Einheiten im Meßwesen" vom 2. 7. 1969 mit Ausführungsverordnung vom 26. 6. 1970 abgelaufen.

Zu dem Thema „die neuen Einheiten" sind inzwischen zahlreiche Veröffentlichungen erschienen. Sie wendeten sich entweder an bestimmte Benutzerkreise oder an Auszubildende und waren dann (mit Ausnahmen) meist recht trocken oder bestanden vorwiegend aus Tabellen – oder sie enthielten eher Glossen als sachliche Informationen.

Das vorliegende Buch spricht weniger den Spezialisten an, sondern jeden, der mit Messen und Maßen in Berührung kommt, und das ist buchstäblich jedermann. Hierzu ein Satz aus dem Kapitel „Das Kilogramm und das Newton": „Nahezu 75 % unseres Bruttosozialproduktes, also ungefähr 800 Milliarden DM, werden durch Wägen, das Messen von Massen, bestimmt." Der Leser erfährt – wie der Seher der Sendung – nicht nur, wie die 7 Basiseinheiten des „**S**ystème **I**nternational d'Unités" definiert sind, sondern auch – außer Anwendungsbeispielen aus der alltäglichen Praxis – viele Einzelheiten über die historischen und naturwissenschaftlichen Hintergründe. Erstmalig werden hier die verschiedenen Arbeitsschwerpunkte der mit den diesbezüglichen Aufgaben befaßten Staatsinstitute (in Deutschland: die Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) Braunschweig und Berlin) zusammenfassend dargestellt: Die Entwicklung und Wahrung der Einheitennormale, die Realisierung und die Weitergabe der Basiseinheiten.

Die genannten Gesichtspunkte werden in den einzelnen nach Basiseinheiten gegliederten Kapiteln abgehandelt. Diese enthalten ferner Überlegungen zur Genauigkeit der Einheiten-Bestimmung und ihrer Weitergabe vom internationalen Hauptnormal bis zu den Gebrauchsnormalen sowie Hinweise auf die wichtigsten „abgeleiteten Einheiten". Dabei ist den Größen „Druck, Arbeit, Energie und Leistung" ein besonderes Kapitel gewidmet (in der Sendung eine besondere Folge mit dem Titel „Energie auf einem Nenner: Das Joule"). Das Schlußkapitel bringt eine Würdigung des Gesamtsystems. Der Tabellenanhang enthält auf 37 Seiten 15 Tafeln, die das Buch auch zu einem wertvollen Nachschlagewerk machen.

Es sei betont, daß das Buch nicht nur im Medienverbund zur Vertiefung der Fernsehsendungen dienen kann, sondern auch für sich allein interessante und umfassende Informationen zum Thema Messen, Maße, Einheiten bietet.

Ferdinand Müller

Farbmetrik und Farbfernsehen. Von Heinwig Lang, hrsg. von Alfons Gottwald. In der Reihe „Einführung in die Nachrichtentechnik". 469 Seiten, 227 Bilder, 14 Tabellen, Format 23,5 cm x 15,5 cm, Plastikeinband, R. Oldenbourg Verlag, München 1978, Preis ca. 70,– DM, ISBN 3-486-20661-3.

Der Verfasser, seit Jahren mit farbmetrischen Problemen in der Farbfernsehtechnik beschäftigt, will mit seinem Buch eine Lücke schließen, indem er die Farbmetrik in enger Anlehnung an das Farbfernsehen behandelt. Die Einteilung des Buches in fünf Abschnitte mit insgesamt 23 Kapiteln erscheint zunächst etwas willkürlich, ist didaktisch aber wohlbegründet. Auf Abschnitt I „Der dreidimensionale Farbraum" folgt II „Elektronische Farbreproduktion", dann erst werden III „Abriß der Farbmetrik" und IV „Farbfernsehen" behandelt. Auf die „Anwendungen der Farbmetrik in der Farbfernsehtechnik" geht der V., große Abschnitt ein.

Vom 1. Kapitel „Das Farbsystem des Farbfernsehbildschirmes" an steht das Farbfernsehen im Mittelpunkt der Überlegungen. Läßt sich darin doch in die additive Farbmischung, in Begriffe wie Farbwerte, Farbvalenz, Farbton, Sättigung und Helligkeit praktisch einführen. Farbvergleich, Metamerie, Spektrum und Spektralwertkurven sowie die drei Graßmannschen Gesetze leiten auf die Farbtafel hin, die dann erst in späteren Kapiteln ausführlich behandelt wird.

Im Abschnitt II werden lichtelektrische Empfänger, Farbwertsignale, Lichtpunktabtaster und Farbfernsehkameras, ihre Farbmischkurven und die Signalverarbeitung grundsätzlich behandelt.

und reduziert die gesamte Bitrate zu einem DPCM-Signal mit 34 Mbit/s, um es zusammen mit digitalen Synchronsignalen über einen 4-Phasen-Modulator in 70-MHz-Zwischenfrequenzlage der Sendestelle in Raisting zu übergeben. Am Ende der mehr als 70 000 km langen Übertragungsstrecke von der Erdefunkstelle zum Satelliten SYMPHONIE und zurück zur Erdefunkstelle Raisting wurde das Signal demoduliert, wieder in das analoge Fernsehsignal umgesetzt und einem Fernsehmonitor zugeführt.

Die durchgeführten Versuche dienten der Messung und Erprobung des Systems unter realen Übertragungsbedingungen. Dabei war es möglich, den Unterschied zwischen analogen FM- und digitalen DPCM-Übertragungen, den Einfluß der Sendeleistung auf die Empfangsqualität sowie die Wirkung verschiedener Prädiktions- und Quantisierungsverfahren zu untersuchen.

Das System verspricht vielseitige Anwendungsmöglichkeiten nicht nur im Zusammenhang mit kommerziellen Nachrichtensatelliten und dem geplanten Fernsehrundfunksatelliten für Direktempfang, sondern auch bei terrestrischen Übertragungen auf Richtfunk-, Koaxialkabel- und Lichtleitstrecken. Weitere Anwendungen der Digitaltechnik sind in der Studio-Speichertechnik zu erwarten.

Nach einer SEL-Presseinformation

Digitale Tonaufzeichnung vom BR ausgestrahlt

Der Bayerische Rundfunk strahlte am 15. Juli 1978 in der Sendung „Funk intern" erstmals ein digital aufgezeichnetes Musikstück aus. Dieses neue Tonaufzeichnungsverfahren bietet gegenüber der bis heute üblichen – analogen – Aufzeichnungstechnik deutliche Qualitätsverbesserungen, insbesondere hinsichtlich Tonhöhenschwankungen, nichtlinearen Verzerrungen und Störabstand (Rauschen).

Der BR hat Ausschnitte einer seiner Musikproduktionen mit einer der ersten auf dem Heimgerätemarkt erhältlichen Anlagen für digitalisierte Tonaufzeichnungen aufgenommen und sie direkt von diesem Gerät in die Sendung eingespielt. Es handelt sich dabei um einen handelsüblichen 0,5-Zoll-Videorecorder mit PCM-Zusatz. Das System benutzt einen 32-bit-Code (je 12 bit für die Amplitudenwerte jedes der beiden Stereokanäle und 8 bit für eine Dropout-Kompensation). Die Abtastfrequenz beträgt 44,1 kHz. Das Magnetband muß also pro Sekunde 44 100 x 32 bit speichern können; das entspricht einem Informationsfluß von 1,4112 Mbit/s, der auf einem handelsüblichen Tonbandgerät nicht aufzeichenbar wäre.

Eine der Voraussetzungen für die Einführung der digitalen Tonaufzeichnungstechnik im Rundfunk ist die Entwicklung von studiofähigen Anlagen und deren internationale Normung.

Neues aus der Schule für Rundfunktechnik, Nürnberg

Die Schule für Rundfunktechnik legte Ende Juli die zweite Hälfte ihres SRT-Programms 1978 vor. Insgesamt werden in der Zeit von September bis Dezember 1978 30 Kurse für Mitarbeiter aus den technischen und den außertechnischen Bereichen veranstaltet:

- Bereich Fernsehtechnik 17 Kurse,
- Bereich Tontechnik 9 Kurse,
- Bereich Sendertechnik 4 Kurse.

Auch im kommenden Winterhalbjahr wird wieder ein Fernkurs GRUNDLAGEN DER DIGITALTECHNIK von der SRT durchgeführt: Von November 1978 bis Mai 1979 werden rund 80 Rundfunkmitarbeiter in ihren Häusern das Fernkurs-Material bearbeiten.

Neu im SRT-Angebot ist der Kurs EINFÜHRUNG IN DIE FERNSEHSTUDIOTECHNIK FÜR TECHNIKER. Dieser dauert abweichend von den übrigen Kursen 5 Wochen. Er ist gedacht für Absolventen von Technikerschulen, die etwa im 1. Jahr ihrer Rundfunkbeschäftigung mit den Spezialitäten der Fernsehstudiotechnik vertraut gemacht werden sollen. Ein entsprechender Einführungskurs in die Hörfunkstudiotechnik ist für 1979 geplant.

Anmeldungen zu SRT-Kursen sollten über die Rundfunkanstalten erfolgen. Das SRT-Programm 1978 (mit Einzelheiten aller Fortbildungskurse und der Lernmittel und Publikationen der SRT) steht Interessenten kostenlos zur Verfügung, solange der Vorrat reicht.

Vorbereitungen zur Funkausstellung 1979 sind angelaufen

Bessere Möglichkeiten für die Präsentation der ARD auf der Funkausstellung 1979 stellte SFB-Intendant Dr. Wolfgang Haus in Aussicht. Durch die Einbeziehung des dann gerade eröffneten neuen Internationalen Congress Centrums (ICC) und neu gebauter Ausstellungshallen werde die ARD die Information über die Rundfunkanstalten und deren Selbstdarstellung vielfältig anlegen können. Auch die Bedingungen für die Programme, die live von der Funkausstellung übertragen werden, sind im nächsten Jahr günstiger als bisher. Hörfunk und Fernsehen werden diesmal getrennte öffentliche Sendeprojekte planen können.

Die Intendanten der ARD stimmten dem Vorschlag des federführenden SFB zu, daß die ARD vom bisherigen Standort in der Halle 18 in das Kongreßzentrum und die hiermit zusammenhängenden Hallen am Funkturm umzieht.

Rundfunkteilnehmer-Statistik

Stand 31. März 1978

	Gebührenpflichtige Teilnehmer	Zunahme (Abnahme) seit 31. 12. 77	Anteil in %
Hörfunk			
BR	3 489 491	+ 7 978	17,0
HR	1 896 214	+ 2 521	9,2
NDR	3 866 234	– 39 370	18,8
RB	271 582	+ 606	1,3
SR	359 004	– 409	1,7
SFB	914 842	– 120	4,5
SDR	1 998 735	+ 2 234	9,7
SWF	2 407 782	+ 2 971	11,7
WDR	5 362 919	– 55 123	26,1
Summe	20 566 803	– 78 712	100,0
Fernsehen			
BR	3 190 723	+ 21 734	16,9
HR	1 733 081	– 499	9,2
NDR	3 589 282	– 39 077	19,0
RB	251 304	+ 558	1,3
SR	337 259	+ 1 004	1,8
SFB	835 354	+ 1 116	4,4
SDR	1 719 085	+ 8 803	9,1
SWF	2 138 127	+ 4 638	11,4
WDR	5 073 376	– 39 912	26,9
Summe	18 867 591	– 41 635	100,0

Die Anzahl der darüber hinaus aus sozialen Gründen von der Gebührenpflicht für den Hör- und Fernsehfunk befreiten Rundfunkteilnehmer betrug 2 812 490 am 31. Dezember 1977 und 2 966 162 am 31. März 1978.

RUNDFUNKVERSORGUNG IN DER BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND UND BERLIN (WEST)

Mittelwellensender

Änderungen

Südwestfunk

Der SWF hat am 30. Mai 1978 seinen Mittelwellensender Baden-Baden auf die Frequenz 1484 kHz umgestellt.

Der Sender strahlt mit einer Leistung von 1 kW wie bisher das 1. Hörfunkprogramm aus.

Ultrakurzwellensender

Inbetriebnahmen

Von den Rundfunkanstalten wurden folgende Ultrakurzwellensender in Betrieb genommen:

Station	Programm	Kanal	Frequenz MHz	Leistg. ERP kW	Pol.	Azimut Grad	Tag der Inbetriebnahme
Bayerischer Rundfunk							
Hohenpeißenberg I	1S	19	92,8	25	H	ND	10. 05. 78
Hohenpeißenberg III*	3S	41	99,2	25	H	ND	10. 05. 78
Norddeutscher Rundfunk							
Cuxhaven I	1S	36	97,9	0,3	H	305	3. 07. 78

* Verk.-Kenn. „D"

Änderungen

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

Station	Programm	Kanal	Frequenz MHz	Leistg. ERP kW	Pol.	Azimut Grad	Tag der Änderung
Bayerischer Rundfunk							
Hohenpeißenberg II	**2S**	24	94,2	**25**	H	ND	10. 05. 78
Norddeutscher Rundfunk							
Aurich I	**1S**	10	90,05	25	H	ND	3. 07. 78
Bungsberg I	**1S**	10	89,9	4,5	H	ND	3. 07. 78
Dannenberg I	**1S**	14	91,2	15	H	ND	3. 07. 78
Flensburg I	**1S**	30	96,05	3	H	ND	3. 07. 78
Göttingen I	**1S**	5	88,55	1	H	ND	3. 07. 78
Hamburg I	**1S**	11	90,3	80	H	ND	3. 07. 78
Hannover I	**1S**	13	90,9	3	H	ND	3. 07. 78
Harz-West I	**1S**	10	89,9	100	H	ND	3. 07. 78
Heide I	**1S**	12	90,5	15	H	ND	3. 07. 78
Kiel I	**1S**	14	91,3	3	H	ND	3. 07. 78
Lingen I	**1S**	19	92,8	15	H	ND	3. 07. 78
Lübeck I	**1S**	20	93,1	0,06	H	ND	3. 07. 78
Osnabrück	**1S**	18	92,4	4,5	H	ND	3. 07. 78
Steinkimmen I	**1S**	14	91,1	100	H	ND	3. 07. 78
Sylt I	**1S**	13	90,9	0,6	H	260	3. 07. 78
Visselhövede I	**1S**	16	91,8	5	H	140; 325	3. 07. 78
Westdeutscher Rundfunk							
Bonn I	**1S**	4	88,3	0,5	H	ND	1. 07. 78
Kleve I	**1S**	42	99,7	0,25	H	ND	1. 07. 78
Köln I	**1S**	3	87,8	0,5	H	ND	1. 07. 78
Langenberg I	**1S**	6	88,8	100	H	ND	1. 07. 78
Münster/ Westf. I	**1S**	17	92,0	18	H	ND	1. 07. 78
Nordhelle I	**1S**	11	90,3	25	H	ND	1. 07. 78
Siegen I	**1S**	34	97,1	0,4	H	ND	1. 07. 78
Teutoburger Wald I	**1S**	12	90,6	100	H	ND	1. 07. 78

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 Inbetriebnahme
Bayerischer Rundfunk						
Gambach	26	8P	2	H	282; 12	8. 05. 78
Krummennaab-Erbendorf	5	2P	20	H	04	10. 05. 78
Pielenhofen	9	8M	1	H	38; 158	18. 05. 78
Zeil am Main	54	0	10	H	207	9. 05. 78
Norddeutscher Rundfunk						
Kreiensen	54	2P	120	V	90	22. 06. 78
Süddeutscher Rundfunk						
Kirchberg/ Murr	12	6P	2	H/V	110; 300	11. 04. 78
Pfedelbach-Untersteinbach	6	2P	8	H	140; 250; 340	13. 04. 78
Westdeutscher Rundfunk						
Attendorn II	49	0	2	H	60	8. 05. 78
Rüthen	49	8P	12	H	30	6. 03. 78
Werdohl III	46	0	10	H	165	13. 03. 78
Wuppertal-Bayenburg	28	0	12	H	270	23. 05. 78

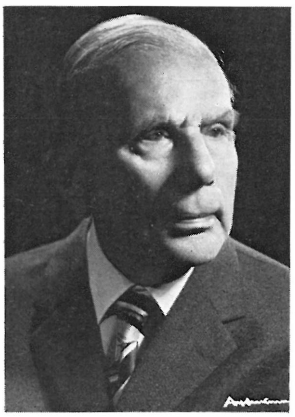
Änderungen

Von den Rundfunkanstalten wurden an folgenden Füllsendern für das I. Fernsehprogramm Änderungen vorgenommen (die geänderten Werte sind **halbfett** gedruckt):

Station	Kanal	Offset	Leistg. ERP W	Pol.	Azimut Grad	Tag der Änderung
Süddeutscher Rundfunk						
Deggingen	10	0	10	**Z**	**10; 240; 310**	26. 04. 78
Westdeutscher Rundfunk						
Hachen	10	4M	**1**	**H/V**	**120**; 250	20. 04. 78

PERSÖNLICHES

Leo Pungs 95 Jahre



Alle Mitarbeiter des Instituts für Nachrichtentechnik der Technischen Universität Braunschweig sowie die große Schar von ehemaligen Schülern von Professor Pungs freuen sich über die stolzen 95 Jahre, die der allseits beliebte und seit den Pionierjahren des Rundfunks bekannte Hochschullehrer am 6. August dieses Jahres begangen hat. Eine begnadete körperliche und geistige Frische zeichnen den hochbetagten Jubilar aus. Davon konnten sich seine vielen Freunde und ehemaligen Mitarbeiter überzeugen, die ihn während der Festlichkeiten zu seinem 50jährigen Hochschullehrer-Jubiläum im vorigen Jahr erlebten.

Prof. Pungs hatte 1927 das in Braunschweig gerade gegründete Fernmeldeinstitut – das dritte seiner Art an Deutschlands Hochschulen – übernommen. Mit seinen ersten damaligen Assistenten, die heute alle schon im Ruhestand leben, bearbeitete er Modulationsfragen. Seine bekannteste Arbeit aus jener Zeit ist die HAPUG-Modulation, ein bei tragbaren Funksprechgeräten später oft verwendetes leistungssparendes Amplitudenmodulationsverfahren. Es war dies die Fortführung seiner vielen Pionierarbeiten, die er vor seiner Berufung als Laborleiter bei der Firma C. Lorenz AG, Berlin, auf dem Gebiet der drahtlosen Telefonie durchführte. Bereits 1913 erfand er die für den Bau von leistungsstarken Telefoniesendern – in jenen Jahren noch ohne Röhren als Lichtbogensender betrieben – so wichtige „Pungs-Drossel". Mit Recht zählt man Prof. Pungs auch zu den Rundfunkpionieren, da es 1920 mit seiner Modulationsdrossel erstmals gelang, eine Radiosendung mit so großer Leistung in Berlin auszustrahlen, daß sie in dem 1700 km entfernten Moskau empfangen werden konnte. 1920/21 wurden von Berlin-Eberswalde aus mit einem 4-kW-Lichtbogensender, den eine Pungs-Drossel modulierte, erste regelmäßige Rundfunksendungen ausgestrahlt, deren hervorragende Empfangsqualität sogar die Schweden bestätigten.

Es ist ganz selbstverständlich, daß viele Institutionen dem erfolgreichen Wissenschaftler und Nachrichteningenieur ihre Anerkennung durch eine Ehrung zollten. So erhielt er 1933 die Gauß-Weber-Gedenkmünze der Universität Göttingen, 1953 die Ehrendoktorwürde seiner Alma Mater, der TH Darmstadt, und das große Bundesverdienstkreuz. 1969 würdigte der Deutsche Amateur-Radio-Club (DARC) seine Verdienste als Funkpionier durch die Verleihung der Goldenen Ehrennadel. Die Philipp-Reis-Plakette der Bundespost, die Goldene Ehrennadel und die Hans-Bredow-Medaille der Rundfunkanstalten sind weitere ehrenvolle Auszeichnungen.

Welche technischen Entwicklungsdimensionen der heute 95jährige Emeritus des Instituts für Nachrichtentechnik im Laufe seines langen Lebens durchmessen hat, wird deutlich, wenn man sich vergegenwärtigt, daß in seinen Studienjahren an die Fernmeldetechnik noch nicht zu denken war, und sogar die Elektrotechnik an der TH Darmstadt gerade erst begann, sich als selbständige Disziplin vom Maschinenbau abzuspalten. Nach seiner Diplomprüfung im Jahre 1906 und einer kurzen Industrietätigkeit wurde er Assistent bei Prof. Petersen, dem ersten deutschen Ordinarius für Elektrotechnik an der TH Darmstadt; dort promovierte er 1911 mit einer Arbeit über das dielektrische Verhalten von Isolierstoffen. Das Verhalten solcher Isolierstoffe im Hochfrequenzfeld war im übrigen in seinem späteren Braunschweiger Institut ein wichtiges Arbeitsfeld, das er auch nach seiner Emeritierung 1954 noch beibehielt. Nimmt man dann noch die vielen Arbeiten auf dem Gebiet der Funknavigation und Antennentechnik hinzu, die speziell in den Kriegsjahren das Institut beschäftigten, dann wird erkennbar, wie breit das Spektrum der Arbeitsgebiete von Leo Pungs in seiner langen beruflichen Laufbahn stets gewesen ist. Es kann ihn mit berechtigtem Stolz erfüllen, daß seine ehemaligen Arbeitsgebiete und deren Ergebnisse sich immer wieder befruchtend auf die Entwicklung des Instituts ausgewirkt haben.

Die Mitarbeiter des Instituts für Nachrichtentechnik sind sehr froh darüber, daß sie ihren Institutsgründer im gesegneten Alter von 95 Jahren in ihrer Mitte wissen, vor allem daß er mit einer begnadeten geistigen Regsamkeit sein immer noch großes Interesse am Institutsgeschehen und an der hochschulpolitischen Entwicklung bei vielen Gelegenheiten zum Ausdruck bringt. Sie erbitten vom Schicksal für ihren verehrten Emeritus Prof. Pungs noch weitere schöne Jahre, die er in der gleichen bewundernswerten körperlichen und geistigen Verfassung erleben möge.

Helmut Schönfelder

Siegfried Settgast im Ruhestand

Der Leiter des „Ausbildungszentrums für ausländische Rundfunkfachkräfte" bei der Deutschen Welle, Siegfried Settgast, ist in den Ruhestand getreten.

Dieses Ausbildungszentrum, ein Gemeinschaftswerk der ARD, das vom Bundesministerium für wirtschaftliche Zusammenarbeit gefördert wird, ist von Settgast in den 60er Jahren aufgebaut worden. Bis Mitte 1977 wurden in 37 technischen und journalistischen Kursen 407 Mitarbeiter aus 71 Ländern ausgebildet.

Auf einem Abschiedsempfang würdigten Intendant Walter Steigner und der Ministerialdirektor im Bundesministerium für wirtschaftliche Zusammenarbeit, Norbert Burger, noch einmal die Verdienste von Settgast, der dieser Ausbildungsabteilung internationales Profil gab.

Fritz Senf Leiter der „Zentralen Aufgaben" bei Radio Bremen

Die Betriebsdirektion Radio Bremens hat mit Wirkung vom 1. Juli die Abteilung Technische Ausrüstung und Sendertechnik sowie die Aufgaben der technischen Verwaltung und der Hörfunk-Versorgung in der Abteilung „Zentrale Aufgaben" zusammengefaßt. Die Leitung der Abteilung wurde Dipl.-Ing. Fritz Senf übertragen. Senf, Jahrgang 1944, war nach seinem Studium an der Technischen Universität Berlin von 1972 bis Mitte 1978 bei der AEG-Telefunken beschäftigt, zuletzt als Abteilungsleiter in der Entwicklung.

Gerhard Lahann Technischer Direktor des NDR

Der Verwaltungsrat des Norddeutschen Rundfunks stimmte auf seiner Sitzung in Hamburg am 29. Juni dem Vorschlag des Intendanten zu, Gerhard Lahann, den bis-

herigen stellvertretenden Produktionsdirektor, mit Wirkung vom 1. Juli 1978 zum Technischen Direktor des NDR zu berufen.

Gerhard Lahann, geboren am 29. Juli 1924 in Hamburg, studierte nach Abitur, Wehrdienst und Praktikantenzeit Elektrotechnik (Nachrichtentechnik) in Hamburg und machte 1950 sein Examen. Nach einer kurzen Tätigkeit in der Industrie kam er 1951 zum NWDR und wurde 1952 für das Fernsehen tätig; 1958 wurde er Abteilungsleiter Tontechnik des Fernsehens, 1963 Oberingenieur. Im August 1965 übenahm Gerhard Lahann die Leitung der Hauptabteilung Betriebstechnik Fernsehen des NDR. Im Januar 1972 wurde er Stellvertretender Produktionsdirektor in der neu gegründeten Direktion.

Er ist Mitglied einer Reihe von Kommissionen der ARD und der UER. In der UER hat er den Vorsitz in den Arbeitsgruppen Netzschaltung und Internationale Hörfunkübertragungen. Er ist außerdem Mitglied des Lenkungsausschusses der UER-Arbeitsgruppe T (Internationale Hörfunk- und Fernsehübertragungen).

Gerhard Lahann ist auch als Autor von Veröffentlichungen zum Thema „Fensehstudio-Technik" und als Dozent bei internationalen Veranstaltungen über Themen der Fernsehtechnik hervorgetreten.

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. H. Großkopf, Dr. G. Plenge, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45.

Verlag: Mensing & Co., 2 Norderstedt. Es erscheinen jährlich 6 Hefte mit einem Gesamtumfang von etwa 300 Seiten. Bezugspreis: Jahresabonnement 84,— DM zuzüglich Versandspesen. Bezugsbedingungen: Bestellungen über den Buchhandel oder beim Verlag. Abbestellungen müssen 6 Wochen vor Ablauf des Kalenderjahres vorliegen. 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 & Co. Anzeigenannahme durch die Anzeigenverwaltung und alle Werbungsmittler. Zur Zeit ist Anzeigen-Preisliste Nr. 9 gültig.

Gesamtherstellung: Mensing & Co., Schützenwall 9—11, 2000 Norderstedt, Ruf (040) 5 25 20 11. Einzelhefte werden nach Umfang berechnet und über den Buchhandel ausgeliefert. Auslieferungsdatum 30. 8. 1978. Einzelpreis dieses Heftes 32,20 DM.