C 21 738 F

RTM

Rundfunktechnische Mitteilungen

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

Institut für Rundfunktechnik GmbH IRT

Theodore John Schultz — Acoustical Uses for Perforated Metals

Manfred Heckel, Ulrich Donner — Schalldämmung dicker Wände

Lothar Dudek — Digitale Übertragung über FM-Sender im UKW-Band II

Leo Danilenko — Ein kryptographisches Systemkonzept für Pay-TV mit dezentraler Schlüsselverwaltung

Wolfram Tippe — Tagung über flache Gruppenantennen für den DBS-Empfang – Mögliche Lösungen und zukünftige Perspektiven

Ulrich Paasche — Pressekolloquium Rundfunktechnik 1985

Tagungen und Ausstellungen – Nachrichten – Persönliches

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

6/85
November/Dezember
29. Jahrgang
Seiten 277 – 316

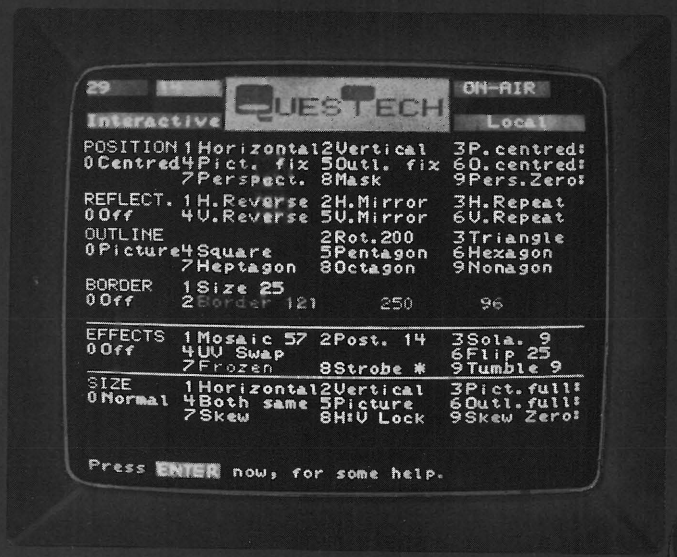
KREATIVE VIDEO-EFFEKTE

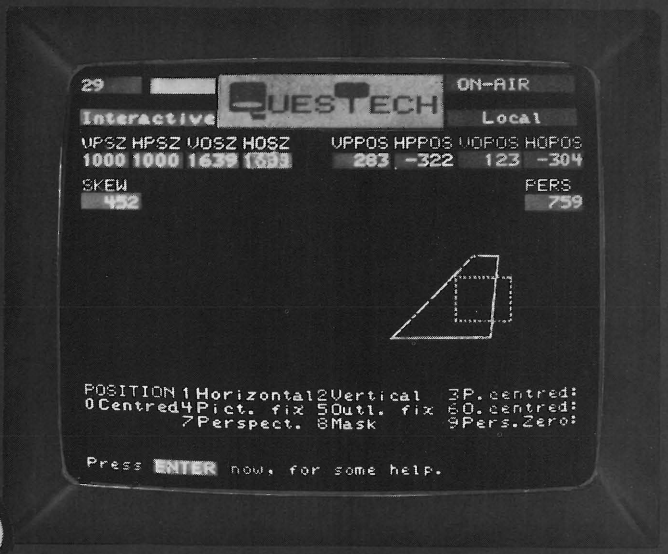
in kompromißloser 5 MHz-Studio-Technik

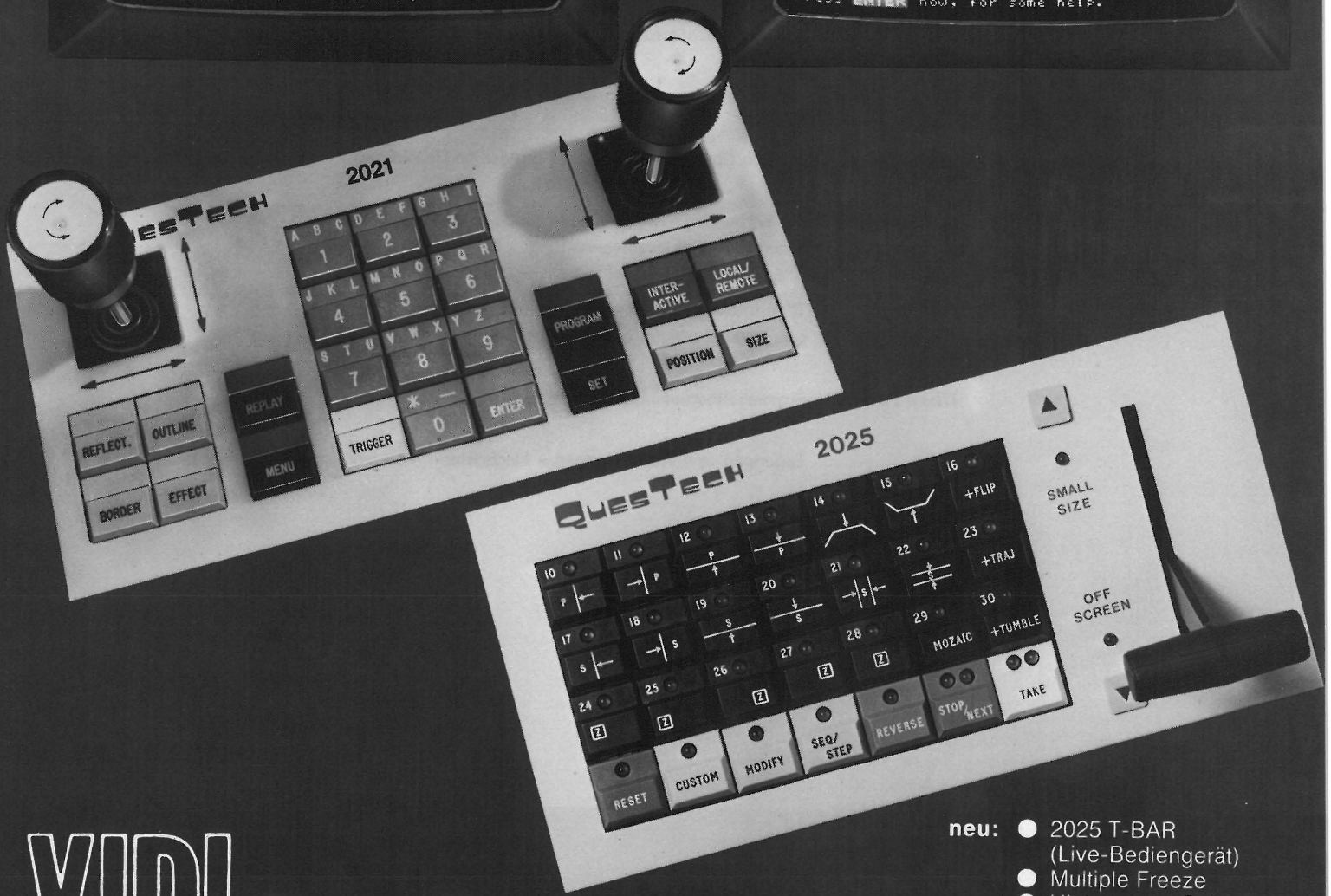
zu einem interessanten Preis

ZOOM • SQUEEZE

Perspektive • Mosaik • Taumeln• Posterise • Farbverfälschung • Paralellverschiebung
Wiederholung • Klappen • variable Einrahmung • Solarisation • Positionieren
Farbumkehrung • Vielfältige Effektkombinationen







neu:
- 2025 T-BAR (Live-Bediengerät)
- Multiple Freeze
- Hintergrund-Farbgenerator

VIDI QUESTECH 6101 P

VIDEO DIGITAL Studio Technik • Pallaswiesenstraße 63
D-6100 Darmstadt • Telefon (06151) 86033
Telex 4 197 208 vidi d

RUNDFUNKTECHNISCHE MITTEILUNGEN

JAHRGANG 29 | 1985 | Heft 6

INHALTSVERZEICHNIS:

Acoustical Uses for Perforated Metals 278
Theodore John Schultz

Schalldämmung dicker Wände 287
Manfred Heckl, Ulrich Donner

Digitale Übertragung über FM-Sender im UKW-Band II 292
Lothar Dudek

Ein kryptographisches Systemkonzept für Pay-TV mit dezentraler Schlüsselverwaltung 298
Leo Danilenko

Tagung über flache Gruppenantennen für den DBS-Empfang — Mögliche Lösungen und zukünftige Perspektiven 304
Wolfram Tippe

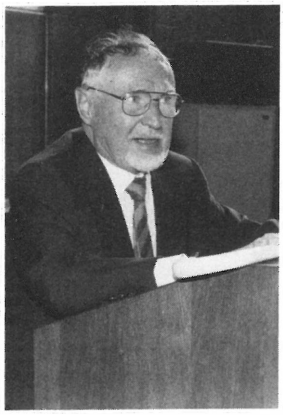
Pressekolloquium Rundfunktechnik 1985 307
Ulrich Paasche

Tagungen und Ausstellungen 311

Nachrichten 315

Persönliches 316

PROFESSOR CREMERS 80. GEBURTSTAG



Professor Dr.-Ing. Lothar Cremer feierte am 16. August 1985 seinen 80. Geburtstag. Am 21. September 1985 fand aus diesem Anlaß ein wissenschaftliches Kolloquium mit vielen in- und ausländischen Gästen im IRT in München statt. Die dort vorgetragenen Beiträge und einige darüber hinaus dem Jubilar gewidmete Arbeiten werden in den folgenden Heften der RTM veröffentlicht.

Nach Schulbesuch und Studium an der Technischen Hochschule Berlin promovierte Lothar Cremer 1932 mit einer Arbeit über die „Absorption poröser Materialien". Danach war er Oberingenieur an der Technischen Hochschule und arbeitete mit der Akustikgruppe am Heinrich-Hertz-Institut eng zusammen. Nach dem Kriege war Cremer akustischer Berater in München, gleichzeitig lehrte er an der Münchner Universität, bis er 1954 an die TU Berlin zum ordentlichen Professor berufen wurde. Hier hat er das Institut für Technische Akustik aufgebaut, das er bis zu seinem Ruhestand 1973 geleitet hat. Daneben war er Leiter der Abteilung Akustik am Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung in Berlin.

Schon während seiner Zeit in München begann Cremer mit der Beratung bei Konzertsälen. Eine lange Liste von Objekten zeugt von seinen einfühlsamen Bemühungen gemeinsam mit den Architekten, deren Vorstellungen mit den Anforderungen für eine gute Akustik zu vereinen. Stellvertretend für die vielen Säle seien hier der Sendesaal des Senders Freies Berlin, die Deutsche Oper in Berlin und die neue Berliner Philharmonie genannt. Gerade bei dem letzten Saal galt es, den Grundgedanken der amphitheatralischen Anordnung mit den akustischen Forderungen zu vereinen. Die von Cremer so genannten Weinbergstufen und die als leichte gewölbte Segel ausgeführten Reflektoren über der Bühne gaben diesem Raum das unverwechselbare Aussehen.

Schon früh galt sein großes Interesse der wissenschaftlichen Bearbeitung raumakustischer Probleme. So gab Cremer 1948 den ersten Band der wissenschaftlichen Grundlagen der Raumakustik heraus, dem 1950 der Band 3 und 1961 der Band 2 folgte. Aufgrund der vielen neuen Erkenntnisse, die zu einem nicht unerheblichen Teil in seinem Institut erarbeitet wurden, brachte er gemeinsam mit H. A. Müller 1976 eine völlig neu bearbeitete Auflage in 2 Bänden heraus. Grundlegende Arbeiten hat Cremer auf dem Gebiet des Körperschalls geleistet und schrieb gemeinsam mit Manfred Heckel 1967 das Standardwerk.

Die besondere Liebe galt der Akustik der Musikinstrumente. Hierzu wurden viele wissenschaftliche Untersuchungen in seinem Institut durchgeführt, deren Ergebnisse er nach seiner Emeritierung in dem Buch „Die Physik der Geige" (1981) zusammenfassend dargestellt hat. Diese Werke sind inzwischen auch in englischer Sprache erschienen.

Aber auch die anderen Gebiete der Akustik, wie Geräuschbekämpfung, physiologische Akustik und Elektroakustik, wurden in seinem Institut bearbeitet. Vorbildlich war auch die Art der Wissensvermittlung an die Hörer seiner Vorlesungen. Klar und auf physikalisches Verständnis angelegt war jede einzelne Vorlesung, die man nur ungern versäumte. Jeder, der sich in die Akustik einarbeiten möchte, kann zu dem in Buchform herausgegebenen Vorlesungstext greifen.

Für seine Verdienste auf den vielfältigen Gebieten der Akustik wurde Cremer neben anderen Auszeichnungen 1973 mit dem W. C. Sabine Award der Akustischen Gesellschaft von Amerika geehrt. Cremer ist Mitglied der Akademie der Wissenschaften in Göttingen. Alle, die Professor Cremer kennen, wünschen ihm auch weiterhin Gesundheit und nicht nachlassende Frische.

Henning Wilkens

ACOUSTICAL USES FOR PERFORATED METALS[1]

BY THEODORE JOHN SCHULTZ

Manuskript eingegangen am 27. September 1985 Raum- und Bauakustik

Summary

Perforated metal can be used in acoustical treatments either as a transparent covering for something else, or as an acoustically functional element in a tuned resonant sound absorber. In the former case, the main job of the perforated metal is to "disappear" and contribute no acoustical property at all to the treatment. In the latter case, the perforated metal takes an essential part in the acoustical behavior; it helps to determine the resonance frequency of the absorber. Since the latter application is already well covered in the literature, we deal only with the "transparency approach" here. The Transparency Index and the Acces Factor are introduced as parameters to help the designer choose the proper perforated metal for his purpose. It appears that these useful design tools are not readily available elsewhere.

Sommaire Utilisation acoustique de métaux perforés

On peut utiliser du métal perforé dans des installations acoustiques, soit comme revêtement acoustiquement inerte, soit comme élément acoustique fonctionnel dans un isolateur acoustique à résonance. Dans le premier cas, le rôle principal du métal perforé est d'être transparent et de ne modifier d'aucune manière la caractéristique acoustique de l'installation. Dans le second cas, le métal perforé joue un rôle essentiel dans le comportement acoustique; il intervient pour déterminer la fréquence de résonance de l'isolateur acoustique. Cette seconde application faisant déjà l'objet d'une littérature abondante, seule l'utilisation transparente est abordée dans le présent article. L'indice de transparence et le facteur d'accès sont deux paramètres pris en compte pour permettre au concepteur de choisir le métal perforé adapté à ses besoins. On constate que ces éléments conceptuels utiles ne sont encore disponibles nulle part ailleurs.

Zusammenfassung Die akustische Verwendbarkeit von Lochblechen

Lochblech kann in der Raumakustik entweder als transparentes Abdeckmaterial oder als akustisch funktionelles Element in einem abgestimmten Resonanzabsorber verwendet werden. Im ersteren Fall ist es die Hauptaufgabe des Lochblechs, akustisch nicht in Erscheinung zu treten, d. h. überhaupt keinen Einfluß auf die Akustik auszuüben. Im letzteren Fall hat das Lochblech entscheidenden Einfluß auf das akustische Verhalten; es dient zur Bestimmung der Resonanzfrequenz des Absorbers. Da diese Anwendung in der Literatur schon ausführlich behandelt wurde, befaßt sich dieser Aufsatz mit der Verwendung als transparente Abdeckung. Es werden der Durchlässigkeitsindex und der Zugriffsfaktor als Parameter eingeführt, um dem Konstrukteur bei der Auswahl des für seinen Zweck geeignetsten Lochblechs zu helfen. Es scheint, daß diese nützlichen Hilfsmittel für den Entwurf noch nicht überall zur Verfügung stehen.

1. How Perforated Metals Are Used in Acoustical Applications

There are two principal acoustical applications for perforated metals:

1.1. As a Facing for Something Else

Here the perforated metal is used as a protective or decorative covering for some special kind of acoustical material; that material may be designed either to absorb sound or to reflect or scatter sound in a certain way. It is this special material that does the actual acoustical work, so the purpose of the perforated metal in such applications is to "disappear" acoustically: that is, it must be so **transparent** that the sound waves can pass completely through it to encounter the acoustical treatment that lies behind.

Our design goal in this case is to choose the perforated metal for greatest sound transparency, for sounds of all frequencies.

1.2. In Tuned Resonant Sound Absorbers

Sometimes, however, we may wish to absorb sound very effectively only in a certain band of frequencies but not at frequencies lying above and below that band. For this purpose we design a Resonant Sound Absorber. Here, the perforated metal, instead of disappearing, takes an active part in tuning the absorber, that is, it helps to determine which frequencies of sound are absorbed.

The technical background for resonant sound absorbers appears elsewhere in the acoustical literature [1], so we will not cover that matter here. Instead, we present some thoughts on the „transparency approach".

2. Perforated Metal Sheet with High Transparency, for Use in Broad-Band Sound Absorptive Treatments

Perforated sheet metal is often used as a sound-transparent protective covering for sound absorptive materials that actually do the work of absorbing the sound. In this case, because the perforated metal is chosen to be completely transparent to sound, the intention is that it does not alter the intrinsic performance of the absorptive material in any way.

A great disadvantage of other commonly-used sound absorptive treatments is that they cannot be cleaned or repainted without seriously degrading their sound absorptive properties.

Perforated metals are useful as components of acoustically absorptive treatments because they **can** be cleaned or refinished without harming the absorptive properties for which they were designed, subject only to the proper choice of perforation size and spacing, described later.

Other important advantages of perforated metals in such applications are:

- inherent structural strength, compared with woven or felted facing materials; the can stand alone, if necessary;
- ability to be formed into complex curved shapes for architectural (visual) purposes;
- resistance to abuse and damage.

[1] Aufsatz zum Kolloquium anläßlich des 80. Geburtstages von Prof. Dr.-Ing. Lothar Cremer im IRT, München, 21. Sept. 1985.

Finally, the chief architectural advantage of perforated metal is that it is basically **uninteresting**. It can be made to look like something else: for example, plain plaster.

The design approach proposed here is, of course, not restricted to perforated metals, but can be applied to any perforated material having weight comparable to metal sheet: for example, motion picture screens and the hemispherical domes in planetariums on which the constellations of the heavens are projected. (In this last case, there is need for heavy sound-absorptive treatment behind a sound-transparent screen, in order to avoid a severe focus from the dome.)

3. Sound Transparency of Perforated Metal

Most people assume that the greater the percent open area of the sheet, the more easily sound can go through it. In a general way, this assumption is correct . . . but not always.

For example, we could make a sheet with 10 % open area in two ways: either by removing a single large hole at the center or by very fine perforations overall.

In the first case, instead of a transparent facing material, we would have a small completely open area at the center of the sheet (10 % of the total area); but the rest of the sheet would be completely opaque to sound, reflecting ALL of it.

In the second case, the entire sheet is almost completely transparent to sound, because the tiny solid areas between the holes are too small to intercept the sound waves.

For high transparency, the most important consideration is to have many small perforations, closely spaced. It is better to minimize the bar size (the size of the solid portions between the perforations) and (to a lesser extent) to minimize the sheet thickness, rather than to concentrate on percent open area.

In order to help the designer choose a suitably transparent sheet for such applications, we introduce a parameter called the Transparency Index[2] (TI) given by the following formula:

$$TI = nd^2/ta^2 = 0.04\ P/\pi ta^2 \qquad (1)$$

where:

- n = number of perforations per sq in;
- d = perforation diameter (in);
- t = sheet thickness (in);
- a = shortest distance between holes (in);
  a = b – d, where
- b = on-center hole spacing (in);
- P = percent (not fractional) open area of sheet.

The formula is valid for either straight or staggered perforations. An approximation for the value of a, when you do not know the value of b, is:

$$a = d\ [(const./P^{1/2}) - 1] \quad . \qquad (2)$$

The value of the constant is 9.5 for staggered and 8.9 for straight perforations.

[2] Note: The terms "index" and "factor" are used in this paper in their general English sense, rather than the more specific sense of technical German.

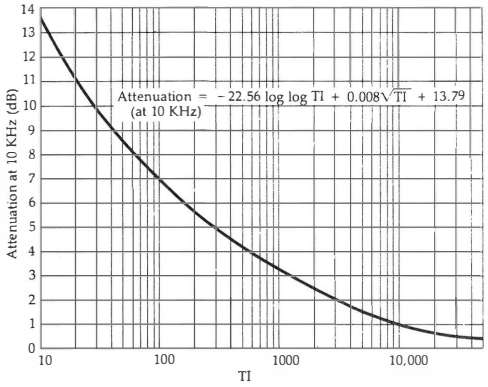


Figure 1
Curve of Transparency Index (TI) vs Sound Attenuation at 10 000 Hz

We can predict from the value of TI the amount by which sound waves at the very high frequency of 10 kHz are attenuated in passing through the sheet, according to the curve in **Figure 1**. Then, from the attenuation at 10 kHz, we can develop a curve for the attenuation at lower frequencies.

A value of TI upwards of 10 000 should be the goal in choosing a perforated sheet intended for a completely sound-transparent facing material. This would lead to an attenuation no greater than one decibel (dB) at a frequency of 10 kHz; and at lower frequencies the attenuation decreases rapidly. In other words the sheet is essentially acoustically transparent over the entire frequency range of importance.

However, it is not essential to insist on **very** high Transparency Index. For relatively high values of TI, the transparency is not spoiled very rapidly with decreasing values of TI: with TI as low as 5000, the attenuation is only 1.5 dB, and with TI = 2000, the loss is only 2.5 dB.

Therefore, there is no harm in shopping around among the readily available perforated materials to find one whose TI lies between, say, 2000 and 20 000. Any value within this range will yield acceptably good sound transparency for most sound absorption applications.

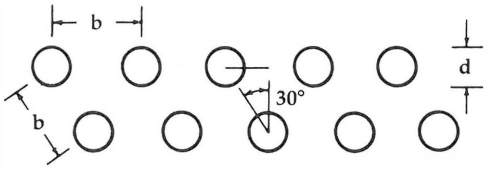
Note: The value of TI increases as the hole size and the number of holes per sq in **increases** and as the thickness of the sheet and the distance between holes **decreases.** For values of TI less than 2000, the sound transparency diminishes rapidly. One can also see from the formula that TI generally increases with increasing percent open area P, but NOT if this is achieved with larger holes and an increase of the distance (a) between holes.

Example 1

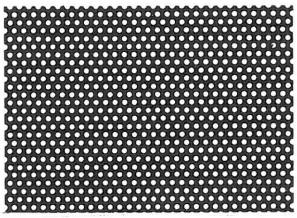
A perforated sheet of 26 gauge steel with 0.023-in. holes on 0.054-in. staggered centers leads to the following parameters:

b = 0.054″
d = 0.023″
t = 0.0184″.

A = Sheet area per hole = $b^2 \cos 30^\circ$
= $(0.054)^2 \times 0.87$
= 2.525×10^{-3} sq in;



This is what the industry refers to as a standard 60° staggered pattern



then n = 1/A = 396 holes/sq in;

$a = b - d = 0.054 - 0.023 = 0.03''$;

$P = [(\pi d^2/4)/A] \times 100$
$= [(\pi \times (0.023)^2/(4 \times 2.525 \times 10^{-3})] \times 100$
$= 16.45\ \%$.

We calculate the Transparency Index by two methods; first by:

$TI = nd^2/ta^2$
$= [396 \times (0.023)^2/0.0184 \times (0.03)^2]$
$= 12\,650$;

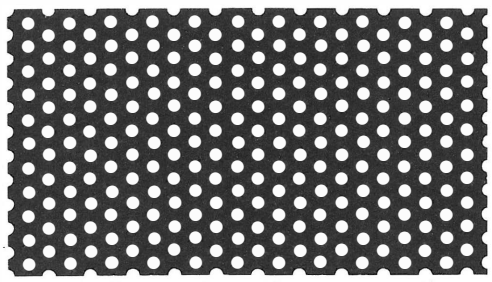
or, alternatively by:

$TI = 0.04\,P/\pi ta^2$
$= [0.04 \times 16.45/\pi \times 0.0184 \times (0.03)^2]$
$= 12\,648$.

The two values of TI agree very well. The sound attenuation at 10 kHz is only 0.9 dB.

Example 2

We have 16 gauge steel sheet, with 0.066″ holes on 0.125″ staggered centers. Then:



$b = 0.125''$
$d = 0.066''$
$t = 0.0625''$.
$A = (0.125)^2 \times 0.87 = 13.6 \times 10^{-3}$ sq in
$n = 1/A = 73.6$ holes/sq in
$a = b - d = 0.125 - 0.066 = 0.059''$
$P = [\pi(0.066)^2/4 \times 13.6 \times 10^{-3}] \times 100$
$= 26.16\ \%$.

$TI = [73.6 \times (0.066)^2/0.0625 \times (0.059)^2]$
$= 1474$;

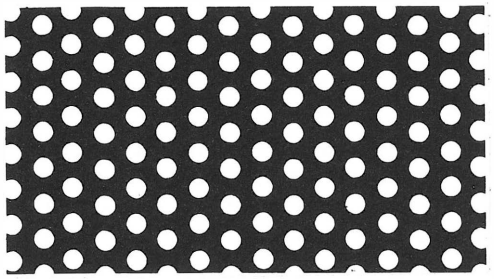
or:

$TI = [0.04 \times 25.16/\pi \times (0.0625) \times (0.059)^2]$
$= 1472$.

Again, the agreement between the two calculated values of TI is very good. But notice that the 10-kHz-attenuation has increased to 2.9 dB, **much** more than the attenuation of Example 1, despite the fact that the open area for this example is 53 % greater than in the earlier case!

Example 3

Again, we have 16 gauge steel, but with 7/64″ holes on 3/16″ staggered centers.



$b = 0.1875''$
$d = 0.109''$
$t = 0.0625''$.
$A = (0.1875)^2 \times 0.87$
$= 30.6 \times 10^{-3}$ sq in
$n = 1/A = 32.7$ holes/sq in
$a = b - d = 0.0785''$
$P = [\pi(0.109)^2/4 \times 30.6 \times 10^{-3}] \times 100$
$= 30.49\ \%$.

Then:

$TI = [32.7 \times (0.109)^2/(0.0625) \times (0.0785)^2]$
$= 1009$;

or:

$TI = [0.04 \times 30.49/\pi \times (0.0625) \times (0.0785)^2]$
$= 1008$.

Here, even with a percent open area greater than 30 %, the 10-kHz-attenuation has increased to 3.3 dB. You may wonder, then, why it would not ALWAYS be best to choose the most transparent possible material.

Generally speaking, we have seen that perforated sheets with small holes close together give the greatest sound transparency; but for practical reasons, very tiny holes should be avoided because they may get clogged with dust or filled with paint when the sheet is repainted. Perhaps more important, very finely perforated sheets tend to be fragile and are **much** more expensive to manufacture.

Therefore, it is sometimes best to choose the gage of the metal first, based on cost, availability or other reasons; then choose a reasonable hole size, and finally jockey the other parameters to achieve the desired transparency.

4. Sound Transparency at High Frequencies

Figure 2 presents laboratory-measured data (see the Appendix for further details of the tests) that indicate how sounds of different frequency are attenuated, in passing through samples of perforated metal having different values for the Transmission In-

dex (TI). The horizontal scale gives the frequency in Hz; the vertical scale gives the attenuation in decibels.

At frequencies below about 1000 Hz there is no attenuation at all: the sound passes right through the sheet with no loss whatever. But as the frequency increases, there is more and more attenuation . . . meaning that the sound is reflected from the sheet and fails to get through to reach the acoustical treatment that lies behind.

This condition is more severe, the lower the value of TI. For a sheet with TI = 1500, the attenuation of sound at 16 000 Hz is as much as 4.75 dB; for TI = 12 000, the loss is only 1.5 dB at the same frequency.

In **Figure 2**, the curves of attenuation vs frequency suggest, but do not correspond to, the behavior of a simple low-pass sound filter. The physical phenomena involved here must combine the motion of the medium in the perforations (mass and viscosity) with the motion of the sheet, itself, in a rather complex manner.

Sometimes the acoustical treatment that lies behind the sheet is a hard, sound-diffusing surface, intended to break up the sound waves and reflect them back to the room, as in a concert hall. If so, then the attenuation must be counted twice: once on the way in and once on the way back.

5. Access to the Sound Treatment

On the other hand, if the acoustical treatment is intended to **absorb** the incident sound, then we must determine how seriously the perforated metal covering degrades the intrinsic absorptive properties of the material installed behind it.

For this purpose, we introduce the Access Factor (AF), illustrated in **Figure 3** for the same samples of perforated metal that we saw in **Figure 2.** In general, the Access Factor (AF) at any frequency is related to the Attenuation (A) at that frequency by the formula:

$$AF = 10^{-(A/10)} \quad . \qquad (3)$$

The published sound absorption coefficients for acoustical materials usually assume no covering over the sound absorptive material. But when we cover the material with perforated metal, we may find some degradation of the sound absorptive efficiency. The amount will depend on the frequency, of course, but also on the choice of the perforated metal.

The Access Factor is a measure of this degradation: it describes how much "access" the sound wave has to the underlying acoustical treatment. If the Access Factor is 1.0, there is complete access and 100 % of the sound energy can get through. But if the Access Factor is 0.50, then only half the sound energy can pass through; the other half is reflected from the surface of the sheet and never reaches the acoustic treatment at all.

In order to find the "effective sound absorption efficiency" of an acoustical material covered with perforated metal sheet, we multiply the sound absorption coefficient of the basic material at each fre-

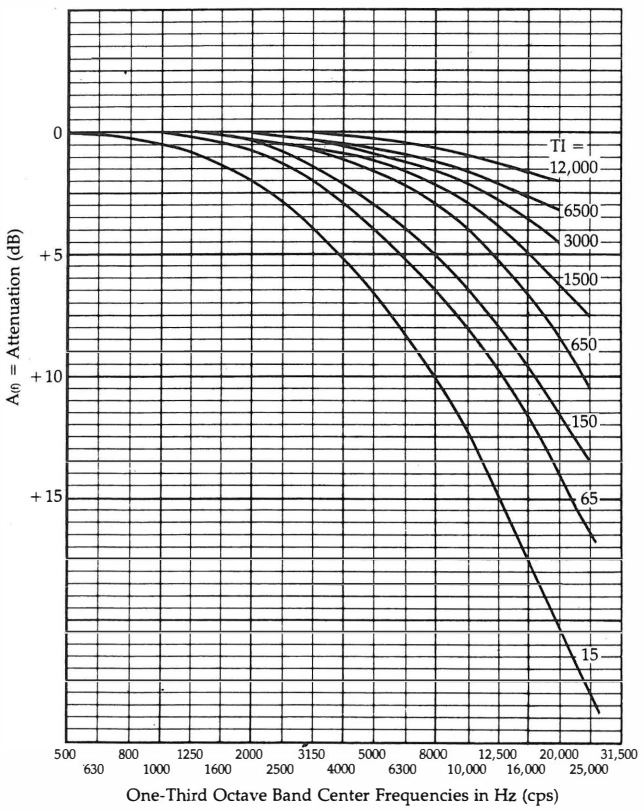


Figure 2

Sound Attenuation vs Frequency for Samples of Perforated Metal Having Different Values of TI

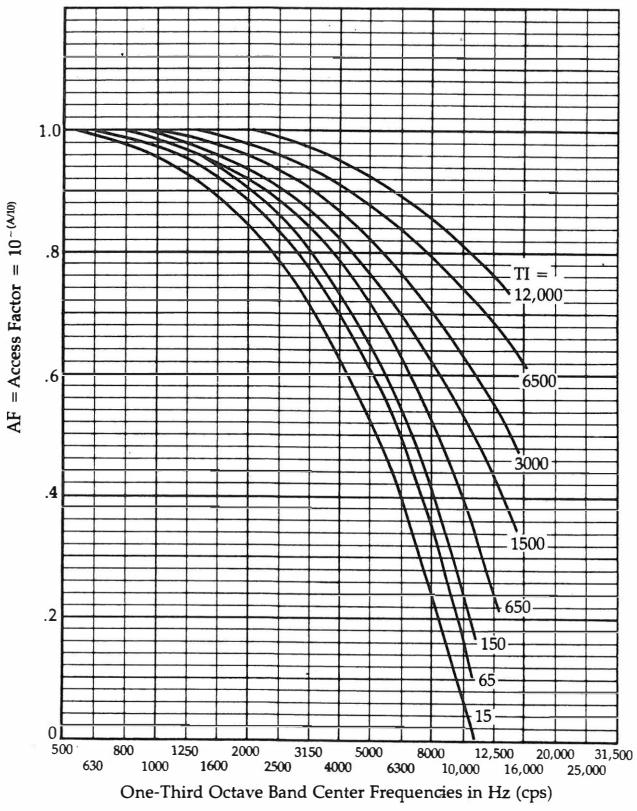


Figure 3

Curves Showing the Corresponding Access Factor (AF) vs Frequency for the Same Samples of Perforated Metal as in Figure 2

Item	d (in.)	b (in.)	t (in.)	n (holes/in.²)	P (%)	a (in.)	TI	$A_{(10\,kHz)}$	$AF_{(10\,k)}$
1.	0.080	7/64" = 0.109	0.030	97	48.5	0.029	24 605	0.55 dB	0.88
2.	0.100	5/32" = 0.156	0.030	47	37.2	0.056	4996	1.54	0.70
3.	0.100	3/16" = 0.188	0.030	33	25.9	0.088	1420	2.84	0.52
4.	0.125	3/16" = 0.188	0.030	33	40.0	0.063	4330	1.67	0.68
5.	0.125	1/4" = 0.250	0.030	18	22.5	0.125	600	3.97	0.40
6.	0.156	1/4" = 0.250	0.078	18	36.0	0.094	636	3.89	0.41
7.	0.063	1/8" = 0.125	0.037	74	22.5	0.062	2065	2.41	0.57
8.	3/16" = 0.188	5/16" = 0.313	0.060	12	32.5	0.125	445	4.42	0.36

$a = b - d$; $TI = nd^2/ta^2$; $A_{(10)} = -22.56 \log\log (TI) + 0.008\sqrt{TI} + 13.79$ (dB); $AF = 10^{-(A/10)}$

Table 1

Acoustical properties of commonly-manufactured perforated metal products

quency by the corresponding Access Factor for the metal sheet[3].

For example, suppose that we cover a 1-inch glass fiber material, having a coefficient of 0.99 at 4000 Hz, with a perforated metal sheet having TI = 1500; this corresponds to an Access Factor at 4000 Hz of 0.85. Then the effective sound absorption coefficient of the combination is 0.99 × 0.85 = 0.84. The perforated covering has degraded the obsorptive performance of the original material at 4000 Hz by 15 percentage points.

Of course, perforated sheet with a TI of only 1500 is a poor choice for this application in the first place. The whole point of the acoustical design in the "transparency approach" is to find a sheet with as high a value of TI as possible, consistent with the other requirements of the project.

The following nomogram allows you to go directly from the calculated value of TI to either the Sound Attenuation or the Access Factor, both at 10 000 Hz (**Figure 4**). The procedure is as follows: Enter the lower horizontal scale with the value of TI for the sheet and move directly upward to intersect the lower of the two slanting lines. Move to the left from this intersection point until you strike the vertical scale, where you can read the attenuation at 10 000 Hz in decibels, for this sheet.

Alternatively, if you want the Access Factor, you can move to the right from the first intersection point to intersect the upper slanting line, then move upward from this second intersection point to strike the upper horizontal scale, where you can read the Access Factor at 10 000 Hz for the sheet.

The mathematical formulas corresponding to the curves in this nomogram are, respectively:

$$A = -22.56 \log\log (TI) + 0.008\,(TI)^{1/2} + 13.79\ \text{dB} \quad (4)$$

and

$$AF = 10^{-(A/10)} \quad . \quad (3)$$

The first formula is valid for values of TI up to 50 000, but only for a frequency of 10 000 Hz; the second formula is generally valid for any frequency for which the value of A is known.

Example 4

Suppose you have a perforated metal sheet with TI = 4000, used as a covering for a sound absorptive glass fiber blanket. What is the effect of the covering?

Enter the lower horizontal scale of **Figure 4** at TI = 4000, move upward to strike the lower curve, then move left to find an attenuation at 10 000 Hz of 1.8 dB. Next, move to the right from the first intersection point to intersect the upper slant line, then upward from this point to the horizontal scale to find an Access Factor of 0.66. With this sheet covering an absorptive material, you will realize only 66 % of the intrinsic absorption performance of the glass fiber material at 10 000 Hz.

Table 1 presents calculated values of the TI, the Attenuation (A) and the Access Factor (AF) at 10 000 Hz, for a group of the most commonly manufactured perforated metals. You will notice that many popular products have values of TI that come nowhere near the value of 10 000 recommended above for perfect sound transparency.

[3] In principle, this procedure is not technically correct; the matter is much more complicated than that. If we were to carry out the correct procedure, it would require adding the mass impedance represented by the perforated metal screen to the impedance of whatever combination of materials lies behind it, and then recalculating, from the impedance of the whole ensemble, the net absorption coefficient presented to the incident sound. This is a complicated procedure, and one that (even so) does not necessarily give the right answer, since a number of questionable assumptions are involved.

It is believed that, for the range of perforated materials likely to be used in these applications, and for the types of sound absorptive treatments that they will be used to cover, the use of the Access Factor, as prescribed here, will give answers with acceptable accuracy.

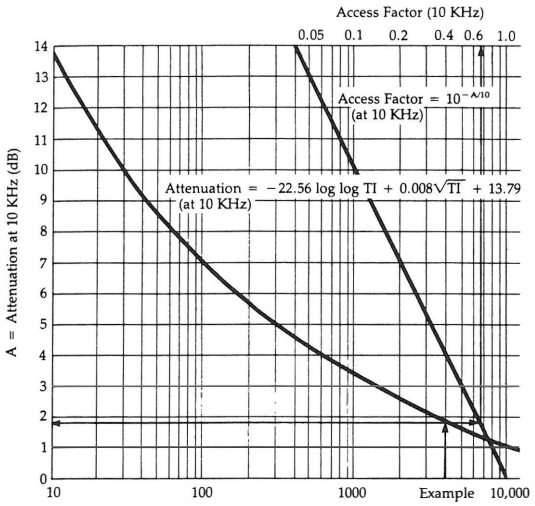


Figure 4

Nomogram for Calculating the Attenuation (A) and the Access Factor (AF), for a Frequency of 10 000 Hz

No matter! Most acoustical problems are concerned with frequencies in the mid-range of 1000 to 4000 Hz. And a glance at **Figure 2** will assure you that practically ANY common perforated metal is nearly transparent to sound at those frequencies and below.

So why the emphasis on performance at 10 000 Hz in the Transparency Index? The answer is that a useful **distinction** in the transparency of perforated metals is possible only at very high frequencies. For example, if we decided to rate our Transparency Index at 1000 Hz, say, this would be no good at all, because all the samples would get the same (nearly perfect) rating. We concentrate here on the 10 000 Hz frequency so that people who are interested in making distinctions in the sound transparency of different samples can do so meaningfully.

6. A Case History Illustrating the "Transparency Approach"

A typical application where widespread use is made of perforated metal is in the acoustical treatment of large "hush houses" for the run-up and testing of jet engines. In many cases these facilities are large enough to accommodate an entire airplane for testing.

Since the jet engines on large aircraft are among the noisiest of today's noise sources, it would be intolerably uncomfortable (and often a great hazard to hearing) if people had to work in buildings with these engines, unless very effective methods are introduced for controlling and abating the jet noise.

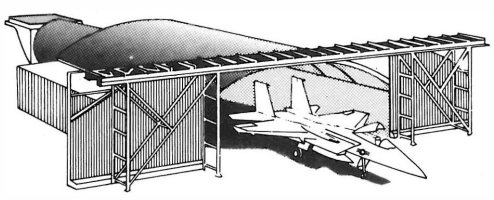


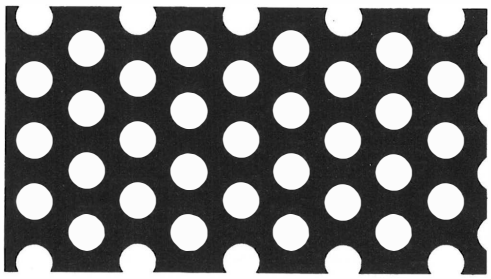
Figure 5

"Hush House", Designed to Confine the Noise of Jet Engine Tune-ups

Among the most effective methods is the treatment of the walls and/or ceiling with sound-absorptive material (typically glass fiber blankets or board), covered with perforated metal for protection and ease of maintenance **(Figure 5).**

Example 5

If we must choose a very economical wall treatment, it might consist of a 1.5-inch layer of glass fiber board, faced with perforated metal that has been chosen for the best acoustical transparency consistent with high structural integrity and availability.



For this purpose one might select a stock perforated sheet of 16 gauge steel (t = 0.0598″) with 3/16″ holes (d = 0.188″) on 5/16″ centers (b = 0.0313″). These dimensions lead to n = 12 holes/sq in, P = 32.5 % and a = b – d = 0.125″. We calculate the Transparency Index to be:

$$TI = nd^2/ta^2$$
$$= 12 \times (0.188)^2/0.0598 \times (0.125)^2$$
$$= 445.$$

We can already anticipate from this very low value of TI that we will get some degradation of the performance of the glass fiber board; but the sheet dimensions are in this case determined by structural requirements and availability, so we may not have a better choice.

From the nomogram of **Figure 4**, above, we find the attenuation at 10 000 Hz to be 4.4 dB and the corresponding Access Factor to be 0.36. We can interpolate in **Figure 3,** which gives the curves of Access Factor vs frequency, in order to estimate the Access Factor at octave band frequencies down to 500 Hz.

Table 2 gives the sound absorption coefficients at various frequencies for the basic fiber board, as well as the (estimated) Access Factors for the perforated

Freq.	α	AF	α_{eff}
125	0.18	1.0	0.18
250	0.40	1.0	0.40
500	0.65	1.0	0.65
1000	0.90	0.98	0.88
2000	0.95	0.90	0.86
4000	0.92	0.75	0.69
8000	0.88	0.49	0.43

Table 2

Effect of perforated metal sheet with a low value of TI on the absorption coefficients for glass fiber board

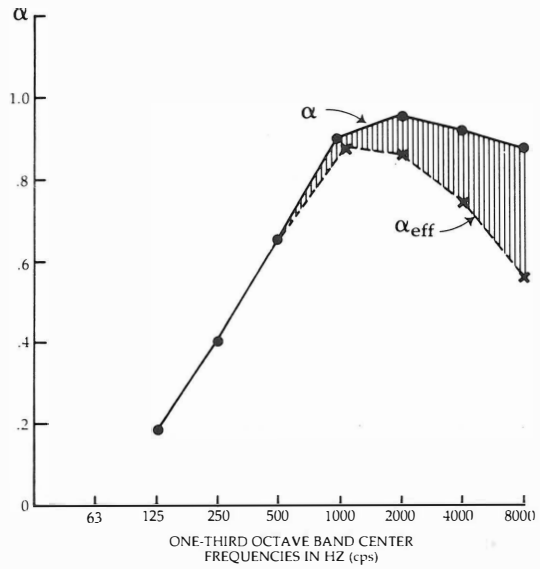


Figure 6
Effect of Perforated Metal Sheet with Low TI on the Absorption of Glass Fiber Board

metal, and finally the effective sound absorption coefficients for the composite structure.

Comparing α and α_{eff}, it is evident that the perforated metal covering is hindering the sound absorption at high frequencies (see **Figure 6**). But this may not be a serious drawback, if there is not much high-frequency energy in the spectrum to be controlled, in the first place. Actually, neither the glass fiber board nor the perforated metal in this example are especially well-selected, but sometimes outside constraints (like cost) prevent the choice of optimum materials.

7. Large-Scale Sound Absorptive Treatments Using Perforated Metals

Other acoustical applications that use large quantities of perforated metals as facings for sound absorptive treatments include subway tunnels and stations, and street and highway tunnels and barriers. Because of the extremely crowded conditions in the large cities of Japan, the highways and elevated roadways often pass quite near residential communities, and cause considerable annoyance to the residents because of the noise.

Significant protection can be afforded to these communities by erecting sound barriers along the roadways, in order to shield and absorb the sound of the motor vehicles. In Tokyo alone, there are ninety running miles of such barriers, rangig from 8 to 15 feet in height! A similar large-scale application of perforated metals occurs in the newly built section of the subway in Vienna.

7.1. Sound Attenuation and Access Factors for These Treatments

Some of the perforated metal sheets in these treatments have quite large perforations, rather widely spaced (with only a few perforations per sq ft). In view of our earlier discussion of the advantage of numerous small holes, it is of interest to calculate the TI for these large-scale sheets and the corresponding acoustical parameters.

Example 6

Let us assume the 1/16″ sheet has 1″ holes, staggered at 1 – 1/4″ on centers. The Percentage Open Area is 58 % and the number of holes per sq in is 0.73; that is:

$n = 0.73$; $d = 1.0''$; $b = 1.25''$;

$t = 0.063''$; and $a = b - d = 0.25''$.

Then

$$TI = nd^2/ta^2$$
$$= 0.73 \times (1)^2/0.063 \times (0.25)^2$$
$$= 185.$$

Such a low value of TI implies poor transparency at high frequencies. **Figure 4** indicates an attenuation of 5.9 dB at 10 kHz, and a corresponding Acces Factor of only 0.26 at that frequency. But the important frequencies in the noise of roadway and subway traffic are below 2000 Hz. At that frequency, according **Figures 2** and **3**, the attenuation is only 0.2 dB and the Access Factor is up to 0.91; and, of course, the situation improves for all lower frequencies.

Other properties of the perforated sheet in these applications, such as ruggedness and durability are sometimes more important than the highest acoustical transparency.

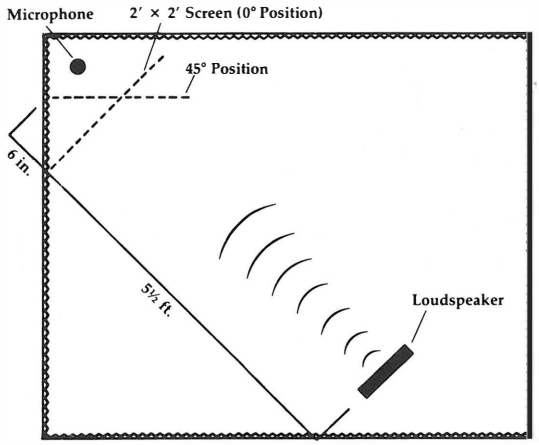
LITERATURE

[1] Cremer, L.; Müller, H. A.: Principles and Applications of Room Acoustics. 2 volumes, translated by Theodore J. Schultz. Applied Science Publishers, Ltd., London 1982.

APPENDIX: Background for the Transparency Index and the Attenuation of Perforated Metal at High Frequencies

A few years ago some acoustical measurements were made for the purpose of evaluating various kinds of transparent and semi-transparent material to determine how readily they would transmit sound. The experiment was conducted in an "anechoic chamber", namely, a room whose interior surfaces are all covered with highly sound-absorptive material, in order to suppress all sound reflections as completely as possible.

Figure A-1 shows the set-up. A loudspeaker out in the center of the room radiates broad-band sound toward a microphone located in a corner of the room.



Anechoic Chamber, Schematic Plan View

Figure A-1
"Direct Path" Test Arrangement

Figure A-2
Differences in Sound Pressure Levels, Showing Insertion Loss of 2′ × 2′ Plastic Panel (i.e., the "Spill")

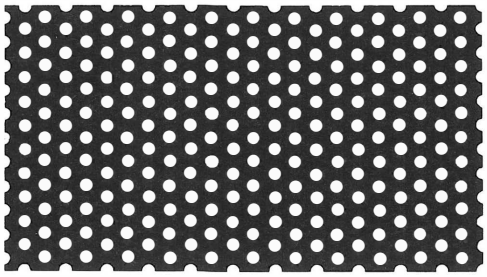


Figure A-3
Material "G", Full Scale

The sound pressure level at various frequencies received by the microphone in this situation is regarded as a baseline. Then, when a sample of perforated material is interposed between the loudspeaker and the microphone and the measurements are repeated, the differences, frequency by frequency, between the new measurement and the baseline measurement give an indication of the amount by which the sample attenuates the sound passing through.

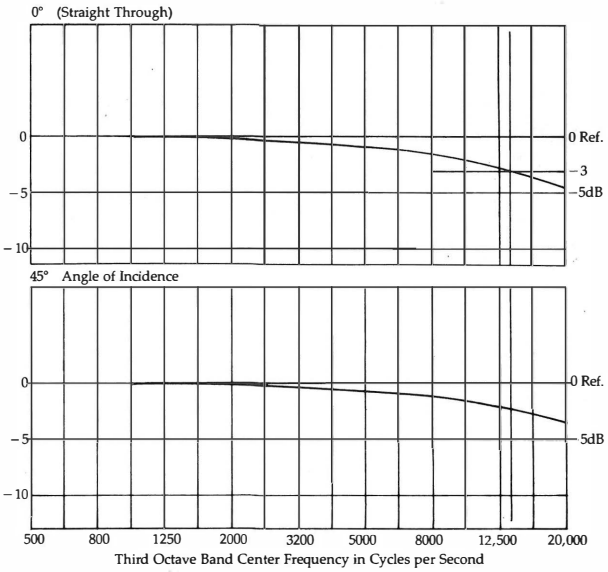


Figure A-4
Test Results, Insertion Loss vs Frequency for Material "G"

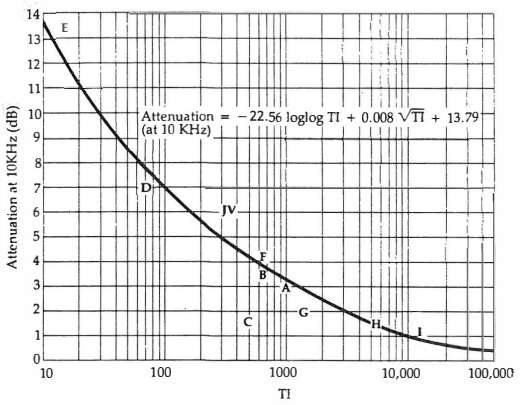


Figure A-5
Test Data Points and the Empirically-Fitted Curve of Attenuation at 10 000 Hz vs the Values of Transparency Index (TI)

The measurements were made with two angles for the incident sound: perpendicular (0°) and 45°.

Figure A-2 shows the result of such a measurement with a solid (i. e., acoustically opaque) plastic panel in the sample position, to illustrate that there is very little "sound-spill" around the sample. In other words, this test with a solid sample shows that the measurement procedure accurately assesses the attenuation of the perforated test samples, since there is no significant contamination by sound leaking around the sample.

One sample, Material "G", was perforated metal sheet having No. 8 perforations, 0.066″ in diameter, 1/8″ on center (73 holes per sq in). The sample was 1/16″ thick and 2′ x 2′ square. It is shown full-scale in **Figure A-3**. The value of TI was 1461. It was tested with 0° and 45° angles of incidence for the incoming sound. The test results are shown here in **Figure A-4**. The attenuation at a frequency of 10 000 Hz was 2 dB for 0° incidence, and 1.5 dB for 45° incidence.

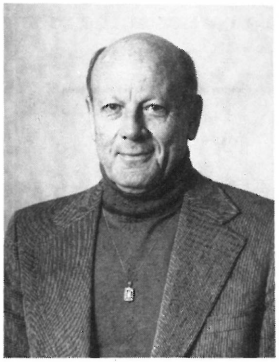
The results of measurements of ten such samples for 0° incidence are given by the lettered data points of **Figure A-5**. The values of the Transmission Index ($TI = nd^2/ta^2$) for the various test samples are indicated on the horizontal scale, while the corresponding values of sound attenuation for a frequency of 10 000 Hz are shown on the vertical scale. The data point "G" is for the sample described above.

The curve shown on **Figure A-5** was empirically fitted to the measured data points; it corresponds to the following formula:

$$A_{(10\,kHz)} = -22.56 \log \log TI + 0.008\, TI^{1/2} + 13.79\,dB \quad . \tag{A-1}$$

The study on which this paper is based was supported by the Industrial Perforators Association, 710 North Plankinton Avenue, Milwaukee, Wisconsin, 53203 (USA).

The Author



Dr. Theodore J. Schultz studied acoustics at Harvard University in Cambridge, Massachusetts (USA). From 1960 to 1983 he was Principal Scientist and Technical Director of Architectural Acoustics and Noise Control at Bolt Beranak and Newman, Cambridge, Mass. Since 1983, he is President of the acoustics consulting firm, Theodore J. Schultz Associates, Boston, Mass.

SCHALLDÄMMUNG DICKER WÄNDE[1]

VON MANFRED HECKL UND ULRICH DONNER

Manuskript eingegangen am 27. September 1985 Raum- und Bauakustik

Zusammenfassung

Ausgehend von der Biegewellengleichung von Timoshenko-Mindlin, in der die Schubdeformation und die Drehträgheit berücksichtigt sind, wird eine Näherung für die Berechnung der Schalldämmung von dicken, homogenen Einfachwänden angegeben. Solche Wände mit Dicken von mehr als 25 cm werden beim Bau von Gebäuden mit hohen Ansprüchen an die Schalldämmung (Rundfunk) manchmal verwendet. Es zeigt sich dabei, daß die Schalldämmaße etwas niedriger sind, als man es auf Grund der bekannten Theorie dünner Wände erwarten würde. Dies stimmt mit Ergebnissen von Schalldämmessungen überein.

Abschließend wird über die Reziprozität aus den angegebenen Schalldämmaßen der Realteil der Punkteingangsadmittanzen von dicken, homogenen Einfachwänden berechnet und mit der Anzahl der Eigenmoden einer Platte in Beziehung gebracht.

Summary **Acoustic absorption of thick walls**

Starting from the Timoshenko-Mindlin bending wave equation, which includes shear deformation and rotary inertia, an approximate formula for the transmission loss of thick, homogeneous, single walls is given. Such walls with thicknesses of more than 25 cm are used in buildings that have high requirements on sound isolation (e.g., in broadcasting). It is shown that thick walls at high frequencies have a transmission loss which is lower than the values predicted by the thin plate theory. This is in agreement with measured data.

Using the principle of reciprocity, the real part of the input impedance of thick walls is calculated and related to the number of modes in such a plate.

Sommaire **Absorption acoustique des parois épaisses**

A partir de l'équation des ondes de vibration de Timoshenko-Mindlin qui tient compte à la deformation et à la torsion, les auteurs proposent une formule approximative pour calculer l'absorption acoustique des parois homogènes épaisses. De telles parois épaisses de plus de 25 cm sont souvent utilisées dans des bâtiments ou une absorption acoustique importante est exigée, notamment pour la radiodiffusion. On constate que leur capacité d'absorption acoustique est inférieure à ce que permet de prévoir la théorie connue des parois minces, ce qui est confirmé par les résultats de mesures d'absorption acoustique.

La composante effective de l'impédance d'entrée des murs homogènes épais est calculée et liée au nombre de modes propres d'une paroi selon le principe de réciprocité des capacités données.

1. Einleitung

Die Schalldämmung von Einfachwänden ist ein grundlegendes Problem der Bauakustik. Bereits Lord Rayleigh [1] beschäftigte sich damit, wobei er nur die wichtigste Eigenschaft einer Wand, nämlich ihre Masse, berücksichtigte. Qualitativ stimmen die von ihm erhaltenen Ergebnisse mit dem von Berger [2] experimentell gefundenen „Massengesetz" überein.

Die beiden anderen wichtigen Eigenschaften einer Einfachwand, nämlich ihre Biegesteife und ihre innere Dämpfung, wurden zum ersten Male von L. Cremer [3] in die Theorie der Schalldämmung mit einbezogen. Er konnte zeigen, daß sich die Masse und die Biegesteife einer Wand unter gewissen Bedingungen kompensieren und daß das so entstehende Koinzidenzphänomen oberhalb der sog. Grenzfrequenz für die Schalldämmung allein ausschlaggebend ist. Die Theorie von Cremer ist im Einklang mit den allgemeinen Formeln von Reissner [4], die unmittelbar aus den elastischen Grundgleichungen abgeleitet sind und alle Kombinationen von Schubwellen und Longitudinalwellen in einer dicken Festkörperschicht enthalten. Die Formeln von Reissner werden zwar bei Ultraschalluntersuchungen, bei denen genau definierte Einfallsrichtungen vorliegen (vgl. Götz [12]), benutzt, in der Bauakustik werden sie dagegen nicht angewandt, weil die notwendige Mittelung über alle Einfallsrichtungen mit großem Aufwand verbunden ist.

In späteren Untersuchungen zum Fragenkomplex „Schalldämmung von Einfachwänden" standen andere Fragestellungen im Vordergrund, z. B. der Einfluß der Randeinspannung und der Wandfläche (Heckl [5], Josse u. Lamure [6]). Es wurden aber auch Spezialfälle wie der in der Praxis nur sehr geringe Einfluß einer statischen Vorlast (als Zug oder Druck, Czuchaj [7]) und die Schalldämmung von orthotropen Platten (Heckl [8]) untersucht. Im Rahmen dieser Arbeit soll noch einmal dem grundlegenden Problem nachgegangen werden und der Einfluß der in der einfachen Biegetheorie nicht erfaßten Drehträgheit und der Schubdeformation berücksichtigt werden. Es wird dabei von den Biegewellengleichungen nach Timoshenko [9] und Mindlin [10] ausgegangen, welche Dickenresonanzen, die das akustische Verhalten von Platten bei sehr hohen Frequenzen bestimmen, jedoch nicht berücksichtigen. Es wird sich zeigen, daß bei dicken Wänden und hohen Frequenzen die endliche Schubdeformation zu einer Verringerung der Schalldämmung führt.

2. Ausgangsgleichungen

Entscheidend für die Schalldämmung einer unendlich großen Wand ist die sog. Trennimpedanz [3], also das Verhältnis von Druckdifferenz $p_1 - p_2$ auf beiden Seiten der Platte zu erzeugter Plattenschnelle v. Wenn die einfallende Welle die Frequenz ω, die Einfallsrichtung Θ und in der Plattenebene den Winkel Φ hat, dann ist der einfallende Schalldruck (siehe **Bild 1**)

[1] Aufsatz zum Kolloquium anläßlich des 80. Geburtstages von Prof. Dr.-Ing. Lothar Cremer im IRT, München, 21. Sept. 1985.

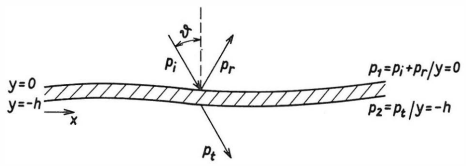


Bild 1
Anregung von dicken Einfachwänden durch ebene Schallwellen

$$p_i \sim e^{-jk_0 x \sin\Theta \sin\Phi} \cdot e^{-jk_0 z \sin\Theta \cos\Phi} \cdot e^{jk_0 y \cos\Theta} \tag{1}$$

und die Trennimpedanz

$$Z_\tau = \frac{p_1 - p_2}{v} \quad . \tag{2}$$

Bei den Feldgrößen p und v handelt es sich um Zeiger, wobei der Faktor $e^{j\omega t}$ weggelassen wurde. Die Wellenzahl $k_0 = \omega/c_0$ ergibt sich aus der Kreisfrequenz ω und der Schallgeschwindigkeit c_0 im umgebenden Medium.

Für die einzelnen Modelle von Einfachwänden lauten die Bewegungsgleichungen und die dazugehörigen Trennimpedanzen:

a) „Schlappe Masse":

$$j\omega m'' v = p_1 - p_2 \; ; \quad Z_\tau = j\omega m'' \quad . \tag{3}$$

b) Biegesteife Platte [3]:

$$B\Delta\Delta v - \omega^2 m'' v = j\omega (p_1 - p_2) \; ;$$
$$Z_\tau = j\omega m'' - j\frac{B}{\omega} (k_0 \sin\Theta)^4 \quad . \tag{4}$$

c) Orthotrope Platte [5]:

$$B_x \frac{\partial^4 v}{\partial x^4} + 2 B_{xZ} \frac{\partial^4 v}{\partial x^2 \partial Z^2} + B_Z \frac{\partial^4 v}{\partial Z^2} -$$
$$- \omega^2 m'' v = j\omega (p_1 - p_2) \; ;$$
$$Z_\tau = j\omega m'' - \frac{j}{\omega} (k_0 \sin\Theta)^4 \cdot$$
$$\cdot [B_x \sin^4\Phi + 2B_{xZ} \sin^2\Phi \cos^2\Phi + B_Z \cos^4\Phi] \quad . \tag{5}$$

d) Biegesteife Platte mit Vorspannung [7]:

$$B\Delta\Delta v - T\Delta v - \omega^2 m'' v = j\omega (p_1 - p_2) \; ;$$
$$Z_\tau = j\omega m'' - j\frac{B}{\omega} (k_0 \sin\Theta)^4 - j\frac{T}{\omega} (k_0 \sin\Theta)^2 \quad . \tag{6}$$

e) Biegesteife Platte mit Schubdeformation und Drehträgheit [9, 10]:

$$B\Delta\Delta v + \omega^2 \left(\frac{Bm''}{G^* h} + \frac{m'' h^2}{12}\right) \Delta v - \omega^2 m'' \cdot$$
$$\left(1 - \omega^2 m'' \frac{h}{12G^*}\right) v = j\omega \left(1 - \omega^2 m'' \frac{h}{12G^*}\right) (p_1 - p_2) - j\omega$$
$$\cdot \frac{B}{G^* h} \Delta (p_1 - p_2) \; ; \tag{7}$$
$$Z_\tau = \frac{j\omega m'' N - j\frac{B}{\omega} M^4 + j\frac{B}{\omega} k_S^2 M^2}{N + M^2 h^2 c_L^2/12 c_T^2}$$

mit $N = 1 - k_T^2 h^2/12$, $M = k_0 \sin\Theta$.

In diesen Gleichungen bedeuten

m''	= Masse pro Flächeneinheit,
B	= Biegesteife einer isotropen Platte,
B_x, B_Z, B_{xZ}	= Biegesteifen einer orthotropen Platte in den einzelnen Richtungen,
T	= Vorspannung bzw. statische Belastung,
$\Delta \ldots$	= Laplace-Operator
G^*	= korrigierte Schubsteife [10],
h	= Plattendicke,
$k_T^2 = \omega^2 \varrho/G^*$	= korrigierte Schubwellenzahl,
$c_T^2 = G^*/\varrho$	= Schubwellengeschwindigkeit,
$c_L^2 = E/\varrho\,(1-\mu^2)$	= Dehnwellengeschwindigkeit in einer Platte
k_S^2	= $\omega^2 (1/c_L^2 + 1/c_T^2)$.

Die Materialdämpfung wird im Folgenden dadurch berücksichtigt, daß die Biegesteife B und der Schubmodul G* komplex angenommen werden. Es sollen also gelten

$$B = B_0 (1 + j\eta) \; ,$$
$$G^* = G_0^* (1 + j\eta) \quad . \tag{8}$$

Dabei sind B_0 und G_0^* die Biegesteife und der Schubmodul ohne Dämpfung. η ist der Verlustfaktor. Mit B und G* werden natürlich auch k_T^2, c_L^2, c_T^2 und k_S^2 komplex.

3. Schalldämmaße

Es ist bekannt [3], daß der Transmissionsgrad τ, also das Verhältnis von durchgelassener und einfallender Schalleistung, und die Trennimpedanz Z_τ über die Beziehung

$$\tau = \left|1 + Z_\tau \cos\Theta / 2\varrho_0 c_0\right|^{-2} \tag{9}$$

zusammenhängen. Dabei ist ϱ_0 die Dichte des umgebenden Mediums. Wie man sieht, tritt für $Z_\tau = 0$ ein Totaldurchgang ($\tau = 1$) auf. Bei verschwindendem Verlustfaktor kann dieser Fall durchaus vorkommen, allerdings erst oberhalb einer Grenzfrequenz, die bei einer biegesteifen Platte mit Schubsteife durch

$$f_g = \frac{c_0^2}{2\pi} \sqrt{\frac{m''}{B_0}} \cdot \frac{1}{1 - (c_0^2/c_T^2) - (c_0^2/c_L^2)} \tag{10}$$

gegeben ist (7). Für Schallübertragung in Luft ist bei allen verwendeten Baustoffen $c_0 \ll c_L$ und $c_0 \ll c_T$; man kann also den letzten Faktor in (10) in guter Näherung durch 1 ersetzen und erhält so die bekannte Formel für die Grenzfrequenz [3]. Bei Wasserschallproblemen, bei denen c_0 wesentlich größer ist, sollte der Term $(c_0/c_T)^2$ berücksichtigt werden.

Eine zweite Möglichkeit eines Totaldurchgangs liegt bei $\cos\Theta = 0$, also bei $\Theta = \pi/2$ vor. Es läßt sich aber zeigen, daß die dabei übertragene Schalleistung keine große Rolle spielt.

Bei der Mittelwertbildung über alle Einfallsrichtungen von (9) ist zu beachten, daß für einen gegebenen Winkelbereich in der Nähe der Senkrechten ($\Theta \approx 0$) weniger Schallenergie einfällt als bei anderen Richtungen. Das führt dazu [3], daß die Formel für den Transmissionsgrad gemittelt über alle Einfallsrichtungen

$$\overline{\tau} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^1 \frac{d\Phi \; d(\sin^2\Theta)}{\left|1 + Z_\tau \cos\Theta / 2\varrho_0 c_0\right|^2} \tag{11}$$

lautet.

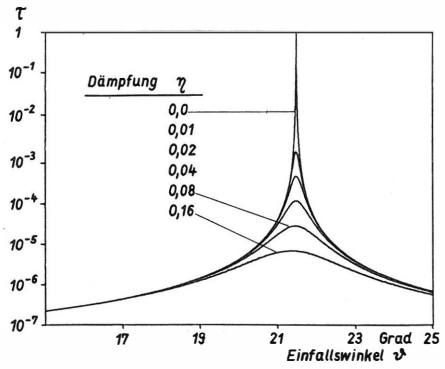


Bild 2

Transmissionsgrade einer 36 cm starken Ziegelwand bei 10facher Grenzfrequenz

$\varrho \cdot h = 800$ kg/m², $E = 1{,}5 \cdot 10^{10}$ N/m², μ (Poissonzahl) = 0,30, $c_L \approx 2700$ m/s

Mit Berücksichtigung von Drehträgheit und Schubdeformation

Trägt man den Integranden über dem Winkel auf, dann sieht man (**Bild 2**), daß die Schallübertragung auf ein Gebiet von nur wenigen Zehntelgrad um den sog. Koinzidenzwinkel konzentriert ist.

Man kann daher, genauso wie es Cremer [3] für die dünne Platte machte, die Funktion Z_τ in der Nähe des Koinzidenzwinkels nach $\sin^2\Theta$ entwickeln. Man erhält so

$$\tau = \frac{1}{|1 + D_1 - jD_2(\gamma - \gamma_0)|^2} = \frac{1}{(1 + D_1)^2 + D_2^2(\gamma - \gamma_0)^2} \qquad (12)$$

Dabei ist

$$D_1 = \eta \cdot \frac{B_0 \cos\Theta_0}{2\varrho_0 c_0 \omega} \cdot k_B^4 \cdot \frac{A + k_0^2 k_S^2 \gamma_0 / k_B^4}{1 + \frac{h^2}{12}\left(k_0^2 \frac{c_L^2}{c_T^2}\gamma_0 - k_T^2\right)},$$

$$D_2 = \frac{B_0 \cos\Theta_0}{2\varrho_0 c_0 \omega} \cdot \frac{2k_B^2}{k_0^2} \cdot \frac{\sqrt{A + k_S^4/4\,k_B^4}}{1 + \frac{h^2}{12}\left(k_0^2 \frac{c_L^2}{c_T^2}\gamma_0 - k_T^2\right)},$$

$$A = 1 - k_T^2 h^2/12 \;;\quad \gamma = \sin^2\Theta \;;\quad \gamma_0 = \sin^2\Theta_0 \quad . \qquad (13)$$

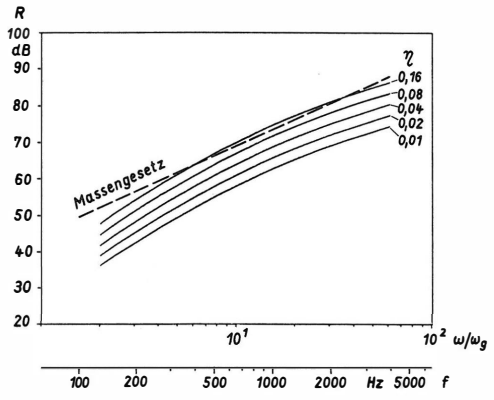


Bild 3

Schalldämmaße einer 36 cm starken Ziegelwand

$\varrho \cdot h = 800$ kg/m², $E = 1{,}5 \cdot 10^{10}$ N/m², $\mu = 0{,}30$, $c_L \approx 2700$ m/s

Mit Berücksichtigung von Drehträgheit und Schubdeformation

Massengesetz

für den senkrechten Schalleinfall

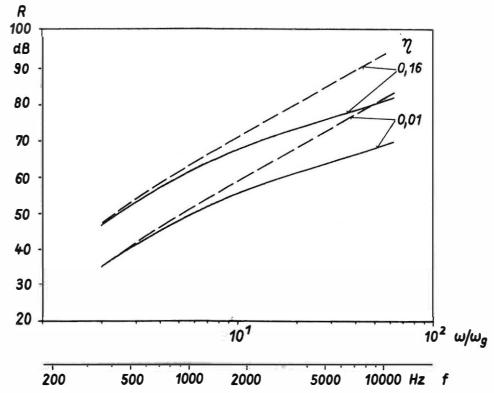


Bild 4

Schalldämmaße einer 20 cm starken Leichtbetonwand

$\varrho \cdot h = 260$ kg/m², $E = 3{,}8 \cdot 10^9$ N/m², $\mu = 0{,}17$, $c_L \approx 1700$ m/s

Mit (———) und ohne (— — —) Berücksichtigung von Drehträgheit und Schubdeformation

Der Winkel Θ_0 ist derjenige, bei dem für $\eta = 0$ bzw. $D_1 = 0$ Totaldurchgang erfolgt. Er ist durch

$$\gamma_0^2 - \gamma_0 k_S^2/k_0^2 - k_B^4/k_0^4 = 0 \qquad (14)$$

gegeben.

Setzt man (12) in (11) ein, so ist die Integration über $\gamma_0 = \sin^2\Theta$ leicht durchzuführen und man erhält

$$\overline{\tau} = \frac{\pi}{(1 + D_1)\,D_2} \quad . \qquad (15)$$

In den **Bildern 3** bis **5** sind für einige Beispiele die nach (15) errechneten Schalldämmaße, also

$$R = 10 \lg 1/\overline{\tau} \qquad (16)$$

aufgetragen. Die Kurven wurden sowohl nach (15) als auch durch numerische Integration von (7) und (11) erhalten. Die Unterschiede zwischen den beiden Verfahren waren so klein, daß sie im hier benutzten Maßstab zeichnerisch nicht darstellbar sind.

Setzt man die Ausdrücke (13) in (15) ein und berücksichtigt, daß normalerweise $D_1 \gg 1$, d. h. daß die Strahlungsdämpfung wesentlich kleiner ist als die sonstige Dämpfung der Platte, so findet man nach einigen Zwischenrechnungen

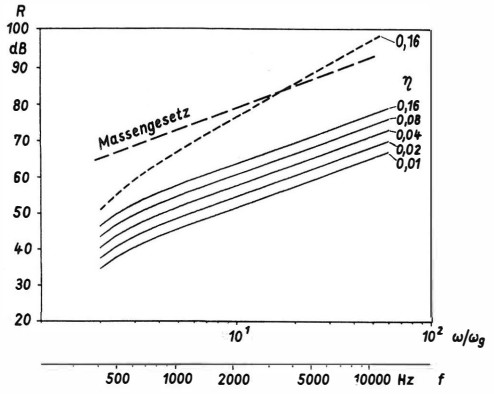


Bild 5

Schalldämmaße einer 40 cm starken lehmähnlichen Wand

$\varrho \cdot h = 800$ kg/m², $E = 10^9$ N/m², $\mu = 0{,}30$, $c_L \approx 740$ m/s

Mit (———) und ohne (— — —) Berücksichtigung von Drehträgheit und Schubdeformation

Massengesetz für senkrechten Schalleinfall

$$\bar{\tau} = \frac{4\varrho_0^2 c_0^2}{\omega^2 \varrho^2 h^2} \cdot \frac{\pi k_B^2}{2\eta k_0^2} \cdot \frac{1}{\cos^2 \Theta_0} \cdot \frac{\left[1 + \frac{h^2}{12}\left(k_0^2 \frac{c_L^2}{c_T^2}\gamma_0 - k_T^2\right)\right]^2}{\left(A + \frac{k_0^2 k_S^2 \gamma_0}{k_B^4}\right)\sqrt{A + \frac{k_S^4}{4k_B^4}}} \quad . \tag{17}$$

Wenn die Schubsteife keine große Rolle spielt, wenn also $k_S^2 \ll k_B^2$ und $A \approx 1$, folgt aus (17)

$$\bar{\tau} = \frac{4\varrho_0^2 c_0^2}{\omega^2 \varrho^2 h^2} \cdot \frac{\pi k_B^2}{2\eta k_0^2} \cdot \frac{1}{\cos^2 \Theta_0} = \tau_{cr} \text{ für } k_S^2 \ll k_B^2 \quad . \tag{18}$$

Das ist genau der Ausdruck, den Cremer [3] für dünne Platten gefunden hat.

Im anderen Grenzfall, d. h. $k_S^2 \gg k_B^2$ (also bei sehr hohen Frequenzen), liefert (17)

$$\bar{\tau} = \tau_{cr} \cdot \frac{\omega}{\omega_g} \cdot \frac{c_0^2}{c_T^2} \cdot g(\mu) \tag{19}$$

(ω_g = Grenzfrequenz ohne Berücksichtigung der Schubsteife).

Die hier auftretende Funktion $g(\mu)$ hängt nur schwach von der Poissonzahl μ ab. In guter Näherung kann man $g(\mu) = 2$ setzen. Der Einfluß der Schubdeformation und der Drehträgheit bewirkt also eine gegenüber dem Cremerschen Ausdruck etwas geringere Schalldämmung, wobei der Unterschied mit wachsender Frequenz zunimmt. Rechnet man (19) in Schalldämmaße um, so ergibt sich, daß bei bauüblichen Materialien die Schubdeformation die Schalldämmung um

$$\Delta R \approx 3 + 10 \lg \frac{c_0^2 \omega}{c_T^2 \omega_g} \text{ für } \omega \gg \omega_g \tag{20}$$

reduziert. Bei konstantem Verlustfaktor nimmt also das Schalldämmaß einer dicken Wand nur um 6 dB pro Oktave zu.

Ein in der Praxis sehr häufig auftretender Fall ist auch, daß der Verlustfaktor proportional mit der Frequenz abnimmt. Dies kommt speziell dann zustande, wenn die Energieableitung an den Begrenzungen die Verluste bestimmt und wenn dementsprechend die Körperschallnachhallzeit frequenzunabhängig ist. Unter diesen Voraussetzungen nimmt das Schalldämmmaß einer dicken Wand nur mit 3 dB pro Oktave zu.

Den Vergleich einer gemessenen und einer gerechneten Schalldämmung zeigt **Bild 6**.

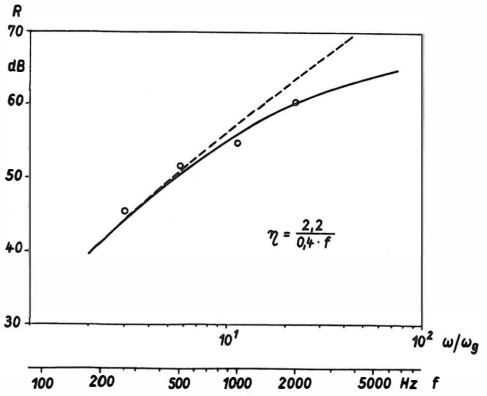


Bild 6

Schalldämmaße einer 25 cm starken Ziegelwand
$\varrho \cdot h = 500$ kg/m², $E = 1{,}5 \cdot 10^{10}$ N/m², $\mu = 0{,}30$, $c_L \approx 2900$ m/s
Mit (——) und ohne (— — —) Berücksichtigung von Drehträgheit und Schubdeformation
Körperschallnachhallzeit ca. 0,4 s im gesamten Frequenzbereich
Meßwerte (o)

4. Vergleich von Schalldämmaßen mit Eingangsimpedanzen

Es ist bekannt [11], daß zwischen der mittleren Schnelle einer durch Luftschall angeregten Wand und der von der gleichen Wand bei Punktkraftanregung abgestrahlten Luftschalleistung wegen der Reziprozität ein Zusammenhang besteht. Wenn $\overline{v_1}^2$ das mittlere Schnellequadrat einer Wand bei Anregung durch ein Hallfeld mit dem Schalldruckquadrat $\overline{p_1}^2$ ist, dann gilt

$$\overline{v_1}^2 = \beta \overline{p_1}^2 \quad . \tag{21}$$

Wenn ferner die von derselben Wand bei Anregung mit der Punktkraft F abgestrahlten Leistung P durch

$$P = \alpha F^2 \tag{22}$$

gegeben ist, dann ergibt sich aus der Reziprozität [11]

$$\frac{\alpha}{\beta} = \frac{k_0^2 \varrho_0 c_0}{4\pi} \quad . \tag{23}$$

Die Größe α läßt sich aus der Punkteingangsimpedanz Z der Platte, ihrer Masse und ihrer Fläche berechnen. Man findet [11]

$$P = \varrho_0 c_0 S \overline{v_F}^2 / \cos \Theta_0 \, \sigma =$$

$$= \mathrm{Re}\left\{\frac{1}{Z}\right\} \cdot \frac{\varrho_0 c_0 S F^2 \sigma}{\omega \eta S \varrho h} \cdot \frac{1}{\cos \Theta_0} \quad , \tag{24}$$

also

$$\alpha = \mathrm{Re}\left\{\frac{1}{Z}\right\} \cdot \frac{\varrho_0 c_0 \sigma}{\omega \eta \varrho h} \cdot \frac{1}{\cos \Theta_0} \quad . \tag{25}$$

In diesen Gleichungen bedeuten

S = Wandfläche,
σ = Abstrahlgrad [11].

Der mittlere Transmissionsgrad einer Wand, die durch ein diffuses Luftschallfeld angeregt wird, berechnet sich aus dem Quotienten von durchgelassener Schalleistung P_t und einfallender Schalleistung P_i:

$$\bar{\tau} = \frac{P_t}{P_i} = \frac{4 \varrho_0^2 c_0^2 \sigma}{\cos \Theta_0} \cdot \frac{\overline{v_1}^2}{\overline{p_1}^2} \quad , \tag{26}$$

also

$$\beta = \frac{\bar{\tau} \cos \Theta_0}{4 \varrho_0^2 c_0^2 \sigma} \quad . \tag{27}$$

Zwischen dem Realteil der Punkteingangsimpedanz und dem Transmissionsgrad besteht damit der Zusammenhang

$$\mathrm{Re}\left\{\frac{1}{Z}\right\} = \frac{k_0^2 \varrho h \eta \omega \cos^2 \Theta_0}{16 \pi \varrho_0^2 c_0^2 \sigma^2} \cdot \bar{\tau} \quad . \tag{28}$$

Setzt man den von Cremer gefundenen Transmissionsgrad (17) ein, so erhält man die bekannte Beziehung

$$\mathrm{Re}\left\{\frac{1}{Z}\right\} = \frac{1}{8\sqrt{\varrho h B_0}} \quad . \tag{29}$$

Der Abstrahlgrad wurde dabei zu eins gesetzt, da hier nur das Frequenzgebiet weit oberhalb der Grenzfrequenz interessiert.

Setzt man jedoch den Transmissiongrad nach (17) ein, so folgt

$$\mathrm{Re}\left\{\frac{1}{Z}\right\} = \frac{1}{8\sqrt{\varrho h B_0}} \cdot \frac{\left[1 + \frac{h^2}{12}\left(k_0^2 \frac{c_L^2}{c_T^2}\gamma_0 - k_T^2\right)\right]^2}{\left(A + \frac{k_0^2 k_S^2 \gamma_0}{k_B^4}\right)\sqrt{A + \frac{k_S^4}{4k_B^4}}} \quad . \qquad (30)$$

Für bauübliche Materialien wird daraus bei sehr hohen Frequenzen:

$$\mathrm{Re}\left\{\frac{1}{Z}\right\} \approx \frac{1}{4} \cdot \frac{\omega}{G_0 h} \approx 0{,}055 \frac{\omega h^2}{B_0} \quad . \qquad (31)$$

Bei der Anwendung von (31) und auch von (19) ist zu beachten, daß die Timoshenko-Mindlin-Theorie eine Erweiterung der Biegewellentheorie darstellt. Die bei sehr dicken Platten noch auftretenden Dickenresonanzen (S- und P-Wellen), die die Wellenausbreitung bei sehr hohen Frequenzen bestimmen, werden dabei nicht erfaßt. Wenn die Frequenz so hoch ist, daß die Plattendicke gleich oder größer als eine halbe Longitudinalwelle ist, beschreiben die hier angegebenen Formeln das Plattenverhalten nicht mehr vollständig.

5. Zusammenhang zwischen Eigenmodendichte und Schalldämmaß

Mit Hilfe von Energiebetrachtungen kann man zeigen, daß für endliche Systeme mit der Masse M folgender Zusammenhang zwischen der Eigenmodendichte $\Delta N/\Delta\omega$ und dem Realteil der Eingangsimpedanz besteht [11]:

$$\frac{\Delta N}{\Delta\omega} \approx \frac{2}{\pi} \cdot M \cdot \mathrm{Re}\left\{\frac{1}{Z}\right\} \quad . \qquad (32)$$

Durch Kombination von (32) und (28) kann man also auch Eigenmodendichte und Schalldämmaß ineinander umrechnen. Die Umrechnung ist allerdings nur dann zulässig, wenn die Schalldämmung durch die sog. freien Wellen (resonant modes) bestimmt ist; d. h. die Frequenz muß über der Grenzfrequenz liegen, so daß die Wellenlänge der resonanzfähigen Moden größer ist als die Wellenlänge im umgebenden Medium, außerdem darf die Dämpfung nicht zu groß sein.

Mit Hilfe von (32) kann man auch (30) nachprüfen. Man muß dabei nur berücksichtigen, daß im Gültigkeitsbereich von (30) die Frequenz bereits so hoch ist, daß die sich aus (7) ergebende Ausbreitungsgeschwindigkeit etwa durch $c_s = \omega/k_S \approx 0{,}8\, c_T$ gegeben ist (das ist für

$$\omega > \omega_s = \sqrt{12} \cdot \frac{c_s}{c_L} \cdot \frac{c_s}{h}$$

der Fall). Es liegt also bei den hier interessierenden Frequenzen keine Dispersion mehr vor und man kann daher für die Eigenmodendichte dieselbe Formel anwenden wie für einen Flachraum, d. h.

$$\frac{\Delta N}{\Delta\omega} \approx \frac{S\omega}{4\pi c_s^2} \text{ für } \omega > \omega_s > \omega_g \quad . \qquad (33)$$

Hierbei ist S die Wandfläche. Setzt man diesen Ausdruck in (32) ein, so ergibt sich

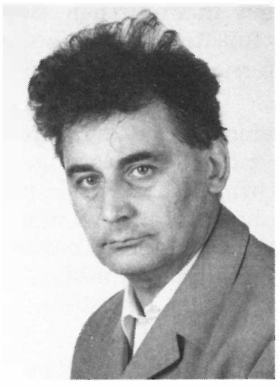
$$\mathrm{Re}\left\{\frac{1}{Z}\right\} \approx \frac{1}{8} \cdot \frac{\omega}{\varrho h c_s^2} \text{ für } \omega > \omega_s > \omega_g \ ,$$

also praktisch dasselbe Ergebnis wie im letzten Abschnitt. Die kleinen Unterschiede sind auf die Verschiedenheit von Schubsteife und korrigierter Schubsteife zurückzuführen.

SCHRIFTTUM

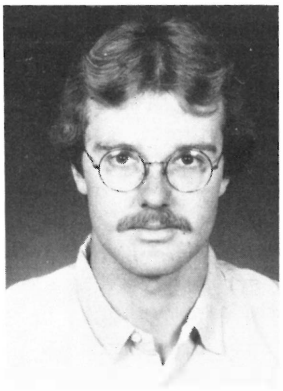
[1] Lord Rayleigh: Theory of sound II, § 271. Macmillan Company, London 1877.
[2] Berger, R.: Über die Schalldurchlässigkeit. Dissertation. Technische Hochschule München, 1911.
[3] Cremer, L.: Theorie der Schalldämmung dünner Wände bei schrägem Einfall. Akust. Z. 7 (1942), S. 81 bis 104.
[4] Reissner, H.: Der senkrechte und schräge Durchtritt einer in einem flüssigen Medium erzeugten ebenen Dilatationswelle durch eine in diesem Medium befindliche planparallele, feste Platte. Helvetia Physica Acta 11 (1938), S. 140 bis 155.
[5] Heckl, M.: Die Schalldämmung von homogenen Einfachwänden endlicher Fläche. Acustica 10 (1960), S. 98 bis 108.
[6] Josse, R.; Lamure, C.: Transmission du son par une paroi simple. Acustica 14 (1964), S. 266 bis 280.
[7] Czuchaj, J.: Schalldämmung, Abstrahlung und Impedanz von ebenen Platten mit axialer Belastung. Acustica 58 (1985), S. 27 bis 38.
[8] Heckl, M.: Untersuchungen an orthotropen Platten. Acustica 10, (1960), S. 109 bis 115.
[9] Timoshenko, S. P.: Schwingungsprobleme der Technik. Abschnitt 41. Springer-Verlag, Berlin 1932.
[10] Mindlin, R. P.: Influence of rotary inertia and shear on flexural motions of isotropic, elastic plates. J. Appl. Mech. 18 (1951), S. 31 bis 38.
[11] Cremer, L.; Heckl, M.: Körperschall. Kaptiel 4 und 6. Springer-Verlag, Berlin — Heidelberg — New York 1982.
[12] Götz, J.: Über den Schalldurchgang durch Metallplatten in Flüssigkeiten bei schrägem Einfall einer ebenen Welle. Akust. Z. 8 (1943), S. 145 bis 168.

Die Autoren



Professor Dr. rer. nat. Manfred Heckl (55) studierte Physik an der Universität München. 1957 Promotion an der TU Berlin. Von 1959 bis 1962 Mitarbeiter in einem Ingenieurbüro für Akustik in den USA. 1962 bis 1973 leitender Angestellter in einem Ingenieurbüro für Akustik in München. 1967 Habilitation.

Seit 1973 Hochschullehrer am Institut für Technische Akustik im Fachbereich Umwelttechnik der TU Berlin.



Dipl.-Ing. Ulrich Donner (29) studierte Umwelttechnik an der Technischen Universität in Berlin. Nach dreijähriger Tätigkeit beim schalltechnischen Beratungsbüro Müller-BBM in München ist er seit 1984 wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Technische Akustik, Berlin.

DIGITALE ÜBERTRAGUNG ÜBER FM-SENDER IM UKW-BAND II

VON LOTHAR DUDEK

Manuskript eingegangen am 24. Oktober 1985 Digitaler UKW-Rundfunk

Zusammenfassung

Es existieren bislang keine praktischen Erfahrungen über erfolgversprechende Konzepte für den Einsatz digitaler Verfahren im Bereich der terrestrischen Rundfunkübertragung. Im Institut für Rundfunktechnik, München, wurde ein mögliches Verfahren für den UKW-FM-Bereich (Band II), welches die Beibehaltung der bestehenden Infrastruktur des UKW-Netzes (Plankompatibilität) zum Ziel hatte, konzipiert und ein Experimentalsystem aufgebaut. Über diese Arbeiten sowie über die Ergebnisse der mit dem System durchgeführten Feldmessungen wird im folgenden Aufsatz berichtet.

Summary **Digital broadcasting from FM transmitters in Band II**

No practical experience has yet been acquired to confirm the advantages expected to accrue from the adoption of digital modulation in terrestrial broadcasting. The Institut für Rundfunktechnik in Munich has developed an experimental system for use with FM transmitters in Band II which is designed to allow the retention of the existing infrastructure of the VHF/FM network (ensuring compatibility with the Plan). The article describes the work done and the results of field-strength measurements using this system.

Sommaire **Diffusion numérique à l'aide d'émetteurs MF dans la bande II**

On ne possède encore aucune expérience pratique pour confirmer les avantages escomptés de l'adoption de la technique numérique dans le domaine de la radiodiffusion terrestre. L'Institut für Rundfunktechnik de Munich a mis au point un procédé expérimental d'émission en MF dans la bande II qui vise au maintien de l'infrastructure en place du réseau d'émetteurs en B.m (compatibilité avec le Plan). L'article expose les travaux réalisés et les résultats obtenus lors des mesures de champ effectuées avec le système.

1. Einführung

Mit der zunehmenden Digitalisierung im Studiobereich und in einigen Bereichen der Rundfunkübertragung (Satellitenprogramme) ist auch die Frage nach einer Möglichkeit zur Übertragung digitaler Hörfunkprogramme über terrestrische Sender aufgekommen. Verschiedene Arbeiten in der jüngsten Vergangenheit beschäftigen sich mit den technischen Möglichkeiten [1, 2] sowie mit rundfunktechnischen Aspekten [3]. Neben diesen rein theoretischen Betrachtungen wurde im Institut für Rundfunktechnik 1983 auch mit praktischen Untersuchungen auf diesem Gebiet begonnen:

Bei geringstmöglicher Veränderung der beim FM-UKW-Rundfunk schon bestehenden Einrichtungen (Plankompatibilität) sollte eine praktische Erprobung mit einem digitalen Verfahren durchgeführt werden. Im folgenden wird über die Ergebnisse dieses ersten Schrittes auf dem Weg zu einer digitalen Rundfunkübertragung mit terrestrischen Sendern berichtet.

2. Systemkonzept und Zielsetzung

Den Ausgangspunkt der Arbeiten bildeten die gleichen Überlegungen, auf welchen auch die oben zitierte Studie [1] beruht. Es werden also ausschließlich Möglichkeiten der digitalen Übertragung im UKW-Band II betrachtet. Dies ist dadurch begründet, daß die Planungen für die Belegung des UKW-Bandes II abgeschlossen sind und z. Z. keine Aussichten bestehen, über neue Frequenzbänder für digitalen terrestrischen Rundfunk verfügen zu können [4].

Im einzelnen wurde davon ausgegangen, daß folgende beim bestehenden analogen UKW-Netz existierenden Systemparameter erhalten bleiben:

- Die NF-Bandbreite des Übertragungskanals beträgt 15 kHz (Stereokanal).
- Die RF-Bandbreite beträgt 300 kHz.
- Der maximale Frequenzhub beträgt $\Delta F = \pm 75$ kHz (nach CCIR-Rec. 450-1).
- Das erreichbare S/N-Verhältnis im RF-Band beträgt mindestens 40 dB.
- Das Kanalraster beträgt 100 kHz.
- Die Standorte für die UKW-Sender bleiben unverändert.
- Der mobile Empfang muß weiterhin möglich sein.

Zusätzlich sollen für ein digitales System die folgenden Parameter mitberücksichtigt werden:

- Die Wiedergabequalität soll im Rahmen dieser Vorgaben gegenüber dem bestehenden System so weit gesteigert werden, daß sie der bei der Compact-Disc entspricht.
- Eine Reihe integrierter Zusatzdienste mit simultaner Übertragung soll mit in ein solches System eingeschlossen werden, wie Verkehrslageinformation, Programmartenkennung, Uhrzeit usw.

Konzept und Entwurf eines solchen Systems, welches allein diese Forderungen möglichst optimal erfüllt, sind aus technischer Sicht bereits sehr aufwendig, selbst wenn ein freier Frequenzbereich dafür zur Verfügung stände. Kommen weitere Aspekte dazu wie

- gegenseitige Störsicherheit zwischen Systemen, die im gleichen Frequenzband betrieben werden,
- Berücksichtigung unzulänglicher Eigenschaften bei Empfängern, die bereits im Band II betrieben werden (besonders bei Billiggeräten),
- Einflüsse auf Funkdienste in benachbarten Frequenzbereichen (besonders Flugfunk oberhalb 108 MHz),

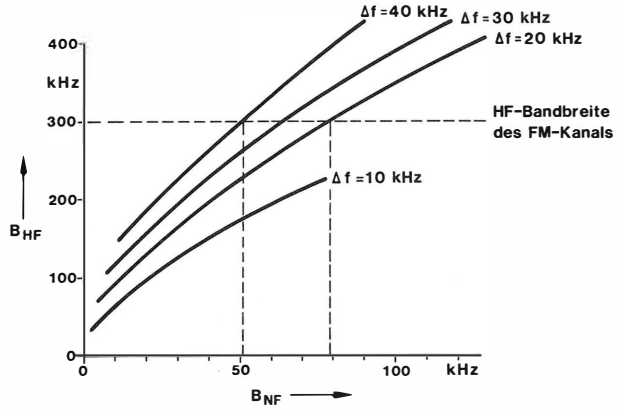


Bild 1

Abhängigkeit der RF-Bandbreite (99 % des Spektrums) von Hub und Modulationssignalbandbreite bei FM-Systemen (nach [5])

- Überlegungen zu den betriebstechnischen Möglichkeiten bei einer eventuellen späteren Einführung eines solchen Systems,

so ist es nahezu unmöglich, zum jetzigen Zeitpunkt die gegenseitigen Auswirkungen all dieser Faktoren auch nur näherungsweise richtig abzuschätzen und von Anfang an ein geschlossenes Systemkonzept aufzustellen. Für die ersten praktischen Arbeiten zu diesem Thema wurde daher ein Teilaspekt ausgewählt, nämlich die Untersuchung eines möglichen Modulationsverfahrens.

Das nachfolgend beschriebene System geht davon aus, daß es möglich ist, ein FSK[1]-Verfahren anzuwenden und die bestehenden Sender weitgehend unverändert für eine digitale Übertragung zu nutzen. Die RF-Kanalbandbreite und der maximale Frequenzhub liegen im Band-II-Hörrundfunknetz fest. Allein deshalb ist für ein digitales Übertragungsverfahren der Konzeptspielraum stark eingeengt. Am gravierendsten wirkt sich die Einschränkung der zulässigen Kanalbandbreite aus, welche zwangsläufig zu einem mehrstufigen Modulationsverfahren führt, das systemtechnisch aber gravierende Nachteile in sich birgt. Zur Verdeutlichung wird der Systementwurf in Kurzform nochmals nachvollzogen.

In einem FM-System bestimmen sowohl das Spektrum des Modulationssignals als auch der Frequenzhub das Signalspektrum im Übertragungsband. Nach [5] läßt sich für ein FM-Spektrum, dessen Anteile zu 99 % innerhalb der angegebenen RF-Bandbreite liegen, der Zusammenhang nach **Bild 1** für verschiedene Frequenzhübe angeben. Bei einer RF-Kanalbandbreite von 300 kHz steht demnach für das modulierende Signal eine Bandbreite von etwa 51 bis 79 kHz bei einem Frequenzhub von 20 bis 40 kHz zur Verfügung. Für die Schrittgeschwindigkeit 1/T eines zu übertragenden Datenzeichens ergibt sich daraus [6]

$$1/T \leqq 2\,f \leqq 102 \ldots 158 \text{ kBaud} ,$$

d. h. die minimale Dauer eines übertragenen Zeichens darf zwischen 6,3 und 9,8 μs liegen.

Bei **binärer** Übertragung würde dies eine Datenrate zwischen 102 und 158 kbit/s bedeuten. Eine dem jetzigen FM-Rundfunk überlegene Tonqualität läßt sich für ein Stereosignal nach dem derzeitigen technischen Stand in absehbarer Zeit mit dieser Datenrate nicht erreichen (bei linearer Quellcodierung wäre damit z. B. nur ein Monokanal mit einer oberen Grenzfrequenz von etwa 7,5 kHz und mit 42 bis 65 dB Störabstand [unbewertet, effektiv] zu übertragen). Eine bessere Übertragungsqualität erfordert entweder ein optimiertes Quellcodierverfahren oder eine höhere Datenrate (gegebenenfalls auch beides). In einem derzeit überschaubaren Zeitraum kann man davon ausgehen, daß Quellcodierverfahren verfügbar sein werden, welche für ein stereofones Audiosignal in wesentlich besserer Qualität als beim derzeitigen FM-Rundfunk eine Datenrate von 300 bis 400 kbit/s benötigen. Berücksichtigt man noch einen zusätzlichen „Overhead" von 40 bis 50 % für Übertragungsprotokoll, Fehlerschutzcodierung, Zusatzinformationen usw., so ist eine Datenrate von 420 bis 600 kbit/s für ein solches System erforderlich. Diese Datenrate ist nach der oben abgeleiteten Schrittweite von 6,3 bis 9,8 μs nur durch ein mehrstufiges Übertragungsverfahren zu erreichen. Es wurde daher für das Experimentalsystem ein 16stufiges FSK-Verfahren mit 150 kBaud gewählt, mit dem sich eine Datenrate von

$$R = \log_2 (16) \times 150 \text{ kBaud} = 600 \text{ kbit/s}$$

übertragen läßt. Diese Datenrate kann so bei Einhaltung der maximalen Modulationsbandbreite durch Zusammenfassung von jeweils 4 Bit zu einem Zeichen übertragen werden.

Nun ist zwar bekannt, daß höherstufige Modulationsverfahren auch einen höheren Signal-Störabstand als niederstufige Verfahren benötigen, für eine rundfunktechnische Anwendung stellt dies jedoch keine Einschränkung dar (wie spätere Messungen dies auch belegen), da von ausreichend großen Störabständen (> 40 dB) innerhalb eines Versorgungsgebietes ausgegangen werden kann.

Bedeutungsvoller scheinen hingegen Fragen zu sein, die sich auf

- Modulationsverfahren,
- Übertragungsverzerrungen und deren Auswirkungen,
- Verträglichkeit mit den bestehenden UKW-Band-II-Sendern

beziehen. Deren Auswirkungen beeinflussen naturgemäß stark die Chancen eines solchen Systems. Vorrangige Aufgabe war es somit, mit einem Experimentalsystem weitgehend realistische Signalformen zu erzeugen und Antworten auf diese Fragen, besonders auch in Feldmessungen, zu finden. Für diese Versuche war es darum auch nur in zweiter Linie interessant, ob der zu übertragende Datenstrom tatsächlich von einem quellcodierten Tonsignal herrührt oder nicht. Dieser Bereich, der zwar auch von wesentlicher Bedeutung für ein digitales UKW-System ist, kann weitgehend losgelöst (mit relativ genau definierbaren Schnittstellen zum übertragungstechnischen Teil des Gesamtsystems) bearbeitet werden [3, 7, 8, 9]. Für die hier vorgenommenen Untersuchungen wurde der Quellcodierer durch einen Simulator ersetzt.

[1] **F**requency-**S**hift-**K**eying = Frequenzumtastung.

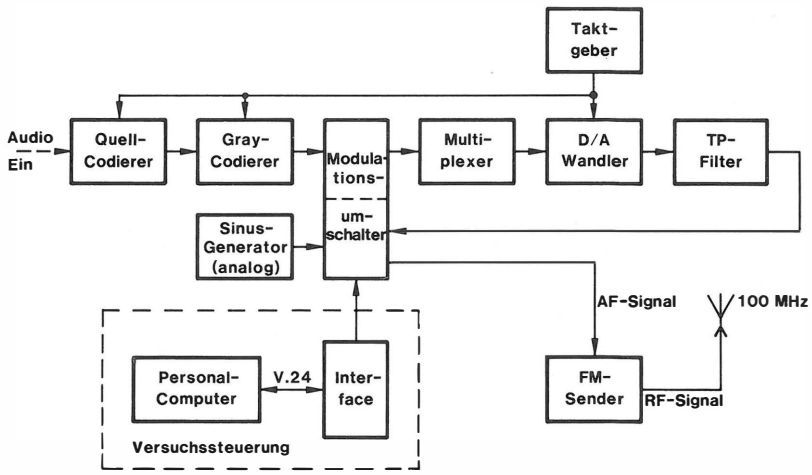


Bild 2
FSK-Empfänger

3. Beschreibung der Systemkomponenten

Bild 2 zeigt in einem Blockdiagramm alle Module für die Aufbereitung des Sendesignals. **Bild 3** zeigt die entsprechenden Module für die Empfängerseite. Das Datensignal wird vom Simulator (prinzipiell ein Rauschgenerator mit nachfolgendem A/D-Wandler) bereits als 4-Bit-Block erzeugt. Es gelangt zusammen mit zwei anderen Testsignalen (Pseudozufallsfolge, Treppe) und dem Ausgangssignal eines Seriell/Parallel-Wandlers auf einen Multiplexer. Der Multiplexer dient der Auswahl des jeweiligen Testsignals und ist wahlweise über Schalter oder über einen Steuerrechner anzusteuern.

Über den Seriell/Parallel-Wandler kann ein entsprechend aufbereitetes digitalisiertes Tonsignal in das System eingespeist werden. Die Umsetzung in die zur Übertragung benötigten 4-Bit-Blöcke erfolgt nach einem Gray-Code. Dies ist erforderlich, damit real vorkommende Übertragungsfehler nicht zu einem zusätzlichen systembedingten Anstieg der Bitfehlerrate führen.

In einem D/A-Wandler werden die 4-Bit-Blöcke in ein 16stufiges Analogsignal (16-ASK[2]) umgesetzt. Dieses wird tiefpaßgefiltert und bildet schließlich das Modulationssignal für den FM-Sender. Die Filterung des 16-ASK-Signals ist unter folgenden Aspekten durchzuführen:

- Hochfrequente Spektralanteile des D/A-gewandelten Digitalsignals sind wegen der eingeschränkten Modulationsbandbreite möglichst stark zu unterdrücken.
- Die Sprungantwort des Filters sollte möglichst frei von Überschwingern sein, da diese eine Reduzierung des maximalen Frequenzhubes für das Nutzsignal erfordern würden.

Versuche mit verschiedenen Filtern zeigten die besten Ergebnise mit einem Thomson-Tiefpaß (7. Grades) bei einer Grenzfrequenz von ca. 90 kHz [10].

Auf der Empfangsseite ist das Signal in der HF- und der ZF-Lage einschließlich Demodulator mit der bestehenden Empfängertechnik weitgehend verträglich. Das empfangene Signal durchläuft die Empfängerstufen wie ein analoges FM-Signal bis zum Demodulator. Dort wird es ausgekoppelt und von einem systemspezifischen Digitalteil parallel in zwei Funktionseinheiten,

- der Taktrückgewinnung und
- der Rückwandlung,

in den seriellen Datenstrom weiterverarbeitet.

Für die Rückgewinnung des Taktes wird die 150-kHz-Komponente des Signals mit einem steilflankigen LC-Filter aus dem Gesamtspektrum herausgefiltert und über eine Impulsformerschaltung einem Phasenkomparator zugeführt. Dieser steuert über den Phasendifferenzausgang einen ziehbaren Quarzoszil-

[2] **A**mplitude-**S**hift-**K**eying = **A**mplitudenumtastung.

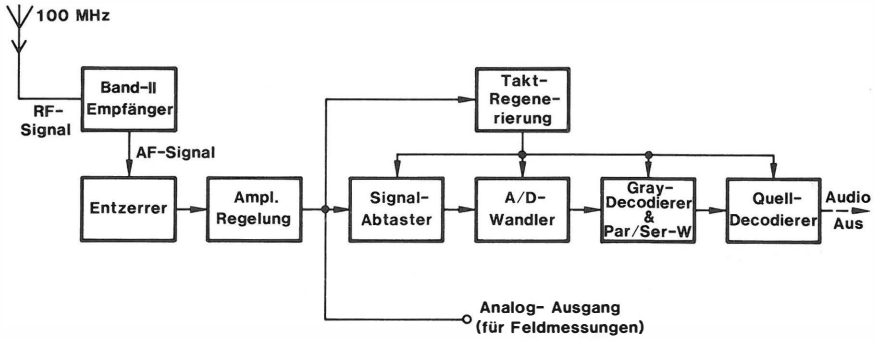


Bild 3
FSK-Sender

lator (VXO). Frequenz und Phase des Quarzoszillators sind somit fest an das empfangene Signal angebunden und bilden die Taktfrequenz des gesamten Empfangssystems.

Für die Rückwandlung des empfangenen Signals in einen seriellen Datenstrom wird es zunächst in einer Verstärkerschaltung mit Präzisionsregelung auf eine genau definierte Maximalamplitude verstärkt und gelangt dann auf einen Abtaster und einen A/D-Wandler. Am Ausgang des A/D-Wandlers steht das Empfangssignal in digitaler Form (4-Bit-Blöcke) zur Verfügung. Eine Parallel/Seriell-Wandlung decodiert den Gray-Code dieser 4-Bit-Blöcke und setzt das Signal wieder in eine serielle Bitfolge um.

4. Ergebnisse

4.1. Laborversuche

Der erste Teil der Versuche wurde mit den digitalen Komponenten alleine durchgeführt, also ohne Umsetzung in den UKW-Bereich. Dabei zeigte sich eine gute Annäherung der gemessenen Bitfehlerrate an die Theorie (**Bild 4**). **Bild 5** zeigt das Augendiagramm des ASK-Signals für diese Anordnung.

Unter Einbeziehung des UKW-Senders und -Empfängers zeigte sich erwartungsgemäß, daß die zu stellenden hohen Anforderungen an den Amplituden- und Phasenfrequenzgang von allen getesteten Empfängern nicht erfüllt wurden. Der wegen seiner etwas höheren Bandbreite am häufigsten in der gesamten Versuchsreihe benutzte Ballempfänger bedurfte jedoch lediglich einer geringfügigen Anhebung des Frequenzgangs oberhalb etwa 60 kHz.

Um auch eine Aussage über die Einsatzfähigkeit nichtprofessioneller Empfangstechnik für Digitalübertragung zu bekommen, wurden Versuche auch mit einem HiFi-Tuner der „gehobenen Klasse" durchgeführt. Dieser Empfänger erwies sich zunächst aufgrund seiner ZF-Bandbreite (160 kHz) als zu schmalbandig. Der Tausch dieser Filter gegen verschiedene andere (keramische und Oberflächenwellen-Filter) ergab zwar eine höhere Bandbreite (220 kHz), jedoch machten sich nun auch verstärkt Nichtlinearitäten des integrierten Koinzidenzdemodulators bemerkbar, so daß die Versuche mit diesem Gerät als nicht erfolgreich abgebrochen wurden.

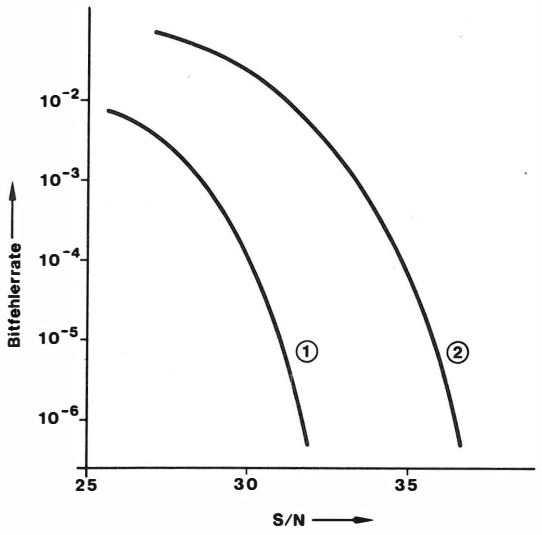


Bild 4
Bitfehlerrate des 16-ASK-Systems
① = theoretisch
② = gemessen

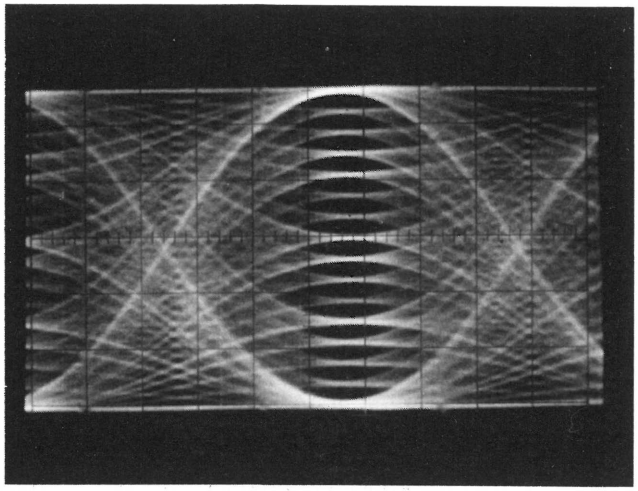


Bild 5
Augendiagramm des 16stufigen Modulationssignals

Ein weiterer Empfänger wurde speziell für diese Art von Digitalempfang mit weitgehend in der derzeitigen Empfängertechnik üblichen Komponenten entwickelt. Die damit durchgeführten Versuche lieferten nur geringfügig schlechtere Ergebnisse als die mit dem bereits erwähnten Ballempfänger. Als wesentliche Merkmale dieses Empfängers sind zu nennen:

- geregelte RF- und ZF-Stufen,
- ZF-Filter mit hoher Amplituden- und Phasenlinearität,
- Demodulator mit hoher Linearität (Gegentakt-Riegerkreis).

In bezug auf die getesteten ZF-Filter ist als interessant anzumerken, daß anders als erwartet keramische ZF-Filter der neuesten Bauart Oberflächenwellen-Filtern hinsichtlich der geforderten Qualitätsmerkmale überlegen sind.

In sämtlichen getesteten Empfängerkonfigurationen war zwischen den Demodulatorausgang des Empfängers und den Eingang des Digitalteils ein eigens für diesen Zweck entwickeltes Transversalfilter geschaltet. Damit war zum einen auf einfache Weise eine Linearisierung des Empfängerfrequenzgangs möglich, zum anderen konnten bestimmte Empfangsverzerrungen durch Mehrwegeempfang bei den späteren Feldversuchen damit kompensiert werden.

4.2. Feldversuche

In zwei Versuchsreihen wurden die Einflüsse der Übertragungsstrecke auf das Digitalsignal getestet [11, 12]. Die erste Versuchsreihe diente dem Nachweis der Kompatibilität zwischen dem Versuchssystem und einem betriebsfertig installierten 20-kW-Band-II-FM-Sender. Außerdem wurden Empfangsversuche mit niedriger Sendeleistung durchgeführt. Dabei zeigte sich, daß unter Einbeziehung des Übertragungsweges die hohen Qualitätsanforderungen für ein 16-

FSK-Signal nicht gegeben waren. Diese Versuchsreihe wurde daher mit einem 8-FSK-Signal fortgeführt.

Das in dieser Versuchsreihe mit 18 W ERP[3] abgestrahlte Signal wurde mit einem Empfänger nach **Bild 3** über eine 4-Element-Yagi-Antenne empfangen. Empfänger und Antenne waren in einem Meßfahrzeug installiert. Die Messungen selbst wurden jedoch nur bei stehendem Fahrzeug durchgeführt. Die Auswertung geschah, wie bei dem folgenden Feldversuch auch, durch Ausmessen der Öffnung des Augendiagramms. Die Wahl der Meßstandorte erfolgte so, daß aufgrund der geographischen Verhältnisse mit Reflexion, Abschattung bzw. Beugung des direkten Pfades gerechnet werden konnte.

Das Gesamtergebnis dieser ersten Versuchsreihe war, bezogen auf 8-FSK-Modulation, durchweg positiv: Trotz häufigen Auftretens von Mehrwegeausbreitung, Beugungs- und Brechungsphänomenen war an den verschiedenen Empfangsstandorten unter den gegebenen Bedingungen (stationärer Empfang, Richtantenne) in nahezu allen Fällen Empfang in ausreichender Qualität erzielbar.

Wegen der geringen Sendeleistung konnten während der ersten Versuchsreihe nur in der näheren Umgebung (bis 10 km) des Senders Messungen gemacht werden. Demgegenüber wurden in einer weiteren Versuchsreihe Messungen mit höherer Sendeleistung (5 kW ERP) in Gebieten mit dichter Bebauung sowie in größerer Entfernung vom Sender (30 bis 40 km) vorgenommen. Außerdem wurde sendeseitig eine frei programmierbare Umschalteinrichtung vorgesehen, welche zyklisch zwischen

- 16-FSK
- 8-FSK
- 4-FSK
- 150 kHz Sinus (analog)

umschaltete. Die 150-kHz-Sinusmodulation diente einer qualitativen Abschätzung der auftretenden Übertragungsverzerrungen durch Mehrwegeausbreitung.

Als Ergebnis dieser Versuchsreihe ergab sich folgendes: Sowohl die Messungen im dicht bebauten Gelände wie auch am Versorgungsrand zeigten anders als erwartet keine Verschlechterung gegenüber den zuerst durchgeführten Versuchen. Eine deutliche Grenze scheint jedoch zwischen 16- und 8-FSK zu liegen. Während 16-FSK an keinem der untersuchten Meßpunkte ein verwertbares Ergebnis lieferte, zeigte 8-FSK (und insbesondere natürlich 4-FSK) meistens gute Ergebnisse, und dies sowohl mit einer 4-Element-Yagi-Antenne als auch mit einem Faltdipol.

5. Schlußbemerkungen

Die durchgeführten Feldmessungen zeigen, daß 16-FSK aufgrund der durch die hohe Stufenzahl bedingten Qualitätsanforderungen kaum für den Rundfunkeinsatz geeignet ist. Andererseits ließ sich zeigen, daß mit Senkung der Stufenzahl auf 8 (und natürlich auf 4) im Versorgungsgebiet bestehender Band-II-FM-Sender Hörfunkprogramme digital mit Datenraten um 450 kbit/s (300 kbit/s) übertragen werden können. Die Voraussetzungen dafür sind

- stationärer Empfang und
- Richtantenne.

Ob 450 kbit/s (300 kbit/s) zur Übertragung eines hochwertigen Stereosignals inklusive der erforderlichen Redundanz zur Fehlersicherung bei der Übertragung ausreichend sind, wird Gegenstand weiterer Arbeiten auf dem Gebiet der Quell- und Kanalcodierung sein müssen. Die bestehenden Aussichten dafür sind gut.

Mobiler Empfang läßt sich mit den beschriebenen Mitteln nicht durchführen. Ursache dafür sind in erster Linie die sich stark ändernden Kanaleigenschaften bei einem sich bewegenden Fahrzeug. Dies erfordert ein entsprechend schnell reagierendes Kompensationsfilter im Empfänger, welches eines erheblichen Entwicklungsaufwandes bedarf.

Die Anforderungen, welche speziell an die für den Mobilbetrieb des Systems erforderlichen Komponenten gestellt werden, sind relativ hart und tragen in erster Linie dem anfangs aufgestellten Konzept eines Schmalbandsystems Rechnung. Andere Lösungen, welche auf breitbandigen Übertragungsverfahren beruhen (RF-Bandbreite z. B. 10 bis 20 MHz), sind für eine digitale Übertragung, gerade zu bewegten Objekten hin, aus technischer Sicht besser geeignet. Auch in bezug auf eine ökonomische Nutzung des RF-Spektrums haften solchen Verfahren keine Nachteile an, da mehrere Programme im Multiplexbetrieb von einem Sender ausgestrahlt werden können. In diesem Zusammenhang stellt sich die Frage, ob ein Digitalsystem wie das hier beschriebene (oder ein ähnliches), welches zu dem Band-II-FM-System ja bereits weitgehend nichtkompatibel ist, wirklich einem Breitband-Multiplexsystem vorzuziehen ist.

Die Möglichkeiten, Erkenntnisse aus der neueren Nachrichtentechnik in ein solches Breitband-Systemkonzept mit einzubeziehen, wären wesentlich günstiger als bei einem Schmalbandsystem, bei dem die wichtigsten Systemparameter bereits fest vorgegeben sind und nicht optimiert werden können.

[3] ERP = effektiv abgestrahlte RF-Leistung.

SCHRIFTTUM

[1] Korte, H. W. W.: Möglichkeiten einer digitalen Übertragung stereophoner Hörfunksignale im UKW-Band II unter besonderer Berücksichtigung des mobilen Empfangs. Studie. Universität Hannover. Institut für Theoretische Nachrichtentechnik und Informationsverarbeitung, Hannover 1982.

[2] Thoma, R.: Untersuchung der Entzerrbarkeit eines UKW-Rundfunkkanals bei mobilem Mehrwegeempfang. Diplomarbeit. Universität Hannover. Institut für Theoretische Nachrichtentechnik und Informationsverarbeitung, Hannover 1984.

[3] Messerschmid, U.; Voigt, K.: Digitaler Hörfunk im UKW-Bereich — Modulationsverfahren und Kanalaufteilung, Chancen und Risiken. Rundfunktech. Mitt. 29 (1985), S. 1 bis 8.

[4] Kienast, D.: Die Zweite Sitzungsperiode der regionalen UKW-Rundfunkkonferenz. Rundfunktech. Mitt. 29 (1985), S. 108 bis 111.

[5] Meinke, H.; Gundlach, F. W.: Taschenbuch der HF-Technik. Springer-Verlag, Berlin — Heidelberg — New York 1968.

[6] Taub, H.; Schilling, D. L.: Principles of communication systems. McGraw Hill Book Company, New York 1971.

[7] Dietrich, M.: Performance and implementation of a robust ADPCM algorithmn for wideband speech coding with 64 kbit/s. 1984 International Zurich Seminar on Digital Communications, Zürich, 6. bis 8. März 1984.

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

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

[10] Thomson, W. E.: The synthesis of a network to have a sinesquared impulse response. Proc. of the IEE 99 (1952), Part 3, S. 373 bis 376.

[11] Dudek, L.: Feldmessungen zum digitalen UKW-Hörrundfunk. Interne IRT-Mitteilung, München, 23. Mai 1985.

[12] Dudek, L.: Feldmessungen zum digitalen UKW-Hörrundfunk. Interne IRT-Mitteilung, München, 19. Juli 1985.

Der Autor

Dipl.-Ing. Lothar Dudek (36) studierte Nachrichtentechnik an der Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule in Aachen. Danach war er acht Jahre in Systementwurf, Systemintegration sowie in Studiengruppen auf Gebieten störsicherer Übertragungsverfahren und Breitband-Multiplexsysteme bei Industrieprojekten im In- und Ausland tätig.

Seit 1984 ist er als Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Rundfunktechnik tätig. Seine Arbeitsgebiete sind digitale Hörfunk-Übertragungstechnik und Systementwurf.

EIN KRYPTOGRAPHISCHES SYSTEMKONZEPT FÜR PAY-TV MIT DEZENTRALER SCHLÜSSELVERWALTUNG

VON LEO DANILENKO

Manuskript eingegangen am 19. August 1985 Pay-TV

Zusammenfassung

Die Möglichkeit zur Anwendung des kryptographischen Verfahrens des „öffentlichen Schlüssels" für ein einheitliches Pay-TV-System wird vorgeschlagen und erläutert. Die von Rivest-Shamir-Adleman angegebene Variante des „Public Key Cryptographie"-(PKC-)Verfahrens, der sogenannte RSA-Algorithmus, erzeugt eine „Falltür-Funktion", die vom berechtigten Benutzer mit wenig Rechenaufwand dechiffriert werden kann. Von einem Unberechtigten („Piraten") kann die Dechiffrierung nur mit sehr großem Rechenaufwand erfolgen, so daß eine Piraterie wirtschaftlich uninteressant wird. Der große Rechenaufwand entsteht durch die Notwendigkeit einer Primfaktorzerlegung großer Zahlen. Eine Doppelchiffrierung des Schlüssels erlaubt die Erzeugung einer „digitalen Unterschrift" des Benutzers, wodurch ein automatischer Bestellverkehr bei der Pay-TV-Zentrale möglich wird. Der geheime Schlüssel des Benutzers wird dezentral von ihm selbst erzeugt und verwaltet.

Summary **Cryptographic technique with decentralized access-management for pay-TV**

The article develops the possibility of exploiting the cryptographic process for public access in a standardized system of pay-television. The process of Rivest-Shamir-Adleman (called the RSA algorithm) produces a "trapdoor" function which can be deciphered by an authorized user without a large computing power. On the other hand, only a considerable computing power permits illicit reception, so piracy is not economically worthwhile. It is the need to decompose large numbers into prime factors which imposes the use of a computer. Double encryption of the key makes it possible to have a digital signature of the user, so that the pay-TV control centre can distribute the command automatically.

Sommaire **Conception cryptographique avec gestion d'accès décentralisée pour le télévision à péage**

L'article développe la possibilité d'exploiter le procédé cryptographique d'accès public pour un système uniformisé de télévision à péage. La variante de Rivest-Shamir-Adleman de ce procédé, appelée algorithme RSA, produit une «fonction de trappe» qui peut être déchiffrée par l'utilisateur autorisé sans grands moyens informatisés. Par contre, seuls des moyens informatisés importants permettent une réception illicite, ce qui rend la piraterie économiquement peu intéressante. C'est la nécessité de décomposer les grands nombres en facteurs premiers qui impose un recours important à l'ordinateur. Un double chiffrement de la clé permet d'obtenir une signature numérique de l'utilisateur, grâce à laquelle la centrale du système de télévision à péage peut automatiquement distribuer la commande.

1. Definition der Systemkomponenten

Die Systeme für den bedingten Zugriff zu Rundfunksignalen (conditional access systems) bestehen aus folgenden vier Hauptkomponenten (**Bild 1**):

auf der Sendeseite
- Signalverwürfler (scrambler)
- Schlüsselchiffrierer (key encrypter),

auf der Empfangsseite
- Signalentwürfler (descrambler)
- Schlüsseldechiffrierer (key decrypter).

Diese Benennung der Systemkomponenten erfolgt in Anlehnung an die Definition der UER bei der Spezifikation des D2-MAC-Systems (Doc. SPB 352, Part 5). Die folgenden Betrachtungen beziehen sich auf ein mögliches Schlüssel-Chiffriersystem ohne Festlegung eines bestimmten Signal-Verwürfelungs- bzw. Signal-Übertragungssystems. Der Schlüssel dient zur Generierung eines Kontrollwortes für Pseudo-Zufallsfolgen bei allen denkbaren Signal-Verwürfelungsverfahren für Bild, Ton und Daten.

2. Software-Lösungen gegen Piraterie

Die ersten Erfahrungen mit Pay-TV in den USA haben gezeigt, daß dieser Dienst sich nur dann wirtschaftlich tragen kann, wenn die gewerblich betriebene Piraterie die wirtschaftliche Grundlage dieses Dienstes nicht entzieht.

Die Ausschreibungen für Systemlösungen, die von großen europäischen Pay-TV-Unternehmen an die gerätebauende Industrie gerichtet wurden, verlangen eine softwaremäßige Sicherheit gegen unbefugtes Entschlüsseln und lehnen reine Hardware-Lösungen ab.

Die Software-Lösungen erlauben einerseits Verwendung von kostengünstigen handelsüblichen Mikroprozessoren, andererseits ermöglichen sie den Wechsel des Verwürfelungsalgorithmus zu jedem beliebigen Zeitpunkt, ohne einen aufwendigen Geräteaustausch vornehmen zu müssen. Das gilt für alle praktizierbaren Arten der Bild- und Tonverwürfelung, falls das System eine softwaremäßige Varia-

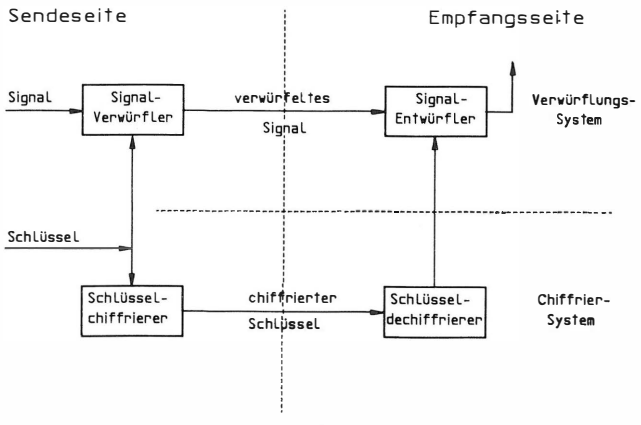


Bild 1
Komponenten eines Pay-TV-Systems

tion der Schlüssel innerhalb der gewählten Verwürfelungsart erlaubt.

Der Zeitpunkt und die Art der Variation der Verwürfelungsparameter muß somit nur dem Entwürfler des berechtigten Teilnehmers mitteilbar sein und vom Entwürfler des Piraten nicht erkannt werden. Diese Forderung muß auch dann aufrechterhalten werden, wenn die Hardware sowohl aller Entwürfler der berechtigten Teilnehmer wie auch aller Piratenentwürfler untereinander völlig identisch ist.

Auf diese Weise reduziert sich das Problem der Systemsicherheit von Pay-TV-Systemen auf das Problem der Übermittlung von chiffrierten Daten über ungeschützte Kanäle. Jeder kann diese Daten empfangen, jedoch nur berechtigte Empfänger können den Inhalt erkennen und daraus eine Handlung ableiten. Bei Pay-TV besteht die Handlung in einer Variation der Parameter im Entwürfler.

Um das zu ermöglichen, muß man an berechtigte Teilnehmer über geschützte Kanäle Geheimschlüssel verteilen, die eine Dechiffrierung der Daten erlauben. Der unberechtigte Teilnehmer hat keinen Zugang zu den geschützten Kanälen. Als geschützte Kanäle können für Pay-TV-Zwecke Briefsendungen oder Telefonverbindungen gelten. Beide Wege haben den Nachteil einer niedrigen Übermittlungskapazität unter Realzeitbedingungen sowie zusätzlicher Kosten.

Im Zuge des Trends zur dezentralisierten Datenverarbeitung müßte man Verschlüsselungsverfahren finden, die diese langsamen und teuren geschützten Kanäle so selten wie möglich in Anspruch nehmen.

3. Prinzipien der Kryptographie des öffentlichen Schlüssels

Die Möglichkeit hierzu ergibt sich mit Hilfe der „Kryptographie des öffentlichen Schlüssels – Public Key Cryptographie (PKC)" –, die 1976 von Diffie und Hellmann vorgeschlagen wurde [1].

Ohne auf die theoretischen Voraussetzungen dieses Verfahrens sowie auf dessen vielfältige Anwendungsmöglichkeiten einzugehen, wird hier auf dieser Grundlage ein kryptographischer Systemvorschlag für Pay-TV beschrieben, der die Anforderungen einer erhöhten Sicherheit gegen Piraterie erfüllt.

Die Public Key Cryptographie (PKC) erlaubt den Austausch von chiffrierten Informationen unter zwei Teilnehmern eines öffentlichen Informationssystems, ohne daß diese Teilnehmer vorher die geheimen Schlüssel auszutauschen brauchen. Jeder Teilnehmer generiert mit Hilfe seines Mikroprozessors vor Ort seinen persönlichen Codeschlüssel, der aus zwei Teilen besteht: aus einem geheimgehaltenen privaten Teilschlüssel und einem allgemein zugänglichen öffentlichen Teilschlüssel, der auch als die Adresse des Teilnehmers dienen kann. Der private Teilschlüssel „KD" dient der Dechiffrierung und ist nur seinem Besitzer bekannt. Dieser private Schlüsselteil braucht nicht dem Absender per Nachricht mitgeteilt zu werden, und somit entfällt die Notwendigkeit für einen geschützten Nachrichtenkanal zwischen Empfänger und Absender von verschlüsselten Daten. Der öffentliche Teilschlüssel „KE" dient der Chiffrierung von Nachrichten, die für diesen Empfänger bestimmt sind. Er befindet sich in einer öffentlich zugänglichen Datei zusammen mit dem Namen seines Besitzers. Die beiden Teilschlüssel werden so erzeugt, daß sie den Zugang zu zwei zueinander inversen Algorithmen ermöglichen: $D = E^{-1}$.

Wenn der Sender S die Übermittlung einer zu verschlüsselnden Nachricht N an den Teilnehmer T beabsichtigt, so benutzt der Sender den öffentlichen Schlüssel des Teilnehmers KE und wendet durch diesen Schlüssel den Verschlüsselungsalgorithmus E auf die Nachricht N an: $N' = E(KE, N)$.

Die Nachricht wird nun gesendet und kann von allen Teilnehmern empfangen werden. Diese Nachricht läßt sich jedoch nur von dem Teilnehmer entschlüsseln, dessen öffentlicher Schlüssel zur Verschlüsselung verwendet wurde:

$$N = D(KD, N') = E^{-1}(KD, N') \quad .$$

4. Realisierung von „Falltür-Funktionen" mit RSA-Algorithmus

Dieses System erfüllt seine wirtschaftlich vertretbare Funktion nur dann, wenn

1. zur Berechnung des öffentlichen Teilschlüssels KE aus dem privaten Teilschlüssel KD relativ wenig Aufwand erforderlich ist, so daß hierzu der Mikroprozessor des Teilnehmers ausreicht;
2. zur Berechnung des geheimen privaten Teilschlüssels KD aus dem öffentlichen Teilschlüssel KE ein um Größenordnungen höherer Rechenaufwand erforderlich ist, so daß hierzu der Pirat einen so teuren Computer verwenden muß, daß der legale Erwerb des Pay-TV-Zugangs mittels Entrichtung einer Gebühr wirtschaftlicher ist;
3. der Rechenaufwand zur Chiffrierung der Nachricht angemessen ist, um einem Sender, ausgestattet mit einem leistungsstarken Computer, die Chiffrierung einer Nachricht für mehrere Millionen Teilnehmer in wenigen Minuten zu ermöglichen;
4. der Rechenaufwand für die Dechiffrierung mit dem Mikroprozessor des Teilnehmers in wenigen Sekunden durchführbar ist.

Die Punkte 1 und 2 dieser Forderung lassen sich mittels sogenannter „Falltür-Funktionen" verwirklichen. Eine mögliche Realisierung einer Falltür-Funktion ist der RSA-Algorithmus, der 1978 von Rivest-Shamir-Adleman veröffentlicht wurde [2].

Der Grundgedanke des RSA-Algorithmus geht von der Tatsache aus, daß der Rechenaufwand zur Zerlegung einer großen Zahl in Primfaktoren erheblich größer ist als der Aufwand zur Berechnung des Produktes zweier Primzahlen. Man erzeugt mittels eines Zufallsgenerators zwei Primzahlen p und q. Die Größe dieser Zahlen bestimmt einerseits den Rechenaufwand für die Chiffrierung und die Dechiffrierung der Nachrichten, andererseits ist sie ein Maß für die Sicherheit des Kryptosystems gegenüber der Piraterie. Diese Zahlen bleiben geheim und sind nur dem Teilnehmer, der sie gewählt hat, bekannt. Das Produkt der gewählten Primzahlen $m = p \times q$ bildet die Grundlage für den öffentlichen Schlüssel des Teilnehmers und wird allen denjenigen mitgeteilt, mit denen der Teilnehmer Nachrichten austauschen möchte.

Für Sicherheitsanforderungen, die im bankmäßigen Geldverkehr gestellt werden, hat man Primzahlen mit 64 Dezimalstellen (256 Bit) gewählt. Für niedrigere Sicherheitsanforderungen, wie sie bei Pay-TV vorkommen, können kleinere Primzahlen verwendet werden.

Als erste Überlegung wird eine halb so lange Primzahl von 128 Bit angenommen, so daß das Produkt der beiden Primzahlen 256 Bit lang wird. Das Produkt der beiden Primzahlen $m = p \times q$ wird zur Basis einer Modulo-Arithmetik gewählt, die bei der Chiffrierung angewandt wird.

Bekanntlich bedeutet die Modulo-Arithmetik, daß von allen Zahlen, die größer als die Modulo-Zahl sind, der Wert des Modulos so oft subtrahiert wird, bis ein Rest verbleibt, der kleiner als die Modulo-Zahl ist. Mit diesem Rest wird dann weiter operiert. Die mehrfache Subtraktion kann auch als ganzzahlige Division verstanden werden.

Als die eigentliche Chiffrieroperation sieht der RSA-Algorithmus die Potenzierung der zu chiffrierenden Zahl mit anschließender Modulo-Division durch m vor. Als Exponent und somit als der zweite Teil des öffentlichen Schlüssels KE dient ebenfalls eine Primzahl, die aus p und q ermittelt wird.

Die Dechiffrieroperation nach RSA-Algorithmus sieht ebenfalls eine Potenzierung der chiffrierten Zahl mit anschließender Modulo-Division durch m vor. Als Exponent für die Dechiffrierung dient der private Schlüssel KD, der aus den Primzahlen p und q ermittelt wird. Zur Ermittlung des privaten Schlüssels KD wird die Euler-Funktion $\varphi(m) = (p-1) \times (q-1)$ gebildet. Nun wird eine Zahl KD gesucht, und zwar derart, daß der größte gemeinsame Teiler von KD und von $\varphi(m) = 1$ ist.

Man bezeichnet eine solche Zahl als relativ prim zu $\varphi(m)$. Die Euler-Funktion gibt die Anzahl von Zahlen an, die kleiner m und relativ prim zu m sind. Nach der Findung von KD, der ja als geheimer privater Dechiffrierschlüssel gilt, wird der öffentliche Chiffrierschlüssel KE bestimmt. Beide Schlüssel (KD und KE) müssen so bestimmt werden, daß ihr Produkt $KE \times KD = 1$ Modulo P ist.

Die Forderung ist einsichtig, wenn man bedenkt, daß sowohl die Chiffrierung als auch die Dechiffrierung durch Potenzierung der zu chiffrierenden Zahl durchgeführt werden:

$M' = M^{KE} \bmod m,$

$M = (M')^{KD} \bmod m,$

also muß $KD = 1/KE$ sein oder $KD \times KE = 1$ Modulo P.

Die als Modulo angegebene Zahl P bedeutet dabei das kleinste gemeinsame Vielfache von $p-1$ und $q-1$. Das ist entweder die Euler-Funktion $P(m) = (p-1) \times (q-1)$ oder ein Vielfaches davon. Zum Suchen von KE wird der Euklidsche Algorithmus vorgeschlagen. Um eine Modulo-Reduzierung mit m zu ermöglichen, muß der Wert von KE größer als $\log_2 m$ sein. Die Potenzierung zur Chiffrierung erfolgt in Stufen, um zu große Zahlenbereiche zu vermeiden. Der Exponent KE wird als Binärzahl dargestellt. Die Potenzierung gliedert sich dann in mehrfache Quadrierung, wobei nach jeder Binärstufe eine Modulo-Reduzierung erfolgt. Die Potenzierung zur Dechiffrierung geschieht in gleicher Weise bei Binärdarstellung des privaten Schlüssels KE. Die höchste chiffrierbare Zahl muß um 1 kleiner sein als die Modulo-Zahl. Die Länge der chiffrierten Zahl entspricht der Länge der Modulo-Zahl auch dann, wenn die zu chiffrierende Zahl nur wenige Stellen ausweist.

5. Eine Hardware-Realisierung des RSA-Algorithmus durch stufenweise Quadrierung

Für die schnelle Durchführung der Potenzierung mit anschließender Modulo-Reduzierung, wie es der RSA-Algorithmus verlangt, ist eine spezielle Hardware-Rechenschaltung denkbar. Diese Schaltung benötigt nur zwei Rechenbausteine: einen Multiplikationsbaustein und einen Divisionsbaustein sowie zwei Ergebnisregister (**Bild 2**).

Der Divisionsbaustein muß so gestaltet sein, daß er nicht den Quotienten, sondern den Divisionsrest ausgibt und somit die Modulo-Reduzierung durchführt. Eine Kommutierungsschaltung, die die Verbindungen unter den Rechenbausteinen herstellt, wird von dem binär dargestellten Chiffrierschlüssel gesteuert. Diese Kommutierungsschaltung beinhaltet vier mehrpolige Umschalter mit so vielen parallelen Schaltebenen wie die Anzahl der Bits im Chiffrierschlüssel.

Bei Beginn des Rechenvorgangs wird das Eingangsregister INR mit dem zur Potenzierung vorgesehenen Wort geladen, während das Ausgangsregister OUTR als Anfangswert die Zahl „1" enthält.

Nun beginnt die Verarbeitung:

1. Der Inhalt des Registers INR wird durch den Schalter 1B auf den Divisionsbaustein MOD gegeben. Dieser Baustein erhält schon vorher die Modulo-Zahl, mit der reduziert werden soll. Der

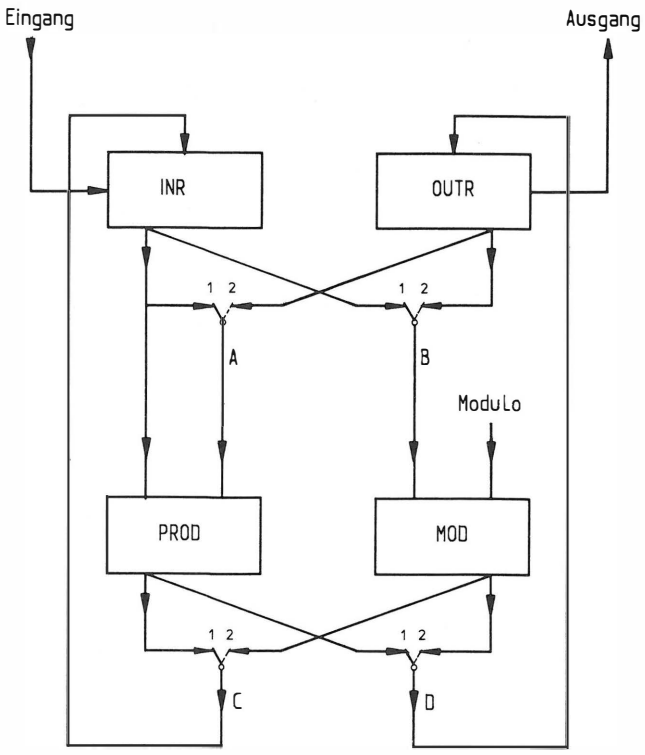


Bild 2
Rechenschaltung für den RSA-Algorithmus

Divisionsrest wird über den Schalter 2C wieder in das Eingangsregister INR eingeschrieben.

2. Jetzt wird das Bitmuster des Chiffrierschlüssels geprüft. Ist das zu prüfende Bit gleich „1", so wird auf die Eingänge des Multiplizierers PROD einmal der Inhalt des Registers INR und zum anderen über Schalter 2A der Inhalt des Registers OUTR geleitet. Beim ersten Schritt ist das Register OUTR mit der Zahl „1" als Anfangswert geladen worden. Nach Durchführung der Multiplikation wird das Produkt über Schalter 1D ins Register OUTR eingeschrieben.
3. Ist das zu prüfende Bit im Chiffrierschlüssel gleich „0", so wird der Inhalt des Registers INR auf beide Eingänge des Multiplizierers PROD einmal direkt und einmal über Schalter 1A gegeben. Nach Durchführung der Multiplikation, die wegen der identischen Werte auf beiden Eingängen einer Quadrierung gleichkommt, wird das Quadrat über Schalter 1C wieder ins Register INR eingeschrieben.
4. Der vierte Schritt entspricht dem ersten Schritt. Die Verarbeitung wiederholt sich, bezogen auf das nächste Bit des Chiffrierschlüssels.

6. Anwendung der Kryptographie des öffentlichen Schlüssels für Pay-TV

Zur Adressierung der Teilnehmer wird für kurze Zeit die gesamte Bandbreite des Fernsehsignals verwendet. Es soll nun der Adressierungsaufwand für eine Million Pay-TV-Teilnehmer abgeschätzt werden. Bei einer Modulo-Zahl-Länge von 256 Bit und einer Übertragungsrate von 2 Mbit/s beträgt die Adressierzeit

$$t = \frac{256 \cdot 10^6 \text{ Adressen}}{2 \cdot 10^6 \text{ bit/s}} = 128 \text{ s} \approx 2 \text{ min.}$$

Die Übertragungsrate kann bei einem optimalen Übertragungsverfahren (z. B. 4-PSK) bis auf 10 Mbit/s erhöht werden. In dieser Zeit können jedem Teilnehmer bis zu 32 alphanumerische Zeichen übermittelt werden. Das reicht aus, um sinnvolle Klartextmitteilungen zur Pay-TV-Betriebsabwicklung darin unterzubringen, z. B.

- „Code wechseln",
- „Konto überzogen",
- „Zentrale anrufen",
- „Adresse angeben",
- „Code-Kontrolle",
- „Code mitteilen" usw.

In der Regel werden jedoch nicht Klartextmitteilungen, sondern binäre Zahlen bzw. Bitfolgen zur Steuerung des Descramblers übermittelt.

Der Pay-TV-Betrieb unter Nutzung der Kryptographie des öffentlichen Schlüssels PKC könnte sich wie folgt abspielen:

Alle Pay-TV-Anbieter einigen sich auf ein gemeinsames softwaregesteuertes Scrambling-Verfahren für Bild und Ton. Die Scrambler-Hardware wird nach vereinbarter Spezifikation von verschiedenen Geräteherstellern produziert und frei im Handel angeboten. Der Algorithmus für die Software wird ebenfalls zwischen den Pay-TV-Anbietern und den Geräteherstellern vereinbart und veröffentlicht. Die eigentliche Objektcode-Software des Descramblers kann entweder vom Hersteller der Geräte oder von Software-Häusern für verschiedene Prozessoren geschrieben werden. Auf diese Weise wird keinem Hersteller ein Vorteil eingeräumt, der einen anderen Hersteller zu Pirateriehandlungen veranlassen könnte. „Der beste Weg, Geheimnisse zu bewahren, ist, keine zu haben." Dieser Satz gilt natürlich nur für die Systemdaten eines kryptographischen Systemkonzeptes für Pay-TV nach dem PKC-Verfahren.

Die Daten, die den einzelnen Pay-TV-Teilnehmer betreffen, werden selbstverständlich kryptographisch geschützt. Diesen Schutz besorgt der Teilnehmer selbst, der seinen privaten Dechiffrierschlüssel für sich geheimhält und den öffentlichen Chiffrierschlüssel allen denjenigen Pay-TV-Anbietern mitteilt, dessen Angebote er in Anspruch nehmen möchte. Er kann auch mehrere Schlüssel generieren und jedem Anbieter einen anderen Schlüssel mitteilen.

Diese Mitteilung des Schlüssels vom Teilnehmer zum Anbieter muß erstmals auf dem Postwege in schriftlicher Form zusammen mit den Identifikationsdaten des Teilnehmers und einer rechtsverbindlichen Zahlungsverpflichtung erfolgen (eigenhändige Unterschrift).

7. Digitale Unterschrift für automatischen Bestellverkehr

Die Kryptographie des öffentlichen Schlüssels (PKC) bietet auch hier eine Möglichkeit, die Autentizität des Absenders bei wiederholtem Austausch der Bestellungen zu überprüfen. Diese Überprüfung erfolgt automatisch durch Computer, und es eröffnet sich die Möglichkeit eines automatischen Bestellverkehrs durch Telefon mit sozusagen „digitaler Unterschrift" des Bestellers. Hierzu muß der Teilnehmer seine Bestellung doppelt chiffrieren. Einmal erfolgt die Chiffrierung normal mit dem öffentlichen Schlüssel des Empfängers (also des Anbieters). Die zweite Chiffrierung führt der Teilnehmer mit seinem privaten, nur ihm bekannten, geheimen Dechiffrierschlüssel durch. Der öffentliche Schlüssel des Absenders könnte unchiffriert als digitale Absenderadresse hinzugefügt werden. Der Empfänger der Bestellung, also der Anbieter, führt die erste Dechiffrierung mit dem öffentlichen Chiffrierschlüssel des Bestellers durch, der als Absenderadresse ja beigefügt ist. Die zweite Dechiffrierung führt der Empfänger mit seinem privaten, geheimen Dechiffrierschlüssel durch. Falls die auf diese Weise dechiffrierte Nachricht plausibel als Bestellung interpretiert werden kann, stammt sie auf jeden Fall vom Besteller, der sich mit seinem öffentlichen Schlüssel ausgewiesen hat.

Nur er konnte diese Nachricht mit seinem privaten Dechiffrierschlüssel vorchiffriert haben. Den Inhalt der Bestellung kann keiner mit Ausnahme des Anbieters erfahren haben, denn für die zweite Dechiffrierung wird der Privatschlüssel des Adressaten bebenötigt. Auf diese Weise kann ein Pay-per-view-Betrieb realisiert werden, denn der Teilnehmer kann noch kurz vor der Sendung einen Beitrag, der zusätzliche Bezahlung verlangt, für sich verbindlich durch seine digitale Unterschrift freischalten lassen. Dieser telefonische Bestellverkehr, z. B. mit Daten-

eingabe durch die Nummernscheibe des Telefons, kann für den Anbieter sehr kostengünstig automatisch abgewickelt werden, ohne daß personelle Engpässe vor Beginn der Sendung entstehen. Auch sogenanntes Impuls-pay-per-view ist möglich, falls der Besteller während der ersten unverscrambelten fünf Minuten eines Films sich zu einer Bestellung entschließt. Die Freischaltung erfolgt dann in der Austastlücke des Fernsehsignals.

8. Ein Szenario für die Pay-TV-Betriebsabwicklung

Es soll nun ein Abwicklungsszenario für einen Pay-TV-Service unter Verwendung des PKC-Kryptographieverfahrens beschrieben werden. Dieses Szenario besteht aus zehn Schritten:

1. Alle Pay-TV-Anbieter veröffentlichen in einer Programmzeitschrift ihre Programmangebote unter Angabe des Titels, des Sendernamens, der Sendezeit und des öffentlichen PKC-Schlüssels des Anbieters. Der Sendername und die Sendezeit können auch mit dem VPS-Label für die Videorecordersteuerung identisch sein.
2. Ein Fernsehteilnehmer, der sich für die Pay-TV-Angebote interessiert, kauft sich im Handel (zu einem evtl. von den Anbietern subventionierten oder teilweise rückerstattbaren Preis) einen Pay-TV-Descrambler, der zu seinem Fernsehempfänger oder Videorecorder paßt, sonst aber nach einem einheitlichen Verfahren arbeitet.
3. Der Teilnehmer nimmt zwei Spielwürfel und würfelt 2×32mal. Die Summe der Augen wird jeweils als eine einstellige Zahl zwischen 0 und 9 interpretiert.

   Die Zahlen werden notiert. Natürlich kann dieses Würfeln auch elektronisch durchgeführt werden, indem der Teilnehmer zum Beispiel einen laufenden Zähler stoppt. Es ist jedoch wichtig, daß der Teilnehmer sich als Erzeuger und alleiniger Kenner dieser Zufallszahlen versteht.
4. Der Teilnehmer tastet die gewürfelten Zahlen mittels seiner Fernbedienung in den Descrambler ein. Der Prozessor des Descramblers prüft, ob die eingetasteten Zahlen Primzahlen sind. Falls nicht, inkrementiert er in Zweierschritten die Zahlen so lange, bis die nächsthöhere Primzahl gefunden ist. Zur Überprüfung der Prim-Eigenschaft der Zahlen wird der sogenannte „Rabin-Test" empfohlen [3].

   Es sind durchschnittlich 100 Testläufe erforderlich, um bei einer 32stelligen Dezimalzahl die nächste Primzahl zu finden. Nach Ermittlung der beiden Primzahlen gibt der Prozessor dem Teilnehmer das Produkt der Zahlen als Modulo aus. Dabei ist es für das weitere Verfahren unwesentlich, ob das Modulo als Produkt der ursprünglich eingegebenen oder der durch den Prozessor ermittelten nächsthöheren Primzahlen entstanden ist. Die Software zur individuellen Schlüsselermittlung kann als Telesoftware über die Textdienste der Pay-TV-Anbieter abgerufen werden.

   Danach ermittelt der Prozessor den geheimen, privaten Dechiffrierschlüssel und den öffentlichen Chiffrierschlüssel des Teilnehmers. Der Teilnehmer notiert sich alle drei Zahlen (also Modulo, privaten Schlüssel und öffentlichen Schlüssel) und könnte sie jetzt im Prozessor löschen, damit bei unbefugter Entwendung des Prozessors der private Schlüssel des Teilnehmers nicht zur Kenntnis anderer gebracht wird.
5. Nach Berechnung aller Schlüssel durch den lokalen Prozessor beantragt der Teilnehmer den Pay-TV-Service, indem er im Antragsformular neben seinem Namen und seiner Adresse (und evtl. Bankverbindung) auch seine Modulo-Zahl und seinen öffentlichen Schlüssel mitteilt.

   Der Anbieter speichert diese Daten in einer Kundendatei. Diese braucht aber keinen besonderen Schutz über die Tatsache hinaus, daß der Teilnehmer ein Kunde des Anbieters ist.
6. Jetzt kann der Bestellverkehr beginnen. Der Teilnehmer sucht sich aus der Programmzeitschrift den gewünschten Film und tastet in seinen Descrambler die Label-Daten sowie die Modulo-Zahl und den öffentlichen Schlüssel des Anbieters ein. Der Prozessor des Descramblers chiffriert dieses Film-Label mit dem öffentlichen Schlüssel des Anbieters. Damit entsteht eine Nachricht, die nur der Anbieter dechiffrieren kann, indem er seinen privaten Schlüssel benutzt. Nun tastet der Teilnehmer seinen privaten Schlüssel und seine Modulo-Zahl in den Prozessor ein und läßt den Prozessor eine nochmalige Chiffrierung durchführen. Damit setzt er seine „digitale Unterschrift" unter die Bestellung, denn er verwendet dabei den nur ihm allein bekannten, privaten Schlüssel. Die so entstandene, doppelt chiffrierte Nachricht übermittelt der Teilnehmer an den Anbieter per Telefon mittels der Wählvorrichtung oder, falls vorhanden, mittels Bildschirmtext-Tastatur. Der öffentliche Schlüssel des Teilnehmers und seine Modulo-Zahl, die dem Anbieter ja schon bekannt sind, werden als eine digitale Absenderangabe der Nachricht hinzugefügt. Dieser Bestellverkehr bedarf keines menschlichen Operators in der Zentrale des Anbieters. Er bedarf nur einer genügenden Anzahl von Amtsleitungen.
7. Nach Erhalt des Bestelltelegramms prüft der Computer des Anbieters, ob die Bestellung tatsächlich von dem angegebenen Absender stammt. Er dechiffriert sie hierzu mit dem öffentlichen Schlüssel des Absenders, also des Teilnehmers. Danach erfolgt die normale Dechiffrierung mit dem privaten Schlüssel des Empfängers, also des Anbieters. Falls die Nachricht einen Sinn ergibt, also ein Film-Label beinhaltet, so belastet der Computer des Anbieters das Konto des Teilnehmers mit dem Betrag für den bestellten Film.

   Jetzt greift der Anbieter auf den geheimgehaltenen Steuercode zurück, der während der Ausstrahlung des bestellten Films den Descrambler steuern soll. Er chiffriert diesen Steuercode mit dem öffentlichen Schlüssel des bestellenden Teilnehmers und nimmt diese Nachricht in die Sendedatei für das entsprechende Film-Label auf.
8. Nach Freiwerden des Sendekanals strahlt der Sender des Anbieters die gesamte Sendedatei aus.

Die oben gemachte Abschätzung hat gezeigt, daß bei einer Million Bestellern die Adressierzeit für alle Descrambler zwischen 25 Sekunden und 2 Minuten betragen kann, je nach Übertragungsgeschwindigkeit. Die öffentlichen Schlüssel aller Teilnehmer, die dieses Film-Label bestellt haben, dienen dabei als Adresse, gefolgt von chiffriertem Steuercode für die Descrambler.

9. Alle Descrambler, deren Besitzer eine Bestellung aufgegeben haben – das kann auch eine Dauerbestellung sein –, sind ständig empfangsbereit auf dem gewählten Kanal. Sie prüfen die einlaufenden Adressen. Sobald der öffentliche Schlüssel, der zu diesem Descrambler gehört, erkannt wird, erfolgt die Speicherung der darauffolgenden Nachricht.

10. Nachdem das Telegramm gespeichert wurde, dechiffriert der Prozessor des Descramblers mit Hilfe des privaten Schlüssels des Teilnehmers das Telegramm und lädt die dabei ermittelte Codezahl in das rückgekoppelte Schieberegister des Descramblers. Nach Beendigung des Adressierungsvorgangs strahlt der Sender das VPS-Signal aus und leitet damit auf der Sendeseite den Scrambling-Prozeß ein. Auf der Empfangsseite fangen alle adressierten Descrambler mit der synchronen Descramblung des Bild- und Tonsignals an. Die steuernde Codezahl für den Descrambler hat Gültigkeit für die Dauer des einzeln bestellbaren Filmbeitrags. Danach wird eine neue Codezahl gewählt und in einem erneuten Adressierungsvorgang an den Besteller übermittelt.

Das geschilderte System bietet kaum Ansatzpunkte für eine gewerbsmäßige Piraterie. Das einzige echte Geheimnis im ganzen System – die steuernde Codezahl für den Descrambler – ist von so kurzer Lebensdauer, daß ihre Ermittlung aus wirtschaftlicher Sicht uninteressant ist.

Das zweite Geheimnis – der private Codeschlüssel eines Teilnehmers –, dessen Kenntnis die Belastung eines fremden Kontos bedeuten könnte, wird vom Teilnehmer selbst geschützt. Sollte dennoch dieser Schlüssel mehrfach vorkommen, so merkt es der Anbieter, der ja interessiert ist, möglichst viele einzelne zahlende Teilnehmer und keine Doppelgänger zu haben. Er kann dann den ihm bekannten Schlüsselbesitzer auffordern, seinen Schlüssel zu wechseln.

Die Sicherheit des Systems steigt mit der Länge des Schlüssels. Es ist auch denkbar, daß manche Anbieter sich mit kürzeren Schlüsseln zufriedengeben, um den Rechenaufwand und die Adressierzeit klein zu halten. Das Konzept des Descramblers muß jedoch für eine Schlüssellänge ausgelegt sein, die auch für den anspruchsvollen Anbieter genügend Sicherheit bietet. Nur dann ist eine Systemnormung denkbar.

Neben dem Pay-TV kann das vorgeschlagene kryptographische Systemkonzept auch für die schnelle gebührenpflichtige Verteilung von Telesoftware und von Texten verschiedenster Art an einzelne Anforderer verwendet werden. Damit wäre auch ein „publishing on request"-System zur Auslieferung von Fachinformationen über Fernsehkanäle realisierbar. Der Videorecorder ist dabei bestens zur Speicherung großer Textmengen geeignet. Die Videotext-Normung erlaubt eine gute Textwiedergabe auf dem Bildschirm. Auch die Verteilung von vertraulichen Informationen ist möglich.

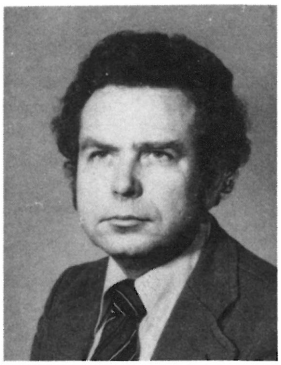
SCHRIFTTUM

[1] Diffie, W.; Hellmann, M. E.: New directions in cryptography. IEEE Trans. on Information Theory IT-22 (1976), S. 644 bis 654.

[2] Rivest, R. L.; Shamir, A.; Adleman, L.: A method for obtaining digital signature in public-key cryptosystems. Comm. of the ACM 21 (1978), S. 120 bis 126.

[3] Rabin, M. O.: Probabilistic algorithms. In: Algorithms and complexity. I. F. Tranb. Ed. Academic Press, New York 1976, S. 21 bis 40.

Der Autor



Dr.-Ing. Leo Danilenko studierte Nachrichtentechnik an der TH Aachen und promovierte mit einer Arbeit über Korrelationsmessungen in diffusen Schallfeldern. Ab 1963 arbeitete er als Planungs- und Entwicklungsingenieur beim Westdeutschen Rundfunk in Köln. Seit 1975 leitet er dort die Abteilung „Systementwicklung und Schulung", die sich mit der Anwendung neuer Technologien im Rundfunk beschäftigt. 1985 wurden ihm die Aufgaben des Chefingenieurs beim WDR übertragen.

TAGUNG ÜBER FLACHE GRUPPENANTENNEN FÜR DEN DBS[1]-EMPFANG — MÖGLICHE LÖSUNGEN UND ZUKÜNFTIGE PERSPEKTIVEN

MÜNCHEN, 24. BIS 25. JUNI 1985

Das IRT hatte Antennenexperten aus dem In- und Ausland zu dieser Veranstaltung nach München eingeladen. Die Tagung begann am 24. Juni 1985 mit einem Kolloquium, zu dem fünf Vorträge angekündigt waren. Die Vortragsfolge ist im Anhang dieses Berichts nachzulesen. Leider mußte wegen Erkrankung des Vortragenden der letzte Beitrag entfallen.

Es ist vorgesehen, über die Vorträge in Form eines speziellen IRT-Tagungsbandes noch ausführlicher zu berichten; daher soll hier auf ihren Inhalt nur kurz eingegangen werden. Sämtliche Vorträge wurden in Englisch gehalten.

1. WARC-Empfehlungen

Die Voraussetzungen für den direkten Rundfunkdienst über Satelliten sind auf der WARC 1977 festgelegt worden (s. Final Acts, ITU Geneva 1977). Danach beträgt die Halbwertsbreite für die Empfangsantenne 2 Grad, und die geforderten Grenzkurven (**Bild 1**) für die Strahlungsdiagramme der haupt- und kreuzpolarisierten Komponenten sind für eine 0,9-m-Parabolantenne mit 55 % Wirkungsgrad und 38,5 dBi Gewinn bei 12 GHz festgelegt worden. Die Empfangsantennengüte muß 6 dB/K betragen, um einen bewerteten Signal-Rauschabstand im Versorgungsgebiet von 45 dB für 99 % des ungünstigsten Monats zu garantieren.

[1] DBS = direct broadcasting by satellite.

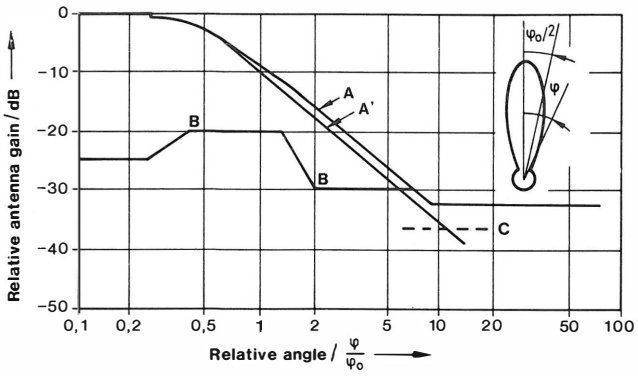


Bild 1

WARC-Plan: Bezugsdiagramm der Empfangsantenne

A = Feldstärkekomponente der gewünschten Polarisation für den Individualempfang

A' = Feldstärkekomponente der gewünschten Polarisation für den Gemeinschaftsempfang

B = Kreuzpolarisierte Feldstärkekomponente für beide Empfangsarten

Neuere Entwicklungen auf dem Gebiet der Mikrowellen-Halbleitertechnologie haben die Rauscheigenschaften der sogenannten Außenbaugruppe (outdoor unit), die aus dem Speisesystem, der Polarisationsweiche und dem rauscharmen Konverter (low noise converter)

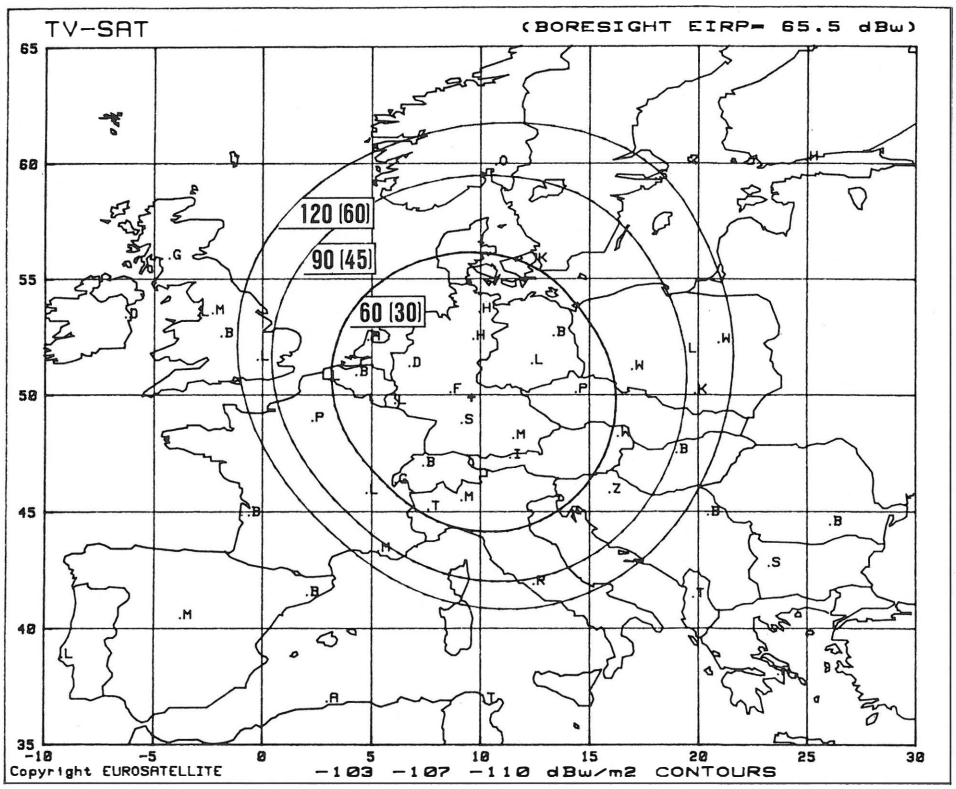


Bild 2

Rundfunk-Satellit TV-SAT:
Notwendige Parabolspiegeldurchmesser in m

besteht, wesentlich verbessert, so daß sich dadurch der notwendige Antennendurchmesser auf etwa 0,6 m verringern läßt (**Bild 2**). Für den digitalen Hörfunk über Satelliten kann darüber hinaus mit einer weiteren hohen Systemreserve (C/N $\approx$ 8 dB gegenüber 14 dB im WARC-Kanal) gerechnet werden (s. Sonderdruck der DFVLR „Digitaler Hörfunk über Rundfunksatelliten"), die zu einer nochmaligen Verkleinerung der Empfangsantennen (halber Antennendurchmesser gegenüber TV-Empfang) führt.

Nachteile der Parabolantenne hinsichtlich ungünstiger Montagemöglichkeiten, z. B. an senkrechten Wänden, kann durch offset-gespeiste Mehrreflektorantennen ausgeglichen werden (s. IEE Colloquium, April 1984, London).

2. Flache Gruppenantenne, eine Alternative?

Prof. Dubost stellte in seinem Kolloquiumsbeitrag zwei Strahlerquellen vor, die besonders als Elementstrahler von flachen Gruppenantennen geeignet sind. Danach haben theoretische Untersuchungen an gekoppelten Streifenleitungsschlitzantennen gezeigt, daß diese Antennensysteme am besten abstrahlen (3. oder 4. Resonanz), wenn Substratmaterialien mit niedriger Dielektrizitätszahl verwendet werden. Darüber hinaus konnte theoretisch und meßtechnisch nachgewiesen werden, daß die Koppelkoeffizienten zwischen zwei parallelgeführten Schlitzleitungen vernachlässigbar klein sind, so daß sich dieses Grundelement zur Strahlschwenkung in Gruppenantennen anbietet.

Ein weiteres Strahlungselement ist der symmetrische flache Faltdipol in Mikrostriptechnik, der über ein Streifenleitungsnetzwerk induktiv gespeist wird (**Bild 3**).

Dr. Vinatier, CCETT Rennes, stellte in seinem Vortrag eine Gruppenantenne (**Bild 4**) vor, die mit 1024 (32 x 32) solchen flachen Faltdipolen aufgebaut ist. Die Abmessungen dieser Gruppenantenne betragen 0,70 m x 0,70 m und das Gesamtsystem besteht in Triplate-Technik aus zwei kupferkaschierten dielektrischen Platten, die mit den gedruckten Schaltungen der 1024 Faltdipole und dem Speisenetzwerk versehen sind. Das Plattenmaterial ist CUCLAD 217. Um die CCIR-Empfehlungen in beiden Strahlungsebenen zu erfüllen, sind die einzelnen Faltdipole mit gleicher Phase, jedoch unterschiedlicher Amplitude gespeist. Es wurde eine modifizierte Taylor-Amplitudenverteilung $\sin x/x$ gewählt, wobei unterschiedlich angepaßte Leistungsteiler verwendet wurden.

Der maximale isotrope Gewinn im DSB-Band beträgt 36,5 dBi, die Dämpfung der ersten Nebenzipfel – 17 dB, und eine ausgezeichnete Polarisationsentkopplung

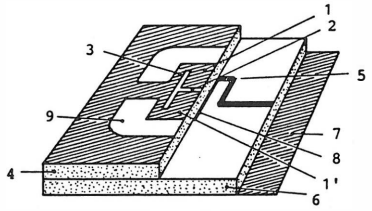


Bild 3

Flacher symmetrischer Faltdipol in Triplate-Technik (Schnittbild)

(Nach Vinatier)

1 + 1' = metallisierte strahlende Flächen (Hauptarm)
2 = Schlitz zur Speisung mit entgegengesetzter Phase
3 = dünne gefaltete Flächen (Nebenarm)
4 = oberes beschichtetes Substrat
5 = Streifenleitung zur Erregung des Faltdipols
6 = unteres beschichtetes Substrat
7 = metallisierte Reflektorfläche
8 = offene $\lambda/4$-Streifenleitung
9 = nichtmetallisierte Fenster zur Trennung weiterer Quellen

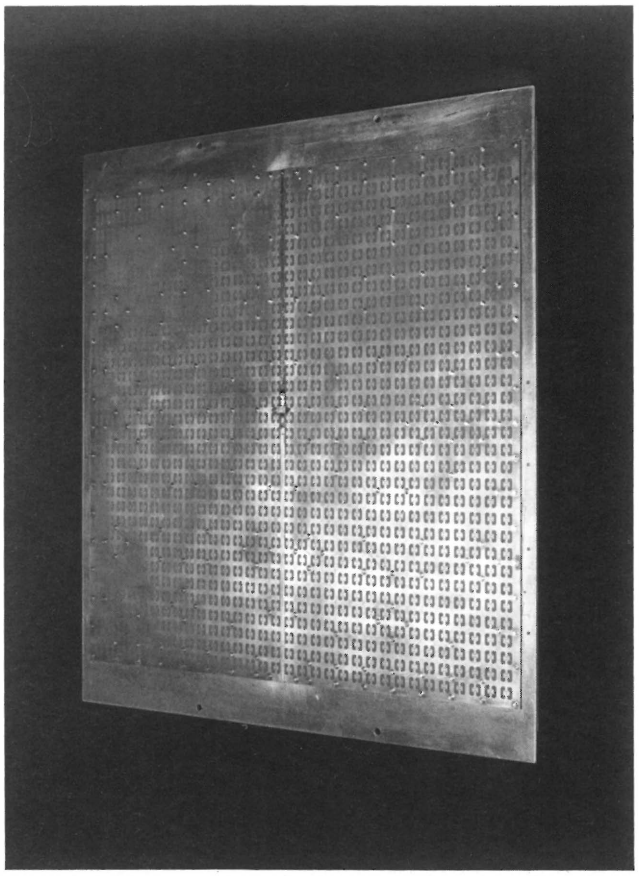


Bild 4

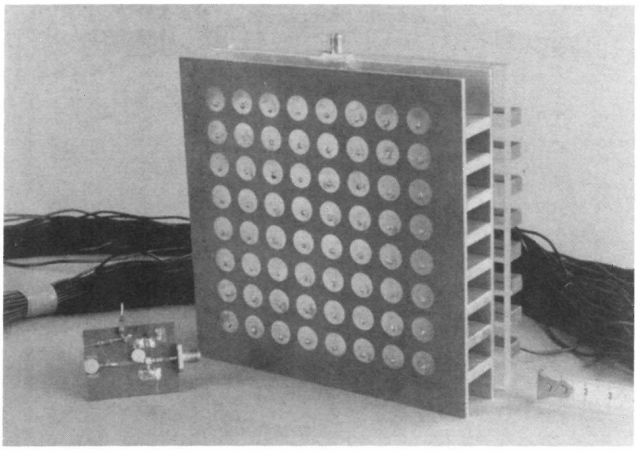
Ebene Gruppenantenne aus 1024 flachen symmetrischen Faltdipolen

(Nach Vinatier)

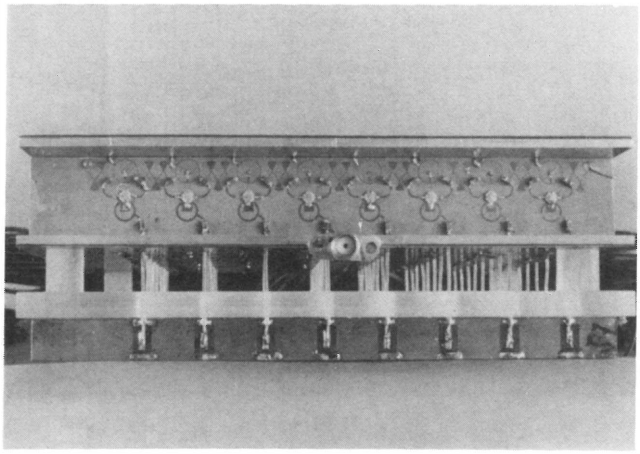
ist gegeben. Die Strahlungsdiagramme in der E- und der H-Ebene entsprechen größtenteils den WARC-Empfehlungen. Der Wirkungsgrad beträgt 50 %. Die zirkulare Polarisation wird mit Hilfe eines getrennten Polarisationsgitters erreicht, das als Radom der Strahlerseite vorgebaut ist (jedoch nur für eine Polarisationsart).

Im dritten Kolloquiumsvortrag wurde von Herrn Biere, Universität Paderborn, eine phasengespeiste adaptive Gruppenantenne (**Bild 5**) vorgestellt, die für den mobilen Empfang digitaler Signale mit kleinerer Bitrate über Rundfunksatelliten entwickelt worden ist. Für den mobilen Empfang direkt strahlender Rundfunksatelliten werden elektronisch nachführbare Antennen (phased array antennas) benötigt. Ziel beim theoretischen und praktischen Entwurf solcher Antennen ist das selbsttätige (adaptive) Schwenken und Formen der Empfangscharakteristik, so daß die Hauptkeule immer in die Richtung der Orbitposition des Satelliten zeigt und Störsignale unterdrückt werden. Bei der Auswahl geeigneter, möglichst einfacher Adaptionsalgorithmen sind die Kenntnisse über das zu empfangende Signal besonders wichtig. Ein mit vertretbarem Aufwand realisierbares Verfahren wurde von Biere vorgestellt. Es basiert auf einem Zufallsalgorithmus. Es läßt sich jedoch zur Zeit nur im nicht bewegten Empfänger anwenden und stellt somit einen Zwischenschritt zum vollständigen mobilen Empfang dar.

Der leider ausgefallene Vortrag von Mr. Stott, BBC Research Department, hätte eine weitere sehr interessante Entwicklung des Royal Military College of Science auf dem Gebiet der flachen ebenen Gruppenantennen vorgestellt.



a)



b)

Bild 5

Adaptive Gruppenantenne für den mobilen Empfang
(Nach Biere)
a) Frontansicht
b) Aufsicht mit Mischeranordnung

Die Grundelemente dieser Antenne sind kammförmige Wellenleiterstrukturen (comb-line array, **Bild 6**), die ebenfalls mit einem vorgeschalteten Polarisationsradom auch den Empfang zirkular polarisierter Wellen gestatten.

Die Vorteile dieser Entwicklung liegen einmal in dem sehr einfachen und kostengünstigen Aufbau (nur einlagiger Schaumstoff wird verwendet) und zum anderen, bedingt durch die Auswahl des Trägermaterials, in sehr niedrigen Leistungsverlusten und größeren Herstellungstoleranzen. Durch die Verwendung von Untergruppen (sub-array, **Bild 7**) ist die Möglichkeit der azimutalen elektronischen Strahlschwenkung gegeben. Für eine Anordnung aus 8 Untergruppen mit einer aktiven Strahlfläche von 0,46 m² wurde ein isotroper Gewinn von 30,5 dBi bei 11,9 GHz gemessen, wobei Verluste der Speiseleitungen und Leistungsteiler mit 3,2 dB berücksichtigt sind.

3. Expertendiskussion

Im zweiten Teil der IRT-Veranstaltung fand am 25. 6. 1985 ein Diskussionsgespräch statt, zu dem etwa 30 Experten aus der Industrie, den Hochschulen und vom Rundfunk eingeladen waren. In dieser kleineren Runde wurde, unterstützt durch weitere Kurzvorträge, sehr effektiv über zukünftige Entwicklungen und Trends auf dem Gebiet des DBS-Empfangs gesprochen.

Herr Breitkopf, SWF, faßte als Diskussionsleiter dieser Veranstaltung einleitend in eindrucksvoller Weise die wichtigsten Eigenschaften und mögliche Entwicklungstrends nochmals zusammen. Danach haben flache Gruppenantennen folgende Merkmale:

- geringe Bautiefe, flache Oberfläche, geringes Gewicht,
- einfache Installation, verringerte Kosten für mechanische Positionierung auch an senkrechten Hauswänden,
- verringerter Windwiderstand,
- integrierbarer erster Abwärtsmischer,
- niedrige Herstellungskosten durch gedruckte Schaltungen,
- mögliche elektronische Strahlschwenkung,
- Empfang der zirkularen Polarisation mit Hilfe einfacher Grundelemente oder vorgeschalteter Polarisationsradome.

Als ein bisher schwerwiegender Nachteil für eine kostengünstige Massenfertigung solcher flachen Gruppenantennen haben sich die hohen Kosten der kupferkaschierten dielektrischen Substratmaterialien herausgestellt. Die Firma MATRA, Clamart Frankreich, konnte auf diesem Gebiet, wie ihr Vertreter Herr Plottin berichtete, wesentliche Pionierarbeit leisten. MATRA entwickelte ein sehr kostengünstiges Material, das die elektrischen, thermischen und mechanischen Eigenschaften herkömmlicher Materialien wie DUROID oder CUCLAD aufweist. Plottin konnte darüber hinaus eine detaillierte Kostenabschätzung für die Herstellung der 0,70 m x 0,70-m-Faltdipolgruppenantenne, die Vinatier in seinem Kolloquiumsvortrag vorgestellt hat, angeben.

Danach ergeben sich Fabrikationspreise von 1600 FF bei 10 000 Stück/Jahr bzw. 750 FF bei 100 000 Stück/Jahr. Für kleinere Antennengruppen verringern sich die Preise auf 500 FF für eine 0,70 x 0,35-m-Gruppenantenne und auf 300 FF für eine 0,35 x 0,35-m-Antenne.

Im Vergleich der Rauscheigenschaften zwischen der 0,70 x 0,70-m-Gruppenantennen und einer 0,75-m-Parabolantenne ergeben sich nach Plottin folgende Werte:

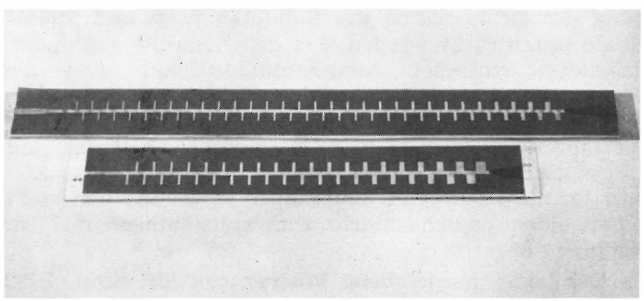


Bild 6

Kammförmige Wellenleiterstruktur
(Nach Stott)

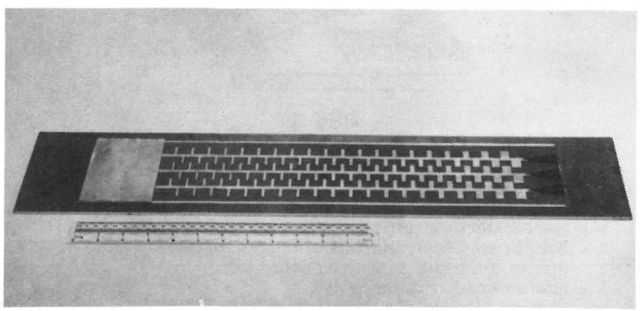


Bild 7

Untergruppe aus 3 kammförmigen Strahlerelementen
(Nach Stott)

	0,70 x 0,70 m Array	0,75 m ⌀ Parabol
Oberflächen-Effektivität	45 %	50 %
G/T (klarer Himmel)	10 dB/K	11 dB/K
Antennenrauschtemperatur	230 K	205 K
Systemrauschtemperatur	530 K	505 K

Damit unterscheiden sich die Rauschtemperaturen beider Systeme nur um 0,2 dB.

In einem weiteren Kurzbeitrag wies Dr. Liesenkötter, Kathreinwerke Rosenheim, darauf hin, daß kleinere flache Gruppenantennen merklich höhere Nebenzipfelpegel aufweisen und daß damit die Unterdrückung von Fremdsignalen erschwert wird. Offset-gespeiste Parabolantennen lassen sich dagegen so dimensionieren, daß besonders hohe Nebenzipfeldämpfungen erreicht werden.

In einem letzten Kurzvortrag wurde von Herrn Henze eine an der Universität Braunschweig bei Prof. Hinken in Zusammenarbeit mit der Firma FUBA, Salzdetfurth, entwickelte dielektrische Resonanzantenne vorgestellt. Durch gitterförmige oder ringförmige leitende Streifen, die auf einen dielektrischen flachen rechteckigen oder zylindrischen Grundkörper aus Plexiglas haftend aufgebracht werden, lassen sich TE_{nmxy}-Resonanzen anregen, die im Raum ein stark gerichtetes Strahlungsdiagramm erzeugen. Bei einer Struktur von 207 x 207 x 14,7 mm und 144 Öffnungsfeldern wurde bei 11,92 GHz ein Gewinn von 15 dB bei gleichzeitiger Kreuzpolarisationsdämpfung von 28,5 dB (E-Ebene) bzw. 30 dB (H-Ebene) gemessen. Die Entwicklung dieses Antennentyps ist noch nicht abgeschlossen. Schwierigkeiten treten z. Z. durch zusätzliche unerwünschte Moden, Koppeleffekte zwischen den Öffnungsfeldern und durch die Anpassung der sehr niedrigen Eingangsimpedanz auf. Bei einer konsequenten Weiterentwicklung kann jedoch auch diese Gruppenantenne eine wichtige Alternative für den DBS-Empfang darstellen.

Abschließend lassen sich die Schwerpunkte, auf denen zukünftige Entwicklungen kostengünstiger flacher Gruppenantennen für den DBS-Empfang vorangetrieben werden sollten, wie folgt zusammenfassen:

- Optimierung des Antennengewinns
  Maximierung des Gewinns der Einzelelemente
  Minimierung der Verluste in den Speisenetzwerken,
- gute Anpassung (VSWR $< 1{,}2$) über das gesamte DBS-Frequenzband,
- Realisierung der Strahlschwenkung und Selbstpositionierung,
- Unterdrückung von unerwünschten Nebenkeulen,
- gleichzeitiger Empfang der rechts und links zirkular polarisierten Wellen,
- Entwicklung kostengünstiger Substratmaterialien.

Anhang: Vortragsfolge des IRT-Kolloquiums[2]

W. Tippe, IRT München
„Antenna requirements, physical foundations and design options for DBS domestic reception",

Prof. G. Dubost, Universität Rennes, Frankreich
„Flat arrays for beam steering and switching",

C. Vinatier, CCETT Rennes, Frankreich
„Flat printed circuit array antennas for 12 GHz reception",

D. Biere, Universität Paderborn
„Mobile reception of digital direct broadcasting from satellite at 12 GHz by means of adaptive planar antennas",

J. Stott, BBC-Research Department, England
„Planar Antennas: Results of the research works of the BBC Research Department".

[2] Eine Veröffentlichung der Kolloquiumsvorträge kann frühestens zum Ende des Jahres 1985 vom IRT angefordert werden.

Wolfram Tippe
Institut für Rundfunktechnik, München

PRESSEKOLLOQUIUM RUNDFUNKTECHNIK 1985

BERLIN, 2. SEPTEMBER 1985

Anläßlich der Internationalen Funkausstellung in Berlin fand wieder ein Pressekolloquium Rundfunktechnik statt – nunmehr bereits zum fünften Mal. Führende Experten von ARD, ZDF und IRT referierten über die neuesten rundfunktechnischen Entwicklungen und Tendenzen. Über 100 Fachjournalisten aus dem In- und Ausland folgten der Einladung der Technischen Kommission ARD/ZDF in den Großen Sitzungssaal des Senders Freies Berlin. Diese große Teilnehmerzahl beweist angesichts der zahlreichen Veranstaltungen, Pressekonferenzen und Diskussionsrunden, die sich während einer Funkausstellung gewöhnlich mehrfach überschneiden, das vorrangige Interesse der Pressevertreter an diesem – schon zur Tradition gewordenen – Pressekolloquium Rundfunktechnik. Dies hat sicher seinen Grund vor allem in der von Journalisten und Publizisten geschätzten Möglichkeit, sich direkt und bei namhaften Fachleuten der deutschen Rundfunkanstalten, der Deutschen Bundespost und der europäischen Industrie informieren zu können.

Lothar Loewe, Intendant des Senders Freies Berlin, wies in seinen Begrüßungsworten darauf hin, daß man sich auf geschichtsträchtigem Boden befände: Vor 61 Jahren hätten bereits 114 000 Menschen die erste Funkausstellung in Berlin besucht. Damals hätte der Detektorapparat im Mittelpunkt des Interesses gestanden, und es wäre erstaunlich, welche Fortschritte inzwischen durch die Intelligenz, den Erfindungsreichtum und die Hartnäckigkeit der Ingenieure und Techniker erzielt worden seien. Man solle den Wissenschaftlern und Technikern dankbar sein, daß sie auf ihre Weise dazu beigetragen hätten, die Lebensqualität der Rundfunkteilnehmer zu erhöhen. Die Weiterentwicklung der Technik sollte deshalb auch künftig im Dienste der Menschlichkeit stehen. Loewe erinnerte an Albert Einstein, der im Jahre 1930 die Funkausstellung mit den Worten eröffnete: „Schämen sollten sich die Menschen, die sich gedankenlos des Wunders der Technik bedienen und geistig nicht mehr davon erfaßt haben als die Kuh von der Botanik der Pflanze, die sie mit Wohlbehagen verzehrt."

Der Themenkreis 1 „Rundfunktechnik heute" wurde von Günter Roessler, dem Technischen Direktor der Deutschen Welle, mit einem Referat über den aktuellen Entwicklungsstand des direkt von jedermann empfangbaren deutschen Rundfunksatelliten TV-SAT eröffnet. Roessler führte aus, daß der Start dieses Satelliten im Mai 1986 erfolgen werde. Er erinnerte daran, daß der Satellit mit fünf Transpondern vollwertig ausgerüstet sei, daß jedoch die Stromversorgung nur für den gleichzeitigen Betrieb von drei Kanälen konzipiert worden sei. Untersuchungen hätten jedoch gezeigt, daß ausreichende Sicherheitszuschläge gemacht worden seien, so daß nicht nur drei, sondern sogar vier Kanäle praktisch ohne Abstriche versorgt werden könnten. Deshalb gehe man heute für die Programmverteilung von vier Kanälen aus. Nach immer noch nicht endgültig bestätigten und festgelegten Verteilungen der Ministerpräsidenten der Länder solle je ein Kanal an ARD und ZDF, ein Kanal an Private gehen und ein weiterer Kanal entweder auch

an Private oder mit dem vorgesehenen digitalen Hörfunk belegt werden. Die Summe dieser Programmkanäle würde dann auch die Verteilung für ein fünfkanaliges System bilden, das nach den Beschlüssen der weltweiten Satellitenkonferenz WARC im Jahr 1977 der Bundesrepublik maximal für den Frequenzbereich 12 GHz zur Verfügung stehen würde.

Wirtschaftliche Aspekte seien Anlaß für Überlegungen gewesen, die Feldstärke am Boden gegenüber den Maximaldaten von 1977 zurückzunehmen. Dadurch würde der Satellit weniger Leistung abstrahlen müssen und leichter und damit kostengünstiger werden. Die geplante Reichweite des Satelliten würde im eigentlichen Versorgungsgebiet kaum vermindert werden, weil zwischenzeitlich neue Technologien den Bau leistungsfähigerer Bodenempfangsantennen erlaubten. Während man mit der jetzt vorgesehenen Leistung des Satelliten und der neuen Fernsehnorm D2-MAC Antennendurchmesser von nur 40 bis 60 cm benötigen würde – gegenüber den ursprünglich geplanten 90-cm-Antennen –, würde dann ein „schwächerer" Satellit jedoch wieder Antennen von 90 cm erforderlich machen, was vor allem ein mechanisches, weniger ein Kostenmoment darstellen würde. Beschlossen sei aber bisher noch nichts.

Roessler erläuterte dann die Kostenvorstellungen der Deutschen Bundespost für den TV-SAT. Je Kanal sei eine Nutzungsgebühr von anfangs 28 Millionen DM im Gespräch. Man rechne jedoch mit einer Kostensenkung auf 21 Millionen Mark pro Jahr, wenn ein endgültiges Betriebssystem installiert worden sei. Diese Kosten seien nur rund doppelt so hoch wie die eines Fernmeldesatelliten. Ein Fernmeldesatellit arbeite mit 30 Watt, ein direktempfangbarer Rundfunksatellit aber mit 260 Watt.

Roessler kam dann auf die kürzliche Entscheidung für einen neuen Satellitenstandard D2-MAC zu sprechen. Farbfernsehsendungen, die heute in der Bundesrepublik ausschließlich nach dem PAL-System verbreitet würden, sollten von direktempfangbaren Rundfunksatelliten nach der neuen Norm D2-MAC übertragen werden. Diese Norm bringe eine Bildverbesserung und insbesondere eine Qualitätsverbesserung und Erweiterung der Tonkanäle. Neue Fernsehgeräte sollten also konsequenterweise als Multistandard-Geräte produziert werden und würden dann den Empfang in jeder Norm, d. h. sowohl der bestehenden als auch der Satellitennormen ermöglichen.

Roessler sprach die Hoffnung aus, daß bei der nächsten Funkausstellung im Jahr 1987 der Rundfunksatellit aus seiner theoretischen Phase herausgewachsen sein möge und daß die Zuschauer den direktempfangbaren Rundfunksatelliten mit seinen Möglichkeiten und Kosten praxisnah erleben und beurteilen könnten.

Zum Thema „Fernmeldesatelliten" sprach der Technische Direktor des Bayerischen Rundfunks, Frank Müller-Römer. Im Gegensatz zum Rundfunksatelliten seien Fernmeldesatelliten ausschließlich zur Zuführung von Programmen zu Kabelanlagen vorgesehen. Fernmeldesatelliten arbeiteten mit geringer Sendeleistung, verfügten aber deshalb über eine größere Kanalkapazität. Sie könnten somit den Mangel an terrestrischen Frequenzen für die Verbreitung weiterer Rundfunkprogramme am ehesten beseitigen, wenn die weitaus größte Zahl der Rundfunkteilnehmer an Kabelnetze angeschlossen wäre. In diesem Zusammenhang seien folgende Nachrichten-Satellitensysteme von Interesse:

– ECS

Dieses System umfasse fünf Satelliten. Zwei Satelliten seien bereits erfolgreich gestartet worden. Zehn der zwölf Kanäle eines jeden ECS-Satelliten könnten für Rundfunkübertragungen genutzt werden. Verschiedene Sendeantennen gestatteten unterschiedliche Ausleuchtzonen, z. B. West- und Mitteleuropa, Osteuropa bzw. Atlantik.

– Intelsat

Hier handele es sich um eine internationale Satellitenorganisation, an der mehr als 100 Staaten beteiligt seien. Das Intelsat-System werde laufend durch neue Satelliten ergänzt. Neben Fernmeldediensten könnten darüber auch Fernsehprogramme übertragen werden.

– Kopernikus (Deutscher Fernmeldesatellit DFS)

Dieses Fernmeldesatellitensystem sei von der Deutschen Bundespost bei einem deutschen Firmenkonsortium geordert worden. Es bestehe aus zwei Satelliten im Orbit, einem Reservesatelliten am Boden und 34 Erdeempfangsstellen. Für die Ausstrahlung von Fernsehprogrammen könnten bis zu sieben Kanäle verwendet werden.

Über die Nutzung dieser drei Satellitensysteme gebe es zur Zeit noch unterschiedliche Grundauffassungen zwischen der Deutschen Bundespost und den Bundesländern. Während die Post die Auffassung vertrete, daß die Einspeisung von Satellitenprogrammen in ihrem Ermessen liege, meinen die Bundesländer, daß nur sie für die Zuteilung dieser Fernmelde-Satellitenkanäle an Programmveranstalter verantwortlich seien.

In den vergangenen Jahren habe sich die Deutsche Bundespost entschieden, selbst örtliche Breitband-Kabelnetze für die Verbreitung von Rundfunkprogrammen einzurichten. In letzter Zeit ginge jedoch die Deutsche Bundespost von ihrem ursprünglichen Ziel, eine flächendeckende Verkabelung des Bundesgebietes vorzunehmen, ab und strebe nunmehr eine großflächige Verkabelung der Ballungsgebiete und dicht bewohnter Siedlungsräume an, weil Kabelnetze sich wirtschaftlich rentieren sollten. Nach den Erwartungen der Deutschen Bundespost würde sich die Entwicklung in den nächsten Jahren folgendermaßen vollziehen:

anschließbare Haushalte			**tatsächlich angeschlossene** Wohneinheiten	
Ende	in Mio.	in % aller Haushalte	in Mio.	in % aller Haushalte
1985	4,6 – 4,9	18	1,5 – 1,7	6 – 7
1986	6,2 – 6,7	25	2,6 – 2,8	10 – 11
1987	7,6 – 8,4	31	3,6 – 4,3	14 – 17

Nach Angaben des Bundespostministeriums sei bis Anfang der 90er Jahre mit etwa 50 bis 60 % anschließbaren Haushalten im Bundesgebiet zu rechnen. Dies ergäbe, so Müller-Römer, aber erst maximal 15 Millionen „versorgte" Haushalte. Gehe man von der optimistischen Annahme aus, daß sich jeder zweite Haushalt an das Kabelnetz der Deutschen Bundespost anschließen lasse, werde es 1990 nur etwa 7 bis 7,5 Millionen tatsächlich ans Kabelnetz angeschlossene Haushalte geben. Dagegen könnten bereits heute 22,5 Millionen Fernsehhaushalte die terrestrisch abgestrahlten Programme empfangen. Im Gegensatz dazu sei beim Rundfunksatelliten davon auszugehen, daß bereits wenige Jahre nach dem Start des Satelliten (etwa 1988/89) 7 bis 8 Millionen Haushalte im Bundesgebiet die Satellitenprogramme empfangen könnten. Dies entspreche dann einer „Reichweite" von insgesamt 16 bis 19 Millionen Menschen. 1990 dürften die Programme des deutschen Rundfunksatelliten von etwa 12 Millionen Haushalten empfangen werden können. Im Jahr 2000 werde die Vollversorgung des Bundesgebietes mit jenen Programmen, die über den direktempfangbaren Rundfunksatelliten abgestrahlt würden, erreicht sein; an das Kabel seien dann bestenfalls 40 bis 50 % aller Haushalte angeschlossen. Für das Erzielen entsprechender Minutenpreise bei der Werbung werde diese Entwicklung natürlich von ausschlaggebender Bedeutung sein. Die höheren Gebühren für die Nutzung eines Kanals auf dem Rundfunksatelliten mit ca. 25 bis 28 Millionen DM pro Jahr gegenüber den Kosten für die Nutzung eines Kanals auf einem der Nachrichtensatelliten mit ca. 15 bis 20 Millionen DM pro Jahr spielten keine ausschlaggebende Rolle. Die Gebühren für den Satellitenkanal würden ohnehin weniger als 10 % der gesamten Programmkosten betragen.

Eine wesentlich verbesserte Technik führe heute dazu, daß die Programme von Fernmeldesatelliten auch mit Antennen wesentlich geringeren Durchmessers empfangen werden könnten. Die gleiche Aussage gelte für den Rundfunksatelliten. Derzeit sei die Kanalzahl aus energetischen Gründen beschränkt. Eine Verringerung der Sendeleistung, z. B. auf 80 oder 100 Watt, hätte zur Folge, daß künftig mit relativ wenig Mehraufwand eine größere Anzahl von Sendekanälen auf dem Satelliten untergebracht werden könnte. Eutelsat habe vorgeschlagen, einen neuen Satelliten zu konstruieren, über den dann bis zu 20 Fernsehkanäle von jedermann direkt empfangbar sein könnten. Verschiedene europäische Länder hätten bereits ihr Interesse gezeigt.

Müller-Römer meinte, daß sich künftig Fernmeldesatelliten und Rundfunksatelliten immer mehr einander annähern würden. Dieser neue Satellitentyp werde als „Medium-Power-Satellit" bezeichnet. Dieser Entwicklung sollte daher in Zukunft verstärkt Aufmerksamkeit gewidmet werden.

Über Zusatzinformationen für Hörfunk und Fernsehen sprach der Technische Direktor des Norddeutschen Rundfunks, Gerhard Lahann. Empfindlichere Geräte und der Ausbau der Sendernetze hätten dazu geführt, daß die Anzahl der zu empfangenden UKW-Programme in den vergangenen Jahren ständig gestiegen sei. Das Bedienen und das Abstimmen der Rundfunkempfänger sei damit schwieriger geworden. Mit der Freigabe des Frequenzbereiches oberhalb 100 MHz werde künftig die Bedienung der Geräte weiter beeinträchtigt. Von der Union der Europäischen Rundfunkorganisationen (UER) sei unter Mitwirkung des Instituts für Rundfunktechnik ein System für den Hörfunk entwickelt worden, das auf UKW unhörbare Zusatzinformationen übertrage und damit, insbesondere bei mobilen Empfangsgeräten und in den Kabelnetzen der Post, zu einem wesentlich erhöhten Abstimmkomfort und zu einer Vielzahl von Bedienerleichterungen führe. In diesem System seien folgende Komponenten enthalten:

- senderspezifische Daten, die als Abstimmhilfen genutzt werden können (z. B. Programmkettenkennung, alternative Frequenzen, der Name der Programmkette, eine Verkehrsfunkkennung und eine Verkehrsdurchsagekennung);
- programmbezogene Informationen (z. B. Decodersteuerung, Musik/Sprache-Kennung, Programmbeitragskennung, Radiotext, Kennsignal für die Programmart und ein Zeitsignal);
- zusätzliche Dienste und betriebsinterne Signale (z. B. Identifikation der Programmquelle für die Fernsteuerung von Sendern).

Die Ausstrahlung des Signalspektrums des Radio-Daten-Systems (RDS) werde auf einem Unterträger von 57 kHz vorgenommen, der dem Stereo-Multiplexsignal am Eingang des UKW-Senders hinzugefügt werde. Der Unterträger werde von dem bi-phase-codierten Datensignal amplitudenmoduliert. Da bei Sendern, die das Verkehrsfunksystem ARI ausstrahlen, bereits der Unterträger 57 kHz benutzt werde, müsse das RDS-Signal mit unterdrücktem Träger bei 90° Phasenverschiebung gegenüber dem ARI-Signal hinzugefügt werden.

Mit der Einführung des Radio-Daten-Systems wären erhebliche Investitionen verbunden. Allein die erste Ausbaustufe (Programmkettenkennung einschließlich Bereichskennung, Name der Programmkette, Verkehrsfunkkennung, Verkehrsdurchsagekennung) würde, nach heutigem Kenntnisstand, für die gesamte ARD etwa 16 Millionen DM erfordern. Für die zweite Ausbaustufe (Programmartenkennung, Musik/Sprache-Kennung, Programmbeitragskennung, Radiotext, Decodersteuerung, Zeitsignal) wären – außer den Investitionskosten in Höhe von 18 Millionen DM – für die Aufbereitung der Daten in den Studios auch Personalkosten zu berücksichtigen. Die Rundfunkanstalten würden im Hinblick auf das Kostenvolumen zunächst nur die Ausbaustufe 1 weiterverfolgen. Da es in der Bundesrepublik Deutschland teilweise sehr komplexe Sendernetze gebe, müßten sehr unterschiedliche Konfigurationen berücksichtigt werden. Damit nicht in Zukunft durch die Einführung von RDS Beschränkungen in der zur Zeit gegebenen Freizügigkeit des Zusammen- und Auseinanderschaltens von Netzen hingenommen werden müßten, sei noch eine Reihe von Untersuchungen erforderlich. Erst nach Vorliegen der Ergebnisse könne über die allgemeine Einführung abschließend beraten werden.

Lahann berichtete weiter über einen neuen Service für die Fernsehteilnehmer, das Video-Programm-System (VPS), mit dem ARD und ZDF zur Funkausstellung 1985 begonnen hätten. Dieses System sei unter maßgeblicher Beteiligung des Instituts für Rundfunktechnik und gemeinsam mit der Technischen Kommission des ZVEI-Fachverbandes Unterhaltungselektronik in Zusammenarbeit mit den Rundfunkanstalten von ARD und ZDF entwickelt worden. In der Datenzeile 16 des Fernsehsignals würden dabei spezielle Zusatzinformationen übertragen werden, die jeden Programmteil exakt definierten und es entsprechend ausgerüsteten Videorecordern ermöglichten, bestimmte vorprogrammierte Sendungen – unabhängig von einer eventuellen Verschiebung – zeitgenau aufzuzeichnen. Die Datenzeile sei bisher nur für Quellenkennungen, Fernsteuersignale, Übertragungen von Meßwerten und die Mehrkanalton-Identifikation benutzt worden. Letztere signalisierte dem Fernsehsender, ob eine Mono-, Stereo- oder Zweikanalsendung übertragen werde.

Für das Video-Programm-System würden vier noch freie Bytes der Zeile 16 verwendet, um die Zusatzinformationen zu übertragen, die einen Nationalitätencode, die Programmquelle, das Datum und die Uhrzeit einschließen würden. Als Modulationsart würde eine Biphase-Modulation mit einer Datenrate von 2,5 Mbit/s verwendet.

Der Videorecorder müsse wie bisher vom Fernsehteilnehmer programmiert werden (Programmquelle, Tag der Sendung, Monat und Uhrzeit). Zu Beginn jedes Programmbeitrages würden nun die Rundfunkanstalten in der Zeile 16 das sogenannte VPS-Telegramm senden. Der Recorder würde im Bruchteil einer Sekunde seinen programmierten Code mit diesem VPS-Telegramm vergleichen. Stimmten beide überein, so starte der Videorecorder sofort die Aufzeichnung des Programms. Gäbe es im Programm eine Unterbrechung, so werde auch das zugehörige VPS-Telegramm nicht mehr gesendet. Der Recorder bemerke dies und schalte ab. Er zeichnet erst wieder auf, wenn das gleiche VPS-Telegramm wieder gesendet würde. Sei der Programmbeitrag beendet, ende auch das VPS-Signal und die Aufzeichnung sei abgeschlossen. Der Recorder beginne erst wieder, wenn sich unter den folgenden VPS-Telegrammen eines finde, das mit seinem vom Fensehteilnehmer einprogrammierten Code übereinstimme. Beginne ein Programmteil später als in den Zeitschriften ausgedruckt, dann werde von den Rundfunkanstalten auch das zugehörige VPS-Signal später gesendet. Der Videorecorder beginne mit der Aufzeichnung erst, wenn er dieses VPS-Signal erkenne.

Um die Programmierung der Videorecorder weiter zu erleichtern, würde die Technik der Übernahme von VPS-Daten aus dem Fernsehtextsignal („Fernsehtext programmiert Videorecorder") von den Rundfunkanstalten und der Industrie intensiv weiterentwickelt werden. Diese Arbeiten könnten die Grundlage der nächsten VPS-Fernsehgeräte-Generation werden, etwa zur Internationalen Funkausstellung 1987.

Den Themenkreis 2 „Rundfunktechnik morgen" eröffnete Prof. Dr.-Ing. Ulrich Messerschmid, Direktor des IRT, mit einem Vortrag über „High Definition Television" (HDTV). Das „hochauflösende Fernsehen" werde eines Tages eine wesentlich verbesserte Bildqualität im Fernsehen bringen, die der hohen Qualität des 35-mm-Kinofilms gleichkomme. Neben dem erheblich gesteigerten Seherlebnis für die Zuschauer ermögliche HDTV darüber hinaus im Studio eine sehr hohe Qualität, die es als Ausgangsmaterial für alle Vertriebswege des Medienmarktes geeignet erscheinen lasse. Für den Studiostandard bestünden im CCIR folgende Zielvorstellungen:

- Codierung in den Komponenten Y, U und V,
- doppelte Horizontalauflösung,
- doppelte Vertikalauflösung,
- Bild/Seitenverhältnis in einem Breitwandformat,
- Konvertierbarkeit in bestehende Standards mit mindestens der dort gewohnten Bildgüte,
- Möglichkeit, auf Film aufzuzeichnen,
- Festlegung der Normparameter in analoger wie auch in digitaler Form.

Störeffekte wie Cross-Colour oder Cross-Luminance würden vollständig vermieden werden. Die doppelte Auflösung erscheine auch im Hinblick auf die Verbesserungsmöglichkeiten konventioneller Systeme ausreichend und angemessen, da nachträgliche Verbesserungen im Empfänger prinzipiell natürlich auch bei HDTV möglich seien. Kontrovers werde derzeit die Frage diskutiert, ob in Europa 60 Hz als derzeit einziger Kandidat für eine weltweit einheitliche Bildfrequenz akzeptabel erscheine. Aus der Sicht des Rundfunks habe die Forderung nach einer solchen weltweit einheitlichen Norm höchste Priorität. Die UER und die deutschen Rundfunkanstalten hätten daher beschlossen, ihre Anstrengungen zu verstärken, eine solche einheitliche Produktionsnorm trotz der bereits entstandenen Schwierigkeiten dennoch zu erreichen.

Unter dem Aspekt „Produktions- und Nutzungsaspekte" sprach Dr. Albrecht Ziemer, Technischer Direktor des ZDF, über das hochauflösende Fernsehen. Das in HDTV produzierte Programm ließe sich, so Ziemer, in einer über dem heutigen Standard liegenden Qualität als elektronisches Bandmaterial kopieren oder vervielfältigen und einer weiteren professionellen oder kommerziellen Verwendung zuführen. Dies könne in Kopien gleichen Formates oder auch über Down-Konvertierung in PAL oder SECAM geschehen, die dann auf den üblichen Wegen zur Verbreitung kommen würden. Eine weitere Möglichkeit der kommerziellen Nutzung liege bei der Bildplatte und dem Videorecorder. Die Rundfunkanstalten könnten also in Zukunft die kommerzielle Verwertung ihrer HDTV-Produktionen für Videorecorder und Bildplatte selbst vornehmen. Außerdem sei eine elektronische Einspielung in spezielle HDTV-Kinos denkbar, da die HDTV-Qualität eine Großbildprojektion zulasse. Einen weiteren Nutzungsbereich stelle die Konvertierung in 35-mm-Kinofilm dar.

Im Interesse eines intensiven internationalen Programmaustausches müsse einer welteinheitlichen Produktionsnorm ein hoher Stellenwert eingeräumt werden. Nur ein gemeinsamer Studiostandard könne den besonders für Europa so wichtigen Programmexport beleben.

Die magnetische Aufzeichnung von HDTV-Produktionen erfordere wegen der höheren Bandbreite eine größere Aufzeichnungsgeschwindigkeit. Diese müsse, wie bereits realisierte Anlagen bestätigen, mindestens verdoppelt werden. Die Kapazität eines herkömmlichen Bandes schrumpfe damit auf die halbe Zeit zusammen. Dies bedeute häufigeren Bandwechsel, zusätzliche Betriebsfunktionen, eine aus wartungs- und betriebstechnischer Sicht höhere Maschinenkapazität und höheren Steuerungsaufwand. Ebenfalls füllten sich infolge des größeren Anfalls von Bandmaterial die Archive doppelt so schnell. An eine gleichzeitige Nutzung der Technik- und Studioeinrichtungen sowohl für HDTV als auch für die bestehende Fernsehnorm sei nicht zu denken. Es handele sich bei HDTV um eine völlig neue technische Ausrüstung mit anderen Anforderungen. Spätestens in der zweiten Generation sei mit einer weitgehenden Digitalisierung in HDTV-Studiobereichen zu rechnen.

Ziemer rechnet nicht mit einer baldigen Einführung von HDTV als Alternative zur bestehenden Fernsehnorm, und zwar aus Gründen der Frequenzknappheit. Allerdings, so Ziemer, sei zu erwarten, daß sich bereits in nächster Zeit zunehmend Produzenten aus Konkurrenz-

und Marktgründen dieser neuen Technik bedienen würden. Dies gelte besonders dort, wo hohe Qualitätsanforderungen gestellt würden. Spitzenkünstler und beliebte Showmaster würden jenem Produzenten den Vorzug geben, der ihren Programmbeiträgen, außer über Fernsehen, noch eine weitergehende multimediale Vermarktung ermögliche.

Dr. Henning Wilkens, Direktor am IRT, berichtete abschließend über die Fortschritte bei der Einführung des digitalen Hörfunks. Um die in der Audiotechnik erreichbare Qualität im Studio dem Teilnehmer nicht nur über die Compact-Disc oder die in der Entwicklung befindliche Kassette zugänglich zu machen, sei ein System für die Satellitenübertragung über den direktempfangbaren Rundfunksatelliten entwickelt worden, welches die gleichzeitige Ausstrahlung von 16 Stereoprogrammen in der gleichen Qualität ermögliche. Das System zeichne sich u. a. durch folgende Merkmale aus:

- Vielzahl von Programmen (16 Stereoprogramme, auch als Monokanäle auftrennbar),
- leichte Bedienbarkeit des Empfängers,
- gute Empfangbarkeit mit erheblich kleineren Parabolantennen für Einzelempfang,
- problemlose Verteilung in Kabelanlagen,
- großes Versorgungsgebiet bei optimaler Ausnutzung des Frequenzbandes,
- beste Qualität, wie sie von der Compact-Disc bekannt ist,
- preiswerte Empfangsgeräte.

Es wäre wünschenswert, so Wilkens, daß bei der anstehenden Verteilung der Satellitenkanäle von Anfang an einer der Kanäle für Hörfunk vorgesehen werde, damit diese programmliche und technische Innovation aus deutscher Entwicklung auch in anderen Ländern Interesse errege und Verbreitung fände. Die in anderen Ländern geplante Nutzung freier Datenkapazität im neuen Fernsehstandard D2-MAC sei für die Teilnehmer nicht so attraktiv, da die Antennendurchmesser für den Empfang ebenso groß sein müßten wie für den Fernsehempfang und die Qualität und die Vielfalt wegen beschränkter Kapazität nicht erreicht werden könne.

Zum digitalen terrestrischen Hörfunk führte Wilkens aus, daß man hierbei noch auf erhebliche technische Schwierigkeiten stoße. Wolle man im UKW-Bereich die analoge Frequenzmodulation durch Digitalmodulation ersetzen, so sei hier die Mehrwegeausbreitung des Signals für den Empfang hinderlich. Mit sehr großem Aufwand müßten die einfallenden Echos eliminiert werden. Untersuchungen der TU Hannover und des IRT hätten gezeigt, daß Empfänger mit der heutigen Technologie wahrscheinlich nicht wirtschaftlich herzustellen seien. Wünschenswert wäre eine den digitalen Modulationsverfahren angepaßte Kanalverteilung ohne Aufgabe der Forderung nach Frequenzökonomie. Zur Ausarbeitung eines Gesamtkonzeptes für ein derartiges terrestrisches, digitales Hörfunksystem seien noch Grundlagenuntersuchungen in den Forschungsinstituten durchzuführen, bevor hierüber Prognosen möglich seien.

Ulrich Paasche
Bayerischer Rundfunk, München

TAGUNGEN UND AUSSTELLUNGEN

Termine

7. 2. – 8. 2. 1986 Chicago	20th Television Conference (SMPTE)
4. 3. – 7. 3. 1986 Montreux	80th AES CONVENTION
17. 3. – 19. 3. 1986 Bad Nauheim	NTG-Fachtagung Sensoren – Technologien und Anwendung
17. 3. – 20. 3. 1986 London	IERE Conference on Video, Audio and Data Recording
9. 4. – 16. 4. 1986 Hannover	Hannover-Messe 86
21. 4. – 23. 4. 1986 Paris	EUROCON 86 Advanced Technologies and Progresses in Communication and Power Systems
12. 5. – 16. 5. 1986 München	ICDSC 7 7th International Conference on Digital Satellite Communications
13. 5. – 15. 5. 1986 Berlin	ShowTech 86
13. 5. – 16. 5. 1986 Stuttgart	CAT 86 (Computer Aided Technologies in Manufacturing)
2. 6. – 6. 6. 1986 Mainz	12. Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft (FKTG)
3. 6. – 6. 6. 1986 Chicago	The International Conference on Consumer Electronics (ICCE)
10. 6. – 12. 6. 1986 Garmisch-Partenkirchen	7. Europäische Telemetrie Konferenz (etc 86) Ausstellung für Technisches Messen und Fernwirken
11. 6. – 14. 6. 1986 Stuttgart	telematica 86
24. 6. – 28. 6. 1986 Frankfurt	BROADCAST 86 Internaticnale Fachmesse für Film, Funk, Fernsehen

PUBLIKATIONEN DER TECHNISCHEN ZENTRALE DER UER

Die Technische Zentrale der UER (Union der Europäischen Rundfunkorganisationen, englisch: European Broadcasting Union EBU) veröffentlicht seit Jahren technische Publikationen, deren Inhalt die mannigfaltigen Aktivitäten der Technischen Kommission der UER und ihrer zahlreichen Arbeitsgruppen widerspiegelt.

Da diese Veröffentlichungen besonders für den Kreis der RTM-Leser von Interesse sind, geben wir nachfolgend mit Stand vom November 1985 eine Übersicht über neuere Publikationen, die außer in englischer auch in französischer Sprache unter folgender Adresse bestellt werden können:

Centre Technique de l'U.E.R.
32, Avenue Albert Lancaster
B – 1180 Bruxelles
Belgien

Der Preis der Publikationen liegt je nach Umfang zwischen 25 und 750 Belgischen Franken (bfr.) zuzüglich Verpackung und Porto. Derzeitiger Umrechnungskurs: 100 bfr. ≈ 5,– DM.

Bei den Veröffentlichungen ist zu unterscheiden zwischen „Offiziellen Technischen Texten", „Technischen Dokumenten" und „Technischen Monographien".

1. Offizielle Technische Texte

Diese Publikationsreihe der UER gliedert sich in

- Technische Standards
- Technische Empfehlungen
- Technische Verlautbarungen (Statements)
- Technische Informationen.

Technische Standards:

N6 – 1983: Helical-scan television recording on 24.4-mm tape

N8 – 1983: Parallel digital video interface for production facilities

N9 – 1985: Digital audio interface for professional production equipment

N10 – 1985: Parallel component video interface for non-composite ENG signals

Technische Empfehlungen:

R4 – 1979: Characteristics of colour film materials intended specifically for use in television

R12 – 1979: Characteristics of television film-scanners for use in the broadcasting of colour films

R14 – 1981: Adoption of a preferred video-cassette format for the international exchange of recorded programmes for viewing purposes

R20 – 1980: Exchanges of television programmes recorded on 25.4-mm tape according to EBU formats B and C

R21 – 1979: Interface connections for electronic news-gathering equipment

R22 – 1985: Acoustical properties of control rooms and listening rooms for the assessment of broadcast programmes

R23 – 1982: Procedure for the operational alignment of grade-1 colour monitors

R24 – 1980: Facilities to be provided for visiting ENG crews

R25 – 1983: Exchange of recorded television programmes with two synchronous sound tracks on a separate support

R26 – 1981: The use of insertion-reference signals (IRS) in television production installations

R27 – 1982: Audio automatic measurement equipment

R28 – 1982: Subjective assessment method to be normally used for 625-line television pictures

R29 – 1982: Design of handbooks for broadcasting equipment

R30 – 1982: Training requirements associated with projects dealing with broadcasting equipment

R31 – 1983: Methods of the measurement of the characteristics of television cameras

R32 – 1984: Analogue component recording equipment for ENG applications

R33 – 1985: Introduction of radio data in VHF/FM sound broadcasting

R34 – 1985: Interface for the interconnection of ENG cameras and portable VTRs using non-composite signals

R35 – 1985: The adoption of one picture scrambling method

Technische Verlautbarungen (Statements):

D17 – 1979: Camera lenses for electronic news-gathering

D18 – 1979: Video tape-cassettes for electronic news-gathering

D19 – 1979: Batteries for electronic news-gathering equipment

D20 – 1979: Performance of audio tracks used for recording time-code signals on television tapes

D21 – 1979: Preferred level and impedance for the output of time-code generators

D22 – 1979: Decoding delay for the EBU time-and-control code

D23 – 1979: Timing relationship between the subcarrier reference and the line synchronising pulses for PAL recordings

D24 – 1979: Relationship between the time addresses in the EBU time-and-control code and the eight-field sequence of the 625-line/50-fields PAL television signal with which the code is associated

D25 – 1979: Synchronising pulse generators for 625-line/50-fields PAL signals

D26 – 1979: Editing requirements for electronic news-gathering

D27 – 1980: EBU requirements for digital audio disks

D28 – 1980: The chromaticity of the luminophors of television receivers

D29 – 1980: Line identification of the D_R/D_B sequence of SECAM signals

D30 – 1981: Mounting arrangements for lightweight cameras

D31 – 1981: Measurements of the influence of environmental hazards on portable ENG equipment

D32 – 1981: Digital main level television standard for studios

D33 – 1982: Lower level digital video standards

D34 – 1982: Equipment for automatic measurements of 625-line video signals

D35 – 1982: Automatic video measuring equipment (conformity with CCIR Recommendation 569-1)

D36 – 1982: EBU requirements concerning digital video recording equipment

D37 – 1982: EBU Members' policy on digital video tape recording

D38 – 1982: Main characteristics for teletext systems for European broadcasting organisations

D39 – 1982: Single recording format for television videocassette recorders integrated with television cameras

D40 – 1982: Operating requirements for television videocassette recorders for integration in ENG camera-recorder combinations

D41 – 1983: Preferred camera/lens interface on 18-mm (2/3-in) lightweight cameras

D42 – 1983: International digital transmission standards for point-to-point distribution of television signals

D43 – 1984: Character coding to control the character generator within teletext terminals

D44 – 1985: Satellite sound broadcasting in the 500 to 2000-MHz frequency band

D45 – 1985: Preservation of auxiliary-information in digital audio systems

D46 – 1985: Choice of the first IF frequency range for DBS receivers

D47 – 1985: Transmit power of broadcast satellites.

Technische Informationen:

I9 – 1982: Parameter values for the 625/50 4:2:2 member of the extensible family of digital video coding standards for studios

I10 – 1983: Digital magnetic recording of sound

I11 – 1985: Maintenance and digital equipment

2. Technische Dokumente

(Dokumente der Tech.-Serie)

3084: EBU standards for television tape-recordings (2nd edition, 1975)

3087: Colour motion-picture film materials especially suited to presentation by colour television (2nd edition, 1979)

3091: Optical viewing conditions for films intended for colour television (1970)

3094: Specifications for the basic signals recommended by the EBU for the synchronisation of television sources (1971)

3095: Review of existing systems for the synchronisation between film cameras and audio tape-recorders (1973)

3096: EBU code for the synchronization between film cameras and audio tape-recorders (3rd edition, 1985)

3097: EBU time-and-control codes for television tape-recordings (625-line television systems) (3rd edition, 1982)

3099: Study of the effect of various impairments on the 20T pulse (1973, Neuauflage 1985)

3201: Identification of television transmissions in Europe (1974)

3202: Storage of magnetic tapes and cinefilms (1974)

3203: Universal film leader for cinema and television (1973)

3205: The EBU standard peak-programme meter for the control of international transmissions (2nd edition, 1979)

3206: Technical parameters for LF/MF broadcasting (1974)

3207: EBU transmitter data cards (fiches) (1975)

3208: Use of digital techniques in broadcasting (1974)

3209: Performance specification of equipment for EBU insertion signals (625-line television systems) (1974)

3210: Synchronised groups of transmitters in LF and MF broadcasting (1974)

3211: Label for the exchange of programmes on film (1975)

3212: Professional training of the staff of broadcasting organisations: Assistance given by Members of the EBU to new and developing countries (1975)

3213: EBU standard for chromaticity tolerances for studio monitors (1975, Neuauflage 1981)

3214: Ionospheric propagation in Europe in VHF television Band I (1976)
Volume I
Volume II

3215: Guiding principles for the design of electronic equipment (2nd edition, 1980)

3216: Specification of automatic video measuring equipment (2nd edition, 1976)

3217: Specification of insertion data signal equipment for international transmissions (3rd edition, 1977)

3218: Colour television film-scanners (2nd edition, 1979)

3219: Measurements and operational alignment of television tape-recorders for broadcasting (2nd edition)
1st part: Alignment and reference tapes – in Vorbereitung –
2nd part: Operational alignment on television tape-recorders for broadcasting (1985)
3rd part: Special electrical measurements for television tape-recorders for broadcasting – in Vorbereitung –
4th part: Special mechanical measurements for television tape-recorders for broadcasting – in Vorbereitung –

3220: Satellite broadcasting – Design and planning of 12-GHz systems (1976, Neuauflage 1981)

3221: Guiding principles for the design of television waveform monitors (2nd edition, 1978)

3222: Analysis of the 1977 Geneva Plan for satellite broadcasting at 12 GHz (1977)
Preface
Volume I: Summary statistical analysis. List of the preponderant interferers

Volume IIa and b: Detailed analysis for Region 1
Volume III: Detailed analysis for Region 3
Volume IV: Summary statistical analysis. Power flux densities created in Region 2
Volume V: Graphical results and miscellaneous statistics

3223: Analysis of the Geneva LF/MF Plan (1975) and comparison with the present situation (European broadcasting area) (1977)

3224: Educational technology and its use in the design of training programmes (with specific reference to production technician training) (1978)

3225: EBU report on electronic news-gathering (2nd edition, 1981)

3226: Utilisation of low-power rebroadcast transmitters within the EBU (VHF/FM – radio and television) (1979)

3228: Housing of rebroadcast transmitters (1979)

3229: Operation and maintenance of rebroadcast transmitters (1981)

3230: EBU transportable control-centre equipment (1979)

3231: Direct broadcasting experiments with OTS – Synthesis of results (1981)

3232: Displayable character sets for broadcast teletext (2nd edition, 1982)

3233: ENG helical-scan videocassette system using 19-mm (3/4-inch) tape (U-matic H format) (1980)

3234: Analogue television transmission tests with OTS – Synthesis of results prepared jointly by the EBU and Interim Eutelsat (1981)

3235: World Administrative Radio Conference 1979 – Analysis and extracts of decisions relating to the broadcasting and satellite broadcasting services in the European broadcasting area (1982)

3236: VHF/FM planning parameters and methods (1982)

3237: Methods of measurements of the colorimetric fidelity of television cameras (1983)

3238: Methods for measuring the main characteristics of television cameras (1983)

3239: The design of handbooks for broadcasting equipment (1983)

3240: Main characteristics of a „level-2" teletext system for European broadcasting organisations using the fixed-format principle (1982)

3241: Main characteristics of a teletext system for European broadcasting organisations using the variable-format principle (1982)

3242: Statistics of the occupancy of the HF bands for broadcasting (1985)

3243: Modulation-processing techniques for sound broadcasting (1985)

3244: Specifications of the radio data system RDS for VHF/FM sound broadcasting (1984)

3245: Remote-control systems for television production equipment (1984)

3246: EBU parallel interface for 625-line digital video signals (1983)

3247: EBU serial interface for 625-line digital video signals (1985)

3248: Essential characteristics for a Eutelsat I receiving earth station having the minimum required performance for television (1985)

3250: Specification of the digital audio interface (1985)

3. Technische Monographien

3101: Lighting for television (1964)

3102: Receiving and measuring stations for broadcasting purposes (1965)

3103: Towers and masts for VHF and UHF transmitting aerials (1965)

3104: Site selection for VHF and UHF transmitting stations (1965)

3105: Safety regulations for the staffs of broadcasting organisations (1966) (2nd edition, 1967)

3106: Specifications for 625-line television transmitters (1970)

3107: Special requirements of television transmitting equipment for UHF (1966)

3108: High-altitude VHF and UHF broadcasting stations (1966) (2nd edition, 1981)

3109: Technical advice for listeners and viewers (1968)

3111: Radio-relays for television (1984)

3112: Low-budget television services (1972)

3113: Mobile units for the measurement of field-strength and frequency (1973)

3114: Lighting for colour television (1974)

3115: Organisation of measures to control electrical interference (1974)

3116: Video measurement and the correction of video circuits (1978)

3117: The protection of broadcasting installations against damage by lightning – in Vorbereitung –

3118: Unconventional sources of energy for broadcasting installations – in Vorbereitung –

NACHRICHTEN

SWF-Intendant Hilf ab 1. Januar 1986 ARD-Vorsitzender

In der Hauptversammlung der ARD am 3. Juli 1985 in Bremen wurde der Südwestfunk als geschäftsführende Anstalt der ARD für das Jahr 1986 gewählt. Als neuer ARD-Vorsitzender wird somit ab 1. Januar 1986 Intendant Willibald Hilf als Nachfolger von Intendant Friedrich Wilhelm Räuker (NDR) amtieren.

Richtfest für SRT-Erweiterungsgebäude

Am 10. Oktober 1985 fand das Richtfest für den Erweiterungsbau der Schule für Rundfunktechnik statt. Das neue Gebäude enthält neben Unterrichtsräumen ein Fernsehübungsstudio, eine Übungshalle für Außenübertragungstechnik (mit Übungsfahrzeugen des SRT) und eine Reihe von Büros und Lehrerzimmern.

Die Stifter der SRT wenden für Baukosten knapp 15 Mio. DM auf; weitere 10 Mio. DM werden in den Jahren 1986/87 für technische Investitionen aufgewandt.

Der Erweiterungsbau wurde in den Jahren 1980/81 geplant und mit den zuständigen Kommissionen und Gremien der deutschen Rundfunk- und Fernsehanstalten beraten. Planungsgrundlage war ein „reduzierter" Fortbildungsbedarf: Als Minimum für den Fortbildungsbedarf wurde angenommen, alle Angehörigen der Zielgruppen von SRT-Fortbildungskursen sollten innerhalb von sieben Jahren einmal an einem SRT-Kurs teilnehmen können. Neuere Umfragen über den Bildungsbedarf der SRT-Stifter haben bestätigt, daß der Erweiterungsbau keinesfalls zu groß geplant wurde: Schon jetzt melden die Stifter mehr als doppelt soviel Bedarf an Kursplätzen an, wie die SRT befriedigen kann. Dazu kommt das Interesse aus dem Bereich privater Medien an Aktivitäten der SRT.

Die SRT ist bemüht, das neue Gebäude im Laufe des Jahres 1987 in Betrieb zu nehmen. Dann wird insbesondere der Fortbildungsbereich über fernsehtechnische Themen erweitert werden können. Schon jetzt aber ist zu erkennen, daß auch mit dieser Erweiterung der Aus- und Fortbildungsbedarf der Stifter nicht voll befriedigt werden wird. Daher gilt es, die vorhandenen Kapazitäten auch in Zukunft möglichst effizient zu nutzen.

Wolfgang Krank wird Vorsitzender der Technischen Kommission ARD/ZDF

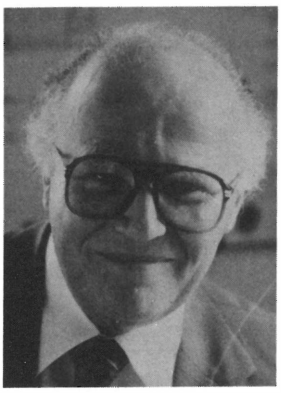
Mit Beginn des Jahres 1986 übernimmt der Südwestfunk den Vorsitz in der ARD, der in den letzten zwei Jahren beim Norddeutschen Rundfunk lag. Automatisch wechselt damit auch der Vorsitz der Technischen Kommission ARD/ZDF. Ab 1. Januar 1986 wird daher der Technische Direktor des Südwestfunks, Dr. Wolfgang Krank, neuer Vorsitzender der TEKO. In den letzten zwei Jahren hatte der Technische Direktor des Norddeutschen Rundfunks, Dipl.-Ing. Gerhard Lahann, dieses Amt inne.

Gerd Pohle übernimmt den Vorsitz der FSBL-Konferenz

Ab 1. Januar 1986 wird Gerd Pohle, Leiter der Hauptabteilung Hörfunk- und Fernseh-Betriebstechnik beim Süddeutschen Rundfunk, neuer Vorsitzender der Fernseh-Betriebsleiter (FSBL). Er löst Gunnar Putnaerglis, Leiter der Abteilung Fernsehtechnik bei Radio Bremen, ab, der den Vorsitz seit Januar 1984 innehat.

PERSÖNLICHES

Johannes Webers 60 Jahre alt



Am 21. September feierte Johannes Webers seinen 60. Geburtstag. Geboren 1925 in Chemnitz, machte er 1943 sein Abitur, kam dann zu einer Luftnachrichteneinheit und studierte Elektrotechnik in Braunschweig und München. Nach einer kurzen Tätigkeit als Werkstudent bei der Firma Blaupunkt kam er 1948 als Tontechniker zur Bavaria Filmkunst AG nach Geiselgasteig, wurde 1950 als Toningenieur Leiter des Meßdienstes und des Prüffeldes für Tonfilmaufnahmeapparaturen und war in dieser Eigenschaft bis 1951 an der Einführung des Magnettonverfahrens bei der Bavaria Atelier GmbH tätig, dem sich bis 1955 die Einführung der 4kanaligen stereofonischen Aufnahmetechnik für die Musikaufnahme, Synchronisation und Mischung nach dem Cinemascope-Verfahren anschloß. 1961 wurde er Leiter der Abteilung Ton- und Filmtechnik, wobei ihm von 1964 bis 1967 die Neueinrichtung der Synchron- und Mischstudios übertragen wurde. Eine ähnliche Aufgabe stellte von 1968 bis 1970 die Modernisierung des Bavaria-Musikstudios in der Schornstraße dar, wo die 24-Spur-Aufnahmetechnik eingeführt wurde. 1974 wurde er technischer Leiter und 1978 technischer Geschäftsführer des Bavaria-Filmkopierwerkes. In dieser Zeit wurde auch die Betriebsstätte Berlin des Kopierwerkes gegründet. Es folgte ab 1979 der Aufbau der Videotechnik und die Einrichtung einer Produktionsstätte in Berlin für bespielte Videokassetten.

Seit 1981 ist der Jubilar Technischer Leiter der Gesamt-Bavaria, dem 1982 die Einrichtung der elektronischen Aufnahmestudios und 1984 der Bau der Filmaufnahmehalle 9, der größten Filmhalle Europas mit einer Grundfläche von 2500 m^2 und einem Volumen von 43 000 m^3 unterstand. Parallel zu diesem geradlinigen Aufstieg in der Bavaria, wo ihm 12 Patente erteilt wurden, ist er durch zahlreiche Veröffentlichungen in Fachzeitschriften und durch Vorträge, ganz besonders aber durch seine Fachbücher „Tonstudiotechnik" (das bereits in 4. Auflage erschienen ist), „Bild und Ton synchron" und „Handbuch der Film- und Videotechnik" einer breiten Öffentlichkeit bekannt geworden. Seit 1969 ist er Gastdozent an der Hochschule für Fernsehen und Film in München. Viele ehrenamtliche Tätigkeiten begleiten seinen Berufsweg. So war er 1950 Gründungsmitglied des Verbandes Deutscher Tonmeister, trat 1952 der DKG bei und gehörte von 1966 bis 1972 zur Leitung der DKG-Abteilung München und von 1977 bis 1982 dem Vorstand der FKTG an. Seit 1985 ist er Leiter des Fachausschusses „Filmtechnik" der NTG. Die Normung der Tontechnik ist sein besonderes Anliegen. So leitet er seit 1968 im FAKI und in der ISO entsprechende Arbeitsausschüsse und ist ferner seit 1969 Mitglied der SMPTE und seit 1972 der AES.

Bei diesen vielfältigen beruflichen und ehrenamtlichen Tätigkeiten sollte man meinen, einen abgehetzten und nervösen Manager vor sich zu haben. Das Gegenteil ist der Fall. Stets freundlich und liebenswürdig gewinnt er seine Umgebung für sich, läßt Einwendungen gelten und überzeugt nicht nur durch sein enormes Fachwissen, sondern auch durch die Ruhe und sein kollegiales Verhalten. Die Fachwelt ist ihm dankbar für diese Mitarbeit und für viele Anregungen und wünscht ihm weiterhin viele Jahre der Gesundheit und des erfolgreichen Schaffens.

Herbert Tümmel

Hans Fillinger 60 Jahre alt

Am 18. Oktober 1985 wurde Hans Fillinger, Leiter des Kopierwerkes beim ZDF in Mainz, 60 Jahre alt. In Varenholz im Landkreis Lemgo geboren, besuchte er nach der Grundschule die Lehrbildungsanstalt Ratzeburg. Den beruflichen Weg mußte Hans Fillinger wie so viele junge Männer dieser Generation abbrechen und als Soldat an die Front. Nach dem Krieg erlernte er von 1946 bis 1949 bei der damaligen Filmkopieranstalt Hadeko den Beruf des Filmkopienfertigers. Zunächst Schichtleiter und Lichtbestimmer, wurde Hans Fillinger wegen seiner organisatorischen Fähigkeiten und der gründlichen Kenntnisse des Fabrikationsbetriebes und neuer Fertigungsmethoden schon bald als technischer Betriebsleiter eingesetzt.

1957 wechselte Hans Fillinger zum WDR nach Köln und war in der dortigen Filmkopieranstalt als stellvertretender Leiter tätig.

Nach der Gründung des ZDF wurde Hans Fillinger am 1. Oktober 1962 zu einem der Mitarbeiter der ersten Stunde. Er übernahm als Betriebsingenieur die Aufgaben der Koordinierung aller für das ZDF tätigen Kopierwerke, also sowohl der externen als auch der im Auftrag tätigen. Zu Beginn der ersten Sendungen verfügte das ZDF bereits über eigene Kopierwerke in der damaligen provisorischen Sendezentrale Eschborn und im Studio Bonn.

Im neuen ZDF-Sendezentrum Mainz ist 1984 auch das heutige Entwicklungs- und Kopierwerk in Betrieb genommen worden, das Hans Fillinger bis ins Detail mit entwickelt hat. Der Betrieb ist hier auf die veränderten Anforderungen – weniger aktueller Film, dafür verstärkt szenische Produktionen – eingestellt. So sind z. B. Negativ-Positiv-Bearbeitungsprozesse möglich. Auch wird die schon in der provisorischen Sendezentrale Wiesbaden begonnene und sich wirtschaftlich lohnende Wiederverwendung von Bädern im Sinne des praktizierten Umweltschutzes noch umfassender durchgeführt.

Für die kommenden Jahre wünschen wir Hans Fillinger weiterhin alles Gute bei möglichst voller Gesundheit.

Gerhard Weißhuhn

Herausgeber: Institut für Rundfunktechnik GmbH, München. ISSN 0035-9890

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

Redaktion: Dipl.-Ing. (FH) R. Hengstler, Dipl.-Ing. H. Mücke, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45, Ruf (089) 3 23 99 383, Fernschreiber 5/215 605 irtm d.

Redaktioneller Beirat: Dr. N. Mayer, Prof. Dr. G. Plenge, Dr. H. Roigas, Floriansmühlstraße 60, 8000 München 45.

Verlag: Mensing GmbH + Co KG, Schützenwall 9—11, 2000 Norderstedt. Es erscheinen jährlich 6 Hefte mit einem Gesamtumfang von etwa 300 Seiten. Bezugspreis: Jahresabonnement 110,— DM zuzüglich Versandspesen. Bezugsbedingungen: Bestellungen über den Buchhandel oder beim Verlag. Abbestellungen müssen 6 Wochen vor Ablauf des Kalenderjahres vorliegen. Einzelhefte werden nach Umfang berechnet und über den Buchhandel ausgeliefert. Auslieferungsdatum 20. 12. 1985. Einzelpreis dieses Heftes 22,50 DM. Alle Rechte vorbehalten. Nachdrucke, auch auszugsweise sowie anderweitige Vervielfältigungen sind nur mit schriftlicher Genehmigung des Verlages gestattet.

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

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