

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 60 (1969)
Heft: 19

Artikel: Die Übertragung stereophoner Rundfunkprogramme über UWK-Sender nach der amerikanischen FCC-Norm
Autor: Schenkel, A.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-916178>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 15.05.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

BULLETIN

DES SCHWEIZERISCHEN ELEKTROTECHNISCHEN VEREINS

Gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins (SEV)
und des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)

Die Übertragung stereophoner Rundfunkprogramme über UKW-Sender nach der amerikanischen FCC-Norm ¹⁾

Von A. Schenkel, Zürich
60 - 70

621.396.97:681.84.087.7

In den Ländern, welche die Schweiz umgeben, werden seit einiger Zeit regelmässig stereophone Rundfunkprogramme ausgestrahlt, die auch innerhalb unseres Landes von einer grossen Hörerzahl empfangen werden können. Obwohl sich die zuständigen Stellen in der Schweiz nicht aktiv mit der Frage des Stereoe-rundfunks befassen, scheint es doch gerechtfertigt, die recht interessanten Aspekte in technischer Sicht etwas zu beleuchten. In Bezug auf die Stereophonie ist das in Europa benützte System ein getreues Abbild des in den USA genormten FCC-Verfahrens.

Im Sinne einer Systemstudie wird das Spektrum des Multiplex-signals erläutert und dabei die wichtige Tatsache hervorgehoben, dass dieses in gleicher Weise als Frequenzmultiplex- wie auch als Zeitmultiplexsignal aufgefasst werden kann. Auf Grund dieser Systemeigenschaften werden die daraus resultierenden Möglichkeiten zur Codierung und Decodierung angegeben. Wie sich aus den entsprechenden Blockschemata leicht ersehen lässt, sind in Bezug auf Schaltungstechnik wesentliche Unterschiede zu erwarten.

Les pays entourant la Suisse émettent depuis quelque temps régulièrement des programmes radiophoniques en stéréophonie qui sont également captés dans notre pays par un grand nombre de personnes. Bien que les instances compétentes de notre pays ne s'occupent pas activement des questions relatives à la radiodiffusion stéréophonique, il semble néanmoins justifié d'éclaircir du point de vue technique ses divers aspects fort intéressants. Du point de vue de la stéréophonie, le système utilisé en Europe constitue une copie fidèle du procédé-FCC normalisé aux USA.

On explique dans le sens d'une étude de système le spectre du signal multiplex, en insistant sur le fait important que ce dernier peut être envisagé de la même manière comme signal multiplex de fréquence que de signal de durée multiplex. Sur la base de ces propriétés, on indique les possibilités résultantes du point de vue du codage et du décodage. Tel que le schéma bloc le laisse entrevoir, facilement, ce système laisse présumer des différences considérables du point de vue des circuits.

Die Einführung des Rundfunks über frequenzmodulierte UKW-Sender im Frequenzband von 87,5...104 MHz (Europa), bzw. 88...108 MHz (Amerika) hat in den letzten beiden Jahrzehnten zu einer wesentlichen Verbesserung des Heimempfanges geführt. Neben einer grösseren regionalen Programmauswahl wurde damit nicht zuletzt auch die Möglichkeit der störfreien Übertragung von Programmen in höchster technischer Wiedergabequalität eröffnet, die auch von der programmlichen Seite her in zunehmendem Masse ausgenützt wird. Nachdem die Probleme der monauralen Tonaufzeichnung und der Rundfunkübertragung damit technisch weitgehend gelöst waren, wurde seitens der Elektroakustik die bereits lange bekannte stereophone Tonwiedergabe zu grösserer Verbreitung geführt, indem Verfahren gesucht und genormt wurden, um stereophone Aufzeichnungen auf den herkömmlichen Tonträgern wie Tonband und Schallplatte auszuführen. Um vollen Gebrauch von der auf den Tonträgern gespeicherten Information machen zu können, wurde auch die Frage nach der Stereophonie im Rundfunk aufgeworfen. Erste Versuchssendungen wurden über getrennte Sender ausgestrahlt, von denen der eine amplituden-

moduliert, der andere frequenzmoduliert war, jedoch zeigte sich bald, dass nur eine kompatible Übertragung über einen frequenzmodulierten UKW-Sender erfolgversprechend war. Der Begriff der Kompatibilität ist in dem Sinne aufzufassen, als ein herkömmlicher monauraler Empfänger in der gleichen Weise auf die Signale der beiden Stereokanäle ansprechen soll. Ein solches Signal entspricht mithin der Summe der beiden Stereosignale; das normalerweise für einen monauralen Empfänger benötigte Signal wird dadurch nahezu vollwertig ersetzt.

Die stereophone Rundfunkübertragung hat verschiedenen, zum Teil widersprüchlichen Forderungen Rechnung zu tragen, so dass die Einführung in den USA von einem heftigen Wettstreit verschiedener Systemvorschläge begleitet war. Es soll an dieser Stelle aber nicht der Versuch unternommen werden, eine Übersicht der zum Vorschlag gelangten Systeme zu geben, vielmehr sollen die Eigenheiten des in den USA genormten FCC-Verfahrens dargestellt werden, welches, abgesehen von unwesentlichen Einzelheiten, auch von europäischen Staaten benützt wird.

Die Anforderungen an die Übertragungsmethode entspringen einerseits dem Wunsch nach Kompatibilität und andererseits

¹⁾ Federal Communications Commission, für Rundfunkfragen in den USA zuständige Aufsichtsbehörde.

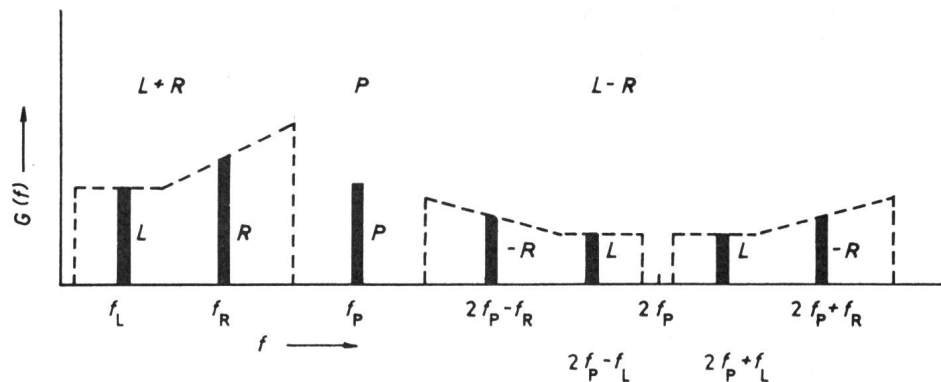


Fig. 1

Spektrum des Multiplexsignals mit den Enveloppen des kompatiblen Spektrums $L + R$ und des Zusatzspektrums $L - R$

Für den Spezialfall sinusförmiger Modulationsfrequenzen $l(t)$ und $r(t)$ sind die zugehörigen Spektrallinien eingezeichnet. Für das FCC-Verfahren sind die folgenden Frequenzen charakteristisch:

Pilotfrequenz	f_p	$= 19\,000 \pm 2$ Hz
Hilfsträgerfrequenz	$2f_p$	$= 38\,000 \pm 4$ Hz
Höchste Tonfrequenz	$f_{\max}$	$= 15\,000$ Hz
Obere Spektralgrenze	f_{gr}	$= 53\,000$ Hz

$G(f)$ Spektrallinien des FCC-Signals; L linker Kanal; R rechter Kanal; P Pilotträger; f Frequenz

nach einer möglichst guten Stereophonie. Zur Wahrung der Kompatibilität müssen folgende Punkte beachtet werden:

1. Der Sender muss in der herkömmlichen Art frequenzmoduliert sein (maximaler Hub ± 75 kHz);
2. Die Summe der stereophonen Signale muss wie bei monauralen Sendungen im Frequenzband von 30 Hz...15 kHz liegen

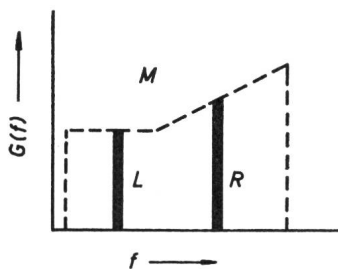


Fig. 2

Spektrum des monauralen Signals
 L linker Kanal; R rechter Kanal;
 M monaurales Spektrum; f Frequenz; $G(f)$ Spektrallinien des Mono-Signals

(keine Transponierung) und mit der Premphasis von 50 μ s versehen sein.

3. Die zusätzlichen Signale zur Erzeugung des Stereophonieeffektes und zur Trennung und Zuordnung der beiden Kanäle sollen oberhalb des Hörbereiches (15 kHz) liegen, so dass sie beim monauralen Empfänger nicht in Erscheinung treten.

4. Der Versorgungsbereich des Senders für monauralen Empfang soll möglichst wenig eingeschränkt werden.

Für eine einwandfreie Stereowiedergabe müssen darüber hinaus auch die folgenden Bedingungen erfüllt sein:

5. Es soll eine möglichst gute Kanaltrennung gewährleistet werden (Übersprechdämpfung mindestens 40 dB).
6. Die Signale sollen eindeutig dem linken oder rechten Kanal zugeordnet sein.
7. Die Demodulation und Decodierung im Empfänger soll einfach sein und erst hinter dem Zwischenfrequenzteil zusätzlichen Aufwand erfordern.

Die Lösung dieser Probleme wurde beim FCC-Verfahren durch die in Fig. 1 gezeichnete spektrale Verteilung der Modulationskomponenten gefunden. Weiter ist in Fig. 2 das bisherige monaurale Modulationsspektrum gezeichnet. Ein Vergleich zeigt, dass die spektrale Verteilung innerhalb des Hörbereiches identisch ist für das Stereosummensignal und das monaurale Signal.

Die zur Stereophonie notwendige Zusatzinformation besteht

- a) aus dem Differenzsignal $L - R$ der beiden Kanäle, das als amplitudenmoduliertes Signal um einen Hilfsträger von 38 kHz

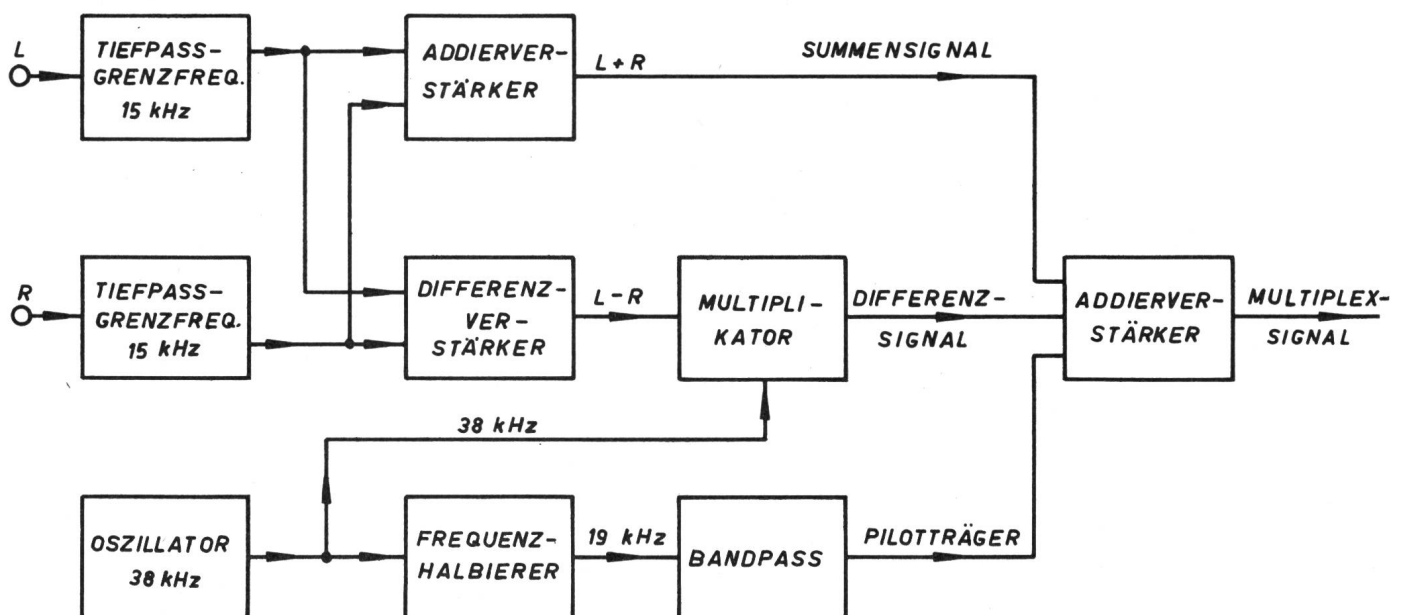


Fig. 3

Blockschema zur Erzeugung des Multiplexsignals nach dem Matrixverfahren (Matrixcoder)

Bezeichnungen siehe Fig. 1

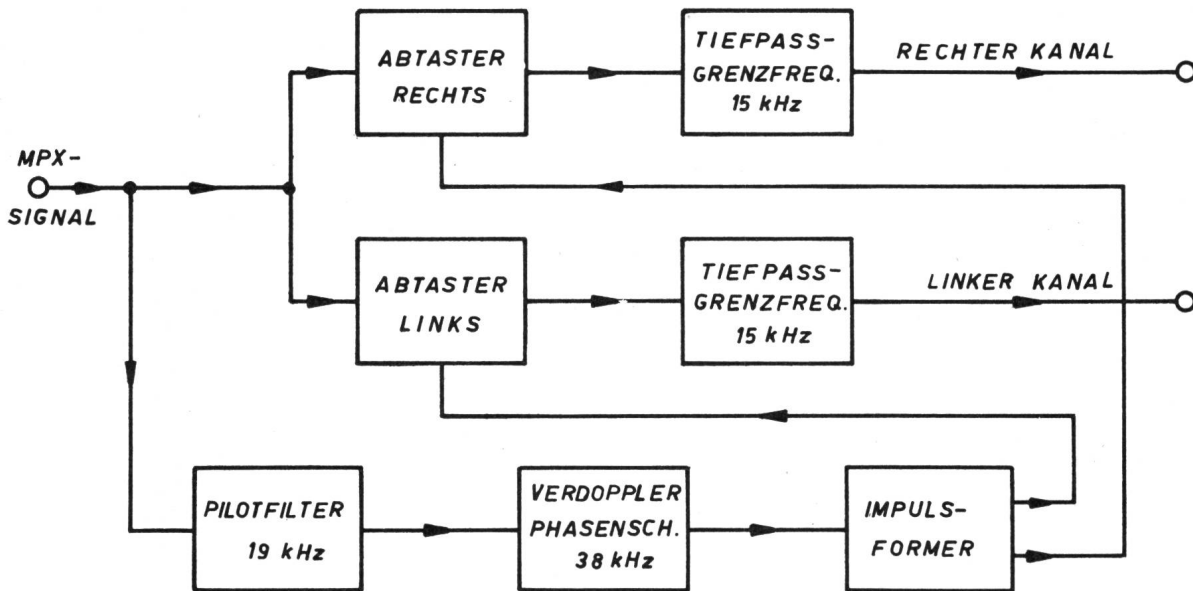


Fig. 4

Blockschema zur Decodierung des Multiplexsignals nach dem Abtastverfahren (Zeitmultiplexdecoder mit Abtastung)

übertragen wird. Der Träger selbst ist vollständig unterdrückt, so dass er keinen Energieanteil im Gesamtsignal beansprucht. Das Differenzsignal erhält vor der Modulation dieselbe Preemphasis von $50 \mu s$ wie das Summensignal;

b) aus dem Pilotträger von 19 kHz mit genau der halben Frequenz und identischer Phase des unterdrückten 38-kHz-Trägers. Wie später gezeigt wird, ist der Pilotträger für die phasenrichtige Rückgewinnung des unterdrückten Trägers und die seitenrichtige Zuordnung der Stereosignale im Empfänger verantwortlich.

Erzeugung und Decodierung des Multiplex-Signales

Aus dem Vorangegangenen lässt sich leicht eine Methode zur Erzeugung des Modulationsspektrums (Multiplexsignal) angeben. In Anlehnung an das Vorgehen in der Trägerfrequenztelefonie wird in einem symmetrischen Modulator eine Zweiseitenbandamplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger erzeugt. Dazu wird zuerst das Summen- und Differenzsignal mit Hilfe eines Matrixnetzwerkes gebildet. Dieses Summen- und Differenznetzwerk hat dem Verfahren den Namen Matrixverfahren gegeben. In Fig. 3 sind die zur Signalerzeugung prinzipiell notwendigen Funktionsblöcke zusammengestellt. Das Matrixverfahren ist ein typisches Frequenzmultiplexverfahren, bei dem den einzelnen Signalen völlig getrennte Frequenzbänder zugewiesen werden. Durch die Einführung folgender Zeitfunktionen lässt sich das Gesamtsignal in mathematisch übersichtlicher Form präsentieren

$$\begin{aligned} \text{Linker Kanal } L: l(t) & \quad \text{z. B. } L_0 \sin \omega_l t \\ \text{Rechter Kanal } R: r(t) & \quad \text{z. B. } R_0 \sin \omega_r t \\ \text{Pilotsignal } P: p(t) &= P_0 \sin(\omega_p t + \pi/4) \end{aligned} \quad (1)$$

Damit ergibt sich das Gesamtsignal $g(t)$:

$$\begin{aligned} g(t) &= l(t) + r(t) + && \text{(Summensignal im Basisband)} \\ &+ P_0 \sin(\omega_p t + \pi/4) + && \text{(Pilotträger)} \\ &+ l(t) \cos 2\omega_p t - r(t) \cos 2\omega_p t && \text{(Differenzsignal um Hilfsträger)} \end{aligned} \quad (2)$$

Bei Zusammenfassung entsprechender Terme folgt:

$$\begin{aligned} g(t) &= l(t) (1 + \cos 2\omega_p t) + && \text{(Beitrag des linken Kanals)} \\ &+ P_0 \sin(\omega_p t + \pi/4) + && \text{(Pilotträger)} \\ &+ r(t) (1 - \cos 2\omega_p t) && \text{(Beitrag des rechten Kanals)} \end{aligned} \quad (3)$$

Dabei zeigt sich, dass die Terme in den Klammern zu geeigneten Zeiten abwechselungsweise verschwinden, nämlich:

$$\begin{aligned} (1 + \cos 2\omega_p t) &= 0 \quad \text{für } \omega_p t = \pi/2 + \pi n \\ (1 - \cos 2\omega_p t) &= 0 \quad \text{für } \omega_p t = \pi n \\ (n &= 0, 1, 2, \dots) \end{aligned} \quad (4)$$

Gleichzeitig ist immer der andere Klammerausdruck maximal. Dies ermöglicht, das Signal zu den erwähnten diskreten Zeiten abzutasten, womit, abgesehen vom Pilotträger, eine Folge von Proben, wechselweise vom linken und vom rechten Kanal stammend, erhalten wird. Die so gewonnene Abtastfolge liefert für jeden Kanal zwei Abtastwerte pro Periode des Pilotsignals, was mithin einer Abtastfrequenz von 38 kHz entspricht. Diese wechselseitige, periodische Abtastung ist typisch für ein Zeitmultiplexverfahren und erlaubt nach der Nyquistgleichung die völlige Rückgewinnung (Decodierung) der ursprünglichen bandbegrenzten Signale L und R . Bemerkenswert ist dabei, dass diese Art der Decodierung den Umweg über die Summen- und Differenzbildung vermeidet und direkt die

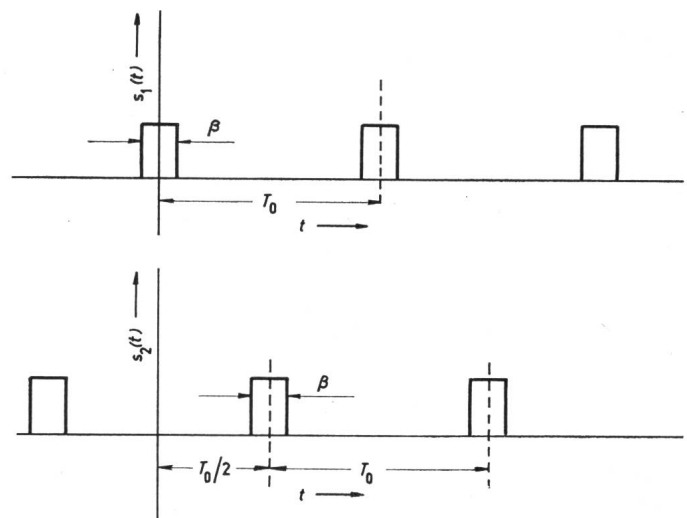


Fig. 5

Zeitlich gegeneinander verschobene Impulsfolgen zur Codierung nach dem Abtastverfahren

$s_1(t)$ Schaltfunktion, linker Kanal; $s_2(t)$ Schaltfunktion, rechter Kanal; T_0 Abtastintervall; t Zeit; β Abtastdauer

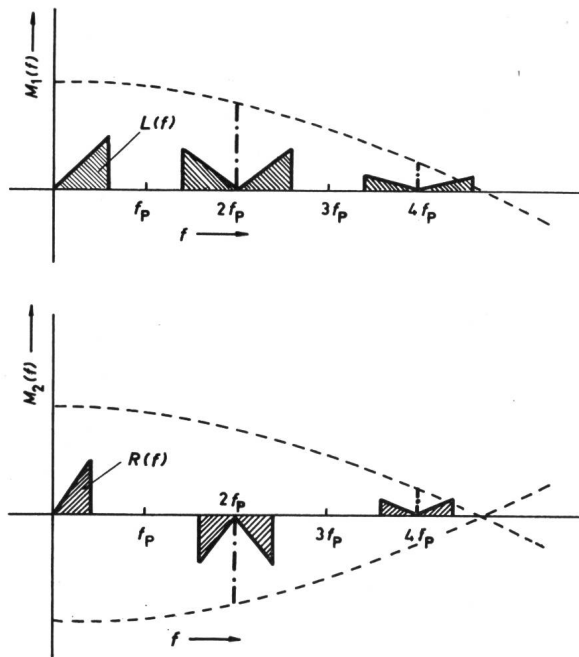


Fig. 6

Spektraldichteverteilung der abgetasteten Folgen $M_1(f)$ und $M_2(f)$ bei einer willkürlich gewählten Impulsbreite ($\beta/T_0 \approx 0,4$)

$L(f)$ Spektraldichte, linkes Signal; $R(f)$ Spektraldichte, rechtes Signal; f Frequenz; f_p Pilotfrequenz

$M_1(f)$, $M_2(f)$ Spektraldichten der Folgen $m_1(t)$ bzw. $m_2(t)$ nach Gl. (7)

Stereosignale liefert. Das Abtast- oder Zeitmultiplexverfahren zeigt so eine leicht überblickbare Methode zur Decodierung der Stereosignale auf der Empfängerseite, die als Blockscha in Fig. 4 dargestellt ist.

In ähnlicher Weise lässt sich auch die Codierung des Modulationssignales senderseitig auf dem Prinzip des Zeitmultiplex

aufbauen. Als Grundlage dazu dienen die in Fig. 5 gezeichneten zwei periodischen Schaltfunktionen, die sich in die folgenden Fourierreihen entwickeln lassen:

$$s_1(t) = \frac{\beta}{T_0} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \text{si} \left(n \pi \frac{\beta}{T_0} \right) \cos \left(2 \pi n \frac{t}{T_0} \right) \right] \quad (5)$$

$$s_2(t) = \frac{\beta}{T_0} \left[1 + 2 (-1)^n \sum_{n=1}^{\infty} \text{si} \left(n \pi \frac{\beta}{T_0} \right) \cos \left(2 \pi n \frac{t}{T_0} \right) \right] \quad (6)$$

$$\text{si}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$$

Diese Fourierreihen besitzen Linienspektren mit einem Abstand von $\omega = 2 \pi/T_0$. Da die zweite Reihe alternierende Vorzeichen aufweist, verschwinden in der Summe alle ungeradzahigen Spektrallinien, während die geradzahigen bezüglich einer Einzelreihe verdoppelt erscheinen.

Werden die beiden Zeitfunktionen $l(t)$ und $r(t)$ mit den Schaltfunktionen $s_1(t)$ und $s_2(t)$ multipliziert, so ergeben sich die amplitudenmodulierten Impulsfolgen $m_1(t)$ und $m_2(t)$:

$$m_1(t) = l(t) \frac{\beta}{T_0} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \text{si} \left(n \pi \frac{\beta}{T_0} \right) \cos \left(2 \pi n \frac{t}{T_0} \right) \right] \quad (7)$$

$$m_2(t) = r(t) \frac{\beta}{T_0} \left[1 + 2 (-1)^n \sum_{n=1}^{\infty} \text{si} \left(n \pi \frac{\beta}{T_0} \right) \cos \left(2 \pi n \frac{t}{T_0} \right) \right]$$

Die zugehörigen Spektren $M_1(\omega)$ und $M_2(\omega)$ werden durch Faltung des modulierenden NF-Spektrums $L(\omega)$ bzw. $R(\omega)$ am Linienspektrum $S_1(\omega)$ bzw. $S_2(\omega)$ erhalten. Entsprechend den erzeugenden Schaltfunktionen haben die daraus resultierenden Seitenbänder entgegengesetzte Vorzeichen bei ungera-

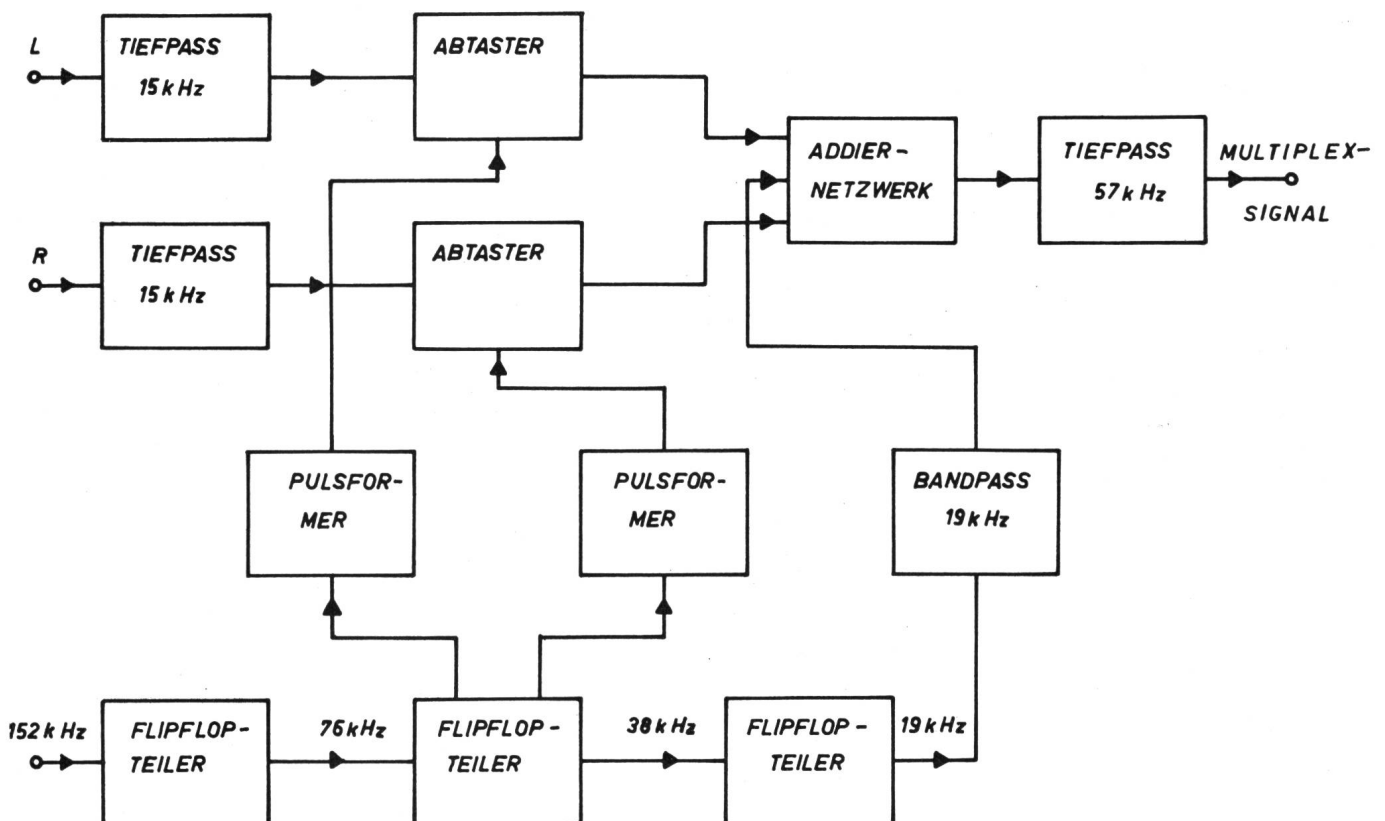


Fig. 7

Blockschema zur Codierung nach dem Zeitmultiplexverfahren mit Abtastimpulsen der Länge $\beta = 0,6033 T_0$

Bezeichnungen siehe Fig. 1

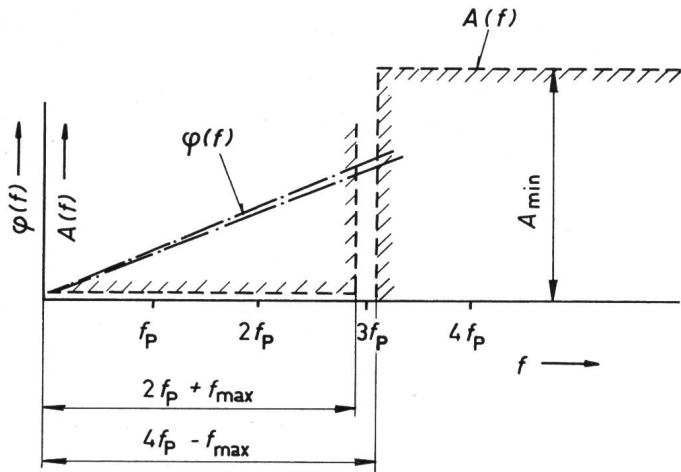


Fig. 8

Anforderungen an das Tiefpassfilter im Coder nach Fig. 7

Typische Werte:

$$2f_p + f_{\max} = 53 \text{ kHz} \quad A_{\min} = 40 \text{ dB}$$

$$4f_p - f_{\max} = 61 \text{ kHz}$$

$A(f)$ Dämpfungsverlauf; $\varphi(f)$ Phasenverlauf

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 6

den Spektrallinien von S_1 und S_2 und gleiche Vorzeichen bei geraden Spektrallinien.

Im Spektralbereich entsteht dadurch das Bild von zwei überlagerten, synchronen Amplitudenmodulationen mit unterdrückten Trägern, deren Seitenbänder sich mit alternierendem Vorzeichen periodisch wiederholen. Die Envelope ist durch

die oben angegebene si-Funktion bestimmt, so dass sich der spektrale Verlauf gemäß Fig. 6 darstellt.

Ein Vergleich mit dem in Fig. 1 gezeigten Spektrum eröffnet die Möglichkeit, die beiden Spektren unter geeigneten Voraussetzungen zu identifizieren. Dazu müssen folgende Bedingungen erfüllt sein:

1. Damit das Differenzsignal die richtige Amplitude erhält, muss gelten: $\text{si}(\beta/T_0) = 0,5$, d. h. $\beta/T_0 = 0,6033$.
2. Für das Abtastintervall findet man $T_0 = \pi/\omega_p = 1/2 f_p$
3. Die höheren Spektralanteile ($n \leq 2$) müssen durch ein Tiefpassfilter beseitigt werden.
4. Es muss ein Pilotträger der Frequenz ω_p zugesetzt werden.

Unter Berücksichtigung dieser Punkte kann das Stereosignal auf dem Prinzip des Zeitmultiplex erzeugt werden, das zugehörige Blockscheema ist in Fig. 7 angegeben. Bei der praktischen Realisierung dieser Punkte zeigt sich, dass die Erfüllung der ersten und dritten Bedingung besondere Sorgfalt erheischt. Zunächst muss das angegebene Verhältnis $\beta/T_0 = 0,6033$ durch genaue Zeitkreise sorgfältig eingehalten werden, um die Kanaltrennung hoch zu halten (siehe Anhang). Zur Beseitigung des höhergelegenen unerwünschten Seitenbandes, welches im Abstand von minimal 8 kHz nur um 9,9 dB geschwächt erscheinen kann, ergeben sich für das benötigte Tiefpassfilter relativ strenge Spezifikationen. Um keine Verschlechterung der Kanaltrennung durch Laufzeitunterschiede der verschiedenen Spektralanteile zu erhalten, werden an den Phasenverlauf hohe Linearitätsanforderungen gestellt, obwohl der Dämpfungsverlauf allein keinen besonderen Ansprüchen genügen muss. In

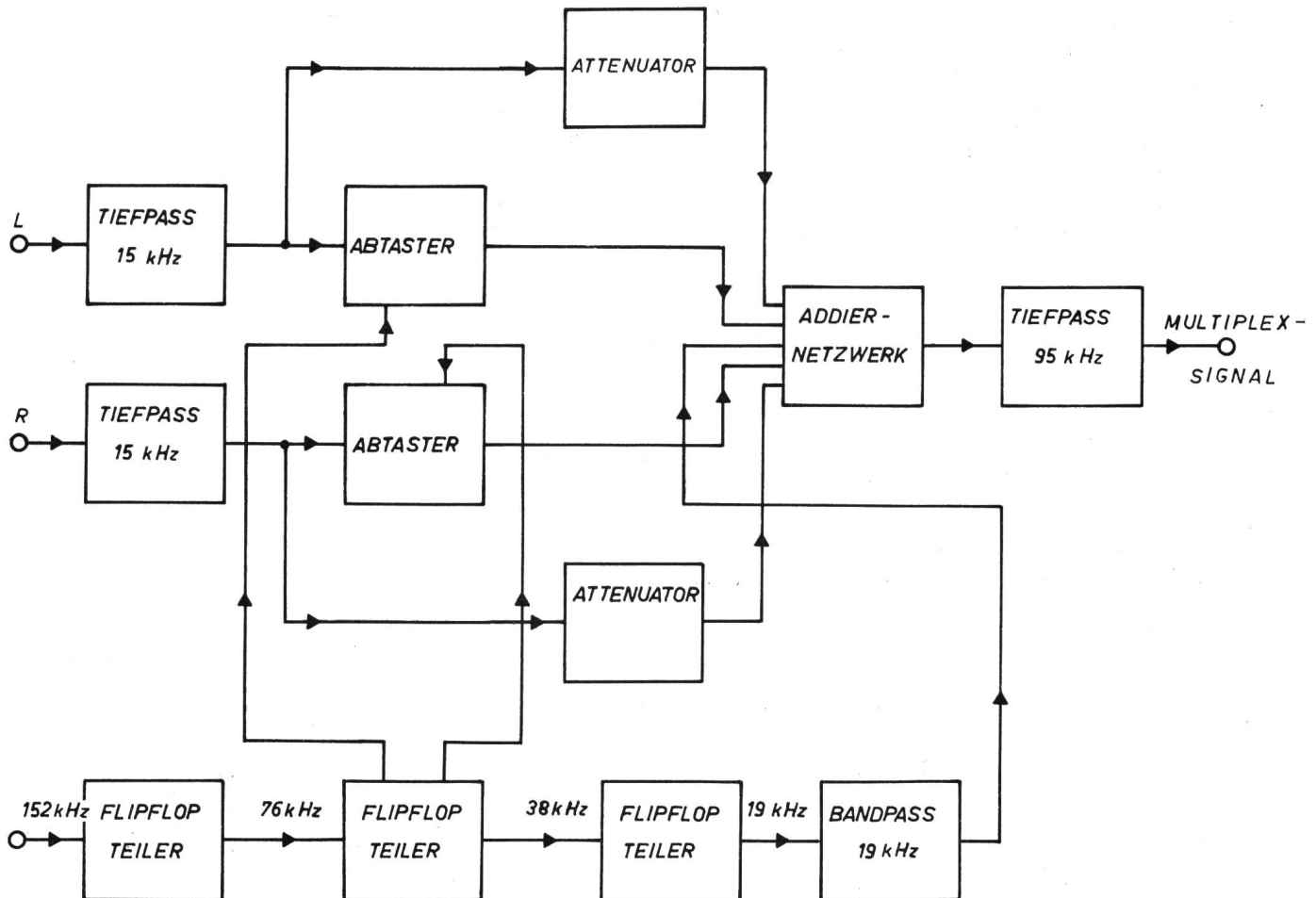


Fig. 9

Blockscheema zur Codierung mit symmetrischen Rechteckimpulsen nach dem Zeitmultiplexverfahren

Bezeichnungen siehe Fig. 1

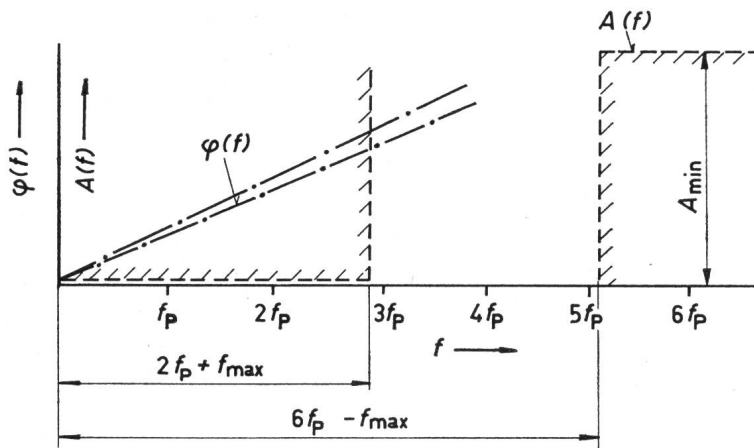


Fig. 8 sind die geforderten Verläufe für Dämpfung und Phase skizziert.

Das gewünschte Signal kann aber noch auf eine andere Weise gewonnen werden, indem nicht das Gewicht des Differenzsignals durch eine geeignet gewählte Abtastdauer gleich demjenigen des Summensignals gemacht wird. Vielmehr wird die Abtastdauer willkürlich gewählt und das im Verhältnis zum Differenzsignal zu kleine Summensignal durch Addition entsprechender Anteile vergrößert. Da in diesem Fall die Abtastdauer beliebig gewählt werden kann, ist es sinnvoll, sie gleich dem halben Abtastintervall zu wählen. Dies ergibt nicht nur maximale Signalleistung, sondern führt auch dazu, dass in den Formeln für $m_1(t)$ und $m_2(t)$ die Summanden gerader Ordnung verschwinden, so dass durch die spektrale Lücke bei $n = 2$ der nötige Tiefpass bedeutend geringere Anforderungen erfüllen muss. Das Blockschema dieser Codierungsart ist in Fig. 9 dargestellt; die Anforderungen an das Tiefpassfilter sind aus Fig. 10 ersichtlich.

Die Benützung breiter Impulse ist nicht nur bei der Herstellung des Multiplexsignals möglich, sie gestattet ebenfalls, die Decodierung vorzunehmen. Durch Multiplikation der

Fig. 10
Anforderungen an das Tiefpassfilter im Blockschema der Fig. 9
Typische Werte:
 $2f_p + f_{\max} = 53 \text{ kHz}$
 $6f_p - f_{\max} = 99 \text{ kHz}$
 $A_{\min} = 40 \text{ dB}$
Bezeichnungen siehe Fig. 8

Schaltfunktion $s_1(t)$ für $\beta = T_0/2$ mit dem nach Gl. (3) dargestellten Multiplexsignal findet man:

$$h_1(t) = \frac{1}{2} \left[\left(1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n\pi/2) \cos \omega_p n t \right) (l(t) + r(t) + \dots) \right] \quad (8)$$

Berücksichtigt man darin nur die Komponenten mit Spektralanteilen $\omega < \omega_p$, so ergibt sich:

$$h_1'(t) = \frac{1}{2} \left[l(t) + r(t) + \frac{2}{\pi} l(t) - \frac{2}{\pi} r(t) \right] = \frac{1}{2\pi} [(\pi + 2) l(t) + (\pi - 2) r(t)] \quad (9)$$

Es ist sofort ersichtlich, dass in $h_1'(t)$ der Anteil des linken Kanals überwiegt; das Verhältnis beträgt:

$$\frac{l}{r} = \frac{\pi + 2}{\pi - 2} = 4,504 \quad (10)$$

Ein entsprechendes Signal, in dem der Anteil des rechten Kanals überwiegt, wird erhalten, falls das Multiplexsignal mit der Schaltfunktion $s_2(t)$ multipliziert wird:

$$h_2'(t) = \frac{1}{2\pi} [(\pi + 2) r(t) + (\pi - 2) l(t)]$$

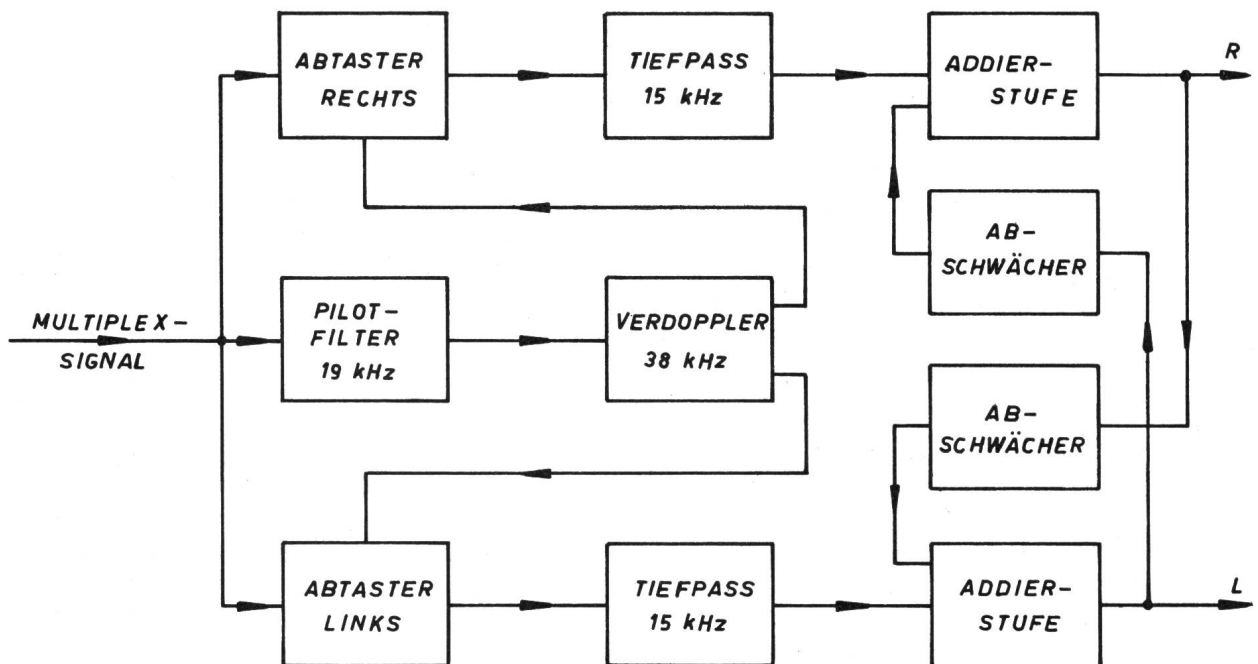


Fig. 11
Blockschema zur Decodierung mit symmetrischen Rechteckimpulsen nach dem Zeitmultiplexverfahren
Bezeichnungen siehe Fig. 1

Die gesuchten Stereosignale $l(t)$ und $r(t)$ können durch eine richtig bewertete Subtraktion aus den Funktionen $h_1'(t)$ und $h_2'(t)$ zurückgewonnen werden:

$$\begin{aligned} l(t) &= c \left[\frac{\pi+2}{\pi-2} h_2'(t) - h_1'(t) \right] \\ r(t) &= c \left[\frac{\pi+2}{\pi-2} h_1'(t) - h_2'(t) \right] \end{aligned} \quad (11)$$

Die Prinzipschaltung für eine derartige Decodierung ist in Fig. 11 gezeigt.

Anhang

Berechnung der Kanaltrennung bei abweichender Abtastdauer im Coder

Zurückgewonnene Signale bei idealer Decodierung des Frequenzmultiplexsignals:

$$\begin{aligned} l(t) + \Delta r(t) &= \frac{1}{2} \left\{ l(t) [1 + 2 \sin(\pi\beta/T_0)] + r(t) [1 - 2 \sin(\pi\beta/T_0)] \right\} \\ r(t) + \Delta l(t) &= \frac{1}{2} \left\{ r(t) [1 + 2 \sin(\pi\beta/T_0)] + l(t) [1 - 2 \sin(\pi\beta/T_0)] \right\} \end{aligned}$$

Daraus ergibt sich für die Kanaltrennung K :

$$K = \left| \frac{\Delta r(t)}{l(t)} \right| = \left| \frac{\Delta l(t)}{r(t)} \right| = \left| \frac{1 - 2 \sin(\pi\beta/T_0)}{1 + 2 \sin(\pi\beta/T_0)} \right|$$

In Tabelle I sind einige Werte von K für eine relative Abweichung ε vom idealen Wert für $\beta/T_0 = 0,6033$ zusammengestellt:

Tabelle I

ε	K	$\frac{K}{\text{dB}}$
0,10	0,094	-20,5
0,05	0,043	-27,3
0,02	0,017	-35,4
0,01	0,008	-41,9
0	0	$-\infty$
-0,01	0,008	-41,9
-0,02	0,016	-35,9
-0,05	0,039	-28,2
-0,10	0,075	-22,5

Aus diesen Werten ist ersichtlich, dass für eine Kanaltrennung von -40 dB die Abtastdauer wenigstens auf 1 % genau eingehalten werden muss.

Literatur

- [1] K. Wilhelm: Übersicht über die wichtigsten Vorschläge, Stereophonie über Rundfunk zu übertragen. NTZ 14(1961)3, S. 129...141.
- [2] K. Wilhelm: Die amerikanische Norm für die Übertragung von Stereophoniesendungen über den UKW-FM-Rundfunk. NTZ 14(1961)8, S. 379...380.
- [3] A. Ruhrmann: Die Senderseite des FCC-Stereophonie-Multiplexsystems für den UKW-FM-Rundfunk. NTZ 15(1962)3, S. 113...118.
- [4] C. G. Eilers: Receiver design considerations for stereophonic FM multiplex broadcasting. IRE international convention record 8(1960)7, p. 128...144.
- [5] Mess- und Betriebsgeräte für die Rundfunk-Stereophonie. Neues von Rhode und Schwarz -(1966)20, S. 5...41.
- [6] O. Reed: Broadcasting developments, now taking place. Proc. IRE 50(1962)5, p. 837...847.
- [7] W. Haak: Geräteentwicklung im Hinblick auf das in den USA genormte HF-Stereo-Verfahren. SEL-Nachrichten 10(1962)1, S. 53...56.

Adresse des Autors:

Dr. A. Schenkel, dipl. El.-Ing. ETH, Institut für Hochfrequenztechnik an der ETH, Sternwartstrasse 7, 8006 Zürich.

Commission Electrotechnique Internationale (CEI)

Sitzungen des CE 63, Systèmes d'isolation, vom 3. bis 5. März 1969 in Mailand

Durch die Einführung von immer neuen Isolations-Materialien und Kombinationen wuchs das Bedürfnis, klarer zwischen Materialien und Systemen, d. h. Kombinationen verschiedener Materialien zu unterscheiden. Dies um so mehr, als die Publikation 85 der CEI, Recommandations relatives à la classification des matières destinées à l'isolation des machines et appareils électriques en fonction de leur stabilité thermique en service, durch Übervereinfachung in Misskredit gebracht worden war. Um Materialien und Systeme gleichberechtigt zu behandeln, wurde parallel zum CE 15, Matériaux isolants (mit seinen SC 15A, B, C), das CE 63, Systèmes d'isolation, gegründet.

Die Gründungssitzung des CE 63 fand vom 3. bis 5. März 1969 in Mailand statt. Präsident ist G. L. Moses, USA, und Sekretär A. V. Khalkovsky, USSR. In seinen einleitenden Betrachtungen wies der Präsident darauf hin, dass durch die klare Trennung von Isolationsmaterialien und -systemen die Freiheit im Entwurf von Isolationen und die Nutzung der Eigenschaften bestimmter Materialien durch den Bau von Isolationssystemen für spezifische Zwecke zunehmen wird. Zur Kontrolle der Betriebstüchtigkeit solcher Systeme (Eigenschaften, die am einzelnen Material nicht immer genügend gut untersucht werden können) sind Prüf- und Auswertmethoden durch das CE 63 aufzustellen. Auf Grund dieser Resultate sollte es dann möglich sein, die Isolationssysteme so zu klassifizieren, dass zukünftige Benutzer leicht das für ihren spezifischen Zweck gesuchte Isolationssystem finden.

Aus den vor der Sitzung verteilten Dokumenten sind vor allem deren drei besonders hervorzuheben, nämlich 63(Secretariat)5, in dem die Grundprinzipien von Isolationssystemen und die dazugehörigen Klassifizierungsversuche beschrieben sind, und 63(USA)1, in dem im wesentlichen einem nächstens zu veröffentlichenden IEEE Paper entsprechend die allgemeinen Prinzipien für die Festlegung von Temperaturgrenzen rotierender elek-

trischer Maschinen behandelt sind. Im dritten Dokument schliesslich, 63(Secretariat)8, werden Vorschläge für das Arbeitsprogramm des CE 63 besprochen.

Über den Aufgabenkreis (domaine d'application) wurde eingehend diskutiert. Da es sich beim CE 63 um ein neues Comité d'Etudes handelt, ist im Folgenden in deutscher Übersetzung der Wortlaut des domaine d'application wiedergegeben:

Angaben über die leitenden Prinzipien und die Philosophie der Beurteilung von Isolationssystemen im allgemeinen.

Allgemeine Empfehlung für funktionelle Versuchsprogramme und Methoden, die der Beurteilung von Isolationssystemen und der Verwendbarkeit in elektrischen Maschinen und Apparaten (Equipment) dienen.

Programm und Methode von Funktionsversuchen an Isolationssystemen für verschiedene Typen von elektrischen Maschinen und Apparaten (Equipment) zur eventuellen Verwendung durch andere im Maschinen- und Apparatebau tätigen Gremien.

Klassifizierung von Isolationssystemen auf Grund ihrer Fähigkeit, die Gesamtheit der wichtigsten betrieblichen Beanspruchungen auszuhalten, wie sie durch die Gebrauchsbedingungen der Isolationen in Maschinen und Apparaten (Equipment) gegeben sind.

Weiter wurden 3 Arbeitsgruppen gegründet, in denen die Schweiz auch vertreten ist, mit folgendem Aufgabenbereich:

WG 1, Liste der Maschinen und Apparate (Equipment) und Studium der in ihnen auftretenden Beanspruchungen.

WG 2, Studium der bei Isolationssystemen massgebenden thermischen Gesichtspunkte.

WG 3, Studium der bei Modellversuchen für die Kriterien von Isolationssystemen massgebenden Gesichtspunkte und Vorschläge für Klassifizierungsversuche.

Auf Grund aller in Mailand diskutierten Punkte wird der Sekretär ein neues Arbeitsprogramm aufstellen. O. Hess