

# Mitteilungen SEV

Objektyp: **Group**

Zeitschrift: **Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins :  
gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen  
Elektrotechnischen Vereins (SEV) und des Verbandes  
Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)**

Band (Jahr): **51 (1960)**

Heft 11

PDF erstellt am: **21.07.2024**

## **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

## **Haftungsausschluss**

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

$$U_{vM} = Z_M i_{vM}$$

Die Wellengeschwindigkeit  $v_K$  im Isolator mit der relativen Dielektrizitätskonstante  $\epsilon$  ist gegeben durch

$$v_K = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}} c$$

$c$  Lichtgeschwindigkeit

Die Mantelwelle läuft infolge  $\epsilon = \mu = 1$  mit Lichtgeschwindigkeit, die Kabelwelle wegen  $\epsilon > 1$  langsamer. Für den längs des Mantels fließenden Strom  $i_M$  am Kabelanfang gilt die Randbedingung  $i = 0$ . Der von der Kabelwelle über  $C_K$  dem Mantel innen zugeführte Strom  $i_K$  speist somit die Mantelwelle auf eine Länge, die im Verhältnis der Wellengeschwindigkeiten grösser ist als die Welle im Kabel. Wenn z. B.  $v_M = 1,5 v_K$ , so wird pro Sekunde die Mantellänge  $1,5 v_K$  mit einer Ladung versehen, die gleich ist der Ladung der Kapazität  $c_K$  der Länge  $v_K$ . Daraus ergibt sich die Spannungsteilung beider Teilwellen zu:

$$\frac{u_K}{u_M} = \frac{v_M c_M}{v_K c_K}$$

Die Ströme beider Teilwellen bestimmen sich andererseits daraus, dass am Mantelanfang ein Strom 0 bestehen muss, der sich zusammensetzt aus dem Strom an der Mantelinnenhaut  $i_K$  und dem äusseren Mantelstrom  $i_M$ . Somit sind beide Ströme  $i_K$  und  $i_M$  gleich gross. Von der Ladung  $i_M t$  gehen im Falle  $v_M = 1,5 v_K$   $\frac{2}{3}$  in die Mantelkapazität  $c_{M1}$  der Länge  $v_K$ ,  $\frac{1}{3}$  in die Mantelkapazität  $c_{M2}$  der Länge  $v_M - v_K$ .

Auf der Strecke  $v_K$  fliesst im Mantel ein Gesamtstrom 0, entsprechend der Randbedingung bei  $x = 0$ . Vor dem Wellenkopf  $v_K$  dagegen fliesst ein wahrer Strom voller Höhe  $i_M = i_K$  auf der Strecke  $v_M - v_K$ , der noch nicht vom innern Kabelmantelstrom  $-i_K$  kompensiert ist.

Die Betrachtung zeigt erstens, dass eine Mantelwelle in Luft entsteht, die noch nicht von einer inneren Kabelwelle begleitet ist, nämlich auf der Länge  $(v_M - v_K) t$ . Zweitens ergibt sich, dass ein nicht geerdeter Kabelmantel beim Eindringen einer Welle auf beträchtliche Spannung kommt, nämlich annähernd auf die volle Wellenspannung der Freileitung, weil  $c_M \ll c_K$  ist. Hochspannungskabel

<sup>4)</sup> Der Autor ist von Prof. Dr. D. Müller-Hillebrand in Uppsala auf einen Aufsatz von I. C. Maxwell aus dem Jahre 1876 aufmerksam gemacht worden (British Association for the Advancement of Science 1876, Notices and Abstracts, p. 43), in dem dieser bereits vor bald 100 Jahren den «Faradaykäfig» als wirksames Element des Blitzschutzes beschreibt.

werden gelegentlich einseitig nicht geerdet, damit ein dort angebrachter Kabelstromwandler nur den Leiterstrom misst. An solchen Kabeln sind beim Schalten in der Anlage Überschlüge vom offenen Mantel an Erde zu beobachten, weil die einziehenden steilen Wanderwellen den oben geschilderten Vorgang der Mantelaufladung auslösen.

Auch dieses Beispiel zeigt, dass es nötig ist, metallische Kabelmäntel an beiden Enden zu «erden», d. h. auf kürzestem Wege an die Eisengerüste zu verbinden. Nur dann erfüllen diese Mäntel ihre Aufgabe eines ausgezeichneten Überspannungsschutzes für die umschlossenen Einrichtungen, ohne selber kurzzeitig auf Spannung zu kommen.

#### Zusammenfassung der Abschnitte 3, 4 und 5

Die Schutzwirkung von metallischen Kabelmänteln ist eine einfache und klare Folge des Induktionsgesetzes. Sie hängt vor allem damit zusammen, dass es bei Wechselfeldern kein Potential gibt, sondern nur Spannungen, die sehr stark vom Weg abhängen, auf dem sie gemessen werden. Daher gelingt es durch geschickte Wahl dieses Weges (nämlich innerhalb einer Röhre oder einem Kabelmantel) einen unter hoher Spannung stehenden Punkt unter Überwindung einer beliebig viel kleineren Spannung zu erreichen.

Im Grenzfall kann in einer Röhre aus gut leitendem Metall ein Punkt beliebig hoher Spannung (auf einem Weg ausserhalb der Röhre gemessen!) ohne Überwindung jeglicher Spannung erreicht werden.

Die Verallgemeinerung dieses Rohrprinzips auf einen beliebig gekformten Hohlkörper ist durchaus möglich; sie erklärt die ausserordentlich gute Schutzwirkung des Faradaykäfigs, der an sich das Grundprinzip zur Abschirmung elektromagnetischer Felder beliebiger Frequenz und damit ein grundsätzliches Vorbeugungsmittel gegen die Entstehung von Überspannungen bildet<sup>4)</sup>.

Der Faradaykäfig erlaubt einen Überspannungsschutz bei beliebig hohen Frequenzen (je höher, um so besser). Demgegenüber ist die übliche «Erdung» ein rein statischer gleichstrommässiger Begriff, der bei 50 Hz, wo der induktive Abfall auf den Erdleitungen noch nicht wesentlich grösser ist als der Ohmsche, gute Resultate als Überspannungsschutz geben kann, der aber bei hochfrequenten Vorgängen in der Regel versagen muss.

#### Adresse des Autors:

Prof. Dr. sc. techn. K. Berger, Versuchsleiter der Forschungskommission des SEV und VSE für Hochspannungsfragen (FKH), Seefeldstrasse 301, Zürich 8.

## Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

### Commission Electrotechnique Internationale (CEI)

Sitzung des Comité d'Etudes 33, Condensateurs de puissance, vom 4. bis 7. April 1960 in Rapallo

An der Sitzung des CE 33 nahmen unter dem Vorsitz von R. Nordell (Schweden) 33 Vertreter der Nationalkomitees aus 11 Ländern teil. Zur Behandlung gelangten neben kleineren administrativen Fragen 2 internationale Dokumente: Entwürfe für die Revision der Empfehlungen für Leistungskondensatoren, Publ. 70 der CEI, und eine neue Empfehlung für Seri kondensatoren. Das CES hatte zu beiden Dokumenten

seine Stellungnahme mit Änderungsanträgen bereits früher dem CE 33 unterbreitet.

Bei der Besprechung des Entwurfes zur Revision der Publ. 70 wurden die Vorschläge des CES mit wenigen Ausnahmen berücksichtigt. Eine Temperaturkategorie von  $-25^\circ$  bis  $40^\circ\text{C}$  wird eingeführt.  $40^\circ\text{C}$  gilt als die über max. 1 h auftretende Höchsttemperatur. Die thermische Prüfung wird

bei dieser Höchsttemperatur + 5 °C, also bei 45 °C vorgenommen. Zu eingehenden Diskussionen gab die Wechselspannungsprüfung zwischen Klemmen und Kessel bzw. zwischen Klemmen und Erde Anlass. Die Koordinationsregeln der CEI überlassen es den einzelnen Nationalkomitees, welche Spannungsreihe, sei es die Reihe 1 mit den niedrigeren oder die Reihe 2 mit den höheren Werten, für die einzelnen Objekte angewandt werden soll. Bei einer Abstimmung zeigte sich, dass die Vertreter der Nationalkomitees von Schweden, Norwegen und der Schweiz, letztere auf Grund eines Beschlusses des FK 33, für die höheren Werte eintraten, jedoch 7 Vertreter der anderen anwesenden Nationen die niedrigeren Werte der Spannungsreihe 1 bevorzugen. Der Vorsitzende entschied deshalb, dass in einer späteren Sitzung nochmals über diese Frage diskutiert werden soll, wobei die Zwischenzeit erlaubt, dass die verschiedenen Nationalkomitees mit den Vertretern ihrer Koordinationskomitees dieses Problem besprechen, um einen einstimmigen Beschluss fassen zu können.

Bei der Besprechung des Dokumentes für Empfehlungen für Seriendensatoren, welches unter der 6-Monate-Regel steht, wurden nur redaktionelle und materiell sich nicht stark auswirkende Änderungen beschlossen. Das CES hatte seinerzeit dem CE 33 Vorschläge unterbreitet, welche über dieses Mass hinausgingen. Die Vertreter des CES mussten deshalb die Mehrzahl der gemachten Anträge zurückziehen, um eine möglichst rasche Publikation der Empfehlungen nicht zu verzögern, wie dies übrigens die Delegierten der Mehrzahl der vertretenen Nationalkomitees tun mussten. Ein neuer Entwurf wird ausgearbeitet und den Nationalkomitees unter der 2-Monate-Regel zur Genehmigung unterbreitet.

Anlässlich der Besprechung der revidierten Empfehlungen für Leistungsdensatoren wurde auch die Frage aufgeworfen, ob darin auch die Metallpapierdensatoren eingeschlossen werden sollen. Dies wurde verneint, jedoch wurde die deutsche Delegation beauftragt, einen Entwurf auszuarbeiten, welcher in einer Arbeitsgruppe vorerst unter Teilnahme einzelner Vertreter interessierter Länder besprochen werden soll, bevor er dann zur Behandlung allen Nationalkomitees und dem CE 33 unterbreitet wird.

Neu in den Arbeitsbereich aufgenommen wurde, entsprechend der neuen Aufgabenstellung des CE 33 «Préparer des recommandations internationales pour les condensateurs de puissance», die Ausarbeitung von Empfehlungen für Koppungs-Kondensatoren, kapazitive Spannungswandler, Motoranlasskondensatoren und Kondensatoren für Fluoreszenzröhren.

Als nächster Tagungsort wurde Interlaken 1961 festgelegt.

Die Konferenz war vom Italienischen Elektrotechnischen Komitee aufs beste organisiert. Ein eingeschobener Tag ohne Vollsitzung erlaubte es, einzelne Detailfragen in kleinen Arbeitsgruppen abzuklären, wobei den andern Delegierten Gelegenheit geboten war, die nahen und ferneren Schönheiten des Tagungsortes kennen zu lernen und sich zu erholen.

H. Elsner

## Isolierende kohlenstoffhaltige Ablagerungen auf Silberkontakten

621.318.5.066.6

[Nach Th. Gerber: Isolierende kohlenstoffhaltige Deckschichten an Relaiskontakten. Techn. Mitt. PTT, Bd. 37(1959), Nr. 8, S. 283...303]

Elektrische Kontakte, die in einer durch organische Dämpfe verunreinigten Atmosphäre arbeiten, können unter Umständen sehr bald extrem grosse Kontaktwiderstände erreichen. An den Kontakten finden dabei chemische Vorgänge statt, die über die Gasphase ablaufen. Die damit verbundenen Probleme sind deshalb besonders aktuell, weil die gasförmigen Reaktionspartner von Kunststoffen stammen können, die dank ihrer oft ausgezeichneten mechanischen und elektrischen Eigenschaften nicht mehr aus den Bereichen der Nachrichtentechnik wegzudenken sind.

In Telephonzentralen sind, wie nachgewiesen ist, derartige Stoffe vorhanden: Kunststoffbestandteile von Relais, PVC-isolierte Drähte (wobei nicht das Polyvinylchlorid, sondern die darin enthaltenen Weichmacher schädlich sind), Anstrichfarben, um nur einige Beispiele zu nennen.

Auf Silberkontakten von Telephonzentralen konnten isolierende, im folgenden als «Kontaktpulver» bezeichnete Ablagerungen festgestellt werden (Fig. 1). Dieses Pulver wurde auf seine strukturellen, chemischen und elektrischen Eigen-

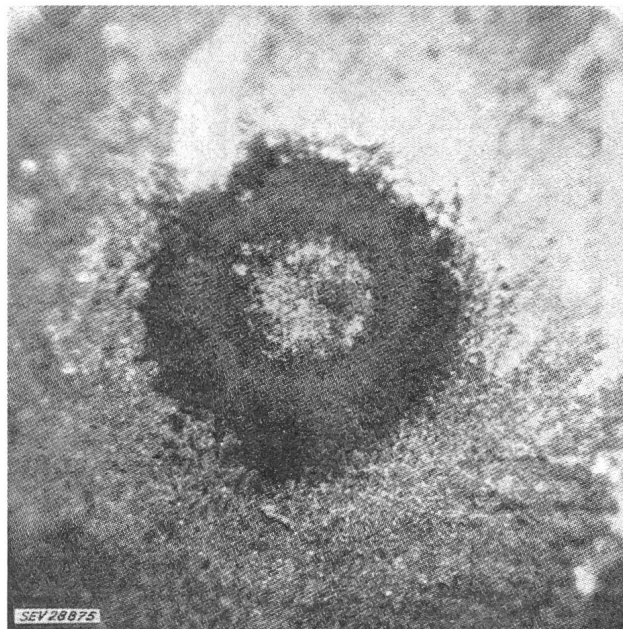


Fig. 1

Silberkontakt mit starker, ringförmiger Ablagerung von Kontaktpulver

(Vergrösserung 60fach)

schaften hin untersucht. Die Ergebnisse sind nachfolgend kurz zusammengestellt:

<i>Aussehen:</i>	dunkelbraunes bis schwarzes homogenes Pulver.	
<i>Korngrösse:</i>	Primärteilchen 0,01...0,02 µm grössere Teilchen 0,05...0,1 µm	
<i>Bestandteile:</i>	Silber	70...75 %
	Kohlenstoff und kohlenstoffhaltige Verbindungen	10 %
	Silberchlorid	2...5 %
	absorbiertes Wasser u. a.	≈ 10 %

<i>Zusammensetzung der kohlenstoffhaltigen Komponente:</i>	
	Kohlenstoff 80 %
	Wasserstoff 10 %
	Sauerstoff u. a. 10 %

*Bruttoformel:*  $(C_1 H_1 O_{0,1})_x$

*Spezifischer Pulverwiderstand:*

(bei  $p = 100 \text{ g/mm}^2$ ):  $\rho \approx 1000 \text{ } \Omega \text{ cm}$

Aus dieser Zusammenstellung ist ersichtlich, dass im Kontaktpulver Kohlenstoff oder kohlenstoffhaltige Verbindungen enthalten sind, wodurch die Anwesenheit und die chemische Umwandlung organischer Dämpfe genügend bewiesen sein dürfte.

Zur Klärung der Frage, welche Komponente in erster Linie für den hohen spezifischen Widerstand des Kontaktpulvers verantwortlich sei, wurden die Pulverwiderstände verschiedener interessierender Substanzen sowie die Kontaktwiderstände von künstlich damit verschlechterten Kontakten bestimmt. Mit «natürlichem» Kontaktpulver ergaben sich, je nach Kontaktlast, Kontaktwiderstände von 1...40 kΩ. Es zeigte sich, dass feinstes Silberpulver keinen merklichen Beitrag zu diesen Werten liefert, trotzdem sein Pulverwiderstand bis zu 10<sup>5</sup>-mal grösser ist als derjenige von kompaktem Silber. Ähnliches gilt für feinsten Kohlenstoff- und Graphitpulver. Somit sind offenbar nur die kohlenwasserstoffhaltigen Substanzen für die isolierenden Eigenschaften verantwortlich. Untersuchungen an Graphitoxiden und pulverisiertem syrischem Asphalt, ganz besonders aber an Gasrussen, bestätigen diese Auffassung. Gewisse Russ-Sorten besitzen Pulverwiderstände von gleicher Grössenordnung wie das Kontaktpulver. Da Russe im allgemeinen bei der unvollständigen Verbrennung von organischen Substanzen, vornehmlich von zyklischen Kohlenwasserstoffen entstehen, besteht auch vom chemischen Standpunkt aus eine gewisse Analogie zum Kontaktpulver. Es sind ja gerade die Dämpfe von ungesättigten, insbesondere zyklischen Kohlenwasserstoffen, die, wie aus ausgedehnten

Laboratoriumsversuchen des In- und Auslandes hervorgeht, die schädliche «Aktivierung» von Edelmetallkontakten bewirken.

Die durchgeführten Untersuchungen zeigen, dass bei den Russen eine gute Korrelation zwischen dem Pulverwiderstand und dem Wasserstoffgehalt besteht. Daraus lässt sich herleiten, dass das Kontaktpulver nicht aus einem mechanischen Gemenge von Silberpulver und kohlenstoffhaltigen Substanzen besteht, sondern dass die Silberpartikel von kohlenstoffhaltigen Schichten umhüllt sein müssen.

Der zu ungefähr mit 1000  $\Omega\text{cm}$  ermittelte spezifische Widerstand des Kontaktpulvers kann aus den Abmessungen der auf Kontakten vorhandenen isolierenden Ablagerungen berechnet werden. Ausserdem lässt er sich mit Hilfe der sehr gut gesicherten statistischen Abhängigkeit zwischen den spezifischen Widerständen vieler Silber-, Kohlenstoff- und Russpulver sowie deren Mischungen und den Widerständen künstlich verunreinigter Kontakte bestimmen (Fig. 2).

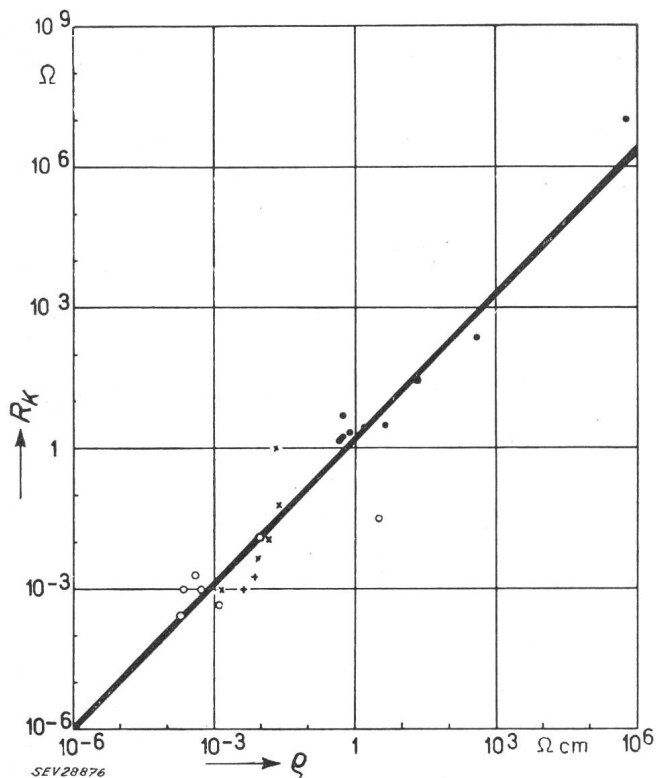


Fig. 2

Zusammenhang zwischen spezifischem Pulverwiderstand  $\rho$  und Kontaktwiderstand  $R_k$  verschiedener Substanzen  
 ● Kohlenstoff, Graphitoxyd und Russ; ○ Silberpräparate;  
 × Silber-Kohlenstoff-Gemenge; + Silber-Russ-Gemenge  
 Der spezifische Widerstand des Kontaktpulvers liegt bei  $\rho \approx 1000 \Omega\text{cm}$

Die Existenz von isolierenden Ablagerungen organischer Herkunft auf Relaiskontakten mahnt zur Vorsicht. Mit der zunehmenden Verwendung von Kunststoffen in der Fernmeldechnik erwächst daraus die Verpflichtung, den damit verbundenen Problemen vermehrte Aufmerksamkeit zu schenken. Dies führt zwangsläufig zur Notwendigkeit, alle in Frage kommenden Kunststoffe richtig auszuwählen und auf geeignete Weise zu prüfen. *Arf.*

### Statistische Beurteilung der Häufigkeit und Grösse induktiver Beeinflussungen von Fernmeldeleitungen durch Hochspannungsleitungen

621.315.1.013.7 : 621.391.823

[Nach W. Erbacher: Statistische Beurteilung der Häufigkeit und Grösse induktiver Beeinflussungen von Fernmeldeleitungen durch Hochspannungsleitungen. ÖZE Bd. 13(1960), Nr. 1, S. 1...9]

Den internationalen Gepflogenheiten zufolge wird bei der quantitativen Ermittlung der Beeinflussung der Fernmeldeleitungen durch Hochspannungsleitungen von den extremen Betriebsvoraussetzungen ausgegangen: gleichzeitiges und pha-

sengleiches Einspeisen der gesamten Maschinenkapazität; die gesamte elektrische Anlage in Betrieb; ungünstigste Lage der Fehlerstelle. Hierbei werden relativ hohe Beeinflussungsspannungen zugelassen. Die letzten österreichischen Erkenntnisse lassen es richtiger erscheinen, die zugelassenen Beeinflussungsspannungen derart festzulegen, dass sie die beeinflussten Einrichtungen ertragen und den unter den oben angeführten strengen Voraussetzungen ermittelten Fehlerstrom durch Multiplikation mit einem «Stromreduktionsfaktor» herabzusetzen; dieser Reduktionsfaktor wird auf Grund statistischer Untersuchungen ermittelt; hiemit wird der Wahrscheinlichkeit des angenommenen Fehlerstromes Rechnung getragen. Die Praxis mit ihren seltenen Erdschlüssen liefert nicht dieses statistische Material. Die Häufigkeit der Kurzschlüsse — einpoliger Erdschluss im starr geerdeten Netz — wird rechnerisch ermittelt.

Für die Überlegungen wird eine konkrete Netzkonfiguration zugrunde gelegt: eine zweiseitig gespeiste Doppelleitung von 150 km Länge, mit welcher Überlegungen über die Vorgänge einer gegebenen Annäherungsstrecke angestellt werden. Der Fehlerstelle fliessen von links und rechts Stromanteile zu, die von dort durch das Erdreich und das Erdseil zum Generator zurückfliessen (homopolarer Fehlerort).

Diese Anteile lassen sich für die gesamte Hochspannungsleitungslänge errechnen und zeichnerisch darstellen, die Werte der wirksamen Fehlerströme für eine bestimmte Fehlerstelle dieser zeichnerischen Darstellung entnehmen. Es wird jedem Punkt der Hochspannungsleitung die gleiche Wahrscheinlichkeit für einen einpoligen Erdschluss zugeschrieben. Die festgestellten Stromstärken bei einpoligem Kurzschluss lassen die Ermittlung des Verlaufes der induktiven Beeinflussungsspannung in Abhängigkeit von der Fehlerstelle zu. (Tritt der Fehler an jener Stelle auf, an welcher sich die Einwirkungen der von rechts nach links zufließenden Fehlerstelle aufheben, so ist die Einwirkung gleich Null.)

Bei der vorausgesetzten Homogenität der Leitung bezüglich Störanfälligkeit kann die entwickelte Kurve der induktiven Beeinflussungsspannung in die Kurve der Häufigkeitsverteilung der Fehler in gleicher Weise umgeformt werden, wie aus der Ganglinie eines Kraftwerkes die Dauerlinie gebildet wird. Der geordnete Verlauf der relativen Beeinflussungsspannung kann für mehrere Fälle dargestellt werden: Störanfällig ist die Hochspannungsleitung allein, daneben auch die Stationen, in weiteren untersuchten Fällen auch das anschliessend bestehende Hochspannungsnetz.

Unter Ausnützung des hier nur angedeuteten mathematischen Rüstzeuges können abgeleitet werden: Die Wahrscheinlichkeit eines kritischen Beeinflussungsfalles ist bei einer grösseren Näherungslänge grösser als im Falle eines kurzen Parallellaufes. Die angestellte Untersuchung der Häufigkeitsverteilung in Abhängigkeit von der Länge der Näherungsstrecke — Verhältnis der Länge des im induktiven Beeinflussungsbereich einer Hochspannungsleitung verlaufenden Fernmeldeleitungsabschnittes zur gesamten Länge der betrachteten Hochspannungsleitung — im österreichischen Netz ergab für den überwiegenden Teil der Näherungen den Wertebereich von 0...0,4 und als Mittelwert 0,15. Liegt die Näherungsstrecke nahe den Endstrecken der beeinflussenden Leitung, so handelt es sich um weniger kritische Fälle. Um die Untersuchung kritisch zu gestalten, indem ungünstige Verhältnisse behandelt werden, wurde angenommen, dass die beeinflusste Näherungsstrecke jeweils nahe der Mitte der beeinflussenden Hochspannungsleitung liegt. Der von einem Werk mit grosser Kurzschlussleistung gelieferte Fehlerstrom sinkt rasch ab, damit verringert sich die Wahrscheinlichkeit des Auftretens des ungünstigsten Fehlerfalles. Ebenso verhält sich die Wahrscheinlichkeit bei grosser Leitungsimpedanz, somit bei Netzen mit relativ langen Leitungen und nicht zu dichter Werksfolge.

Das entwickelte Rechnungsverfahren kann hier nicht mehr als angedeutet werden. Die Originalarbeit wendet dieses Verfahren auf das österreichische Verbundnetz an und gelangt zu Ergebnissen, die sicherlich durch Untersuchungen in anderen Netzen ihre Bestätigung finden werden. Für das österreichische Netz werden die im Netzmodell ermittelten Kurzschlussströme nachgewiesen, die Häufigkeitsverteilung für die effektiven Näherungsstrecken berechnet und gemittelt, auf die Anschlusswerte des eingesetzten Maschinenparks und auf die Sammelschieneleistung Rücksicht genommen. Wie die einschlägige Literatur bestätigt, erfährt der Kurzschlussstrom auch durch die Netzbelastung eine Senkung.

Es werden folgende Stromreduktionsteilfaktoren in Vorschlag gebracht:



1. Die Tatsache, dass der Fehler nicht an jener Stelle auftritt, an der eine Beeinflussung der Fernmeldeleitung einen Extremwert erreichen würde, ist mit dem Faktor 0,7 zu berücksichtigen;

2. Mit Rücksicht auf die sich ändernde Werkseinsatzleistung ist der Faktor 0,93 einzuführen;

3. Rücksicht auf die Netzbelastung wird mit der Einführung des Faktors 0,9 genommen.

Es wird daher vorgeschlagen, mit dem Stromreduktionsfaktor  $0,7 \times 0,93 \times 0,9 = 0,6$  zu rechnen. *E. Königshofer*

## Über das Lichtbedürfnis des aktiven und des passiven Menschen

628.979 : 159.931

[Nach W. Arndt und E. A. Voit: Über das Lichtbedürfnis des aktiven und des passiven Menschen. Lichttechn. Bd. 11(1959), Nr. 8, S. 423...426]

Ob Tageslicht oder Kunstlicht, bei der Arbeit verlangt der Mensch allgemein ein höheres Beleuchtungsniveau als in den Stunden der Entspannung. Untersuchungen darüber sind jedoch kaum bekannt. Nach welchen Gesichtspunkten wählt der arbeitende bzw. der ruhende Mensch in einem beleuchteten Raume seinen Platz? Um diese Frage beantworten zu können, wurden in Räumen mit gleichen Grundflächen, jedoch verschiedenen Seitenverhältnissen umfangreiche Versuche gemacht. Die Beleuchtungseinrichtung mit Fluoreszenzlampen war für alle Räume an einer Wand, in der Nähe der Kante zwischen Decke und Wand gleichartig angebracht. Diese Anordnung ergibt ähnliche Beleuchtungsverhältnisse wie bei einseitig befensterten Räumen am Tage. Es wurden Raumvarianten mit verschiedenen Raumgrundrissen, verschiedenen Reflexionsgraden der Raumwände, verschiedenen Abstufungen der Lampenanzahl, sowie diversen Farbkombinationen der Raumwände untersucht.

In jedem dieser Räume wurden Versuchspersonen (VP) gefragt, an welcher Stelle sie ihren Büroarbeitsplatz, bzw. ihren Ruheplatz für kurzfristige Entspannung wählen würden. Die VP waren grösstenteils männliche und weibliche Studenten und Büroangestellte. Die Untersuchungen führten zu folgenden Ergebnissen:

1. Bei der *Arbeit* orientierten sich die VP nach dem Licht. Bei ungenügender Allgemeinbeleuchtung konzentrierte sich die Wahl der Arbeitsplätze in unmittelbarer Nähe der Lichtquelle. Bei genügender und guter Allgemeinbeleuchtung wählten 75 % aller Versuchspersonen das hellere Raumdrittel. Die Änderung des Formates der Raumgrundfläche und des Wandreflexionsgrades beeinflusst die Gleichmässigkeit der Beleuchtung erheblich. Die von den VP gewählten Arbeitsplätze häuften sich um so stärker an den hellsten Stellen, je ungleichmässiger die Beleuchtung war. Um im ganzen Raum Arbeitsplätze schaffen zu können, ist also eine gleichmässige Beleuchtung, sowie ein ausreichendes Beleuchtungsniveau nötig ( $E_m > lx$ ). Fast alle VP versuchten, das Licht von links auf ihren Arbeitsplatz zu erhalten und wünschten die Lichtquelle nicht im Blickfeld. Spiegelungen der Lichtquelle auf dem Schreibtisch wurden zu vermeiden gesucht.

2. Bei der *Entspannung* orientierten sich die VP überhaupt nicht nach dem Licht. — Die Sitzplätze verteilten sich stets über den ganzen Raum, für die Wahl des Entspannungsplatzes ist somit eine gleichmässige Beleuchtung ohne Belang. — Es war kein allgemein gültiger Wunsch nach einem bestimmten Beleuchtungsniveau erkennbar. Grosse Leuchtdichteunterschiede wurden nicht als störend empfunden, manche VP wünschten sogar Lichtquellen im Gesichtsfeld.

In den Räumen mit farbigen Wänden wurden Plätze für Arbeit und Entspannung grundsätzlich gleich gewählt wie in den Räumen mit grauen Wänden. Die VP liessen sich also weit mehr von der Beleuchtung als von der Farbe im Raum leiten. *R. Hochstrasser*

## Astronautische Verwendungen der Infrarottechnik

621.383.2 : 629.19

[Nach P. J. Ovrebo, R. Astheimer and E. Wormser: Astronautical Applications of Infrared Techniques, Proc. IRE Bd. 47 (1959), Nr. 9, S. 1625...1628]

### Himmelsortung

Infrarot- (IR-) Ortungsgeräte sind in der Lage, den Sonnenort festzustellen und darnach auf astronomische Instru-

mente einzuwirken. Zur Raum-Navigation werden auch Mond und Sterne herangezogen. Unbemannte Flugzeuge, Raketen, Satelliten erhalten ein Navigationsprogramm, das sie mit Bezug auf die Himmelskörper überwacht und steuert. Auch die Start- und Landephase von Raumfahrzeugen aller Art ist IR überwacht. Ferner gewinnt die IR-Luftaufklärung und -Photographie des eigenen und fremder Planeten an Bord von Raumfahrzeugen Bedeutung.

### Satellitenortung

Der optischen Peilung und Funkpeilung reiht sich die IR-Peilung an. Die von Satelliten (Beispiel: Sputnik III) abgestrahlte Wärme (Aufwärmung durch die Sonne beim Taglauf, Aufwärmung durch Stromversorgungen der Instrumente und Apparate) wird z. B. von einem 15-cm-IR-Teleskop — ähnlich wie das Palomar- und Mt. Wilson-Lichtteleskop, nur viel kleiner als Flugzeugbordgerät gebaut — aufgefasst. Der IR-Detektor ist eine Bleisulfidzelle, gekühlt auf  $-78^\circ C$ .

In Entwicklung ist ein Messgerät zur genauen Bestimmung von IR-Satellitenstrahlung. Merkmale sind weite Auffassungswinkel und grosse Suchgeschwindigkeiten zwecks rascher Informationsgabe über einen den Horizont übersteigenden Satelliten. Einige Daten des Gerätes: Drei Teile, Dreiaxien-Richtblock; optischer Kopf mit einem gefalteten, konzentrischen catadioptrischen System  $f/0,85$ , 75 mm Öffnung, Bildfeldabastung durch Rotation der Optik, 30fach-IR-Empfangszelle in der Brennebene mit  $27,5^\circ$  Höhengesichtsfeldwinkel; Informationsanzeige (1200 bit/s) auf Kathodenstrahloszillograph mit nachleuchtendem Schirm.

### Wettervorhersage

Langfristige, globale Vorhersage anhand von IR-Wolken- und Lufttemperatur-Beobachtungs- und Überwachungsgeräten an Bord von Satelliten.

### Infrarot-Raumbeobachtung

Prinzipielles Hindernis des Ausblicks in den Raum ist die sichtmindernde Erdatmosphäre. Beobachtungen ausserhalb sind dazu berufen, genauere Kenntnisse über die Welt, in die die Raumfahrt jetzt vordringt, zu geben. Beobachtungen an Bord von künstlichen Satelliten und Raumstationen geben diese Möglichkeit. Dies gestattet auch die militärische Überwachung des ganzen Erdballs (insbesondere den Start stark infrarotstrahlender Raketen mit Nachbrennern und energiehaltigen Flammgasen).

Die Reichweite der IR-Beobachtung ist durch Streuung und Absorption in der Atmosphäre herabgesetzt, weshalb z. B. Luft-Luft-Raketen mit IR-Zielkopf («Sidewinder») weniger als 16 km Aktionsweite aufweisen. Hingegen fällt diese Schranke im Raum, die Reichweite geht um Grössenordnungen herauf. Auch Himmelskörper werden auf grössere Entfernungen aufgefasst.

Die IR-Beobachtung und Überwachung von Raumfahrzeugen, die zu ihrem Antrieb grosse Energien umsetzen müssen, ist von deren Eigenwärmestrahlung abhängig und nicht von reflektierten Funkstrahlen oder von reflektierten Sonnenstrahlen wie beim optischen Verfahren. Auch durchdringen IR-Strahlen leichte Dunstschichten und geben auch bei zerstreutem Tageslicht klare Bilder, was die Beobachtbarkeit des Erdgrundes fördert. Die IR-Filtertechnik gestattet IR-Strahlen von den Lichtstrahlen zu trennen; sie gestattet die spektrale Zerlegung der elektromagnetischen Strahlungsenergie. Dadurch wird es möglich, die Körper im Raum an ihrem Spektrum zu erkennen und zu Peil- und Navigationszwecken zu benutzen (z. B. als Endphasen-Navigation bei der Planetenfahrt). Spektrale Kombination mit Lichtoptik ist möglich. Die Geräte haben den Vorteil kleiner Abmessungen und geringen Gewichtes, bei hoher Winkelgenauigkeit und guter Auflösung. Ein Vorteil der IR-Beobachtung und -Ortung ist auch der bessere Strahlungscontrast zum Hintergrund. Photoelektrische Empfängerzellen, Bildfeldabastung und elektronisch-optische Anzeige gestatten ferner laufende Winkellageangaben, eine Technik, die vom Fernsehen her grossen Gewinn gezogen hat.

### IR-Weitwinkel-Horizontgeber

Der IR-Weitwinkel-Horizontgeber ist ein Gerät, das zwischen IR-Strahlung der Erde (Boden, See) und dem Himmels-hintergrund unterscheidet und so den Horizont anzeigt. Zwei etwas entfernte Horizontanzeigen, elektronisch gemessen und ausgewertet, geben einem Raumfahrzeug eine Vertikalbezugs-axe zur fernerer Lenkung und Steuerung. *A. Welti*

Übertrager für Nanosekunden-Impulse

621.374.3 : 621.314.2

[Nach C. N. Winningstad: Nanosecond Pulse Transformers. Trans. IRE, Professional Group on Nuclear Science Bd. NS-6 (1959), Nr. 1, S. 26...31]

Unter Verwendung von Koaxialkabeln lassen sich Trenntransformatoren, Impuls-Umkehrer (pulse inverter) und Anpassungstransformatoren zwischen etwa 30...300  $\Omega$  herstellen, deren Anstiegszeit weniger als 0,5 ns (d. h.  $0,5 \cdot 10^{-9}$  s) beträgt für Impulse bis zu etwa 500 ns Länge. Der Reflexionskoeffizient ist kleiner als 0,05, entsprechend ist der Übertragungskoeffizient besser als 0,95.

Für Kurzzeitmessungen an Halbleitern und in der Kernphysik werden Schaltungselemente und Instrumente benützt, deren Zeitauflösungsvermögen häufig 0,5 ns unterschreitet. Es seien erwähnt Photovervielfacher, Diodenbrücken, Scheibentrioden, Koaxialkabel und Wanderfeldoszillographen. Im allgemeinen stimmen die optimalen Impedanzen der Schaltungselemente aber nicht miteinander überein. Aus Fig. 1 ist ersichtlich, dass der konventionell gewickelte Übertrager infolge seiner Streuinduktivität  $L_s$  und Wicklungskapazitäten  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_m$  prinzipiell eine obere Grenzfrequenz besitzt, die sich durch Miniaturisierung wohl verschieben, aber nicht eliminieren lässt. Als Nachteil sinkt damit die übertragbare Leistung und gleichzeitig steigt die untere Grenzfrequenz an.

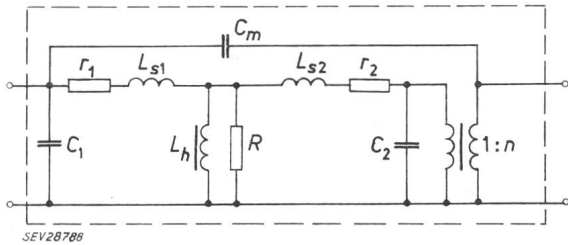


Fig. 1

Konventionelles Übertragerersatzbild mit konzentrierten Elementen

Da in den meisten Fällen Koaxialkabel zur Weiterleitung sehr kurzer Impulse verwendet werden, liegt es nahe, diese Wellenleiter selbst zu Transformationsgliedern zusammenzuschalten. Fig. 2a zeigt eine mögliche Form eines konventionellen 1:4-Impedanzwandlers, die sich leicht mit Koaxialkabeln nachbilden lässt. Zur Veranschaulichung stelle man sich vor, dass die Primärwicklung  $A$ ,  $B$  gemeinsam mit der Sekundärwicklung  $C$ ,  $D$  als Paralleldrahtleitung durch den Kern geht.

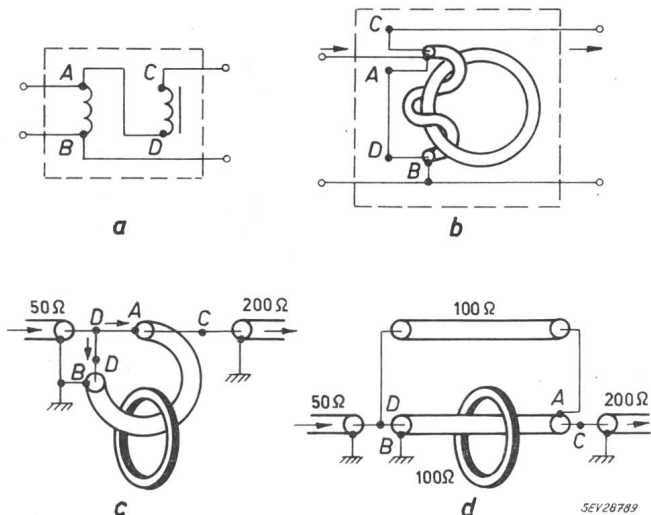


Fig. 2

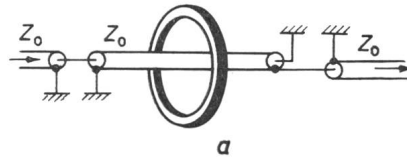
Aufbau eines 1:4-Anpassungsübertragers

- a konventionelle Schaltung; b bifilare Ausführungsform;
- c wie b, jedoch mit besonderer Hervorhebung der beiden Signalwege; d aus c hervorgegangene verzögerungskompensierte Ausführung

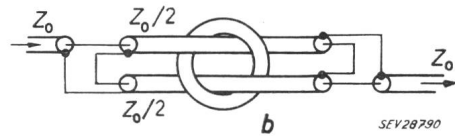
schlungen wird. Nun wird die Paralleldrahtleitung durch eine Koaxialleitung ersetzt, und man erhält eine Anordnung nach Fig. 2b. Die gleiche Anordnung ist in Fig. 2c vereinfacht und mit Berücksichtigung der Eingangs- und Ausgangsimpedanzen dargestellt.

Aus der Herleitung von Fig. 2c aus Fig. 2a ist ersichtlich, dass der Übertragerkern für das niederfrequente Verhalten des Übertragers massgebend ist und dass das Übertragerverhältnis durch mehrfache Serie-Parallelschaltung praktisch nur im Verhältnis kleiner ganzer Zahlen verändert werden kann. Das hochfrequente Verhalten wird allein durch die Impedanz (und geometrische Anordnung der Ankopplung) der koaxialen Koppelleitung bestimmt. Man beachte, dass in Fig. 2c nicht gleichzeitig für beide Seiten des Übertragers Anpassung erreicht werden kann. Für Anpassung von der 50- $\Omega$ -Leitung her beträgt die Impedanz der Koppelleitung 62  $\Omega$ , für die Anpassung von der 200- $\Omega$ -Leitung beträgt sie 162  $\Omega$ .

In Fig. 2c findet ein Signal einmal den direkten horizontalen Weg zwischen  $D$  und  $C$  unter Serieschaltung der Impedanz des Übertragerkabels bei  $A$ . Ein zweiter Weg führt über  $D$ ,  $B$  und durch die Länge des Übertragerkabels hindurch verzögert zu  $C$ . Das Ausgangssignal baut sich folglich durch mehrfache Reflexionen in Stufen auf. Dieser Nachteil wird in Fig. 2d durch die Zwischenschaltung eines gleich langen Verzögerungskabels zwischen  $D$  und  $A$  behoben. Auf diese Weise erhält man einen in erster Näherung beidseitig ideal angepassten Übertrager mit in erster Näherung unbegrenzter Anstiegszeit. Es wurden Messungen ausgeführt an einem solchen verzögerungskompensierten Übertrager. Er bestand aus Subminiatur-Koaxialkabel (die Kabellänge betrug ca. 30 cm) mit einer Impedanz von 100  $\Omega$ , das in 6 Windungen durch einen Ferrit-Ring von  $6 \times 6$  mm Querschnitt und 25 mm Aussendurchmesser geschlungen war. Die Anstiegszeit des Signals betrug 1 ns und wurde durch den Übertrager nicht messbar beeinflusst.



a



b

Fig. 3

Beispiele von Übertragern

- a Impulssumkehrer; b Trenntransformator

Die Übertrager in Fig. 3 sind Beispiele für einen Trenntransformator und einen Impuls-Umkehrer.

Die allgemeine Aufgabe der Anpassung von  $(Km)^2 \Omega$  an  $(Kn)^2 \Omega$  lässt sich lösen mit  $m \times n$  Kabeln der Impedanz  $K^2(mn) \Omega$ , wobei  $m$  und  $n$  die kleinsten ganzen Zahlen sind, deren Verhältnis  $m/n$  an das verlangte Windungsverhältnis genau genug angenähert ist. Zur Ausführung werden  $n$  Kabel in  $m$  Windungen serie-parallel geschaltet, und zwar  $m$  zu  $n$  am einen und  $n$  zu  $m$  am anderen Ende. Die Ausgangsimpedanzen betragen dann das  $m/n$ -fache bzw. das  $n/m$ -fache der Kabelimpedanz. Falls Kabel mit der gewünschten Impedanz nicht zur Verfügung stehen, kann man sich häufig dadurch helfen, dass man den Innenleiter eines vorhandenen Kabels entfernt und durch einen Kupferdraht mit geeignetem Durchmesser ersetzt.

Die Anstiegszeit eines verzögerungskompensierten Übertragers nach Fig. 2d ist wesentlich kleiner als die Verzögerung selbst. Sie wird jedoch durch mehrere Effekte zweiter Ordnung verschlechtert. Die Dämpfung eines Koaxialkabels steigt mit der Frequenz an und verursacht die sog. Dämpfungsverzerrung. Die Änderung des elektrischen Feldes bei  $D$ , die mit der Aufspaltung des Eingangssignales auf zwei parallele Kabel verbunden ist, wirkt sich wie eine parallel geschaltete

Kapazität aus. Das gleiche tritt bei  $C$  auf. Die Grösse dieser Störkapazität ist direkt proportional dem Kabeldurchmesser, dagegen sind die Dämpfungsverluste umgekehrt proportional dem Quadrat des Kabeldurchmessers. Bei einer vorgegebenen maximal zulässigen Anstiegszeit des Übertragers wird man den optimalen Kabeldurchmesser so wählen, dass 80% der Anstiegszeit durch die Übergangskapazität hervorgerufen werden, entsprechend 60% durch Kabeldämpfung. Diese Dimensionierung führt auf die grösste zulässige Kabellänge und damit auf das beste Niederfrequenzverhalten des Übertragers.

Bei der Verzweigung des Signals in  $D$  tritt ein Teil der Energie in den Aussenraum über und läuft aussen am Koaxialkabel entlang von der Verzweigungsstelle  $D$  bis zum Kern und von dort weiter bis zum Vereinigungspunkt  $C$ . Elektrisch gesehen stellt dieser Energieverlust die Parallelschaltung einer Paralleldraht-Luftleitung in Serie mit einer hochohmigen und verlustreichen, am Ende  $C$  kurzgeschlossenen Leitung dar. Die Verluste durch den Kern verhindern ein Wiedereintreten der Energie in das Koaxialkabel und die damit verbundenen Verzerrungen. Die Impedanz der Luftleitung von  $D$  bis zum Kern wird kaum 100  $\Omega$  überschreiten. Die Länge dieser Leitung wird zweckmässig so kurz wie möglich gemacht, damit die Laufzeit klein gegenüber der Anstiegszeit des Impulses ist und die durch die Leitung auf diese Weise dargestellte Shuntkapazität klein bleibt.

Der Übertragerkern, vorzugsweise ein Ferritkern, soll für die aussen am Koaxialkabel entlang laufende Welle eine möglichst hohe Impedanz darstellen und eine lange Impulsabfallzeit besitzen. Dies wird begünstigt durch viele Windungen auf einem Ring- oder Topfkern mit grossem Kernquerschnitt und kleiner Magnetflusslänge. Für die Auswahl des Kernmaterials ist nicht wie üblich das Produkt  $\mu_0 Q$  (Anfangspermeabilität  $\times$  Gütefaktor) massgebend. Zwar ist ein hohes  $\mu_0$  notwendig für ein gutes Niederfrequenzverhalten. Ebenso wichtig ist aber ein grosses Verhältnis  $\mu/\epsilon$  der Hochfrequenzpermeabilitätskonstanten zur Hochfrequenzdielektrizitätskonstanten, damit der Shunt-Widerstand für die bei  $A$  aus dem Koaxialkabel austretende Energie gross ist.

Zu diesem Zweck ist die Ausgangsspannung beim Abspielen proportional dem Verhältnis der Signalfrequenz zur Referenzfrequenz.

Den Aufbau des Diskriminators für die Referenzspannung zeigt Fig. 1. Ein Rechteckimpuls aus einem Kanalverstärker wird am Gitter der Eingangstriode  $V_{1A}$  angelegt. Der Impulstransformator  $T_1$  ist so polarisiert, dass der Anfangsimpuls positiv bleibt. Dieser Impuls geht zur Kathode der Röhre  $V_{1B}$  und zum Gitter von  $V_{2B}$ . In diesem Augenblick wird die Spannung am Kondensator  $C_1$  demoduliert und zum Kondensator  $C_2$  sowie zum Gitter von  $V_{3A}$  geführt. Die Diode zwischen  $C_1$  und  $C_2$  hindert die Spannung über  $C_1$  daran, einen grösseren Wert anzunehmen als diejenige über  $C_2$ . Wenn das Gitter von  $V_{2B}$  negativ angesteuert wird, nimmt die Spannung über  $C_1$  den Wert der Steuerspannung an, indessen  $C_2$  die höchste erreichte Spannung von  $C_1$  behält. Soll die Spannung über  $C_1$  demoduliert werden, so wird ein positiver Impuls auf das Gitter von  $V_{2B}$  gegeben und werden somit die Spannungen an  $C_1$  und  $C_2$  ausgeglichen. Da die Kapazität  $C_1$  viel kleiner ist als  $C_2$ , wird die zweite Spannung auf den Wert der ersten sinken.

Die Röhre  $V_{1B}$  ist normalerweise durch eine negative Aussteuerung gesperrt, so dass der erste positive Impuls an der Kathode keine Wirkung hat. Durch einen negativen Impuls entlädt sich  $C_1$  über die Röhre  $V_{1B}$ . Der Spannungsverlauf an  $C_1$  ist eine Sägezahnkurve, mit stetiger Aufladung durch die Röhre  $V_{2A}$ .

Die Ausgangsspannung an der Kathode der Röhre  $V_{3B}$ , die als Referenz-Grösse dient, ist proportional der Periodendauer. Durch diese Kompensation kann der Störpegel um das 5fache reduziert werden. Der Signal-Diskriminator hat einen ähnlichen Aufbau wie die Referenz-Quelle. Da die Demodulation mit der fallenden Impulsflanke stattfindet, sind die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  vertauscht.

B. Hammel

## Diskriminator für FM-Tonband-Aufnahmen

621.376.332 : 681.846.7

[Nach P. S. Bengston: Sampling Discriminators for Data Reduction. Electronics Bd. 32(1959), Nr. 13, S. 70...72]

Die Auswertung von frequenzmodulierten Signalen wird bei Tonbandaufnahmen mit einem Diskriminator ausgeführt, wobei grösste Wertänderungen sehr rasch wiedergegeben werden müssen. Die hier verwendeten Geräte arbeiten mit Bandgeschwindigkeiten von ca. 150 cm/s und Frequenzen von 25...60 kHz für die Aufnahme, hingegen mit 12...13 mm/s Abspielgeschwindigkeit bei einem Frequenzband von 200...500 Hz. Die Anordnung soll jede Art von Schwankungen kompensieren.

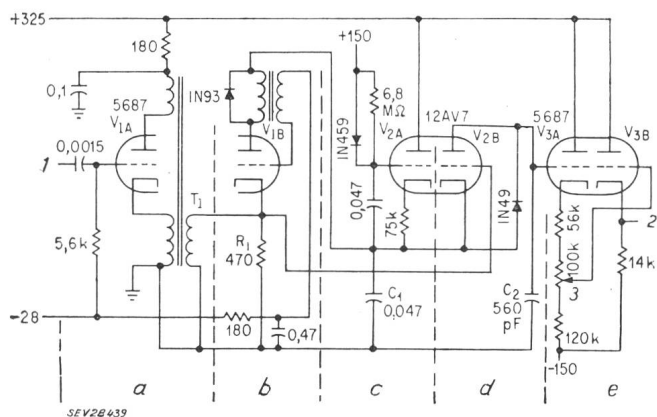


Fig. 1

Schema des Diskriminators für Referenz-Spannung

a Impulsgeber; b Entladungsstufe; c Spannungsgeber;  
d Speicherstufe; e Kathodenfolger

(Widerstände in  $\Omega$ , k $\Omega$  bzw. M $\Omega$  Kondensatoren in  $\mu\text{F}$ )

## Erste Versteigerung mittels Fernsehen

621.397.9 : 355.613

Welche neuen Möglichkeiten das industrielle Fernsehen erschliesst, zeigte eine Versteigerung von überzähligem technischem Material der amerikanischen Armee. Sie fand gleichzeitig in New York, Chicago, Philadelphia, St. Louis und Columbus (Ohio) statt. In den Versteigerungslokalen sassen die Interessenten vor den Bildschirmen und bekamen das angebotene Material von verschiedenen Seiten gezeigt. Die zu versteigernden Maschinen und überzähligen Waren befanden sich auf einer Werft der Kriegsmarine in Pennsylvania, auf einem Flugplatz der Luftwaffe in Ohio und auf einem Pionierlagerplatz in Illinois, also an ganz verschiedenen Orten. Die Gebote wurden durch Funkverbindung gleichzeitig an allen sechs Versteigerungsorten bekanntgegeben. Auf diese Weise sparten sich die beteiligten Firmen weite Reisen und Ausgaben, während zugleich ein grösserer Interessentenkreis bieten konnte. Das Ergebnis lag um 37% über den sonst zu erwartenden Versteigerungserlösen, wie die TelePrompter Corporation als technische Veranstalterin bekanntgab.

E. Bickel

## Funksprechgerät in Taschenformat

621.396.73-181.4

Bewachungs- und Bodenpersonal auf englischen Militärflughäfen ist mit einem neuen Funksprechgerät ausgerüstet, das nur 425 g wiegt und in der Brusttasche untergebracht werden kann. An die auf Niederfrequenz sendende Zentrale, die auf Hochfrequenz empfängt, können 14 Einzelstationen mit besonderen Rufzeichen angeschlossen werden. Beim Ringruf ist die Zahl der Empfangsgeräte unbegrenzt. Den Betriebsstrom für acht Stunden liefert ein kleiner Akkumulator, der immer wieder aufgeladen werden kann.

Diese von W. S. Electronics, London, entwickelten Geräte eignen sich auch für viele andere Zwecke, so auf grossen Hoch- und Tiefbaustellen, bei Strecken- und Strassenbauten, für die Polizei und sportliche Veranstaltungen, bei denen es darauf ankommt, Zeit und weite Wege zu sparen.

E. Bickel