

Zeitschrift: Bulletin de l'Association suisse des électriciens
Herausgeber: Association suisse des électriciens
Band: 52 (1961)
Heft: 2

Rubrik: Communications ASE

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 16.02.2026

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

Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

18^e Session de la Conférence Internationale des Grands Réseaux Electriques (CIGRE)

La Conférence Internationale des Grands Réseaux Electriques, bien connue sous son abréviation CIGRE, a tenu, à Paris comme d'habitude, sa 18^e Session du 15 au 25 juin 1960.

Fondée en 1921, elle est la plus ancienne des organisations électrotechniques internationales après la CEI. Elle est aussi, et de loin, la plus nombreuse avec ses 2572 membres permanents et ses 2557 membres correspondants répartis entre 50 pays et les 5 continents.

L'effectif de la Session 1960 comprenait:

774 congressistes appartenant à la production et à la répartition de l'énergie;

870 congressistes appartenant aux industries de la construction des machines, du matériel et des lignes aériennes et souterraines;

264 ingénieurs appartenant aux services techniques de Gouvernements, professeurs, ingénieurs-conseils, etc.;

Au total, 1908 participants venus de 47 pays. Ces participants étaient accompagnés de 515 dames.

Le nombre des rapports présentés a été de 132.

Au cours de 23 séances qui sont prolongées pendant 10 jours, et après une séance d'ouverture présidée par Mr. Jeanneuy, Ministre de l'Industrie, les sujets suivants ont été étudiés et discutés:

Alternateurs. Problèmes d'isolation, système d'excitation, fonctionnement des turbo-alternateurs en compensateur et en asynchrone, fourniture de puissance réactive.

Transformateurs. Les discussions ont porté en priorité sur les 3 sujets préférentiels suivants:

Gros auto-transformateurs: problèmes de l'enroulement tertiaire, réglage de tension (incorporé ou séparé) sur la moyenne tension, tenue au choc, puissances réalisables.

Essais diélectriques: mesure de la tension d'essai à fréquence industrielle, réduction des tensions d'essai, essais d'ionisation, essais d'onde coupée et de front d'onde.

Préservation des huiles et tenue de l'isolation au papier dans l'huile: dispositifs de préservation de l'huile fournis avec le transformateur, rôle de l'humidité, efforts en court-circuit, fonctionnement d'un changeur de prise pendant un court-circuit extérieur.

Disjoncteurs. Les discussions concernant les disjoncteurs ont porté sur 5 questions principales: Courants post-arc, coupure de courants capacitifs, coupure du défaut kilométrique, nouveaux milieux de coupure pour les disjoncteurs à haute performance, essais de disjoncteurs.

Câbles à très haute tension. L'étude a porté principalement sur les points suivants: Transport sous-marin d'énergie à grande distance, refroidissement artificiel des câbles, méthodes d'installation des câbles, câbles à isolation synthétique, problèmes concernant les caractéristiques thermiques du sol.

Pylônes et massifs de fondation. En ce qui concerne cette question, les points suivants ont été discutés: Structure des pylônes (emploi des tubes d'acier en remplacement des charpentes, pylônes à fût quadrangulaire et à fondations tripodes, pylônes d'angle), matériaux et coefficients de sécurité, massifs de fondation (emploi d'éléments préfabriqués et de béton coulé sur place, emploi de pieux préfabriqués en béton ou en acier).

Lignes aériennes. Questions étudiées: Every-day stress, coefficients économiques de sécurité, problèmes concernant les conducteurs (déroulage sous tension mécanique, fluage et module d'élasticité, conducteurs de grand diamètre).

Isolateurs. Le principal problème étudié a été la pollution des isolateurs. Les points suivants ont également été discutés: Essais de résistance des grands isolateurs en porcelaine aux variations brusques de température, essais des isolateurs

de porcelaine aux ultra-sons, perturbations radio-électriques provenant des isolateurs, nouveaux isolateurs à ailette hélicoïdale pour lignes et appareillage à haute tension.

Protection et relais. Introduction des semi-conducteurs dans les dispositifs de protection, influence des transformateurs de mesure sur le comportement des protections, protection des transformateurs, fonctionnement des protections dans certains cas particuliers, protection des services auxiliaires de centrales, fonctionnement des protections de distance et protections de réserve, problèmes théoriques liés à la conception et au fonctionnement des protections.

Conception et fonctionnement des réseaux. Stabilité. Problèmes étudiés: Réglage de la fréquence et de la puissance entre réseaux interconnectés, fonctionnement des réseaux en régime troublé, équipement et planification, auxiliaires de calcul des réseaux.

Surtensions et foudre. Les problèmes étudiés ont été les suivants: Caractéristiques de la décharge de la foudre, protection des sous-stations connectées aux lignes aériennes à travers des tronçons de câbles, surtensions dues aux manœuvres, technique des mesures d'ondes de choc.

Très hautes tensions. Ces très hautes tensions sont celles qui sont supérieures à 220 kV. Une discussion très importante a été consacrée aux sujets suivants: Choix des niveaux de tension très élevés (au-dessus de 220 kV), stabilité des grands transports, exploitation des réseaux à tensions très élevées, effet de couronne.

Transport d'énergie en courant continu à très haute tension. Emploi d'une ou de deux valves en série par bras de pont, emploi de valves à une ou plusieurs anodes en parallèle, procédure d'essais, isolement de l'appareillage des stations, isolement des lignes aériennes, régions à forte pollution, régions à faible pollution, effet de couronne, réaction sur le réseau alternatif, perturbations radio-électriques.

Der Teinograph

621.317.724

[Nach J. G. Anderson und R. U. Giacomon: The Teinograph. Electr. Engng. Bd. 79(1960), Nr. 3, S. 184...189]

Der Teinograph (aus dem Griechischen tein = ausdehnen und graphos = Schreiber) ist ein billiger Apparat zur Registrierung der Stoßformen bei Hochspannungsvorgängen wie Blitzeinschläge in elektrische Anlagen und Schaltüberspannungen. Der Apparat benötigt weder elektrische Leistung, Kathodenstrahlröhren noch photographische Filme und ist für lange Zeit ohne Wartung aufnahmefähig.

Arbeitsprinzip: Schaltungstechnisch sind mehrere Typen von Teinographen möglich, die sich aber in zwei Hauptgruppen unterteilen: Solche, die in räumlicher Folge und solche, die in zeitlicher Folge messen.

Der «Zeit-Folge»-Teinograph schreibt eine Folge von Lichtenbergschen Figuren der momentanen Stoßamplituden nach bestimmten Zeitintervallen. Nach Fig. 1a wird eine Stoßspannung V zwischen einem Leiter AA' und Erde B angelegt. Verbunden mit dem Leiter AA' sind eine Gruppe von Klydonographen (Spitzen-Platten-Elektrodenanordnungen mit einem Dielektrikum und einer photographischen Schicht dazwischen), deren Spitzen P über Widerstände R wieder mit AA' verbunden sind. Solange die Schalter S offen sind, erscheint keine Spannung über der Anordnung. Zur Zeit t_1 wird der Schalter S_1 geschlossen und sofort liegt die Summe der Spannungen V_0 (konstante Größe und umgekehrter Polarität von V) und der Stoßspannung V zur Zeit t_1 zwischen der Spitze P_1 und der Platte. Auf dem Dielektrikum entsteht eine Lichtenbergsche Figur, deren Durchmesser proportional der Spannung $V_0 + V$ im Zeitpunkt t_1 ist. Da der Schalter S_1 unmittelbar nach dem Einschalten wieder geöffnet wird, kann sich der Durchmesser der Lichtenbergschen Figur nicht ändern, so

dass bei bekanntem V_0 die Stoßspannung V zur Zeit t_1 ausgemessen werden kann. Werden nun die weiteren Schalter S_2, S_3 , usw., kurzzeitig während den entsprechenden Zeitmomenten t_2, t_3 , usw., geschlossen, so ergibt sich eine Folge von Lichtenbergschen Figuren, wodurch der Stoßverlauf dargestellt ist. Für Schaltintervalle kleiner als $1 \mu s$ genügen mechanische Schalter nicht mehr, an ihre Stelle treten elektrische nach Fig. 1b. Der zu messende Stoß wird ungefähr $1 \mu s$ verzögert, ehe er zur Leitung AA' gelangt. Zudem wird er direkt einem Impulsgenerator zugeführt, der einen umgekehrt polaren

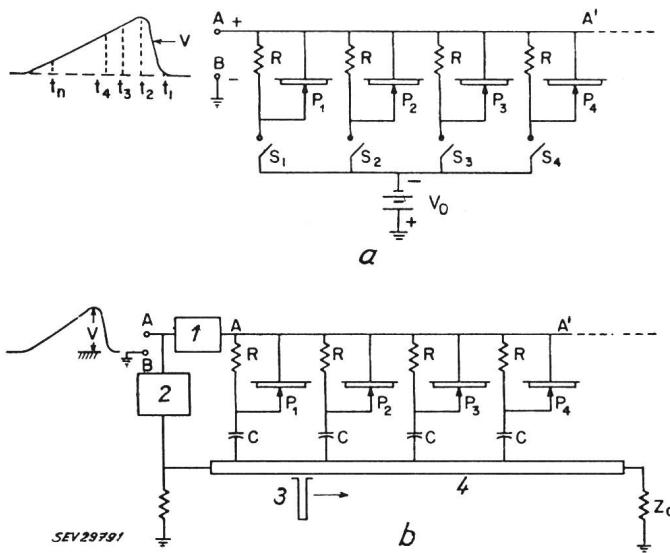


Fig. 1

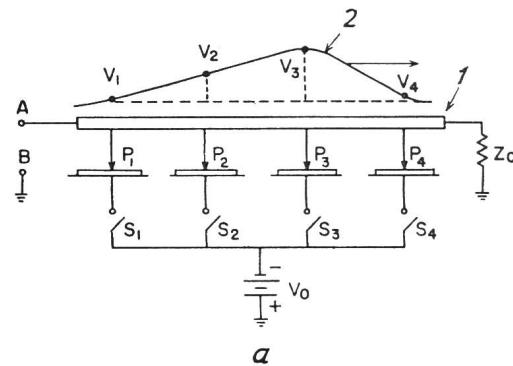
Prinzip und Arbeitsweise des «Zeit-Folge»-Teinographen
a Grundprinzip; b Arbeitsweise bei schnellen Stößen
1 Stoßverzögerung; 2 Impuls-Generator; 3 Impuls V_0 ;
4 Impulsverzögerungsleitung

risierten Hochspannungsimpuls V_0 von Bruchteilen einer μs erzeugt, der seinerseits auf einem Verzögerungskabel bis zu dessen Abschluss Z_0 wandert. Die Spitzen der Klydonraphen sind über Kondensatoren C mit diesem Kabel verbunden. Im Moment, da der Impuls V_0 eine der Anschlußstellen erreicht, sinkt dort die Spannung, und es entsteht eine der Summenspannung $V_0 + V$ proportionale Lichtenbergsche Figur. In der Praxis ist diese Schaltung wegen des etlichen μs langen Verzögerungskabels, dem extrem kurzen Hochspannungsimpuls und der Schnelligkeit, mit der er erzeugt werden muss, nur schwer zu erreichen.

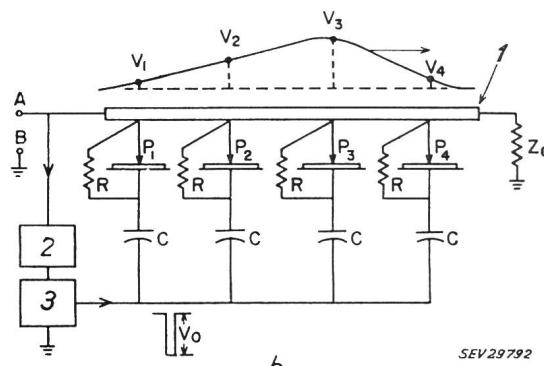
Der Unterschied zwischen dem oben beschriebenen und dem «Raum-Folge»-Teinograph liegt darin, dass bei diesem der Stoß über ein Verzögerungskabel geleitet wird und zu einem bestimmten Zeitpunkt die Spannung gegen Erde mit allen Klydonraphen gleichzeitig gemessen wird. In einem bestimmten Zeitmoment wird der Stoß auf dem Verzögerungskabel die in Fig. 2a gezeichnete Stellung erreicht haben. Die Schalter S der mit ihren Spitzen P am Kabel angeschlossenen Klydonraphen werden gleichzeitig während einem Bruchteil einer μs geschlossen. Der Durchmesser der Lichtenbergschen Figur um die Spitze P_1 wird proportional der Spannung $V_0 + V_1$, der um P_2 entsprechend $V_0 + V_2$ sein, usw. Wie in Fig. 1a können die trügen mechanischen Schalter durch die Elemente der Fig. 1b ersetzt werden, was zum elektrisch gesteuerten «Raum-Folge»-Teinograph der Fig. 2b führt. Hier wird der Stoß auf ein Verzögerungskabel geleitet. Der Impuls V_0 wird auf alle Klydonraphen zur gleichen Zeit gegeben, jedoch erst nachdem der Steuerimpuls für den Impulsgenerator so lange verzögert wurde, bis die zu messende Spannungswelle gegen das Ende des Stoßverzögerungskabels gekommen ist.

Bei diesem Typ von Teinograph kann man die vielen Klydonraphen durch eine einzige lange Platte, die Widerstände durch einen einzigen äquivalenten Widerstand R_1 und die Kondensatoren durch einen Kondensator C_3 ersetzen (Fig. 3). Die zu messende Stoßwelle wird über das Stoßverzögerungs-

kabel geleitet und kommt zudem verzögert zu einem Impulstransformator T , wird umgepolt, verstärkt und bringt durch den Kondensator C_4 die Funkenstrecke G zum Ansprechen. C_4 entlädt sich mit einer sehr kleinen Zeitkonstanten $R_3 C_4$



a

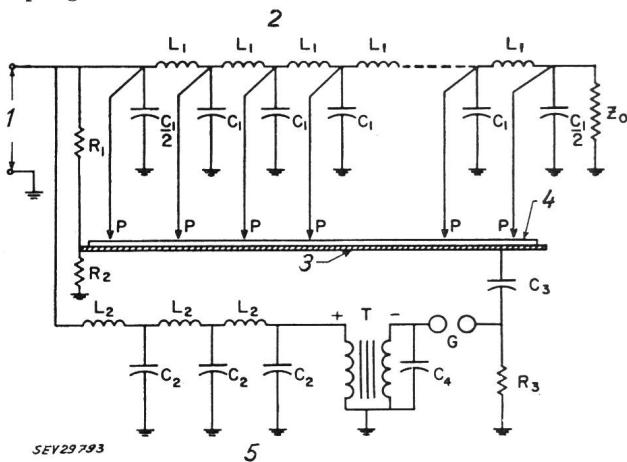


b

SEV29792

Prinzip und Arbeitsweise des «Raum-Folge»-Teinographen
a Grundprinzip
b Arbeitsweise bei schnellen Stößen

1 Stoßverzögerungsleitung; 2 zu messende Stoßspannung
b Arbeitsweise bei schnellen Stößen
1 Stoßverzögerungsleitung; 2 Impulsverzögerung; 3 Impulsgenerator



5

SEV29793

Schalschema des «Raum-Folge»-Teinographen
1 Stoß-Eingang; 2 Stoßverzögerungsleitung; 3 Metallplatte;
4 dielektrische Oberfläche; 5 Impulsverzögerungsleitung

über den kleinen Widerstand R_3 , so dass die Platte E während Bruchteilen einer μs auf niedrige Spannung kommt. Die so erhaltenen Durchmesser der Lichtenbergschen Figuren sind proportional der Summenspannung $V_0 + V_{Stoss}$.

Der Teinograph ist ein Registriergerät für einmalige Vorgänge, so dass am Ende der Stoßverzögerungsleitung ein Kugelfunkenstreckenauflöser eingebaut werden muss, der den Eingang für weitere Stöße innerhalb 1 ms sperrt. Als Aufnahmematerial zwischen den Spitzen und der Metallplatte können dünne, lichtunempfindliche Lucite-Platten verwendet werden oder photographische Filme, die in spezielle Kassetten verpackt, auch bei Tageslicht ausgewechselt werden können.

Der Teinograph braucht zur Messung hoher Stromstöße keine teuren Shunts, da das Magnetfeld eines durch einen gewöhnlichen Leiter fliessenden Stromstosses mittels einer Spule angekoppelt und auf den Eingang des Teinographen geführt werden kann.

F. Schwab

Einfluss von radioaktiven Bestrahlungen auf Isolierstoffe

621.315.61.019.3 : 539.169

[Nach K. A. Wodopjanow, B. I. Woroszow, G. I. Potachowa und N. I. Olschanskaja: Elektrophysikalische Eigenschaften technischer Elektroisoliermaterialien unter dem Einfluss radioaktiver Bestrahlung. Elektritschestwo Bd. -(1960), Nr. 5, S. 60...66]

Literaturquellen über den Einfluss radioaktiver Bestrahlung auf die elektrophysikalischen Eigenschaften technischer Elektroisoliermaterialien sind noch spärlich und die Physik der dabei stattfindenden Vorgänge noch unerforscht. Im Hinblick auf eine breite Anwendung der Atomenergie für friedliche Zwecke ist jedoch die Kenntnis der physikalischen Zusammenhänge in Bezug auf die Strahlenfestigkeit einer Reihe von Isolierstoffen erforderlich, die in elektrischen Anlagen und Apparaten unter der Einwirkung radioaktiver Strahlen Verwendung finden.

Bei einer Untersuchung über die Wirkung von Gamma-Strahlen auf die elektrophysikalischen Eigenschaften einiger hochpolymerer Dielektrika, von Silikonen und von Phenol-Formaldehyd-Pressmassen erfolgte die Bestrahlung mit dem Betatron des Polytechnischen Instituts von Tomsk (Sibirien). Die Energie der Gamma-Strahlung betrug 15 MeV, die Strahlungsdosis 300...1200 r (Röntgen) während 1 min. Die Prüflinge wurden bei verschiedenen Temperaturen (-60, +20, +60 °C) sowie unter tropischen Feuchtigkeitsverhältnissen (Temperatur von +40 °C und relative Luftfeuchtigkeit von 98 %) bestrahlt.

Gemessen wurden die elektrische Festigkeit, die Temperaturabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit und vor allem die Temperatur- und die Frequenz-Abhängigkeiten des dielektrischen Verlustwinkels und der Dielektrizitätskonstanten der Isolierstoffe vor und nach der Bestrahlung mit Gamma-Strahlen.

Ergebnisse

1. Hochpolymere Dielektrika des Typs Polyäthylen und Polystyrol erleiden bei Bestrahlung mit Gamma-Strahlen bis zu einer Dosis von 10^6 r bei Zimmertemperatur keine Veränderung im Mechanismus der dielektrischen Verluste und der Polarisation. Die Absolutwerte der Dielektrizitätskonstanten, des Verlustwinkels und der elektrischen Festigkeit bleiben

unverändert. Polyäthylen zeigt eine Erhöhung der elektrischen Leitfähigkeit und des Verlustwinkels, wenn es bei tiefer Temperatur bestrahlt wird, und eine Herabsetzung dieser Größen bei Bestrahlung unter tropischen Verhältnissen.

2. Die grössten Veränderungen in den dielektrischen Eigenschaften der Silikone erfolgen durch die Bestrahlung bei tieferen Temperaturen und unter tropischen Feuchtigkeitsverhältnissen. Bedeutende Veränderungen erfahren dabei der dielektrische Verlustwinkel und die Dielektrizitätskonstante, insbesondere im Bereich niedriger Frequenzen.

3. Die elektrische Leitfähigkeit und der Ohmsche Anteil der dielektrischen Verluste werden bei Silikongummi nach der Bestrahlung grösser. Bei entsprechender Wärmebehandlung des Kautschuks kann diese Erhöhung wieder zum Verschwinden gebracht werden. Die Bestrahlung des Rohgummis mit Gamma-Strahlen beschleunigt den Vulkanisierungsprozess.

4. Bei Bestrahlung der Phenol-Formaldehyd-Pressmassen mit Gamma-Strahlen wird eine Erhöhung der Leitfähigkeitsverluste beobachtet. Die grösste Veränderung des Verlustwinkels findet durch die Bestrahlung bei tiefen Temperaturen und unter tropischen Verhältnissen statt. Die Dielektrizitätskonstante und die elektrische Festigkeit der Phenol-Formaldehyd-Pressmassen erfahren durch die Einwirkung der Gamma-Strahlen unter den betrachteten Verhältnissen keine Veränderung.

Die Analyse der Versuchsergebnisse führt zur Schlussfolgerung, dass die Strahlenfestigkeit von elektrischen Isoliermaterialien sowohl von den physikalisch-chemischen Eigenschaften des Stoffes und seiner Struktur, als auch von den äusseren Verhältnissen, unter denen sich das Dielektrikum bei der Bestrahlung und Untersuchung befindet, abhängt. Das wichtigste Kriterium für die Strahlenfestigkeit eines Dielektrikums dürfte die Art der Polarisation und der dielektrischen Verluste in dem in Frage stehenden Bereich der Temperaturen und Frequenzen sein. Beim Vorherrschenden dielektrischen Verluste Ohmschen Charakters wird eine bemerkbare Änderung der elektrischen Leitfähigkeit und des dielektrischen Verlustwinkels durch die Einwirkung radioaktiver Bestrahlung auf das Dielektrikum beobachtet. Beim Vorliegen dielektrischer Verluste des Relaxations- oder Dipol-Charakters kann eine Änderung des Verlustwinkels und der elektrischen Leitfähigkeit nicht festgestellt werden. Infolgedessen muss für die Beurteilung der relativen Widerstandsfähigkeit eines Elektroisoliermaterials gegenüber der Einwirkung von Gamma-Strahlen bestimmter Dosis und Intensität die Art der Polarisation und der dielektrischen Verluste bekannt sein, d. h. es ist die Kenntnis der Temperatur- und der Frequenz-Abhängigkeiten der Dielektrizitätskonstanten und des dielektrischen Verlustwinkels erforderlich.

G. v. Boletzky

Nachrichten- und Hochfrequenztechnik — Télécommunications et haute fréquence

Zulässige Lötdauer von Transistoren

[Nach E. G. Knapp: Die zulässige Lötdauer beim Verdrahten von Transistoren. Elektronik. Bd. 9(1960), Nr. 12, S. 368] 621.791.3 : 621.382.3

Bekanntlich sind Transistoren temperaturempfindlich, so dass es nicht gleichgültig ist, wie lange und mit welcher Temperatur eines Lötkolbens die Anschlüsse verlötet werden. Es sind zwar in den Datenblättern von Transistoren gewisse Angaben für Tauchlöten usw. gemacht, doch haben diese keine allgemeine Gültigkeit.

Wie kann nun allgemein jene Löttemperatur ermittelt werden, die dem Kristall des Transistors nicht schadet, d. h. die in den Datenblättern angegebene Lagertemperatur nicht überschreitet? Naturgemäß kann man im Normalfall die Kristalltemperatur nicht messen, so dass man sich mit einem Kunstgriff helfen muss. Dazu benutzt man die Schaltung nach Fig. 1. Der Transistor wird mit einer Kühlzange in den Sockel eingelötet. Nach vollständiger Erkaltung der Lötstellen

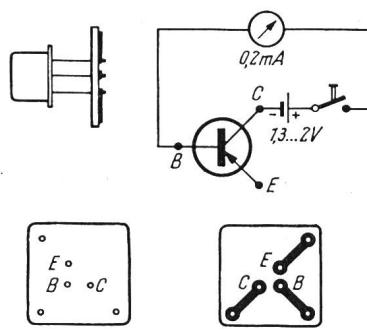


Fig. 1
Versuchsschaltung zur Bestimmung der bei Transistoren zulässigen Lötdauer

Die gezeichnete Polarität der Spannungsquelle gilt für pnp-Typen
B Basis; C Kollektor; E Emitter

wird bei einer Spannung von 1...2 V der sich bei der Zimmertemperatur ergebende Reststrom I_{co} gemessen. Anschliessend kommt das ganze Aggregat in eine Umgebung (Wärmeschrank), wo die Beharrungstemperatur der in dem Datenblatt angegebenen maximalen Lagertemperatur entspricht. Somit kann der Reststrom I_{co} bei der maximalen Lagertemperatur gemessen werden. Das Aggregat wird nun wieder in Zimmertemperatur gebracht. Nach dem Erkalten wird ein bestimmter Lötkolben (bei seiner stationären Temperatur) 1, 2 oder 3 s an die einzelnen Lötstellen gehalten, wobei nach einiger Zeit der somit erreichte Reststrom am Messinstrument abgelesen wird. Diejenige Lötzeit, die den maximalen Reststrom hervorruft, gilt als maximal zulässige Lötzeit.

E. Schiessl

Kreuzmodulationsverhalten von HF-Transistoren

621.375.4 : 621.391.822

[Nach H. Lotsch: Über die Untersuchung des Kreuzmodulationsverhaltens von HF-Transistoren. Elektron. Rdsch. Bd. 13 (1959), Nr. 8, S. 290...294]

In einem mit Transistoren bestückten Verstärker kann genau wie bei einem Röhrenverstärkergerät, Kreuzmodulation auftreten. Kreuzmodulation ist bekanntlich die Erscheinung, dass beim Empfang eines Senders die Modulation eines 2. Senders, obwohl er auf einer anderen Frequenz arbeitet, mitgehört wird. Zur Erzeugung einer modulierten Schwingung beaufschlagt man eine nicht lineare Kennlinie

$$I = I_0 + aU + bU^2 + cU^3 + \dots \quad (1)$$

mit einer Träger- und Zeichenfrequenz.

Dabei bedeuten:

$$a = \frac{dI}{dU} \text{ Steilheit der Kennlinie im Arbeitspunkt}$$

$$b = \frac{d^2 I}{dU^2} \text{ Krümmung der Arbeitskennlinie im Arbeitspunkt}$$

$$c = \frac{d^3 I}{dU^3} \text{ Krümmung der Steilheitskennlinie im Arbeitspunkt}$$

Um den Kreuzmodulationsfaktor K zu bestimmen, wird folgende Summenspannung als Steuerspannung verwendet.

$$U = U_0 + \hat{u}_N \cos ht + \hat{u}_s \cos st (1 + m_s \cos n_st)$$

Der Ausgangskreis ist auf die Nutzfrequenz $h/2\pi$ abgestimmt, nur der in der Nähe dieser Frequenz liegende Ausgangsstrom I_{Ns} verursacht eine Spannung

$$I_{Ns} = a \hat{u}_N \cos ht \left(1 + \frac{3}{a} m_s \hat{u}_s^2 \cos n_st \right)$$

Wäre die Nutzspannung selber mit einer Frequenz $n_{N/2\pi}$ moduliert, so ergäbe dies folgenden Ausgangsstrom I_N :

$$I_N = a \hat{u}_N \cos ht (1 + m_N \cos n_N t)$$

Der Faktor K ist das Verhältnis der beiden Hüllkurven:

$$K = \frac{3}{a} \cdot \frac{m_s}{m_N} \hat{u}_s^2 \quad (2)$$

Man kann nun auch beim unmodulierten Nutzsignal den Ausgangsstrom als einen mit dem Kreuzmodulationsgrad m_K modulierten Strom auffassen.

$$m_K = \frac{3}{a} m_s \hat{u}_s^2 \quad (3)$$

Kreuzmodulationseigenschaften des Transistors in Emitterschaltung

Es ist vor allem interessant die Abhängigkeit der Kreuzmodulation, hinsichtlich des Arbeitspunktes des Transistors

und des Innenwiderstandes der HF-Spannungsquelle zu kennen. Bei Röhren spielt der Quellenwiderstand sozusagen keine Rolle. Zwischen der Basisemitterspannung und dem Basisstrom Fig. 1 gilt die Beziehung:

$$I_\beta = I_\theta \exp \frac{kT}{q} (U_\beta - I_\beta r_b) \quad (4)$$

wobei man berücksichtigt, dass die ursprüngliche Exponentialfunktion um den Spannungsabfall $I_\beta r_b$ geschnitten wird. Der Einfluss $I_\beta r_b$ bewirkt eine Linearisierung der $I_\beta - U_{BE}$ -Kurve; ihre vom Arbeitspunkt abhängende Krümmung wird bei hohem Basisstrom sehr schwach.

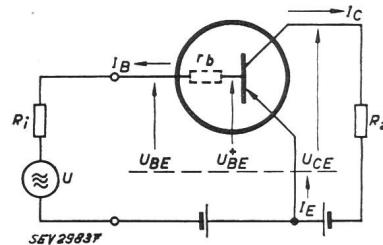


Fig. 1

Ersatzschaltung eines Transistors

r_b Basiszuleitungswiderstand; R_a Kollektorwiderstand; U_{BE} äussere Basis-Emitterspannung; U_{BE}^* innere Basis-Emitterspannung; U Generatorspannung

Weiter käme noch die $\alpha' = f(I_E)$ — Abhängigkeit hinzu, die gleichfalls einen Einfluss auf die Kreuzmodulation hat. Dies wird hier jedoch nicht berücksichtigt. Es sei ferner angenommen, dass α' für eine kleine Aussteuerung bei einem gewissen Emitterstrom I_E konstant sei. Setzt man Gl. (3) in Gl. (4) ein, so erhält man folgenden Ausdruck für den Kreuzmodulationsgrad:

$$m_K = \frac{\frac{d^3 I}{dU^3}}{\frac{dI}{dU}} = \frac{m_s}{2} \frac{\hat{u}_s^2}{U_T^2} \frac{\left(1 - 2 \frac{I_\beta r_b}{U_T} \right)}{\left(1 + \frac{I_\beta r_b}{U_T} \right)^4}$$

$$U_T = \frac{KT}{e}$$

Man sieht recht eindeutig, dass bei grösserem I_E , m_K kleiner wird, m_K ist ebenfalls bei Transistoren mit kleinerem α' niedriger. Für den Wert $I_\beta r_b / U_T = \frac{1}{2}$ ist m_K gleich Null.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Kreuzmodulation mittels des Klirrfaktors zu erfassen. Der Klirrfaktor, wie auch die Kreuzmodulation haben die gleiche physikalische Ursache, es ist dies die Krümmung der Steilheitskennlinie.

Der Klirrfaktor k_3 drückt sich aus zu:

$$k_3 = \frac{I_3}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}}$$

Man sieht leicht ein, dass $m_K = 12 k_3$ ist.

Zur Feststellung des Faktors m_K eines Transistors erhält derselbe eine unmodulierte Nutzspannung u_N und eine zu 100% z. B. mit 500 Hz modulierten Störspannung u_S . Anschliessend folgt ein Bandfilter, das die Störspannung sperrt. Ein nachfolgender regelbarer Verstärker ermöglicht es dem anschliessenden Demodulatorteil immer eine konstante HF-Spannung zu geben. Die entsprechende NF-Spannung wird am Ausgang gemessen.

Die Messung geschieht folgendermassen: Man eicht zuerst indem man den Transistor mit einer 1%-modulierten HF-Nutzspannung von 1 mV speist und die entsprechende NF-Spannung abliest. Zur Messung von m_K wir der Nutzsender nicht moduliert. Der Störsender wird eingeschaltet, dann regelt man den Messverstärker soweit bis die NF-Spannung wiederum den gleichen Ausschlag wie bei der 1% modulierten Nutzspannung, anzeigt.

Messergebnisse

Die NF-mässig notwendige Effektivspannung u_S des Störsenders um die gleiche Tonspannung wie die 1%-modulierte

Nutzspannung zu erzeugen, wird in Funktion von I_E aufgetragen (Fig. 2). Als Parameter figuriert hier der Quellenwiderstand R_i .

Ein hoher Quellenwiderstand bewirkt, wie der Basiszuleitungswiderstand eine Linearisierung der $I_\beta - U_{\beta E}$ -Kennlinie und ist somit günstig hinsichtlich des Kreuzmodulationsfaktors m_K . Bei höheren Emitterströmen steigt u_S erwartungsgemäß an. Transistoren mit kleinem α' benötigen bei gleichem I_E höhere u_S -Werte als Transistoren mit großem α' , und haben somit kleinere Kreuzmodulationsanfälligkeit.

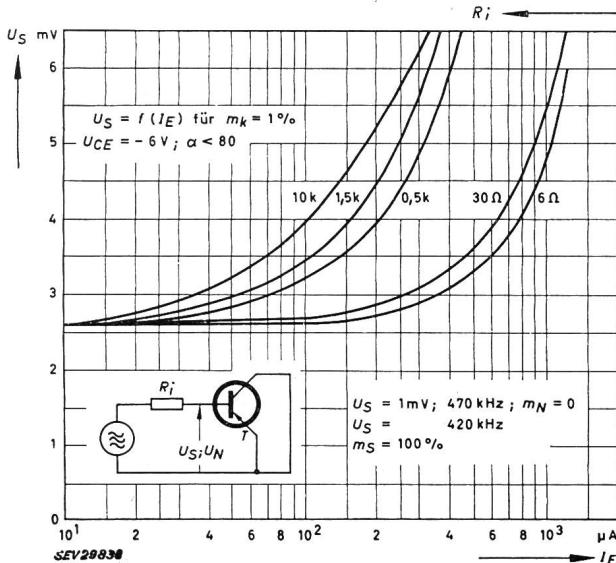


Fig. 2

Einfluss des Generatorinnenwiderstandes R_i und des Emitterstromes I_E auf die effektive Störspannung U_S
 I_B Basisstrom; I_c Kollektorstrom; U_{CE} Kollektor-Emitterspannung

Man könnte, um den Faktor m_K numerisch zu bestimmen, auch eine niederfrequente Messung durchführen, indem man den Klirrfaktor 3. Ordnung feststellt. Dieser Weg wird in Rücksicht geringeren Aufwandes öfters beschritten.

Bei beiden Messungen sollte man jedoch ebenfalls noch auf die frequenzabhängige Spannungsteilung zwischen Basiszuleitungswiderstand und Emitterkapazität achten, denn die an die innere Steuerstrecke des Transistors gelangende HF-Spannung wird mit steigendem Emitterstrom (Diffusionskapazität) geringer.

B. Kurz

Leuchteigentümliche Kennzahl für physiologische Blendung

628.984 : 612.014.44

[Nach W. Dittrich: Ableitung einer leuchteigentümlichen Kennzahl für die physiologische Blendung. Lichttechnik Bd. 12 (1960), Nr. 1 S. 25...27]

Die Schleierleuchtdichte B_s einer Leuchte lässt sich nach Holladay durch folgende Gleichung bestimmen:

$$B_s = k \frac{I \cos \theta}{2 R \theta} \quad (1)$$

Hierin bedeuten:

I die Lichtstärke; R der Abstand zwischen Lichtquelle und Auge; θ der Winkel zwischen Blickrichtung des Auges und Lichteinfallsrichtung; der Faktor $k = 8,75 \cdot 10^3$.

Gl. (1) hat Gültigkeit für den Winkelbereich von $\theta = 1 \dots 30^\circ$ und für Beleuchtungsstärken auf dem Auge von $0 \dots 500$ lx. Im folgenden soll angenommen werden, dass Gl. (1) im Winkelbereich zwischen $1 \dots 90^\circ$ angewandt werden kann.

Für eine Leuchte oder Leuchtenreihe gleicher Leuchten lässt sich die Schleierleuchtdichte nicht von einem Punkte aus angeben, vielmehr müsste diese von jeder einzelnen Leuchte der Beleuchtungsanlage, und von einer grossen Zahl von Beobachtungspunkten zwischen 2 Leuchten angegeben werden. Prinzipiell genügt es, verschiedene Punkte zwischen 2 Leuchten zu betrachten, denn in einer Leuchtenreihe würden sich die Messergebnisse periodisch wiederholen.

Nachstehend soll nun gezeigt werden, wie die Schleierleuchtdichte jeder Leuchte im Verlaufe eines Leuchtenabstandes bestimmt werden kann. Die Gesamtschleierleuchtdichte einer Beleuchtungsanlage ergibt sich dann aus der Summe der Schleierleuchtdichten der einzelnen Leuchten.

Wie Fig. 1 zeigt, werden sämtliche Lichteinfallswinkel zwischen 90° und den kleinsten technisch interessanten Winkeln, lückenlos erfasst.

In Gl. (1) wird R durch $h/\sin \theta$; sowie I durch $I_0 \cdot i(\theta)$ ersetzt. Somit ergibt sich:

$$B_s = k \frac{I_0}{2h} \cdot \frac{i(\theta) \cdot \cos \theta \sin^2 \theta}{2\theta} \quad (2)$$

Der Quotient $I_0/2h$ stellt die Beleuchtungsstärke senkrecht unter der Leuchte dar und ist zugleich die maximale Beleuchtungsstärke $E_{max} = E_0$.

$$B_s = k E_0 \frac{i(\theta) \cos \theta \sin^2 \theta}{2\theta} = k E_0 i(\theta) f(\theta) \quad (3)$$

Die Funktion, $f(\theta) = (\cos \theta \sin^2 \theta) / 2\theta$ kann als physiologische Blendfunktion bezeichnet werden und stellt in dieser Schreibweise eine konstante Funktion dar.

Das Funktionsbild $i(\theta) \cdot f(\theta)$ ist in Fig. 2 für 3 verschiedene Leuchten dargestellt (Breitstrahler, Tiefstrahler, Freistrahler).

Als Mass für die Schleierleuchtdichte der einzelnen Leuchten, in einer Leuchtenreihe mit immer gleich gewähltem Abstand, wird der zugehörige Winkelbereich beim Durchschreiten eines Leuchtenabstandes der Berechnung zu Grunde gelegt.

Die mittlere Schleierleuchtdichte gewinnt man dadurch, indem man Gl. (3) über den entsprechenden Winkelbereich integriert und durch den Differenzwinkel (gebildet aus oberer und unterer Integralgrenze) dividiert. Bei konstantem Leuchtenabstand A und Aufhängehöhe h ergibt sich folgende Gleichung für die Gesamtschleierleuchtdichte:

$$B_{s\ total} = k E_0 \sum_1^n \frac{i(\theta) \cdot f(\theta) \cdot d\theta}{\theta_n} \quad (4)$$

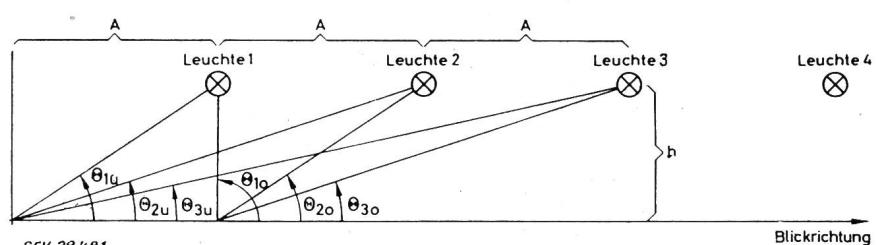


Fig. 1

Entstehung von Lichteinfallwinkelbereichen einzelner Leuchten im Verlaufe einer Streckenperiode

θ Winkel zwischen Blickrichtung und der Lichteinfallsrichtung; A Leuchtenabstand

Leuchte 1 strahlt zwischen 90° und θ_1 auf das Auge ein. Für Leuchte 2 ergibt sich der Winkelbereich zwischen θ_1 und θ_2 usw. Der Endwinkel des Winkelbereiches von Leuchte 1 ist der Anfangswinkel des Winkelbereiches von Leuchte 2 usw. Somit entsteht eine lückenlose Erfassung sämtlicher Lichteinfallswinkel zwischen 90° und den kleinsten technisch interessanten Winkeln

Wird der Ausdruck

$$\sum_1^n \frac{i(\theta) \cdot f(\theta) d\theta}{\theta n}$$

physiologische Leuchtenblendkennzahl genannt und mit Y bezeichnet, dann reduziert sich die Formel auf:

$$B_{s \text{ tot}} = k E_0 Y \quad (5)$$

Bei konstantem Verhältnis A/h (Leuchtenabstand zu Aufhängehöhe) bleibt auch Y konstant.

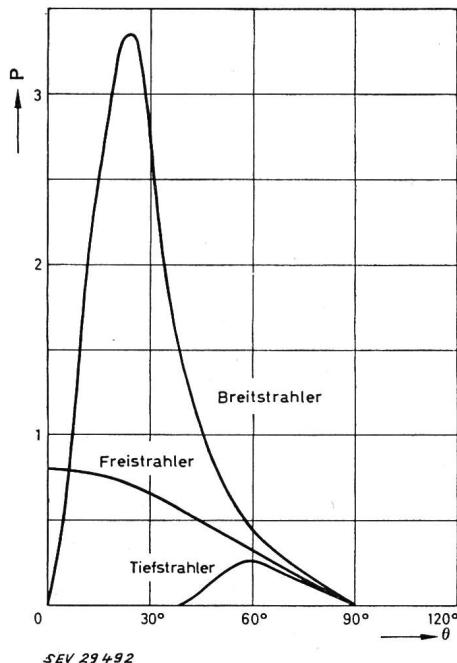


Fig. 2

Funktionenprodukt $P = i(\theta) \cdot f(\theta)$ für drei verschiedene Leuchten

θ Winkel zwischen Blickrichtung des Auges und der Lichteinfallenrichtung

Weist die Lichtverteilungskurve der Leuchte ein ausgeprägtes Maximum (I_{max}) auf, so ist ein optimales Verhältnis

A/h möglich. Der halbe Leuchtenabstand wird bestimmt durch den I_{max} -Strahl. Der zugehörige Winkel $\theta_{I_{max}}$ ist verknüpft:

$$A/h = Z \operatorname{tg} \theta_{I_{max}} \quad (6)$$

Die nächste Aufgabe ist die Eliminierung der variablen Größe E_0 . Ebenfalls durch Holladay ist der Blendungsgrad φ definiert worden durch:

$$\varphi = \frac{B_{s \text{ tot}}}{B + B_{s \text{ tot}}} \quad (7)$$

wobei B die Umfeldleuchtdichte ist und sich aus der Gleichung

$$B = \varrho \frac{g_2}{g_1} E_0 \quad (8)$$

errechnet. ϱ = Reflektionsfaktor;

$$\varphi_1 = \frac{E_{min}}{E_m}; \quad g_2 = \frac{E_{min}}{E_{max}}$$

Gl. (5) und (8) in Gl. (7) eingesetzt ergibt:

$$\varphi = \frac{k E_0 Y}{\varrho \frac{g_2}{g_1} E_0 + K E_0 Y}$$

Nach Kürzung mit E_0 erhält man folgende Gleichung für den Blendungsgrad:

$$\varphi = \frac{k Y}{\varrho \frac{g_2}{g_1} + k Y}$$

Die ganze vorangehende Abhandlung will zeigen, dass durch geeignete Umformung der massgeblichen Funktionen für die physiologische Blendung und durch Bildung geeigneter Mittelwerte ein Ausdruck gewonnen werden kann, der bei Leuchten mit ausgeprägtem Lichtstärkenmaximum eine leuchteneigentümliche Kenngröße, für die physiologische Blendung einer Leuchtenreihe gleicher Leuchten, ergibt. An Hand der Leuchtenblendkennzahl Y , die für jede Leuchte mit einem ausgeprägten Lichtstärkenmaximum bestimmt werden kann, ist ein Qualitätsvergleich verschiedener Fabrikate möglich.

R. Hochstrasser



Neuzeitlich beleuchtetes Verwaltungsgebäude