

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 53 (1962)
Heft: 8

Rubrik: Mitteilungen SEV

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: 17.02.2026

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

matoren und Leitungen im Hauptnetz niedrig zu halten. Weiterhin haben wir auf Grund der guten Betriebssicherheit bei unseren Leitungen und Transformatoren es gewagt sehr grosse Einheiten zu wählen. Unsere grösste Transformatorgruppe hat eine Leistung von 1000 MVA für Transformierung von 400 auf 220 kV. Auch die Transformatoren der Verteilerstationen werden immer grösser gewählt. Bisher hat jede wirtschaftliche Untersuchung gezeigt, dass eine freiwillige Begrenzung der Kurzschlussleistung in unserem Netz sich, mit Ausnahme gewisser Fälle im Verteilungsnetz nicht lohnt.

Bei einer zukünftigen Begrenzung der Kurzschlussleistung auf einen gewissen Wert ist eine Erhöhung der Impedanzen erforderlich, was durch die Wahl höherer Impedanzen von kleineren Transformatoren oder durch Aufteilung des Netzes ausgeführt werden kann. Alle diese Massnahmen verursachen erhöhte Kosten bei gleichzeitiger Verschlechterung der Qualität. Die Transformatoren müssen für einen grösseren Regelungsbereich ausgelegt werden, wodurch diese mit einer grösseren Fehleranfälligkeit behaftet sind.

Trotz allem kommt man leicht in ein Stadium, wo diese Massnahmen für die Begrenzung der Kurzschlussleistung nicht mehr genügend sind. Man hat einen steigenden Bedarf an Massnahmen, welche, wenn sie einmal benötigt werden, sich sowohl als teuer als schwer durchführbar erweisen. Wir ziehen deshalb vor, die Kurzschlussleistung nicht zu beschränken, in der Annahme, dass die Erzeuger Apparate herstellen, die die hohen Kurzschlussleistungen aushalten können.

Was die Relais- und Schalterzeiten betrifft, suchten wir vor 5...10 Jahren extrem kurze Werte zu erreichen: eine Periode für den Relaischutz und höchstens 3 Perioden für die Schalter. Das geschah im Zusammenhang mit den kritischen Stabilitätsverhältnissen. Da jetzt das Netz theoretisch und praktisch ganz stabil geworden ist, legen wir, trotz den steigenden Fehlerströmen, nicht mehr so grossen Wert auf extrem kurze Abschaltzeiten. Wir hatten einige unselektive Funktionen der schnellen Relais und ausserdem mechanische Schwierigkeiten mit den Schaltern. Deshalb sind wir jetzt für den Relaischutz auf 3 Perioden zurückgekehrt und legen für die Schalter grösseren Wert auf eine einfache und betriebssichere Konstruktion als auf kurze Schaltzeiten.

A. Moser, Ingenieur der Nordostschweizerischen Kraftwerke AG, Baden: Die Ansprüche, die an die Trenner in Freiluftschaltanlagen gestellt werden, sind im Vortrag von H. Schiller bereits ausführlich erörtert worden.

Die Wahl des Trennertyps ist massgebend für die Gestaltung der Anlagen in bezug auf Übersichtlichkeit und Betriebssicherheit. In den neuen Höchstspannungsanlagen mit Einfach- oder Doppelsammelschienen spielt bei den heutigen Bodenpreisen der Geländebedarf eine grosse Rolle. Untersuchungen haben gezeigt, dass durch Verwendung von Pantographentrennern unter Umständen beträchtliche Flächen-Einsparungen erzielt werden können, da für diese praktisch kein zusätzlicher Raum benötigt wird.

Die Nordostschweizerischen Kraftwerke (NOK) verwendeten bis heute beim Bau ihrer 220- und 380-kV-Anlagen in den abgehenden Linienfeldern den klassischen Schwenktrenner und für

den Anschluss an die Sammelschienen vorwiegend Pantographentrenner.

Die in letzter Zeit leider vorgekommenen Isolatorenbrüche an Schwenktrennern haben gezeigt, dass den Trennerstützern vermehrte Aufmerksamkeit geschenkt werden muss. Werden als Sammelschientrenner Schwenktrenner eingebaut, so kann bei einem Isolatorenbruch ein Sammelschienenkurzschluss auftreten und zudem bedingt die Reparatur eines solchen Apparates unter Umständen die Ausserbetriebnahme der ganzen Anlage.

Pantographentrenner haben den Vorteil, dass in geöffneter Stellung das ganze Feld von der Sammelschiene abgetrennt ist und Reparaturen oder Revisionen jederzeit ausgeführt werden können; Voraussetzung hierfür ist jedoch, dass die Sammelschienen oben angeordnet sind. Bei Anlagen mit Doppelsammelschienen kann bei Verwendung von Pantographentrennern die Bauhöhe der Anlage verringert werden, was natürlich eine beträchtliche Preisreduktion für die Gerüste und Fundamente ergibt.

Die NOK haben den verschiedenen Pantographentypen, die die Schweizer Industrie auf den Markt gebracht hat, grosse Aufmerksamkeit in bezug auf den mechanischen Aufbau und das Verhalten bei Vereisung geschenkt. Die primäre und wichtigste Bedingung, die ein Trenner in vereistem Zustand erfüllen muss, besteht darin, dass er fähig ist, die Eisschicht in den Gelenken zu brechen, und dass er unter der Zusatzlast einzuschalten vermag. Nach den Empfehlungen der CEI beträgt die zulässige Vereisung 0,5 g/cm².

Bereits im Winter 1959/60 haben wir ausgedehnte Vereisungsversuche an allen Trennerfabrikaten ausgeführt. Die damaligen Ergebnisse haben uns erstmals Anhaltspunkte über Anforderungen an die Konstruktion des Pantographentrenners gegeben. So erachten wir als für die Eisbrechung günstig, wenn beim Trenner kurz vor der Kontaktgabe die Bewegung beschleunigt wird, bzw. beim Öffnen die Bewegung am Anfang rasch ist und am Ende gedämpft wird.

Im Winter 1960/61 wurde die zweite Versuchsanlage mit bereits teilweise verbesserten Konstruktionen in Tierfeld bei Linthal erstellt. Leider hatte uns dann der milde Winter einen argen Streich gespielt. Die Versuche konnten nicht ausgeführt werden, weil überhaupt keine tiefen Temperaturen während der Dauer von einigen Tagen gemessen wurden.

Neue Versuche sind indessen im Gange und wir hoffen, nach deren Abschluss klarer zu sehen, was für Anforderungen an Pantographentrenner gestellt werden müssen.

Eine weitere Forderung, welche vom Pantographentrenner erfüllt werden muss, besagt, dass bei starken Windstössen die Schere des Trenners den Gegenkontakt noch sicher einfängt. Die beste Lösung liegt darin, dass die Kontaktarme sehr gross gehalten werden. An einem stürmischen Tag wurden in einer Anlage mit Pantographentrennern Ausschwenkungen der Gegenkontakte bis max. 25 cm gemessen, d. h. die totale Ausschwenkung betrug 50 cm.

Ob sich dieser neue Trennertyp bewähren wird, kann erst auf Grund mehrjähriger praktischer Erfahrung beurteilt werden. Der dringlich notwendige Bau weiterer Anlagen erlaubt uns aber leider nicht, vorerst langjährige Betriebserfahrungen zu sammeln. Wir hoffen aber, dass es gelingen wird, in Zusammenarbeit mit der Industrie auch die Pantographentrenner auf den heutigen Stand der bereits bekannten Schwenk- und Drehtrenner zu bringen.

Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

Anwendung eines «predictive-control»-Systemes

621—526
[Nach H. Chestnut, W. E. Sollecito, P. H. Troutman: Predictive-Control System Application. Trans. AIEE, Part II, 80(1961)55, S. 128...139]

«Predictive-control»-Systeme gehören neben den «bang-bang»-Systemen und den «adaptive-control»-Systemen zu den neueren Entwicklungen der Regelungstechnik.

Das Kennzeichen eines «predictive-control»-Systems ist, dass die Polarität der Stellgrösse derart variiert wird, dass die Regelgrösse der Leitgrösse nach minimaler Zeit folgt. Dabei geschieht

die Umschaltung der Polarität der Stellgrösse auf Grund der Ergebnisse der Vorausberechnung des Vorganges in einem «Modell». In diesem Modell wird der Vorgang in viel kürzerer Zeit als er sich in Wirklichkeit abspielt, vorausberechnet. Das Modell kann in der Praxis ein Programm für einen digitalen Rechenautomaten sein, «predictive-control»-Systeme sind deshalb eine der vielversprechendsten Möglichkeiten für den «on-line»-Gebrauch digitaler Computer.

An Hand eines einfachen Beispiels, der Landung eines Flugzeuges entlang einer vorgeschriebenen, exponentiell verlaufenden

Landebahnkurve, soll die prinzipielle Wirkungsweise eines «predictive-control»-Systems beschrieben werden.

Kurve $L(t)$ in Fig. 1 stellt die vorgeschriebene Landekurve dar. Diese berührt im Punkte P_1 die Landepiste P_0P_2 . Die Kurve

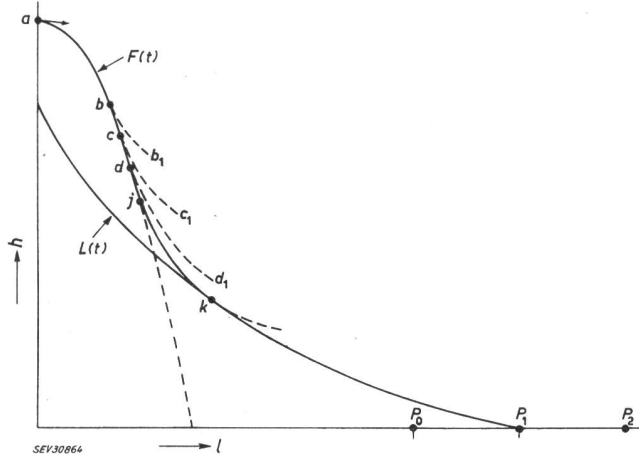


Fig. 1

Lande-kurve eines mittels «predictive-control» gesteuerten Flugzeuges

$L(t)$ vorgeschriebene Landekurve (Leitgrösse); $F(t)$ Flugbahn des Flugzeuges (Regelgrösse); P_0P_2 Piste; P_1 Aufsetzpunkt; a, b, c, d, j Punkte auf der Flugbahn, in welchen der Verlauf der weiteren Flugbahn unter der Annahme eines Vorzeichenwechsels der Stellgrösse vorausberechnet wird; b_1, c_1, d_1 vorausberechnete Punkte; k Berührungspunkt der Flugbahn mit der vorgeschriebenen Landekurve; h vertikale Distanz; l horizontale Distanz

$F(t)$ zeigt die Anflugbahn eines mittels «predictive-control» gesteuerten Flugzeuges. Fig. 2 zeigt dieselbe Anflugkurve in der Phasenebene. Dabei ist der Fehler $e(t)$ definiert als:

$$e(t) = L(t) - F(t)$$

die erste Ableitung $\dot{e}(t)$ wird dann:

$$\dot{e}(t) = \frac{d}{dt} [L(t)] - \frac{d}{dt} [F(t)]$$

$\dot{e}(t)$ ist somit gerade der Sinkgeschwindigkeitsfehler.

Das Flussdiagramm der Schaltlogik, welches die Operationsvorschriften für die Regelung enthält, ist in Fig. 3 dargestellt. Danach wird, falls sich das Flugzeug mit der in Fig. 1 gezeichneten

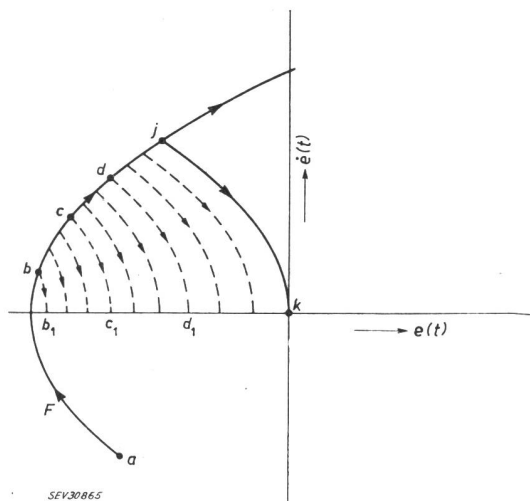


Fig. 2

Darstellung des in Fig. 1 gezeichneten Landevorganges in der Phasenebene

$e(t)$ Höhenfehler; $\dot{e}(t)$ Sinkgeschwindigkeitsfehler
— effektive Flugbahn
--- vorausberechnete Flugbahnen

Die Punkte $a...k$ entsprechen den gleich bezeichneten Punkten in Fig. 1

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

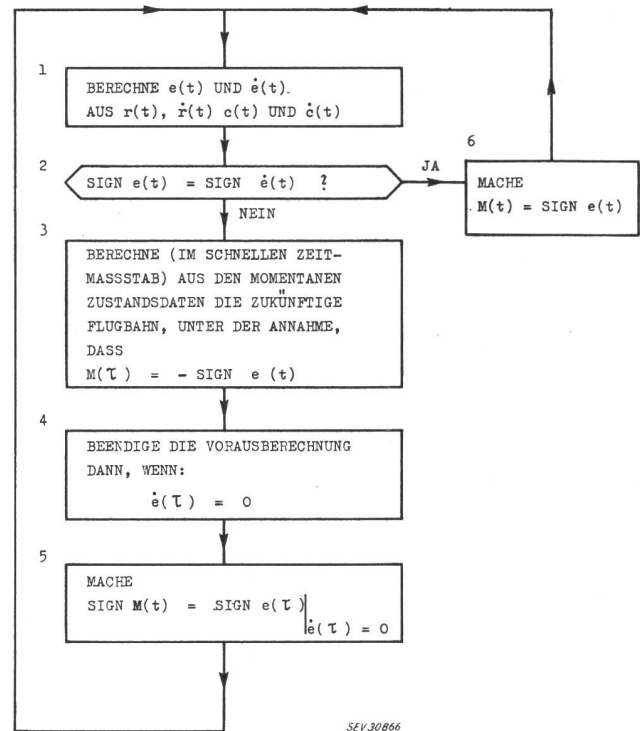


Fig. 3

Flussdiagramm der Schaltlogik für ein «predictive-control» System

ten Richtung im Punkt a befindet, im Blocksche mit 1 berechnet, dass sowohl $e(t)$ als auch $\dot{e}(t)$ negativ ist, das Flugzeug fliegt zu hoch und sinkt zu langsam. Die Regelung wird deshalb, gemäss 6, das Moment $M(t)$ negativ machen. Das Flugzeug würde dann, unter der Voraussetzung, dass $M(t)$ ständig negativ bliebe, entlang der Kurve $F(t)$ von $a...j$ fliegen und von dort der strichpunktierten Kurve folgen.

Im Punkt b ist der Test des Blockes 2 nicht mehr erfüllt, während der Fehler $e(t)$ noch negativ ist, ist $\dot{e}(t)$, der Fehler der Sinkgeschwindigkeit, jetzt positiv. Deshalb wird nun die Regelung als nächstes die in Block 3 vorgeschriebene Operation durchführen, mit Hilfe des «fast-time»-Modelles wird berechnet, welche Flugbahn sich ergeben würde, wenn in diesem Moment die Polarität der Stellgrösse gewechselt, also $M(t)$ positiv gemacht würde. Diese Vorausberechnung im schnellen Zeitmaßstab τ wird soweit durchgeführt, bis im Modell der Punkt $\dot{e}(\tau) = 0$ erreicht wird. In den Fig. 1 und 2 entspricht dies dem Punkt b_1 ; t_{τ} ist dort parallel zu t . Ist in diesem Punkt der Fehler immer noch negativ, so wird, entsprechend Block 5 der Fig. 3, die Polarität der Stellgrösse weiterhin negativ bleiben. Dieser gleiche Vorgang wiederholt sich in den Punkten c und d , beide male rechnet das Modell, bzw. der Computer, die zukünftige Flugbahn unter der Annahme einer umgepolten Stellgrösse bis zum Moment, wo die Ableitung des Fehlers gleich Null wird.

Im Punkt j stellt dann der Computer fest, dass im Augenblick, wo der Fehler der Sinkgeschwindigkeit verschwindet, auch gerade der Fehler $e(\tau)$ gleich Null wird, mithin ist im Punkt j der richtige Zeitpunkt erreicht, um das Moment $M(t)$ wieder positiv zu machen. Das Flugzeug wird dann im Punkt k die vorgeschriebene Landekurve mit der richtigen Sinkgeschwindigkeit erreichen, mit andern Worten, der Fehler $e(t)$ sowie seine erste Ableitung verschwinden dort gleichzeitig. Vom Punkt k weg wird die Regelung dafür sorgen, dass sich die Phasenkurve in einem Grenzyklus um den Nullpunkt der Phasenebene bewegt.

An diesem Beispiel sieht man das Prinzip, welches jedem «predictive-control»-System zu Grunde liegt:

1. Ein sehr schneller Computer rechnet in gewissen Zeitabständen voraus, wie sich das System verhalten würde, wenn in diesem Moment die Polarität der Stellgrösse gewechselt würde.
2. Eine Schaltlogik sorgt dafür, dass in Wirklichkeit dieser Wechsel dann erfolgt, wenn dadurch die weitere Flugbahn so verläuft, dass $e(t)$ und $\dot{e}(t)$ zur selben Zeit verschwinden.

Für die Vorausberechnung der Flugbahn — oder allgemein das Verhalten des Systemes — können sowohl digitale Rechenautomaten als auch Analogierechner eingesetzt werden. Der Vorteil der ersteren liegt in ihrer viel höhern Genauigkeit, die zweiten sind wirtschaftlicher. Der Programmierung des digitalen Computers liegt das Flussdiagramm der Fig. 3 zugrunde; die Durchführung der Regelung mit Analogrechnern erfordert einigen Aufwand an Schaltelementen für die logischen Operationen.

«Predictive-control»-Systeme versprechen eine grosse praktische Bedeutung zu erlangen, doch scheint es, dass heute noch eine grosse Zahl von Problemen, wie z. B. die Stabilität, das Signal-Rauschverhältnis und das Verhalten nach dem Erreichen der Leitgrösse (d. h. das Verhalten des Systems im Grenzyklus um den Nullpunkt der Phaseebene) weiterer theoretischer Abklärung bedarf. Viele Hochschulinstitute und industrielle Forschungsstätten in den USA arbeiten zur Zeit intensiv an der Lösung dieser Probleme.

H. G. Bürgin

Elektrophotographie ¹⁾

77.01 : 621.315.592

Die Elektrophotographie beruht auf der Anwendung von Photohalbleitern. Ein Photohalbleiter ist ein schlechter Leiter, dessen Leitfähigkeit bei Bestrahlung mit Licht zunimmt. Für die Elektrophotographie sucht man nach einem Stoff, der eine möglichst geringe Dunkel-Leitfähigkeit hat und einen möglichst grossen lichtelektrischen Effekt. Eine dünne Schicht dieses Halbleiters wird im Dunkeln mit einer Koronaentladung belegt. Die Oberfläche wird dabei elektrostatisch aufgeladen. Belichtet man nun diese Schicht bildmässig, so fliesst die Ladung an den bestrahlten Stellen durch den leitend gewordenen Photohalbleiter ab, während sie an den dunklen Stellen erhalten bleibt. Man hat also jetzt ein latentes Ladungsbild. Streut man dann ein gefärbtes Pulver darüber, so haftet es nur dort, wo die Schicht noch geladen ist. Es gibt auch Pulver, die nur an den entladene Stellen haften (Positiv- oder Negativentwicklung). Dieses Pulver kann man nun entweder direkt auf der Schicht fixieren oder es vorher noch auf einen andern Träger übertragen. Das Fixieren geschieht durch Anschmelzen oder Anlösen.

Ein geeigneter Halbleiter ist das Zinkoxyd. Die Aufladung einer Zinkoxydschicht gelingt nur in einer Gasatmosphäre, die Sauerstoff enthält. Die fundamentale Wirkung des Sauerstoffs besteht in folgendem: Ein grosser Zinkoxydkristall hat eine Dunkel-Leitfähigkeit von $0,05$ bis $7 \Omega^{-1} \text{ cm}^{-1}$. Bei dieser grossen Leitfähigkeit fliesst jede elektrische Ladung augenblicklich ab. Ist jedoch an der Oberfläche dieses Kristalles Sauerstoff adsorbiert, so zieht dieser Sauerstoff alle Ladungsträger aus einer Oberflächenrandschicht an sich, so dass ihre Dunkel-Leitfähigkeit auf 10^{-12} bis $10^{-14} \Omega^{-1} \text{ cm}^{-1}$ sinkt. Praktisch verwendet man nun eine Schicht aus lauter Kristallen, die so klein sind, dass diese Verarmungsrandschicht durch das ganze Korn hindurchläuft. In einer solchen Schicht sind die Zinkoxydkörner in einem Silikonharz eingebettet, das sie vor Feuchtigkeit schützt und das Sauerstoffgleichgewicht an der Oberfläche stabilisiert.

Durch eine Koronaentladung mit negativem Draht wird die Dunkel-Leitfähigkeit nochmals geringer (10^{-16} bis $10^{-17} \Omega^{-1} \text{ cm}^{-1}$), da in dem entstehenden Feld die noch übrig bleibenden, weni-

ger beweglichen positiven Ladungsträger an die Oberfläche der Körner gelangen und gefangen werden. In diesem Zustand sind die Zinkoxydkristalle im Innern völlig frei von Ladungsträgern, es sind also Kristalle ohne Störstellen. Diese Ansicht ist jedoch nicht unwidersprochen. Man hat es hier mit Problemen zu tun, die beinahe so komplex sind wie bei den schon lange bearbeiteten Silberhalogeniden.

Ein anderer wichtiger Halbleiter ist das Selen in seiner amorphen Form. Es hat bereits eine Leitfähigkeit von $10^{-12} \Omega^{-1} \text{ cm}^{-1}$, so dass hier die oben beschriebenen Sperrschichteffekte eine kleinere Rolle spielen. Zinkoxyd ist ein n-Halbleiter (Ladungsträger sind Elektronen), während Selen im Wesentlichen ein p-Halbleiter ist (Ladungsträger sind Defektelektronen). Eine Zinkoxydschicht muss man negativ aufladen, eine Selschicht lädt man vorzugsweise positiv auf.

Eine dritte Art von Photohalbleitern besteht aus organischen Substanzen. Diese haben noch keine grosse praktische Anwendung gefunden.

Die Photohalbleiterschichten lassen sich wie Silberhalogenide mit Farbstoffen sensibilisieren; sie werden dabei für Lichtwellenlängen empfindlich, die von der Grundsubstanz nicht absorbiert werden.

Nach einem anderen Mechanismus als bei den Photohalbleitern kann man mit «Photoelektronen», unter denen Schwefel der bekannteste ist, ein latentes Ladungsbild erzeugen, das dann ebenfalls mit eingefärbtem Pulver entwickelt werden kann. Photoelektronen können auf zwei verschiedene Weisen verwendet werden. Einmal setzt man den Photoelektronen unter Bestrahlung einem elektrischen Feld aus. Nach Abschalten der Belichtung und des Feldes bleibt dann eine dauernde Polarisation zurück. Diese Ladung fällt in tausend Stunden auf etwa 60 % des Anfangswertes und ist damit wesentlich stabiler als bei den Photohalbleitern. Sie verschwindet jedoch sofort bei Belichtung, die man bildmässig ausführen kann, so dass ein latentes Ladungsbild entsteht. Nach dem zweiten Verfahren belichtet man bildmässig, während der Photoelektronen im elektrischen Feld ist. Er wird dann nur dort polarisiert, wo er bestrahlt wird. Das Ladungsbild eines speziellen Photoelektronen aus dotiertem Zinksulfid kann man nicht nur durch Staubentwicklung sichtbar machen, es wird auch als Elektrolumineszenz sichtbar, wenn man nach der Belichtung ein der Polarisation entgegengesetztes, schwaches Feld anlegt.

Die Staubentwicklung eines latenten Ladungsbildes kann dann Schwierigkeiten bieten, wenn man grosse Flächen gleicher Ladung entwickeln will. Im Innern einer solchen Fläche gehen nämlich alle Feldlinien nur durch die Halbleiterschicht, während an den Rändern ein Streufeld aus der Schicht austritt und die Farbstoffteilchen anzieht. Man bekommt jedoch auch Feldlinien im Innern einer solchen Fläche aus der Schicht heraus, wenn man eine Hilfselektrode geeigneten Potentials der Schicht gegenüberstellt. Eine andere Möglichkeit zur Entwicklung grosser Flächen besteht in der Anwendung der magnetischen Bürste. Sie besteht aus Eisenfeilspänen, die an einem Magneten haften und mit Farbstoffteilchen vermischt sind. Ihre Wirkung ist wieder die einer Gegenelektrode. Auf diese Weise gelingt eine sehr gleichmässige Entwicklung auch von Halbtönen, die von der Silberhalogenidphotographie nicht überboten wird. Der wesentlichste Nachteil der Elektrophotographie gegenüber der konventionellen Photographie besteht heute nur noch in der geringeren Empfindlichkeit.

F. Trautweiler

¹⁾ Bericht über ein Kolloquium am Photographischen Institut der ETH vom 14. Dezember 1961.

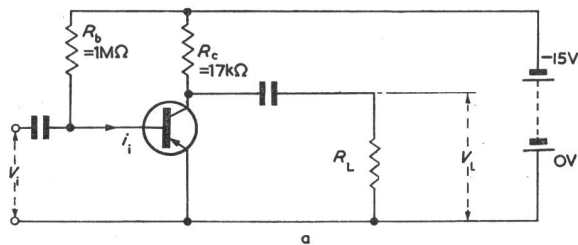
Nachrichten- und Hochfrequenztechnik — Télécommunications et haute fréquence

Neue Schnellmethode zur Berechnung von Transistor-Verstärkerschaltungen

621.375.4.001.24
[Nach R. R. Vierhout und A. J. H. Vendrik: A Quick Method for Calculating Transistor Amplifier Circuits. Electronic Engng. 33(1961)400, S. 375...381]

In der Literatur findet man häufig lange Gleichungen zur Berechnung von Transistorschaltungen, in denen Widerstände von

z. B. 10Ω zu Widerständen von etwa $1 \text{ M}\Omega$ addiert werden. Die Praxis begnügt sich jedoch bei solchen Berechnungen in der Regel mit einer Genauigkeit von 10 %. Die Vierpol-Gleichungen für Transistoren lassen sich vereinfachen, so dass man Ausdrücke erhält, die den Barkhausengleichungen für Röhrenschaltungen ähnlich sind. Der grundlegende Unterschied zwischen Röhren und Transistoren besteht darin, dass man Röhren als Spannungs-



SEV 30870

Fig. 1

Wechselstromverstärker mit Transistor OC 71 in Emitterschaltung
a Prinzipschaltbild; b Ersatzschaltbild

verstärker betrachtet, während man Transistoren zweckmässigerweise als Stromverstärker ansieht.

In den Transistorengleichungen

$$V_{be} = h_{11} i_b + h_{12} V_{ce} \quad (1)$$

$$i_c = h_{21} i_b + h_{22} V_{ce} \quad (2)$$

(deren einzelne Komponenten bekannt sind, so dass sich eine detaillierte Erklärung erübrigt) ist der Parameter h_{12} so klein, dass er vernachlässigt werden kann. In den Gl. (1) und (2) ist demnach

$$h_{11} = r_i, \quad h_{12} = 0, \quad h_{21} = \alpha', \quad h_{22} = g_o$$

Mit dieser Vereinfachung wird bei der Emitterschaltung (Fig. 1) die Stromverstärkung:

$$\frac{i_L}{i_i} = \frac{\alpha' G_L}{g_o + G_c + G_L} \quad (3)$$

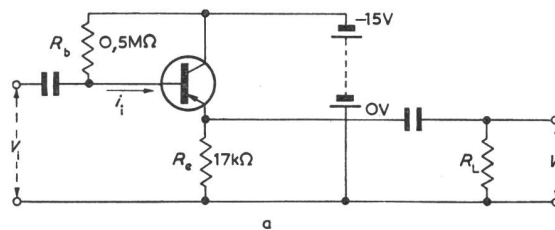
und der Rückwirkungswiderstand:

$$R_w = \frac{V_L}{i_i} = \frac{\alpha'}{g_o + G_c + G_L} \quad (4)$$

Der Rückwirkungswiderstand ist eine nützliche Grösse, mit deren Hilfe Kenndaten gegengekoppelter Schaltungen leicht berechnet werden können. Bei der in Fig. 1 angegebenen Schaltung ist die Grösse des Basisstromes i_i durch den Widerstand R_b gegeben. Diese Schaltungsart hat eine schlechte Temperaturstabilität und wurde hier nur der Einfachheit halber gewählt.

In der Kollektorschaltung (Fig. 2) ist die Stromverstärkung:

$$\frac{i_L}{i_i} \approx \frac{\alpha' \cdot G_L}{G_L + g_o + G_e} \quad (5)$$



SEV 30871

Fig. 2

Wechselstromverstärker mit Transistor OC 71 in Kollektorschaltung
a Prinzipschaltbild; b Ersatzschaltbild

und der Rückwirkungswiderstand:

$$R_w = \frac{V_L}{i_i} = \frac{1 + \alpha'}{G_L + g_o + G_e} \quad (6)$$

Verschiedene Eigenschaften von Transistorschaltungen lassen sich durch Gegenkopplung verbessern. Man kann zum Beispiel hohe Eingangsimpedanzen, Frequenzkurven, die über einen grossen Bereich linear sind, bessere Temperaturstabilität und günstigere Rauschzahlen erzielen. Alle Gegenkopplungsschaltungen können im Prinzip auf 4 Arten (Fig. 3) zurückgeführt werden: Strom- und Spannungsgegenkopplung mit und ohne Phasenumkehr durch den Verstärker. Die Gegenkopplung nach Fig. 3a verkleinert die effektive Eingangsimpedanz. Diese wird:

$$\frac{V_i}{i_i} = \frac{1}{\frac{1}{r_i} + \frac{R_w}{r_i R_2}} \quad (7)$$

Die Stromverstärkung der Gegenkopplungsschaltung nach Fig. 3a ist angenähert:

$$\frac{i_L}{i_s} \approx \frac{R_2}{R_L} \quad (8)$$

Bei der Gegenkopplungsschaltung nach Fig. 3b wird die Eingangsimpedanz vergrössert. Sie wird

$$\frac{V_s}{i_s} = r_i + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_w}{\gamma} \quad (9)$$

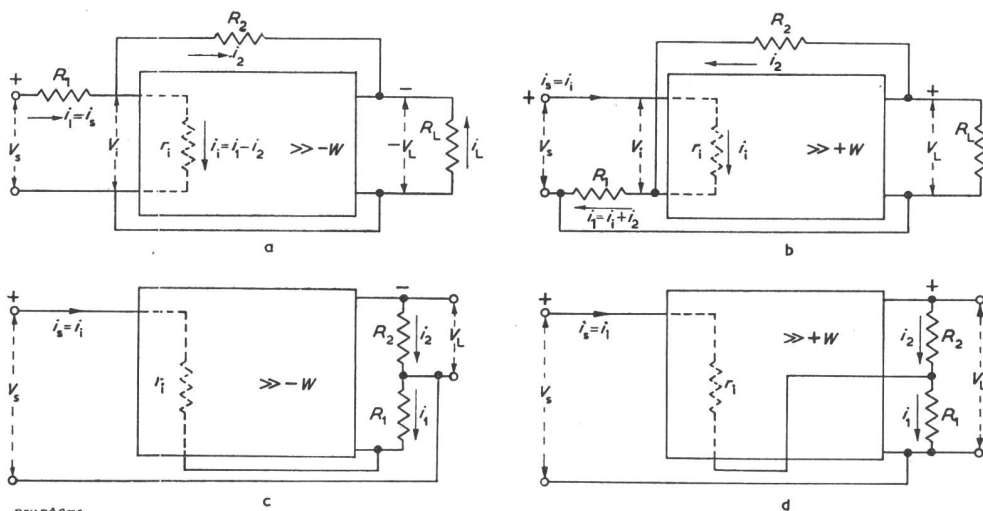


Fig. 3

Die vier prinzipiellen Möglichkeiten der Gegenkopplung

a Spannungsgegenkopplung mit Phasenumkehr; b Spannungsgegenkopplung ohne Phasenumkehr; c Stromgegenkopplung mit Phasenumkehr; d Stromgegenkopplung ohne Phasenumkehr

SEV 30872

In dieser Gleichung ist γ das Gegenkopplungsverhältnis:

$$\gamma = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (10)$$

Die Spannungsverstärkung der Schaltung Fig. 3b ist:

$$\frac{V_L}{V_s} = \frac{\gamma}{1 + \frac{r_i + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{R_{av}}{\gamma}}} \quad (11)$$

Fig. 3c zeigt eine weitere Gegenkopplungsschaltung, für die ebenfalls die Gleichungen (9), (10) und (11) gelten. Die Gegenkopplungsschaltung nach Fig. 3d ist im Prinzip mit der Schaltung Fig. 3b identisch.

Mit Hilfe der oben angegebenen Gleichungen lassen sich Transistor-Verstärkerschaltungen einfach berechnen. Die optimale Dimensionierung von Verstärkern mit hoher Eingangsimpedanz, mit Frequenzkurven, die über einen grossen Bereich linear sind, mit guter Temperaturstabilität und mit günstigen Rauschzahlen kann man schnell ermitteln.

H. Gibas

Literatur — Bibliographie

538.12

Nr. 11 669

Electromagnetic Fields, Energy, and Forces. By Robert M. Fano, Lan Jen Chu, and Richard B. Adler. New York a. o., Wiley, 1960; 8°, XV, 520 p., fig., tab. — Price: cloth \$ 12.—.

Ein eigenartiges und nützliches Buch der MIT, dessen Nützlichkeit noch über das Ziel hinaus geht, welches die Autoren als Lehrbuch für die Grundlagen des Elektromagnetismus für Elektro-Ingenieure setzten. Es geht darum, eine einheitliche und widerspruchsfreie makroskopische Theorie des Elektromagnetismus als Feldtheorie zu präsentieren, wobei das Problem im makroskopischen Modellansatz für die polarisierte Materie besteht, natürlich nicht seitens der elektrischen Ladung und deren Dipole, sondern des magnetischen Dipols, indem der Ampèresche Kreisstromansatz zu Widersprüchen führt, insbesondere auch bei der energetischen Auslegung des Poyntingschen Theorems. Der bisherige Ausweg durch Opferung der Einheitlichkeit wird von den Autoren zurückgewiesen, und es erscheinen als Folge der Aufrechterhaltung der Einheitlichkeit Modellvorstellungen der heute über Bord geworfenen magnetischen Ladung, und bei Bewegung dieser, des magnetischen Stromes, also ungewohnte Vorstellungen, die aber gerade heute weniger abwegig und unphysikalisch sind als man meinen könnte. Man denke daran, dass der wichtigste Träger des Magnetismus, das Elektron mit seinem Spin, nur in grösster Vorstellung als kreisende Oberflächenladung angesehen wird. Gleichwohl scheint der Nachweis zu fehlen, dass nur diese Modellansätze eine einheitliche und widerspruchsfreie elektromagnetische Feldtheorie gestatten und keine anderen, die einen geringeren Einbruch ins Gewohnte brächten, möglich sind.

Der Feld-Grundsatz bringt mit sich, dass die Definitionen für E und H nicht an Hand des Coulombschen Gesetzes erfolgen, also im Sinne einer Fernwirkungstheorie, sondern an Hand der Lorentzkraft an einer bewegten elektrischen Ladung. E und H sind dann auch die fundamentalen Feldvektoren, die, dem materiefreien leeren Raum zugeordnet, Differentialgesetzen gehorchen. Der makroskopische elektromagnetische Zustand der Materie wird durch freie Ladungs- und Stromdichten (auch magnetische!), Polarisations- und Magnetisierungsvektoren dargestellt. Die Materie stellt Feldquellen dar, und Integralgesetze ergeben Randbedingungen an den Materiegrenzen für die Differentialfeldgleichungen des materiefreien Raumes, der stets nur durch E und H charakterisiert wird. D und B haben, als «gemischte» Grössen in Bezug auf Raum und Materie geringe physikalische Bedeutung.

Physikalisch sehr anschaulich ergibt sich das Bild der bewegten Materie, insbesondere das im Poyntingschen Theorem zufolge der Bewegung sich ergebende zusätzliche Glied, nämlich das Produkt der Geschwindigkeit jedes «Materiekornes» und der daran wirkenden elektromagnetischen Kraft, ausgelegt als Leistungsdichte der Umformung von elektromagnetischer in mechanische Form oder umgekehrt. Die Behandlung der bewegten Materie erstreckt sich bis zur relativistischen vierdimensionalen Formulierung.

Das zweite Hauptthema des Buches bildet der Zusammenhang zwischen Feldtheorie und der Theorie der Stromkreise. Er ergibt sich sehr klar, im Zuge der von den Autoren eingeführten Entwicklung der elektromagnetischen Grössen in Potenzreihen zwecks sukzessiver Approximation, als quasi-statische Näherung. Damit im Zusammenhang wird ebenfalls sehr klar der heute im Hinblick auf das Megahertzgebiet immer wichtiger werdende Aspekt herausgearbeitet, dass die Art, wie das elektromagnetische

Feld mit einem bestimmten elektrischen Gerät verknüpft ist, beträchtlich mit der Frequenz der Erregung variiert: bei niedrigen Frequenzen dominieren die quasi-statischen Feldkomponenten und damit der Stromkreischarakter, bei hohen Frequenzen tritt der Wellencharakter des elektromagnetischen Feldes in Erscheinung, wobei die Grenze für Leiter und Isolator bei wesentlich verschiedenen Frequenzen liegen kann, d. h. bei gewissen Frequenzen können Leiter und Isolator wesentlich verschiedenen Näherungen unterliegen, z. B. der Leiter dem Wellencharakter, wogegen der Isolator noch dem quasi-statischen Verhalten.

Einführungen, Zusammenfassungen zu jedem Kapitel erleichtern sehr den Überblick. Die Anwendungs-Aufgaben zeigen, dass die Bereinigung der Grundlagen im Hinblick auf die immer mehr «physikalisch» werdenden Bereiche der Elektrotechnik unerlässlich war, womit dieses «Lehrbuch» die eingangs erwähnte zusätzliche besondere Nützlichkeit aufweist.

F. Galavics

537.311.33

Nr. 11 713

Electronic Processes in Solids. Based on lectures given by Pierre R. Aigrain. Prepared by Roland J. Coelho and Gianni Ascarelli. Boston, Mass., Technology Press of MIT; New York & London, Wiley, 1960; 8°, X, 67 p., 15 fig., — Technology Press Research Monograph — Price: cloth \$ 4.—.

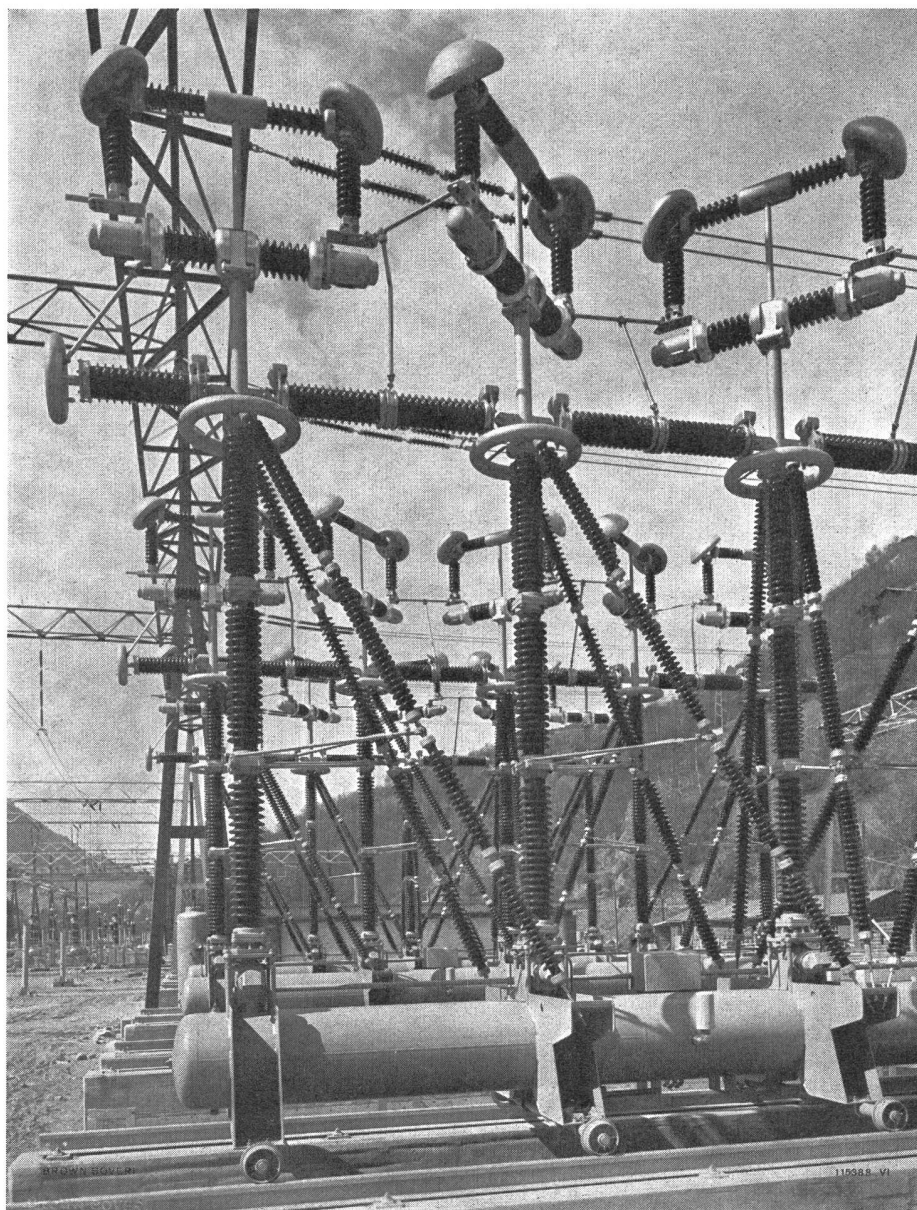
Die vorliegende Monographie befasst sich mit dem Verhalten von Elektronen in Kristallen unter Einfluss eines äusseren elektrischen Feldes. Einleitend wird der Hamilton-Operator des Systems unter Vernachlässigung der magnetischen Wechselwirkung zwischen Elektronen, jedoch unter Einschluss der Kernschwingungen aufgestellt. In einem ersten Schritt zur Berechnung der Eigenfunktion und Eigenwerte werden die Kerne als ruhend angenommen (Born-Oppenheimer-Approximation). Dieser Ansatz führt zur Aufspaltung der Schrödinger-Gleichung in einen nur von den Kernkoordinaten abhängigen und einen nur von den Elektronenkoordinaten abhängigen Teil, der die Kernkoordinaten als Parameter enthält. Die Lösung des ersteren liefert die harmonischen Schwingungen der Kerne. An Hand einfacher Schlussfolgerungen wird gezeigt, dass die Born-Oppenheimer-Approximation ungenügend ist, weil sie die nichtharmonischen Teile des Potentials und die als Phonon-Streuzentren wirksamen Störungen vernachlässigt. Als nächster Schritt wird ein für die Übergänge zwischen den ungestörten Niveaus verantwortlicher Störungsterm eingeführt. Diese Untersuchung leitet zu der für thermoelektrische Anwendungen wichtigen Erkenntnis, dass geringe Anteile von Isotopen oder Verunreinigungen die Wärmeleitung durch Phonons erheblich reduziert. Die Lösungen für den Hamilton-Operator der Elektronen werden in Bloch-Funktionen entwickelt. Auf dieser Grundlage wird das Verhalten von Elektronen in Halbleitern unter Einwirkung eines äusseren elektrischen Feldes untersucht. Hierbei wird zunächst vorausgesetzt, dass das äussere Feld so gering sei, dass die dadurch bewirkte Zunahme der kinetischen Energie des Elektrons zwischen zwei Zusammenstössen im Vergleich zu seiner thermischen Energie vernachlässigbar sei. In einem abschliessenden Kapitel werden die ersten Ansätze aufgezeigt, die den Ausgangspunkt für die Untersuchungen in Richtung hoher äusserer Feldstärke bilden.

Die knappe präzise Sprache, die Erklärung der Resultate mit Hilfe von Analogien sowie der Vergleich mit experimentellen Ergebnissen stempeln die vorliegende Monographie zu einem guten Hilfsmittel für den Spezialisten, die sich dem hochgesteckten Ziel würdig erweist.

A. Greuter

Fortsetzung auf Seite 435

Höchstspannungs- Druckluftschnellschalter



◀ In der Zentrale **Tavanasa** der Kraftwerke Vorderrhein AG, Disentis, Schweiz, befinden sich zwei dreipolige 380 - kV - Druckluftschnellschalter-Gruppen mit einer Ausschaltleistung von je 12 000 MVA zum Schalten der schweizerischen Höchstspannungs - Überlandleitungen.

Ausserdem lieferten wir für diese Zentrale vier horizontalachsige 60 - MVA - Generatoren sowie die Schutz- und Regeleinrichtung

Brown Boveri Druckluftschnellschalter sichern weitgehend den Betrieb der schweizerischen Hochspannungsnetze

Wir bauen Freiluft-Druckluftschnellschalter für ein- und dreiphasige Schnellwiedereinschaltung von 30 kV bis zu den höchsten heute vorkommenden Spannungen, mit Ausschaltleistungen bis 30 000 MVA symmetrisch und Ausschaltzeiten von nur 0,05 s

A-G. BROWN, BOVERI & CIE.
B A D E N · S C H W E I Z

UNIVERSAL-INSTRUMENTE

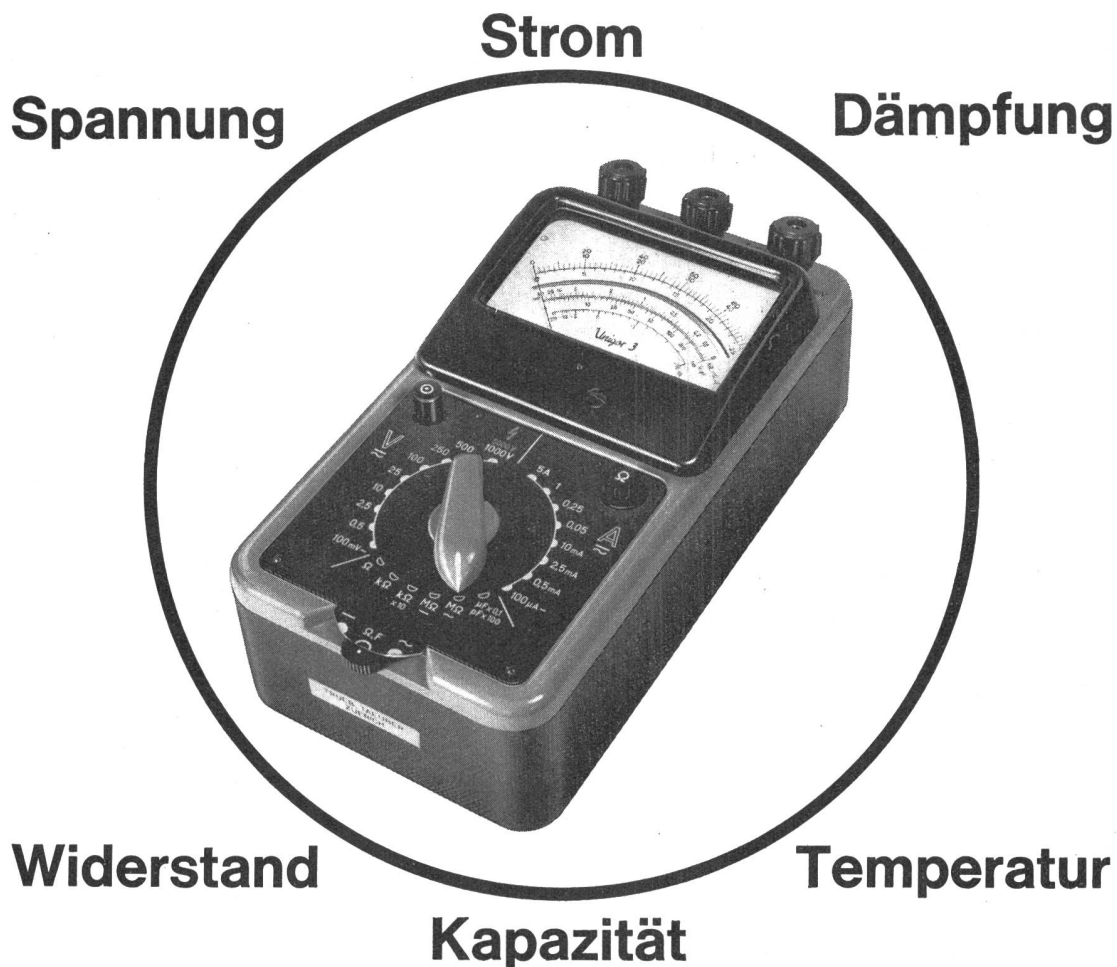
UNIGOR

System 

bis 48 Messbereiche in Gleich- und Wechselstrom

**für Betrieb
und Service**

**in Starkstrom-, Nachrichten-,
Radio- und Elektrotechnik**



**Erschütterungsfestes
Drehspulmesswerk**

**Kleine Abmessungen
(210x110x85 mm, ca. 1,4 kg)**

Geringer Eigenverbrauch

Einfachste Handhabung

Verlangen Sie unsere Prospekte oder Vorführung durch unseren Reiseingenieur



TRÜB, TÄUBER · ZÜRICH