

2688 / III
 DW

4

E UND M



ELEKTROTECHNIK UND MASCHINENBAU

Zeitschrift des Elektrotechnischen Vereines Österreichs

Schriftleitung: L. Kneissler und H. Sequenz, Wien

Springer-Verlag in Wien

68. Jahrgang

1. August 1951

Heft 15/16, Seite 353—392

Inhaltsverzeichnis

Originalarbeiten

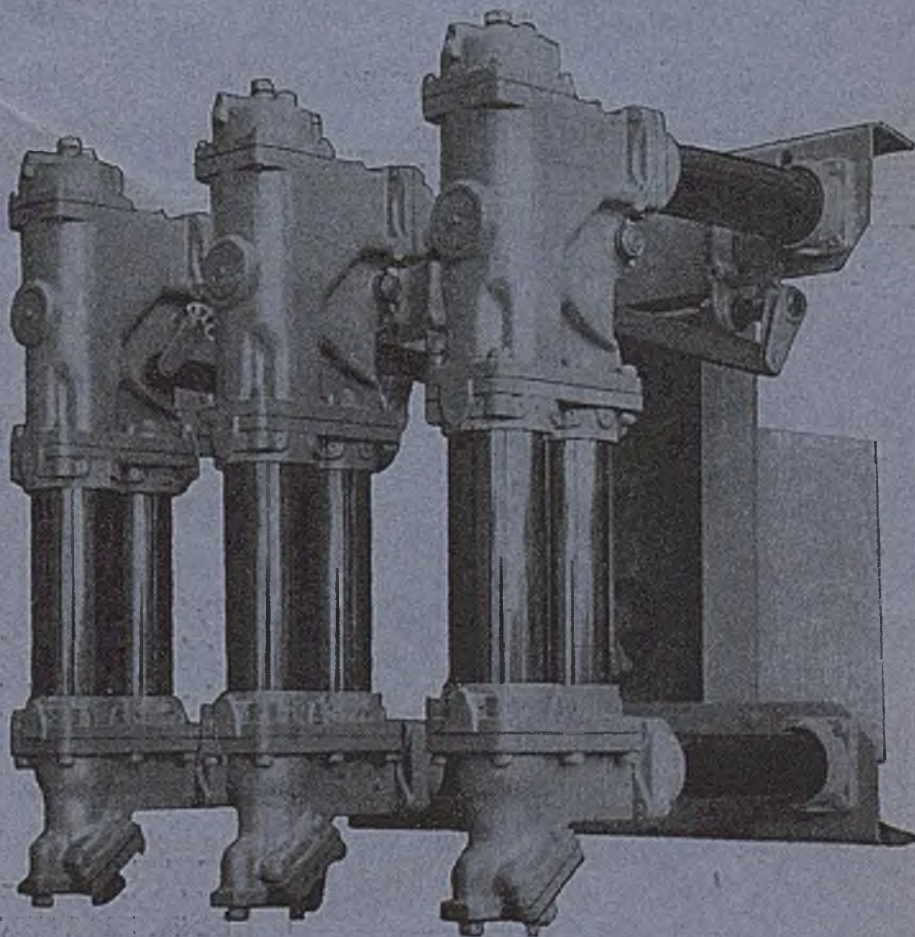
Imhof, A.: Fortschritte im Transformatorenbau, mit besonderer Berücksichtigung der Meßwandler . . . 353	Holecck, K.: Die Tagung „Feinwerktechnik“ in Braunschweig 374
Siebertz, K.: Über den Zündmechanismus der Stromtore 360	Franke, O.: Die Maßsysteme und Maßeinheiten der elektrischen und magnetischen Größen (Schluß) . . . 378
Herbatschek, O.: Leuchtstoffröhren mit Kaltkathoden 369	Rundschau 383
	Buchbesprechungen 392

ÖLSTRAHL-SCHALTER

10	20	30 kV
600	600	400 A
250	350	500 MVA

für Innenraumanlagen

Mit Handantrieb (Schnelleinschaltung) oder ferngesteuertem Motorfederantrieb. / Geeignet für Montage auf Stahlrahmen oder Fahrgestell. Leitungsführung in einer Ebene. Einfacher und klarer konstruktiver Aufbau, geringer Platzbedarf, große Betriebssicherheit. Auslösung durch Primär- oder Sekundärrelais.



FABRIK ELEKTRISCHER APPARATE
SPRECHER & SCHUH
 Gesellschaft m. b. H. Linz, Franckstraße 51

Metall-Lang-Sägeblätter für Hand- und Maschinen-
 gebrauch, Durkord Extra, Durkord SS, Pegasus
Metall-Kreis-Sägeblätter, Durkord SS, DIN 135 / 136
Metall-Sägebogen Durkord, österr. Patent
Einstrichsägen Durkord
Stichsägen (Lochsägen) Durkord
Laubsägeblätter
Federringe Durkord nach DIN 127, glatte und aufge-
 bogene Enden
Unterlagscheiben, Eisen, blank DIN 134 und 125
Unterlagscheiben aus Messing
Kolbenbolzensicherungen
Vorstecksplinte aus Eisen nach DIN 94
Fahrrad-Gepäckträger
Heftzwingen mit und ohne Rand
Wurfkamlesen 60 S mit 60 mm breiter, vernickelter
 Deckschiene in gestufter Form österr. Patente
Wurfkamlesen 70 M mit 70 mm breiter holzartig
 lackierter Metalldeckschiene und verchromten
 Ecken, österr. Patente
Stahlgartenrechen und Häufel, Original Jetor
Drahtstifte ab Werk Imst/Tirol
Dunggabeln / Dungkrallen / Heugabeln / Streugabeln
Grabgabeln / Rübgabeln / Kartoffel-Ladegabeln
Worbgabeln / Koksgabeln / Schottergabeln, Original
 Jetor, österr. Patent
Afra-Drahtverpackungsapparate

Brüder Wüster

STAHLWARENFABRIK

Gründungsjahr 1873

Zentrale: WIEN I/1 WERDERTORG. 14

Telephon A 16 5 25 — 27

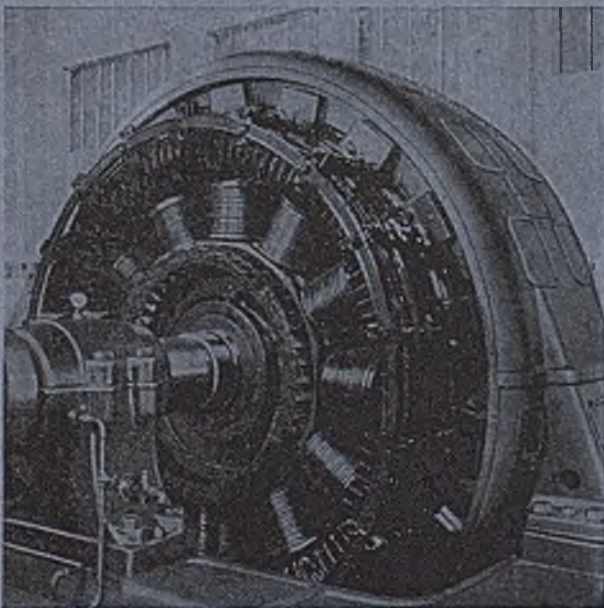
Telegrammadresse: Stahlwüster

THERMOSTATE



I N G . R I C H A R D
F O N O V I T S
 K O M M A N D I T G E S E L L S C H A F T
 W I E N
 X V I I . R A N F T L G A S S E 17

HAEFELY NEUWICKLUNG
 des Stators zu ACE-Ds-Generator 11.000 kVA, 10.000 V n=500



Wir haben bis heute mehr als 4.000.000 kVA
 Maschinenleistung neu- oder umgewickelt!
 Angebote und Referenzen durch die Vertretung

Ing. Karl Wrba

Wien III, Weyrgasse 6

Ruf U 17 2 72

Wir produzieren:

Handbetätigte
 und
automatische
Schaltgeräte
 bis 30 kV
 für weite
 Strombereiche



Planung und Bau von
Hoch- und Niederspannungs-
Schaltanlagen

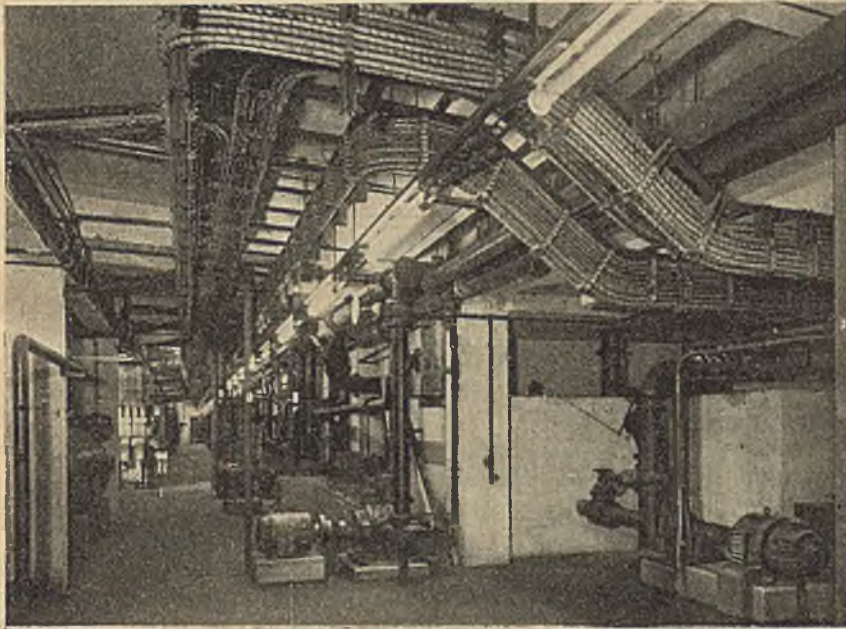
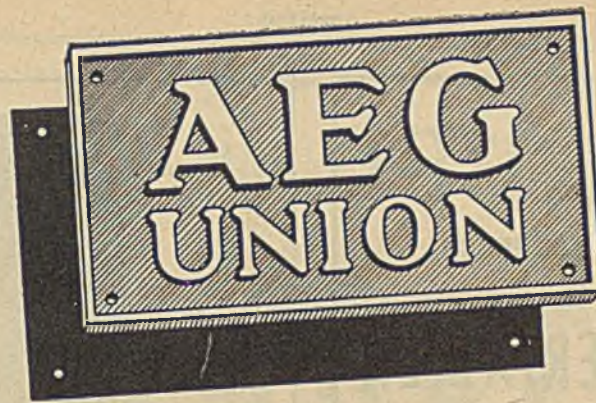
CALOR-EMAG
 ELEKTRIZITÄTS-
 AKTIENGESELLSCHAFT



RATINGEN DÜSSELDORF

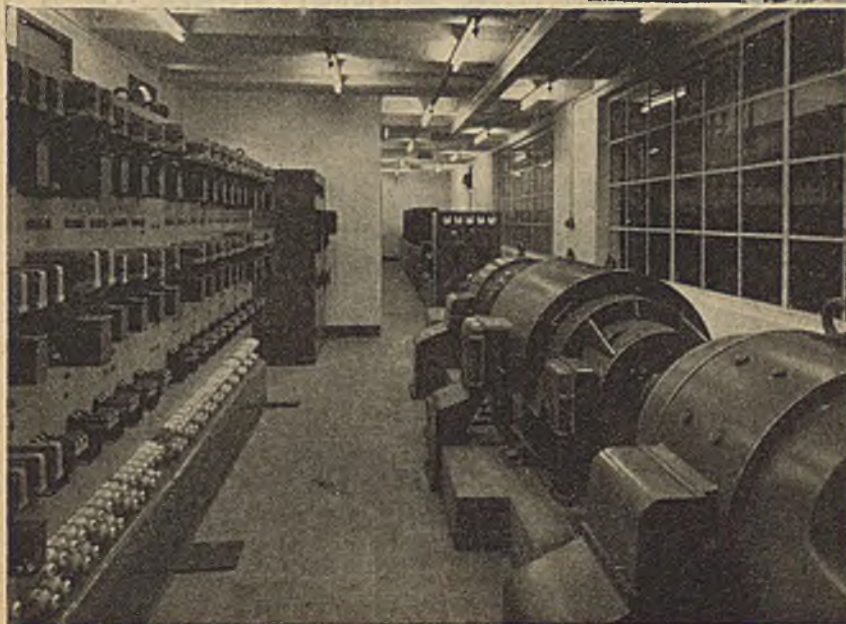
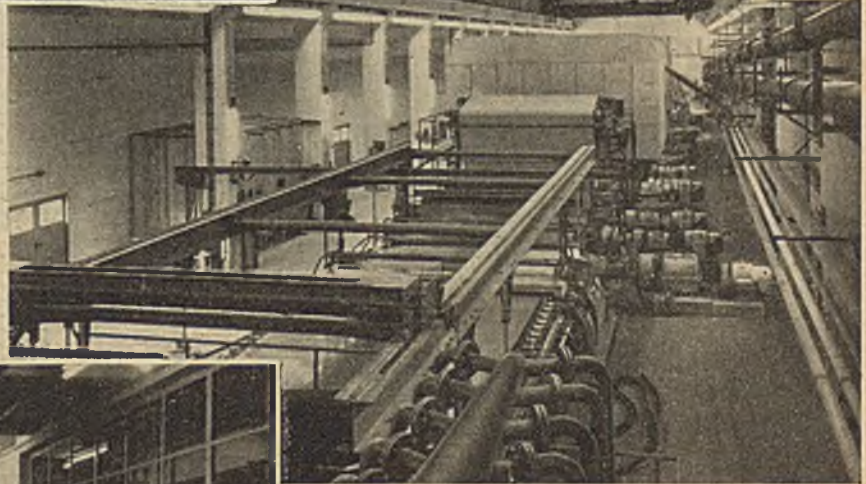
Vertretung für Österreich:

E. SCHRACK, Elektrizitäts-A. G., Wien XII,
 Pottendorferstraße 25—27 — Telephon R 32-500



PAPIERMASCHINEN MEHRMOTOREN ANTRIEBE

Mehrmotorenantrieb f. den variablen Teil einer Papiermaschine mit 3200 bis 3700 mm beschnittener Arbeitsbreite und einem Arbeitsgeschwindigkeitsbereich von 15 bis 300 m pro Minute in Zu- u. Gegenschaltung mit elektrischer Ferngleichlaufsicherung



Geliefert für die Fa. Steyermühl,
Papierfabriks- und Verlags AG
in Steyermühl

Vier Mehrmotorenantriebe sind dzt. im Bau

... nicht nur

**Widerstandsdrähte und
Thermoplastik isol. Leitungen**

sondern auch

ISOLIERMATERIALIEN

Hartpapier
Preßspan
Vulkanfiber

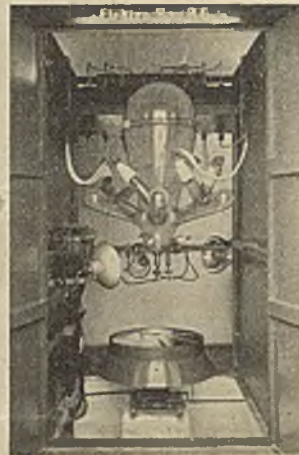
Hartgewebe
Leatheroid
Hartgummi

Öllackierte Isolierstoffe, Isolierkeramik und andere



Gebauer & Griller

WIEN IX, ROSSAUERLÄNDE 39
Telefon A-11-5-50 Telegrammadresse: Werkstoff



QUECKSILBERDAMPF-
GLASGLEICHRICHTER

TRANSFORMATOREN
bis 32.000 KVA und 120 KV

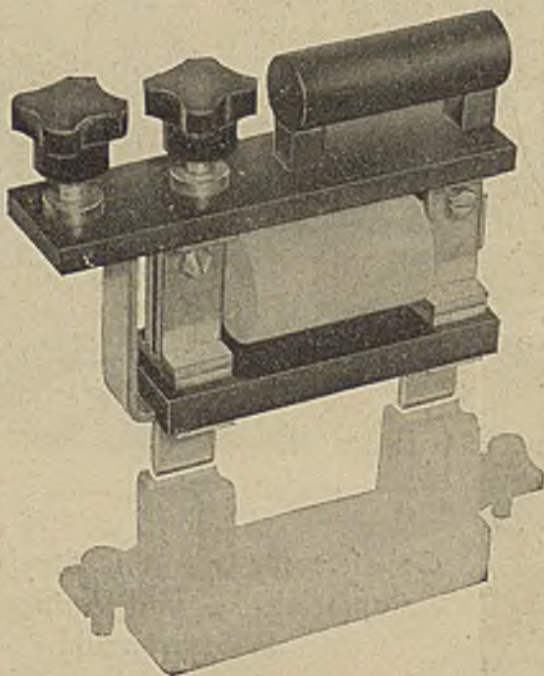
SCHWEISSGERÄTE
NEONANLAGEN

Elektro-Bau A.G.

ZENTRALE: Linz, Landstraße 85
Tel. 26321



Anschlußvorrichtung für Meßinstrumente, Type MIK



Zur Verwendung für den Anschluß eines Meßinstrumentes an einen Stromkreis, der durch eine Hochleistungs-Griff-Sicherung geschützt ist. Kein Abklemmen schwerer Kabel oder Kupferschienen beim Anschluß der Meßinstrumente.

Es ist lediglich die Schmelzpatrone im MIK und dieses im Sicherungsträger einzusetzen. Das Meßinstrument wird dann an die reichlich dimensionierten Klemmen des MIK angeschlossen.

Durch führende österreichische elektrische Firmen erhältlich

SCANDINAVIAN PRODUCE CO. A. B.
Birger Jarlsgatan 8, Stockholm 5, Schweden



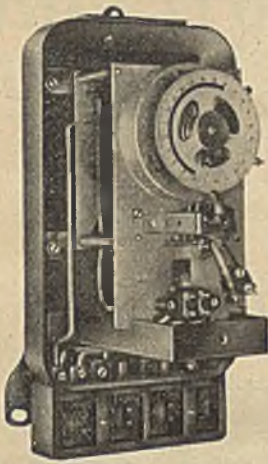
EIN NEUER QUALITÄTSBEGRIFF
FÜR ELEKTROMATERIAL



UNFALLSICHER
LEISTUNGSFÄHIG
NORMGERECHT



OÖSTERREICHISCHE KUNSTSTOFF-PRESSWERKE
HEINRICH SCHMIDBERGER
WIEN, XVI., HAYMERLEGASSE 34, TEL. A 37 5 20 SERIE



TARIF- und ZEITSCHALTUHREN

mit elektrischem Aufzug

ÖSTERREICHISCHE QUALITÄTSARBEIT

DANUBIA A.G.

WIEN XIX

KROTTENBACHSTR. 82-88

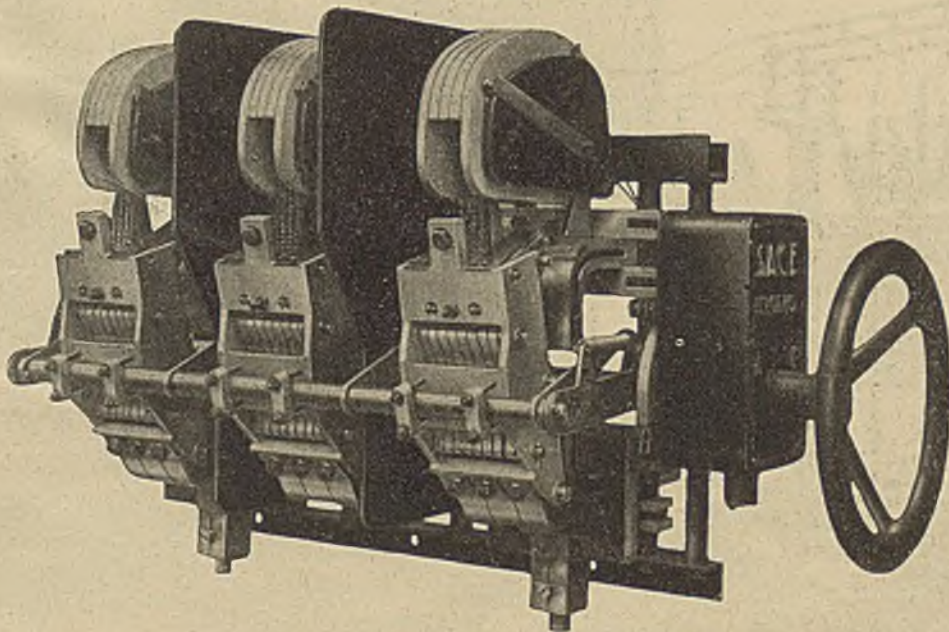
FERNRUF B 11 - 506 △

Societa per Azioni
Construzioni Elettromeccaniche

S.A.C.E.

Spezialfabrik
für Schaltgerätebau

Bergamo - Italien



Dreipoliger Selbstschalter in Luft, Type FRM 3000 Amp., Abschaltstrom 50.000 Amp.

Generalrepräsentanz für Österreich und Tschechoslowakei:

Technisches Büro:

Innsbruck

Maria Theresienstr.42, Tel. 55-79

EURIMA Ges. m. b. H.

Wien IV, Frankenberggasse 7, Tel. U 41-4-45

Technisches Büro:

Linz/Donau

Sammelweißstr. 29, Tel. 22-6-57



CHAUVIN ARNOUX & Cie. S. A., PARIS

Fabrik elektrischer Meßinstrumente und wissenschaftlicher Apparate

Aus unserem Fabrikationsprogramm:

Tragbare VA- und VA $\cos \varphi$ -Messor mit Wandlerzange
Tragbare Wheatstone- und Kohlrausch-, Thomson- Vergleichs-
Kapazitäts-Lokalisierungs- pH- und Pyrometer-Potentiometer-
Brücken

Nieder- u. Hochspannungskurbelinduktoren- u. Erdungsmesser
Anzeigende und schreibende Widerstands-Thermoelektrische-
und Strahlungspyrometer, Regler sowie Visierpyrometer
Mehrfach-Schreiber-Meßgeräte für alle elektrische Größen,
Zeltschreiber

Meteorologische Instrumente

Anfragen erbeten an Generalvertretung

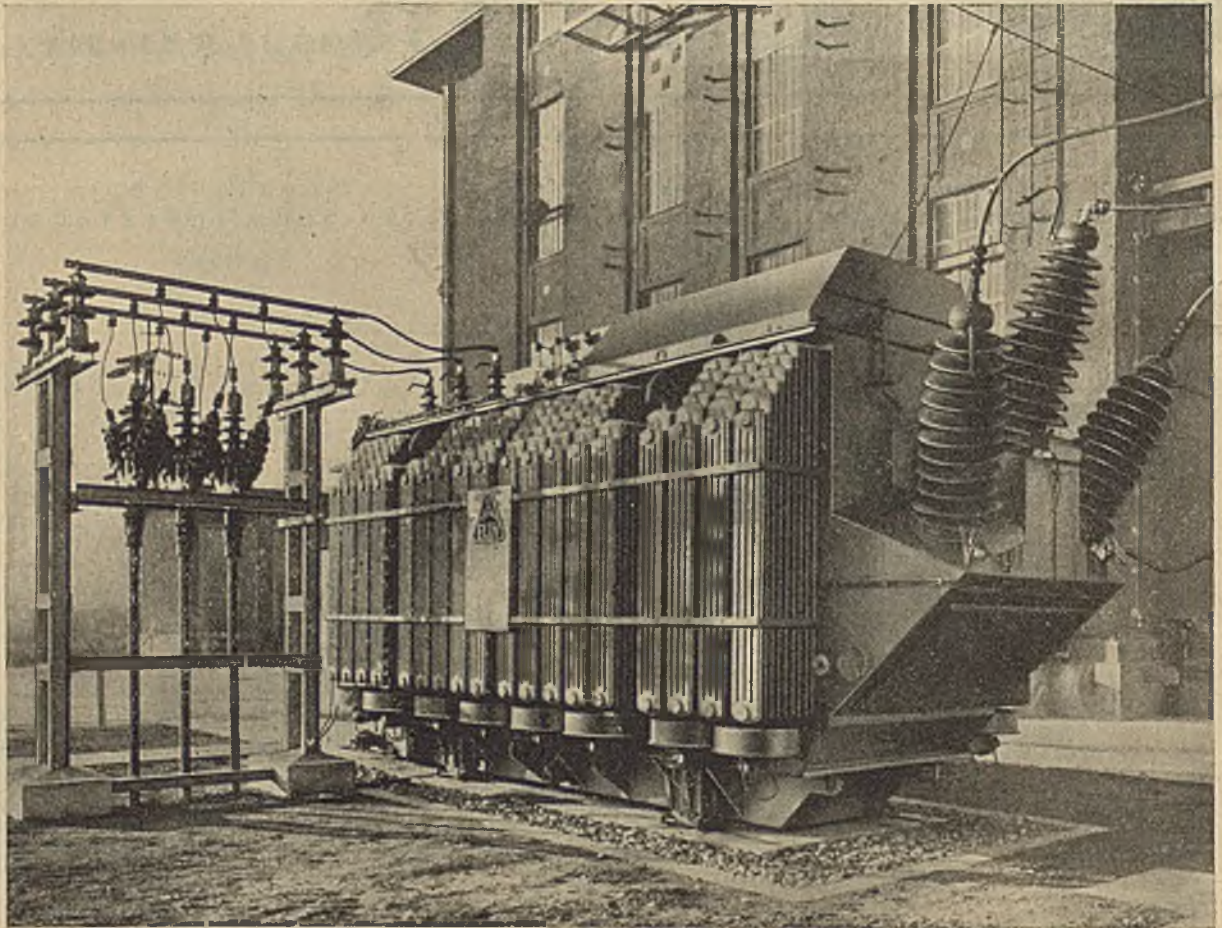
AUSTRO-TRADE G. m. b. H., Elektroabteilung

WIEN I, Tuchlauben 7

Tel.: U 22-504 Serie



GROSSTRANSFORMATOREN



32 MVA-WANDERTRANSFORMATOR, $100 \pm 19\%$ /30 kV, 50 Hz, IM UMSPANNWERK WIEN—SÜD

„ELIN“

AKTIENGESELLSCHAFT FÜR ELEKTRISCHE INDUSTRIE

ZENTRALE: WIEN I, VOLKSGARTENSTRASSE 1—5

INLANDBÜROS:

GRAZ — INNSBRUCK — LINZ — KLAGENFURT



Fortschritte im Transformatorbau, mit besonderer Berücksichtigung der Meßwandler*

Von Direktor A. Imhof, Mültenz, Schweiz

Die letzten fünf bis zehn Jahre brachten dem Transformatorbau im allgemeinen, dem dazu gehörenden Meßwandlerbau im besonderen, deutliche Fortschritte. Und zwar gilt dies von den kleinsten bis zu den größten Objekten. Die meisten dieser Fortschritte liegen einesteils auf Seite der magnetischen Kreise, andernteils auf Seite der Isolation. Beide Gebiete sind stark befruchtet worden durch die Forschungen der Werkstofftechnik; aber auch in konstruktiver Hinsicht ist mancher gute Schritt getan worden.

Um nicht zu weit zu greifen, soll nach kurzen Hinweisen allgemeiner Natur auf einige Neuerungen isolationstechnischer Art, in der Hauptsache von Meßwandlern gesprochen werden.

Zunächst eine ganz kurze Charakterisierung der Fortschritte auf dem Gebiet der magnetischen Kreise:

Vor rund zehn Jahren bezeichnete man Transformatorbleche mit 0,9 Watt/kg Eisenverlust bei 10 000 Gauß als ganz vorzüglich. Es waren amerikanische Bleche. Im allgemeinen gab man sich mit etwa 1,1 W/kg und mehr zufrieden. Deutsche Bleche solcher Qualität waren Spitzenprodukte. Dann kam aus Amerika Kunde um Kunde von neuen Errungenschaften, die erreichbaren Verlustziffern sanken immer tiefer, in den allerletzten Zeiten mit „korngerichteten“ Blechen bis auf etwa 0,7 W/kg.

Gleichzeitig wurde es möglich, die magnetische Induktion um 20 bis 25% zu erhöhen (auf 16 000 bis 18 000 Gauß bei gleichbleibendem Magnetisierungsstrom).

Es leuchtet ein, daß dadurch der Transformatorbau stark beeinflußt wurde im Sinne kleinerer Gewichte und höherer Wirkungsgrade.

Auch auf dem Gebiet der nickelhaltigen Eisenlegierungen sind wesentliche Fortschritte im Sinne steileren Anstieges der Magnetisierungskurven oder hoher Permeabilität in ganz bestimmten Gebieten zu verzeichnen. Die einen Legierungen zeigen dieses Verhalten im Gebiet hoher magnetischer Sättigung, andere im untern Gebiet. Auf dem Fuß folgten Fortschritte im Stromwandlerbau, einesteils bestehend in einer Verminderung der primären Windungszahl und damit einer Erhöhung der Kurzschlußfestigkeit und Wanderwellenfestigkeit der Wicklung, andernteils indem der Einstabwandler mit allen seinen Vorzügen bis zu niedrigeren Primärstromstärken möglich wurde.

Die konstruktiven Verbesserungen des magnetischen Kreises betrafen, wieder nur das

wesentliche kurz überschauend: ein sorgfältiges Studium des Flußverlaufes über den gesamten Eisenquerschnitt und insbesondere auch in den Übergängen von Säule und Joch, wodurch es möglich wurde, Gewichte einzusparen. In diesem Zusammenhang wurde auch der Radialkern mit radialem Rückschluß wieder aufgenommen und weiter entwickelt. Andere sind bei der Parallelblechung geblieben, haben aber den Querschnitt ungestuft kreisförmig gemacht und dadurch kleinere Spulendurchmesser ermöglicht.

Dann die Fortschritte auf dem Gebiet der Isolation: Die lange Zeit übliche Isolierung zwischen Hoch- und Niederspannung und gegen Eisen erfolgte durch Zylinder und Winkelringe aus Hartpapier oder Preßspan. Erhebliche Dimensionsverkleinerungen wurden dann erreicht durch ausgeprägte Anwendung von Kabelpapier, unter Vakuum mit Öl imprägniert, und durch entsprechend ausgebildete Enddistanzisolierungen. Es waren hiezu Umkonstruktionen und neue Werkstatteinrichtungen nötig. Dieses Bausystem hat namentlich auch die Meßwandler für höchste Spannungen stark beeinflußt.

Von nicht geringer Bedeutung sind die Fortschritte im Bau der Durchführungsisolatoren. Die Kondensatordurchführungen erlauben oft kleinere Kesselabmessungen und damit wesentliche Öleinsparungen wegen ihrer schlanken Bauweise. Besonders aber, seitdem es gelungen ist, solche Durchführungen mit extrem kurzem Unterteil zu bauen (Micafil), wurde wieder manche Volumeneinsparung möglich, wenn man sich die Mühe nahm, eine konstruktive Anpassung vorzunehmen.

Die neueren synthetischen Isolierstoffe beginnen sich auch im Transformatorbau einzuführen. Es weichen die Lackgewebesläuche immer mehr den Schläuchen aus Polyvinylchlorid und ähnlichen Werkstoffen. Die anfänglichen Bedenken in bezug auf Hitzebeständigkeit und Widerstandsfähigkeit im warmen Mineralöl sind am verblassen, nachdem einesteils ausgedehnte Laboratoriumsuntersuchungen, andernteils die Praxis gute Ergebnisse zeigten — bei erstklassigen Fabrikaten allerdings nur, man sei hier vorsichtig!

Es ist nichts neues, muß aber im Sinne dieses Überblickes doch erwähnt werden, daß auch die in Amerika entwickelten Silikone den Transformatorbau beeinflussen, bis jetzt in erster Linie, in dem Glasgewebe mit Silikonlacken behandelt — in Schlauchform, in Bändern und flexiblen Tafeln — verwendet werden, wo dauernd Temperaturen bis etwa 175° oder vorübergehend noch höhere Temperaturen auftreten können. So z. B.

* Nach Vorträgen im Elektrotechnischen Verein Österreichs in Wien und Graz.

bei gewissen Ofentransformatoren, Schweißapparaten usw.

In allerneuester Zeit wird in amerikanischen Zeitschriften empfohlen, Teflonband zum Einbinden von Spulen zu verwenden. Teflon ist ein Polymerisat des Kunststoffes CF_2 . Es zeichnet sich neben höchsten dielektrischen Werten, völliger Wasserundurchlässigkeit, hoher mechanischer und hoher Abriebfestigkeit durch eine bisher an organischen Stoffen nicht bekannte Hitzebeständigkeit von dauernd etwa $250^\circ C$ aus. Sein Preis steht der allgemeinen Verwendung noch im Wege. Hindernd wirkt bei Hochspannung auch seine Korona-Empfindlichkeit.

Noch wenig bekannt war bisher die Rolle der sogenannten Niederdruck- oder Kontaktharze, die auch ihren Ursprung in Amerika haben, im Transformatorenbau. Mit diesem Problem hat sich, neben der eingehenden Betreuung der ölprägnierten Papierisolation, besonders eine Schweizer Firma befaßt, einesteils indem sie, um den von ihr geschaffenen Namen zu verwenden, die „durchemallierten“ Spulen entwickelte, andernteils, indem sie in den Meßwandlerbau eine völlig einzigartige neue Konzeption brachte. Dazu war es allerdings nötig, die Transformatorenfabrik teilweise zu einer Art Isolationsfabrik zu machen, denn am aktiven Teil des Transformators, bzw. des Meßwandlers, wird nun die Isolation nicht mehr durch andernorts gekauftes Isoliermaterial wie Platten, Röhren, Kragengebilde usw. aufgebaut, sondern durch Bildung des Isolierstoffes aus dem geeigneten Kunststoff am Objekt selber.

Es soll dies nun am Thema der Kunstharzwandler näher auseinandergesetzt werden:

Zunächst ein Wort über die Wünschbarkeit der Schaffung dieser neuen Wandler. Warum suchen wir denn weiter, da wir doch über gute Porzellan-, Hartpapier- und Druckluftwandler verfügen?

Zur Beantwortung muß man darauf hinweisen, daß die Porzellanwandler recht schwierige Anforderungen an die Porzellanindustrie stellen. Die Porzellanspannungswandler bedürfen immer außer dem Porzellan-Isolierkörper noch einer Compoundmasse oder mineralischer Vaselinepasten, und die Porzellanwicklungstromwandler, wie sie besonders als Querlochwandler sehr bekannt sind, weisen nicht die absolute dynamische Kurzschlußfestigkeit der Stabstromwandler auf. Die Wicklungen liegen eben doch mehr oder weniger frei. Solche Wandler machen auch konstruktiv einen noch etwas schwerfälligen Eindruck. Vor allem aber ist die oberste Grenze der so beherrschten Nennspannung 20 bis 30 kV. Besser steht es mit den Trockenstromwandlern (Abb. 1 und 2), wenn sie als Durchführungswandler sich einbauen lassen. Diese Wandler haben mit Recht eine sehr große Verbreitung gefunden; sie sind für jede vorkommende Spannung herstellbar, und da heute das Problem der Durchführungen vorzüglich gelöst ist

— man denke im Zusammenhang mit den Stromwandlern besonders an die Kondensatordurchführungen — bestand eine Lücke vornehmlich in bezug auf den Stützerstromwandler als Ersatz der teuren Schleifenwandler.

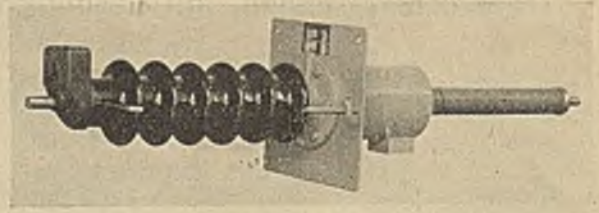


Abb. 1. Stabstromwandler, gebaut als Durchführung Freiluft-Innenraum für horizontalen Einbau, Nennspannung 60 kV

Was nun die Technik der Kunstharzwandler betrifft, mit denen wir uns näher befassen, sei kurz darauf hingewiesen, daß auch hier schon vor längerer Zeit Ansätze zu finden sind. Die mehr als 20 Jahre zurückliegenden Vorschläge des Verfassers hatten zu Studien einer damals namhaften deutschen Spezialfirma geführt, die aber, wie auch später ähnliche Studien, wieder verlassen wurden, weil die angewandten Phenolharze große Schwierigkeiten bereiteten und auch die Applikationsforschung nicht tieferschürfend genug geführt wurde. Trotz den Mißerfolgen und einer verständlichen Skepsis gegen die Kunstharze hat die Schweizer Firma vor fünf Jahren eingehende Studien aufgenommen, wobei sie sich die neuesten Errungenschaften der einschlägigen chemischen Industrie zu Hilfe nahm.

Die durch die Hartpapier-, Hartgewebe- und Hartschichtholzindustrie, ferner durch die groß gewordene Industrie der Formpreßtechnik bekannt gewordenen und auf den ihnen zugewiesenen Gebieten sehr bewährten Phenolharze sind dem Ingenieur auch durch Nachteile bekannt: ihre Sprödigkeit, Kerbempfindlichkeit und eine gewisse Kriechstromanfälligkeit. Was deren Anwendungstechnik betrifft, ist zu berücksichtigen, daß ihre Aushärtung durch eine Polykondensation erfolgt, das heißt, die Bildung des endgültigen harten Harzes erfolgt unter Abspaltung von flüchtigen Bestandteilen, insbesondere von Wasser, das als Dampf den Ausweg sucht und nur dann nicht zu einer blasigen Struktur führt, wenn sich im Arbeitsprozeß dünne Lagen langsam aufgerollt, zu einem dickwandigeren Körper summieren, oder wenn durch hohen Preßdruck der Gasdruck der Blasen überwunden wird.



Abb. 2. Stabstromwandler zur Verwendung in Freiluftstation, Befestigung am Mittelteil

Vor etwa zehn Jahren wurden dann verschiedene sogenannte Niederdruckharze (low pressure resins), auch contact-resins genannt, erfunden, wohl zuerst in Amerika, dann andere Typen auch in England und in der Schweiz. Für sie ist charakteristisch, daß sie aus dem monomeren Kunststoff, ohne Entwicklung flüchtiger Bestandteile, durch Polymerisation härten. Sie bleiben deshalb bei diesem Vorgang auch ohne Anwendung wesentlichen Überdruckes blasenfrei. Hierher gehören unter anderem gewisse ungesättigte Polyester- und Äthylenoxydharze. Der monomere Stoff ist dünnflüssig bis honigartig, oder bei Raumtemperatur auch ein Pulver, das erst zu schmelzen ist, um gegossen werden zu können. Nicht das Harz selbst wird gegossen, sondern der monomere Stoff (aus kleinen Molekülgruppen bestehende Stoffe), der erst durch Wärmebehandlung zum festen polymeren Stoff wird.* Dies unter dem Einfluß von Katalysatoren.

Eingehende Studien mit aus diesem monomeren Stoff hergestellten Kunstharzen zeigten, daß vorzügliche dielektrische Eigenschaften, gepaart mit einem guten mechanischen und thermischen Verhalten, eine Fabrikationstechnik rechtfertigte, die große Fortschritte in den Hochspannungsapparatebau tragen wird. Der Transformatorenbau und die Meßwandler im besonderen ergaben sehr schöne Anwendungsmöglichkeiten.

Die genannte Firma hat zwei wesentlich verschiedenartige Verfahren entwickelt, die beide je am geeigneten Platz zur Anwendung gelangen: Das Imprägnier-Polymerisationsverfahren einerseits, das Gießpolymerisationsverfahren andererseits.

Das erstere Verfahren wird angewandt zur sogenannten Durchemaillierung von Spulen und zur Herstellung der Trockenspannungswandler mit „lagengesteuerter“ Wicklung. Schon seit langem wurden Transformatorenspulen mit Phenolharzlösung imprägniert. Indes war es dabei nicht möglich, eine porenfreie Harzfällung zu erlangen, Wasserdampf frei wird, der ebenfalls verdampft werden muß und beim Wärmehärtungsvorgang Wasserdampf frei wird, der ebenfalls verdampft. Wegen der großen Sprödigkeit des Phenolharzes ist auch die mechanische Festigkeit von Windung zu Windung nicht groß. Im Gegensatz dazu sind die durchemaillierten Spulen absolut porenfrei, mechanisch und dielektrisch hervorragend und gegen den Einfluß der Feuchtigkeit von bisher nicht gekannter Güte. Transformatoren mit solchen Spulen und geeignet gewählten Isolierteilen können wochenlang unter Wasser laufen. Die Spulen können auch nicht vibrieren, auch nicht bei heftigsten Kurzschlüssen.

Die primäre Wicklung der oben genannten lagengesteuerten Trockenspannungswandler sind ähnlich aufgebaut wie die bekannten Kondensator-durchführungen. An Stelle der Kondensatorbeläge

treten Drahteinlagen, in ihrer Länge so abgestuft, daß der Oberflächengradient konstant ist (Abb. 3).

Das Gieß-Polymerisationsverfahren wird sowohl für Spannungswandler wie für Stromwandler angewandt. Die Wicklungen werden eingegossen in den monomeren, d. h. noch kleinemolekularen Kunststoff. Unter der Einwirkung katalytischer Zusätze erfolgt dann die Umwand-

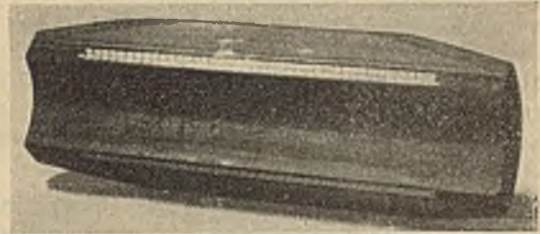


Abb. 3. Schnitt durch eine lagengesteuerte Spannungswandlerspule, Nennspannung 20 kV

lung in das feste Kunstharz durch Polymerisation, je nach Art und Menge der Katalyte unter wesentlich erhöhter Temperatur oder fast bei Raumtemperatur. Die Entwicklungsarbeiten hatten u. a. die Aufgabe, eine geeignete Technik des Formenbaues zu finden, den Härtungsprozeß richtig zu steuern für kleine und große Objekte, Schwundspannungen, Schwundrisse und Hitzerrisse zu vermeiden, eine genügende mechanische und thermische Festigkeit, namentlich auch eine große Unempfindlichkeit gegen Kerbwirkungen und mechanischen Schlag zu erreichen. Ferner war es nicht einfach, Blasen durch hereingerissene Luft, durch Feuchtigkeit und durch Verdampfung des Harzes zu vermeiden. Ferner war das Problem der Abstützung in den Formen zu lösen. Gestaltungstechnisch wurden neue, den Werkstoffeigenschaften und den neuen Möglichkeiten in bezug auf die Montage angepaßte Lösungen geschaffen. Nach Überwindung der recht zahlreichen Schwierigkeiten gelang die Herstellung von Meßwandlern, die durch ihre Gedrängtheit, Formschönheit, durch den absoluten Schutz ihrer Wicklungen, ihre absolute Tropenfestigkeit auffallen. Und es gelingt nun auf einmal, Trockenwandler im vollen Sinne des Wortes für höhere Spannungen, zunächst bis 60 kV Nennspannung, herzustellen. Und die Entwicklung schreitet weiter vor zu höheren Spannungen. Vorstudien lassen mit nicht geringer Wahrscheinlichkeit erwarten, daß innert etwa Jahresfrist auch die höchsten Betriebsspannungen „trocken“ beherrscht werden.

Die neuen Wandler ändern das Gesicht der Meßanlagen vorteilhaft. Sie bieten dem Anlagenkonstrukteur sehr mannigfaltige und neue Möglichkeiten der Disposition, da sie im allgemeinen wenig Raum einnehmen und in jeglicher Lage angeordnet werden können. In einer späteren Veröffentlichung werden hiefür mancherlei Beispiele gegeben werden.

Mit Hilfe der beiden genannten Verfahren ist es ferner gelungen, Abstützungen, also ins-

*Nähere Erklärungen über den Vorgang der Polymerisation siehe zum Beispiel A. I m h o f: Elektrische Isolierstoffe, 2. Auflage. Zürich: Orell Füssli-Verlag. 1950.

besondere Transformatorabstände, zu entwickeln. Sie vereinigen große mechanische Festigkeit mit hervorragender elektrischer Festigkeit, namentlich auch großer Kriechstromfestigkeit und Wasserfestigkeit.

Die beschriebene Technik sei kurz zusammengefaßt durch die Feststellung, daß die bisher übliche Isolationsart, vorgefabrizierte Isoliergebilde konstruktiv aufzubauen, ersetzt wird durch die Fabrikation des Isolierstoffes am zu isolierenden Objekt selber. Es leuchtet wohl ein, daß dies die Vorteile der Vermeidung aller Verbindungsfugen, ferner der lückenfreien Einlagerung der leitenden Teile in die isolierende Hülle, bietet.

Betrachten wir nun an Hand der Bilder einige Ausführungsbeispiele der Kunstharzwandler:

Zunächst einige Stromwandler: Abb. 4 zeigt einen Niederspannungsschienenstromwandler



Abb. 4. Niederspannungsschienenstromwandler

zum direkten Einbau in die Sammelschiene. Man beachte die völlig geschlossene, saubere Gestaltung. Abb. 5 zeigt im Prinzip denselben Wandler, jedoch für eine Spannung von 10 kV. Mit gleichem Durchmesser und nur entsprechend größerer Länge wird dieser Wandler vorläufig bis zu Nenn-



Abb. 5. Schienenstromwandler, Nennspannung 10 kV

spannungen von 30 kV gebaut, mit wenig größerem Durchmesser bis zu 45 kV. Für kleine Stromstärken, die mit dem Einleiterwandler eine nicht genügende Amperewindungszahl ergeben, werden Wicklungswandler in Form von Durchführungen und von Stützen gebaut. Die folgenden drei Abbildungen (6, 7, 8) zeigen diese Wandler. Die

Stützerwandler werden so bis 60 kV gebaut. Eine noch recht ungewohnte Bauart ist in Abb. 9 gezeigt: Nämlich ein Hochspannungshängewandler für Freiluft. Das Unterteil des Kunstharzkörpers ist mit Porzellanschirmen abgedeckt. Im Gange befindliche Studien sollen zeigen, ob schließlich

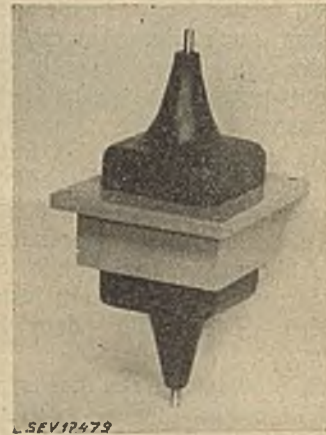


Abb. 6. Durchführungs-Wicklungsstromwandler, Nennspannung 20 kV

auch die Schirme aus Kunstharz bestehen dürfen. Spannungswandler: Zwei in bezug auf Bauart, Werkstoffe und Fabrikationsverfahren ganz grundsätzlich verschiedene Wandlerarten wurden entwickelt:

1. Der in Kunstharz eingegossene Wandler, wie er in Abb. 10 dargestellt ist. In der Schnittskizze Abb. 11 bedeuten: 1 die primäre Wicklung, 2 die

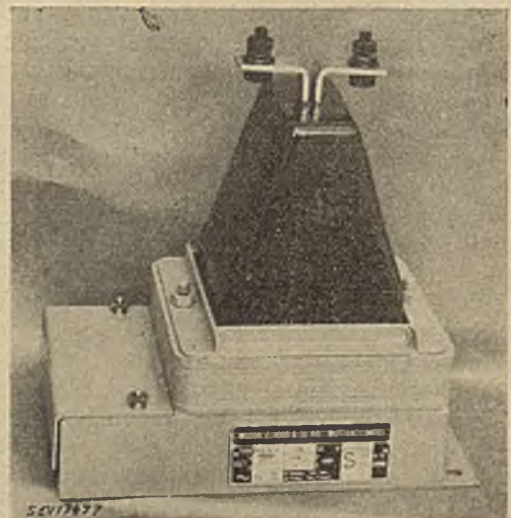


Abb. 7. Stützer-Stromwandler, Nennspannung 20 kV

sekundäre Wicklung, 3 den Eisenkern, 4 den Kunstharz-Gießkörper, 5 die Durchführungen, 6 die Anschlußbolzen, 7 die leitende Hülle des Harzkörpers. Abb. 12 zeigt einen Schnitt durch zwei Primärspulen.

Zum Aufbau auf Schaltapparate und für andere Einbauforderungen, die eine hohe, schmale Bau-

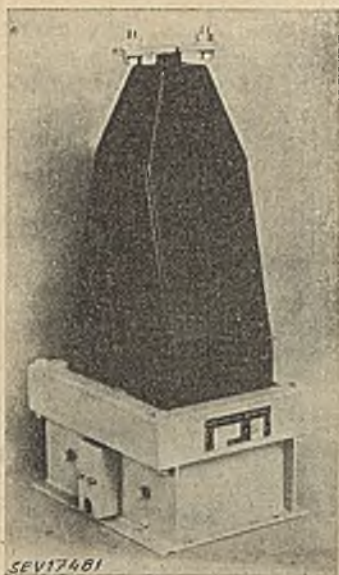


Abb. 8. Stützer-Stromwandler, Nennspannung 45 kV



Abb. 9. Freiluft-Hängestromwandler

weise vorziehen lassen, wurde ein Wandler nach Abb. 13 entwickelt. Dieser einpolig geerdete Wandler ist so bemessen, daß er in bezug auf

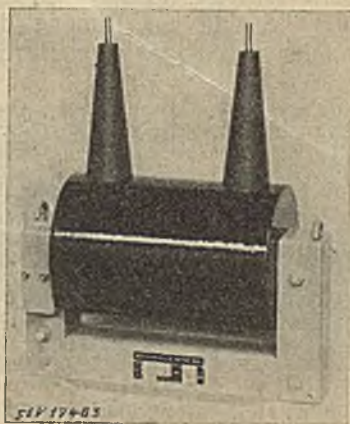


Abb. 10. Zweipoliger Spannungswandler, Nennspannung 20 kV

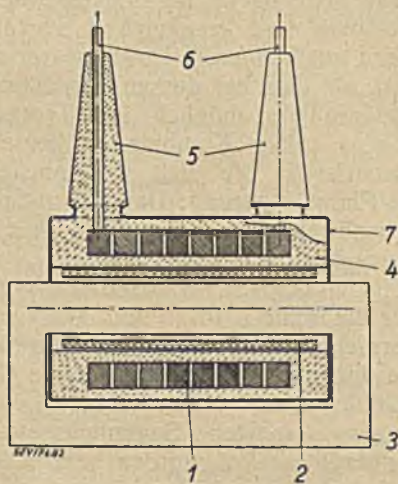


Abb. 11. Zweipoliger Spannungswandler, Prinzipkizze

Stoßbeanspruchung nach den Koordinationsregeln des SEV (Regeln und Leitsätze für die Koordination der Isolationsfestigkeit in Wechselstrom-

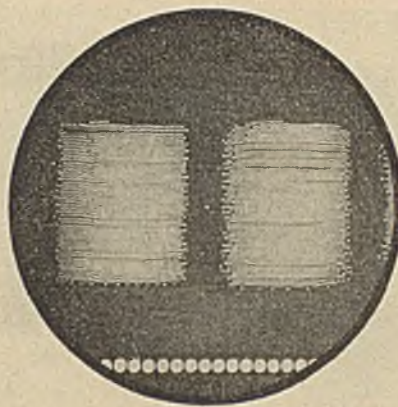


Abb. 12. Photographischer Schnitt durch zwei Spulen eines Kunstharzspannungswandlers

Hochspannungsanlagen, Publ. Nr. 183 des SEV) die an Schaltapparate gestellten Forderungen erfüllt, die strenger sind als die Forderungen an Spannungswandler.

Die Kunstharz-Spannungswandler verdienen erstmals im vollsten Sinne des Wortes die Bezeichnung „Trockenspannungswandler“, denn sie verwenden im Gegensatz zu allen bisherigen Trockenwandlern — auch den keramischen Spannungswandlern — weder Compounds noch andere leicht

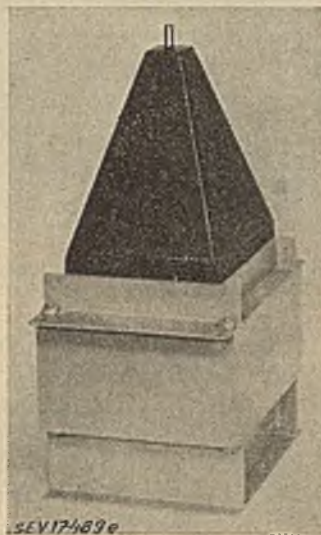


Abb. 13. Einpolig geerdeter Kunstharzspannungswandler 20 kV, mit kleiner Grundfläche

schmelzbare Ausfüllstoffe und bedürfen keiner Gefäße für Druckgase, denn das isolierende Harz füllt alle kleinsten und größeren Spulenzwischenräume und selbst die Porenräume der Spulen.

Da die isolierenden Wandungen hoher elektrischer Festigkeit die Wicklungen eng anschließend umhüllen, zeichnen sich diese Spannungswandler durch außerordentlich kleine Gesamtabmessungen aus, die bisher nicht bekannt waren.

2. Der lagengesteuerte Wandler mit geschichtetem Dielektrikum, der in Abb. 14 und 15 wiedergegeben ist.

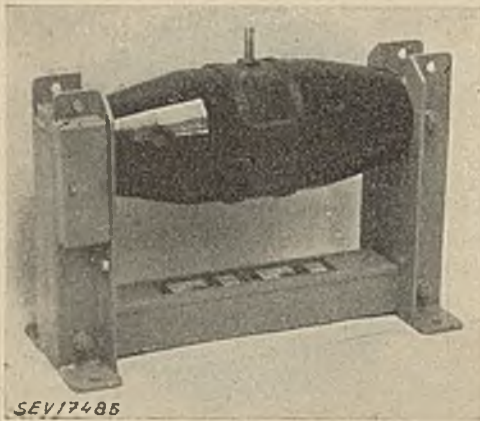


Abb. 14. Lagengesteuerter Kunstharzwandler 20 kV, einpolig

Die Wicklung ist eingebettet in den geschichteten Isolierstoff analog wie die Kondensatorbeläge in den Hartpapierdurchführungen. Sie steuern das Feld radial und axial. Wie erwähnt, wurde diese Bauart schon 1931 (A. Imhof: Un nouveau transformateur de mesure, CIGRE 1931,

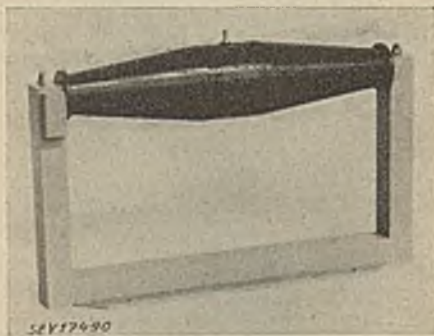


Abb. 15. Lagengesteuerter Kunstharzwandler 60 kV, einpolig

Rapport Nr. 65. / Mitteilungen aus dem Arbeitsgebiete der Koch & Sterzel A. G., Nr. T 18, Februar 1931, S. 6 bis 12) vorgeschlagen, konnte aber erst verwirklicht werden durch die seitherigen Forschungsarbeiten der Kunststoffchemie und eine sorgfältige Applikationsforschung auf dem speziellen Gebiet der Meßwandler.

Da die Lagenkapazität verhältnismäßig groß ist, ergibt sich eine vorzügliche Stoßspannungsfestigkeit dieser Wandler. Die große Einfachheit des Aufbaues, der Wegfall jeglichen Gehäuses und der Durchführungen erlaubt, solche Spannungswandler einstufig — d. h. ohne Kaskadenschaltung — bis zu Nennspannungen von etwa 60 kV zu bauen. Die Grenze wird hier gelegt durch die Schwierigkeit der Wärmeableitung, keineswegs durch isolationstechnische Gründe.

Eine Sonderbauart mit auf vollem Potential befindlichem Eisenkern ist in Abb. 16 dargestellt.

Man könnte hier wohl am besten von einem Durchführungstyp sprechen, da sich dieser Wandler genau so wie ein Durchführungs- oder Schleifenstromwandler einbauen läßt: durch einen Boden, eine Wand oder auf Konsolen. Er bildet

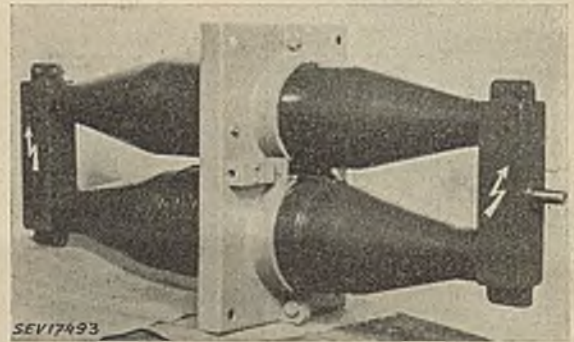


Abb. 16. Lagengesteuerter Kunstharzwandler 60 kV, gebaut als Durchführungswandler

die Grundlage zu einem kombinierten Trockenwandler, wie er in Abb. 17 dargestellt ist. Da der Eisenkern des Spannungswandlers unter dem vollen Potential des Meßleiters steht, kann dieser ganz oder teilweise entlang dem Kern geführt, oder aber mit diesem nur gekreuzt werden. Im zweiten Falle sind zur Bildung der Stromschleife ein oder zwei besondere Durchführungs-

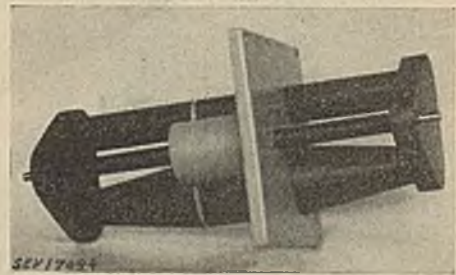


Abb. 17. Kombiniertes Strom- und Spannungswandler 45 kV, Innenraum

isolatoren nötig. Dies wird in der Regel der richtigere Weg sein, da es im Interesse der Stromwandlerleistung und -genauigkeit vorteilhaft ist, seinen Kern mit kleinerem Durchmesser ausführen zu können, als dies bei dessen Umschlingung des Spannungswandlers möglich ist. Trotzdem also preislich eine solche Kombination keinen Vorteil bietet, rechtfertigt sie sich in manchen Fällen durch die Platzeinsparung: Der Strom-Spannungswandler benötigt kaum mehr Raum als ein Schleifenstromwandler.

Die Gießharz-Spannungswandler wurden zunächst für die Reihe 3, 10, 20 und 30 kV entwickelt. Die Beherrschung höherer Spannungen bietet neue Probleme, namentlich in bezug auf die Gestaltung der Durchführungen.

Die lagengesteuerten Spannungswandler mit einpolig geerdetem Pol wurden bereits bis 60 kV entwickelt und stehen bis zu dieser Spannung im Werkbetrieb.

Als Kaskadenwandler ausgebildet, eignet sich die Kunstharzbauweise für alle vorkommenden Spannungen.

Über die physikalischen Eigenschaften der hier im Spiele stehenden Kunstharze — soweit davon nicht schon anfangs gesprochen wurde — soll der Leser hier noch nicht ausführlich unterrichtet werden, da zur Zeit noch sehr eingehende und mannigfaltige Messungen im Gange sind, über die später berichtet werden soll. Selbstredend gingen den Entwicklungsarbeiten diejenigen Eigenschaftsuntersuchungen voran, die mindestens notwendig waren, um die richtige Wahl zu treffen und sich Rechenschaft über gemachte Fortschritte geben zu können.

Die Dauertemperaturbeständigkeit der Harze beträgt etwa 120° C in dem Sinne, als nach lange dauernder Anwendung dieser Temperatur keine Verdampfung von Weichmachern (solche sind vermieden) und damit kein Sprödwerden, keine Kontraktion, keine wesentliche Veränderung der physikalischen Eigenschaften, auch nicht nach langer Zeit, konstaterbar ist. Der Flammpunkt, gemessen an Feilspänen des Harzes, die in einem Kupferrohrchen erhitzt wurden, beträgt rund 300° C (nach VSM), d. h. er ist etwa gleich hoch wie bei asbesthaltigen Phenolpreßlingen. Das Harz brennt also nicht leicht. Gegenüber Öl besteht in bezug auf Feuergefährlichkeit weiterhin der wichtige Unterschied, daß sich ein Brand nicht ausbreitet, weil nichts fließt.

Was das Verhalten in der Kälte betrifft, wurde ein Stromwandler bis auf -40° abgekühlt, ohne daß er Schaden nahm.

Die Durchschlagsfestigkeit der verwendeten Harze ist bei Raumtemperatur, gemessen zwischen eingesenkten Kugelelektroden in 3 mm Kugelabstand, > 200 kV/cm, 1 Min.

Die Stoßspannungsfestigkeit der Dielektrika ist im allgemeinen hoch für sehr dichte Stoffe. Dies bestätigt sich auch hier.

Besonders wertvoll ist die in allen Richtungen gleiche elektrische Festigkeit gegossener Harzkörper. Sie gibt der konstruktiven Gestaltung Freiheiten, wie sie ähnlich am ehesten für keramische Stoffe bekannt sind.

ϵ liegt etwa bei 3,7 bis 4,4, $\text{tg } \delta$ bei 0,6 bis etwa 1,1%, alles Werte gemessen bei 20° C und 50 Hz. Bemerkenswert ist ferner eine hohe Kriechstromsicherheit im Vergleich zu den in der Starkstromtechnik längst verwendeten Phenol- und Kresolharzprodukten.

Die mechanischen Festigkeitswerte dieser Harze sind mindestens gleich denjenigen der allgemein bekannten Phenolharz-Preßlinge (HPOP, APOP); in bezug auf die Schlagarbeit sind sie sogar wesentlich größer. Im Vergleich zu Hochspannungsporzellan ist die Schlagarbeit etwa 7 bis 15 mal größer.

Einleitend wurde die ungewöhnliche Bedeutung der ölprägnierten Papierisolation im Transformatoren- und insbesondere im Meßwandlerbau hervorgehoben. Es seien deshalb auch hierfür einige

Anwendungsbeispiele gezeigt. Bei höchsten Spannungen eignet sich diese Art der Isolation ganz besonders vermöge ihrer großen dielektrischen Festigkeit quer zur Schichtung, seiner niedrigen Verlustziffer $\epsilon \cdot \text{tg } \delta$, namentlich aber der Möglichkeit, auch bogenförmige Elektroden umhüllen und leitende Beläge zur Feldsteuerung einwickeln zu können. Die Verlustziffer von etwa 0,012 bis 0,025 bei Raumtemperatur und 0,020 bis 0,035 bei 90° C erlaubt vom Standpunkt des Wärmedurchschlages aus einstufige Isolierungen für 400 kV-Apparate. Ein großer Vorzug dieser Isolationsart ist die sich bietende Möglichkeit, elektrisch leitende Beläge zur Potentialsteuerung einzufügen. Ein konstruktiv wie verfahrenstechnisch interessantes Beispiel zeigt die folgende Abb. 18 eines kombinierten Spannungs- und Stromwandlers für 220 kV. Die primäre Wicklung des Spannungswandlers ist hier in den Papierkörper lagenweise eingewickelt, derart, daß das elektrische Feld radial und axial ge-

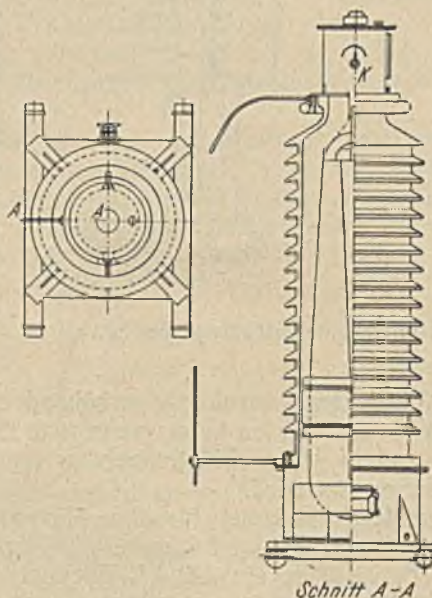


Abb. 18. Kombiniertes Isoliermantel-Strom- und Spannungswandler, 220 kV

steuert wird. Es handelt sich also um eine lange, gebogene lagengesteuerte Wicklung, die den auf vollem Potential befindlichen Eisenkern umhüllt. Das Potential wird schrittweise nach außen hin abgebaut. Der Kern des Stromwandlers ist ein Ring um die Sekundärwicklung des Spannungswandlers, er trägt die Stromwandler-Sekundärwicklung, während die Stromwandler-Primärwicklung parallel dem Eisenkern geführt ist. Ein und dieselbe Hochspannungsisolation dient also dem Spannungswandler wie auch dem Stromwandler, und dasselbe gilt für den keramischen Isoliermantel.

Es ist dies auch ein Beispiel eines elektrischen Apparates, das zeigt, wie wichtig neben dem Elektrotechniker der gewandte Maschinenbauer ist. Denn die Möglichkeit, solche Wandler bauen zu können, steht und fällt mit der ausgeklügelten

Maschine zum Wickeln des die Drahtwindungen enthaltenden großen Isolierkörpers. Zudem werden hier nicht geringe Anforderungen an das Vakuumimprägnierverfahren gestellt. Und eine gar nicht leichte technische Aufgabe stellt der Stromwandlerkern, damit er ohne einen den magneti-

Die nächste Abb. 20 zeigt einen kombinierten Strom- und Spannungswandler für niedrigere Spannungen (60 kV). Der Stromwandler mit keramischem Isoliermantel ist als Schleifenwandler mit Kondensatorisoliertkörnern gebaut, der Spannungswandler als Manteltransformator liegend darunter in einem Eisenkessel. Es ist dies ebenfalls eine geschickte Art solchen Zusammenbaues, indem Durchführungen vermieden sind und ein keramischer Mantel genügt.

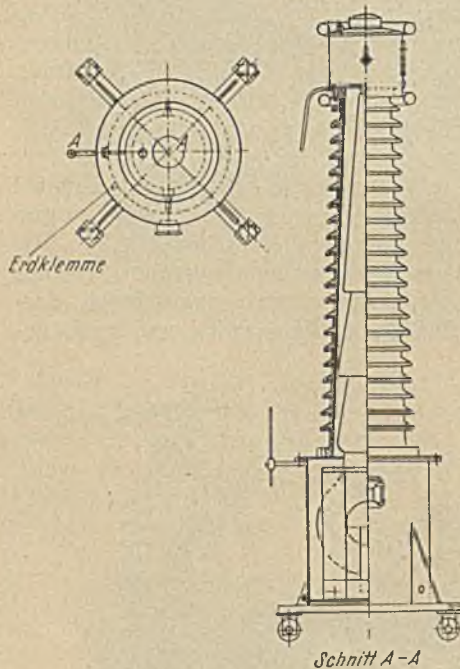


Abb. 19. Isoliermantel-Stromwandler 220 kV

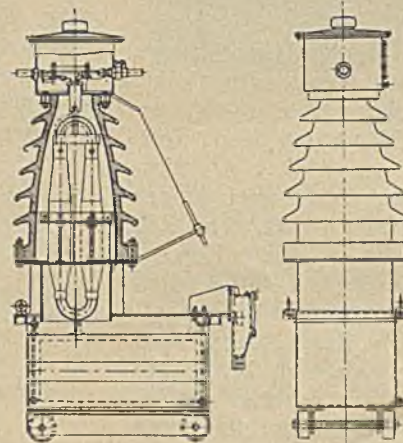


Abb. 20. Kombiniertes Isoliermantel-Strom- und Spannungswandler, 60 kV



Abb. 21. Prüftransformator, Trockenbauart, für Prüfspannungen bis 500 kV

schen Widerstand unzulässig erhöhenden Luftspalt hergestellt werden kann, wenn man bedenkt, daß er zudem einer Glühtemperatur von rund 800° C ausgesetzt wird.

Ein anderes Beispiel für die ölprägnierte Papierisolation ist in der folgenden Abbildung dargestellt. Es ist dies ein 220 kV-Wicklungsstromwandler, Abb. 19, dessen Isolation durch eingewickelte leitende Kondensatorbelege gesteuert ist.*

* Es ist dies eine Weiterentwicklung der vom Verfasser im österr. Pat. 128178 vorgeschlagenen Bauweise (s. a. Mitteilungen aus dem Arbeitsgebiet der Koch & Sterzel A.-G., Nr. T 18).

Zum Schluß noch ein Bild aus einem weiteren Turngebiet der Hochspannungstechniker: Es betrifft die Prüftransformatoren. Der hier dargestellte Apparat (Abb. 21) ist ein Trockentransformator für Prüfspannungen bis 500 kV, leicht fahrbar, von ungewohnt leichtem Gewicht. Eine ähnliche, nicht trockene, aber ölarme Bauart für 800 kV wird mit horizontaler Achse an den beiden geerdeten Enden aufgehängt, so daß der Transformator bei Nichtgebrauch an die Decke hochgezogen werden kann. Für höhere Spannungen werden zwei solche Transformatoren in Kaskade angeordnet.

Über den Zündmechanismus der Stromtore

Von K. Siebertz, Wien

Stromtore (Thyratrons, Gastrioden) sind im Prinzip gasgefüllte Trioden. Sie unterscheiden sich jedoch in ihrer Arbeitsweise (meist auch der Bauart) grundsätzlich von Hochvakuumröhren. Funktionsentscheidend ist beim Stromtor der Zündensatz. Obwohl nun Stromtore in der Technik stets zunehmend angewendet werden, ist die Kenntnis ihres Zündmechanismus verhältnismäßig wenig verbreitet. Das ist auffallend, da dieser zu den Problemen der Gasentladungsphysik gehört,

die qualitativ und quantitativ in voller Übereinstimmung mit dem Experiment theoretisch aufgeklärt sind.

Im Wesentlichen wurde die Gitterzündung der Stromtore schon 1933 von Klemperer und Steenbeck* richtig gedeutet. Gewisse Einzelheiten blieben jedoch noch lange unklar und konnten auch in der gründlichen Arbeit von Kirsch-

* H. Klemperer u. M. Steenbeck, Z. f. techn. Physik 14 (1933) S. 341.

stein* noch nicht mit dem Experiment in Einklang gebracht werden. Die abschließende Behandlung des Vorganges gelang erst H. Adam,** der auch den Einfluß eines (hohen) Gitterwiderstandes auf die Zündung quantitativ aufklären konnte. Wir benützen im Folgenden eine andere Art der Darstellung als H. Adam, die vielleicht den Vorzug hat, noch etwas anschaulicher zu sein.*** In einigen Einzelheiten werden wir auch über die Ergebnisse von Adam hinausgehen.

I. Zündung bei vernachlässigbarem Gitter-Vorwiderstand

Wir betrachten zunächst die Potentialverhältnisse im Stromtor vor der Zündung (bei Abwesenheit von Gasatomen; s. die schematische Abb. 1). Der Kathode geben wir das Potential $U_k = 0$, der Anode ein hochpositives Potential U_a . Das Gitter erhält ein negatives Potential U_g .† In der Gitter-

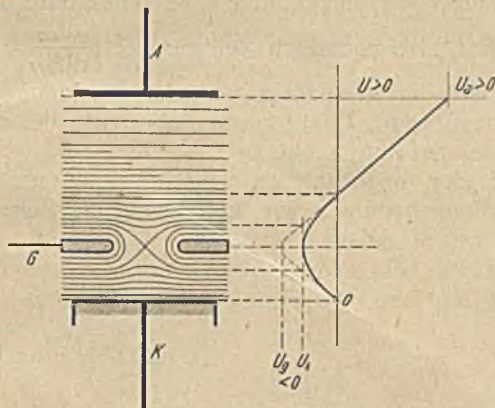


Abb. 1. Potentialverlauf im Stromtor vor der Zündung (schematisch)

In praktischen Fällen ist die Feldstärke im Gitter-Anoden-Raum erheblich größer als im Gitter-Kathoden-Raum. Dadurch rückt der Potentialsattel näher zur Kathode

öffnung „hängt das Potential durch“, das heißt, es bildet sich dort ein Potentialsattel aus, der weniger negativ ist als das massive Gitter selbst. Das Potential in diesem Sattelpunkt, U_s , ist das „Effektivpotential“, welches vor der Kathode wirksam wird. Dabei ist vor der Zündung U_g so hoch negativ, daß auch das Effektivpotential (Sattelpotential U_s) noch negativ ist (im Gegensatz zur Hochvakuum-Verstärkerröhre, die mit

* B. Kirschstein, Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Werken 18 (1939) S. 82.

** H. Adam, Wiss. Veröff. Siemens-Werke 20 (1941) S. 28.

*** Diese Darstellung ist etwa gleichzeitig mit der Arbeit von Adam entstanden. Sie wurde seither vom Verfasser mehrfach in Vorträgen benützt, jedoch bisher nicht veröffentlicht.

† Das „Gitter“ ist als massive Scheibe mit nur einem Loch als Gitteröffnung dargestellt. Das ist nicht nur schematisiert. Tatsächlich wird vor allem bei Leistungsstromtoren (für größere Stromstärken) das Gitter nicht als Draht-, Steg- oder Maschengitter ausgeführt, sondern meist als massive Scheibe mit wenigen oder einem einzigen größeren Loch (wirksamere Kühlung).

positivem Effektivpotential — Zugspannung für Elektronen — arbeitet).

Aus der Glühkathode treten Elektronen mit ihrer thermischen Eigenenergie (proportional der Kathodentemperatur, Maxwell-Verteilung) aus. Bei sehr hoch negativer Gitterspannung kann praktisch kein Elektron mittels seiner thermischen Eigenenergie den Potentialsattel überwinden: der Anodenstrom ist unterbunden. Bei Verkleinerung der negativen Gitterspannung wird der Potentialsattel niedriger, die schnellsten Elektronen vermögen ihn zu überwinden und werden danach im Gitteranodenraum zur Anode hin beschleunigt — zunehmend mehr, je kleiner die effektive Gegenspannung gemacht wird.

Was wir bisher beschrieben haben, ist der Elektronen-Anlaufstrom in einer Hochvakuumtriode:

$$I_a' = i_o \cdot e^{\frac{\epsilon U_{eff}}{kT}} ; U_{eff} < 0 \tag{1}$$

(I_a' Anodenstrom; i_o Anlauf-Sättigungsstrom für $U_{eff} = 0$; ϵ Elementarladung; k Boltzmann-Konstante; T Kathodentemperatur)

Was geschieht, wenn wir jetzt Gas (Edelgas, Quecksilberdampf) unter vermindertem Druck zulassen?

Zunächst: Der Anodenstrom wird verstärkt. Die Elektronen erhalten im Gitter-Anodenraum ausreichende Energie zur Ionisation des Gases, bei jedem ionisierenden Elektronenstoß entsteht ein Ion und ein weiteres Elektron.

Aus (1) wird

$$I_a = i_o \cdot (1 + N) \cdot e^{\frac{\epsilon U_{eff}}{kT}} \tag{1a}$$

$$i_o \rightarrow i_o \cdot (1 + N) \tag{2}$$

(N : Anzahl der je Primärelektron erzeugten Ionen)

In der gezündeten Entladung ist N und damit der Anteil der Ionen am Gesamtstrom sehr klein, etwa $N \approx 0,01$. Vor der Zündung, solange die Anodenspannung noch hoch ist, kann N , abhängig von Gasart, Gasdruck und Spannung, Werte von 0,3 bis 0,5 erreichen. Diese Verstärkung des Stromes ist jedoch als solche für den Zündvorgang ohne Bedeutung. Entscheidend dagegen ist die Raumladungswirkung der gebildeten Ionen. Diese sind schwer (in Quecksilberdampf rund 4.10⁵mal schwerer als Elektronen), entsprechend träge, und erhalten deshalb im elektrischen Feld eine viel kleinere Geschwindigkeit. Sie halten sich vergleichsweise sehr lang im Raum des Potentialsattels auf und drücken mit ihrer Eigenladung das Sattelpotential nach weniger negativen Werten. Die Verschiebung des Sattelpotentials ist (wie die Zahl der gebildeten Ionen) dem Anodenstrom proportional:*

$$\Delta U_s \approx I_a.$$

In der Abb. 2 ist der Anodenstrom über der (negativen) Effektivspannung aufgetragen. Die Kurve H stellt den exponentiell ansteigenden

* Solange die Anodenspannung nicht zu klein wird. „ Δ “ = Differenz.

Anlaufstrom im Hochvakuumfall dar, verstärkt um den Faktor $(1 + N)$. Bei einer bestimmten Gitterspannung habe $U_g + DU_a$ ($D =$ Durchgriff) den Wert des Punktes A. Der dabei im Hochvakuumfall fließende Anlauf-Anodenstrom ist durch die Gasverstärkung allein, $i \rightarrow i \cdot (1 + N)$, ohne Berücksichtigung der Raumladungswirkung der Ionen, auf den Wert verstärkt, der dem Punkt B entspricht.

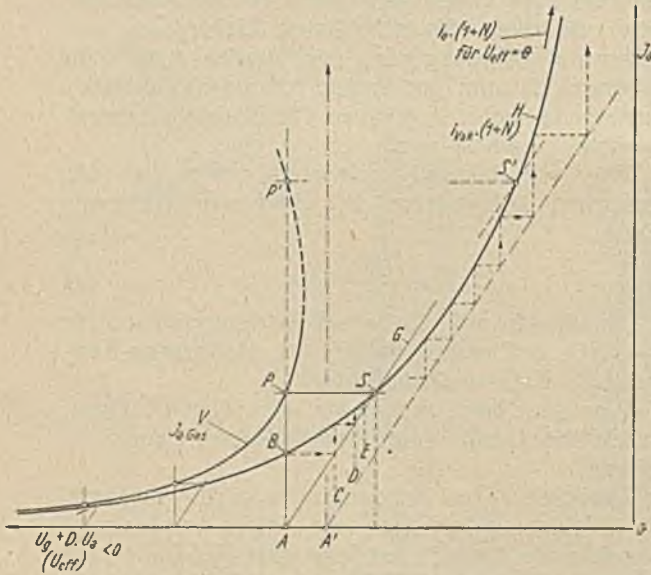


Abb. 2. Verschiebung des Sattelpotentials und Erhöhung des Vorstroms durch die Raumladungswirkung der Ionen

Proportional zu diesem Strom wird jedoch durch die Raumladung der Ionen das Sattelpotential (= Effektivpotential) positiver. Als Maß dafür haben wir die Proportionalitätsgerade G eingezeichnet — zu dem Anodenstrom in B gehört also das Effektivpotential bei C. Diesem entspricht aber nach dem Anlaufstromgesetz ein größerer Anodenstrom, diesem wieder eine zusätzliche Verschiebung des Effektivpotentials nach D — und so weiter über E, F... bis in den Schnittpunkt S. Im Schnittpunkt S der „Proportionalitätsgeraden“ mit der Anlaufkennlinie konvergiert ersichtlich die angedeutete Konstruktion. Zur Verschiebung des Effektivpotentials von A bis zur Abszisse von S gehört die raumladungsbedingte Erhöhung des Anodenstromes von B auf den Wert in P. Im gasgefüllten Rohr fließt also bei der zu A gehörenden Gitterspannung U_g stabil* der dem Punkt P entsprechende Vorstrom („vor der Zündung“). Diese Konstruktion können wir uns für eine Reihe von Ausgangspunkten ausgeführt denken und erhalten

* Es läßt sich leicht einsehen, daß der Schnittpunkt S tatsächlich einen stabilen Vorstrom gibt: bei einer statistisch-spontanen Erhöhung des Stromes über P hinaus ergibt sich (aus der Horizontalen nach G) ein Effektivpotential, zu dem auf der Anlaufkennlinie ein kleinerer Strom als der Momentanstrom gehört. Das führt zu einer ganz analogen, nun „abwärts“ in S konvergierenden Konstruktion. Ganz analog läßt sich zeigen, daß der zweite Schnittpunkt S' und folglich auch P' (Abb. 2) instabil ist.

so punktweise die Vorstromkurve V für das gasgefüllte Rohr. Die Konstruktion konvergiert jedoch nur für Effektivspannungen jenseits eines bestimmten Wertes. Wenn wir von einem Punkt der Abszissenachse A' ausgehen, von dem aus die Proportionalitätsgerade die Anlaufkennlinie nicht mehr schneidet, dann kommen wir nicht mehr zu einem stabilen Punkt der Vorstromkurve (s. Abb. 2). Dem zunehmenden Strom entsprechen schließlich immer zunehmende Verschiebungen des Effektivpotentials und umgekehrt — das heißt, der Strom steigt beliebig an, wir befinden uns bereits jenseits des Zündpunktes. Der letzte Ausgangspunkt auf der Abszissenachse, für den die Konstruktion konvergiert, ist derjenige, von dem aus die Proportionalitätsgerade die Anlaufkennlinie tangiert. Bei dem entsprechenden Effektivpotential erhalten wir den letzten stabilen Wert des Vorstromes. Es ist ohne Erläuterung aus der geometrischen Konstruktion (Abb. 3) zu erkennen, daß bei diesem Wert die Vorstromkennlinie eine senkrechte Tangente hat, also unendlich steil ansteigt: $\frac{dI_{az}}{dU_{eff}} = \frac{\partial I_{az}}{\partial U_g} = \infty$. Bei der geringsten weiteren Verkleinerung des (negativen) Effektivpotentials tritt die Zündung des Stromtors ein.

Bei der quantitativen Durchführung unserer Darstellung benützen wir weitgehend die Schreibweise von H. Adam.

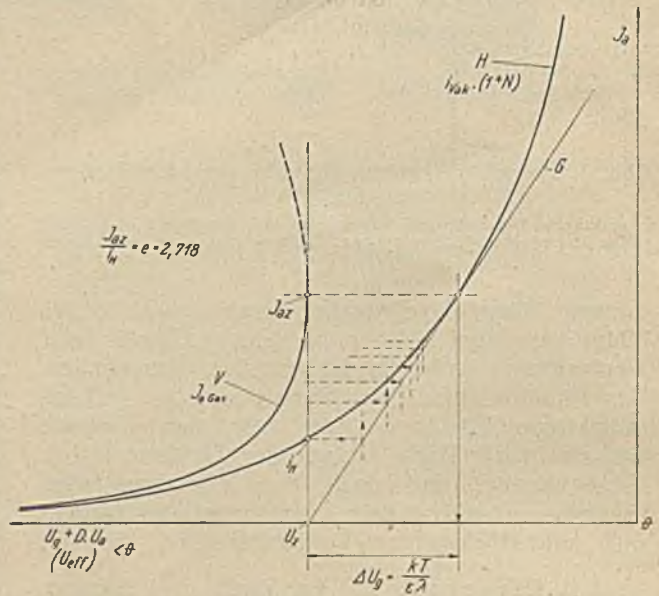


Abb. 3. Konstruktion zum Vorstrom im Augenblick der Zündung, I_{az}

Nach der Potentialtheorie läßt sich das Potential im Sattelpunkt darstellen durch

$$U_s = U_{eff} = \lambda \cdot U_g + \mu \cdot U_a + \nu \cdot U_k + \Delta U_s \quad (3)$$

λ, μ, ν sind (geometrische) Parameter, die das Maß dafür geben, wie stark das Potential der betreffenden Elektrode in den Potentialwert am Ort des Potentialsattels eingeht. (Gittereinfluß, Anodeneinfluß usw. nach Schottky). ΔU_s hat den Parameter 1, da ΔU_s die Potentialverschiebung am

Ort des Sattels selbst bezeichnet. Das Glied $\nu \cdot U_k$ fällt im Folgenden weg, da wir $U_k = 0$ gesetzt haben.

Es ist vorteilhaft, alle Potentialangaben auf die der Messung zugängliche Spannung an der Gitterelektrode zu beziehen. Wir schreiben deshalb statt (3):

$$U_{eff} = \lambda U_g + \lambda D U_a + \lambda \Delta U_g$$

mit $\mu = \lambda \cdot D$ und $\Delta U_s = \lambda \cdot \Delta U_g$; $D =$ Durchgriff.

Für ΔU_s erhalten wir nach Steenbeck

$$\Delta U_s = \frac{\delta \cdot I_+ \cdot \vartheta}{C_s} \quad (4)$$

$\delta \cdot I_+$ ist der Teil des Ionenstromes, der über den Potentialsattel fließt. ϑ ist die Aufenthaltsdauer oder die Laufzeit der Ionen im Raum des Potentialsattels (Gitter-Kathoden-Raum). Streng genommen müßten wir zur Berechnung von ΔU_s die Potentialgleichung für den ganzen Raum unter Berücksichtigung der Raumladung lösen. Statt dessen führen wir die Rechengröße C_s ein, die als Ersatzkapazität für den Raum „Sattel-Kathode“ durch die Ladungsmenge $\delta I_+ \cdot \vartheta$ auf die Spannung ΔU_s aufgeladen wird.

$$I_+ = N \cdot I_- \quad (I_-: \text{Elektronenstrom})$$

$$\text{mit } I_a = I_- + I_+ = I_- (1 + N)$$

$$\text{gibt: } I_+ = I_a \cdot \frac{N}{1 + N}$$

Vom Gesamtionenstrom geht der Bruchteil δ über den Potentialsattel, $(1 - \delta)$ auf die Gitterelektrode selbst.

Damit erhalten wir

$$\Delta U_s = \frac{\vartheta \cdot \delta \cdot N}{C_s \cdot (1 + N)} \cdot I_a \quad (5)$$

oder

$$\lambda \cdot \Delta U_g = \frac{\vartheta \cdot \delta \cdot N}{C_s (1 + N)} \cdot I_a = \lambda \cdot \frac{\vartheta \delta N}{C_g (1 + N)} \cdot I_a$$

$$\Delta U_g = \frac{\vartheta \delta N}{C_g (1 + N)} \cdot I_a \quad (5a)$$

wobei $C_g = \lambda \cdot C_s$ die Gitterkapazität ist.*

Damit wird aus (4):

$$U_{eff} = \lambda \cdot U_g + \lambda \cdot D \cdot U_a + \lambda \cdot \frac{\vartheta \delta N}{C_g (1 + N)} \cdot I_a \quad (6)$$

und die Gleichung der Vorstromkurve lautet:

$$I_a = i_0 (1 + N) \cdot e^{\frac{\epsilon \lambda}{kT} (U_g + D \cdot U_a + \frac{\vartheta \delta N}{C_g (1 + N)} \cdot I_a)} \quad (7)$$

Die Neigung der „Proportionalitätsgeraden“ ist nach (5a)

$$\text{tg } \alpha = \frac{I_a}{\Delta U_g} = \frac{C_g (1 + N)}{\vartheta \delta N} \quad (8)$$

* Maßgebend für den Vorgang ist die Ladung $(\delta I_+ \cdot \vartheta)$. Durch diese wird der fiktive Kondensator C_s um $\Delta U_s = (\delta I_+ \cdot \vartheta) / C_s$ aufgeladen, die Gitterkapazität C_g dagegen um $\Delta U_s = (\delta I_+ \cdot \vartheta) / C_g$. ΔU_g wirkt auf das Sattelpotential nach $\Delta U_s = \lambda \cdot \Delta U_g$. Bei der „Übersetzung“ auf das Gitter ist zu beachten, daß auch C_s auf C_g zu übersetzen ist; es gilt dabei $\Delta U_s \cdot C_s = \Delta U_g \cdot C_g$. Die Unterscheidung von C_s und $C_g = \lambda \cdot C_s$ ist auch in der Arbeit von H. Adam noch versäumt worden. Die fiktive Rechengröße C_s kann aus den meßbaren Größen C_g und λ bestimmt werden.

Die Zündung erfolgt bei derjenigen Stromstärke, bei der die Proportionalitätsgerade die Anlaufkennlinie tangiert, deren Steigung also gleich der Neigung der Proportionalitätsgeraden (8) ist. Die Gleichung der Anlaufkennlinie* ist:

$$I_a^{vak} = i_0 (1 + N) \cdot e^{\frac{\epsilon \lambda}{kT} (U_g + D \cdot U_a)}$$

ihre Steigung ist:

$$\left. \frac{dI_a^{vak}}{dU_{eff}} = \frac{\partial I_a^{vak}}{\partial U_g} \right|_{U_a = \text{konst.}} = \frac{\epsilon \lambda}{kT} \cdot I_a^{vak} \quad (9)$$

Diese ist nach der Zündbedingung gleich $\text{tg } \alpha$ nach (8) zu setzen:

$$\left. \frac{\partial I_a^{vak}}{\partial U_g} \right|_{U_a = \text{konst.}} = \frac{C_g (1 + N)}{\vartheta \delta N} \quad (10)$$

(9) mit (10) gibt:

$$\frac{\epsilon \lambda}{kT} \cdot I_{az} = \frac{C_g (1 + N)}{\vartheta \delta N}$$

Der Zündstrom (Vorstrom im Augenblick der Zündung) ist also

$$I_{az} = \frac{kT}{\epsilon \lambda} \cdot \frac{C_g (1 + N)}{\vartheta \delta N} \quad (11)$$

Setzen wir I_{az} in (5) ein, so finden wir, daß das Sattelpotential durch den Vorstrom im Augenblick der Zündung um den Betrag $\frac{kT}{\epsilon}$ angehoben wird:

$$\Delta U_{sz} = \frac{\vartheta \delta N}{C_g (1 + N)} \cdot I_{az} = \frac{kT}{\epsilon} = U_{th} \quad (12)$$

„Die Zündung erfolgt, sobald durch die Raumladung der im Vorstrom gebildeten Ionen das Sattelpotential um jenen Betrag angehoben wird, der der mittleren thermischen Energie der Elektronen, ausgedrückt in Elektronenvolt, entspricht“ ($T =$ Kathodentemperatur; $kT = \epsilon \cdot U_{th}$ Elektronenvolt).

(An der Gitterelektrode selbst ist dabei der Betrag

$$\Delta U_{gz} = \frac{\Delta U_{sz}}{\lambda} = \frac{kT}{\epsilon \lambda} \quad (12a)$$

zu messen).

Um wieviel ist dabei der Zündstrom größer als der Anlaufstrom, der bei denselben angelegten Spannungen (U_g, U_a) ohne die Raumladungswirkung der Ionen fließen würde? (Um wieviel erhebt sich die Vorstromkurve V über die Anlaufkennlinie H , Abb. 3, im Augenblick der Zündung?)

$$\left. \frac{I_{az}}{I_a^{vak}} \right|_{U_g, U_a} = \frac{i_0 (1 + N) \cdot e^{\frac{\epsilon \lambda}{kT} (U_g + D \cdot U_a + \frac{kT}{\epsilon \lambda})}}{i_0 (1 + N) \cdot e^{\frac{\epsilon \lambda}{kT} (U_g + D \cdot U_a)}} = e = 2,718.$$

Durch die Raumladung der Ionen wird der Vorstrom im Augenblick der Zündung nur um den Faktor „e“ vergrößert. Er bleibt also in der Größenordnung der Hochvakuum-Anlaufströme

* Gasverstärkt um den Faktor $(1 + N)$, jedoch ohne den Raumladungseinfluß der Ionen. Wir schreiben dafür „ I_a^{vak} “, da der Strom sich vom Vakuum-Anlaufstrom nur um den festen Faktor $(1 + N)$ unterscheidet.

($10^{-8} \dots 10^{-6}$ A) — das ist sehr wichtig für die Belastung des Gitterkreises durch den Zündvorgang!

Wir erhalten jetzt leicht die Gleichung der Zündkennlinie, $U_{gz} = f(U_a)$, indem wir in Gl. (7) ΔU_{gz} nach (12 a) und für I_a den Wert I_{az} aus (11) einsetzen:

$$I_{az} = \frac{kT}{\varepsilon \lambda} \cdot \frac{C_g(1+N)}{\vartheta \delta N} = i_o \cdot (1+N) \cdot e^{\frac{\varepsilon \lambda}{kT} (U_{gz} + D \cdot U_a + \frac{kT}{\varepsilon \lambda})}$$

oder

$$\ln \frac{kT}{\varepsilon \lambda} \cdot \frac{C_g(1+N)}{\vartheta \delta N} = \ln i_o(1+N) + \frac{\varepsilon \lambda}{kT} (U_{gz} + D \cdot U_a) + 1.$$

Aufgelöst nach U_{gz} erhalten wir die Zündkennlinie in der Form

$$U_{gz} = -D \cdot U_a - \frac{kT}{\varepsilon \lambda} \cdot \left[1 + \ln \frac{i_o(1+N)}{\frac{kT}{\varepsilon \lambda} \cdot \frac{C_g(1+N)}{\vartheta \delta N}} \right] \quad (13)$$

oder

$$U_{gz} = -D \cdot U_a - \frac{kT}{\varepsilon \lambda} \left(1 + \ln \frac{I_{sätt}}{I_{az}} \right) \quad (13a)$$

($I_{sätt} = i_o \cdot (1+N)$): Sättigungswert des Anlaufstromes für $U_{eff} = 0$.

Die Zündkennlinie (Abb. 4) ist eine Gerade mit der Neigung des (Hochvakuum-)Durchgriffs $-D$; sie schneidet die Ordinatenachse bei dem (negativen) Wert

$$U_g^* = -\frac{kT}{\varepsilon \lambda} \cdot \left[1 + \ln \frac{i_o \cdot (1+N)}{\frac{kT}{\varepsilon \lambda} \cdot \frac{C_g(1+N)}{\vartheta \delta N}} \right] = -\frac{kT}{\varepsilon \lambda} - \frac{kT}{\varepsilon \lambda} \ln \frac{I_{sätt}}{I_{az}} \quad (14)$$

Ihre Lage ist abhängig von

geometrischen Größen über D , λ , δ , C_g und N^* Gasdruck und Gasart über N und ϑ Kathodentemperatur und -Aktivität über T und i_o .

Streng genommen ist die Zündkennlinie nur gerade, soweit wir die Abhängigkeit von der

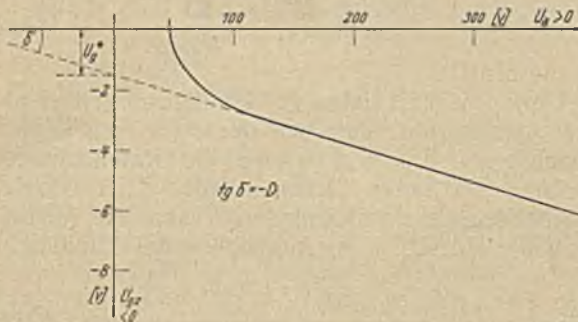


Abb. 4. Zündkennlinie
(Siemens-Stromtor Ste 1000/02/03)

Anodenspannung für N und ϑ vernachlässigen dürfen. Das ist für einen weiten Bereich genügend genau der Fall. Nur bei kleinen Anodenspannungen wird die Abweichung stark (s. Abb. 4). Wenn jene die Ionisierungsspannung des Gases unter-

* Bei gegebenem Gasdruck ist N proportional der Länge des Anodenraumes.

schreitet, ist überhaupt keine reguläre Zündung mehr möglich. Von der Behandlung des gekrümmten Teiles der Kennlinie sehen wir hier ab.

Über die oben zusammengefaßten Abhängigkeiten ist die Lage der Kennlinie auch von Streuungen im Aufbau der Röhren und in den Betriebsdaten abhängig. Wir haben deshalb stets mit einem gewissen Streubereich für die Lage der Zündkennlinie zu rechnen.

Wir haben bisher einen Umstand noch nicht erwähnt, der beachtet werden muß: auch wenn wir Gitter und Kathode an ihren Außenelektroden elektrisch kurzschließen, besteht zwischen ihnen noch eine Potentialdifferenz im Betrag des Kontaktpotentials zwischen Gitter und Kathode. Dieses kann bei Elektronenröhren Beträge von 1 Volt und mehr annehmen. Demnach müßte also der Schnittpunkt der Kennlinie mit der Ordinatenachse [nach (14) bei U_g^*] um den Betrag des Kontaktpotentials längs der Ordinatenachse verschoben sein:

$$U_g^{**} = -\frac{kT}{\varepsilon \lambda} \cdot \left[1 + \ln \frac{i_o(1+N)}{\frac{kT}{\varepsilon \lambda} \cdot \frac{C_g(1+N)}{\vartheta \delta N}} \right] + U_{\text{Kontakt}} \quad (14a)$$

Der Betrag des Kontaktpotentials fällt jedoch bei der Berechnung nach (14) automatisch heraus, wenn wir den Sättigungswert des Anlaufstromes schematisch nach Definition messen. $I_{sätt} = i_o \cdot (1+N)$ fließt dann, wenn in (1 a) $U_{eff} = 0$ ist. $I_{sätt}$ wird also gemessen, indem $U_{eff} = U_g + D \cdot U_a = 0$ oder $U_g = -D \cdot U_a$ eingestellt wird. (Praktisch, indem die Vorstromkurve von hoch negativen Effektivspannungen, wo die Anhebung durch die Raumladung noch vernachlässigt werden kann, in halblogarithmischer Darstellung bis zum Schnitt mit der Ordinate $U_{eff} = 0$ geradlinig verlängert wird, s. Abb. 6.) Wenn wir so vorgehen, messen wir aber $I_{sätt}$ falsch, weil bei der angelegten Spannung $U_g = -D \cdot U_a$ das Sattelpotential nicht Null ist, sondern den Wert $\lambda \cdot U_{\text{Kontakt}}$ hat. Setzen wir, schematisch fortfahrend, diesen falschen Wert $I_{sätt}^*$ in (14) für $I_{sätt} = i_o(1+N)$ ein, so wird das zweite Glied auf der rechten Seite von (14) ebenfalls falsch, und zwar um den Betrag

$$\Delta u = \frac{kT}{\varepsilon \lambda} \cdot \ln \frac{I_{sätt}}{I_{sätt}^*} \quad (15)$$

Nun ist aber

$$\frac{I_{sätt}^*}{I_{sätt}} = e^{\frac{\varepsilon \lambda}{kT} \cdot U_{\text{Kontakt}}}$$

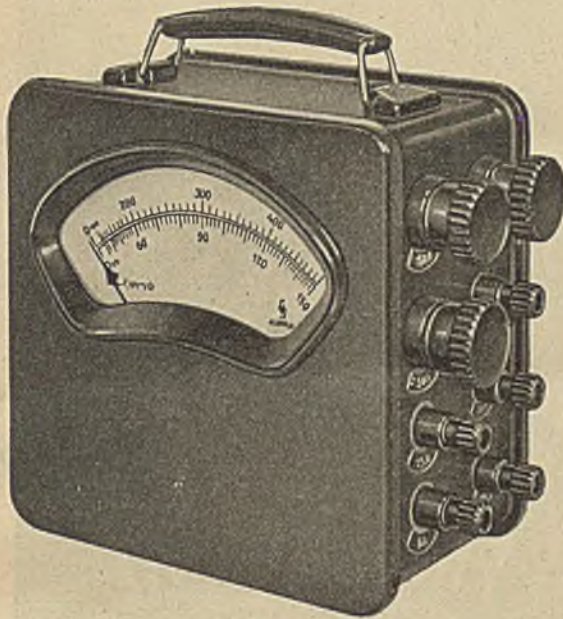
somit

$$\ln \frac{I_{sätt}}{I_{sätt}^*} = -\frac{\varepsilon \lambda}{kT} \cdot U_{\text{Kontakt}}$$

und

$$\Delta u = \frac{kT}{\varepsilon \lambda} \cdot \ln \frac{I_{sätt}}{I_{sätt}^*} = -U_{\text{Kontakt}}.$$

Der Fehler Δu , den wir nach (15) bei diesem rein schematischen Vorgehen machen, kompensiert sich gerade mit dem gegenüber (14 a) ebenfalls fälschlich weggelassenen Kontaktpotential $+U_{\text{Kontakt}}$. Bei ganz schematischer Durchführung




SIEMENS
 AUSTRIA

TRAGBARES BETRIEBSMESSGERÄT B

Strom- u. Spannungsmesser für
 Wechselstrom 40—60 Hz
 mit eingebautem Stromwandler,
 mit Abzweigklemmen für

7 Meßbereiche:

5., 15., 50., 150 A
 150., 300., 500 V

SIEMENS & HALSKE GESELLSCHAFT M. B. H.

WIEN III, APOSTELGASSE 12, TELEFON U 19-5-80

GRAZ, KEESGASSE 4 — TELEFON 7111

SALZBURG, SCHWARZSTRASSE 8 — TELEFON 46-97

KLAGENFURT, BENEDIKTINERPLATZ 10 — TELEFON 26-71

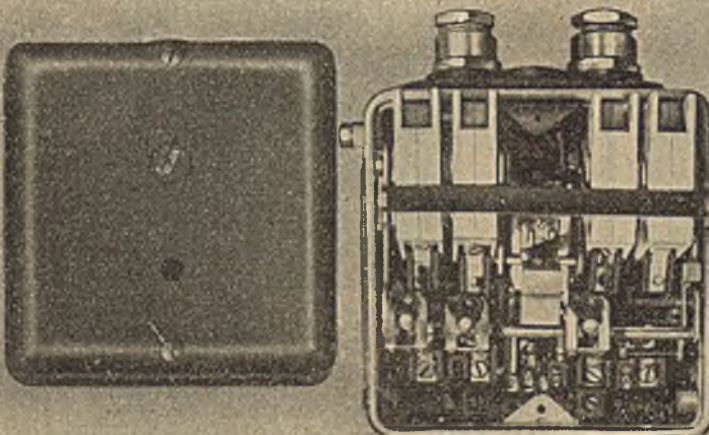
LINZ, MOZARTSTRASSE 1 — TELEFON 26-301

INNSBRUCK, BISMARCKPLATZ 1 — TELEFON 21-08

BREGENZ, RÖMERSTRASSE 12 — TELEFON 31-21/22

der Konstrukteur erzielt:

höchste Leistung nur durch
 > Schrack-Luftschütze <



Luftschütz Type BX

DAS UNIVERSELL ANWENDBARE FÜR ZAHL-
 LOSE ARTEN VON SCHALT-VORGÄNGEN GEEIG-
 NETE, MANNIGFACH KOMBINATIONSFÄHIGE
 STEUERGERÄT FÜR MAX. 25A/500V~/440V.



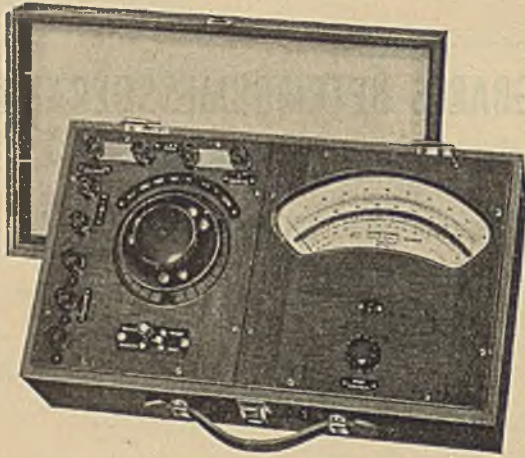
E. SCHRACK
 - ELEKTRIZITÄTS - A. G. -

WIEN, XII., POTTENDORFERSTR. 25-27. TEL. R 32-500

hochwertige
ELEKTRISCHE
MESSGERÄTE

Direktanzeigendes Ohmmeter

System Köhnel



Zur Messung von Leitungs- und Übergangswiderständen in den Grenzen zwischen 0,0001 u. 1000 Ohm
Klassengenauigkeit: 0,2 % f Skalenlänge: 150 mm

Verlangen Sie bitte die ausführliche Beschreibung P 96a/5

NORMA
FABRIK ELEKTRISCHER MESSGERÄTE
WIEN XI/79 FICKEYSSTRASSE 1-11

FRAUENTHAL
SEIT 1926
MOTOR-VOLLKERN-ISOLATOREN

RADIOFABRIK INCELEN - PORZELLANFABRIK FRAUENTHAL GES. M.B.H.
WIEN XVII. BERGSTEIGGASSE 36-38 TEL. A 29-5-25

SAUTER

Schwimmerschalter
für offene und geschlossene Behälter

Druckschalter
für Kompressoren und Pumpenanlagen

FR. SAUTER A. G. Fabrik elektr. Apparate BASEL

VÖEST-STAHLBAU

STAHLGITTERMASTE FÜR HOCHSPANNUNGSLEITUNGEN
IN NORMAL- UND SONDERKONSTRUKTION
FAHRLEITUNGSMASTE, ABSPANNGERÜSTE, RADIOMASTE
HOCHBAUTEN IN STAHLLEICHTBAUWEISE FÜR INDUSTRIE
UND GEWERBE

VEREINIGTE ÖTERR. EISEN- U. STAHLWERKE, LINZ-DONAU
GENERALDIREKTION: LINZ-DONAU, MULDENSTR. 5, TEL. 2 91 11
GESCHÄFTSSTELLE WIEN I, RATHAUSPLATZ 4, TEL. A 2 25 85

Generalvertretung für Österreich:
ING. KARL BITZ Ges. m. b. H., Wien I, Johannesgasse 14, Telefon R 20 3 25
Bregenz, Römerstraße 8, Telefon 2047

von Rechnung und Versuch fällt also das Kontaktpotential heraus. (Das wäre anders, wenn wir I_{satt} aus der Knickstelle bestimmen würden, an der die Anlaufkurve in die „Sättigungsgerade“ übergeht; diese Knickstelle liefert zugleich den Wert des Kontaktpotentials selbst, so daß wir in diesem Fall richtig und konsequent (14 a) anwenden könnten. Dieses Vorgehen scheidet praktisch daran, daß der theoretische „Knick“ in Wirklichkeit nicht oder keinesfalls genau genug gemessen werden kann.)

II. Zündung mit hohem Gitter-Vorwiderstand

Wie schon erwähnt, fließt von dem Ionenstrom $I_+ = I_a \cdot \frac{N}{1+N}$ der Bruchteil $(1-\delta)$ direkt über das Gitter ab, erzeugt somit an einem Gitter-Vorwiderstand R_g einen Spannungsabfall

$$\Delta U_{RG} = \frac{(1-\delta) \cdot N}{1+N} \cdot I_a \cdot R_g.$$

Trivialerweise würde man vermuten, daß die Zündkennlinie um diesen Spannungsabfall nach negativen Werten verschoben wird, wenn wir statt $U_g = f(U_a)$ die hinter dem Vorwiderstand treibende Spannung $U_r = U_g - \Delta U_{RG}$ als Ordinate auftragen. Tatsächlich ist jedoch (bei hohem

die Gitterzündspannung unmittelbar am Gitter selbst messen.*

Die Erklärung dieses scheinbar paradoxen Verhaltens ergibt sich in unserer Darstellung auf sehr einfache Weise. Wir haben uns nur an die Feststellung zu halten, daß die Zündung „dann eintritt, wenn durch die Wirkung der Ionen das Sattelpotential um den Betrag $\Delta U_s = \frac{kT}{\epsilon}$ gegenüber dem statisch angelegten Potential (Hochvakuum) angehoben und dadurch der Vorstrom um den Faktor „e“ gegenüber dem zu $(U_r + D \cdot U_a)$ gehörigen Wert des Anlaufstromes vergrößert ist“.

Wenn ein hoher Vorwiderstand R_g verwendet wird, dann wird das Sattelpotential auf zweierlei Art durch den Ionenstrom beeinflusst:

1. durch die Raumladungswirkung des Ionenstromes $\delta \cdot I_+$, der über den Potentialsattel fließt, unmittelbar;

2. durch den Spannungsabfall, den der Ionenstrom $(1-\delta) \cdot I_+$ an R_g erzeugt, der also das Gitterpotential selbst und dadurch mittelbar das Sattelpotential positiver macht.

Die Zündung erfolgt, wenn diese beiden Anteile zusammen den Betrag $\frac{kT}{\epsilon}$ ergeben. Durch die Mitwirkung des Spannungsabfalles an

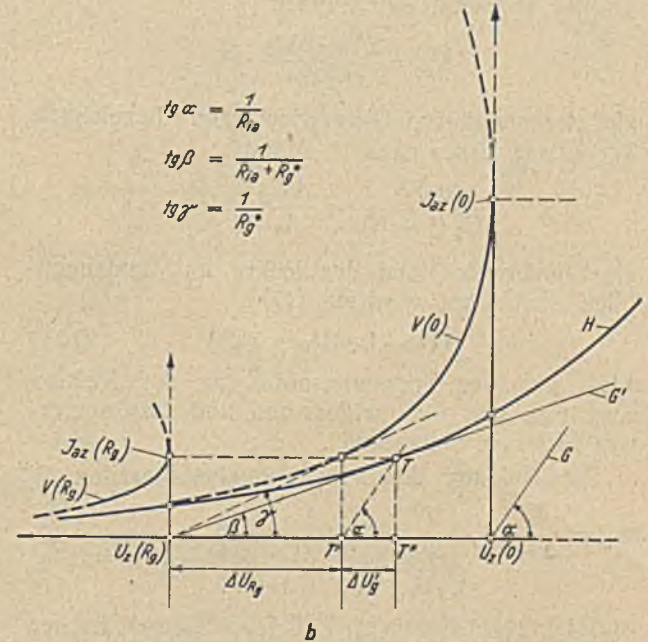
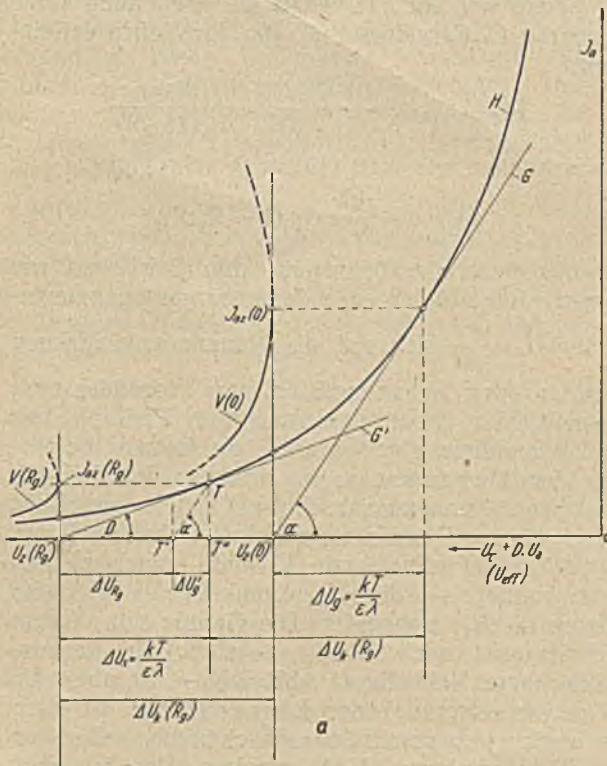


Abb. 5 a, 5 b. Verschiebung des Sattelpotentials und Konstruktion von I_{az} bei endlichem Gittervorwiderstand, $R_g \gg 0$

(Die Kennlinienverschiebung ist größer als der Spannungsabfall am Vorwiderstand. $\Delta U_g(R_g) > \Delta U_{RG}$)

Vorwiderstand) die Kennlinienverschiebung größer, unter Umständen um ein Vielfaches größer als der Spannungsabfall an R_g . Bei Verwendung des Vorwiderstandes ergibt sich eine entsprechend große Kennlinienverschiebung auch dann, wenn wir (etwa mit einem elektrostatischen Instrument)

R_g genügt dazu eine kleinere Raumladungswirkung, andererseits ist im Zündaugenblick auch

* Das gilt auch dann, wenn ein von H. Adam erkannter Meßfehler vermieden ist (Messung mit Anodenwechselspannung, durch welche das Potential des Gitters kapazitiv angehoben wird. S. H. Adam, a. a. O.)

der Spannungsabfall an R_g stets kleiner als $\frac{kT}{\epsilon\lambda}$. Die Zündung tritt schon bei einem kleineren Zündstrom ein als bei $R_g = 0$, also auch bei negativem Effektivpotential (bzw. U_{gz} , wenn U_a konstant ist). Die Differenz von $U_{gz}(R_g)$ — mit Vorwiderstand — und $U_{gz}(0)$ — Vorwiderstand = 0 — ist größer als der Spannungsabfall am Vorwiderstand. Wir erkennen das unmittelbar in der graphischen Darstellung der Abb. 5: durch die Mitwirkung des Spannungsabfalls an R_g wird die Neigung unserer „Proportionalitätsgeraden“ flacher, sie tangiert die Anlaufkennlinie schon bei einem kleineren Strom, also von höher negativem Effektivpotential, bzw. U_g ausgehend als im Fall $R_g = 0$. Bei nicht mehr vernachlässigbarem Gitterwiderstand wird

$$\Delta U_r = I_a \cdot \left[\frac{\vartheta \delta N}{C_g(1+N)} + \frac{(1-\delta) \cdot N}{1+N} \cdot R_g \right]. \quad (17)$$

Das erste Glied berücksichtigt die Raumladungswirkungen der Ionen wie in (5a); das zweite stellt den Spannungsabfall an R_g durch den Ionenstromanteil $(1-\delta) \cdot I_+ = \frac{(1-\delta)N}{1+N} \cdot I_a$ nach (Gl. 16) dar.

Durch den Faktor $\frac{(1-\delta)N}{1+N}$ wird der Gitterwiderstand R_g gewissermaßen in unser (U_g, I_a) -Diagramm übersetzt; wir können

$$R_g^* = \frac{(1-\delta)N}{1+N} \cdot R_g$$

als „transponierten Gitterwiderstand“ bezeichnen. Wenn wir ferner nach H. Adam

$$\frac{\vartheta \delta N}{C_g(1+N)} = \frac{\Delta U_g}{I_a} = R_{ia}$$

als „Innenwiderstand der Röhre im Zündaugenblick“ definieren, wird aus (17)

$$\Delta U_r = I_a \cdot (R_{ia} + R_g^*) \quad (17a)$$

ΔU_r ist „der Spannungsabfall an der Reihenschaltung von Innenwiderstand und transponiertem Gittervorwiderstand“.

Die Neigung der Proportionalitätsgeraden G'

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{I_a}{\Delta U_r} = \frac{1}{\frac{\vartheta \delta N}{C_g(1+N)} + \frac{(1-\delta)N}{1+N} \cdot R_g} = \frac{1}{R_{ia} + R_g^*}$$

ist jetzt gegenüber dem Fall $R_g = R_g^* = 0$ flacher geworden.*

Nach dem an Abb. 2 und 3 erläuterten Mechanismus kommt es zur Zündung, wenn die „Anlauf-

* Die Prop.-Gerade kann als Widerstandsgerade für den Reihenwiderstand $(R_{ia} + R_g^*)$, bzw. für R_{ia} bei $R_g = 0$, aufgefaßt werden. Üblicherweise wird die Neigung von Widerstandsgeraden gegen die Stromachse betrachtet. Unserem Problem ist es jedoch angemessener, den Strom als Funktion der Spannung aufzufassen, so daß unsere „Proportionalitätsgeraden“ sinngemäß als „Leitwertgerade“ mit der Neigung $\operatorname{tg} x = \frac{1}{R_x}$ erscheinen.

kennlinie“ von der Geraden G' tangiert wird. Entsprechend (9) und (10) ist jetzt:

$$\left. \frac{\partial I_a^{vak}}{\partial U_r} \right|_{U_a = \text{const}} = \frac{1}{\frac{\vartheta \delta N}{C_g(1+N)} + \frac{(1-\delta)N}{1+N} \cdot R_g} = \frac{1}{R_{ia} + R_g^*} = \frac{\epsilon \lambda}{kT} \cdot I_a$$

$$I_{az} = \frac{kT}{\epsilon \lambda} \cdot \frac{1}{R_{ia} + R_g^*} \quad (18)$$

Im Zündaugenblick ist (wie bei $R_g = 0$)

$$\Delta U_{gz} = \frac{kT}{\epsilon \lambda}; \quad \Delta U_s = \frac{kT}{\epsilon}$$

Der Zündstrom mit Gittervorwiderstand $I_{az}(R_g)$ ist kleiner als der Zündstrom ohne Gittervorwiderstand $I_{az}(0)$:

$$I_{az}(R_g) = \frac{kT}{\epsilon \lambda} \cdot \frac{1}{R_{ia} + R_g^*} < I_{az}(0) = \frac{kT}{\epsilon \lambda} \cdot \frac{1}{R_{ia}}$$

ΔU_k , die Kennlinienverschiebung infolge R_g , errechnet sich aus

$$\frac{I_{az}(R_g)}{I_{az}(0)} = e^{\frac{\epsilon \lambda}{kT} \cdot \Delta U_k} \quad (19)$$

$$\Delta U_k = \frac{kT}{\epsilon \lambda} \cdot \ln \frac{R_{ia}}{R_{ia} + R_g^*} = -\frac{kT}{\epsilon \lambda} \cdot \ln \left(1 + \frac{R_g^*}{R_{ia}} \right)$$

Sie ist also = 0 für $R_g = 0$ ($\ln 1 = 0$).

Wenn wir nach H. Adam (s. dort) auch einen „inneren Gitterwiderstand“ R_{ig} der Röhre definieren:

$$R_{ig} = R_{ia} \cdot \frac{1+N}{N \cdot (1-\delta)} = \frac{\vartheta \delta}{C_g(1-\delta)}$$

dann können wir statt (19) auch schreiben

$$\Delta U_k = -\frac{kT}{\epsilon \lambda} \cdot \ln(1 + R_g/R_{ig}). \quad (19a)$$

Aus unserem Diagramm Abb. 5 können wir unmittelbar ablesen, wie der gesamte Spannungshub $\Delta U_r = \frac{\epsilon \lambda}{kT}$ sich auf die Raumladungswirkung und auf den Spannungsabfall am Vorwiderstand aufteilt. Wir haben dazu nur vom Punkt T der Anlaufkennlinie eine Parallele zu G zum Schnitt mit der Abszissenachse zu bringen; der dadurch gegebene Spannungsabschnitt ($T'T''$) entspricht der reinen Raumladungswirkung beim Strom $I_{az}(R_g)$. Die Ordinate von T' muß — nach unserer Konstruktion — die Vorstromkurve $V(0)$ beim Strom $I_{az}(R_g)$ schneiden. Die Gerade von diesem Schnittpunkt nach $U_z(R_g)$ — siehe die herausgezeichnete Nebenfigur, Abb. 5b — ist aber die Widerstandsgerade oder Leitwertgerade zu R_g^* : es ergibt sich unmittelbar anschaulich, daß diese die Vorstromkurve $V(0)$ tangiert. Das ist aber gerade die Forderung, die H. Adam aus dem allgemeinen Penningschen Stabilitätskriterium abgeleitet und zum Ausgangspunkt seiner Berechnung der Zündung mit Vorwiderstand gemacht hatte. Wir erhalten sie als Nebenresultat, während wir die Ableitung der Zündbedingung mit R_g ganz analog zur Zündung bei $R_g = 0$ ohne den Umweg

über das Penningsche Kriterium durchführen konnten. (H. Adam hatte dazu die Darstellung im (U_{eff}, I_g) -Diagramm benützt, während wir konsequent im (U_{eff}, I_a) -Diagramm geblieben sind — bis auf die Umrechnung von jeweils I_g oder R_g ist das jedoch belanglos.)

R_{ig} liegt bei den Stromtoren in der Größenordnung von zehn Megohm. Größere Verschiebungen der Zündkennlinie entstehen also erst bei Gittervorwiderständen von etwa 10 Megohm aufwärts. Wird bei der Aufnahme der Zündkennlinie nicht die hinter dem Gittervorwiderstand treibende Spannung U_{zz} , sondern die unmittelbar am Gitter liegende Spannung U_{gz} aufgezeichnet, dann ist natürlich von der errechneten Kennlinienverschiebung ΔU_k der Spannungsabfall an R_g abzuziehen, der jedoch stets kleiner als $\frac{kT}{e\lambda}$ bleibt.

Man kann die — im allgemeinen allerdings nicht störende — Kennlinienverschiebung bei hohen Gittervorwiderständen vermeiden, indem man den Ionenstrom vom Steuergitter fernhält. Das ist praktisch ausreichend dadurch möglich, daß man zwischen Steuergitter und Anode ein Schirmgitter anordnet, welches den Anteil $(1 - \delta)$ der im Anodenraum erzeugten Ionen (des Vorstromes) aufnimmt. Zusätzlich wird dadurch erreicht, daß der Anodendurchgriff kleiner, die Zündkennlinie also flacher wird. Wir gehen auf die Mehrgitterröhren nicht weiter ein, da diese zwar in der Anwendung unter Umständen vorteilhaft sind (größere schaltungstechnische Freiheit bei der Herstellung des Sattelpotentials), hinsichtlich des Zündmechanismus jedoch nichts grundsätzlich Neues bringen.

Andererseits kann man (in Spezialanwendungen) die beschriebene Kennlinienverschiebung zu einer neuartigen Steuerung von Stromtoren verwenden, bei der eine feste Gittervorspannung angelegt und die Zündung dadurch herbeigeführt wird, daß der Wert des Vorwiderstandes sich ändert.

Die in dieser Arbeit gewonnenen Ergebnisse sind identisch mit denjenigen von H. Adam, der sie nur in anderer Art abgeleitet und dargestellt hat. Wir können deshalb bezüglich des Vergleiches mit experimentellen Beobachtungen auf die Arbeit von H. Adam verweisen, der die theoretische Behandlung durch sehr sorgfältige Messungen ergänzt hat. (Aufnahme der Vorstromkurven eines Stromtors bis unmittelbar an den Zündpunkt heran bei verschiedenen hohen Gittervorwiderständen.) Zum bequemeren Vergleich reproduzieren wir in Abb. 6 ein Schaubild aus der Arbeit von H. Adam, das die wesentlichen experimentellen Ergebnisse zu überblicken gestattet und entsprechend unserer Darstellung zur Auswertung ergänzt wurde. In diesem Schaubild sind (bei festgehaltener Anodenspannung) die Anodenvorströme in Abhängigkeit von der treibenden Gitterspannung aufgetragen, und zwar in halblogarithmischer Darstellung. Die „Anlaufkennlinie“ H (s. Abb. 2) wird dabei zu einer Geraden. Es zeigt sich tatsäch-

lich, daß die Vorströme sich zunehmend über die Werte auf der „Anlaufkennlinie“ erheben und bei jedem Wert des Gittervorwiderstandes im Zündpunkt um den Faktor $2,65 \approx e = 2,718$ angestiegen sind. Sämtliche Zündpunkte liegen auf einer Geraden, die im senkrechten Abstand $2,65 \approx e$ parallel zu H verläuft. Der horizontale Abstand der beiden

Geraden ist der Theorie entsprechend gleich $\frac{kT}{e\lambda}$.

Die Verschiebung der Abszisse des Zündpunktes ist größer als der Spannungsabfall an R_g , der bei $R_g = 0,1$ MOhm nahezu 0, bei $R_g = 30$ MOhm etwa $0,7 \cdot \frac{kT}{e\lambda}$, bei $R_g = 100$ MOhm $0,9 \cdot \frac{kT}{e\lambda}$ ist. Die

zur Zündung führende Anhebung des Sattelpotentials erfolgt also bei 0,1 MOhm praktisch zur Gänze durch die Raumladungswirkung der Ionen allein, bei 30 MOhm zu sieben Zehntel, bei 100 MOhm zu neun Zehntel durch die Anhebung der Gitterspannung selbst infolge des Spannungsabfalles am Vorwiderstand.

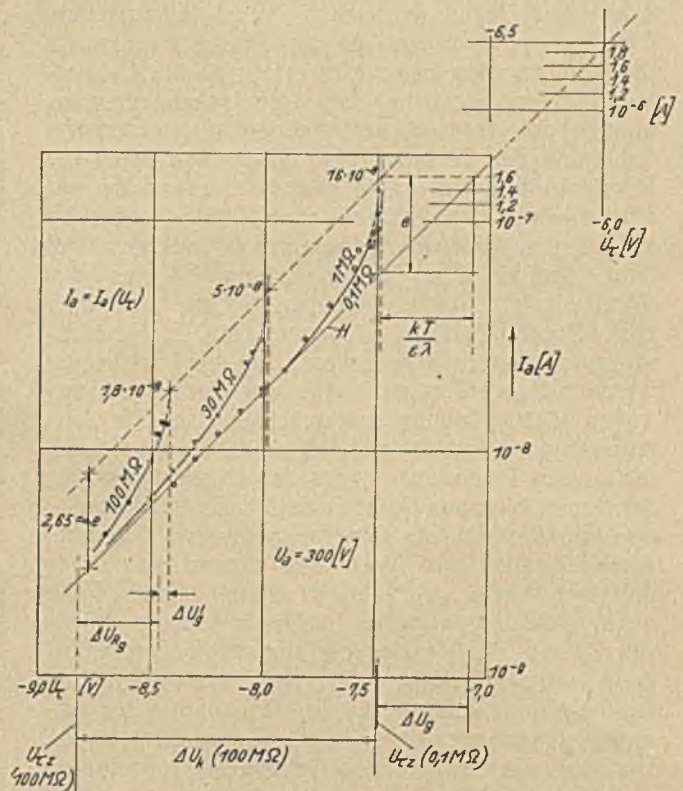


Abb. 6. Abhängigkeit der Anodenvorströme I_a von der treibenden Gitterspannung U_g

Parameter: Gittervorwiderstand, Ste 1000/02/03.

(Nach H. Adam, Wiss. Veröff. Siemens-Wke., 20, 1941, S. 37, zur Auswertung ergänzt)

Wir können die Auswertung, die H. Adam durchgeführt hat (s. dessen Zahlentafel, S. 38, a. a. O.) noch ergänzen, indem wir nach unserer Formel (14) den Schnittpunkt berechnen, in dem die (extrapolierte) Zündkennlinie die Ordinatenachse schneidet. Wir extrapolieren dazu in dem Schaubild von H. Adam die „Anlaufkennlinie“ H bis zum Schnitt mit der Abszisse zu „ $U_{eff} = 0$ “, das ist

($D = 0,02$; $U_a = 300$) bis $U_g = U_r = -6,0$ Volt und lesen dort für den „Sättigungsstrom“ $i_0 (1 + N)$ den Wert $1,9 \cdot 10^{-6}$ A ab. Der Zündstrom bei $R_g = 0,1$ MOhm = 0 ist $1,6 \cdot 10^{-7}$ A. $\frac{kT}{\epsilon \lambda}$ ist nach dem Schaubild gleich 0,41 V. Wir erhalten damit für

$$U_g^* = -\frac{kT}{\epsilon \lambda} - \frac{kT}{\epsilon \lambda} \cdot \ln \frac{I_{sätt}}{I_{az}} = \\ = -0,41 - 0,41 \cdot \ln \frac{1,9 \cdot 10^{-6}}{1,6 \cdot 10^{-7}} = -1,5 \text{ V,}$$

einen Wert, der für die gemessene Stromtortype recht befriedigend stimmt (der exakte Wert für das von H. Adam benützte Exemplar bei dessen Versuchsbedingungen kann leider nicht mehr rekonstruiert werden).

Zum Abschluß sei noch folgendes bemerkt:

Wir haben das Wertepaar (U_{gz} , I_{az}) als letzten stabilen Punkt der Vorstromkurve berechnet. Aber selbst wenn es gelänge, die Spannung U_{gz} ganz exakt auf ihren kritischen Wert einzustellen, dann würde doch von diesem Punkt aus bereits die Zündung des Stromtors erfolgen: die Gasentladung (der Vorstrom) ist statistischen Schwankungen unterworfen, und die geringste spontane Erhöhung des Stromes über I_{az} hinaus leitet die Durchzündung ein. Dabei haben wir allerdings mit einer (sehr kleinen) statistischen Zündverzögerung zu rechnen. Außerdem haben wir zu beachten, daß beim Aufbau der Entladung von I_{az} aus das Wechselspiel „Ionenerzeugung — Flug der Ionen zum Potentialsattel — vermehrter Elektronenstrom — vermehrte Ionenerzeugung“ mehrfach wiederholt werden muß, ehe der Strom bis zur vollen Durchzündung angewachsen ist. Die Aufbauzeit der Entladung beträgt dabei ein Mehrfaches der Ionenflugzeit von der Erzeugungsstelle der Ionen bis zum Potentialsattel. Es ist deshalb* zweckmäßig, daß die Gitterspannung zur Zündung merklich über den Wert U_{gz} hinaus auf höher positive Werte gebracht wird. In diesem Falle beginnt die „Ionenlawine“ bereits mit einem größeren Betrag, der Anstieg bis zur vollen Durchzündung wird abgekürzt. Die Aufbauzeit der Entladung kommt dann in die Größenordnung der einfachen Ionenflugzeit und beträgt etwa 10^{-9} s. Die Durchzündung erfolgt also für viele Anwendungen praktisch trägheitslos.

Wir haben in unseren Rechnungen den Zündmechanismus bis zu dem Punkt verfolgt, an dem der Vorstrom beliebig steil ansteigt. Er muß zur vollen Durchzündung bis zu jenem Betrag anwachsen, bei dem der Umschlag vom Zündmechanismus zum gänzlich andersartigen Mechanismus der

Lichtbogenentladung erfolgt.* Dazu muß die Kathode genügend ergiebig (i_0 !), der Gasdruck ausreichend hoch sein. Die Anodenspannung bricht dabei auf die Brennspannung der Entladung (10 bis 20 Volt) zusammen.

Zusammenfassung

Der Zündmechanismus der Stromtore, im Prinzip schon lange bekannt, wurde 1941 von H. Adam, einschließlich der Rolle eines hohen Gittervorwiderstandes, abschließend behandelt. In der vorliegenden Arbeit wird eine neue Darstellung dazu gegeben, die das Wesen des Vorganges in einer geometrischen Konstruktion veranschaulicht. In dieser Darstellung kann die Zündung ohne oder mit Gittervorwiderstand einheitlich abgeleitet werden. Die Heranziehung des Penningschen Stabilitätskriteriums erübrigt sich, da die Stabilität der Vorströme aus der geometrischen Konstruktion der Vorstromkurve unmittelbar evident ist. In einigen Einzelheiten werden die Ergebnisse von H. Adam (und früheren) ergänzt und präzisiert (Zurückführung der formalen „Ersatzkapazität“ C_g auf die wahre, meßbare Gitterkapazität; Behandlung der Rolle des Kontaktpotentials G—K; Bestimmung des Kennlinienabschnittes auf der Ordinatenachse).

Die Zündung der Stromtore erfolgt bei negativer Effektivspannung aus dem Anlaufstrom heraus. Dieser gehorcht dem Gesetz

$$I_a = I_{sättigung} \cdot e^{\frac{\epsilon \lambda}{kT} \cdot U_{eff}}; U_{eff} < 0.$$

U_{eff} ist eine lineare Funktion der angelegten Spannungen (U_g , U_a) und einer Zusatzspannung, die als Raumladungswirkung der gebildeten Ionen und, bei Vorhandensein eines Gittervorwiderstandes, als Spannungsabfall an diesem dem Anlaufstrom selbst proportional ist.

Die Zündung (das Instabilwerden des Vorstromes) tritt ein, sobald die Zunahme des Stromes nach dem Anlaufstrom-Gesetz so steil erfolgt, daß die stromproportionale Zusatzspannung größer ist als die Verminderung der Effektivspannung, die nach dem Anlaufstromgesetz zu jener Zunahme des Stromes gehört; das bewirkt ein weiteres Ansteigen des Stromes und damit wieder eine Vergrößerung der Zusatzspannung, so daß der Strom sich zu immer größeren Werten aufschaukelt.

* Bedingung dafür ist eine so hohe Ionendichte, daß die Relaxionsstrecke klein gegen die Abmessungen des Entladungsraumes wird. Unter Relaxionsstrecke versteht man die Strecke, nach der eine gerichtete Elektronenbewegung durch Streuung an Ionen und anderen Elektronen in eine nach Betrag und Richtung statistisch ungeordnete Bewegung (Maxwell-Verteilung) umgewandelt ist.

* Auch als Sicherheit gegen Kennlinienstreuungen.

Leuchtstoffröhren mit Kaltkathoden

Von Dipl.-Ing. Dr. phil. O. Herbatschek, Wien

1. Allgemeines

Die heute gebräuchlichen Leuchtstoffröhren für allgemeine Beleuchtungszwecke sind Niederspannungslampen, bei denen Glüh-Oxyd-Kathoden angewendet werden. In den letzten Jahren haben aber Fluoreszenzlampen mit kalten Kathoden weite Verbreitung gefunden, da sie gewisse betriebliche Eigenschaften aufweisen, die sie für bestimmte Verwendungszwecke den Glüh-Kathoden-Fluoreszenzlampen überlegen erscheinen lassen; da, wie weiter unten noch ausgeführt wird, diese Röhren zur Zündung und zum Betrieb in der Regel eine höhere Spannung als die Glühkathodenröhren erfordern und sie häufig in Serie an Hochspannungsstromkreise gelegt werden, findet man sie auch als Hochspannungs-Leuchtröhren bezeichnet. (Gasentladungsröhren mit kalten Kathoden mit Hochspannung betrieben, waren übrigens als Leuchtröhren mit Edelgasfüllung die erste praktische Anwendung dieser Art der Lichterzeugung.) Im Folgenden soll jedoch nur zwischen Glühkathoden- und Kaltkathoden-Fluoreszenzröhren unterschieden werden.

2. Vergleich der Glühkathoden- und Kaltkathoden-Lampen

Bauart und Wirkungsweise der Glühkathoden-Fluoreszenzröhren können als bekannt vorausgesetzt werden. Es sei nur kurz wiederholt, daß die allgemein verwendeten Lampen dieser Art Kathoden besitzen, welche einen mit Barium- oder Strontium-Oxyden versehenen Glühfaden tragen, der bei Stromdurchgang die Entladung durch Aussendung der ersten Elektronen einleitet.

Beim Anlegen einer entsprechenden Spannung an die Elektroden erfolgt Durchschlag der Gasstrecke und bei genügender Stromstärke die Ausbildung einer Bogenentladung. Diese geht vom Kathodenfleck aus, dessen Temperatur relativ hoch ist. Die Kathode selbst erreicht betriebsmäßig im Mittel etwa 900° C. Die Elektronenaussendung erfolgt daher vorwiegend thermionisch und der Kathodenfall ist gering. Er beträgt bei den gebräuchlichen Lampentypen etwa 14 bis 18 V. Daher kann die Betriebsspannung niedrig sein und die Lampen können bei den üblichen Längen (bis zu 1,5 m) mit Netzspannung betrieben werden. Diese günstigen Eigenschaften werden durch den Nachteil erkauft, daß bei jeder Zündung des Bogens etwas aktives Material an der Stelle des Kathodenfleckes versprüht, so daß dieser im Laufe der Lebensdauer der Lampe von einem Ende der Kathode zum anderen wandert, bis das aktive Material aufgebraucht und der Glühfaden kurz nachher zerstört wird.

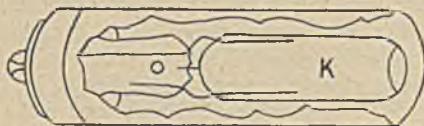


Abb. 1. Konstruktion der Kaltkathode

K — Kathode aus reinem Eisen, vernickelt, etwa 40 mm lang

Die Kaltkathoden-Fluoreszenzröhren haben Kathoden, die aus einem Zylinder aus reinem Eisen (Abb. 1), der häufig vernickelt ist und dessen Innenflächen mit aktivem Material versehen werden, bestehen; sie sind im Durchschnitt um zirka 25 mm länger als die Glühkathoden, wodurch zwar die leuchtende Gassäule ver-

kürzt wird, was aber bei der in der Regel bedeutend größeren Länge der Kaltkathodenröhren nicht ins Gewicht fällt. Durch Anlegen einer entsprechend hohen Spannung erfolgt der Durchschlag der Gasstrecke unmittelbar und augenblicklich, ermöglicht durch die stets im Gas vorhandenen Ladungsträger. Im Gegensatz zu Glühkathodenröhren besteht hier kein Kathodenfleck; die Aussendung der Elektronen erfolgt wie bei der Glimmentladung über die gesamte Oberfläche der Kathode, deren Temperatur daher gering ist (etwa 150° C). Beim Zündvorgang wird auch kaum aktives Material versprüht.

Während also bei der Glühkathodenröhre die Elektronenemission hauptsächlich thermionisch erfolgt, spielt diese bei Kaltkathoden nur eine nebensächliche Rolle. Der größte Teil der erzeugten Elektronen stammt aus sekundärer Emission, hervorgerufen durch das Bombardement der Kathode durch positive Ionen (die in diesem Falle Ursache des Versprühens des Kathodenmaterials sind); daneben werden durch den nahe der Kathodenoberfläche bestehenden Spannungsabfall Elektronen durch Feldemission ausgesendet.

Die niedrigere Temperatur der Kaltkathoden bedeutet aber nicht gleichzeitig eine geringere Wärmeentwicklung der Lampe; diese ist tatsächlich größer als bei der Glühkathodenröhre, was auf den größeren Spannungsabfall zurückzuführen ist, dessen Höhe von der Art des Elektrodenmaterials, des aktiven Materials sowie des Füllgases abhängt. Wird die Kathodenoberfläche mit aktivem Material, wie z. B. alkalischen Erdoxyden, versehen, so beträgt er je nach der Betriebsstromstärke etwa 90 bis 100 V. Außer an der Kathode tritt auch ein Spannungsabfall in der Anode ein; seine Größe ist durch das Ionisierungspotential des Gases bestimmt, das bei Quecksilber zirka 10 V beträgt.

Die Unterschiede in der Zündung und im Betrieb der beiden Typen ergeben auch Verschiedenheiten im äußeren Stromkreis. Glühkathodenröhren benötigen bekanntlich zu ihrem Betrieb, der negativen Widerstandscharakteristik aller Gasentladungen wegen, eine Strombegrenzungsvorrichtung wie z. B. eine Drossel sowie einen Starter, um für kurze Zeit die Glühfäden der Kathode zu erhitzen und beim Abschalten des Heizstromes durch die plötzliche Stromänderung in der Drosselspule jene Überspannung zu erzeugen, welche die Zündung der Gasstrecke herbeiführt. Bei Fluoreszenzröhren mit kalten Kathoden ist dagegen weder ein Glühfaden in den Kathoden noch ein Starter notwendig und die Zündung erfolgt augenblicklich. Sie erfordern jedoch mit Ausnahme der kleinsten Typen, bei welchen die Zündung durch einen Kunstgriff auch mit normaler Spannung erfolgen kann, zu ihrer Inbetriebnahme eine je nach ihrer Länge, dem Röhrendurchmesser, der Art des Füllgases und dem Gasdruck, wesentlich höhere als die Netzspannung. Da zur Erzeugung dieser Hochspannung ein Transformator ohnedies vorhanden ist, erübrigt sich die Drosselspule, so daß der Aufbau dieser Lampentypen einfacher wird als der der Glühkathodenlampen.

Eine bei uns noch nicht gebräuchliche, aber besonders in Amerika stark eingeführte Fluoreszenzlampe ist die Slimline-Lampe. Sie stellt bezüglich ihrer Kathode einen Mittelweg zwischen den Glühkathoden normaler Bauart und den Kaltkathoden dar; wie bei den gewöhnlichen Glühkathoden ist ein Glühfaden vorhanden, der

aber beim Einschalten nicht durch den Netzstrom zum Glühen kommt. Wird die Lampe mit einem speziellen Vorschaltgerät, das im wesentlichen aus einem Autotransformator besteht, ebenso wie die Kaltkathodenröhre mit hoher Spannung augenblicklich gestartet (Instant-Starting), so kommt durch das dadurch eingeleitete Elektrodenbombardement der Glühfaden zur Rotglut, wodurch die Röhre automatisch innerhalb des Bruchteiles einer Sekunde auf den Glühkathodenbetrieb übergeht.

Diese Art der Zündung wird in Zukunft bei allen Lampentypen angestrebt. Es sind bereits Vorschaltgeräte auf den Markt gekommen, welche das sofortige Starten gewöhnlich gebauter Glühkathodenlampen erlauben.

Auch äußerlich sind Unterschiede zwischen Glühkathoden- und Kaltkathoden-Röhren, bzw. Slimline-Lamps vorhanden, und zwar zunächst in der Länge und in gewissem Maße auch im Durchmesser der Röhren, zwei Punkte, auf die weiter unten noch zurückgekommen wird, sodann im Lampensockel. — Die Glühkathodenlampe besitzt an jedem Ende einen Sockel mit zwei Stiften (bei den englischen Lampen 80 W eine Swan-Fassung, was elektrisch dasselbe bedeutet), die für die Zuführung des Stromes zum Glühfaden notwendig sind. Die Kaltkathodenlampen haben wie die Slimline-Lamps einen einpoligen Sockel (gewöhnlich ein knopf-förmiger Ansatz), da an beiden Enden der Lampen nur die Spannung herangebracht werden muß.

3. Betriebsdaten

Die tatsächlich nutzbare Strahlung einer Kaltkathoden-Lampe stammt aus der „positiven Säule“, der Entladung, welche fast die ganze Strecke zwischen den Elektroden einnimmt. Die positive Säule ist dabei nicht zu verwechseln mit der Leuchtlänge der Lampe, die jene Strecke darstellt, von welcher Licht ausgesendet wird, d. h. also diejenige Länge, welche Fluoreszenzmaterial trägt. Da bei Normalausführung die kalten Kathoden etwa 50 mm lang sind, so ist die Gesamtlänge der Lampe um etwa 100 mm zu verringern, um die Leuchtlänge zu erhalten. Dies ist zwar um zirka 5 cm mehr als bei der Glühkathodenlampe; bei der gewöhnlich beträchtlich größeren Länge der Kaltkathodenröhren fällt dieser Unterschied aber nicht ins Gewicht.

Der Spannungsverbrauch in der positiven Säule hängt von der Länge dieser Säule und von ihrem Durchmesser, bzw. vom Durchmesser der Glasröhre ab. Bei gleichem Gasdruck steigt die zum Betrieb erforderliche Spannung mit kleinerem Röhrendurchmesser, da in der kleinen Röhre ein erhöhter Verlust an Ionen durch Diffusion in die Wand, an der Wieder-Vereinigung der Atome stattfindet, erfolgt; sie ist weiter abhängig von der Betriebsstromstärke und ist ihr indirekt proportional.

Der gesamte Spannungsverbrauch der Lampe besteht mithin aus dem Spannungsabfall an den Elektroden, der nach dem oben Gesagten im Durchschnitt mit 100 V angenommen werden kann, zuzüglich jenem in der positiven Säule. Es sei bemerkt, daß mit fortschreitender Brenndauer der Spannungsabfall an den Kathoden steigt, was auf den langsamen Verbrauch des aktiven Materials zurückzuführen ist. Bei richtiger Dimensionierung im Verhältnis zur Betriebsstromstärke wird jedoch dieser Anstieg erst nach vielen tausend Betriebsstunden erfolgen, so daß die Lampe während ihrer ganzen Lebensdauer gleichmäßigen Kathodenspannungsabfall aufweist. Betriebsdaten handelsüblicher amerikanischer Lampen sind in Tab. 1 wiedergegeben.

Tabelle 1. Betriebsdaten von amerikanischen Kaltkathoden-Fluoreszenzlampe

Rohr-durchmesser mm	Strom mA	Farbe	Leuchtdichte Footlamberts*	Lin/ft nach 100 h	V/ft	W/ft
25	24	W**	300	74	63	1,5
		TL	290	71		
		WW	330	80		
25	48	..	550	142	57	2,7
		..	500	132		
		..	600	150		
25	96	..	1150	271	50	4,8
		..	1050	247		
		..	1200	286		
20	24	..	460	87	72	1,7
		..	430	80		
		..	500	94		
20	48	..	950	172	64	3,1
		..	850	159		
		..	1000	184		
20	96	..	1700	322	57	5,5
		..	1500	299		
		..	1850	339		
15	24	..	860	108	90	2,2
		..	780	98		
		..	870	110		
15	48	..	1400	190	81	3,9
		..	1350	172		
		..	1500	203		

* 1 footlambert = $\frac{1}{\pi}$ Int. K./ft² = 0,00034 stilb

** W 3500° K Weiß

TL Tageslicht; gleiche Werte für Milch-Weiß

WW Warm-Weiß

Neuerdings werden auch in Deutschland Kaltkathoden-Leuchtstoffröhren in zwei verschiedenen Typen erzeugt. Die eine hat einen Rohrdurchmesser von etwa 22 mm und Längen der Entladungssäule von 1, 1,5 und 2 m. Diese Röhren erfordern je Meter Entladungslänge eine Spannung von etwa 500 V und arbeiten mit einer Stromstärke von 50 bis 80 mA. Die zweite Röhrentype benutzt Röhren von 35 mm Durchmesser, die je Meter Entladungslänge eine Spannung von 350 bis 400 V benötigen. — Ähnliche Typen sind auch in Österreich in Vorbereitung.

Die Lampenleistung ist wie die zum Betrieb erforderliche Spannung vom Rohrdurchmesser und selbstverständlich von der Betriebsstromstärke abhängig. Sie wird nach folgender Formel ermittelt:

$$L \text{ (Watt)} = (5 + W/\text{Fuß d. positiven Säule}) \times \text{Leuchtlänge}$$

Die Leistungen in W/Fuß der gebräuchlichen amerikanischen Typen sind in Tab. 1 enthalten.

Von den oben genannten zwei deutschen Typen arbeitet die erste mit einer Stromstärke von 50 bis 80 mA entsprechend einer Leistung von 20 bis 25 W pro Meter und die zweite mit zirka 250 mA und zirka 30 Watt pro Meter.

Die Lichtausbeute der Kaltkathodenlampen hängt ebenso wie die aller anderen Gasentladungslampen von der Leuchtfarbe, also dem verwendeten Fluoreszenzmaterial, dem Röhrendurchmesser, der Röhrenlänge und der Betriebsstromstärke ab und ist nur bei Angabe aller dieser Daten mit jenen anderer Lampen unmittelbar zu vergleichen.

Auch andere Faktoren, wie Umgebungstemperatur, Wellenform, Wärmegleichgewicht der Lampen usw.,

können, wenn auch nur von geringerem Einfluß sein. Selbstverständlich schwankt die Lichtausbeute mit der Brenndauer; es ist üblich, als Nenn-Lichtausbeute einer Lampe jene zu bezeichnen, welche unter bestimmten normalen Bedingungen nach einer Brennzeit von 100 Stunden erreicht wird, da erst nach dieser Zeit die elektrischen und photometrischen Eigenschaften von Leuchtstoffröhren praktisch als konstant anzusehen sind. Soll ein Vergleich zwischen der Glühkathodenlampe und der Kaltkathodenlampe gezogen werden, so kann im allgemeinen gesagt werden, daß bei sonst gleichen Verhältnissen die Glühkathodenröhre einen etwas größeren Nennlichtstrom besitzt als die Kaltkathodenröhre, da die Elektronenausendung leichter erfolgt und, wie bereits gesagt, die Leuchtlänge bei gleicher Lampenlänge größer ist. Die Konstanz der Lichtausbeute ist aber bei den Kaltkathodenlampen besser als bei den Glühkathodenlampen, was bei ihrer längeren Lebensdauer von besonderer Wichtigkeit ist; die anfängliche Differenz reduziert sich nach einer Brenndauer von 4000 Stunden fast auf Null (Abb. 2).

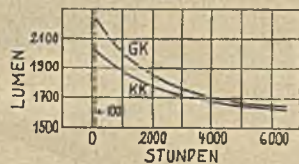


Abb. 2. Lichtausbeute bei einer 4500° K Fluoreszenzröhre mit Glüh- bzw. Kaltkathoden
 GK = Glühkathoden-Fluoreszenzlampe
 KK = Kaltkathoden-Fluoreszenzlampe

Wie bereits erwähnt, ist die Grenze der Lebensdauer bei Glühkathodenröhren durch das Versprühen des aktiven Materials bestimmt; die gebräuchlichen Lampentypen werden nach etwa 2500 Stunden, bei nicht zu häufigem Zünden (ein Zündvorgang je drei Stunden Betrieb) durch Zerstörung des Glühfadens nach Aufbrauchen des aktiven Materials, unbrauchbar. Hingegen bleiben Kaltkathodenlampen auch ohne dieses Material weiter betriebsfähig; der größere Teil ihrer Lebensdauer fällt in die Zeit, in welcher der Eisenzylinder allein als Kathode dient. Ihre Lebensdauer ist daher weniger durch das Versagen der Lampe nach einer bestimmten Brennzeit als durch die Notwendigkeit begrenzt, sie wegen der sinkenden Lichtausbeute durch Schwärzung der Röhren infolge Verbindung des Quecksilbers mit dem Fluoreszenzmaterial und anderen Ursachen, bzw. der ständig steigenden Spannung zu ersetzen. Hierbei ist es wesentlich, ob die Vorschaltgeräte induktiv oder kapazitiv arbeiten (Abb. 3). Bei richtig konstruierten und unter normalen Verhältnissen arbeitenden Lampen ist der Austausch etwa nach 10 000 Stunden notwendig.

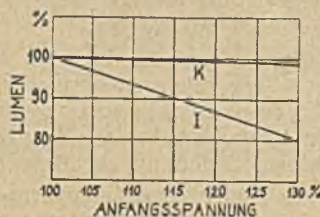


Abb. 3. Abnahme der Lichtausbeute bei Kaltkathoden-Fluoreszenzlampen infolge Spannungserhöhung mit induktiven-kapazitiven Vorschaltgeräten
 K = kapazitiv I = induktiv

Schallreuter versucht, die Lebensdauer von Kaltkathodenlampen durch die Formel

$$T = C \frac{p^x}{i^y} \times V \frac{e \cdot g}{w^z}$$

auszudrücken, wobei C eine Konstante ist, welche hauptsächlich von der Art der Erzeugung der Röhre abhängt, p der Gasdruck, i die Stromdichte an der Elektrodenoberfläche, V das Volumen der Röhre, e ein Faktor, welcher vom Material der Elektrode abhängt, g ein Faktor, welcher von der Art der Gasfüllung abhängt, w eine Funktion, welche sich auf die Frequenz des Netzstromes bezieht; x, y, z sind Konstanten.

Die nach 100 Stunden erreichte Lichtausbeute von Kaltkathodenlampen ist in Tab. I für amerikanische Typen wiedergegeben. Bei den obgenannten deutschen Lampen werden bei der ersten Type 500 bis 700 Lumen pro m, bei der zweiten 1000 Lumen pro m genannt. Entsprechend ergeben sich im ersten Falle 20 bis 30 Lm/W, im letzteren über 30 Lm/W.

4. Vorschaltgeräte und Schaltungen

Wie bereits oben bemerkt, erfordert der Betrieb von Kaltkathodenröhren keine Starter. Die Funktion der Drosselspule übernimmt in der Regel der Transformator, der sowohl für die hohe Zündspannung als auch für die wesentlich niedrigere Betriebsspannung ausgelegt sein muß und daher eine entsprechende Streuung aufweist. Bei neuen Installationen wird in der Regel der Mittelpunkt der Hochspannungswindungen des Transformators geerdet, wodurch nicht nur die Sicherheit erhöht, sondern bei Serienschaltungen nur die Hälfte des Stromkreises beim Versagen einer Lampe außer Betrieb gesetzt wird. Eine einfache Schaltung dieser Art zeigt Abb. 4a. Um den niedrigen Leistungsfaktor zu kompensieren, wird wie bei den Installationen für Glühkathodenröhren ein Kondensator parallel an den Netzstromkreis gelegt.

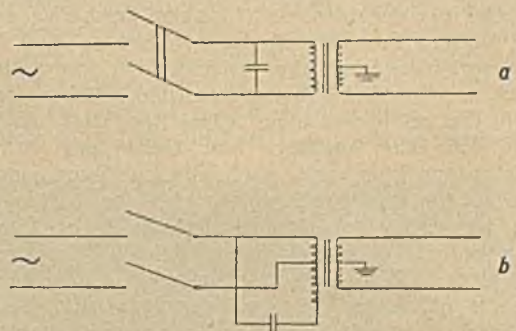


Abb. 4. Stromkreise für Kaltkathoden-Leuchtstofflampen
 a Gewöhnliche Schaltung
 b Schaltung mit vergrößerter Primärwicklung

Bei Installationen der letzten Zeit hat sich in der amerikanischen Praxis die Verwendung eines Transformators mit höherem Leistungsfaktor eingebürgert, der auf dem Prinzip beruht, daß bei höheren Spannungen die notwendige Kondensatorleistung entsprechend absinkt. In diesem Falle (Abb. 4b) ist die Primärwicklung dreibis sechsmal größer als sie unter normalen Umständen sein müßte. Die daraus resultierende Spannung vermindert die erforderliche Kapazität des Kondensators. Eine Schaltung für zwölf Röhren, bei welcher die Transformatorspannung bis zur Grenze des zugelassenen erhöht wurde und das eben genannte Prinzip der verlängerten Primärwicklungen angewendet ist, zeigt Abb. 5.

Wird an Stelle des gewöhnlichen Streutransformators oder zusätzlich zu ihm ein Autotransformator mit Anzapfungen verwendet, so kann die Betriebsstromstärke und damit die Lichtabgabe vom normalen Betriebswert kon-

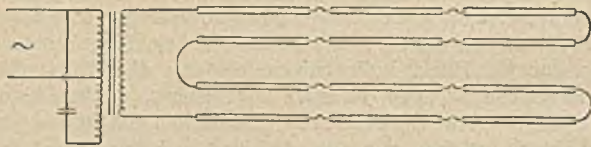


Abb. 5. Serienschaltung von zwölf 20 mm-Kaltkathodenröhren. Sekundär-Leerlaufspannung 12 000 Volt, Betriebsspannung 6420 Volt

tinuierlich etwa bis zu 10% dieses Wertes (je nach der Lichtfarbe) herabgesetzt werden; bei geringeren Stromstärken setzt Flimmern ein. Diese Methode kann nicht nur zur willkürlichen Dämpfung von Beleuchtungsanlagen, sondern auch zur Regulierung der den Röhren aufgedrückten Spannung, die mit zunehmender Lebensdauer bekanntlich wächst und damit zur Konsolidierung der Lichtausbeute verwendet werden. Eine Reihe solcher Schaltungen ist zu dem Zweck entwickelt worden, die weitgehende Anpassung der Beleuchtungsstärke an verschiedene physikalische Vorgänge wie Schall usw. möglich zu machen.

5. Installation

Da außer bei den kürzesten Röhren zum Betrieb von Kaltkathodenlampen Spannungen angewendet werden müssen, die nach den Vorschriften als Hochspannung gelten, sind besondere Sicherheitsmaßnahmen erforderlich. Für Beleuchtungsanlagen ist nach den VDE-Vorschriften die maximal zulässige Spannung 6000 V, nach den englischen Vorschriften 5000 V; in den Vereinigten Staaten ist sie nicht ausdrücklich begrenzt und Installationen bis 12 000 V sind keine Seltenheit. Um Schwierigkeiten bei der Verwendung für normale Beleuchtungszwecke zu vermeiden, sind Leuchten geschaffen worden, bei welchen Transformator und Röhren zu einer Einheit fest verbunden sind; die Installation erfordert also bei solchen Typen keine hochspannungstechnischen Maßnahmen. Um bei Ausfall einer Röhre der Gefahr zu begegnen, daß beim Austausch eine Gefährdung durch die Hochspannung entsteht, sind Konstruktionen entworfen worden, die erst dann den Zugang zu den Röhren gestatten, wenn die Hochspannung abgeschaltet ist. Dies kann zum Beispiel derart geschehen, daß der Transformator mit einer Hilfswicklung ausgestattet ist, die so bemessen ist, daß bei Sekundärstromunterbrechung automatisch ein Relais betätigt wird, das den Transformator abschaltet, (Abb. 6) oder daß bei Abhebung des Deckels, der den Zugang zu den Röhrenden einer Seite freigibt; die

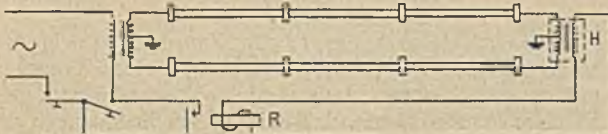


Abb. 6. Sicherheitsschaltung bei Serienanordnung von Kaltkathoden-Leuchtstoffröhren

H = Hilfswicklung (Stromwandler) R = Relais

Stromzuführung unterbrochen wird. In größeren Installationen mit Röhren bis etwa 2 m, bzw. bis 96 Inches (2,44 m), bei welchen die einzelnen Lampen in Serie geschaltet werden, dient, wie die Abb. 5 zeigt, die eine

Hälfte als Hin- und die andere als Rückleitung, wodurch die Hochspannungszuleitungen zum größten Teil erspart werden. Für die Aneinanderreihung der Lampen selbst sind Spezialfassungen entwickelt worden, so daß auch hier keine äußeren Hochspannungsverbindungen notwendig sind. Eine weitere Sicherheitsmaßnahme, nämlich die Erdung des Mittelpunktes der Sekundärwicklung des Transformators, ist bereits oben besprochen worden.

Zur Verminderung des stroboskopischen Effektes werden die gleichen Maßnahmen wie bei Glühkathoden angewendet, zum Beispiel die gleichmäßige Aufteilung der Röhrenstromkreise auf die drei Phasen. Da es sich hier jedoch häufig um Serienschaltungen handelt, wird der Kunstgriff angewendet, zwei Transformatoren, welche elektrisch und mechanisch vollkommen identisch sind, deren Sekundärspannung jedoch um 180° in der Phase verschoben ist, für je ein Röhrensystem zu verwenden (Abb. 7).

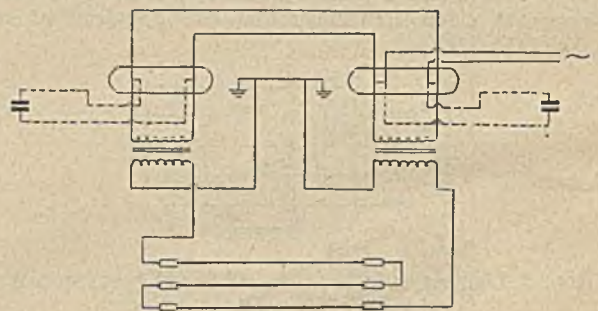


Abb. 7. Schaltung zur Verminderung des stroboskopischen Effektes

6. Anwendung

Aus dem bisher Gesagten lassen sich die besonderen Anwendungsfälle, in welchen Kaltkathodenleuchtströhren den Glühkathodenröhren überlegen sind, leicht ableiten.

1. Ihr wichtigster betriebstechnischer Vorteil besteht in dem Fehlen jedes Zündgerätes, so daß sie ohne besondere Hilfsmittel jederzeit augenblicklich in Betrieb kommen. Sie sind auch von äußeren Einflüssen wie Temperatur und Feuchtigkeit weitestgehend unabhängig, da ihre Zündspannung nicht durch die gegebene Netzspannung bestimmt und mithin begrenzt ist.

2. Ihre Lebensdauer ist wesentlich größer als die der Glühkathodenröhren, da sie auch nach Verbrauch des aktiven Materiales, wenn auch bei etwas kleinerer Lichtausbeute weiter betriebsfähig bleiben. Sie sind also für Installationen, bei denen das Auswechseln mit Schwierigkeiten verbunden ist, vorzuziehen.

3. Aus den gleichen Gründen ist die Lebensdauer von der Anzahl der Zündvorgänge, welche jene der Glühkathodenröhren wesentlich beeinflußt, unabhängig. Die Kaltkathodenröhren sind also in Installationen, in denen häufig gezündet wird, von Vorteil.

4. Die größere Länge der Lampen, die Möglichkeit ihrer Serienschaltung sowie ihr geringerer Durchmesser macht sie für dekorative Zwecke besonders geeignet. Spannungsschwankungen haben aus dem unter 1. genannten Grunde keinen Einfluß auf die Betriebssicherheit.

5. Durch das Fehlen eines Glühfadens in den Kathoden sind die Lampen unempfindlich gegen Erschütterungen.

Als weitere Vorteile können angesehen werden:

6. Die geringe Änderung der Lichtausbeute während des Betriebes.

7. Die Möglichkeit der allmählichen Verdunkelung durch einfache Verwendung von Autotransformatoren oder bei kleinen Lampen von Vorschaltwiderständen.

neleingänge sind mit Slimline-Glühkathoden-Fluoreszenzlampe beleuchtet, die mit einer Stromstärke betrieben werden, die bei den Lampen unmittelbar am Eingang

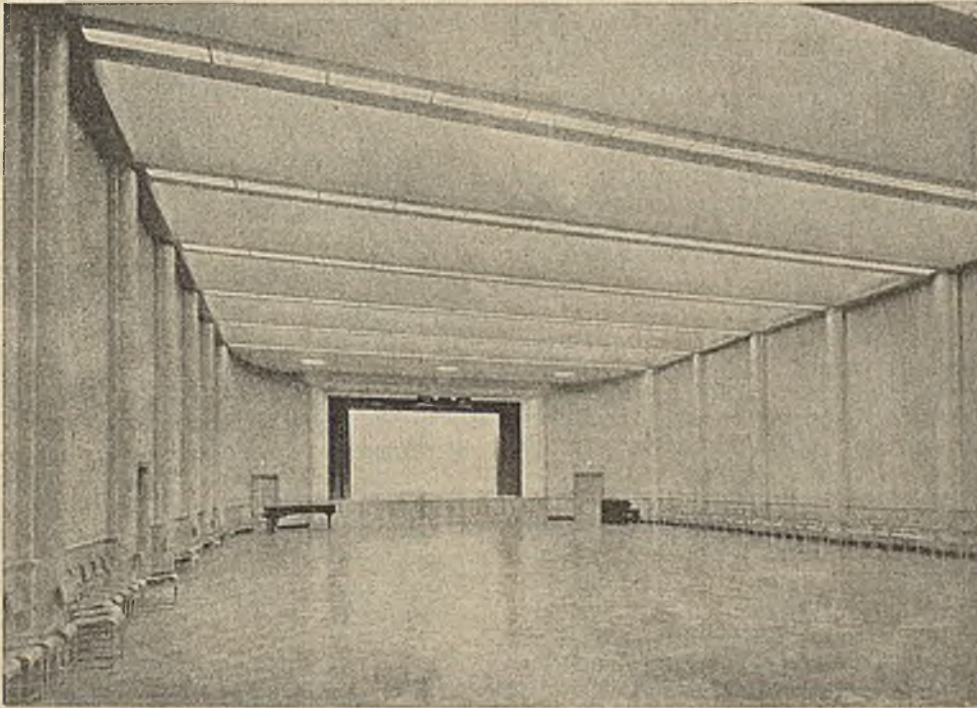


Abb. 8. Beleuchtung eines großen Raumes

Als Nachteile hingegen müssen gewertet werden:

1. Die kleinere anfängliche Lichtausbeute, sonst gleiche Verhältnisse vorausgesetzt.

2. Die Notwendigkeit der Verwendung von höheren Spannungen und damit die Einhaltung bestimmter Sicherheitsvorschriften bei Installation, Überprüfung und Lampenaustausch.

3. Die höheren Anschaffungskosten gegenüber den Glühkathodenröhren infolge der teureren Transformatoren und die höheren Installationskosten.

Nach dem oben Gesagten ergibt sich damit die Möglichkeit der Verwendung von Kaltkathodenröhren hauptsächlich für die Beleuchtung großer Räume wie Fabriken, Theater, Ballsäle, Versammlungsräume, für langgestreckte Bauten wie Tunnelbeleuchtung, Bahnsteigbeleuchtung usw. Sie sind weiter für Beleuchtungskörper für dekorative Zwecke infolge der Möglichkeit, sie in jeder Form und Länge herzustellen, besonders geeignet. Die weiteren Abbildungen geben einige Beispiele ausgeführter Anlagen (Abb. 8, 9).

Ein interessantes Beispiel aus jüngster Zeit, die Beleuchtung des Brooklyn-Battery-Tunnels, der die Verbindung zwischen Brooklyn und New-York herstellt, sei besonders beschrieben. Die gesamte Länge des Tunnels mit Ausnahme kurzer Strecken an den Eingängen ist mit Kaltkathoden-Fluoreszenzlampe beleuchtet, die, von dem Gedanken ausgehend, daß die Innenbeleuchtung der Stärke der Tageslichtbeleuchtung in gewissem Sinne angepaßt werden soll, mit variablen Stromstärken zwischen 50 mA im Sommer und 120 mA im Winter betrieben werden (Abb. 9). Die Tun-

450 mA beträgt und im Zuge der weiteren Länge von zirka 600 m auf 75 mA absinkt.

7. Wirtschaftlichkeit

Eine Wirtschaftlichkeitsberechnung möge schließlich zeigen, daß die Kaltkathodenröhren mit ihrer größeren Lebensdauer bei Beleuchtungsanlagen mit höherer Benützungsdauer trotz der hohen Anschaffungskosten den Glühlampenanlagen überlegen sind. Ein in der deutschen Literatur angegebenes Beispiel, das von etwas anderen und für die Kaltkathodenröhren ungünsti-



Abb. 9. Beleuchtung des Brooklyn-Battery-Tunnels

geren Voraussetzungen ausging, wird für gegenwärtige österreichische Verhältnisse im Folgenden durchgerechnet:

Ein Saal ohne genügend natürliches Licht mit einem Flächeninhalt von $15,5 \times 13 \text{ m} = \text{zirka } 200 \text{ m}^2$ ist zunächst mit einer Allgemeinbeleuchtung durch zwölf halbindirekte Leuchten, die mit je 300 W bestückt sind, ausgeleuchtet (das in der Literatur angegebene Beispiel sieht noch 40 Platzleuchten zu je 60 W vor, die aber hier vernachlässigt werden sollen). Der Raum hat eine Höhe von etwa 3,5 m mit weißer Decke und hellen Wänden, so daß ein Raumwirkungsgrad von $\eta = 0,5$ angenommen werden kann, in dem der Wirkungsgrad der Leuchten bereits eingeschlossen ist. Die mittlere Beleuchtungsstärke der Anlage ergibt sich aus

$$E_m = \frac{\eta \times \Phi}{F},$$

wobei η den Raumwirkungsgrad, Φ den Lichtstrom der Glühlampen und F die beleuchtete Fläche angeben. Die entsprechenden Werte eingesetzt ergeben eine Beleuchtungsstärke von rund 160 Lux. Es wird angenommen, daß diese Beleuchtungsstärke für die in dem betreffenden Saal durchgeführten Arbeiten ausreichend ist.

An Stelle der Glühlampenbeleuchtung soll eine solche mit Leuchtstoffröhren mit Kaltkathoden eingeführt werden. Aus der Formel

$$L = \frac{E_m \times F}{\eta \times \Phi_1}$$

wobei Φ_1 den Lichtstrom je m Röhre bedeutet, läßt sich die benötigte Röhrenlänge berechnen. Es sollen zur Beleuchtung Kaltkathodenleuchtstoffröhren mit einer Länge von 2 m, einem Rohrdurchmesser von 25 mm und einer Betriebsstromstärke von 96 mA verwendet werden, wie sie derzeit in Österreich in Verwendung sind, die bei der Leuchtfarbe „Tageslicht“ einen Lichtstrom von zirka 800 Lumen je m und einen Stromverbrauch ohne Vorschaltgeräte von 16 W pro m, einschließlich Vorschaltgeräten von zirka 20 W pro m haben. Bei der verlangten Beleuchtungsstärke von 160 Lux der neuen Anlage (nach 100 Stunden Brenndauer) ergibt sich daher eine Röhrenlänge

$$L = \frac{160 \times 200}{0,5 \times 800} = 80 \text{ m.}$$

Zur besseren Unterteilung werden 84 m angenommen, was eine Beleuchtungsstärke von

$$E_m = \frac{L \times \eta \times \Phi_1}{F} = \frac{84 \times 0,5 \times 800}{200} = 168 \text{ Lux}$$

ergibt. Für je sechs Röhren à 2 m wird ein Transformator mit einer maximalen Zündspannung von 6000 V angeordnet, insgesamt mithin sieben Transformatoren für eine Betriebsstromstärke für 96 mA.

Die Anschaffungskosten stellen sich nach heutigen Preisen (Ende 1950) etwa auf:

Glühlampenbeleuchtung

12 halbindirekte Leuchten à S 250,—	..	S 3 000,—
12 Glühlampen à 300 W à S 17,50	S 210,—
		S 3 210,—

Übertrag S 3 210,—

Leuchtstoffröhreninstallation

84 m Rohr à S 90,—	S 7 560,—
7 Streuungstransformatoren à S 650,—		S 4 550,—
Armaturen und Befestigung, rund	S 2 000,—
		S 14 110,—

Die jährlichen Betriebskosten bei 2000stündiger Benützung ergeben sich daher wie folgt:

Glühlampenbeleuchtung

Leuchtenamortisation, 10% von S 3000,—	S	300,—
2 Glühlampensätze	S 420,—
		S 720,—

Stromkosten 2000 Std. \times 3600 W, Tarif

GL 35 der Wiener Stadtwerke —		
E-Werke	S 5 544,—
		S 6 264,—

Leuchtstoffröhrenanlage

Amortisation von Transformatoren und		
Armaturen 7%	S 460,—
Leuchtstoffröhren $\frac{1}{3}$ (Lebensdauer von		
6000 Stunden angenommen) des Anschaffungspreises	S 2 500,—
		S 2 960,—

Stromkosten 84 m à 20 W \times 2000 Std.,

Tarif GL 35	S 2 587,—
		S 5 547,—

Der Betrieb der Leuchtstoffröhrenanlage ist daher jährlich um S 700,— billiger als der der Glühlampeninstallation, abgesehen von allen anderen Vorteilen, die sich indirekt ebenfalls in einem entsprechenden Geldeswert ausdrücken ließen.

Literatur

Bücher

Ch. L. Amick, Fluorescent Lighting Manual, 1947, New-York, McGraw-Hill Book Comp. — Handbook of Cold Cathode Illumination, Fluorescent-Lighting Association, New-York, 1945. — H. Cotton, Discharge Lamps, London 1946. — H. A. Miller, Cold Cathode Fluorescent-Lighting, London 1949, Technical Press. — J. A. Cobine, Gaseous Conductors, New-York, McGraw-Hill Book Comp., 1941. — Engel u. Steinbeck, Elektrische Gasentladung, ihre Physik und Technik.

Zeitschriften

E. S. West, The Characteristics of Cold Cathode Fluorescent-Lamps, Illuminating Engineering, August 1949. — F. W. Reuter, jr., Performance Comparisons of Hot and Cold Cathode Fluorescent-Lamps, Illuminating Engineering, Juni 1950. — L. Geenens and K. Reich, Lighting of the Brooklyn Battery Tunnel, Illuminating Engineering, November 1950. — R. G. Weigel, Über die Hochspannungsleuchtröhren, Der Elektrotechniker, März 1950.

Die Tagung „Feinwerktechnik“ in Braunschweig

Im vergangenen Herbst fand die 2. Tagung „Feinwerktechnik“ an der Technischen Hochschule in Braunschweig statt. Sie wurde vom Institut für Feinwerktechnik der Technischen Hochschule gemeinsam mit dem Braunschweiger Bezirksverein des VDI veranstaltet und hatte den Zweck, die maßgeblichen Vertreter des Fachgebietes Feinmechanik aus Forschung und Industrie zu versammeln, um neue Arbeitsergebnisse durch Vorträge

bekanntzumachen und in Diskussionen gegenseitige Anregungen zu geben, sowie den internationalen Erfahrungsaustausch anzubahnen.

Die Veranstaltung war von etwa 150 Teilnehmern, die teils aus der Industrie, teils von Forschungsanstalten und Hochschulen kamen, besucht. Darunter waren auch Gäste aus England, Österreich und der Schweiz. Der weitaus größte Teil kam aus der West- und Ostzone

Deutschlands. Durch die geschickte Organisation der Tagung ist es den Veranstaltern, Herrn Dozenten Dr. Kuhlentkamp von der Technischen Hochschule Braunschweig und Dr. Schenk vom VDI gelungen, eine herzliche Atmosphäre zu schaffen und den persönlichen Kontakt der Fachleute untereinander zu fördern.

Neben einem reichhaltigen Vortragsprogramm — es wurden insgesamt 15 Referate gehalten, auf die noch näher eingegangen wird — hatten die Veranstalter auch eine Ausstellung feinmechanischer Geräte und der einschlägigen modernen Fachliteratur organisiert, die sich als eine außerordentlich wertvolle Ergänzung des Programmes erwies, da sie nicht nur Gelegenheit bot, die ausgestellten Geräte genau zu studieren, sondern auch zu anregenden Diskussionen führte.

Auf der Tagung, in den Vorträgen und in Gesprächen kam deutlich zum Ausdruck, daß die feinmechanische Industrie immer mehr erkennt, wie notwendig es zur Aufrechterhaltung der Konkurrenzfähigkeit ist, die verschiedenen Probleme, die bisher in der Hand des Mechanikers und reinen Werkstättenmannes waren, dem Wissenschaftler und Forscher zu übertragen.

Der feinmechanische Unterricht an den Hochschulen hat dadurch besondere Bedeutung erlangt, und man ist z. B. in Deutschland so weit, nicht nur die Ingenieure der Feinmechanik von jenen des Maschinenbaues völlig getrennt auszubilden, sondern sogar die Schaffung eigener Fakultäten für Feinmechanik zu verlangen.

Dies ist bei dem großen Umfang der deutschen feinmechanischen Industrie durchaus verständlich. Hat doch ein einziger Zweig dieser ausgedehnten Industrie, die Büromaschinenindustrie, nach einer Statistik für das Jahr 1934 mit 10,7 Millionen RM eine ebensohohe Exportquote erzielt, wie der Lokomotiv-, Dampfmaschinen- und Wasserkraftmaschinenbau zusammengenommen. Wenn auch die österreichische feinmechanische Industrie bei weitem keinen so großen Umfang hat wie die deutsche, so ist doch nicht zu übersehen, daß dieser Industriezweig in Österreich neben einigen Großfirmen hauptsächlich durch Klein- und Mittelbetriebe vertreten wird, wodurch der tatsächliche Umfang, auch infolge der Organisation in den verschiedensten Wirtschaftsgruppen, nicht leicht zu überblicken ist und sicher oft unterschätzt wird. Die neuen Erkenntnisse über die Anforderungen an den feinmechanischen Unterricht an den Hochschulen dürften daher auch für Österreich von Bedeutung sein.

Im folgenden sei auch eine kurze Übersicht über die einzelnen Vorträge mit einer auszugsweisen Wiedergabe der Themen zusammengestellt.*

Die auf zwei Tage verteilten Vorträge waren in vier Gruppen gegliedert: Getriebetechnik und Optik, Büromaschinen, Fertigungstechnik, Meßtechnik.

1. Vom Werden einer Konstruktion. Prof. Dr. R. Franke (Bückeburg).

Der Vortragende behandelte die Konstruktion winkeltreuer Kuppeltriebe für parallele oder fluchtende Wellen, die innerhalb gewisser Grenzen parallelverschiebbar sein sollen. Er zeigte an diesem Beispiel die Notwendigkeit der systematischen Erfassung aller grundsätzlich verschiedenen Ausführungsformen, wozu die von ihm geschaffene Aufbaulehre der Getriebe die Mittel an die Hand gibt, und den Konstrukteur in die Lage versetzt, planmäßig ein Getriebe aus dem anderen zu entwickeln.

Von dem bekanntesten Kreuzschleifenbetrieb ausgehend wurden 21 Lösungsmöglichkeiten gezeigt, die sich alle im Modellversuch bewährt haben.

2. Systematik der Spreizmechanismen bei Photoapparaten. Dipl.-Ing. H. Reinecke (Wilhelmshaven).

Der Vortragende zeigte an den Kamera-Spreizgetrieben den hohen heuristischen Wert einer systematischen Ordnung der Wege die zur Lösung einer getrieblichen Aufgabe führen. Die Getriebeaufbaulehre nach Prof. Kraus ermöglicht es, bei gegebenem Freiheitsgrad eines Getriebes, unter gewissen Voraussetzungen Art und Anzahl der Glieder der Kette (Mechanismus) zu berechnen. Die ermittelten Mechanismen erlauben dann durch entsprechende Wahl der Gelenke und durch Gelenkumkehrungen eine beträchtliche Zahl verschiedener Bauformen aufzustellen.

Der Vortragende zeigte, wie sich durch Einordnung der ausgeführten Spreizgetriebe in eine systematische Übersicht die noch nicht für eine Lösung ausgenützten Mechanismen ergeben. Die Bedeutung einer solchen Systematik für den Konstrukteur liegt auf der Hand.

3. Fortschritte der photographischen Optik vor der Kritik des Auges. Prof. Dr. A. Köhl (München).

Der Vortragende machte mit den jüngsten Verbesserungen der photographischen Objektive bekannt. Sie bestehen in einer strengeren sphärischen Korrektur, die eine Verbesserung der Grauauflösung bedingt und in der Beseitigung der Farbrestrfehler (Farbkoma und Farberfehler).

Die Qualitätssteigerung über die so gut wie keine Veröffentlichung vorliegen, wurden an Vergleichsaufnahmen und Vergleichsvergrößerungen demonstriert.

4. Stand und Entwicklungsrichtung der westdeutschen Büromaschinenindustrie. Dr. A. Beuchel (Düsseldorf-Oberkassel).

Der Vortragende erläuterte an Hand eines ausführlichen Zahlenmaterials die stete Aufwärtsentwicklung der westdeutschen Büromaschinenindustrie aus ganz kleinen Anfängen nach dem Zusammenbruch. Durch Zonenteilung und Demontagen waren 17% der gesamtdeutschen Kapazität verblieben. Heute beträgt das jährliche Umsatzvolumen mit etwa 145 Millionen DM etwa 70% des Umsatzes in ganz Deutschland von Jahre 1938, bei einem Preisindex von 166 $\frac{2}{3}$ %.

5. Neue konstruktive Wege in der Feinwerktechnik, aufgezeigt an zwei Problemen aus dem Rechenmaschinenbau und aus dem Kartewesen. Prof. Dr. K. Holecek (T. H. Wien).

An zwei Beispielen aus ganz verschiedenen Arbeitsgebieten wurde gezeigt, wie durch konsequente Anwendung feinmechanischer Konstruktionsgedanken und unvoreingenommenes Beschreiten neuer Wege auch solche Aufgaben gelöst werden können, die man auf dem ersten Blick als unlösbar zurückstellen möchte.

Das erste Beispiel ist die Konstruktion einer Universalrechenmaschine mit 8 × 6 × 11 Stellen in Taschenformat, in der ungefähren Größe eines Trinkglases und mit einem Gewicht von etwa 230 g. Die Konstruktion fußt auf der Rundbauweise. Ein zylindrischer Grundkörper enthält das Einstellwerk, darauf sitzt der Wagen, als drehbarer Rundwagen ausgebildet, der Haupt- und Umdrehungszählwerk ringförmig angeordnet enthält und zum Zwecke der dekadischen Versetzung gegenüber dem Einstellwerk mit Daumen und Zeigefinger der die Maschine haltenden Hand verdreht wird. Beide Zählwerke haben durchgehende Zehnerübertragung deren Konstruktion sich durch besondere Einfachheit auszeichnet. Völlig neuartig ist das Übertragungsprinzip durch die Herzstarksche Staffelwalze. Diese einzige Staffelwalze, die sämtliche Stellen bedient, trägt außer der Normalverzahnung eine fest angeordnete Komplementärverzahnung, die durch Hochziehen der Kurbel

* Ausführliche Berichte über den größten Teil der Vorträge kommen im Jahrgang 1951 der Zeitschrift „Feinwerktechnik“ (Winterscher Verlag, Füssen/Bayern) zum Abdruck.

mit den Einstellrädern zum Eingriff kommt. Dadurch wird bei gleicher Drehrichtung der Kurbel statt der eingestellten Zahl deren Zehnerkomplement (Ergänzung auf eine dekadische Einheit) übertragen und damit die Subtraktion ausgeführt.

Eine Reihe von Einzelheiten, darunter eine einfache zahnradose Einstellkontrolle, eine Zahnstangenlöschung ohne zusätzliche Bauteile, sowie die Rücksichtnahme auf weitgehend spanlose Fertigung runden das Bild einer wohl gelungenen feinmechanischen Konstruktion.

Das zweite Beispiel zeigte die Konstruktion einer regulierbaren Karteikarte für das Erwol-Sortex-Lochkartensystem von der verlangt ist, daß die Lochung veränderlich sein soll, ohne die Dicke der Karte wesentlich zu erhöhen. Das Problem wurde durch eine aus drei Papierblättern geklebte Schlitzkarte gelöst, wobei das Mittelblatt kleine Führungsnuten freiläßt, in die mit einem einfachen Werkzeug Stahlblättchen eingedrückt und wieder ausgeschlagen werden können, so daß auf diese Weise jedes geforderte Schlitzbild herstellbar ist und praktisch beliebig oft verändert werden kann.

6. Berechnung von Ankersperren in Rechenmaschinen. Dr. Ing. G. Brennecke (T. H. Braunschweig).

Das Ankersperrgetriebe, dessen Wirkungsweise ähnlich jener des Ankergetriebes in Uhren ist, wird in verschiedenen Zweigen der Feinmechanik benützt, unter anderem auch als Hemmregler, z. B. in Objektivverschlüssen. Insbesondere verwendet man die Ankersperre bei Sprossenradmaschinen, um das Überschleudern der Zählwerksglieder zu vermeiden, d. h. das Weiterdrehen unter den Einfluß der kinetischen Energie der einzelnen Glieder nach ihrer Freigabe durch das Sprossenrad. Dies könnte bei hohen Rechengeschwindigkeiten eintreten. Die bei jeder einzelnen Zählwerkstelle vorgesehene Ankersperre, hat nun die Aufgabe, die kinetische Energie zu vernichten und damit die Zählwerksglieder in jener Stellung festzuhalten in der sie das Sprossenrad verlassen hat. Das Sperrglied, der Anker, besteht im wesentlichen aus einer Gabel, deren Zinken abwechselnd in Zahn-lücken des mit dem Zählrad verbundenen Zahnrades eingreifen. Dadurch wird der Anker in pendelnde Bewegung versetzt. Die Verwendung formschlüssiger Sperren, wie sie bei Staffelwalzenmaschinen gebräuchlich sind, ist unmöglich, da das Sprossenrad vor- und rückwärts drehbar sein muß.

Der Vortragende zeigte, daß der Anker als Zahnrad mit periodisch wechselndem Übersetzungsverhältnis aufgefaßt werden kann, wobei jeder Wechsel einen unelastischen Stoß verursacht. Damit ist die Grundlage für die Berechnung des erforderlichen Ankerträgheitsmomentes gegeben.

7. Dynamik des Typenhebelgetriebes, Ing. P. Käßler (Dresden).

Der Vortragende gab eine Übersicht über seine Untersuchungen der Bewegungsverhältnisse an Typenhebelgetrieben von Schreibmaschinen unter Berücksichtigung der tatsächlichen Bewegungs- und Kraftverhältnisse der schreibenden Hand. Zu diesem Zweck wurde vom Vortragenden ein Registriergerät zur Ermittlung des Zeit-Weg-Diagrammes der Fingerspitze gebaut. Das daraus entwickelte Zeit-Geschwindigkeits-Diagramm liefert bereits wertvolle Einblicke in den Ablauf des Tastenschlages. Der schreibende Finger trifft mit seiner größten Geschwindigkeit auf die Taste auf und der Fingerdruck verschwindet erst beim Tastenrückgang.

Die Untersuchungen führten zur Aufstellung einer idealen Kurve für die Übersetzung zwischen Typenhebel und Typenhebel, die von den bestehenden Typenhebelgetrieben mehr oder weniger gut erreicht wird.

Die idealen Bewegungsvorgänge könnten durch verschiedene Getriebe verwirklicht werden, doch dürfte die Suche nach dem Getriebe für den günstigsten Anschlag nach Ansicht des Vortragenden, mit Rücksicht auf die im Vordergrund stehende Forderung nach wirtschaftlicher Herstellbarkeit, kaum auf wesentlich neue Getriebe-lösungen führen.

8. Neue Entwicklung in der technischen Anwendung von Diamantwerkzeugen, insbesondere in der Feinwerktechnik, Dipl.-Ing. P. Grodzinski (Diamond Research Department, London).

Die Verwendung des Diamanten als Schneidwerkzeug nimmt in der Fertigung bereits einen beträchtlichen Raum ein und hat vielfach zu ausgezeichneten Ergebnissen geführt. Es sind jedoch viele Fragen über die Art der Anwendung noch nicht völlig geklärt. Hier spielt insbesondere die Tatsache eine Rolle, daß sich der Diamant als Kristall anisotrop verhält. So ist insbesondere der Abschleifwiderstand von der Orientierung der Schnitt-richtung zu den Kristallachsen abhängig.

Der Vortragende berichtet über umfangreiche Versuche, die er zur Klärung dieser Fragen angestellt hat. Mit dem von ihm entwickelten Gerät werden mit einem sehr rasch laufenden, diamantbelegten Gußeisenscheibchen von doppelkegelförmiger Form feine linsenförmige Anschliffe an Diamantenflächen erzeugt. Um die Scheibenabnutzung gering zu halten, wird sowohl der Anpreßdruck (etwa 75 g), als auch die Schleifzeit (15 Sekunden) klein gehalten. Die Abschleifmarken haben saubere hochglänzende Flanken, so daß die Ausmessung mittels Interferenzen möglich ist, wodurch die Meßgenauigkeit auf das höchstmögliche gesteigert wird. Auf diese Weise wurden die günstigsten Schneidrichtungen für den Diamant als Werkzeug und andererseits die günstigsten Polierrichtungen für seine Herstellung ermittelt.

Der Vortragende behandelte auch den Diamanten als Ritzwerkzeug zur Herstellung feiner Teilungen, insbesondere von Beugungsgittern. Welche Erfolge die richtige Wahl der Schneidrichtung bringt wurde an Vergleichsaufnahmen von einem modernen und einem älteren Gitter demonstriert. Es sind Linienabstände von 2μ möglich, wobei zum Transport eine Spindel verwendet wird, die selbst mit Diamanten geschnitten wurde. Als Mutter dient ein Korkplättchen um örtliche Steigungsfehler auszugleichen.

9. Infrarot-Trocknung von Lacken, unter besonderer Berücksichtigung des Anwendungsgebietes innerhalb der feinmechanisch-optischen Industrie, Obering. M. Voglmaier (Wuppertal-Barmen).

Der Vortragende zeigte die Entwicklung der Infrarot-Lacktrocknungsanlagen seit ihren ersten Anfängen, den Glühlampenstrahlungsanlagen zum Trocknen von Karoserieteilen in der Automobilindustrie. Neben den Lampenstrahlern werden heute auch Trocknungsanlagen mit Gasbrennern verwendet. Die verbesserte Polymerisation und die damit verbundene Erhöhung der mechanischen Eigenschaften des Lackes, wie Haltbarkeit, Elastizität und Haftfähigkeit, sowie die außerordentliche Verkürzung der Trocknungszeit, haben der Infrarottrocknung auch Eingang in die feinmechanische Industrie verschafft.

Die Zusammenhänge zwischen Ofenwandtemperatur, Bestrahlungszeit, Art des Lackgrundes, Filmstärke, sowie Art und Menge des Pigmentes wurden an zahlreichen Diagrammen dargelegt. Von Bedeutung ist auch noch die Masse der lackierten Teile wegen der Möglichkeit der Nachhärtung, die Anordnung eines Luftumlaufes zur Verhinderung von Wärmeanreicherungen und die Rücksichtnahme auf eventuelle Abschattungen. Zur Verkürzung der

Polymerisationszeit werden den Lacken auch vielfach Katalysatoren zugesetzt.

In den Infrarotstrahlungen können unter Beachtung der angedeuteten Einflußgrößen sämtliche Lacke behandelt werden, auch Schrumpf- und Eisblumenlacke, sogar Lacke auf Leinölbasis, sofern größere Schichtdicken vorliegen. Wie die Diskussion zeigte, sind die Verhältnisse bei Leinöllacken allerdings noch nicht völlig geklärt.

10. Neue Anwendungsgebiete der Ultraviolett-Strahlung in der Technik, Dr. A. Günther (Hanau a. M.).

Ultraviolette Strahlen mit einer Wellenlänge von 200 bis 400 m werden für technische und medizinische Zwecke hauptsächlich mittels Quecksilberdampflampen erzeugt. Die Breite des Wellenlängenbandes ist von der Konstruktion der Lampe abhängig und ist am kleinsten in den Quecksilberniederdrucklampen, die eine fast monochromatische Strahlung (253,7 m μ) liefern. Die Lampenrohre sind aus Quarzglas hergestellt, das unter allen Gläsern die geringste Absorption im UV-Gebiet aufweist und damit die größtmögliche Strahlungsausbeute gewährleistet.

Da die Energie eines Quants der Wellenlänge der ausgesandten Strahlung verkehrt proportional ist, ergibt sich für das UV-Quant eine höhere Energie als für die sichtbare und auch die infrarote Strahlung. An den von ultravioletten Strahlen getroffenen Stellen der meisten Stoffe werden Elektronen frei, wodurch Lumineszenzerscheinungen angeregt und chemische Prozesse ausgelöst werden können. Darauf beruhen auch die technischen Anwendungen der UV-Strahlen, d. i. die Entkeimung von Flüssigkeiten, aber auch der Raumluft, die Gewinnung von Vitaminen, das wichtige Gebiet der Güteprüfungen auf Grund der Lumineszenzerscheinungen (auch zur Prüfung von Schweißnähten angewandt) und die Lumineszenzmikroskopie. Ein weiteres in neuerer Zeit erschlossenes Anwendungsgebiet ist die Trocknung dünner Schichten von Lacken auf Leinölbasis, wobei die Beschleunigung des Oxydationsprozesses zu einer bedeutenden Herabsetzung der Trocknungszeit führt.

11. Kaltschweißen, bisherige Ergebnisse und Untersuchungen, Prof. Dr. Ing. W. Hofmann (T. H. Braunschweig).

Der Vortragende berichtete über Versuche zur Klärung der Vorgänge beim Kaltschweißen von Aluminium und Kupfer, einer Verbindungsart dieser Metalle unter hohem Druck bei Zimmertemperatur, die in den anglikanischen Ländern bereits größere Bedeutung erlangt hat. Für die Untersuchungen wurde eine Vorrichtung mit zwei gegeneinandergeführten, zur Erzeugung einer hohen Flächenpressung schneidenartig zugeschärften Stempeln verwendet. Bis jetzt gelang es Verbindungen herzustellen, die zur Trennung eine Scherspannung von 4 kg/mm² erforderten. Die mikroskopischen Untersuchungen zeigten an der Schweißstelle eine noch erkennbare Trennlinie (etwa in der Stärke einer Korngrenze), die jedoch stellenweise verschwindet, wodurch eine echte Verbindung angezeigt wird.

Der Vortragende wies auf die Zusammenhänge mit der Pulvermetallurgie, dem Metallspritzen und dem Pressen von unter Druck aufeinander gleitenden Metallen hin, wo sich ähnliche Vorgänge abspielen.

Die besondere Einfachheit in der Herstellung von Verbindungen durch Kaltschweißen erklärt das große Interesse, das die Praxis an dieser Fertigungsart zeigt.

12. Anwendung der Hochfrequenz-Induktions-Erwärmung in der feinmechanischen Fertigung, Dipl.-Ing. Henniecke (Dortmund).

Das induktive Verfahren verdankt seine steigende Anwendung bei der Wärmebehandlung von kleinen Teilen vor allem dem Vorteil der einfachen Automatisierungsmöglichkeit, der weitgehenden Zunder- und Verzugsfreiheit der Stücke und der besonders einfachen und genauen Regelbarkeit in der Wärmeerzeugung unter Ausschaltung der Überhitzungsgefahr. Ein weiterer Vorteil besteht in der Möglichkeit von Teilerwärmungen, z. B. zur Oberflächenhärtung.

Die Ausnützung der genannten Vorzüge des induktiven Verfahrens ist jedoch nur möglich, wenn besondere Sorgfalt auf die Konstruktion der Glühspulen verwendet wird, sowie auf die Ausbildung der selbsttätig wirkenden Haltevorrichtungen.

Die Frequenz des Wechselstromes mit dem die Glühspulen gespeist werden, muß den Abmessungen der Teile und der Art der Wärmebehandlung angepaßt werden und schwankt zwischen 500 kHz und einigen MHz. Die Hochfrequenz wird von Röhrengeneratoren mit Leistungen von 1 bis 4 kW geliefert.

Die Anwendungsgebiete umfassen neben den verschiedenen Glühbehandlungen auch das Weich- und Hartlöten.

13. Endmaße aus Quarz und ihre Anwendung in der Feinwerktechnik, Dr. A. Günther (Hanau a. M.).

Der geschmolzene Quarz als Werkstoff für genaueste Meßmittel, wie Planparallelplatten, Spezialendmaße u. dgl. ist seit langem bekannt und wegen seiner mannigfachen Vorteile gegenüber dem gehärteten Stahl auch in Verwendung. Einer weiten Verbreitung waren jedoch bisher Herstellungsschwierigkeiten im Wege; sie bestanden darin, den Quarz bei wirtschaftlichem Herstellungsverfahren mit Sicherheit spannungsfrei zu erhalten. Diese Schwierigkeiten sind nunmehr überwunden und es wurde die laufende serienmäßige Erzeugung von Quarzendmaßen aller gebräuchlichen Längen aufgenommen.

Einer der bedeutendsten Vorteile der nach dem neuen Verfahren hergestellten Quarzendmaße gegenüber den Stahlendmaßen besteht in der ausgezeichneten Längen- und Formbeständigkeit. Bei Stählen ist die trotz aller Fortschritte in der Wärmebehandlung immer noch bestehende Unsicherheit hinsichtlich der Beständigkeit hinlänglich bekannt. Quarzendmaße von 1 m Länge hat man 4 Jahre hindurch Temperaturen von 0 bis 150° C ausgesetzt und gegenüber der ursprünglichen Länge eine Änderung von nur 0,05 μ feststellen können.

Der Abnutzungswiderstand des Quarzes ist höher als der von Stahl. Eventuelle Kratzer hinterlassen eine glatte Rille, wobei, im Gegensatz zu Stahl, keine seitlichen Wälle aufgeworfen werden, die Genauigkeit also keine Einbuße erleidet. Die Quarzendmaße bleiben somit wesentlich länger verwendungsfähig und die kostspielige periodische Nachprüfung, die die wenigsten Betriebe mit der nötigen Genauigkeit selbst auszuführen imstande sind, kann in wesentlich längeren Zeitabständen erfolgen oder eventuell ganz unterbleiben.

Gegen die chemischen Einflüsse beim Gebrauch (z. B. Handschweiß) ist der Quarz völlig unempfindlich, das Einfetten und oft zeitraubende Entfetten entfällt daher. Bei schlagartigen mechanischen Beanspruchungen (z. B. Herunterfallen) ist eine Genauigkeitsverminderung wie bei Stahl nicht zu befürchten, da selbst nach Ausbrechen von Teilen der Meßfläche der Rest die ursprüngliche Länge behält.

Eine besondere Annehmlichkeit beim Arbeiten mit den Quarzendmaßen ist ihre Durchsichtigkeit, die es erlaubt, jederzeit mit einem Blick festzustellen, ob die Maße einwandfrei angesprengt sind. Jeder Auspreng-

fehler verrät sich sofort durch das Auftreten von Interferenzen (farbige Flecken).

Der Ausdehnungskoeffizient des geschmolzenen Quarzes beträgt $0,43 \cdot 10^{-6}$ (gegen etwa $11 \cdot 10^{-6}$ bei Stahl und ist innerhalb eines Temperaturbereiches von -5° bis $+50^{\circ}$ C praktisch konstant. Die geringe Wärmedehnung vereinfacht in gewisser Beziehung das Arbeiten, weil man z. B. nach dem Zusammensprengen der einzelnen Maße nicht erst warten muß bis sie die Handwärme wieder abgegeben haben. Es wäre jedoch irrig zu glauben, daß sich bei Verwendung von Quarzmaßen temperierte Meßräume erübrigen könnten. Infolge des großen Unterschiedes im Ausdehnungskoeffizienten von Quarz und Stahl ist das Meßergebnis ganz besonders temperaturabhängig. Für Genauigkeitsmessungen muß daher die eventuelle Abweichung der Temperatur von 20° genau bekannt sein, um den temperaturbedingten Längenunterschied zwischen Prüfling und Quarzmaß in Rechnung stellen zu können.

Die Quarzmaße werden in Längen von 0,5 bis 1000 mm hergestellt. Für alle Längen beträgt die gesamte Herstellungstoleranz, also die Summe von Mittenmaßtoleranz und zugelassener Unparallelität, $\pm 0,05 \mu$.

14. Angleichung von Strichmaßstäben an Endmaße mit Hilfe des Perilektometers, Dr. R. Schulze (Wetzlar).

Die Perilektometereinrichtung zum Vergleich von Strichmaßen mit Körpermaßen (Endmaßen), oder auch von Körpermaßen untereinander beruht auf einem Meßvorschlag der auf Fizeau zurückgeht. Fizeau näherte den spiegelnden Endmaßflächen je eine Spitze oder Schneide und stellte den Faden des Beobachtungsmikroskopes auf den zwischen der Schneide und ihrem Spiegelbild liegenden Lichtspalt. Dadurch kann das Endmaß wie ein Strichmaß vermessen werden. Später wurde die Schneide durch einen in geringem Abstand von den Endflächen um diese geschlungenen Faden ersetzt. Die Genauigkeit des Verfahrens ist jedoch nur gering, weil das Meßergebnis von kleinen Fokussierungsfehlern stark beeinflusst wird. Das Perilektometer vermeidet diesen

Nachteil, indem es statt des materiellen Fadens ein von einem Beleuchtungsobjektiv entworfenes reelles Bild eines Striches benützt wird, wobei der Abstand zwischen dem Beleuchtungsobjektiv und dem Mikroskopobjektiv starr ist.

Der Vortragende gab die Ablesegenauigkeit mit $\pm 0,1 \mu$ an. Die Gesamtgenauigkeit bei Vergleichsmessungen kann unter Verwendung eines Abbeschen Komparators bis auf $\pm 0,6 \mu$ herabgedrückt werden.

15. Die meßtechnischen Probleme bei der betriebsmäßigen Härteprüfung nach Rockwell. Reg.-Rat Dipl.-Ing. K. Meyer (Bremen).

Der Vortragende behandelte die Festlegung der Einzelfehler der üblichen Rockwell-Härteprüfgeräte und ihren Einfluß auf den Gesamtfehler. Erst die genaue Kenntnis dieser Fehler ermöglicht die Aufstellung bindender Toleranzen. Der Vortragende wies auch auf die Bedeutung einwandfreier Härteprüfplatten hin und behandelte die Probleme ihrer Herstellung. Besondere Aufmerksamkeit wird derzeit auch den Genauigkeiten der Eindringkörper und der Aufnahmevorrichtungen zugewendet, da sie einen ausschlaggebenden Einfluß auf die Zuverlässigkeit der Meßergebnisse ausüben, insbesondere bei der Super-Rockwell-Prüfung.

Einer kritischen Betrachtung wurden die Beziehungen zwischen den Härteziffern bei der Rockwell-Prüfung und den anderen Härteprüfverfahren unterzogen.

Die den einzelnen Vorträgen angeschlossenen Diskussionen zeigten das lebhafteste Interesse der Zuhörerschaft an den angeschnittenen Problemen und gaben zahlreiche Anregungen zu weiteren Forschungen. Die wohlgelungene Veranstaltung stellt in ihrer Gesamtheit einen wirklich erfolgreichen Beitrag zur Verständigung der Fachleute dar und hat ihren Zweck, die Zusammenfassung feinmechanischer Erkenntnisse aus den oft so weit abliegenden Einzelgebieten, vollumfänglich erfüllt. Bericht: Dr. Holecek, Technische Hochschule Wien.

Die Maßsysteme und Maßeinheiten der elektrischen und magnetischen Größen

Von Otto Franke, Wien

(Schluß aus Heft 14)

Die Einheit der magnetischen Feldstärke gewinnen wir am einfachsten aus dem Durchflutungsgesetz, wobei wir uns auf Leitungsströme beschränken können:

$$\oint \mathfrak{H} \cdot d\mathfrak{s} = k_2 i \dots (\mathfrak{H}) \quad (1) \quad \oint \mathfrak{H}^* \cdot d\mathfrak{s}^* = k_2 i^* \quad (i) \quad (66)$$

$$(\mathfrak{H}) = \frac{(i)}{(l)} = 1 \frac{A}{m} \quad (66')$$

In der natürlichen Form des G-Systems ($k_2 = 4\pi$) werden die Kraftwirkungen des magnetischen Feldes durch die Vektorgröße \mathfrak{H}_n beschrieben, die durch die Gleichung

$$\oint \mathfrak{H}_n \cdot d\mathfrak{s} = 4\pi i \dots \oint \mathfrak{H}_n^* \cdot d\mathfrak{s}^* = 4\pi i^* \quad (66 a)$$

in der sogenannten rationalen Form ($k_2 = 1$) durch eine andere, wenn auch gleichartige Vektorgröße \mathfrak{H}_r , die durch die Gleichung

$$\oint \mathfrak{H}_r \cdot d\mathfrak{s} = i \dots \oint \mathfrak{H}_r^* \cdot d\mathfrak{s}^* = i^* \quad (66 b)$$

definiert ist; beide werden in derselben Einheit nämlich A/m gemessen. Multiplizieren wir (66 b)

beiderseits mit 4π :

$$4\pi \oint \mathfrak{H}_r \cdot d\mathfrak{s} = 4\pi i,$$

so zeigt der Vergleich mit (66 a), daß:

$$4\pi \mathfrak{H}_r = \mathfrak{H}_n \dots \mathfrak{H}_r = \frac{1}{4\pi} \mathfrak{H}_n \quad (67)$$

Auch für die Polstärke p ergeben sich in den beiden Formen des G-Systems zwei verschiedene Größen gleicher Art; es ist

$$\mathfrak{F} = p \mathfrak{H} \dots p = \frac{\mathfrak{F}}{\mathfrak{H}} \dots p^*(p) = \frac{\mathfrak{F}^*}{\mathfrak{H}^*} \cdot \frac{(\mathfrak{H})}{(\mathfrak{H}^*)} \quad (68)$$

$$(p) = \frac{(\mathfrak{F})}{(\mathfrak{H})} = 1 \frac{N}{A/m} = 1 J/A \equiv 1 \text{ Weber (Wb)}, \quad (68')$$

also in der natürlichen Form

$$p_n = \frac{\mathfrak{F}}{\mathfrak{H}_n} \dots p_n^* = \frac{\mathfrak{F}^*}{\mathfrak{H}_n^*} \quad (68 a)$$

und in der rationalen Form

$$p_r = \frac{\mathfrak{F}}{\mathfrak{H}_r} \dots p_r^* = \frac{\mathfrak{F}^*}{\mathfrak{H}_r^*}; \quad (68 b);$$

die Einheit beider Größen ist dieselbe, 1 Wb.

Aus den Gl. (68 a) und (68 b) folgt

$$p_r = \frac{\oint_{\mathcal{R}} p_n}{\oint_{\mathcal{R}}} = 4\pi p_n \quad (69)$$

Mit der Polstärke p sehr nahe verwandt ist der magnetische Induktionsfluß

$$\Phi = \int_A \mathfrak{B} \cdot d\mathfrak{A} = \frac{k_2}{k_3} p \dots \Phi^*(\Phi) = \frac{k_2}{k_3} p^*(p) \quad (70)$$

$$(\Phi) = (p) \equiv 1 \text{ Wb} \quad (70')$$

In der natürlichen Form des G-Systems ($k_2 = 4\pi$, $k_3 = 1$) erhalten wir also

$$\Phi_n = 4\pi p_n \dots \Phi_n^* = 4\pi p_n^* \quad (70 \text{ a})$$

in der rationalen hingegen ($k_2 = 1$, $k_3 = 1$)

$$\Phi_r = p_r \dots \Phi_r^* = p_r^* \quad (70 \text{ b})$$

beide sind in Weber zu messen; nun ist aber nach Gl. (69)

$$p_r = 4\pi p_n, \text{ somit nach Gl. (70 b) } \Phi_r = 4\pi p_n,$$

ein Vergleich mit (70 a) zeigt, daß

$$\Phi_r = \Phi_n = \Phi \quad (71)$$

in beiden Formen des G-Systems dieselbe Größe ist.

Nun können wir den Induktionsfluß auch aus dem Induktionsgesetz definieren, das wir in der folgenden Form schreiben:

$$e = -k_3 \frac{d\Phi}{dt} \dots e^*(u) = -k_3 \frac{d\Phi^*(\Phi)}{dt} \quad (72)$$

da k_3 in beiden Formen des G-Systems denselben Wert 1 hat, und Φ und t beim Übergang von der einen zur anderen Form ungeändert bleiben, ist auch e in beiden Formen dieselbe Größe, was ja schon aus Gl. (59) folgt; somit ergibt sich aus (73)

$$(u) = \frac{(\Phi)}{(t)} \dots 1 \text{ Vs} = 1 \text{ Vs} \quad (73)$$

zunächst in scheinbarem Widerspruch mit (68'), der jedoch tatsächlich nur scheinbar ist, da

$$1 \frac{\text{J}}{\text{A}} = 1 \frac{\text{VAs}}{\text{A}} = 1 \text{ Vs}.$$

Da

$$\Phi = \int_A \mathfrak{B} \cdot d\mathfrak{A} \dots \Phi^*(\Phi) = (\mathfrak{B})(l)^2 \int_A \mathfrak{B}^* \cdot d\mathfrak{A}^* \quad (74)$$

ergibt sich als Einheit der Induktion

$$(\mathfrak{B}) = \frac{(\Phi)}{(l)^2} \equiv 1 \text{ Wb/m}^2; \quad (74')$$

die Induktion \mathfrak{B} ist ebenfalls in den beiden Formen des G-Systems dieselbe Größe. Da

$$\mathfrak{B}_0 = \mu_0 \mathfrak{H}_0 \dots \mathfrak{B}_0^*(\mathfrak{B}_0) = \mu_0^*(\mu_0) \mathfrak{H}_0^*(\mathfrak{H}_0) \quad (75)$$

folgt

$$(\mathfrak{H}) = \frac{(\mathfrak{B})}{(\mu_0)} = 1 \frac{\text{Wb}}{\text{m}^2 (\mu_0)} = 1 \frac{\text{Nm}}{\text{Am}^2 (\mu_0)} = 1 \frac{\text{N}}{\text{Am} (\mu_0)}$$

aus (53) ergibt sich aber

$$F_0^*(1 \text{ N}) = \frac{k_2}{2\pi} \mu_0^* \frac{1}{r^2} i^{*2} (\mu_0) (1 \text{ A})^2 \dots 1 \text{ N} = 1 \text{ A}^2 (\mu_0)$$

und daher $(\mathfrak{H}) = 1 \text{ A/m}$ in Übereinstimmung mit (66').

Wir wollen noch die Induktionskoeffizienten behandeln; da die beiden Koeffizienten L und M Größen gleicher Dimension sind und in derselben Einheit (Henry) gemessen werden, können wir uns

auf die Betrachtung des Koeffizienten L der Selbstinduktion beschränken; es ist:

$$e_s = -L \frac{di}{dt} \dots e_s^*(u) = -L^* \frac{di^*}{dt^*} (L) \frac{(i)}{(t)} \quad (76)$$

und somit

$$(L) = (M) = \frac{(u)(t)}{(i)} \dots 1 \text{ H} = 1 \text{ Vs/A} = 1 \text{ Wb/A} \quad (76')$$

Wir wenden uns nun der Behandlung des Zusammenhanges zu, der zwischen den Einheiten der verschiedenen Systeme besteht und greifen bei diesen Betrachtungen auf die Gleichungen (50) und (52) zurück; diese beiden Gleichungen ermöglichen es nicht nur, kohärente Einheitenketten aufzubauen, sondern auch die Einheiten derselben Größe in verschiedenen Maßsystemen miteinander zu vergleichen. Sind $(G)_1, (g_1)_1 \dots (g_n)_1$ die Einheiten der Größen $G, g_1 \dots g_n$ im Maßsystem 1 und $(G)_2 \dots (g_n)_2$ die entsprechenden Einheiten im Maßsystem 2, so ergeben sich aus (52) die folgenden beiden Einheitengleichungen:

$$\begin{aligned} (G)_2 &= (g_1)_2^{p_1} \dots (g_n)_2^{p_n} \\ (G)_1 &= (g_1)_1^{p_1} \dots (g_n)_1^{p_n} \end{aligned} \quad \text{Division ergibt} \\ (G)_2 &= \left(\frac{(g_1)_2}{(g_1)_1} \right)^{p_1} \dots \left(\frac{(g_n)_2}{(g_n)_1} \right)^{p_n} \cdot (G)_1; \quad (77)$$

ist jedoch eine der Größen g , z. B. g_1 eine Konstante, deren Zahlenwerte im Maßsystem 1 g_{11}^* und im Maßsystem 2 g_{12}^* sind, so führt man, wenn diese Zahlenwerte gegeben sind, das Verhältnis g_{11}^*/g_{12}^* an Stelle von $(g_1)_2/(g_1)_1$, ein:

$$g_1 = g_{11}^* (g_1)_1 = g_{12}^* (g_1)_2 \dots \frac{(g_1)_2}{(g_1)_1} = \frac{g_{11}^*}{g_{12}^*}$$

und erhält damit

$$(G)_2 = \left(\frac{g_{11}^*}{g_{12}^*} \right)^{p_1} \cdot \left(\frac{(g_2)_2}{(g_2)_1} \right)^{p_2} \dots \left(\frac{(g_n)_2}{(g_n)_1} \right)^{p_n} \cdot (G)_1 \quad (78)$$

Wir wollen uns auf einige praktische Beispiele beschränken; zu beachten ist, daß die Vakuumlichtgeschwindigkeit c_0 in den CGS-Systemen in cm/s, im Giorgischen System jedoch in m/s auszudrücken ist.

Wir beginnen mit der Ladungseinheit. In allen natürlichen Maßsystemen hat der im Coulombschen Gesetz auftretende Faktor k_1 den Wert 4π :

$$F_0 = \frac{1}{\epsilon_0} \frac{qq_1}{r^2} \dots (F) = \frac{1}{(\epsilon_0)} \frac{(q)^2}{(r)^2} \dots (q)^2 = (\epsilon_0) (F) (r)^2;$$

$$\text{somit ist, mit } \epsilon_{0e}^* = 1, \epsilon_{0G}^* = \frac{10^7}{9 \cdot 10^{16}}$$

$$\begin{aligned} (1 \text{ Ccs})^2 &= (\epsilon_0)_e \cdot 1 \text{ dyn} \cdot 1 \text{ cm}^2 \\ (1 \text{ C})^2 &= (\epsilon_0)_G \cdot 1 \text{ N} \cdot 1 \text{ m}^2 \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} (1 \text{ Ccs})^2 &= (\epsilon_0)_e \cdot 1 \text{ dyn} \cdot 1 \text{ cm}^2 \\ (1 \text{ C})^2 &= (\epsilon_0)_G \cdot 1 \text{ N} \cdot 1 \text{ m}^2 \end{aligned}} \right\} (1 \text{ Ccs})^2 = \frac{(\epsilon_0)_e}{(\epsilon_0)_G} \frac{1 \text{ d} \cdot 1 \text{ cm}^2}{1 \text{ N} \cdot 1 \text{ m}^2} (1 \text{ C})^2$$

$$\begin{aligned} (1 \text{ Ccs})^2 &= \frac{\epsilon_{0G}^*}{\epsilon_{0e}^*} \cdot \frac{1}{10^5 \cdot 10^4} (1 \text{ C})^2 = \\ &= \frac{10^7}{9 \cdot 10^{16}} \frac{1}{10^9} (1 \text{ C})^2 = \frac{1}{9 \cdot 10^{13}} (1 \text{ C})^2 \end{aligned}$$

$$1 \text{ Ccs} = \frac{1}{3 \cdot 10^6} \text{ C} \quad (79)$$

$$\text{Ebenso, mit } \epsilon_{0m}^* = \frac{1}{9 \cdot 10^{20}}$$

$$(1 \text{ Cem})^2 = (\epsilon_0)_m \cdot 1 \text{ dyn} \cdot 1 \text{ cm}^2, (1 \text{ Cem})^2 = \frac{(\epsilon_0)_m}{(\epsilon_0)_G} \cdot \frac{1}{10^9} (1 \text{ C})^2$$

$$(1 \text{ Cem})^2 = \frac{\epsilon_{0G}^*}{\epsilon_{0m}^*} \cdot \frac{1}{10^9} (1 \text{ C})^2 = \frac{9 \cdot 10^{20}}{9 \cdot 10^9} \cdot \frac{1}{10^9} (1 \text{ C})^2 = 10^2 (1 \text{ C})^2$$

$$1 \text{ Cem} = 10 \text{ C.} \quad (80)$$

Da die Zeiteinheit in allen Systemen dieselbe ist, gilt weiter

$$1 \text{ Aes} = \frac{1}{3 \cdot 10^{10}} \text{ A}, 1 \text{ Aem} = 10 \text{ A} \quad (81)$$

usw.; auf diese Weise können alle Einheiten ineinander umgerechnet werden.

Auf dem ersten Internationalen Elektrizitäts-Kongreß 1881 wurde beschlossen, den praktischen absoluten Einheiten die Namen berühmter Wissenschaftler zu geben, hingegen die CGS-Einheiten unbenannt zu lassen. Leider wurde dieser Beschluß von späteren Kongressen unbeachtet gelassen und für die Einheit der magnetischen Feldstärke im CGS-System der Name *Oersted*, für die der magnetischen Induktion der Name *Gauß* beschlossen; es ist also zu beachten, daß *Oersted* und *Gauß* keine kohärenten Einheiten des MKS μ_0 -Systemes sind. Es ist vielmehr nach (66')

$$(\mathfrak{S}) = \begin{matrix} (i) \\ (l) \end{matrix} \dots \left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ Oersted} = \frac{1 \text{ Aem}}{\text{cm}} = \frac{10 \text{ A}}{100 \text{ m}} + \\ \\ 1 (\mathfrak{S})_G = 1 \text{ A/m} \end{array} \right. \quad (82)$$

und nach (70):

$$(\mathcal{D}) = (\mathfrak{B}) (A) = (u) (t) \dots (\mathfrak{B}) = \frac{(u) (t)}{(A)}$$

$$1 \text{ Gauß} = \frac{1 \text{ Vem} \cdot 1 \text{ s}}{1 \text{ cm}^2} \left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ Gauß} = \frac{1 \text{ Vem}}{1 \text{ V}} \cdot \frac{1 \text{ m}^2}{1 \text{ cm}^2} + \\ \\ 1 (\mathfrak{B})_G = \frac{1 \text{ V} \cdot 1 \text{ s}}{1 \text{ m}^2} = \frac{1 \text{ Wb}}{1 \text{ m}^2} \end{array} \right. = \frac{1}{10^8} 10^4 \text{ Wb/m}^2$$

$$1 \text{ Gauß} = \frac{1}{10^4} \text{ Wb/m}^2. \quad (83)$$

Zum Abschluß dieses Abschnittes mögen noch einige Bemerkungen über die Realisierung der absoluten Einheiten der elektrischen und magnetischen Größen Platz finden. Diese Aufgabe gehört wohl zu den schwierigsten Problemen der gesamten Meßtechnik und stellt nicht nur die höchsten Anforderungen an den Scharfsinn und die Exaktheit des Messenden, sondern erfordert auch die größten Aufwendungen an Hilfseinrichtungen, Material, Arbeitskraft und nicht zuletzt an Geld; nur die großen Staatslaboratorien sind daher derzeit in der Lage, an diese Aufgabe mit Aussicht auf Erfolg heranzutreten. Wir wollen uns hier damit begnügen, einige der bisher entwickelten Verfahren grundsätzlich zu besprechen und können auf Einzelheiten, bezüglich derer auf die einschlägige Literatur⁵ verwiesen werden muß, nicht eingehen.

Wir behandeln zunächst zwei Meßverfahren zur Darstellung der absoluten Widerstandseinheit (1 Ohm). Die erste dieser beiden Meßmethoden hat L. Lorenz⁶ angegeben; das Wesen seines Verfahrens geht aus Abb. 3 hervor: Auf einer gemeinsamen metallischen Achse *xx* sind zwei gleich große metallische Scheiben *A*₁ und *A*₂ be-

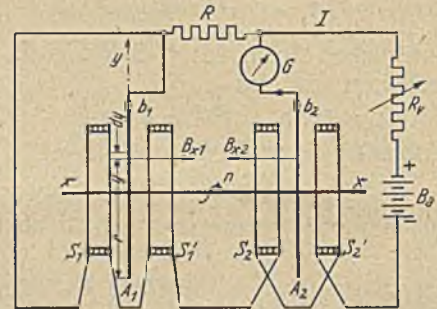


Abb. 3. Bestimmung des absoluten Ohm nach L. Lorenz

festigt, auf deren Umfängen die Bürsten *b*₁ und *b*₂ schleifen. Jede Scheibe dreht sich im Felde zweier einlagiger Spulen *S*₁*S*₁' bzw. *S*₂*S*₂'; diese vier Spulen sind miteinander, mit dem auszumessenden Widerstand *R* und einem Regelwiderstand *R*₀ in Reihe in den Stromkreis einer Batterie *B*_a geschaltet. Die beiden Bürsten *b*₁, *b*₂ liegen an den Potentialklemmen des Widerstandes *R*, wobei in eine der Verbindungen ein Galvanometer *G* geschaltet ist; die ganze Anordnung stellt also eine eisenfreie Unipolarmaschine dar, die so geschaltet ist, daß die bei der Drehung der Scheiben *A*₁, *A*₂ in ihnen induzierte EMK durch den Spannungsabfall des Spulenstromes im Widerstand *R* kompensiert werden kann. Die in einer Scheibe induzierte EMK *e*₁ läßt sich leicht berechnen. Wir betrachten jenen Durchmesser der Scheibe *A*₁, der in der Zeichnung den Scheibenquerschnitt darstellt; *dy* sei ein Längenelement des Halbmessers *r*; die durch die Drehung in diesem induzierte EMK *de*₁ ergibt sich nach dem Faraday'schen Induktionsgesetz mit

$$de_1 = B_x v dy, v = \omega y \text{ Geschwindigkeit des Längenelementes}$$

$$\omega \dots \text{Winkelgeschwindigkeit der Scheibe.}$$

$$de_1 = \omega B_x y dy$$

$$e_1 = \omega \int_0^r B_x y dy = \frac{\omega}{2\pi_0} \int_0^r B_x 2\pi y dy = n \Phi_1 = n(M_1 - M_1') I.$$

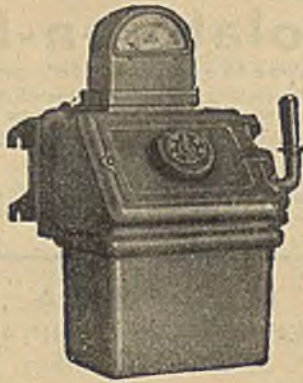
Darin ist *n* die Drehzahl der Scheibe (Anzahl der Umdrehungen je Sekunde), *M*₁ der Koeffizient der gegenseitigen Induktion des Scheibenumfanges gegen das Spulenpaar *S*₁*S*₁', *M*₁' der Koeffizient der gegenseitigen Induktion des Scheibenumfanges gegen das Spulenpaar *S*₂*S*₂'; ebenso erhalten wir

$$e_2 = n(M_2 - M_2') I$$

die in der Scheibe *A*₂ induzierte EMK.

Die in dem Strompfad *B*₁-Achse-*B*₂ induzierte EMK ist also

$$e = e_1 + e_2 = n(M_1 + M_2 - M_1' - M_2') I.$$



SCHUTZSCHALTER

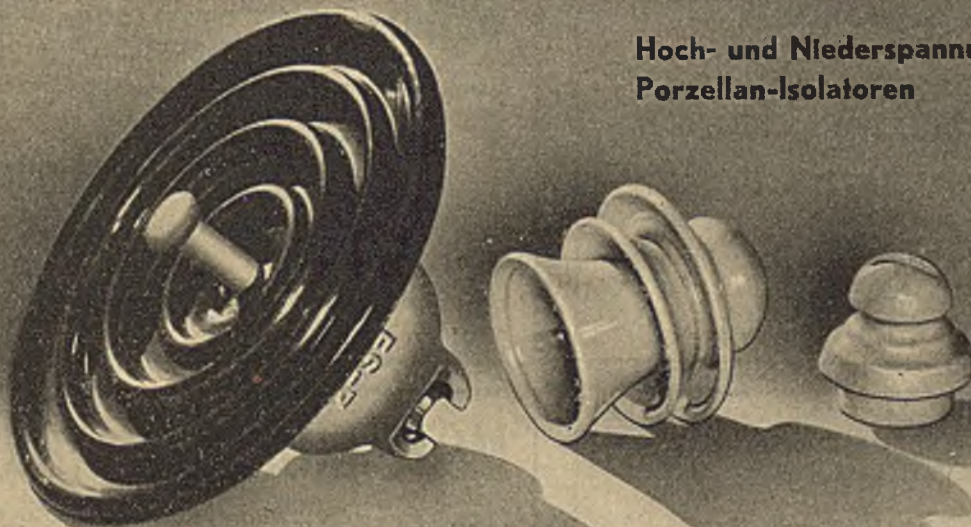
sind notwendig als wirksame Sicherung gegen Überlast und Kurzschluß. Für die ständige Weiterentwicklung unserer erprobten Motor- und Transformator-Schutzschalter PHYLAX verwerten wir die Erkenntnisse und Erfahrungen aus 28 Jahren. Wir bauen PHYLAX bis 1000 A in leichter und schwerer, gußgekapselter Ausführung, auch explosionsgeschützt nach P 44 eo.

ELEKTROTECHNISCHE FABRIK SCHEIBER & KWAYSSER

GEGRÜNDET 1893 GESELLSCHAFT MBH

Wien XIV, Linzer Straße 16 A 312 90/91

Hoch- und Niederspannungs- Porzellan-Isolatoren



ELEKTROIMPEX

UNGARISCHES AUSSENHANDELSUNTERNEHMEN FÜR
ELEKTRISCHE UND FEINMECHANISCHE ERZEUGNISSE
BUDAPEST 51

POSTFACH 4



Vertretung: Ludwig Seibold, Wien I, Helferstorferstraße 6

Tel. U 29-4-25 und U 27-0-89



Metall-Porzellan-Isolatoren-Kitte

Marke Heidelberg „Rapid“ und ISO „E“, auch „Heidelberger Kitte“ genannt
 Seit 50 Jahren im In- und Ausland in Gebrauch, giftfrei, mit Wasser anzurühren, hohe Beständigkeit gegen Öl, Feuchtigkeit und Temperaturwechsel sowie hitzebeständige, chem. geb. Kitte, Vergußmasse für Stützen, Träger etc. liefert unsere Elektrokittfabrik
 Heidelberger Gipsindustrie H. und H. Seidenstricker (17a) Seckach in Baden
 Anfragen erbeten an: Generalvertretung und Auslieferungslager
AUSTRO-TRADE, G. m. b. H., Wien I, Tuchlauben 7, Telephon: U 22-504 Serie



GALVAPOL

GESELLSCHAFT F. GALVANOTECHNIK U. OBERFLÄCHENCHEMIE
 WIEN VII/62 B 32-0-29

Galvanisierungsanlagen
 Schleif- und Poliermittel
 Lötmittel
 Entrostungs- und Rostschutzmittel
 Industrie-Reiniger

MINERVA

WISSENSCHAFTLICHE BUCHHANDLUNG
 GESELLSCHAFT M. B. H.

WIEN

I. MÖLKERBASTEI 5
 FERNSPRECHER U 26-5-60

INULA

INDUSTRIE- UND LABORATORIUMSBEDARF
 DIPL.-ING. RUDOLF WUNSCH
 WIEN VIII, LÖWENBURGGASSE 2 • A 25-2-24, B 45-5-01

Widerstandsmaterial:

Coo vacuumgeschmolzen
 Megapyr bis 1350° C
 Manganin
 Isabellin NCM nach WM 50

Thermoelemente, Schutzrohre
 Berylliumlegierungen

Vertretene Lieferfirmen:

Vacuumschmelze A. G., Hanau
 Isabellenhütte K. G., Dillenburg

ELEKTROKERAMISCHE ARTIKEL:

HEBRA-KERAMIK

Kommanditgesellschaft
 St. Georgen im Attergau, O. Ö.

VDE-Fachberichte

14. Band 1950

Inhalt:

36 auf der Jahresversammlung des VDE in Köln 1950 erstattete Berichte mit Einführungen und Diskussionen aus den Fachgebieten

Energieübertragung + Elektrische Maschinen + Elektrische Bahnen
 Installationstechnik + Hochfrequenzgeräte + Übertragung + Draht-
 fernmeldetechnik + Elektronik + Elektrophysik + Meßtechnik

Wiedergabe in friedensmäßiger Ausführung, 164 Seiten DIN A 4,
 Kunstdruckpapier, über 260 Bilder und zahlreiche Tafeln.

Preis: DM 19,-

Zu beziehen durch:

MINERVA, wissenschaftliche Buchhandlung, G. m. b. H.,
 Wien I, Mülkerbastei 5

Dr. Franz Hain, Wien I, Wallnerstraße 4



KOCH & KÖRNER

ELEKTRO GESELLSCHAFT M. B. H.
 WIEN XX, OSPELGASSE 22-24

TELEFON: A 46-2-40

Telegramm-Adresse: THERMOKOCH

Hochleistungsluftschütze

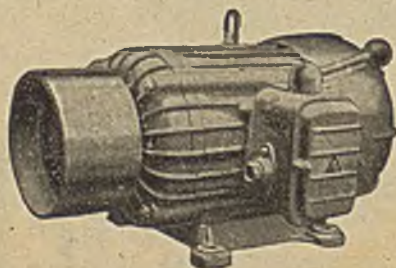
40, 60, 100, 200, 350, 600 Amp.
 Drehstrom bis 500 V, Gleichstrom bis 440 V

Betätigungsgeräte, Schaltanlagen

Schützensteuerungen

Elektrobeheizte Industrieöfen für die Eisen-, Metall-,
 chemische und keramische Industrie

DER VOLLKOMMEN GEKAPSELTE LEICHTMETALL-
 DREHSTROMMOTOR MIT WALZLAGER UND STERN-
 DREIECKSCHALTER



KARL KRÖTLINGER, Wien VII, Halbgasse 3

Ruf B 37-0-25

MOTORKONDENSATOREN



für Einphasen Kond.-Motore und
 für Anschluß von Drehstrom-
 motoren an das Einphasennetz

KONDENSATOREN für Leuchtstoffröhren
 GANGBARE TYPEN AB LAGER LIEFERBAR

KONDENSATORENFABRIK

DR. KÖNIG & Co., WIEN

VII, KAISERSTRASSE 46

B 35-2-83

Diese EMK wird nun gegen den Spannungsabfall des Spulenstromes I im Widerstand R kompensiert; im Falle der Kompensation ist

$$\begin{aligned} I R &= n(M_1 + M_2 - M_1' - M_2') I \\ R &= n(M_1 + M_2 - M_1' - M_2') \end{aligned} \quad (84)$$

in abs. Einheiten.

Die vier Koeffizienten der gegenseitigen Induktion sind bei gegebenem μ_0 aus den Spulendimensionen sehr genau berechenbar.

Ein anderes Verfahren zur Bestimmung des absoluten Ohm wurde von Curtis, Moon und Sparks entwickelt. Sie konstruierten zunächst eine einlagige Selbstinduktionsspule von 100 cm Länge, 35 cm Durchmesser, mit 1000 Windungen Kupferdraht bewickelt, der in einer sehr genau ausgeführten Rinne in der äußeren Oberfläche eines Pyrexglaszylinders gelegt war; der Selbstinduktionskoeffizient betrug 103 mH.

In der Maxwell-Wienschen Brückenschaltung, Abb. 4 (rechts), wird nun ein großer

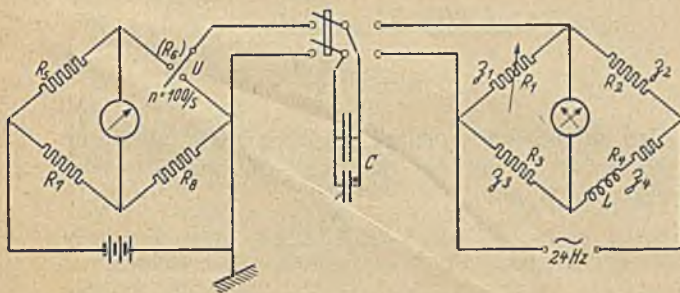


Abb. 4. Bestimmung des absoluten Ohm nach Curtis, Moon u. Sparks

Kondensator C bei der Frequenz von 24 Hz mit dieser Induktivität L verglichen; * im Falle des Brückengleichgewichtes gilt

$$\beta_1 \beta_4 = \beta_2 \beta_3 \text{ oder } \beta_4 = \frac{1}{\beta_1} \beta_2 \beta_3,$$

wobei

$$\frac{1}{\beta_1} = \frac{1}{R_1} + j\omega C, \beta_2 = R_2, \beta_3 = R_3, \beta_4 = R_4 + j\omega L.$$

Wir erhalten somit

$$\begin{aligned} R_4 + j\omega L &= R_2 R_3 \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C \right) \\ R_4 &= \frac{R_2 R_3}{R_1}, L = R_2 R_3 C \text{ oder } C = \frac{1}{R_2 R_3} L. \end{aligned} \quad (85)$$

Die Abgleichung könnte beispielsweise durch Veränderung des Widerstandes R_1 (oder R_4) und der Kapazität eines Drehkondensators erfolgen, der mit einem großen Festkondensator zusammen die Kapazität C bildet.

Unmittelbar anschließend wird die Kapazität C in der von Maxwell angegebenen Brückenschaltung (Abb. 4, links) mit Widerständen verglichen; U ist ein Unterbrecher, der den Kondensator C ($n = 100$) mal je Sekunde ladet und ent-

ladet; da

$$Q = CU_0 \text{ ist } i_0 = n CU_0;$$

denselben Strom würde die Spannung U_0 in einem Widerstand R_0 erzeugen

$$i_0 = \frac{U_0}{R_0} \dots R_0 = \frac{1}{n C};$$

bei Brückengleichgewicht ist:

$$\begin{aligned} R_5 R_8 &= R_7 R_6 \dots \frac{1}{R_0} = \frac{R_7}{R_5 R_8} = n C \\ C &= \frac{1}{n} \frac{R_7}{R_5 R_8}. \end{aligned} \quad (86)$$

Somit ist nach Gl. (85) und (86)

$$\frac{1}{n} \frac{R_7}{R_5 R_8} = \frac{1}{R_2 R_3} L. \quad (87)$$

Sind nun alle Widerstände in einer beliebigen Einheit sehr genau gemessen, so kann man z. B. ansetzen:

$R_2 = \alpha_2 R_7, R_3 = \alpha_3 R_7, R_5 = \alpha_5 R_7, R_8 = \alpha_8 R_7$ und erhält

$$\begin{aligned} \frac{1}{n} \frac{1}{\alpha_5 \alpha_8 R_7} &= \frac{1}{\alpha_2 \alpha_3 R_7} L \\ R_7 &= \frac{\alpha_5 \alpha_8}{\alpha_2 \alpha_3} n L. \end{aligned} \quad (88)$$

in abs. Ohm.

Die Realisierung des absoluten Ampere kann mit Hilfe einer Stromwaage erfolgen; dieses Meßgerät geht zurück auf W. Thomson (Lord Kelvin) und Rayleigh. Im Felde zweier fester Spulen S_1 und S_1' , Abb. 5, ist eine dritte Spule S_2 angeordnet, die an der einen Schale einer empfindlichen gleicharmigen Hebelwaage befestigt ist und sich zwischen den Spulen S_1 und S_1' bewegen

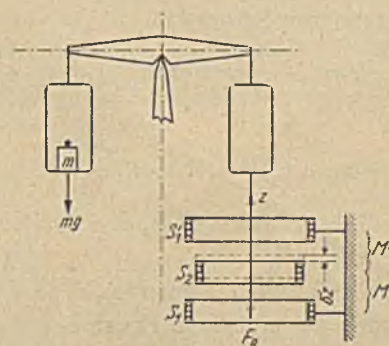


Abb. 5. Stromwaage

kann. Alle drei Spulen sind in Reihe geschaltet und werden von dem zu messenden Strom I durchflossen, jedoch so, daß die untere feste Spule S_1 die Spule S_2 anzieht, die obere feste Spule S_1' sie dagegen abstößt; beide feste Spulen wirken also im selben Sinn auf die bewegliche Spule ein.

Bekanntlich ist die magnetische Energie des Feldes zweier Spulen gegeben durch den Ausdruck

$$W_m = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + M i_1 i_2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2; \quad (89)$$

darin sind L_1 und L_2 die Selbstinduktionskoeffizienten der beiden Spulen, während M den Koeffizien-

* Wir schildern die Verhältnisse etwas vereinfacht, um das Wesen der Methode deutlich hervortreten zu lassen.

ten der gegenseitigen Induktion bedeutet; dieser ist von der gegenseitigen Lage der beiden Spulen abhängig. Wir verschieben nun die Spule 2 um δs in der Richtung δs parallel zu sich selbst, wobei aber die Spulenströme i_1 und i_2 konstant gehalten werden; durch diese Verschiebung ändert sich M um δM und W_m um δW_m , hingegen bleiben die Koeffizienten der Selbstinduktion L_1 und L_2 umgeändert; also ist

$$\delta W_m = \frac{\partial M}{\partial s} \delta s i_1 i_2. \quad (90)$$

Sind u_1 und u_2 die Klemmenspannungen, die den Spulenstromkreisen von den Widerständen R_1 und R_2 aufgedrückt werden müssen, um die Ströme i_1 und i_2 zu erzeugen, so lange beide Spulen ihre Lage nicht ändern, so gilt

$$u_1 = i_1 R_1, \quad u_2 = i_2 R_2 \quad \text{oder} \\ u_1 i_1 dt = i_1^2 R_1 dt, \quad u_2 i_2 dt = i_2^2 R_2 dt. \quad (91)$$

Während der Verschiebung der beweglichen Spule S_2 um das Wegelement δs ändern sich die von beiden Spulen umschlungenen Felder, so daß in der Spule 1 eine EMK der gegenseitigen Induktion e_{12} , in der Spule 2 eine EMK der gegenseitigen Induktion e_{21} induziert wird; diese EMK-te würden eine Änderung der Stromstärken i_1 und i_2 zur Folge haben, um sie, wie vorausgesetzt, konstant zu halten, müssen wir eine zusätzliche Klemmenspannung u_1' auf den ersten, u_2' auf den zweiten Stromkreis wirken lassen; während der Verschiebung der Spule 2 gelten dann die Gleichungen

$u_1 + u_1' + e_{12} = i_1 R_1$ mit $u_1' = -e_{12}$; dabei ist

$$e_{12} = -w_1 \frac{d\Phi_{21}}{dt} \quad \text{und da } w_1 \Phi_{21} = M i_2$$

gilt bei konstantem Strom i_2

$$w_1 \frac{d\Phi_{21}}{dt} = i_2 \frac{dM}{dt}, \quad \text{also } e_{12} = -i_2 \frac{dM}{dt},$$

und daher

$$u_1 + u_1' = i_1 R_1 + i_2 \frac{dM}{dt}$$

$u_1 i_1 dt + u_1' i_1 dt = i_1^2 R_1 dt + i_1 i_2 dM$
und wegen Gl. (91)

$u_1' i_1 dt = i_1 i_2 dM$ und ebenso $u_2' i_2 dt = i_1 i_2 dM$.

Die Summe dieser beiden Energiebeträge

$$\delta W_e = u_1' i_1 dt + u_2' i_2 dt = 2 i_1 i_2 dM \quad (92)$$

stellt den Mehraufwand an elektrischer Energie dar, der während der Bewegung der Spule 2 im Zeitelement dt notwendig ist, um die Ströme i_1 und i_2 konstant zu halten; er wird verwendet zur Erhöhung der Energie des Magnetfeldes δW_m und zur Deckung der bei der Verschiebung der Spule gewonnenen mechanischen Arbeit $\delta W = F_s \delta s$; also ist

$$\delta W_e = \delta W_m + F_s \delta s \\ 2 i_1 i_2 \frac{\partial M}{\partial s} \delta s = i_1 i_2 \frac{\partial M}{\partial s} \delta s + F_s \delta s \\ F_s = i_1 i_2 \frac{\partial M}{\partial s} \quad (93)$$

Wie man sieht, ist bei gleichgerichteten Strömen F_s positiv, d. h. hat die Richtung von δs , wenn der Induktionskoeffizient M durch die Verschiebung größer wird (gleichgerichtete Ströme ziehen sich an).

Im Falle der Stromwaage haben wir, Abb. 5, zwei feste Spulen S_1 und S_1' und eine bewegliche Spule S_2 ; die Induktionskoeffizienten seien M und M' ; die Spulen sind so geschaltet, daß alle drei Spulen vom selben Strom i , jedoch so durchflossen werden, daß die Stromrichtung in S_1 und S_2 dieselbe, in S_1' jedoch die entgegengesetzte, ist

$$i_1 = i_2 = i, \quad i_1' = -i.$$

Alle Spulen sind rotationssymmetrisch zur z-Achse, so daß die größte Kraft in der Richtung der (negativen) z-Achse auftreten muß. Wir wählen $\delta s = \delta z$ (Richtung der positiven z-Achse). Nach (99) ist also die Kraft F_1 , mit der die Spule 1 auf die bewegliche Spule z wirkt.

$$F_1 = i_2 \frac{\partial M}{\partial z} \quad \text{jedoch ist } \frac{\partial M}{\partial z} < 0,$$

so daß wir auch schreiben können

$$F_1 = -i^2 \left| \frac{\partial M}{\partial z} \right|,$$

also tatsächlich vertikal nach abwärts gerichtet, die Kraft F_2 mit der die Spule S_1' auf S_2 wirkt, ergibt sich mit

$$F_2 = -i^2 \frac{\partial M'}{\partial z}$$

ebenfalls, vertikal nach abwärts gerichtet, da M' mit zunehmendem z zunimmt; somit ist die resultierende Kraft, die vertikal nach abwärts auf die bewegliche Spule wirkt

$$F = -i^2 \left(\left| \frac{\partial M}{\partial z} \right| + \frac{\partial M'}{\partial z} \right). \quad (94)$$

Durch Auflegen von Gewichtsstücken der Gesamtmasse m auf die andere Waagschale wird Gleichgewicht hergestellt, so daß

$$i^2 \left(\left| \frac{\partial M}{\partial z} \right| + \frac{\partial M'}{\partial z} \right) = mg \quad (95)$$

$$i = \sqrt{\frac{mg}{\left| \frac{\partial M}{\partial z} \right| + \frac{\partial M'}{\partial z}}}. \quad (96)$$

Damit haben wir die Strommessung in absoluten Einheiten auf eine Wägung zurückgeführt; die Spulen müssen so gebaut sein, daß die Induktionskoeffizienten M und M' mit der erforderlichen höchsten Genauigkeit berechnet werden können; die Schwerebeschleunigung g muß ebenso genau bekannt sein.

Ebenso wie bei den anderen besprochenen Verfahren der Realisierung der absoluten Einheiten, können wir auch hier auf die Feinheiten der Messung nicht im entferntesten eingehen. Es sei nur erwähnt, daß die Fragen ob ein- oder mehrlagige Spulen noch nicht vollständig entschieden sind. Mehrlagige Spulen ergeben größere Kräfte, sind

aber schwerer mit der erforderlichen Genauigkeit herzustellen und auszumessen. Die Anordnung von Spulen auf beiden Seiten der Waage bringt die doppelte Kraft und hat den weiteren Vorteil, daß die Einwirkung der von den erwärmten Spulen aufsteigenden Luftströmungen auf die Waage nahezu kompensiert wird; hingegen ist die Beeinflussung der beweglichen Spule auf der einen Seite durch die Spulen auf der anderen Seite der Waage sehr schwer genau zu berücksichtigen.

Läßt man den mittels der Stromwaage in absoluten Einheiten ausgemessenen Strom durch einen Widerstand fließen, dessen Wert in absoluten Einheiten ebenfalls bekannt ist, so kann die EMK eines Normalelementes in absoluten Spannungseinheiten angegeben werden.

Literatur:

¹ Bridgman, Theorie der physikalischen Dimensionen. S. 22. Leipzig-Berlin: Teubner. 1932; Bodea, Das Kalantaroff-Giorgische Maßsystem. München-Berlin: Oldenbourg. 1943. — ² G. Oberdorfer, Das natürliche Maßsystem. Wien: Springer-Verlag. 1949. — ³ O. Piechl, Die Systematik der physikalischen Maßeinheiten. Industrie und Technik (1946) S. 1. — ⁴ Ähnliche Wege gehen: F. Kohlrausch, Ausgew. Kapitel der Physik, IV. (Elektrizität) Wien: Springer-Verlag. 1948. S. 18; U. Stille, Rationale und nichtrationale Behandlung der elektromagnetischen Felder, Abhandlungen der Braunschweigischen Wissenschaftlichen Gesellschaft. B. I, Nr. 1, 1949. S. 38. — ⁵ Vgl. F. B. Silsbee, Establishment and Maintenance of the Electrical Units in National Bureau of Standards Circular 475, Juni 1949; dort auch ausführliche Literaturangaben. — ⁶ L. Lorenz, Pogg. Ann. 149 (1873) S. 251.

Rundschau

Theoretische Elektrotechnik

Eine neue Beobachtungsmethode für sich wiederholende Vorgänge: Die Methode der Integralkurven. Von Dr. scient. F. Perrier.

Prinzip der Methode. Die übliche Beobachtung des Verlaufes einer physikalischen Größe besteht in deren Darstellung als Funktion einer zweiten, ebenfalls veränderlichen Größe, in einem meist rechtwinkligen Koordinatensystem. Obwohl bei dieser Art der Aufzeichnung die Schwierigkeiten dann beginnen, wenn zwei verglichene periodische Größen verschiedene und nicht ineinander aufgehende, oder nicht stabile Perioden haben, ist diese Beobachtungsweise, besonders durch den Kathodenstrahloszillographen, die allgemein angewendete geworden.

Die hier gezeigte neue Methode besteht darin, die untersuchte Größe mit ihrer Ableitung nach der Zeit zu vergleichen, derart, daß die Ableitung der Größe nach der Zeit als Funktion des zugehörigen Funktionswertes dieser Größe erscheint. Der Vorteil dieser Beobachtungsweise tritt dann hervor, wenn der beobachtete Vorgang sich in ungleichen Zeitabschnitten identisch wiederholt und die Festhaltung des Einzelvorganges schwer oder nicht möglich, oder zwecks Ermittlung des Durchschnittes oder visueller Beobachtung nicht erwünscht ist. Der übliche Vergleich zweier Größen verschiedenen Ursprunges ist dann wegen der Nichtperiodizität des Vorganges schwierig oder undurchführbar. Bei dieser Methode aber entspricht der Wiederkehr der Größe und ihrer Ableitung stets der gleiche Kurvenpunkt an der gleichen Stelle des Leuchtschirms; die Nichtperiodizität des Vorganges ändert die Darstellungskurve nicht, die unbeweglich auf dem Schirm stehen bleibt. Die Kurven der Einzelvorgänge sind streng überlagert. Dies erlaubt eine bequeme visuelle Beobachtung, eine photographische Aufnahme mit sehr langen Belichtungszeiten, und, bei Abweichungen der Einzelvorgänge voneinander, eine bequeme Bestimmung der Mittelwerte und der Schwankungen um dieselben. Diese Vorteile bietet jede Kurve, welche die Zeit nicht explizit enthält und die Berechnung der Funktion der Zeit sowie ihrer Ableitung nach der Zeit zuläßt.

Die Kurve $t, f(t)$ der untersuchten Größe nach der Zeit heißt erzeugende Kurve, und die Kurve $f(t), f'(t)$, mit der untersuchten Größe als Abszisse und ihrer Ableitung nach der Zeit als Ordinate, heißt Integralkurve, da ihre Gleichung durch Integration erhalten wird. Nach ihr ist die Methode benannt.

Zur Anwendung im Oszillographen wird die Spannung v , welche die zu untersuchende Größe selbst ist oder dieselbe darstellt, über einen mit einem Kondensator C in Reihe liegenden Widerstand R , mit gemeinsamer Klemme zwischen den beiden, zum Stromkreis geschlossen. Die Platten der waagrechten Ablenkung x liegen am Kondensator C , die der lotrechten Ablenkung y am Widerstand R . Bei Voraussetzung gleicher Ablenkempfindlichkeit für beide Richtungen — die praktisch meist verschiedene Empfindlichkeit ist jedesmal entsprechend zu berücksichtigen — folgen aus der Gleichheit des Stromes in Kondensator und Widerstand für die beiden Ablenkspannungen x und y , bzw. die Ablenkungen selbst, die Beziehungen

$$v = x + y, \quad (1)$$

$$y = CR \cdot \frac{dx}{dt}, \quad (2)$$

$$v = f(t). \quad (3)$$

Die Ordinate y der Integralkurve ergibt sich demnach proportional der Ableitung der Abszisse x nach der Zeit. Wenn hier auch die Koordinaten x und y dem Prinzip der Methode entsprechen, ist nicht die Abszisse x , sondern v die Beobachtungsgröße, was die Zusammenhänge etwas ändert.

Integralkurve und Erzeugende. Ist die Integralkurve durch ihre Gleichung gegeben:

$$g(x, y) = 0, \quad (4)$$

so erhält man die Zeitkurve der Beobachtungsgröße (die erzeugende Kurve der Integralkurve) aus den Beziehungen (1), (2) und (4). Hierzu kann die durch Ableitung von (1) nach t mit Berücksichtigung von (2) erhaltene Beziehung

$$RC \cdot \frac{dy}{dt} = y + y \frac{dy}{dx} \quad (5)$$

mit Vorteil benützt werden.

Kann die Gl. (4) nach $y = h(x)$ aufgelöst werden, so erhält man die Parametergleichungen der erzeugenden Kurve nach x aus den Beziehungen

$$v = x + h(x), \quad (1')$$

$$dt = CR \cdot \frac{dx}{h(x)}. \quad (6)$$

Wie die willkürliche Integrationskonstante für (6) zeigt, wird die erzeugende Kraft unabhängig vom Zeitursprung erhalten. Dies beweist die Überlagerung der Kurven der Einzelvorgänge in der Integralkurve. Ferner kann mittels (6) die Dauer des Einzelvorganges oder

eines Teiles davon aus der Integralkurve errechnet werden, außer bei Kurven mit singulären Punkten.

Liegt die Integralkurve als solche vor, so läßt sich entweder deren Gleichung erkennen, bzw. empirisch bestimmen und wie vorhin vorgehen; oft aber kann die Zeitkurve der Beobachtungsgröße graphisch aus der Integralkurve erhalten werden. Entsprechen die üblichen positiven Koordinatenrichtungen den wachsenden Größen, so durchläuft der Lichtfleck die Integralkurve im Uhrzeigersinn. Aus den Beziehungen (1), (2) und (5) ergibt sich dann die Ordinate jedes Punktes der Erzeugenden gleich der Summe von Abszisse und Ordinate des entsprechenden Punktes der Integralkurve, wobei der Abszissenursprung der Integralkurve und die Abszisse des ersten Punktes der Erzeugenden willkürlich sind. Der Unterschied der Abszissen zweier aufeinanderfolgender Punkte der Erzeugenden ist gleich dem doppelten Produkt aus CR mal dem Abszissenunterschied der entsprechenden Punkte der Integralkurve, geteilt durch die Summe von deren Ordinaten. Die Länge der Tangente für jeden Punkt der Erzeugenden ist gleich dem Produkt aus $1/CR$ mal der Summe von Ordinate und Subnormale des entsprechenden Punktes der Integralkurve. Diese Konstruktion versagt zwar für die singulären Punkte der Integralkurve, die leicht erkennbar sind und für welche die Ordinate des entsprechenden Punktes der Erzeugenden, bzw. der Funktionswert der untersuchten Größe stationär bleiben; dieser Umstand ist aber kein Hindernis.

Infolge der Art der Abhängigkeit zwischen den Koordinaten der Integralkurve kann dieselbe auf dem Oszillographenschirm in der Höhenrichtung nicht verschoben werden; die Betätigung beider Einstellknöpfe für den Lichtfleck bewirkt eine waagrechte Verschiebung. Da zwei Integralkurven, die sich nur durch eine waagrechte Verschiebung unterscheiden, der gleichen Funktion $f(t)$ entsprechen, lassen sich zwei oder mehrere Vorgänge durch waagrechte Verschiebung ihrer Oszillogramme nacheinander auf derselben Platte festhalten. Weiter ergibt sich aus der Beziehung (5) der waagrechte Verlauf der erzeugenden Kurve an den Stellen, die den Schnittpunkten der Integralkurve mit der Abszissenachse entsprechen, außer, die Integralkurve schneidet die Achse dort rechtwinklig, was meist der Fall ist. Maxima und Minima der Erzeugenden sind aus der Beziehung (1) bestimmbar. Im Gegensatz zur üblichen Registrierung bei voneinander unabhängigen Koordinaten folgt bei der Integralkurvenregistrierung aus der Vergrößerung der einen Koordinate die Verkleinerung der andern. Diese Eigenschaft kann zur Raumaussnutzung des Leuchtschirms und zur Anpassung der Form der Integralkurve an die Untersuchung des schnell und des langsam veränderlichen Teiles des Vorganges ausgewertet werden.

Die Anpassung der Integralkurve selbst an die Schnelligkeit des Gesamtvorganges wird über die Zeitkonstante erreicht: geringes CR für Vorgänge mit hoher Frequenz, großes für langsame Vorgänge. Es wurden so Erscheinungen von wenigen Perioden pro Sekunde bis zu mehreren tausend pro Sekunde beobachtet.

Der Übergang vom erzeugenden Zeitdiagramm der untersuchten Größe zur Integralkurve wird mittels der Beziehungen (1), (2), (3), bzw. (1) und (5) erreicht. Im ersten Fall erhält man die Parametergleichungen nach der Zeit, im zweiten, komplizierteren Fall die Differentialgleichung der Integralkurve. Mit Änderung der Veränderlichen in $x = X - Y$ und $y = Y$ und der Auflösung $f(t) = g(X)$ ergibt sich dieselbe in linearer Form 1. Ordnung:

$$Y + CR \cdot g(X) \cdot Y' = CR \cdot g(X).$$

Anwendungen. Von fünf Fällen praktischer Anwendung der Methode, auf die Sägezahnkurve von Kippschwingungen, die Sinuslinie einer Spannung, die gedämpfte Sinuslinie der Schwingentladung eines Kondensators, die Exponentialfunktion für eine Reihe von Ladungen und Entladungen eines Kondensators über einen Widerstand und auf die Potentialschwankungen in einem Elektrolyten durch den Fall von Quecksilbertropfen in denselben, sind die ersten drei Fälle bemerkenswert.

Die Gleichung der Integralkurve für die Sägezahnkurve von Kippschwingungen ist durch Auswertung der Bestimmungsgleichungen (1) und (5) ableitbar. Die Kurve ist für den geradlinig ansteigenden Teil des Sägezahndiagramms eine nach links oben geöffnete, unsymmetrische Kurve von parabelähnlicher Form, welche die Abszissenachse rechtwinklig schneidet und für den unteren Ast eine waagrechte Asymptote besitzt, während der obere in steilem Winkel zur Abszissenachse verläuft. Dieser Kurventeil kann in einfacher Weise als Hüllkurve seiner Tangenten erhalten werden. Die mit der Zeitablenkeinrichtung des Oszillographen praktisch erhaltenen Kurven beständigen in ihrer Form das theoretische Ergebnis und zeigen die Eigenschaften, die aus dem Prinzip der Integralkurvenmethode folgen. Die hohe Stabilität der beobachteten Kippschwingungen ist durch das Integraloszillogramm einer stark mit der 50 Hz-Netzspannung gekoppelten Sägezahn-Kippschwingung von 200 Hz veranschaulicht, das vier verschiedene Schwingungsarten mit leicht verschiedenen Perioden erkennen läßt. Bei Kenntnis der Zeitkonstanten CR und der Ablenkempfindlichkeit in Volt können an der Integralkurve Zeitintervalle für Teile des Vorganges gemessen werden, und umgekehrt ist bei bekannter Dauer des einmaligen Durchlaufens der Integralkurve eine Kapazität oder ein Widerstand meßbar. Zur genauen Messung ist die Zeit Eichung des Oszillographen erforderlich.

Die Integralkurve der Sinuslinie ist eine Ellipse mit zu den Koordinatenrichtungen parallelen Achsen. Die praktisch erhaltenen Oszillogramme zeigen einen starken Einfluß der Harmonischen, welche an der Integralkurve viel stärkere Verformungen erzeugen, als am Zeitdiagramm. Bei starken Harmonischen treten Umkehrpunkte oder selbst mehrere elliptische Schleifen auf, wie das durch absichtliche Verstärkung der 3. Harmonischen erhalten wurde. Dieser Versuch ist bemerkenswert, da er erkennen läßt, ob die Wirkung des Lichtfleck-Einstellwiderstandes des Zeitablenkkreises auf die Integralkurven vernachlässigt werden kann oder nicht. Auch hier kann aus der Ellipse des Oszillogramms die Kapazität C und der Widerstand R der Schaltung, sowie die Frequenz der beobachteten Sinusschwingung gemessen werden; die numerische Exzentrizität der Oszillogrammellipse ist gleich dem Produkt $CR\omega$, das ist die Zeitkonstante mal der Kreisfrequenz der Sinusschwingung.

Die Integralkurve der gedämpften Sinuslinie für die Schwingentladung eines Kondensators ist eine Spirale, bei der die Enge der Windungen durch die Dämpfung des Schwingkreises bestimmt ist. Genau die gleiche Spiralkurve erhält man für die Koronaentladung zwischen negativer Spitze und positiver Platte. Die beiden Erscheinungen sind also im Wesen identisch. Dies ergibt eine bequeme Messung der Frequenz der Koronaentladungen durch einfache Zählung der Spiralwindungen und Windungsteile der Integralkurve und Eichung der letzteren mittels der Schwingkreisentladung. Für eine gemessene Frequenz von 3,5 kHz entsprach die mit 30 s Belichtungszeit aufgenommene Spiralkurve der Über-

lagerung von mehr als hunderttausend Einzelkurven der einzelnen Entladungen.

Die Integralkurvenaufnahme für die Schwankungen des Potentials in einem Elektrolyten durch das Fallen von Quecksilbertropfen in denselben erwies die Brauchbarkeit der Methode auch für sehr langsame Vorgänge mit wenigen Perioden pro Sekunde (hier drei).

Die Vorteile der Integralkurvenmethode. Die Vorteile dieser Methode ergeben sich aus der Stabilität der Oszillogramme, die im Prinzip der Methode selbst liegt, bei welcher die beobachteten Vorgänge unverändert und unbeeinflusst wiedergegeben werden. Sie sind: die bequeme visuelle Beobachtung und die photographische Aufnahme mit langen Belichtungszeiten, selbst bei Erscheinungen, deren Wiederkehr unregelmäßig erfolgt, ferner der automatische Erhalt sowohl des Durchschnittes einer großen Zahl von Einzelvorgängen als der Schwankungen um diesen Durchschnitt, mit leichter photographischer Trennung der beiden; sodann volle Ausnützung des Leuchtschirms, insbesondere bei nicht periodischen Vorgängen, volle Unabhängigkeit der Integralkurven von Vergleichsvorgängen und deren Unregelmäßigkeiten, und endlich, neben der sehr einfachen Schaltung, die mittels eines einfachen Umschalters erhaltene Möglichkeit des bequemen und fast augenblicklichen Wechsels von der Integralkurvenbeobachtung zur Beobachtung des Zeitdiagramms, zur mehrseitigen Erfassung einer Erscheinung.

Die Integralkurvenmethode eignet sich voraussichtlich auch zur Aufzeichnung nicht vorhersehbarer Übergangerscheinungen, wie die von Blitzschlägen und Überspannungen. Die hier behandelte Schaltung für den Oszillographen ist nur eine von den vielen, die auf dem gleichen Grundprinzip entwickelt werden können. Namentlich kann durch Verwendung einer Induktivität statt eines ohmschen Widerstandes, die zweite Ableitung der untersuchten Größe nach der Zeit in die Beobachtung eingeführt werden.

M. C.

(Revue Générale de l'Electricité 59 [1950] Nr. 8, 6,5 S., 5 Abb.)

Physikalisch begründete geometrische Beziehungen bei Transformatoren und Drosseln. Von V. A. Koželj.

M. Vidmar¹ hat seinerzeit seine bekannte Theorie über geometrische Dimensionen, magnetische und elektrische Belastungen der Transformatoren aufgestellt. Er und andere befassen sich mit der Frage, wie die Dimensionierung der einzelnen Teile des aktiven Eisenkernes und der Wicklung erfolgen soll, so daß die beste Jahreswirtschaftlichkeit resultiert. Ein schlecht dimensionierter Transformator ist unter Umständen leichter und billiger, im Betrieb aber wegen seiner Verluste teurer.

V. A. Koželj gibt eine Antwort auf die Frage, ob zwischen den Transformator dimensionen eine geometrische Abhängigkeit besteht, die von den Ansprüchen der Wirtschaftlichkeit unabhängig ist, also unabhängig von den Preisen des Kupfers, des Eisens und einer kWh. Die reine physikalische Beziehung findet Koželj auf Grund der Gleichung

$$P_0 = U_{i0} N_0 I \quad (1)$$

wo P_0 die Leistung pro Längeneinheit der Säule ist, U_{i0} die induzierte Spannung einer Windung, N_0 die Zahl der Windungen pro Längeneinheit und I die Stromstärke. Gl. (1) können wir in der folgenden Form schreiben

$$P_0 = K r^2 (R - \delta - r), \quad (2)$$

wo K eine Konstante, die die Frequenzen, Dichten usw. enthält, ist. Die Bedeutung des r , R , δ ist aus der Abb. 1

sichtbar. Wenn R , B und die Stromdichte konstant und nur r veränderlich ist, bekommt man den Höchstwert von P_0 , wenn $dP_0/dr = 0$, (2), ist, das heißt, bei $r = 2(R - \delta)/3$. Es ist also die Breite der Wicklung

$$(R - \delta - r) = d = r/2,$$

zu wählen; es ist also die Breite (d) der Wicklung gleich der Hälfte des Eisenkernradius zu machen. In einem solchen Falle beträgt die größte Leistung pro Längeneinheit $P_{0m} = Kr^3/2$, bzw. insgesamt $P = K_1 \cdot r^3 l$ ($K_1 = K/2$). Die Leistung einer Transformatorsäule ist der Länge und der dritten Potenz eines Säulenradius proportional.

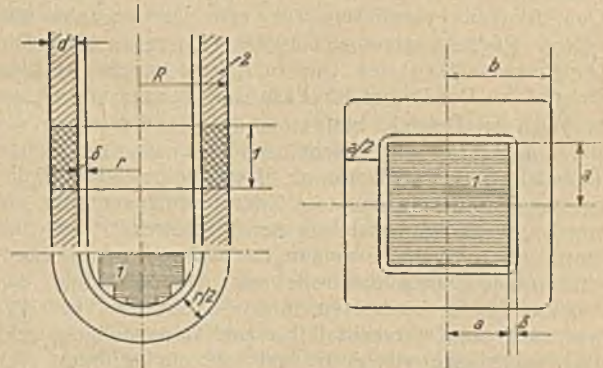


Abb. 1

Abb. 2

Für die viereckige Spulen bekommt Koželj, aus $P_0 = K'a^2(b - \delta - a)$, Abb. 2, die größte Leistung $P_{0m} = K'a^3/2$, und $P = K_2 a^3 l$ ($K_2 = 2K/\pi$), bei

$$a = \frac{2}{3}(b - \delta), \text{ oder } d = a/2.$$

Das heißt, daß die Dicke der beiden Wicklungen zusammen einem Viertel des quadratischen Säulenquerschnittes gleich sein muß.

Aus den Bedingungen der kürzesten Mittellänge der Kraftlinien, das heißt, der magnetische Widerstand ist am geringsten, bekommt der Autor bei der Konstanz B in der Säule und Joche, die geringste Durchflutung bei $r:l = 3:5$ für den Transformator mit zwei Säulen, wobei l die Länge einer Säule ist. Bei Manteltransformatoren berechnet der Autor $r:l = 2:3$. Dieselben Resultate sind auch für Drosseln errechnet, wo man die Bedingung in Betracht nimmt, daß die Induktivität maximal ist.

MBV

(Elektrotehniški vestnik 16 [1948] H. 12, S. 267; 3,5 S., 5 Abb.)

Literatur

- ¹ Die Transformatoren, Springer, Berlin, 1925; s. a. R. Pohl und H. Bohle, ETZ 26 (1905) S. 879 bis 900; F. Unger, Arch. Elektrotech. 33 (1939) S. 143 bis 170; K. Faye-Hansen, Arch. Elektrotech. 34 (1940) S. 121 bis 142; K. Metzler, Arch. Elektrotech. 35 (1941) S. 99 bis 116; T. H. Oddie and J. L. Salpeter, Philips Res. Rep. 2 (1947) S. 281 bis 312; V. Bedjanič, Arch. Elektrotech. 35 (1941) S. 627 bis 642; H. C. Hamaker and Th. Hehenkamp, Philips Res. Rep. 5 (1950) S. 357 bis 394.

Physik

Die Atom-Uhr. Von Dr. O. Macek.

Die aus Kondensatoren und Spulen zusammengesetzten Schwingkreise weisen einen Gütefaktor von etwa 100 auf, der der Quarzplatte entsprechende einen solchen über 100 000, wenn der im Vakuum schwingende Schwingquarz auf geringe Temperaturabhängigkeit geschnitten

und diese überdies in einem Thermostaten unschädlich gemacht wird. Bei allen unseren Zeitmessungen werden, wie bei der Pendeluhr, Schwingungen gezählt. Daher kann der Quarzoszillator zum Antrieb einer noch viel genaueren Synchronuhr, Synchronmotor mit Zeigerwerk benützt werden. Da hierzu Frequenzen von 50 bis 1000 Hz erforderlich sind und die Eigenfrequenz der Quarzschwingquarze 100 kHz beträgt, muß diese Frequenz durch synchronisierte Multivibratoren oder besondere Frequenzteilerkaskaden herabgesetzt werden. Nach einem anderen Verfahren wird die Uhrfrequenz von einem eigenen Generator erzeugt und entsprechend vervielfacht und mittels eines Diskriminators mit der Quarzfrequenz verglichen. Die vom Diskriminator gelieferte Regelspannung stimmt den Generator nach. Die Ganggenauigkeit der Quarzuhr, eine solche ist zum Beispiel im Bundesamt für Eich- und Vermessungswesen in Wien im Betrieb, beträgt in der Regel weniger als 10^{-9} , das heißt, sie weicht im Tage um nur einige Tausendstel einer Sekunde ab. Diese kleinen Abweichungen machen sich in größeren Zeiträumen bemerkbar, sie werden durch Schwankungen der Arbeitsverhältnisse und durch Alterungserscheinungen des Schwingquarzes hervorgerufen. Durch Kontrolle mit der 3,3 Linie des Ammoniakgases können sie in der „Atom-Uhr“ beseitigt werden. Vom Quarzkristall bis zur Ammoniaklinie geht die Wellenlänge von 3 km auf 1,25 cm herunter. Der Bau der Atomuhr war daher nur durch die Entwicklung der Mikrowellentechnik möglich.

Der Gedanke, Resonanzphänomene von Mikrowellen zur Zeitstabilisierung zu verwenden, entstand im Jahre 1945. Spektroskopische Untersuchungen mit Mikrowellen verschiedener Gase ergaben, daß Ammoniak bei einer Wellenlänge von 1,25 cm den weitaus größten Absorptionskoeffizienten besitzt. Die durch die Feinstruktur des Absorptionsspektrums des Ammoniaks gegebenen Nebenlinien stören die Stabilisierung nicht, da ihre Intensität so schwach ist, daß nur eine kaum merkliche Absorption stattfindet, wie aus den Diskriminatorenkurven nach Pound zu ersehen ist. Die Absorption kommt durch Resonanzanregung von Molekülschwingungen zustande, deren Energie im Verhältnis zu dem sonst eine Rolle spielenden optischen Energiequanten des sichtbaren und ultraroten Spektrums sehr gering ist. Aus Gründen der Regelspannungserzeugung ist eine möglichst hohe Mikrowellenenergie erwünscht. Sie ist durch eintretende Sättigung begrenzt, muß aber so groß bleiben, daß das Wärmerauschen des Detektors nicht stärker ist, als die zu messende Mikrowellenspannung. Im allgemeinen steigt die Absorption mit dem Quadrat des Gasdruckes. Die mit dessen Wachsen verbundene Zunahme der Zusammenstöße der Gasmoleküle bedingt aber eine Verbreiterung der Absorptionslinie. Um sie schmal zu halten, verwendet man daher das Gas bei kleinem Druck.

Eine Stabilisierungsschaltung wurde von Pound angegeben. Er verwendete hierbei als „Normalfrequenz“ einen Hohlraumresonator in einer Hohlkabelschaltung, einem „magischen T“. An dessen einem Ende ist als Sender ein Klystron angekoppelt, dessen Eigenschaft, daß eine Änderung der an seiner Reflexelektrode liegenden Gleichspannung eine Frequenzänderung zur Folge hat (Reflexklystron), zur Frequenzstabilisierung ausgenutzt wird. Die Oszillatorfrequenz erzeugt im Diskriminator eine positive oder negative Regelgleichspannung, die bei Übereinstimmung mit der Resonatorfrequenz Null ist. Um dies zu erreichen, werden zwei Wellenzüge überlagert, deren erster über einen Hohlkabelstutzen der Länge x , der zweite über einen der Länge $x - \lambda/8$, mit dem Hohlraumresonanzkreis an seinem Ende zum Detektor-

kristall B gelangt. An diesem addieren sich beide Wellen geometrisch entsprechend ihrer Phasenverschiebung, wobei die zweite am Resonator reflektierte Welle stark von der Oszillatorfrequenz abhängig ist. Die von dem Detektor A nahe dem Eingang des Stabilisierungskreises und dem Detektor B gelieferten Gleichspannungen werden so addiert, daß bei Übereinstimmung der Frequenzen die Regelspannung Null wird, wobei der Hohlraumresonator einen beträchtlichen Teil der Mikrowellenenergie absorbiert. Andernfalls tritt bei der Reflexion eine scharfe Phasenverschiebung und Amplitudenänderung ein.

Eine Neuerung war es, statt des Hohlkabelstutzens mit dem Hohlraumresonator als Abschluß ein mit Ammoniak unter geringem Druck gefülltes, mit einem Glimmerfenster abgetrenntes Hohlkabelstück zu verwenden. Die Selektivität (Resonanzschärfe) des Hohlkabelresonanzkreis-Stabilisators ist größer, doch ist der „Spektral-Diskriminator“ stabiler, besonders über längere Zeitperioden. Letzterer ist nur für die Resonanzfrequenz des verwendeten absorbierenden Gases (z. B. bei der 3,3-Linie des Ammoniak die Frequenz $f = 23\,870,13$ MHz) brauchbar. Will man eine beliebige Frequenz stabilisieren, so muß man sie zur Absorptionsfrequenz in irgend eine Beziehung bringen. Dies kann mit einer Oberwelle der zu stabilisierenden Frequenz oder einer durch Mischung mit einer zweiten Frequenz erhaltenen Oberwelle erfolgen, die mit der Eigenfrequenz des Diskriminators zusammenfällt.

Nach einer anderen Methode wird ein Hilfs-(Such-)oszillator oder mit ihm eine seiner Oberwellen nach einer Sägezahnkurve über die Absorptionsfrequenz des Gases und die Frequenz des zu stabilisierenden Oszillators (Klystron) frequenzmoduliert (gewobbel). Ein am Ende des Absorptionsrohres angebrachter Detektor liefert beim Durchgang durch die Absorptionsfrequenz einen Impuls. Mit der Frequenz des Hauptoszillators bildet sich eine veränderliche Überlagerungsfrequenz, die durch einen Verstärker mit bestimmtem Frequenzgang geschickt wird, der nur einen schmalen Frequenzbereich durchläßt. Die durch Gleichrichtung erhaltene Einhüllende des Verstärker- bzw. Gleichrichterausganges ist dann ebenfalls eine Impulskurve. Der Hauptoszillator hat die richtige Frequenz, wenn die beiden Impulszacken auf dem Leuchtschirm einer Kathodenstrahlröhre zusammenfallen, andernfalls ist der Hauptoszillator nachzustimmen.

Wählt man eine Zwischenfrequenz für den Mischverstärker zwischen Hilfs- und Hauptoszillator, dann liegt bei Übereinstimmung der Frequenzen der zugehörige Zacken um eine der Zwischenfrequenz entsprechende Strecke neben dem Zacken der Absorptionsfrequenz, wenn nicht, muß der Hauptoszillator nachgestimmt werden. Statt der Sichtbarmachung der Abstände der beiden Impulse — oder in Bezug auf die Frequenz der Kipp-schwingung betrachtet, ihren Phasenunterschied — durch eine Kathodenstrahlröhre kann man einen „Phasendiskriminator“ verwenden, der eine Gleich-Regelspannung liefert, deren Vorzeichen und Betrag mit der Phasenverschiebung der beiden Impulse in eindeutiger Beziehung steht. Die Regelspannung kann zur Steuerung der Frequenz des Klystrons auf die Absorptionsfrequenz des Gases verwendet werden. Sie kann in einfacher Weise aus den periodischen, zeitmodulierten Impulsen genommen werden, indem diese einen Univibrator auslösen, der rechteckförmige Spannungen mit den Impulsfolgezeiten entsprechenden Längen der Rechteckgrundseiten liefert. Diese Spannungen laden einen Kondensator, der sich über einen Widerstand wieder entlädt, entsprechend der Rechtecklänge zu einer stärkeren oder schwächeren Spannung auf. Die nach Siebung erhaltene veränderliche Gleichspannung kann — nach entsprechender Verstär-

kung — zur Steuerung eines Reflexklystron verwendet werden. Die Stabilität eines Systems mit Mikrowellenstabilisator hängt von der Größe der pro Megahertz Frequenzabweichung aus dem Diskriminator erhältlichen Regelspannung und dessen Zeitauflösung ab. Dieser ist in das Gebiet niedriger Frequenzen verlagert, da zur Einschwingung von Kreisen hoher Güte eine niedere Wobbelfrequenz erforderlich ist. Zur Herstellung der Festfrequenz muß aber ein Oszillator, ein Schwingquarz, verwendet werden, der innerhalb der Periode der Wobbelfrequenz, also zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen, konstant ist.

Die „Atom-Uhr“ des U. S. Bureau of Standards verwendet im Prinzip eine Schaltung nach dem Blockschema (Abb. 1). In den frequenzbestimmenden Kreis eines 100 kHz-Quarzgenerators ist eine Reaktanzröhre eingebaut. Die vervielfachte Frequenz des Generators wird in

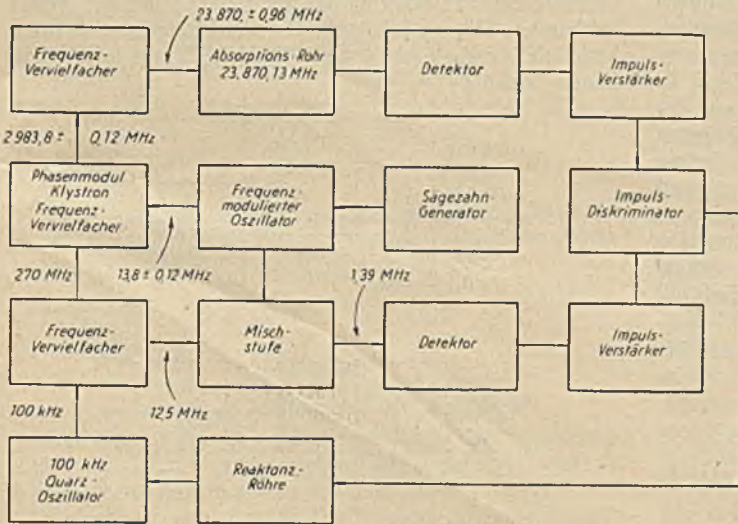


Abb. 1

einem Klystron bei etwa 10 cm Wellenlänge frequenzmoduliert und noch einmal vervielfacht bis ihr Frequenzhub die Ammoniakfrequenz enthält. Der beim Durchgang durch die Absorptionsfrequenz des in einem Hohlkabel unter geringem Druck befindlichen Ammoniakgases entstehende Impuls wird verstärkt und dem Phasendiskriminator zugeführt. Ein zweiter Impuls wird aus der Mischung einer Oberwelle des Quarzgenerators mit einer frequenzmodulierten Hilfsfrequenz (dieselbe, die das Klystron frequenzmoduliert) erhalten. Die Überlagerungsfrequenz von 1,39 MHz wird verstärkt, gleichgerichtet und ebenfalls dem Impulsdiskriminator zugeführt. Die so erhaltene, der Phasendifferenz der beiden Impulse verhältnismäßige Regelspannung wird der Reaktanzröhre zugeführt und bewirkt, daß die Frequenz des Quarzoszillators so verändert wird, daß seine 2970. Oberwelle mit 13,8 bis 0,12 MHz gemischt und noch achtmal vervielfacht, genau mit der Absorptionsfrequenz 23 870,13 MHz des Ammoniaks zusammenfällt.

Damit ist unser Zeitnormal an eine konstante physikalische Größe, eine Eigenfrequenz angeschlossen, wie unser Längennormal an die Wellenlänge der roten Cadmiumlinie im Vakuum ($6438,470 \cdot 10^{-8}$ cm). Mit der Atomuhr ist es möglich, genaueste Zeitmessungen über lange Zeiträume mit einem Fehler von nicht mehr als 1 Sekunde in 300 Jahren zu machen und auch Aufgaben der Navigation leichter zu lösen. Durch die Technik der Stabilisierung von Mikrowellen können weit mehr Mikrowellen-

sender in einem vorgegebenen Wellenband untergebracht werden als bisher. Andererseits kann unsere Kenntnis des Verhaltens der Absorptionsfrequenzen selbst und damit des Gebietes der Molekülphysik und Mikrowellenspektroskopie vertieft werden. Dr. A. Boltzmann (Elektrotechnik 5 [1951], H. 2, S. 82 bis 87, mit 9 Abb.)

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Ultraschallwellen in Flüssigkeitsgemischen. Von Daniele Sette.

Die vorliegende Arbeit bedeutet eine wertvolle Übersicht über die bisher an binären und ternären Flüssigkeitsgemischen angestellten Untersuchungen. Die Ergebnisse werden gruppenweise besprochen und durch ausführliche Tabellen oder Kurven ergänzt.

Die Schallgeschwindigkeit eines Stoffes hängt durch die Beziehung

$$c^2 = 1/\rho \beta_{ad} \quad (\rho \text{ Dichte})$$

mit der adiabatischen Kompressibilität β_{ad} zusammen. Schallgeschwindigkeitsmessungen liefern daher in erster Linie genaue Werte der Kompressibilität und ihrer Abhängigkeit von der Temperatur. Die Kompressibilität wiederum ist eng mit der Struktur des Stoffes verknüpft. Flüssigkeitsgemische sind im Hinblick auf die intermolekularen Kräfte besonders aufschlußreich, denn sie gestatten das Studium der Strukturänderung als Folge des allmählichen Überganges von einer Komponente zur anderen.

Als Beispiel sei hier kurz auf das Gemisch Aethylalkohol-Benzol eingegangen: Alkohol stellt eine stark assoziierende Flüssigkeit dar, während Benzol infolge seiner besonders hohen Polarisierbarkeit stark zur Dissoziation neigt. Wenn nun die Alkoholkonzentration gering ist, dann wird die resultierende Kompressibilität durch zwei gegenläufige Effekte bestimmt. Einerseits ist die Kohäsionsenergie im Vergleich zu der einer idealen Mischung kleiner, da die Alkoholmoleküle so weit voneinander entfernt sind, daß ihre gegenseitige

Dipolwirkung bedeutungslos ist. Andererseits ist sie als Folge der starken Polarisierbarkeit des Benzols im Zusammenwirken mit dem hohen Dipolmoment des Alkoholes größer. Die Überlagerung beider Erscheinungen führt zu einer gegenüber dem linearen Mischungsgesetz erhöhten Kohäsionsenergie und damit zu einer verringerten Kompressibilität. Wird nun der Alkoholgehalt der Mischung vermehrt, so wachsen die Anziehungskräfte zwischen den Alkoholmolekülen; sie würden schließlich eine Assoziation herbeiführen, wenn dieser Vorgang nicht durch die dissoziierende Wirkung des Benzols verhindert würde. Diese verhinderte Assoziation erhöht die Kohäsionsenergie und die Kompressibilität sinkt unter den Mischungswert. Vergrößert man den Prozentsatz von Alkohol um ein weiteres, dann reicht die Zahl der vorhandenen Benzolmoleküle nicht mehr aus, die Assoziation des Alkohols zu verhindern und die Kompressibilität nähert sich der des reinen Alkohols.

E. Skudrzyk

(La Ricerca Scientifica 19 [1949] H. 11—12, S. 1338 bis 1379, 54 Abb. 5 Tabellen.)

Kraftwerke

Das Loch-Sloy-Wasserkraftwerk

In Nord-Schottland wurde in Anwesenheit der Königin das 30 km NW von Glasgow gelegene Loch-Sloy-Kraftwerk nach siebenjähriger Bauzeit in Betrieb gesetzt. Sein Einzugsgebiet von 60 km² mit einer jährlichen

Niederschlagsmenge von rd. 3 m entwässert zum Loch-Sloy-See, dessen Fassungsraum durch eine 400 m lange bis 50 m hohe Staumauer auf einen Fassungsraum für 120 Millionen kWh vergrößert wurde. Durch einen 2,6 km langen, ausbetonierten Tunnel von 5 m Durchmesser wird das Wasser mittels der 500 m langen Druckrohrleitung dem an den Ufern des Loch Lom gelegenen Kraftwerk zugeleitet. Das für Francis-Turbinen verhältnismäßig hohe Gefälle von 300 m wird in vier Turbinen von je 46 000 PS verarbeitet. Das aus nur einem Gußstück bestehende Spiralgehäuse wiegt 30 t. Turbine und die Generatoren mit senkrechter Weile sind dreifach gelagert, ihre großen Schwungmassen werden mit Druckluftbremsen still gesetzt. Synchronauslässe leiten das Wasser bei plötzlicher Schließung des Turbineneinlasses um. Jeder der 32,5 MW-Generatoren trägt am oberen Wellenrande seine Erregermaschine. Gegen Generatorbrände ist CO_2 -Feuerlöschung vorgesehen, die für den Anfang eine 50%ige und durch 30 min eine 30%ige Konzentration sichert. Jeder Generator ist mit seinem 11/132 kV-Aufspanner mit wassergekühltem Ölumlaufl verbunden. Freileitungen führen zu der 1,5 km entfernten Freileitungsschaltstation. Diese Öl-schalter, deren Ölinhalt durch besondere Einrichtungen auf 600 Gallonen ermäßigt werden konnte, haben 1500 MVA Abschaltvermögen. Die Fernsteuerung wird elektrisch mit 50 V Gleichstrom mit 20 mA — eine in dieser Art erstmalige Ausführung — betätigt. Eine 168 Alarmmöglichkeiten berücksichtigende Anlage sichert den ungestörten Betrieb. Ein farbiges Blindschaltbild vervollständigt den Schaltraum.

V. H.

(El. Times, 26. Okt. 1950, Bd. 118, Nr. 3077, S. 648 bis 651, 7 Abb.)

Gleichrichter

Direkt zeigende Brennspannungsmeßgeräte für Großgleichrichter. Von K. Müller-Lübeck.

Die als Brennspannung bezeichnete Lichtbogen-spannung eines im normalen Betrieb befindlichen Gleichrichters ist die wichtigste Betriebsgröße eines Gleichrichtergefäßes und für die richtige Temperaturhaltung entscheidend. Für pumpenlose Gleichrichter bietet die Überwachung der Brennspannung den einzigen Einblick in die strommäßigen Funktionen des Gefäßes überhaupt. Es wird ein Gerät beschrieben, das bei abgetrennter Sperrspannung das Oszillographieren mit Kathodenstrahl wie mit Schleifenoszillographen gestattet, sowie zur direkten Angabe des Höchstwertes oder des zeitlichen Mittelwertes der Brennspannung und zum Anschluß von Signalgeräten geeignet ist. Diese Geräte sind in normaler Ausführung bis etwa 1500 Volt verwendbar. In der Schaltung werden aus Gründen der Meßgenauigkeit ausschließlich Hochvakuumröhren verwendet, wobei die schwieriger zu beherrschende negative Sperrspannung von den Röhren ferngehalten wird, damit die eigene Anodenspannung der Röhren in die Messung praktisch nicht eingeht.

Die Abb. 1 charakterisiert die drei Schaltungsmöglichkeiten des Gerätes. Allen drei Schaltungen gemeinsam sind zunächst die zur Abtrennung der negativen Sperrspannung dienenden Eingangsdiolen D_1 und D_2 mit den Vorwiderständen R_1 und R_2 , von denen der erste ein Hochleistungswiderstand von 100 K Ohm ist. Die Dioden sind so gepolt, daß sie bei Erscheinen der negativen Sperrspannung stromführend werden. An der Diode D_2 liegt dann bei richtiger Bemessung entweder Null oder einige Zehntel Volt positiv oder negativ Spannung. Bei positiver Anodenspannung sind die Dioden stromlos und

die Eingangsspannung liegt über dem Vorwiderstand $R_1 + R_2$ an der Diode D_2 . Allen drei Schaltungen gemeinsam ist weiterhin die als sogenannter Kathodenverstärker geschaltete Pentode P, deren Merkmal der kathoden-seitig liegende Arbeitswiderstand R_k ist. Sie hat die Aufgabe, die an D_2 erscheinende Brennspannung ohne Stromentnahme, mithin ohne Spannungsabfälle an den Widerständen R_1 und R_2 praktisch linear auf den Spannungsmesser oder einen anderen Meßkreis zu übertragen. Durch eine Hilfsspannung läßt sich genaue Proportionalität zwischen der Eingangsspannung an der Diode D_2 und der Ausgangsspannung erreichen. Der Nullpunkt wird hierbei mit einem Potentiometer eingestellt und damit dem Steuergitter der Pentode eine solche Vorspannung erteilt, daß die sogenannte „Kathodenruhespannung“ bei Diodenspannung Null gleich der genannten Hilfsspannung wird. Um entsprechend hohe Eingangsspannungen linearer übertragen zu können, ist beim Oszillographieren das Schirmgitter der Pentode mit der Anode verbunden. Die unter diesen Umständen erzielte Arbeitskennlinie verläuft bis etwa 100 Volt Eingangsspannung genau linear.

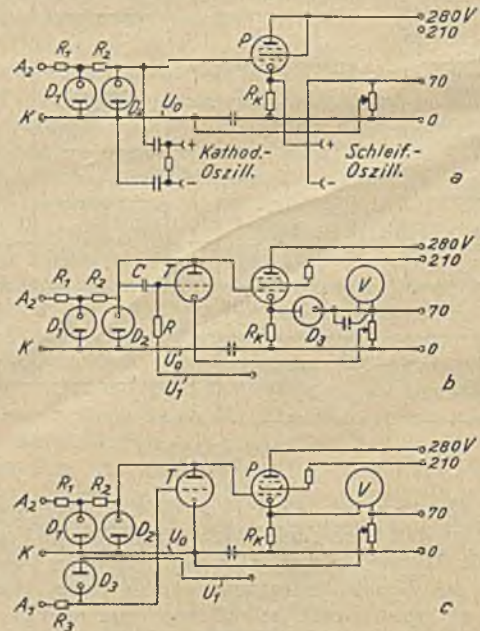


Abb. 1

Bei der Brennspannungshöchstwertmessung wird eine Steuereinrichtung zur Auslöschung der positiven Anodenspannung im Bereich der Zündverzögerung verwendet. Sie besteht aus einer parallel zur Diode D_2 liegenden Triode, die bei Diodenspannung Null gesperrt ist, jedoch bei Erscheinen der positiven Anodenspannung durch die Kopplungselemente C und R_g des Steuergitters vorübergehend stromführend wird. Dieser Triodenstrom führt wegen der Spannungsabfälle an den Widerständen $R_1 + R_2$ zum Zusammenbruch der Diodenspannung. Der Höchstwert selbst wird über die Diode D_3 und den Ladekondensator mit dem Voltmeter V gemessen. Diese Meßmethode erfordert den Anschluß von jeweils nur einer Anode des Gleichrichters. Bei der Mittelwertmessung erfolgt die Nullsteuerung der positiven Anodenspannung mit der gleichen Triode wie zuvor, nur kommt es jetzt darauf an, die Brennspannung über eine unabhängige feste Zeitdauer beispielsweise 120° auf den anzeigenden Spannungsmesser wirken zu lassen.

Das Oszillographieren des Anodenstroms kann mit der Schaltung nach Abb. 1 a vorgenommen werden. Hierzu

verwendet man einen Stromwandler mit kurzgeschlossener Sekundärwicklung, der noch eine zweite offene Sekundärwicklung besitzt. An dieser Wicklung tritt eine dem Anodenstrom kurvengleiche Spannung mit „verlorener Gleichspannungskomponente“ auf. Legt man diese Spannung an die Anschlußbuchsen für „Kathodenstrahloszillograph“ und überbrückt man die Diode D_2 mit einem hochohmigen Widerstand, so wird die Spannung durch den auftretenden Audioneffekt im Sinne der Wiederherstellung ihrer ursprünglichen Gleichstromkomponente versetzt, so daß an den Buchsen für „Schleifenoszillograph“ das genaue Abbild des Anodenstromes erscheint. Mit einem zweckdienlich gesteuerten und an einen anodenseitigen Shunt angeschlossenen Zwischenverstärker ist es auch möglich, mit dem Brennspannungsmeßgerät den Rückstrom des Stromrichtergerätes zu oszillographieren.

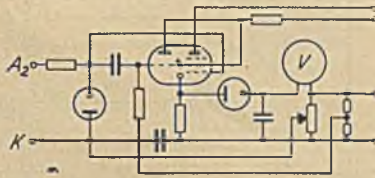


Abb. 2

Eine vereinfachte Schaltung des Brennspannungshöchstwertmeßgerätes, das eventuell für stationär einzubauende Geräte in Frage kommt, zeigt Abb. 2.

Dr. O. Maresch

(ETZ. 72 [1951], H. 2, S. 47 bis 50, 8 Abb.)

Leitungen

Über die Freileitungslegierung Aldrey

Der hohe Preis des Kupfers und die Notwendigkeit, dieses wichtige Metall vielfach aus dem Ausland zu beziehen, veranlaßte schon vor dem ersten Weltkrieg die Leitungsbauer vor allem in Deutschland, aber bald sogar im kupferreichen Amerika, für Freileitungen Aluminiumseile zu verwenden.^{1, 2, 3, 4, 5} Die Leitfähigkeit des Aluminiums ist etwa halb so groß wie die des Kupfers, die spezifischen Gewichte verhalten sich wie 1 : 3, so daß selbst das widerstandsgleiche Aluminiumseil bei einem Querschnittsverhältnis von 1 : 1,6 (Durchmesser 1 : 1,27) nur halb so schwer wie ein Kupferseil ist und demnach Preisparität bei einem Aluminiumpreis von 200% des Kupferpreises erreicht werden würde. Es ist aber noch zu berücksichtigen, daß die verhältnismäßig geringe Zugfestigkeit von 16 bis 20 kg/mm² des für Freileitungen verwendeten Aluminiums dieses für die üblichen Weispannungsleitungen ungeeignet macht. Man ist deshalb schon frühzeitig zur Verwendung von Stahl-Aluminiumseilen übergegangen. Das Querschnittsverhältnis von Stahl zu Aluminium bewegt sich dabei zwischen 1 : 4 bis 1 : 6, so daß für den Gesamtquerschnitt durchschnittliche Zerreißfestigkeiten von 30 bis 45 kg/mm² erreicht werden. Nachteile der Stahl-Aluminium-Seile sind ihr größeres Gewicht und der durch die Querschnittsvergrößerung bedingte erhöhte Winddruck, wodurch wiederum die Mastkonstruktion verteuert wird; ferner größere Steifheit und geringerer Altmaterialwert.

Seit 1926 ist mit gutem Erfolg an Stelle von Stahl-Aluminium die Spezialfreileitungslegierung Aldrey (Al-Mg-Si-Fe) verwendet worden^{6, 7}, die all diese Nachteile nicht aufweist, jedoch wegen ihres etwas höheren Preises zur Zeit in Österreich weniger verwendet wird. Aldrey besitzt gegenüber Reinaluminium eine um 10% geringere Leitfähigkeit (30 bis 33 m/Ohm·mm²) bei fast doppelter Zerreißfähigkeit (30 bis 36 kg/mm²). Eine

Übersicht über die wesentlichen Eigenschaften von Kupfer-, Aluminium-, Aldrey- und Stahl-Aluminium-Seilen ist in Tab. 1 gegeben.

Tabelle 1

	Kupfer	Aluminium	Aldrey	Aluminium Stahl- (1 : 4,3)
Querschnitt	100	160	180	200
Gewicht	100	50	55	80
Festigkeit	100	70	140	160
Reißlänge	100	150	260	240
Durchhang (2 kg/m Schnee)	100	120	60	80
Koronaspannung	100	130	135	140

Aldrey ist eine sogenannte aushärtbare Legierung^{11, 12, 13, 14} von Aluminium mit 0,4–0,5% Magnesium, 0,4–0,6% Silizium und 0,2–0,4% Eisen.^{9, 10} Die Bedeutung des Eisenzusatzes scheint nicht ganz geklärt zu sein. Jedenfalls kann das Vierstoffsystem in erster Näherung als quasibinär (Al + Mg₂Si) aufgefaßt werden.⁸

Zur Herstellung von Aldreydrähten wird der Gußbarren zunächst auf Draht von etwa 5 mm Ø kalt gewalzt bzw. gezogen, dann erfolgt das Homogenisierungsglühen bei 520° C durch 1/2 bis 2 Stunden. Bei dieser Temperatur tritt Mischkristallbildung ein, daß heißt, der Mg₂Si-Zusatz wird in das Kristallgitter des Aluminiums eingebaut (Lösung in fester Phase). Dieser Prozeß erfolgt in einem Muffelofen, in den die Drahtbündel eingebracht werden. Durch Luftumwälzung mittels Ventilatoren wird die Wärmeübertragung gesteigert. Nach Beendigung des Glühens wird der Ofenboden geöffnet und die Drahtrollen fallen direkt in einen Wasserbehälter. Durch das Abschrecken in Wasser wird der Mischkristall metastabil erhalten (eingefroren). Obwohl nämlich bei Zimmertemperatur nicht mehr der Mischkristall sondern das Kristallitgemenge, — das heißt ein Nebeneinander von Al- und Mg₂Si-Kristallen, — die stabile Form wäre, kann eine Entmischung wegen der geringen Beweglichkeit der Atome im Gitter bei dieser Temperatur nicht stattfinden. Nach dem Homogenisierungsglühen wird das Material neuerlich auf 2 bis 3 mm kaltgereckt. Dadurch wird das beim Glühen rekristallisierte Gefüge neuerlich verfestigt und eine entsprechend große Keimzahl für die beim nun folgenden Ausscheidungsglühen unvermeidliche Rekristallisation geschaffen, so daß Bildung zu großer Kristalle als Folge zu geringer Keimzahl nicht zu befürchten ist.^{15, 16, 17} Anschließend erfolgt das Aushärtungsglühen bei 150° C durch acht Stunden. Bei dieser Temperatur wird das Gefüge soweit gelockert, daß das gelöste Mg₂Si wieder ausgeschieden werden kann, wie es dem Gleichgewichtszustand auch noch bei dieser Temperatur entspricht. Der feindispersen Ausscheidung gehen Konzentrationsschwankungen im Mischkristall voraus, die Gitterstörungen darstellen und eine Spannungsverfestigung des Gefüges bedingen. Der Ausscheidungsvorgang ist rechtzeitig abbrechen, da eine vollständige, grobdisperse Ausscheidung des Härtebildners den stabilen Zustand herstellen würde. Damit wären aber auch die inneren Spannungen wieder beseitigt und das Gefüge entfestigt.

Es ist zu beachten, daß zu geringe Kaltreckung zwischen den beiden Glühprozessen, aber auch unrichtige Wahl der Glüh Temperatur und -dauer zu unerwünschten Ergebnissen führen kann.¹⁸ Für das Homogenisierungsglühen ist eine Genauigkeit von ± 5°, für das Aushärten eine solche von ± 2° gefordert.

Die Leitfähigkeit, die in Folge der Mischkristallbildung nach dem Homogenisierungsglühen wesentlich abgesunken ist, wird durch die feindisperse Ausscheidung des

Zusatzes ebenfalls verbessert, da das Kristallitgemenge besser leitet als der Mischkristall.^{19, 20} Dr. W. Rieder

Literatur

¹ Wunder, Z. Metallkde. 19 (1927) S. 36. — ² v. Zeerleder und Bossard, Z. Metallkde. 19 (1927) S. 459. — ³ Schmitt, Al-Hausz. 1 (1929) S. 3. — ⁴ Schmitt, Z. Metallkde. 21 (1929) S. 423. — ⁵ Schmitt, Z. Metallkde. 25 (1933) S. 170. — ⁶ Fuchs, Z. Metallkde. 19 (1927) S. 361. — ⁷ Wieselthaler, VDI 79 (1935) S. 105. — ⁸ v. Zeerleder, Technologie der Leichtmetalle, Leipzig 1947. — ⁹ Aluminiumtaschenbuch, Berlin 1942. — ¹⁰ Werkstoffhandbuch der Nichteisenmetalle, Berlin 1936. — ¹¹ Masing, Z. Elektrochem. 37 (1931) S. 414. — ¹² Masing, Z. Metallkde. 25 (1933) S. 137. — ¹³ Masing, Handb. d. Metallphysik, Leipzig 1935. — ¹⁴ Schmid-Boas, Kristallplastizität, Berlin 1938. — ¹⁵ Röhrig, Z. Metallkde. 16 (1924) S. 265. — ¹⁶ Rassow und Veldi, Z. Metallkde. 13 (1921) S. 177. — ¹⁷ Bohner und Vogel, Z. Metallkde. 24 (1932) S. 169. — ¹⁸ Borchers und Mikula, Al-Archiv, Bd. 17. — ¹⁹ Brillouin, Die Quantenstatistik und ihre Anwendung auf die Elektronentheorie der Metalle, Berlin 1931. — ²⁰ de Broglie, Einführung in die Wellenmechanik, Leipzig 1929.

Schutzeinrichtungen

Ist die Nullung eine verlässliche Schutzmaßnahme?

Von Ing. P. Pichler.

In Betriebsfachkreisen tauchen allenthalben Zweifel auf, ob die Nullung einen wirksamen Schutz gegen gefährliche Berührungsspannungen bietet. Nachstehend soll nun versucht werden darzulegen, daß auch in Niederspannungs-Drehstromnetzen (380/220 Volt) die Nullung als eine im allgemeinen zuverlässige Schutzmaßnahme betrachtet werden darf.

Durch die Schutzmaßnahme soll bekanntlich erstrebt werden, daß die Überbrückung einer bedenklichen Berührungsspannung durch einen Menschen entweder verhindert wird (Isolierung) oder daß eine gefährliche Berührungsspannung überhaupt unmöglich ist (Kleinspannung bis 42 Volt) oder daß bei Entstehung einer unzulässigen Berührungsspannung die Fehlerstelle selbsttätig von der Stromquelle abgetrennt wird, was im letzteren Falle durch Schutzerdung, Nullung oder Schutzschaltung erreicht werden kann.

Die Nullung

Die Nullung kommt bekanntlich nach VDE 0140/§ 10 nur in Verteilungsanlagen mit einem geerdeten Null-Leiter in Betracht. Sie wird hergestellt durch den Anschluß der zu schützenden Anlagenteile an den geerdeten Null-Leiter. Durch die Nullung soll erreicht werden, daß jeder Körperschluß zum Kurzschluß und somit zur Abschaltung führt. Darüber hinaus fordern die Vorschriften noch, daß in Mehrleiteranlagen mit Betriebsspannungen über 250 Volt, deren Phasenspannung aber nicht mehr als 250 Volt beträgt, der Mittel- oder Sternpunkt des Umspanners geerdet wird; damit soll bezweckt werden, daß bei einem Erdschluß eines Außenleiters, der bekanntlich eine Verlagerung des Umspanner-Nullpunktes bewirkt, die Spannung der anderen Außenleiter gegen Erde nicht über 250 Volt ansteigt. Der Erdungswiderstand dieser Betriebserde soll 2 Ω nicht überschreiten. Es kann jedoch auch durch Verwendung von Relais verhindert werden, daß zwischen einem beliebigen Außenleiter und der Erde eine höhere Spannung als 250 Volt bestehen bleibt.

In städtischen Kabelnetzen ist die Forderung hinsichtlich der Erdungswiderstände im allgemeinen leicht

zu erfüllen, da hier das Rohrnetz der Wasserversorgung zu Erdungszwecken herangezogen werden kann und fast immer Erdungswiderstände erreicht werden, die unter den geforderten 2 Ω liegen. Schwieriger liegen die Verhältnisse jedoch in ausgedehnten Freileitungsnetzen, zumal nur in seltenen Fällen zusammenhängende Wasserleitungen zu Erdungszwecken zur Verfügung stehen. Zudem wird verlangt, daß in Freileitungsnetzen der Null-Leiter auch noch mindestens an den Enden der Netzausläufer geerdet wird. Der Erdungswiderstand an einem Netzausläufer braucht nicht niedriger als 5 Ω zu sein.

Wir legen nun diese von den VDE-Vorschriften empfohlenen Erdungswiderstände der Abb. 1 zugrunde und nehmen an, daß kein satterer Erdschluß als 5 Ω auftritt.

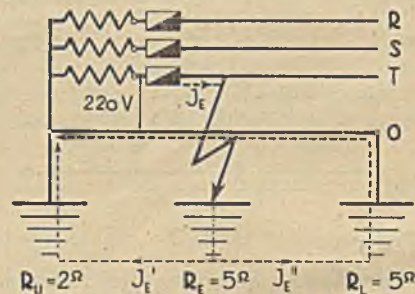


Abb. 1

Es mögen bedeuten:

I_e Erdschluß in A, U_0 Nullpunktverlagerung in V, U_{ph} treibende Spannung (Phasenspannung in V), R_e Übergangswiderstand an der Erdschlußstelle in Ω , R_U Erdungswiderstand des Umspannernullpunktes in Ω , R_L Widerstand der Netzausläufererdung in Ω .

Wenn man den Leitungswiderstand vernachlässigt, so ergibt sich:

$$I_e = \frac{U_{ph}}{R_e + \frac{R_U \cdot R_L}{R_U + R_L}} = \frac{220}{5 + \frac{5 \times 5}{2 + 5}} = 34,2 \text{ A.}$$

und

$$U_0 = I_e \cdot \frac{R_U \cdot R_L}{R_U + R_L} = 34,2 \cdot \frac{2 \times 5}{2 + 5} = 49 \text{ V.}$$

Bei einem Erdschluß ergibt sich somit eine Verlagerung des Umspannernullpunktes um 49 V, d. h. der am Umspannernullpunkt angeschlossene Null-Leiter würde nur eine Berührungsspannung von 49 V gegen Erde annehmen, also unter dem höchstzulässigen Wert von 65 V bleiben. Auch die Spannungen der gesunden Außenleiter gegen Erde steigen nicht über den Grenzwert von 250 V an.

Bei Nichteinhaltung der vom VDE empfohlenen Mindestwerte der Erdungswiderstände würde der Null-Leiter eine unzulässige Berührungsspannung annehmen und auch die Spannung der gesunden Außenleiter würde den zulässigen Grenzwert von 250 Volt überschreiten. Abb. 2 zeigt den Verlauf der Nullpunktverlagerung in Abhängigkeit von den Erdungswiderständen.

Betrachten wir nun den Fall eines Kurzschlusses zwischen einem Außenleiter und dem Null-Leiter, und zwar:

1. Wenn nur der Umspannernullpunkt geerdet wird (Abb. 3).

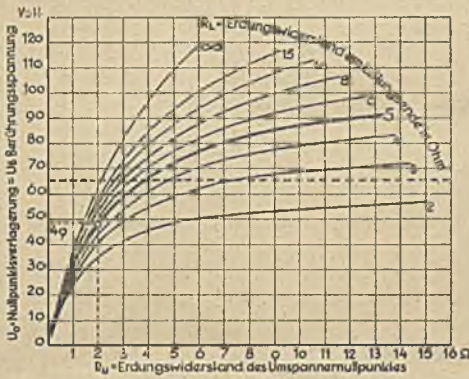


Abb. 2

2. Wenn außer am Umspannernullpunkt auch noch am Netzausläufer eine Erdung ist (Abb. 4), wobei wieder die nach VDE-Vorschriften empfohlenen Erdungswiderstände angenommen werden.

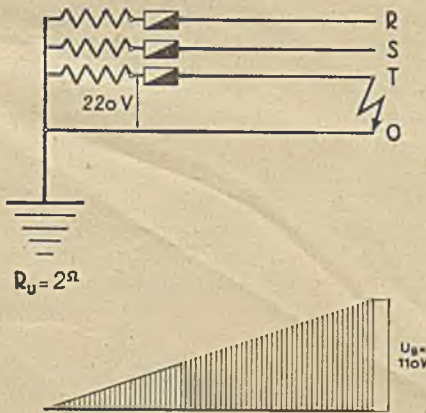


Abb. 3

stände angenommen werden. Dabei ist vorausgesetzt, daß der Null-Leiter denselben Querschnitt als der Außenleiter besitzt.

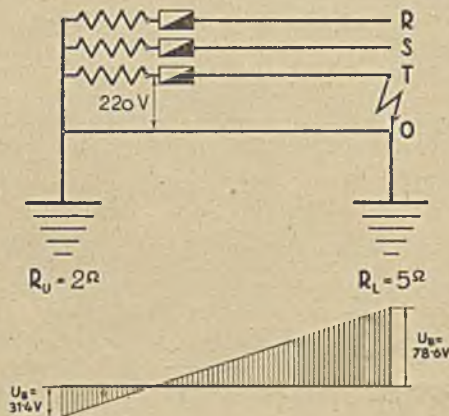


Abb. 4

Bei einer Durchrechnung ergibt sich die interessante Feststellung, daß in 380/220 Volt-Drehstromnetzen der Null-Leiter im Störfälle immer eine Berührungsspannung annimmt, die den zulässigen Grenzwert von 65 V überschreitet.

Der Kurzschlußstrom verursacht im Fall 1 im Außenleiter und im Null-Leiter einen Spannungsabfall. An der Kurzschlußstelle (Abb. 4) nimmt der Null-Leiter eine Berührungsspannung von

$$\frac{U_{ph}}{2} = \frac{220}{2} = 110 \text{ V}$$

an, die gegen den Umspannernullpunkt hin linear abfällt. Befindet sich wie in Abb. 4 (Fall 2) auch noch am Netzausläufer eine Erde, die mit 5Ω angenommen ist, so teilt sich die Berührungsspannung im Verhältnis der Erdungswiderstände; am Umspannernullpunkt erreicht sie zwar nur den Wert von 31.4 V, am Leitungsende jedoch 78,6 V. Die Berührungsspannung (U_B) am Null-Leiter überschreitet also abermals den Grenzwert. Noch ungünstiger werden die Verhältnisse, wenn der Null-Leiter einen kleineren Querschnitt als der Außenleiter besitzt.

Die Tatsache, daß sich in 380/220 Volt-Drehstromnetzen bei einpoligem Kurzschluß immer eine den Grenzwert überschreitende Berührungsspannung am Null-Leiter ergibt, zwingt daher gebieterisch zu Vorkehrungen, die entstehende unzulässige Berührungsspannungen in kürzester Zeit unschädlich machen. Die zu treffenden Maßnahmen ergeben sich aus den „Nullungsbedingungen“.

In welcher Weise sich die Berührungsspannungen ändern, wenn die Erdungswiderstände von den nach VDE empfohlenen Werten abweichen, veranschaulicht die Abb. 5. Aus ihr ist beispielsweise zu entnehmen, daß die Berührungsspannung (U_B am Umspannernullpunkt $R = 2 \Omega$) zwar weit unter dem Grenzwert bleibt, am

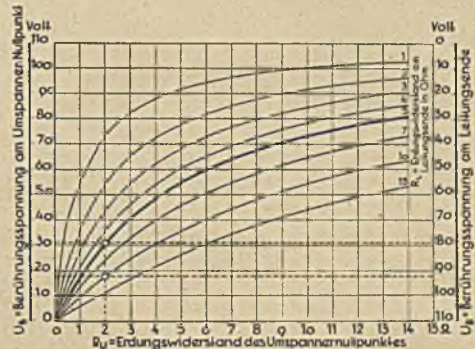


Abb. 5

Leitungsende jedoch ($R = 10 \Omega$) auf 93 Volt ansteigt. Man könnte nun auf den Gedanken kommen, den Widerstand der Umspannererde zu erhöhen, um die Berührungsspannung am Leitungsende entsprechend abzusenken. Diese ist jedoch nicht zulässig, weil wie schon betont, der Erdungswiderstand am Umspannernullpunkt 2Ω nicht überschreiten darf.

Wird der Null-Leiter durch einen Riß unterbrochen, ohne einen Phasenleiter zu berühren (bei Verlegen unter den letzteren) so beträgt zwischen Nullungsstelle und Riß die Berührungsspannung die volle Phasenspannung, der restliche Teil des Null-Leiters weist kein Potential auf. Hingegen weist der gerissene Null-Leiter bei Berührung eines Phasenleiters in seiner vollen Länge eine Berührungsspannung auf. Hieraus darf gefolgert werden, daß der Null-Leiter unterhalb des Phasenleiters zu verlegen ist.

Alle diese vorangeführten Beispiele zeigen, daß im Störfälle in 380/220 Volt-Drehstromnetzen Berührungsspannungen auftreten können, die bei Anwendung der Nullung unter Umständen erst recht neue Gefahren bringen, zumal die Berührungsspannung durch den

Null-Leiter an die Verbrauchsgeräte verschleppt wird. Die VDE-Vorschriften haben daher wohlbedacht die Forderung aufgestellt, daß die Nullung als Schutzmaßnahme nur angewendet werden darf, wenn das Leitungsnetz den im VDE 0140 § 10 angeführten drei Nullungsbedingungen entspricht.

Bei genauer Beachtung der einschlägigen VDE-Vorschriften darf in Niederspannung-Drehstromnetzen die Nullung als eine technisch einwandfreie Schutzmaßnahme betrachtet werden. Sie ist vor allem jene Schutzart, die das Elektrizitätswerk nicht wesentlich, den Abnehmer aber überhaupt nicht finanziell belastet. In Niederspannungs-Kabelnetzen und größeren Freileitungsnetzen werden im allgemeinen die Nullungsbedingungen ohne besondere Schwierigkeiten zu erfüllen sein. In landwirtschaftlichen Versorgungsnetzen ist es allerdings wesentlich schwieriger die geforderten Erdungswiderstände zu erreichen; hier werden sich zwangsläufig Fälle ergeben, in denen man anstatt der Nullung zu einer anderen Schutzmaßnahme, vornehmlich zur Schutzschaltung, greifen muß.

Nach den VDE-Vorschriften 0140, § 4 sind Schutzmaßnahmen in Anlagen über 250 Volt gegen Erde überall anzuwenden. Hierbei wird unter Spannung gegen Erde die größtmögliche Spannung eines Leiters gegen Erde verstanden, die in der Anlage überhaupt auftreten kann. Die VDE-Vorschriften besagen weiters, daß in Anlagen mit Spannungen über 65 bis 250 Volt gegen Erde Schutzmaßnahmen erforderlich sind, wenn die Möglichkeit einer besonderen Gefährdung vorliegt, d. h. wenn der Übergangswiderstand des Menschen zur Erde (Standortübergangswiderstand) durch gute Leitfähigkeit des Standortes oder durch Erhöhung der an sich schlechten Leitfähigkeit des Standortes infolge Feuchtigkeit, Wärme, chemische Einflüsse und ähnlichem wesentlich herabgesetzt ist. Diese etwas elastische Formulierung gewährt dem Betriebsmann zwar eine

gewisse Freiheit in der Entscheidung darüber, ob im jeweils vorliegenden Falle Schutzmaßnahmen anzuwenden sind, sie bürdet ihm aber damit auch eine erhöhte Verantwortung auf.

(ÖZE 3 [1950] H. 9, S. 232 bis 235, 5 Abb.)

A New Loss-Excitation-Relay. Von R. C. Mason.

Es wird ein neues Relais beschrieben, das bei Wegbleiben oder starker Verringerung der Erregung eines Generators anspricht und damit Fehler im Erregerkreis anzeigt und dabei den zugehörigen Leistungsschalter auslöst. Dieses Relais arbeitet nach dem Impedanz-Prinzip. Es ist einpolig geschaltet, angeschlossen an die Dreiecksspannung (verkettete Spannung) und an die Differenz der Leiterströme an den Klemmen des geschützten Generators.

Die Ansprechcharakteristik stellt sich im RX-Diagramm als Kreis mit dem Mittelpunkt auf der Minusseite der Reaktanzachse (X-Achse) dar, wobei dieser Kreis die Widerstandsachse (R-Achse) nicht schneidet, also ein Abstand von der R-Achse überbleibt. Der Durchmesser des Kreises und dieser Abstand sind am Relais unabhängig voneinander einstellbar. Die Charakteristik muß nun so gewählt werden, daß der Abstand von der R-Achse etwa der Hälfte der Stoßreaktanz und der Durchmesser angenähert der Synchronreaktanz entspricht. In diesem Falle arbeitet das Relais bei wesentlicher Verringerung der Erregung ohne bei äußeren Kurzschlüssen oder Außertrittfällen anzusprechen. Das Relais löst, bevor der erste Pol schleift.

Soll das Relais auch bei nur teilweiser Verringerung der Erregung ansprechen, so kann die Gefahr bestehen, daß es sich bei Pendelungen auslöst. Deswegen wird empfohlen, in diesem Falle nur zu signalisieren.

Dr. H. Titze

(El. Eng. [1950] H. 4, S. 306.)

Buchbesprechungen

Erzeugung und Messung von Hochvakuum, Aufbau und Hochvakuumaggregaten. Eine kurze Einführung. Von G. Wagner. Mit 23 Textabb., V, 73 S. Wien: F. Deuticke, 1950. S. 20,—.

Nach der Absicht des Verfassers stellt dieses kleine Buch eine Ergänzung zu dem schon früher erschienenen „Gasanalytischen Praktikum“ dar. Es umfaßt den Inhalt einer jedes Wintersemester gelesenen Vorlesung über Hochvakuumherzeugung, und ist vornehmlich für solche Studenten bestimmt, die sich mit chemischen Problemen befassen. Es wird in diesem Buch vornehmlich alles das dargestellt, was unter das Kapitel „Klassische Hochvakuumtechnik“ einzureihen ist. Der Verfasser hat ordnungsgemäß alles schon lange Zeit Bekannte zusammengetragen und die Darstellungen über die Pumpen und Meßgeräte mit Skizzen belegt. Der mit Hochvakuumtechnik befaßte Elektrotechniker wird in diesem Buch jedoch nur wenig finden, das ihm bei seiner Arbeit helfen kann. Von seinem Standpunkt aus vermißt man namentlich in der Beschreibung der Pumpen Kurvenscharen, die die im Text kaum angedeuteten funktionsmäßigen Zusammenhänge beim Betrieb der Pumpen illustrieren würden. Auch finden verschiedene Pumpentypen durchaus nicht die Darstellung, die sie sogar im chemischen Bereich verdienen. So wird z. B. die Molekularluftpumpe heute schon mit recht statlichen Pumpleistungen (8 l/s) hergestellt, wobei nur 3000 Touren in Anwendung kommen. Für chemische Zwecke gibt es

noch weitaus höhere Pumpgeschwindigkeiten. Auch allen Problemen, die mit der Rationalisierung einer Hochvakuumanlage zusammenhängen, wird kein Augenmerk geschenkt. Für die Studierenden jedoch wird dieses Büchlein für Prüfung und Praktikum ein guter Leitfaden sein.

O. Maresch

Gmelins Handbuch der anorganischen Chemie. Achte Auflage. Herausgegeben vom Gmelin-Institut in Clausthal-Zellerfeld. System-Nummer 10: Selen. (Teil A — Lieferung 2.) Die elektrischen Eigenschaften. (Mit Selenphotowiderstand.) S. 293—414. Weinheim a. d. Bergstraße: Verlag Chemie, G. m. b. H. 1950. DM 28,—

Diese Teillieferung stellt eine Monographie der elektrischen Eigenschaften des Selen dar, wobei dessen Lichtempfindlichkeit naturgemäß im Vordergrund steht. Die Literatur ist im weitesten Umfang herangezogen und angegeben; die Darstellung sorgfältig und gründlich. Jeder, der mit Selen zu tun hat, wird diese Veröffentlichung kaum entbehren können.

L. Kneissler

Anschriften der Verfasser der Aufsätze dieses Heftes:

- Dir. A. Imhof, c/o Moser-Glaser & Co., Muttenz bei Basel, Schweiz.
 Dr. K. Siebertz, c/o Siemens & Halske G. m. b. H., Wien III, Apostelgasse 12.
 Dr. O. Herbatschek, c/o Wiener Stadtwerke-Elektrizitätswerke, Wien IX, Mariannengasse 4.
 Prof. Dr. K. Holecek, Technische Hochschule in Wien.
 Doz. Dr. Otto Franke, c/o Bundesamt für Eich- und Vermessungswesen, Wien XVI, Arlegasse 35.

E UND M

Für die Redaktion bestimmte Zuschriften und Manuskripte, Besprechungsexemplare und Zeitschriften sind an die Schriftleitung, Wien I, Mülkerbastei 5, zu richten.

Aufnahmebedingungen: Die Manuskripte sollen in klarer Ausdrucksweise und unter Hinweglassung jedes überflüssigen Ballastes abgefaßt sein. An Abbildungen ist nur das sachlich Notwendige zu bringen. Die Vorlagen für Abbildungen sind auf besonderen Blättern erwünscht. Von Photographien werden Hochglanzkopien erbeten; Strichabbildungen können entweder in Reinzeichnung (Beschriftung nur in Bleistift ausführen) oder in klaren, verständlichen Handskizzen bestehen. Die Beschriftung und nötigenfalls die Reinzeichnung nimmt der Verlag vor.

Der Verlag behält sich das ausschließliche Recht der Vervielfältigung und Verbreitung der zum Abdruck gelangenden Beiträge, sowie ihre Verwendung für fremdsprachige Ausgaben vor.

Den Verfassern von Originalbeiträgen und Berichten werden 50 Sonderdrucke ihrer Arbeit kostenlos geliefert. Sie können weitere Sonderdrucke, und zwar bis zu 150 Exemplaren, gegen Berechnung beziehen.

Bezugsbedingungen: Der Bezugspreis der Zeitschrift beträgt DM 10,—, sfr. 10,30, Dollar 2,40, in Österreich S 32,— für das Vierteljahr zuzüglich Versandgebühren. Abonnements können bei jeder Buchhandlung des In- und Auslandes, für die Westzonen Deutschlands und die Westsektoren Berlins auch bei der Fa. Carl Gabler G. m. b. H., Auslandsabteilung, München I, Theatinerstraße 8/1, aufgegeben werden. Abonnements deren Abbestellung nicht spätestens 14 Tage vor Ablauf des Vierteljahres erfolgt gelten als erneuert. Einzelhefte können nur, soweit Vorrat vorhanden, ist, abgegeben werden. Für Vereinsmitglieder ist der Bezug der Zeitschrift, mit Jahrgang 1947 beginnend, im Mitgliedsbeitrag inbegriffen. Jährlich erscheinen 24 Hefte.

Anzeigenaufträge werden vom Verlag entgegengenommen. Anzeigen-Generalvertretung für die Westzonen Deutschlands und die Westsektoren Berlins: Annoncen-Expedition Carl Gabler G. m. b. H., München I, Theatinerstraße 8/1, Telephon 1672, und alle Filialen und Vertretungen.

Springer-Verlag, Wien I, Mülkerbastei 5

Fernsprecher: U 26-5-60 Serie

Telegrammadresse: Springerbuch

Elektro-Ingenieur-Kaufmann

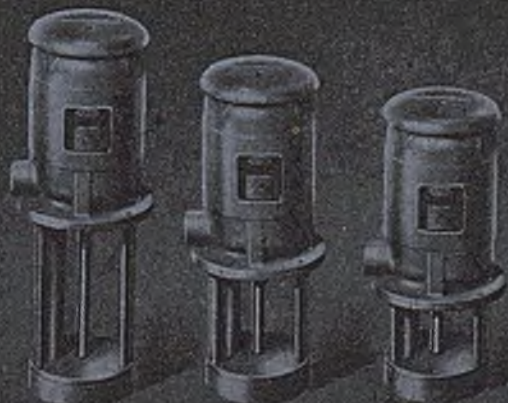
mit Erfahrungen im Kundendienst (Beratung), nur agile, seriöse, strebsame Fachkraft, von Elektromotorenwerk gesucht. Entwicklungsaussichten! Referenzen erwünscht. — Unter „Innendienst, EM 5614“ an den Springer Verlag, Wien I., Mülkerbastei 5.

Gesucht wird ein Diplom-Ingenieur

mit guten theoretischen Kenntnissen und praktischen Erfahrungen im Bau elektrischer Maschinen und in der Ausführung von elektrischen Installationen. Schriftliche Angebote sind unter „Arbeitsfreude, EM 5524“ an den Springer Verlag, Wien I, Mülkerbastei 5, zu richten.



**KÜHLMITTEL-
TAUCHPUMPEN
FÜR WERKZEUGMASCHINEN**



ING. WALTER KAMARYT
ELEKTRO-KLEINMOTORENFABRIK
WIEN XX, STÄTTERMAYERG. 32 · TEL. A 37-5-94-96



Standard-Hekaphon-Verstärker- und Lautsprecheranlagen



Zur raschen Verständigung vieler Personen
in Fabriken und Verkehrsbetrieben
zur Musikübertragung

auf Sportplätzen,
im Gastgewerbe,
für Krankenhäuser (Kissenlautsprecher)

**MIT JEDER LEISTUNG —
FÜR ALLE BETRIEBSBEDINGUNGEN**

Ausführliche kostenlose Offerte erhalten Sie von:
**VEREINIGTE TELEPHON- UND
TELEGRAPHENFABRIKS-A. G.**

CZEIJA, NISSEL & Co.

WIEN XX, DRESDNERSTRASSE 75, TEL. A 47-5-35

Telegrammadresse:
Hekaphon Wien
Telephonwerke Wien



Fernschreiber:
Ortsverkehr 1747
Fernverkehr 01747

GRAND HOTEL PANHANS SEMMEERING (1040 m)

das modernst ausgestattete Haus mit Appartements,
Privatbadezimmern, Gesellschaftsräumen, Liegeterrassen
und allen Bequemlichkeiten;

Fünfuhrtee, Bar, Hotelkino, Turn- u. Sportplätze, Großgaragen,
mit Alpenstrandbad (einzigartig in Österreich)

Tagespension, Wochenend- und Aufenthalts-Arrangements

Anmeldungen durch das Österreichische Verkehrsbüro, Wien I, Friedrichstraße 7,
Telephon Nr. B 27-500, oder Semmering, Hotel Panhans, Telephon Nr. 3 oder 66

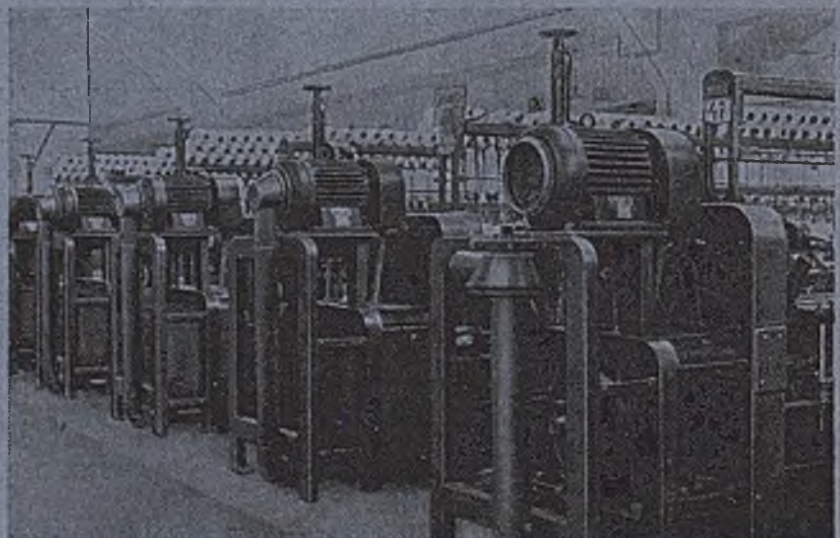
ÖSTERREICHISCHE BROWN BOVERI-WERKE AKTIENGESELLSCHAFT

WIEN X, GUDRUNSTRASSE 187

TELEFON U 31-5-20 SERIE

Wir liefern:

Motoren / Generatoren / Trans-
formatoren / Schaltapparate / elektr.
Industrieöfen / Elektroantriebe für
Industrie, Gewerbe und Landwirt-
schaft / Lokomotiven / Lokomotiv-,
Straßenbahn- u. Obusausrüstungen /
Schaltanlagen / Kraftwerke / Um-
spannstationen / Freileitungen / Fern-
steuerungen / Schweißanlagen / In-
stallationen



Antrieb von Ringspinnmaschinen mit außenventilierten Drehstrom-Kurzschluß-Ankermotoren.