

PHYSIK UND TECHNIK DER GEGENWART

GEORG STRAIMER

# Der Kondensator

in der Fernmeldetechnik

PHYSIK UND TECHNIK  
DER GEGENWART

ABTEILUNG FERNMELDETECHNIK

HERAUSGEGEBEN VON

DR. HEINRICH FASSBENDER

O. PROFESSOR

UND DIREKTOR DES INSTITUTES FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG  
AN DER TECHNISCHEN HOCHSCHULE BERLIN

BAND VI



1 9 3 9

---

VERLAG VON S. HIRZEL IN LEIPZIG

# DER KONDENSATOR IN DER FERNMELDETECHNIK

VON

DR.-ING. GEORG STRAIMER

OBERKOMMANDO DES HEERES  
(HEERESWAFFENAMT)

MIT 267 ABBILDUNGEN



*S. Hirzel*

1 9 3 9

---

VERLAG VON S. HIRZEL IN LEIPZIG



131932

COPYRIGHT BY S. HIRZEL AT LEIPZIG 1939  
ALLE RECHTE, INSBESONDERE DAS DER  
ÜBERSETZUNG IN FREMDE SPRACHEN  
VORBEHALTEN / PRINTED IN GERMANY

2186/11

## Vorwort

Der Kondensator ist eines der wichtigsten Schaltelemente der Fernmeldetechnik. Der allgemeine konstruktive Grundgedanke des Kondensators ist denkbar einfach: Zwischen Metallelektroden soll in einem Dielektrikum die Möglichkeit der Ausbildung eines konzentrierten elektrischen Feldes gegeben sein. Trotzdem ist das für die Kondensatortechnik zu beherrschende Wissensgebiet umfangreich. Die Verschiedenartigkeit der speziellen Anwendung des Kondensators in der Fernmeldetechnik erfordert nämlich sehr unterschiedliche Verwirklichung ein und desselben allgemeinen konstruktiven Grundgedankens.

Die drei für die Größe der Kapazität eines Kondensators maßgeblichen Grundvariablen sind Elektrodenfläche, Elektrodenabstand und Dielektrizitätskonstante. Aus den Betriebsbedingungen ergibt sich die Forderung eines mehr oder weniger hohen Grades dielektrischer Verlustfreiheit und elektrischer, thermischer und mechanischer Festigkeit. Man unterscheidet Kondensatoren mit fester und veränderbarer Kapazität, ferner Kondensatoren mit sehr hoher Genauigkeit bzw. Konstanz des Kapazitätswertes und solche, bei denen es nicht so sehr auf diese Eigenschaften als vielmehr auf die Möglichkeit der Massenfertigung und die Billigkeit ankommt.

Die Mannigfaltigkeit dieser Forderungen bewirkt, daß bei der Planung von Kondensatoren je nach dem Verwendungszweck die verschiedensten rechnerischen, werkstoffkundlichen und konstruktiven Überlegungen anzustellen sind, was zu einer großen Anzahl voneinander sehr verschiedener Kondensatortypen führt.

Im vorliegenden Buch ist der Versuch unternommen worden, einen Überblick über die dem Kondensatorbau der Fernmeldetechnik zugrunde liegenden theoretischen, werkstoffkundlichen und konstruktiven Gesichtspunkte zu geben. Auf Kondensatoren der Meßtechnik und der Starkstromtechnik wird nicht eingegangen.

Da eine große Anzahl von Firmen in großzügiger Weise Druckstöcke für Abbildungen technischer Kondensatoren zur Verfügung stellte, konnte im Teil III des Buches ein Überblick über die wichtigsten heute auf dem Markt befindlichen Kondensatortypen gegeben

werden. Für diese Unterstützung danke ich den Firmen, deren Namen ich in den Legenden der betreffenden Abbildungen auch im Interesse des Lesers bekanntgegeben habe.

Die Anregung zu diesem Buch verdanke ich meinem hochverehrten Lehrer und früheren Chef, Herrn Prof. Dr. Heinrich Faßbender. Bei der Anfertigung der Abbildungen und der Zusammenstellung des Literaturverzeichnisses half mir Fräulein Ingeborg Klaaß, wofür ich herzlich danke. Herrn Dipl.Ing. Walter Kuhl schulde ich Dank für die wertvolle Hilfe bei der Redaktion des Manuskripts.

Berlin, den 1. Februar 1939.

G. Straimer

# Inhaltsverzeichnis

## I. Teil. Theoretische Grundlagen

	Seite
Kapitel 1. Grundgleichungen für das elektrische Feld . . .	1
Feldstärke. Feldlinie. Potential. Potentialdifferenz, Spannung. Wirbelfreiheit des elektrischen Feldes. Magnetische Wirkung. Verschiebungsdichte. Polarisation. An den Grenzflächen von Dielektriken. Energie des elektrischen Feldes. Poissonsche und Laplacesche Gleichungen. Überlagerung von Potentialfeldern punktförmiger Ladungen.	
Kapitel 2. Allgemeine Kapazitätsgleichungen . . . . .	9
Kapazität, Farad. Parallel- und Reihenschaltung von Kapazitäten. Teilkapazitäten. Betriebskapazität. Teilkapazität und Betriebskapazität beim technischen Kondensator.	
Kapitel 3. Kapazitäten gegen „Erde“ . . . . .	13
Kapazität einer Kugel gegen eine allseitige Hülle. Einheit der Kapazität im elektrostatischen Maßsystem. Kapazität einer Kugel gegen eine sehr weit ausgedehnte leitende Ebene. Kapazität eines zylindrischen Stabes gegen Erde. Kapazität eines zylindrischen Stabes, der senkrecht über Erde steht. Kapazität eines zylindrischen Stabes, der waagrecht über Erde liegt. Kapazität einer ebenen Platte gegen Erde.	
Kapitel 4. Kapazitäten zwischen Elektroden . . . . .	18
Kugelkondensator. Zylinderkondensator. Plattenkondensator. Kreisplattenkondensator. Schutzringkondensator. Kugelfunktenstrecke. Doppelleitung.	
Kapitel 5. Drehkondensatoren.	
Allgemeines . . . . .	20
Plattenschnitte von Kondensatoren . . . . .	23
Kapazitätsgerader Kondensator (Kreisplattenkondensator). Wellenlängengerader Kondensator (Nierenplattenkondensator). Frequenzgerader Kondensator (Sichelplattenkondensator). Kondensator mit logarithmischem Plattenschnitt. Dämpfungsmessung mittels Kondensator mit logarithmischem Plattenschnitt.	

<b>Kapitel 6. Probleme bei Mehrfachdrehkondensatoren</b>	
Kapazitätsausgleich von Induktivitätsunterschieden bei mehreren auf dieselbe veränderliche Frequenz abzustimmenden Kreisen . . . . .	33
Drehkondensatoren mit Rotoren auf gemeinsamer Achse, die Schwingungskreise auf eine konstante Frequenzdifferenz abstimmen sollen. Angenäherte Lösung . . . . .	38
Anmerkung: Zusammenhang zwischen Kapazitätsabweichung und Frequenzabweichung . . . . .	43
<b>Kapitel 7. Die mit Wechselspannung belastete Kapazität</b>	43
Allgemeine Beziehungen. Leistung und Verlustfaktor. Leistung und Verlustfaktor bei Mehrwelligkeit. Ursachen der Verluste. Ersatzschaltungen für eine verlustbehaftete Kapazität. Spannung und Strom in Abhängigkeit von der Frequenz bei konstanter Scheinleistung.	
<b>Kapitel 8. Kapazität und Widerstand in verschiedenen Schaltungskombinationen . . . . .</b>	52
a) Reihenschaltung einer Kapazität und eines Widerstandes,	
b) Parallelschaltung einer Kapazität und eines Widerstandes,	
c) Kapazität mit einem Reihen- und Parallelwiderstand,	
d) Parallelschaltung einer Kapazität und einer Kapazität mit Reihenwiderstand, e) Zwei Kapazitäten mit Reihenwiderständen in Parallelschaltung, f) Reihenschaltung einer Kapazität und einer Kapazität mit Parallelwiderstand, g) Reihenschaltung einer Kapazität mit Reihenwiderstand und einer Kapazität mit Parallelwiderstand, h) Schlußbemerkung zu diesem Kapitel.	
<b>Kapitel 9. Widerstand-Kapazitäts-Kombination als Spannungsteiler (Siebmittel) . . . . .</b>	71
<b>Kapitel 10. Kapazitiver Spannungsteiler mit konstanter Gesamtkapazität. . . . .</b>	74
Allgemeines. Beispiel 1. Beispiel 2.	
<b>Kapitel 11. Mehrschichtenkondensator . . . . .</b>	78
Spannungs- und Feldstärkenverteilung bei hintereinander geschalteten Kondensatoren mit unendlich hohem Isolationswiderstand. Spannungs- und Feldstärkeverteilung bei hintereinandergeschalteten Kondensatoren bzw. beim Mehrschichtenkondensator mit endlichem Isolationswiderstand.	



Kapitel 12. Schaltvorgänge beim Kondensator . . . . .	80
Allgemeines. Schaltvorgänge bei einer Kapazität mit Reihenwiderstand. Schaltvorgang bei einer Kapazität mit Parallelwiderstand und Reihenwiderstand. Zeitkonstante eines technischen Kondensators mit endlichem Isolationswiderstand.	

## II. Teil. Werkstoffkunde der Dielektriken

Kapitel 1. Allgemeines . . . . .	89
Leitfähigkeit bei Metallen und Isolatoren. Durchschlag bei festen Isolierstoffen. Dielektrische Verluste.	
Kapitel 2. Elektrisches Verhalten der Luft (Gase) . . . . .	94
Spezifischer Widerstand. Dielektrizitätskonstante. Dielektrische Verluste. Durchschlagsfestigkeit. Luftfeuchtigkeit.	
Kapitel 3. Isolierende Flüssigkeiten . . . . .	97
Wasser. Öle.	
Kapitel 4. Vergießbare Isolierstoffe (Vergußmassen) . . . . .	100
Natürliche Wachse. Synthetisch gewonnene Wachse. Naturharze. Asphalte. Beimengungen. Prüfung von Vergußmassen. Paraffin.	
Kapitel 5. Keramische Werkstoffe . . . . .	104
Gruppe I. Porzellan (Aluminiumsilikat) . . . . .	105
Gruppe II. Steatite (Magnesiumsilikate) . . . . .	107
Naturspeckstein. Steatit, Frequenta. Calit, Calan.	
Gruppe III. Rutil- (Titandioxyd-) und magnesium-silikathaltige Massen . . . . .	114
Massen mit hohem Gehalt an Rutil. Massen mit Zusatz von Zirkondioxyd.	
Gruppe IV. Tonsubstanz- und specksteinhaltige Massen . . . . .	117
Gruppe IV a (Magnesiumoxyde). Gruppe IV b (Magnesiumtitanate)	
Kapitel 6. Glas, Quarz, Glimmer . . . . .	121
Glas. Kieselsäureglas (Quarz $\text{SiO}_2$ ). Glimmer. Mikanit, Mycalex.	
Kapitel 7. Organische Kunststoffe.	
Allgemeines . . . . .	129
1. Gruppe der nichthärtbaren (thermoplastischen) Massen . . . . .	130
a) Zellulose und Zellulosederivatmassen, b) Polymerisate, c) Mischpolymerisationsprodukte.	
2. Gruppe der härtbaren Massen . . . . .	137
a) Phenoplaste, b) Aminoplaste.	
Typisierung der gummifreien Preßstoffe durch den VDE. . . . .	139

Kapitel 8. Papier, Hartpapier . . . . .	139
Papier. Geschichtete Preßstoffe, Hartpapiere.	
Kapitel 9. Die physikalischen Grundlagen des Elektrolyt- kondensators . . . . .	149

### III. Teil. Technische Kondensatoren

Kapitel 1. Papierwickelkondensatoren (hohe Kapazitäts- werte) . . . . .	159
Elektrodenmaterial. Wickelmaschine. Isolationsbemessung. Wickelarten. Trocknung und Imprägnierung. Normen. Span- nungsprüfung. Verlustfaktor. Toleranzen.	
Kapitel 2. Elektrolytkondensatoren (hohe Kapazitäts- werte) . . . . .	165
Kapitel 3. Festkondensatoren mit mittleren und kleinen Kapazitäten für kleine Spannungen und Ströme . . . .	169
Kondensatoren mit Luft, Glimmer, keramischen Materialien, Glas und Papier als Dielektrikum.	
Kapitel 4. Drehkondensatoren . . . . .	179
Allgemeines. Stromzuführung zum Rotor. Aufbau von Stator und Rotor. Gleichlauf. Drehkondensatoren mit Festdielek- trikum. Differentialkondensatoren. Kurzwellendrehkonden- satoren. Meßdrehkondensatoren.	
Kapitel 5. Trimmerkondensatoren . . . . .	188
Kapitel 6. Kondensatoren für besondere elektrische Bean- spruchungen . . . . .	191
Kondensatoren für hohe Spannungen ohne Durchgang von Hoch- frequenzströmen und bei niederohmigem Durchlaß von Hoch- frequenzströmen. Kondensatoren für hohe Hochfrequenzspan- nungen und -Leistungen.	
Kapitel 7. Störschutzkondensatoren . . . . .	203
Entstörungsmöglichkeiten. Prüfspannung für Störschutzkon- densatoren. Größe der Schutzkapazität. Erwärmung. Stör- schutzkondensatoren für Kurz- und Ultrakurzwellen. Stör- schutzkondensatoren mit Sicherung. Praktische Entstörungs- beispiele.	
Schrifttum . . . . .	215
Sachverzeichnis . . . . .	225

# I. Teil. Theoretische Grundlagen

## Kapitel I

### Grundgleichungen für das elektrische Feld

#### Feldstärke

Das elektrische Feld an einer Stelle des Raumes ist charakterisiert durch den räumlichen Feldstärkenvektor  $\vec{\mathcal{E}}$  (Volt  $\text{cm}^{-1}$ ). Seine Größe und Richtung bestimmt sich durch die Größe und Richtung des räumlichen Vektors der Kraft  $\vec{R}$  (Wattsec $\text{cm}^{-1}$ ), die auf eine punktförmige elektrische Ladung  $Q$  (Coulomb = Ampsec) pro Ladungseinheit ausgeübt wird (Abb. 1)

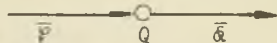


Abb. 1. Zur Definition der Feldstärke.

$$\vec{\mathcal{E}} = \frac{1}{Q} \vec{R}. \quad (1.1)$$

#### Feldlinie

Feldlinien im elektrischen Feld sind Kurven, deren Verlauf dadurch festgelegt ist, daß jede Tangente an die Kurve die Richtung der Feldstärke  $\vec{\mathcal{E}}$  im Berührungspunkte an gibt (Abb. 2).



Abb. 2. Feldlinie.

#### Potential

Den elektrischen Zustand eines Raumes kann man statt durch das Vektorfeld der Feldstärke  $\vec{\mathcal{E}}$  auch durch das skalare Feld des Potentials  $v$  beschreiben. Das Potential  $v$  (Volt) ist mit der Feldstärke  $\vec{\mathcal{E}}$  (Volt $\text{cm}^{-1}$ ) verknüpft durch die Beziehung:

$$\vec{\mathcal{E}} = - \text{grad } v. \quad (1.2)$$

In kartesischen Koordinaten (Abb. 3) ergibt sich die Gleichung:

$$\text{grad } v = \frac{\partial v}{\partial x} \mathbf{i} + \frac{\partial v}{\partial y} \mathbf{j} + \frac{\partial v}{\partial z} \mathbf{k}, \quad (1.3)$$

wobei  $\mathbf{i}$ ,  $\mathbf{j}$ ,  $\mathbf{k}$  die Einheitsvektoren in Richtung der  $x$ -,  $y$ - und  $z$ -Achse sind.

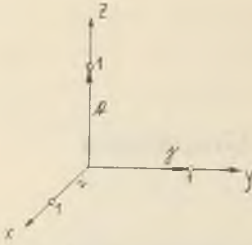


Abb. 3. Kartesische Koordinaten

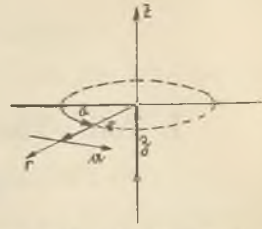


Abb. 4. Zylinder-Koordinaten

Für den Sonderfall des ebenen homogenen Feldes vereinfacht sich die Gleichung wesentlich:

$$\text{grad } v = \frac{\partial v}{\partial x}. \quad (1.4)$$

Für Zylinderkoordinaten gilt:

$$\text{grad } v = \frac{\partial v}{\partial r} \mathbf{r} + \frac{\partial v}{\partial z} \mathbf{z} + \frac{1}{r} \frac{\partial v}{\partial \alpha} \mathbf{a}, \quad (1.5)$$

wobei  $\mathbf{r}$ ,  $\mathbf{z}$ ,  $\mathbf{a}$  die Einheitsvektoren in radialer, axialer und tangentialer Richtung sind gemäß der Abb. 4. Im Sonderfall des ebenen Feldes vereinfacht sich die Gleichung.

Man spricht dann von Polarkoordinaten (Abb. 5):

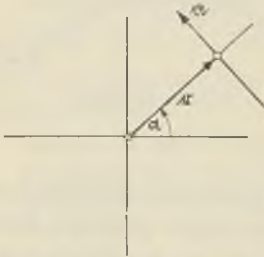


Abb. 5. Polar-Koordinaten

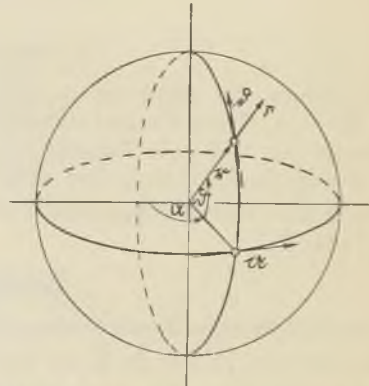


Abb. 6. Sphärisches Koordinaten-System

$$\text{grad } v = \frac{\partial v}{\partial r} \mathbf{r} + \frac{1}{r} \frac{\partial v}{\partial \alpha} \mathbf{a}. \quad (1.6)$$

Bei einem sphärischen Koordinatensystem (Abb. 6) hat die Definitionsgleichung des Gradienten die Form:

$$\text{grad } v = \frac{\partial v}{\partial r} \mathbf{r} + \frac{1}{r} \frac{\partial v}{\partial \vartheta} \mathbf{d} + \frac{1}{r \sin \vartheta} \frac{\partial v}{\partial \alpha} \mathbf{a}, \quad (1.7)$$

wobei  $\mathbf{r}$ ,  $\mathbf{d}$ ,  $\mathbf{a}$  die Einheitsvektoren sind.

Eine Fläche, deren sämtliche Punkte gleiches Potential haben, heißt Äquipotential- oder Niveaufläche, die Feldlinien stehen auf den Niveauflächen senkrecht. Beim ebenen Problem kann man von Äquipotentiallinien sprechen.

### Potentialdifferenz, Spannung

Das vom Wege unabhängige Linienintegral der Feldstärke zwischen den Punkten 1 und 2 eines elektrischen Feldes  $\vec{\mathcal{E}}$  (Abb. 7) ergibt die Potentialdifferenz oder die Spannung zwischen den beiden Punkten des Feldes:

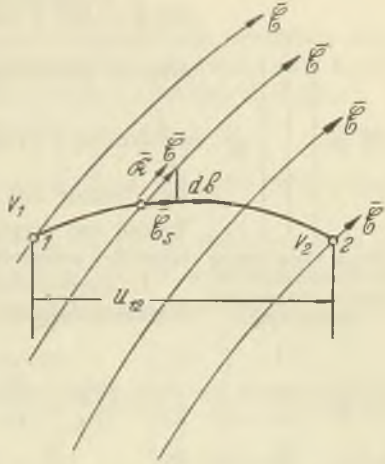


Abb. 7. Zur Definition der Spannung zwischen zwei Punkten im elektrischen Feld.

$$\int_1^2 \vec{\mathcal{E}} d\vec{s} = \int_1^2 |\vec{\mathcal{E}}| ds = v_1 - v_2 = U_{12} = \frac{1}{Q} \int_1^2 \vec{\mathcal{R}} d\vec{s}. \quad (1.8)$$

Die Potentialdifferenz oder die Spannung zwischen zwei Punkten im elektrischen Feld ist die auf die Ladungseinheit bezogene Arbeit, die geleistet wird, wenn die punktförmige Ladung  $Q$  zwischen den beiden Punkten bewegt wird.

### Wirbelfreiheit des elektrischen Feldes

Das elektrische Feld heißt wirbelfrei, weil für die Feldstärke die Gleichung gilt:

$$\text{rot } \vec{\mathcal{E}} = 0 \quad (1.9)$$

oder, was dasselbe ist:

$$\oint \vec{\mathcal{E}} d\vec{s} = 0. \quad (1.10)$$

Die Definitionsgleichung für den Operator rot siehe weiter unten Gl. (13).

### Magnetische Wirkung

Ein elektrisches Feld  $\vec{\mathcal{E}}$  kann mit einem magnetischen Feld  $\vec{\mathcal{H}}$  verknüpft sein. Den Zusammenhang zwischen beiden liefert die Maxwell'sche Grundgleichung:

$$\operatorname{rot} \bar{\mathfrak{H}} = \sigma \bar{\mathfrak{E}} + \varepsilon \varepsilon_0 \frac{\partial \bar{\mathfrak{E}}}{\partial t} = \mathfrak{S}_i + \mathfrak{S}_a \quad (1.11)$$

oder in der Integralform geschrieben:

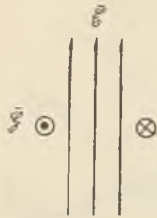
$$\oint \bar{\mathfrak{H}} d\bar{s} = \int \left( \sigma \bar{\mathfrak{E}} + \varepsilon \varepsilon_0 \frac{\partial \bar{\mathfrak{E}}}{\partial t} \right) d\bar{\mathfrak{F}}. \quad (1.12)$$


Abb. 8. Verknüpfung des elektrischen Feldes mit dem magnetischen Feld.

Der Vektor der elektrischen Feldstärke  $\bar{\mathfrak{E}}$  und der Vektor der magnetischen Feldstärke  $\bar{\mathfrak{H}}$  stehen aufeinander senkrecht, wie Abb. 8 zeigt.

In kartesischen Koordinaten ergibt sich für die Rotation folgende Definitionsgleichung:

$$\operatorname{rot} \bar{\mathfrak{H}} = \begin{vmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ \bar{\mathfrak{H}}_x & \bar{\mathfrak{H}}_y & \bar{\mathfrak{H}}_z \end{vmatrix} = \left( \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_z}{\partial y} - \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_y}{\partial z} \right) \mathbf{i} + \left( \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_x}{\partial z} - \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_z}{\partial x} \right) \mathbf{j} + \left( \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_y}{\partial x} - \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_x}{\partial y} \right) \mathbf{k}. \quad (1.13)$$

Für den Sonderfall des ebenen Feldes vereinfacht sich die Gleichung:

$$\operatorname{rot} \bar{\mathfrak{H}} = \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_y}{\partial x} - \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_x}{\partial y}. \quad (1.14)$$

In Zylinderkoordinaten ergibt sich:

$$\operatorname{rot} \bar{\mathfrak{H}} = \left( \frac{1}{r} \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_z}{\partial \alpha} - \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_x}{\partial z} \right) \mathbf{r} + \left( \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_r}{\partial z} - \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_z}{\partial r} \right) \alpha + \left( \frac{\partial}{\partial r} (r \bar{\mathfrak{H}}_\alpha) - \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_r}{\partial \alpha} \right) \beta. \quad (1.15)$$

In sphärischen Koordinaten hat man zu setzen:

$$\operatorname{rot} \bar{\mathfrak{H}} = \frac{1}{r \sin \vartheta} \left( \frac{\partial}{\partial \vartheta} (\sin \vartheta \cdot \bar{\mathfrak{H}}_\alpha) - \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_\vartheta}{\partial \alpha} \right) \mathbf{r} + \frac{1}{r \sin \vartheta} \left( \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_r}{\partial \alpha} - \frac{\partial}{\partial r} (r \sin \vartheta \cdot \bar{\mathfrak{H}}_\alpha) \right) \beta + \frac{1}{r} \left( \frac{\partial}{\partial r} (r \bar{\mathfrak{H}}_\vartheta) - \frac{\partial \bar{\mathfrak{H}}_r}{\partial \vartheta} \right) \alpha. \quad (1.16)$$

Es bedeuten:

$\sigma$  = elektrische Leitfähigkeit ( $\Omega^{-1} \text{cm}^{-1}$ )

$\varepsilon_0$  = absolute Dielektrizitätskonstante

$$= \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^{11}} = 0,08859 \cdot 10^{-12} (\text{F} \cdot \text{cm}^{-1}) \quad (1.17)$$

$\varepsilon$  = relative Dielektrizitätskonstante (Materialkonstante bezogen auf Vakuum), z. B. für Vakuum  $\varepsilon = 1$ , für Glas und Keramik  $\varepsilon = 4 \dots 7$ , für Wasser  $\varepsilon = 80$ , für Luft  $\varepsilon = \text{ca } 1$

$\mathfrak{S}_i$  = Dichte des Leitungsstromes ( $\text{Ampcm}^{-2}$ )

$\mathfrak{S}_a$  = Dichte des Verschiebungsstromes ( $\text{Ampcm}^{-2}$ )

$d\bar{s}$  = Wegelement in Richtung des Integrationsweges (cm)

$d\bar{\mathfrak{F}}$  = Flächenelement ( $\text{cm}^2$ ).

$\bar{\mathfrak{H}}$  = magnetische Feldstärke ( $\text{Ampcm}^{-1}$ ).

### Verschiebungsdichte

Aus der Maxwell'schen Gleichung entnimmt man, daß dem Ausdruck  $\mathfrak{S}_D$  die Bedeutung einer Stromdichte zukommt, man nennt ihn daher Verschiebungsstromdichte und den räumlichen Vektor

$$\overline{\mathfrak{D}} = \varepsilon \varepsilon_0 \overline{\mathfrak{E}} \quad (\text{Ampsecem}^{-2} = \text{Coulombem}^{-2}) \quad (1.18)$$

Verschiebungsdichte. Die Dimension von  $\overline{\mathfrak{D}}$  ist die einer elektrischen Ladung pro Flächeneinheit.

Im Falle des vollkommenen Dielektrikums ( $\sigma = 0$ ) hat man es nur mit einer Verschiebungsstromdichte zu tun ( $\overline{\mathfrak{S}}_i = 0$ ) und das auch nur bei einem zeitlich sich verändernden elektrischen Feld  $\overline{\mathfrak{E}} = \overline{\mathfrak{E}}(t)$ .

### Polarisation

Der Vektor der Verschiebungsdichte kann auch als Summe zweier Vektoren angesehen werden:

$$\overline{\mathfrak{D}} = \overline{\mathfrak{D}}_v + \overline{\mathfrak{P}}. \quad (1.19)$$

$\overline{\mathfrak{D}}_v$  ist der Vektor der Verschiebungsdichte bei einer Feldstärke  $\overline{\mathfrak{E}}$  im Vakuum

$$\overline{\mathfrak{D}}_v = \varepsilon_0 \overline{\mathfrak{E}}. \quad (1.20)$$

Mit dem Polarisationsvektor kommt die Steigerung der Verschiebungsdichte (Polarisation) im Dielektrikum (relative Dielektrizitätskonstante =  $\varepsilon$ ) gegenüber dem Vakuum (relative Dielektrizitätskonstante  $\varepsilon = 1$ ) bei gleicher Feldstärke zum Ausdruck:

$$\overline{\mathfrak{P}} = s \varepsilon_0 \overline{\mathfrak{E}}, \quad (1.21)$$

wobei  $s$  die dielektrische Suszeptibilität genannt wird:

$$s = \frac{\varepsilon - \varepsilon_0}{\varepsilon_0}. \quad (1.22)$$

### An den Grenzflächen von Dielektriken

An den Grenzflächen von Dielektriken mit verschiedenen Dielektrizitätskonstanten erfahren die Vektoren der Verschiebungsdichte  $\overline{\mathfrak{D}}$  und der Feldstärke  $\overline{\mathfrak{E}}$  eine unstetige Richtungsänderung. Die Feldlinien werden gebrochen.

Mit den Bezeichnungen der Abb. 9 u. 10 gelten die Beziehungen: Zerlegung in Normal- und Tangentialkomponenten:

$$\overline{\mathfrak{D}}_1 = \overline{\mathfrak{D}}_{N1} + \overline{\mathfrak{D}}_{T1} = \varepsilon_1 \overline{\mathfrak{E}}_1 = \varepsilon_1 (\overline{\mathfrak{E}}_{N1} + \overline{\mathfrak{E}}_{T1}) \quad (1.23)$$

$$\overline{\mathfrak{D}}_2 = \overline{\mathfrak{D}}_{N2} + \overline{\mathfrak{D}}_{T2} = \varepsilon_2 \overline{\mathfrak{E}}_2 = \varepsilon_2 (\overline{\mathfrak{E}}_{N1} + \overline{\mathfrak{E}}_{T1}). \quad (1.24)$$

Die Additionen sind geometrisch auszuführen.

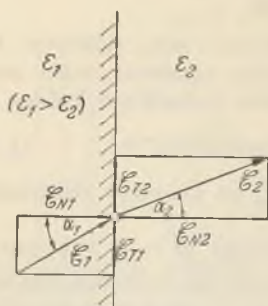


Abb. 9. Brechung der Feldstärke an der Grenzfläche zweier Dielektrika.

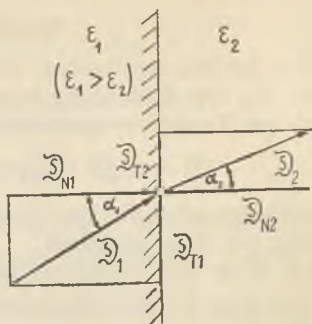


Abb. 10. Brechung der Verschiebungsdichte an der Grenzfläche zweier Dielektrika.

Es ergibt sich somit:

$$\overline{D}_{N1} = \overline{D}_{N2} \quad (1.25)$$

oder, was dasselbe ist:

$$\overline{E}_{N1}/\overline{E}_{N2} = \varepsilon_2/\varepsilon_1. \quad (1.26)$$

Ferner gilt:

$$\overline{E}_{T1} = \overline{E}_{T2} \quad (1.27)$$

oder, was dasselbe ist:

$$\overline{D}_{T1}/\overline{D}_{T2} = \varepsilon_1/\varepsilon_2. \quad (1.28)$$

Für den Brechungswinkel der Feldlinien gilt:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{|\overline{D}_{T1}|}{|\overline{D}_{N1}|}, \quad \operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{|\overline{D}_{T2}|}{|\overline{D}_{N2}|} = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \frac{|\overline{E}_{T1}|}{|\overline{E}_{T2}|} = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}. \quad (1.29)$$

### Energie des elektrischen Feldes

Für die Energiedichte pro Volumeneinheit gilt:

$$w_t = \int_0^{\overline{D}_t} \overline{E}_t d\overline{D}_t \quad (\text{Wattsec/cm}^3), \quad (1.30)$$

wobei  $w_t$ ,  $\overline{D}_t = \varepsilon \varepsilon_0 \overline{E}_t$  Funktionen der Zeit sind. Für den Fall, daß die Dielektrizitätskonstante unabhängig von der Feldstärke  $\overline{E}_t$  und der Zeit ist, gilt:

$$w_t = \int_0^{\overline{D}_t} \frac{1}{\varepsilon \varepsilon_0} \overline{D}_t d\overline{D}_t, \quad (1.31)$$

$$w_t = \frac{1}{2} \frac{\overline{D}_t^2}{\varepsilon \varepsilon_0} = \frac{1}{2} \overline{E}_t \overline{D}_t. \quad (1.32)$$



Die Energie in einem Volumen  $V$  ( $\text{cm}^3$ ) ist:

$$W_t = \frac{1}{2} \int_V \overline{\mathfrak{E}}_t \overline{\mathfrak{D}}_t dV \text{ (Wattsec)}. \quad (1.33)$$

### Poissonsche und Laplacesche Gleichungen

Der Zusammenhang zwischen der Verschiebungsdichte (Coulomb $\text{cm}^{-2}$ ) und der Ladung  $Q$  (Coulomb) ist gegeben durch die Gleichung:

$$\text{div } \overline{\mathfrak{D}} = \frac{\partial Q}{\partial V} = q \text{ (Coulombcm}^{-3}\text{)}. \quad (1.34)$$

Für die Divergenz ergeben sich die Definitionsgleichungen wie folgt:  
Im kartesischen Koordinatensystem:

$$\text{div } \overline{\mathfrak{D}} = \frac{\partial \overline{\mathfrak{D}}_x}{\partial x} + \frac{\partial \overline{\mathfrak{D}}_y}{\partial y} + \frac{\partial \overline{\mathfrak{D}}_z}{\partial z}. \quad (1.35)$$

Beim ebenen Sonderfall:

$$\text{div } \overline{\mathfrak{D}} = \frac{\partial \overline{\mathfrak{D}}_x}{\partial x} + \frac{\partial \overline{\mathfrak{D}}_y}{\partial y}. \quad (1.36)$$

In Zylinderkoordinaten:

$$\text{div } \overline{\mathfrak{D}} = \frac{\partial \overline{\mathfrak{D}}_z}{\partial z} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \overline{\mathfrak{D}}_r) + \frac{1}{r} \frac{\partial \overline{\mathfrak{D}}_\alpha}{\partial \alpha}. \quad (1.37)$$

In sphärischen Koordinaten:

$$\text{div } \overline{\mathfrak{D}} = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} (r^2 \overline{\mathfrak{D}}_r) + \frac{1}{r \sin \vartheta} \left( \frac{\partial}{\partial \vartheta} (\sin \vartheta \cdot \overline{\mathfrak{D}}_\vartheta) + \frac{\partial \overline{\mathfrak{D}}_\alpha}{\partial \alpha} \right). \quad (1.38)$$

Nach dem Integralsatz von Gauß gilt:

$$\int \text{div } \overline{\mathfrak{D}} dV = \int_{\mathfrak{F}} \overline{\mathfrak{D}} d\mathfrak{F} = Q, \quad (1.39)$$

daraus ersieht man:

Das Flächenintegral der Verschiebungsdichte (= Verschiebungsfluß) über eine geschlossene Hüllfläche  $\mathfrak{F}$  ist gleich der eingeschlossenen Ladung  $Q$ . Die Integration (Gl. 1.39) wird auf der Außenseite der Hüllfläche durchgeführt. Integriert man auf der Innenseite der Hüllfläche, so ergibt sich:

$$\int_{\mathfrak{F}} \overline{\mathfrak{D}} d\mathfrak{F} = -Q. \quad (1.40)$$

Man erkennt also: In dem von der Hüllfläche nach außen hin abgegrenzten Raum muß sich eine gleichgroße Gegenladung  $-Q$  befinden.

Gl. (1. 34) kann auch in der Form der Poissonschen Potentialgleichung geschrieben werden:

$$\operatorname{div} \operatorname{grad} v = \nabla^2 v = -\frac{g}{\varepsilon \varepsilon_0}, \quad (1. 41)$$

wobei für den Operator  $\nabla^2 v$  sich die folgenden Definitionsgleichungen ergeben:

In kartesischen Koordinaten:

$$\nabla^2 v = \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial z^2}. \quad (1. 42)$$

Beim ebenen Sonderfall:

$$\nabla^2 v = \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial y^2}. \quad (1. 43)$$

In zylindrischen Koordinaten:

$$\nabla^2 v = \frac{\partial^2 v}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial v}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 v}{\partial \alpha^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial z^2}. \quad (1. 44)$$

In sphärischen Koordinaten:

$$\nabla^2 v = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left( r^2 \frac{\partial v}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \vartheta} \left( \frac{\partial}{\partial \vartheta} \left( \sin \vartheta \frac{\partial v}{\partial \vartheta} \right) + \frac{1}{\sin \vartheta} \frac{\partial^2 v}{\partial \alpha^2} \right). \quad (1. 45)$$

Für das ladungsfreie (quellenfreie) Feld ( $g = 0$ ) gilt die Laplacesche Gleichung:

$$\begin{aligned} \operatorname{div} \bar{\mathfrak{D}} &= 0. \\ \nabla^2 v &= 0. \end{aligned} \quad (1. 46)$$

Insbesondere ergibt sich für den ebenen Sonderfall die fundamentale Potentialgleichung:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial y^2} = 0. \quad (1. 47)$$

### Überlagerung von Potentialfeldern punktförmiger Ladungen

Die von  $n$  Punktladungen herrührenden Potentiale  $v_i$  superponieren sich zu einem Potential  $v$  gemäß der Beziehung:

$$v = \sum_1^n v_i. \quad (1. 48)$$

Kapitel 2

Allgemeine Kapazitätsgleichungen

Kapazität, Farad

Auf der Oberfläche eines isolierten Leiters befinde sich die Ladung  $+q$ . Die dazu gehörige Gegenladung  $-q$  befinde sich auf einem zweiten ebenfalls isolierten Leiter. In der Umgebung herrscht ein elektrisches Feld mit der Feldstärke  $\vec{E}$ . Zwischen den beiden Leitern — Elektrode 1 und Elektrode 2 genannt — besteht gemäß der Gleichung

$$\int_1^2 \vec{E} ds = v_1 - v_2 = U_{12} \tag{2.1}$$

eine Spannung  $U_{12}$ . Man spricht von der Kapazität  $C$  eines solchen Systems und definiert diese durch die Gleichung:

$$q = CU_{12}. \tag{2.2}$$

Da  $q$  in Ampsec,  $U_{12}$  in Volt einzusetzen ist, ergibt sich für die Kapazität  $C$  die Dimension  $\text{sec } \Omega^{-1} = \text{Farad (F)}$ . In der Praxis stellt die Einheit Farad eine zu große Einheit dar. Es sind gebräuchlicher die Einheiten Mikrofarad ( $\mu\text{F}$ ), Nanofarad ( $\text{nF}$ ) und Mikromikrofarad = Pikofarad ( $\mu\mu\text{F} = \text{pF}$ ). Den Zusammenhang zwischen den einzelnen Einheiten gibt folgende Gleichung an:

$$1 \text{ F} = 10^6 \mu\text{F} = 10^9 \text{ nF} = 10^{12} \text{ pF}. \tag{2.3}$$

Nach dem in der Technik nicht üblichen elektrostatischen Maßsystem wird die Kapazität in cm angegeben. Die Umrechnungsformeln sind, wie später gezeigt wird (S. 14) folgende:

$$\begin{aligned} 1 \text{ F} &= 9 \cdot 10^{11} \text{ cm} \\ 1 \text{ pF} &= 0,9 \text{ cm} \\ 1 \text{ cm} &= 1,1 \text{ pF}. \end{aligned} \tag{2.4}$$

Parallel- und Reihenschaltung von Kapazitäten

$Q$  bezeichne die Ladung,  $C_v$  die Kapazität der einzelnen Kondensatoren, wobei der Index

$$v = 1 \dots n$$

ist.  $U$  ist die Klemmenspannung, wie in Abb. 11 und Abb. 12 eingezeichnet.

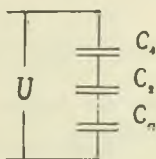


Abb. 11. Reihenschaltung von Kapazitäten.

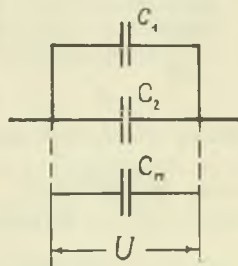


Abb. 12. Parallelschaltung von Kapazitäten.

Parallelgeschaltete Kapazitäten addieren sich gemäß folgender Gleichungen:

$$\begin{aligned}
 Q_1 &= C_1 U \\
 Q_2 &= C_2 U \\
 &\dots\dots\dots \\
 Q_n &= C_n U \\
 Q &= \sum_{\nu=1}^{\nu=n} Q = \sum_{\nu=1}^{\nu=n} C_\nu U = C U \qquad (2.5)
 \end{aligned}$$

$$C = \sum_{\nu=1}^{\nu=n} C_\nu \qquad (2.6)$$

Bei der Reihenschaltung von Kapazitäten erhält jeder Kondensator die gleiche Ladung, da wegen der Grundgleichung

$$\text{div } \vec{D} = 0$$

der dielektrische Verschiebungsfluß durch die ganze Kondensator-kette hindurch konstant sein muß.

$$\begin{aligned}
 Q_1 &= Q_\nu = Q_n = Q \\
 U &= \sum_{\nu=1}^{\nu=n} Q_\nu \cdot 1/C_\nu = Q \sum_{\nu=1}^{\nu=n} 1/C_\nu = Q \frac{1}{C} \qquad (2.7)
 \end{aligned}$$

$$1/C = \sum_{\nu=1}^{\nu=n} 1/C_\nu \qquad (2.8)$$

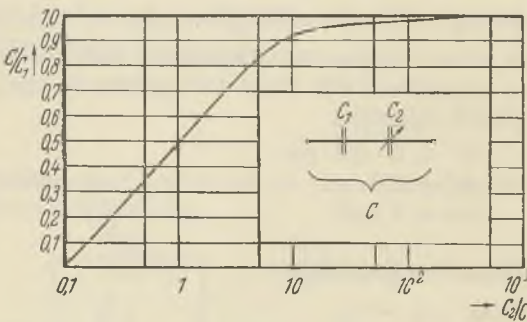


Abb. 13. Resultierende Kapazität bei der Reihenschaltung.

Schaltet man eine feste Kapazität  $C_1$  in Reihe mit einer veränderlichen  $C_2$ , so ergibt sich für die resultierende Kapazität  $C$  als Funktion von  $C_2$  der in Abb. 13 angegebene Verlauf, wobei beide veränderliche Kapazitäten ins Verhältnis gesetzt sind zur

festen Kapazität  $C_1$ . Für die beiden Grenzfälle und den Fall der Gleichheit der Kapazitäten gilt:

$$\begin{aligned}
 C_1 \ll C_2 &\dots\dots\dots C = C_2 \\
 C_1 = C_2 &\dots\dots\dots C = \frac{1}{2} C_1 = \frac{1}{2} C_2 \\
 C_2 \gg C_1 &\dots\dots\dots C = C_1.
 \end{aligned}$$

## Teilkapazitäten

Auf beliebig geformten Leitern mit den Ordnungszahlen  $1, 2 \dots n$  befinden sich die Ladungen  $Q_1, Q_2 \dots Q \dots Q_n$ . Die Oberflächen der Leiter sind für das sie umgebende aus allen Ladungen resultierende Feld Äquipotentialflächen mit den Potentialen  $v_1, v_2 \dots v \dots v_n$ . Die Ladungen  $Q_1 \dots Q_n$  seien unter sich Ladungen und Gegenladungen, also gilt:

$$\sum_{\nu=1}^{\nu=n} Q = 0. \quad (2.9)$$

Die Ladungen und Potentiale sind miteinander verknüpft durch die  $n$  Teilkapazitätsgleichungen (Maxwell)

$$\begin{aligned} q_1 &= c_{12} (v_1 - v_2) + c_{13} (v_1 - v_3) + \dots + c_{1n} (v_1 - v_n) \\ q_2 &= c_{21} (v_2 - v_1) + c_{23} (v_2 - v_3) + \dots + c_{2n} (v_2 - v_n) \\ q_\nu &= c_{\nu 1} (v_\nu - v_1) + c_{\nu 2} (v_\nu - v_2) + \dots + c_{\nu n} (v_\nu - v_n) \\ q_n &= c_{n1} (v_n - v_1) + c_{n2} (v_n - v_2) + \dots + c_{n(n-1)} (v_n - v_{(n-1)}). \end{aligned} \quad (2.10)$$

Die Zahl der Teilkapazitäten  $z$  beträgt bei  $n$  Leitern:

$$z = n/2 \cdot (n - 1).$$

Da zwischen zwei Leitern ( $\nu$ ) und ( $\nu - 1$ ) nur eine Teilkapazität besteht, ist:

$$c_{\nu(\nu-1)} = c_{(\nu-1)\nu} \quad (2.11)$$

z. B.

$$c_{12} = c_{21}.$$

Im allgemeinen sind die Teilkapazitäten auf Grund der räumlichen Anordnung der zugehörigen Leiter so von einander abhängig, daß sich bei Veränderung einer Teilkapazität auch sämtliche anderen ändern. Man betrachte z. B. das in Abb. 14 dargestellte Teilkapazitätensystem. Drei ebene Platten sollen auf der Tafelenebene senkrecht stehen. Es sind die eingezeichneten drei Teilkapazitäten  $c_{12}$ ,  $c_{13}$  und  $c_{32}$  vorhanden. Taucht man nun die Platte 3 in Pfeilrichtung in den Raum zwischen Platte 1 und Platte 2 ein, so werden die Teilkapazitäten  $c_{13}$  und  $c_{32}$  größer, die Teilkapazität  $c_{12}$  wird indes kleiner.

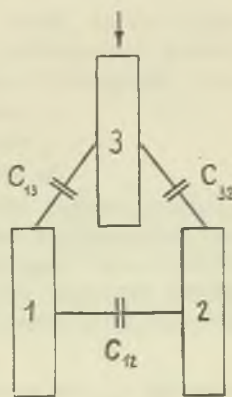


Abb. 14. Veränderung der Teilkapazitäten.

## Betriebskapazität

Betriebskapazität ist die unter den Betriebsbedingungen zwischen zwei Leitern eines Mehrleitersystems gemessene Kapazität. Wird z. B. bei dem Drei-Plattensystem der Abb. 14 die Kapazität zwischen den

spannungsführenden Leitern 1 und 2 gemessen, so ergibt sich für den Fall, daß die Platte 3 isoliert ist, die Betriebskapazität:

$$C_i = c_{12} + \frac{c_{13} \cdot c_{23}}{c_{13} + c_{23}} \quad (2.12)$$

für den Fall, daß die Platte 3 das Potential von 2 hat, diese Betriebskapazität:

$$C_u = c_{12} + c_{13} . \quad (2.13)$$

### Teilkapazitäten und Betriebskapazität beim technischen Kondensator

Beim technischen Kondensator hat man es meist mit einem System von drei bzw. zwei Leitern zu tun. Gemäß dem grundsätzlichen Schema der Abb. 15 sind diese drei Leiter: die beiden Elektroden 1

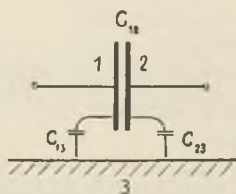


Abb. 15. Kondensator mit zwei Streukapazitäten.

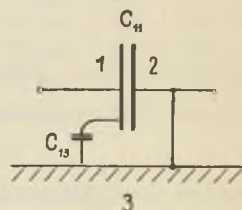


Abb. 16. Kondensator mit einer Streukapazität.

und 2 und die „Erde“ (3), worunter auf gleichem Potential befindliche größere Leitergebilde in der Umgebung der Elektroden zu verstehen sind. Demgemäß ergeben sich drei Teilkapazitäten:

- $c_{12}$  zwischen Elektrode (1) und (2),
- $c_{13}$  zwischen Elektrode (1) und Erde (3),
- $c_{23}$  zwischen Elektrode (2) und Erde (3).

$c_{13}$  und  $c_{23}$  werden Streukapazitäten genannt. Diese Streukapazitäten sind meist sehr veränderlich, da während des Betriebes sich die Leitergebilde in der Umgebung der Elektroden z. B. der Körper des Beobachters bewegen. Ein derartig offen gebauter Kondensator ändert also sehr leicht seine Betriebskapazität

$$C = c_{12} + c_{sa} , \quad (2.14)$$

wobei für  $c_{sa}$ , die resultierende Streukapazität, gilt:

$$c_{sa} = \frac{c_{13} c_{23}}{c_{13} + c_{23}} . \quad (2.15)$$

Dieser Übelstand wird nur wenig beseitigt durch das „Erden“, einer Elektrode gemäß Abb. 16. Die Streukapazität beträgt in diesem Fall  $c_{sb}$  und ist größer als im Fall der Abb. 15

$$c_{sb} = c_{13} > c_{sa} . \quad (2.16)$$

Umgibt man den Kondensator mit einem Mantel gemäß Abb. 17, so sind die inneren Streukapazitäten  $c_{13}$  und  $c_{23}$  durch äußere Einflüsse nicht mehr veränderbar.

Die Streukapazität einer Elektrode zum Mantel (z. B.  $c_{23}$ ) wird meist kurzgeschlossen, was bei einer Eichung des Kondensators genau angegeben werden muß. Die Streukapazität des Mantels gegen Erde  $c_{34}$  kann eine Gefahr für vollkommen exakte Definition und Reproduzierbarkeit der Kapazität in der Schaltung darstellen.

Kann in der Schaltung diese Streukapazität kurzgeschlossen werden, so ergibt sich der vollkommen streukapazitätslose, gekapselte und gerdete Kondensator gemäß dem Schema der Abb. 18. Bei der Parallelschaltung von Kondensatoren entstehen hinsichtlich der Beseitigung der Streukapazität keine Schwierigkeiten, wenn man die Mäntel sämtlicher Kondensatoren gemäß dem Schema der Abb. 19 miteinander leitend verbindet.

Bei der Reihenschaltung von Kondensatoren ist die Lösung des Problems ohne besonderen Aufwand nicht möglich. Es muß, wie Abb. 20 zeigt, ein gemeinsamer Mantel um alle Kondensatoren gelegt werden.

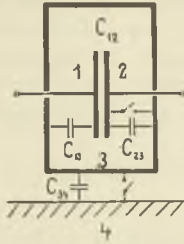


Abb. 17. Kondensator mit Mantel (Abschirmung).

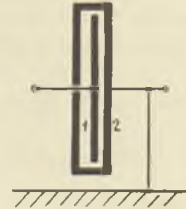


Abb. 18. Von äußeren Streukapazitäten freier Kondensator.

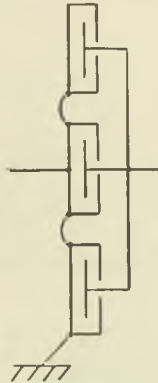


Abb. 19. Parallelschaltung von Kondensatoren mit Mänteln.

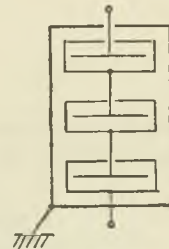


Abb. 20. Reihenschaltung von Kondensatoren mit gemeinsamem Mantel.

### Kapitel 3

#### Kapazitäten gegen „Erde“

Es wurde gezeigt, daß bei der Ermittlung der Betriebskapazität eines Kondensators die Streukapazitäten nach „Erde“ berücksichtigt werden müssen. Um größenordnungsmäßig derartige Kapazitäten abschätzen zu können, werden im folgenden die Kapazitätswerte geome-

trisch einfach geformter Körper gegen „Erde“ formelmäßig angegeben.

Unter „Erde“ wird verstanden entweder

1. eine den Körper allseitig umhüllende leitende Fläche in sehr großer Entfernung von ihm. (Technisch verwirklicht z. B. durch einen Abschirmkäfig sehr großer Abmessungen.)

2. eine sehr weit ausgedehnte leitende Ebene in endlicher Entfernung (z. B. Wasserspiegel, Metallplatte).

### Kapazität einer Kugel gegen Erde (allseitige Hülle)

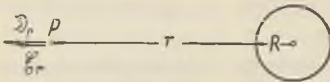


Abb. 21. Zur Definition der Kapazität einer Kugel gegen Erde (allseitige Hülle).

Die Kugel mit dem Radius  $R$  (cm) sei aufgeladen mit der Ladung  $Q$  (Coulomb). Im Abstand  $r$  (cm) von der Kugelmitte sei die Feldstärke  $\mathfrak{E}_r$  (Voltcm<sup>-1</sup>) und die Verschiebungsdichte  $\mathfrak{D}_r$  (Ampsec cm<sup>-2</sup>) (Abb. 21).

Gemäß der Formel

$$\int_{\bar{F}} \mathfrak{D} d\mathfrak{F} = Q$$

gilt:

$$\mathfrak{D}_r = \frac{Q}{4\pi r^2} \quad (3.1)$$

$$\mathfrak{E}_r = \frac{Q}{4\pi r^2 \epsilon \epsilon_0}. \quad (3.2)$$

Der Potentialunterschied zwischen dem Punkt  $P$  und der „unendlich fernen Erde“ ist

$$U_r = \int_{r=\tau}^{r=\infty} \mathfrak{E}_r dr = \frac{Q}{4\pi \epsilon \epsilon_0} \int_{r=\tau}^{r=\infty} r^{-2} dr = \frac{Q}{4\pi \epsilon \epsilon_0} \frac{1}{r} \quad (\text{Volt}). \quad (3.3)$$

Für die Kugeloberfläche mit dem Radius  $r = R$  ergibt sich:

$$U_R = \frac{Q}{4\pi \epsilon \epsilon_0} \frac{1}{R}. \quad (3.4)$$

Somit beträgt die Kapazität:

$$C = 4\pi \epsilon \epsilon_0 R \quad (F). \quad (3.5)$$

Einheit der Kapazität im elektrostatischen Maßsystem

Im in der Technik nicht üblichen elektrostatischen Maßsystem hat die Kugel mit dem Radius  $R = 1$  cm die Einheit der Kapazität von  $C = 1$  cm. Es ergibt sich somit für den Umrechnungsfaktor vom elektrostatischen Maßsystem ins technische Maßsystem die Beziehung

$$\begin{aligned} 4\pi \epsilon \epsilon_0 10^{12} \text{ pF} &= 1 \text{ cm} \\ 1,11 \text{ pF} &= 1 \text{ cm}. \end{aligned} \quad (3.6)$$



Kapazität einer Kugel gegen Erde (sehr weit ausgedehnte leitende Ebene in endlicher Entfernung)

Die Formel (69) erhält für diesen Fall einen Korrekturfaktor und geht somit in die Form über:

$$C = 4\pi\epsilon\epsilon_0 R \left(1 + \frac{R}{2h}\right) \quad (F) \quad (3.7)$$

wobei  $h$  (cm) der Abstand des Kugelmittelpunktes von der Ebene ist und die Voraussetzung gemacht werden muß, daß  $R < h$ .

Kapazität eines zylindrischen Stabes (Drahtes) gegen Erde (allseitige Hülle)

Der Stab (Abb. 22) habe die Länge  $h$  (cm) und den Radius  $R$  (cm). Im Punkt  $P$  herrsche eine Feldstärke  $\mathfrak{E}$  und eine Verschiebungsdichte  $\mathfrak{D}$  und ein Potential  $v$ . Diese Größen rühren her von der Gesamtladung auf dem Stab. Betrachtet man auf dem Stab das zu dem Längenelement  $dz$  gehörige Ladungselement  $dQ$ , so betrage die davon herührende Teilverschiebungsdichte  $d\mathfrak{D}$ , die Teilfeldstärke  $d\mathfrak{E}$  und das Teilpotential  $dv$ . Es gilt:

$$dQ = \frac{Q}{h} dz \quad (3.8)$$

$$d\mathfrak{D} = \frac{Q}{h} \frac{dz}{4\pi r^2} \quad (3.9)$$

$$d\mathfrak{E} = \frac{Q}{h \epsilon\epsilon_0 4\pi r^2} dz \quad (3.10)$$

$$dv = - \int d\mathfrak{E} dr = \frac{Q}{h \epsilon\epsilon_0 4\pi r} dz \quad (3.11)$$

Durch Einführung der Koordinaten  $x$  und  $z$ :

$$dv = \frac{Q}{h \epsilon\epsilon_0 4\pi} \frac{dz}{\sqrt{(z-z_0)^2 + x_0^2}} \quad (3.12)$$

Durch Integration über den ganzen Stab:

$$v_{x_0, y_0} = \frac{Q}{h \epsilon\epsilon_0 4\pi} \int_{z=-h/2}^{z=+h/2} \frac{dz}{\sqrt{(z-z_0)^2 + x_0^2}} \quad (3.13)$$

$$v_{x_0, y_0} = \frac{Q}{h \epsilon\epsilon_0 4\pi} \ln \frac{h/2 - z_0 + \sqrt{(h/2 - z_0)^2 + x_0^2}}{-h/2 - z_0 + \sqrt{(h/2 + z_0)^2 + x_0^2}} \quad (3.14)$$

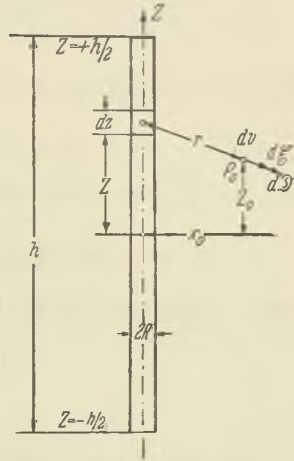


Abb. 22. Zur Definition der Kapazität eines zylindrischen Stabes gegen Erde (allseitige Hülle).

Für das Potential an der Leiteroberfläche ergibt sich z. B. durch Einsatz der Koordinaten des Punktes  $x_0 = R$  und  $z_0 = 0$ :

$$v_R = \frac{Q}{h \varepsilon \varepsilon_0 4 \pi} \ln \frac{h/2 + \sqrt{h^2/4 + R^2}}{-h/2 + \sqrt{h^2/4 + R^2}}. \quad (3.15)$$

Um die Vernachlässigung  $R \ll h$  durchführen zu können, muß der Ausdruck umgeformt werden:

$$v_R = \frac{Q/h}{\varepsilon \varepsilon_0 4 \pi} \ln \frac{h/2 + h/2 \sqrt{1 + \frac{R^2}{h^2/4}}}{-h/2 + h/2 \sqrt{1 + \frac{R^2}{h^2/4}}}. \quad (3.16)$$

Unter Berücksichtigung der Beziehung:

$$(1 + x)^n \approx 1 + \frac{1}{n} x \quad \text{für } x \ll 1$$

gilt, da  $\frac{R^2}{h^2/4}$  sehr klein ist:

$$v_R = \frac{Q}{h \varepsilon \varepsilon_0 4 \pi} \ln \left( \frac{h^2}{R^2} \right) = \frac{Q}{h \varepsilon \varepsilon_0 2 \pi} \ln \frac{h}{R}. \quad (3.17)$$

Somit ergibt sich für die Kapazität:

$$C = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 2 \pi h}{\ln \left( \frac{h}{R} \right)} \quad (\text{F}). \quad (3.18)$$

Zahlenbeispiel: Die Kapazität eines Stabes mit 1 cm Durchmesser und 200 cm Länge gegen eine sehr weit entfernte allseitige Hülle beträgt demnach für den luftgefüllten Raum:  $C = \text{ca } 25 \text{ pF}$ .

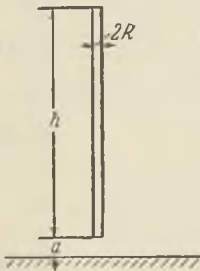


Abb. 23. Zur Definition der Kapazität eines senkrechten zylindrischen Stabes gegen eine weitausgedehnte Ebene.

Kapazität eines zylindrischen Stabes, der senkrecht über Erde (über einer sehr weit ausgedehnten leitenden Ebene) steht

Der Radius des Stabes sei  $R$  (cm), die Länge  $h$  (cm), der Abstand von der Erde  $a$  (cm) (Abb. 23). Für die Kapazität ergibt sich:

$$C = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 2 \pi h}{\ln \left( \frac{h}{R} \sqrt{\frac{4a + h}{4a + 3h}} \right)} \quad (\text{F}). \quad (3.19)$$

Der Wurzelausdruck stellt also einen Korrekturfaktor dar gegenüber der Formel für den von einer allseitigen Hülle umgebenen Stab.

Für den Fall, daß  $4a \ll h$  ist, gilt:

$$\frac{\sqrt{4a+h}}{\sqrt{4a+3h}} \approx \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (3.20)$$

somit

$$C \approx \frac{\epsilon\epsilon_0 2\pi h}{\ln\left(\frac{h}{R\sqrt{3}}\right)} \quad (F). \quad (3.21)$$

Kapazität eines zylindrischen Stabes, der waagrecht über Erde (über einer sehr weit ausgedehnten leitenden Ebene) liegt

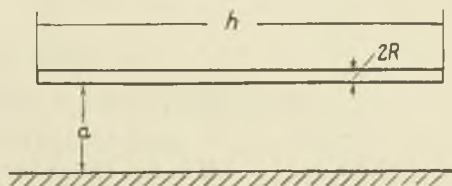


Abb. 24.

Zur Definition der Kapazität eines waagerechten zylindrischen Stabes gegen eine weitausgedehnte Ebene.

Für die Kapazität ergibt sich folgende Formel, wobei gemäß Abb. 24  $h$  (cm) die Länge des Stabes,  $R$  (cm) der Durchmesser und  $a$  (cm) der Abstand vom Erdboden ist:

$$C = \frac{\epsilon\epsilon_0 2\pi h}{\ln\left(\frac{h}{R} \sqrt{\frac{\sqrt{h^2 + (4a)^2} - h}{\sqrt{h^2 + (4a)^2} + h}}\right)} \quad (F). \quad (3.22)$$

Der Wurzelausdruck stellt gegenüber der Formel (3.18) einen Korrekturfaktor dar.

Für den Sonderfall  $4a^2 \ll h^2$  ergibt sich für den Korrekturfaktor angenähert:

$$\sqrt{\frac{h \sqrt{1 + \left(\frac{4a}{h}\right)^2} - h}{h \sqrt{1 + \left(\frac{4a}{h}\right)^2} + h}} \approx \sqrt{\frac{h \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{4a}{h}\right)^2\right) - h}{h \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{4a}{h}\right)^2\right) + h}} = \frac{2a}{h}. \quad (3.24)$$

Somit ist die angenäherte Kapazität in diesem Sonderfall:

$$C \approx \frac{2\pi \epsilon\epsilon_0 h}{\ln \frac{2a}{R}} \quad (F). \quad (3.25)$$



Kapazität einer ebenen Platte gegen Erde (allseitige Hülle)

Durch ähnlichen Ansatz und Integration wie bei den Gl. (3. 8... 3. 18) ergibt sich für die Kapazität einer kreisrunden Platte mit dem Radius  $R$  (cm) und der Dicke  $d$  (cm) die Beziehung:

$$C = \varepsilon \varepsilon_0 8 R \left( 1 + \frac{d}{\pi R} \right). \quad (3. 26)$$

Wenn  $R \gg d$  so gilt:

$$C = \varepsilon \varepsilon_0 8 R \quad (\text{F}). \quad (3. 27)$$

Zahlenbeispiel: Die Kapazität einer sehr dünnen kreisrunden Platte von einem Radius von 10 cm gegen eine sehr weitentfernte allseitige Hülle beträgt:  $C = \text{ca } 7 \text{ pF}$ .

## Kapitel 4

### Kapazitäten zwischen zwei Elektroden



Abb. 25. Kugelkondensator.

Beim Kugelkondensator (Abb. 25) werden die Elektroden von zwei konzentrischen Kugelschalen mit den Radien  $r_i$  (cm) und  $r_a$  (cm) gebildet. Für die Kapazität  $C$  (F) ergibt sich der Ansatz:

$$C = \frac{Q}{U} = 4\pi\varepsilon\varepsilon_0 \frac{r_i r_a}{r_a - r_i} \quad (\text{F}) = \varepsilon \frac{r_i r_a}{r_a - r_i} \text{ (cm)}, \quad (4. 1)$$

wobei  $Q$  (Coulomb) die Ladung,  $U$  (Volt) die Spannung und  $r$  (cm) der laufende Radius ist. Es ist nämlich:

$$Q = 4\pi r^2 \varepsilon \varepsilon_0 \mathfrak{E}_r$$

$$U = \int_{r_i}^{r_a} \mathfrak{E}_r dr = \frac{Q}{4\pi\varepsilon\varepsilon_0} \int_{r_i}^{r_a} r^{-2} dr = \frac{Q}{4\pi\varepsilon\varepsilon_0} \left( \frac{1}{r_i} - \frac{1}{r_a} \right),$$

wobei  $\mathfrak{E}_r$  (Volt/cm<sup>-1</sup>) die elektrische Feldstärke ist.

Für den Zylinderkondensator (Abb. 26) ergibt sich:

$$C = \frac{Q}{U} = 2\pi\varepsilon\varepsilon_0 h \frac{1}{\ln r_a/r_i} \quad (\text{F}) = \varepsilon \frac{1}{2} h \frac{1}{\ln r_a/r_i} \text{ (cm)}, \quad (4. 2)$$

denn es ist:

$$Q = 2\pi r h \varepsilon \varepsilon_0 \mathfrak{E}_r$$

$$U = \int_{r_i}^{r_a} \mathfrak{E}_r dr = \frac{Q}{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 h} \int_{r_i}^{r_a} r^{-1} dr = \frac{Q}{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 h} \ln \frac{r_a}{r_i}.$$

Für den Plattenkondensator, dessen Elektroden von zwei planparallelen Platten mit der Fläche  $F$  (cm<sup>2</sup>) im Abstand  $a$  (cm) gebildet werden (Abb. 27), gilt unter der Voraussetzung eines homogenen elektrischen Feldes:

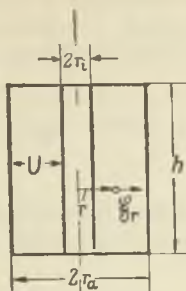


Abb. 26. Zylinderkondensator.

$$Q = F \epsilon \epsilon_0 \mathcal{E}_x = F \epsilon \epsilon_0 \frac{U}{a}$$

$$C = \frac{F \epsilon \epsilon_0}{a} \quad (\text{F}). \quad (4.3)$$

Für den Sonderfall des Kreisplattenkondensators mit dem Plattenradius  $R$  (cm) ergibt sich:

$$C = \frac{R^2 \pi \epsilon \epsilon_0}{a} \quad (\text{F}) = \epsilon \frac{R^2}{4a} \quad (\text{cm}). \quad (4.4)$$

Eine Abart des Plattenkondensators ist der Schutzringkondensator (Abb. 28). Beim gewöhnlichen Plattenkondensator bildet sich insbesondere bei großem Plattenabstand an den Rändern ein inhomogenes Streufeld aus. Dieses Streufeld verursacht mitunter erhebliche Abweichung der errechneten und der etwa durch die Stromspannungsmessung ermittelten Kapazitäten. Beim Kondensator mit Schutzring wird gemäß Schaltung Abb. 28 nur der vollkommen homogene dielektrische Verschiebungsstrom erfaßt. Die durch Spannungsmesser  $U$  und Strommesser  $I$  ermittelte Kapazität stimmt also mit der errechneten überein.

Für einen Kondensator mit zwei gegenüberstehenden Kugeln als Elektroden — Kugelfunkenstrecke — ergibt sich für die Kapazität, wenn  $R$  (cm) der Radius und  $A$  (cm) der Mittelpunktsabstand der Kugeln ist:

$$C = 2\pi\epsilon\epsilon_0 R \left( 1 + \frac{R(A^2 - R^2)}{A^3 - A^2R - AR^2} \right) \quad (\text{F}). \quad (4.5)$$

Die Streukapazitäten zu leitenden Körpern der Umgebung sind vernachlässigt.

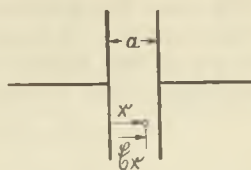


Abb. 27. Plattenkondensator.

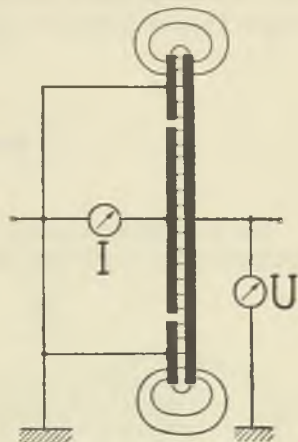


Abb. 28. Schutzringkondensator.

Für einen Kondensator mit zwei relativ langen parallelen Drähten als Elektroden — Doppelleitung — ergibt sich für die Kapazität, wenn  $r$  (cm) der Radius und  $l$  (cm) die Länge und  $a$  (cm) der Mittelpunktsabstand der Drähte ist:

$$C = \frac{\pi \varepsilon \varepsilon_0 l}{\ln \frac{a}{r}} \quad (\text{F}). \quad (4.6)$$

Die Streukapazitäten zu leitenden Körpern der Umgebung sind in obiger Formel natürlich nicht berücksichtigt.

## Kapitel 5

### Drehkondensatoren

#### Allgemeines

Das Grundschemata eines Drehkondensators zeigt Abb. 29. Für den Eindrehwinkel  $\alpha$  gilt im allgemeinen:

$$0 \leq \alpha \leq \pi.$$

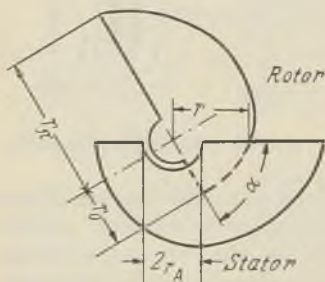


Abb. 29. Grundschemata eines Drehkondensators.

Die vom Eindrehwinkel abhängige Teilkapazität sei  $C_\alpha = f(\alpha)$ . Für  $\alpha = 0$  wird  $C_\alpha = C_0 = 0$ , für  $\alpha = \pi$  wird  $C_\alpha = C_\pi$ . Zu der vom Eindrehwinkel abhängigen Teilkapazität kommt noch eine zusätzliche feste Teilkapazität  $C_{\min}$  hinzu, so daß sich für die resultierende Kapazität ergibt:

$$C = C_\alpha + C_{\min} = C(\alpha) \quad (5.1)$$

insbesondere:

$$C_{\max} = C_{\min} + C_\pi. \quad (5.2)$$

In welcher Weise nun die Kapazität bzw. die Frequenz oder die Wellenlänge eines mit dem betreffenden Drehkondensator abzustimmenden Schwingungskreises als Funktion des Drehwinkels  $\alpha$  zwischen den Extremwerten veränderbar sind, hängt vom Plattenschnitt des Drehkondensators ab. Darunter wird verstanden der Radius  $r$  der Rotorplatten als Funktion des Eindrehwinkels  $\alpha$ . In einigen unwichtigen Sonderfällen trägt der Stator den Plattenschnitt.

Es gelten die Bezeichnungen:

Für  $\alpha = 0 \dots \dots \dots r = r_0$  (cm),

für  $\alpha = \pi \dots \dots \dots r = r_\pi$  (cm).

Die Plattenzahl des Rotors sei  $n_R$ , die des Stators  $n_S$ . Die Gesamtzahl der Platten ist:

$$n = n_S + n_R.$$

Die Gesamtzahl der Teilkapazitäten ist  $(n - 1)$ . Je nachdem, ob der Rotor (Abb. 30) oder der Stator übersteht, gilt:

$$n - 1 = 2 n_S \quad \text{bzw.} \quad n - 1 = 2 n_R.$$

Die wirksame Fläche zwischen zwei Platten sei:

$$F = F(\alpha) \text{ (cm}^2\text{)}.$$

Für das zum Drehwinkel  $d\alpha$  gehörige Flächendifferential  $dF$  bei beliebiger Randkurve gilt gemäß Abb. 31:

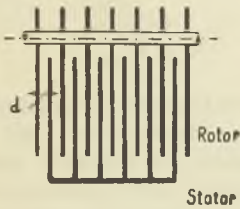


Abb. 30. Kondensator mit überstehendem Rotor.

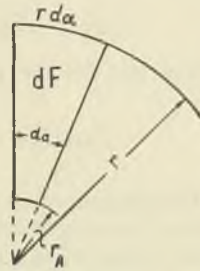


Abb. 31. Randkurven- und Flächenelement eines Drehkondensators.

$$dF = \frac{1}{2} (r^2 - r_A^2) d\alpha, \quad (5.3)$$

wobei  $r = r(\alpha)$ .  $r_A$  (cm) ist der Radius des Achsausschnitts.

Wenn mit  $d$  (cm) der Plattenabstand bezeichnet wird, gilt:

$$dC = 1/d \cdot dF \varepsilon \varepsilon_0 (n - 1) (F) \quad (5.4)$$

$$\frac{dC}{d\alpha} = \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{d} (n - 1) \frac{dF}{d\alpha} = \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{2d} (n - 1) (r^2 - r_A^2) \quad (5.5)$$

$$\frac{dC}{d\alpha} = K_F (r^2 - r_A^2), \quad (5.6)$$

wobei

$$K_F = \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{2d} (n - 1) \quad (F \text{ cm}^{-2}) \quad (5.7)$$

Kondensatorkonstante genannt wird. Diese ist also nur abhängig vom Dielektrikum, von der Plattenzahl und dem Plattenabstand.

Bilden ein Kondensator mit veränderbarer Kapazität  $C$  und eine Spule mit der festen Induktivität  $L$  einen Schwingungskreis, so gelten die Beziehungen:

$$\text{Kreisfrequenz: } w = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \text{const} \frac{1}{\sqrt{C}} \text{ (sec}^{-1}\text{)}$$

$$\text{Frequenz: } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \text{const} \frac{1}{\sqrt{C}} \text{ (Hz)}$$

$$\begin{aligned} \text{Wellenlänge: } \lambda &= 3 \cdot 10^8 \cdot 2\pi \sqrt{LC} = \text{const} \sqrt{C} \text{ (m)} \\ \lambda &= 3 \cdot 10^8 \cdot 1/f \text{ (m)}, \end{aligned}$$

wobei  $C$  in F und  $L$  in H einzusetzen sind. Wenn die Kapazität die beiden Werte  $C = C_1$  bzw.  $C = C_2$  hat, dann gilt für die zugehörigen Frequenzen und Wellenlängen:

$$f_1/f_2 = \sqrt{C_2/C_1} \quad \lambda_1/\lambda_2 = \sqrt{C_1/C_2}, \quad (5.8)$$

insbesondere gilt für die größte und kleinste Frequenz des Kreises:

$$f_{\max}/f_{\min} = \sqrt{\frac{C_{\min} + C_{\pi}}{C_{\min}}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}}. \quad (5.9)$$

Bei der Dimensionierung eines abstimmbaren Resonanzkreises liegt zunächst der Frequenz- bzw. Wellenlängenbereich fest. Mit der Wahl einer festen Induktivität  $L$  ist dann auch die Anfangs- und Endkapazität des Drehkondensators festgelegt. Der Plattenschnitt wird nun je nach den Forderungen an die Funktion  $C = C(\alpha)$  gewählt. Der Mittelwellenbereich bei Rundfunkempfängern liegt zwischen  $\lambda_{M\max} = 600$  m bzw.  $f_{M\min} = 500$  kHz und  $\lambda_{M\min} = 200$  m bzw.  $f_{M\max} = 1500$  kHz, der Langwellenbereich zwischen

$$\begin{aligned} \lambda_{L\max} &= 2000 \text{ (m)} & \text{bzw.} & & f_{L\min} &= 150 \text{ kHz} \\ \text{und} & & & & & \\ \lambda_{L\min} &= 800 \text{ (m)} & \text{bzw.} & & f_{L\max} &= 375 \text{ kHz}. \end{aligned}$$

Die Mittelwellenspule hat normalerweise eine Induktivität von  $L_M = 2$  mH, die Langwellenspule eine solche von  $L_L = 2$  mH.

Somit liegen die Extremwerte der Kapazitäten fest. Für den Mittelwellenbereich:

$$\begin{aligned} C_{M\max} &= \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_M} \approx 500 \text{ pF} \\ \frac{f_{M\max}^2}{f_{M\min}^2} &= \frac{1,5^2}{0,5^2} = 9 = \frac{C_{M\max}}{C_{M\min}} = \frac{500}{C_{M\min}} \\ C_{M\min} &\approx 55 \text{ pF}. \end{aligned}$$

Für den Langwellenbereich ergibt sich dementsprechend:

$$\begin{aligned} C_{L\max} &\approx 560 \text{ pF} \\ C_{L\min} &\approx 90 \text{ pF}. \end{aligned}$$



Wie man aus dieser Rechnung entnehmen kann, kommt man bei Rundfunkapparaten mit einem Drehkondensator von etwa 50 ... 550 pF sowohl im Mittelwellen- als auch im Langwellenbereich aus.

### Plattenschnitte von Drehkondensatoren

#### Kapazitätsgerader Kondensator (Kreisplattenkondensator)

##### a) Kennlinie

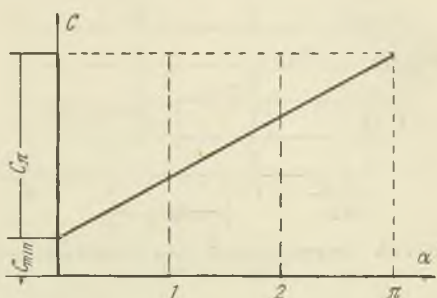
Die Kapazität als Funktion des Eindrehwinkels soll ein lineares Gesetz sein (Abb. 32)

$$C = C_{\min} + \text{const } \alpha \quad (5.10)$$

$$\frac{dC}{d\alpha} = \text{const.} \quad (5.10a)$$

##### b) Kapazitätsverlauf

$$C = C_{\min} + k_K \alpha. \quad (5.10b)$$



Für die Konstante  $k_K$  ergibt sich: Abb. 32. Kapazitätsverlauf beim kapazitätsgeraden Kondensator.

$$k_K = (r^2 - r_A^2) k_F = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{\pi} (F), \quad (5.11)$$

wobei

$$k_F = \frac{(n-1) \epsilon \epsilon_0}{2d}.$$

##### c) Plattenschnitt

In der allgemeinen Formel (5.6) muß, damit  $dC/d\alpha = \text{const}$  ist, sein:

$$r = \text{const.} \quad (5.12)$$

Das ist in Polarkoordinaten die Gleichung eines Kreises, d. h. die Randkurve  $r = f(\alpha)$  ist ein Kreis mit dem Drehpunkt als Mittelpunkt.

##### d) Frequenzverlauf

$$f/f_{\max} = \sqrt{C_{\min}/C} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{k_K}{C_{\min}} \alpha}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\min}} \frac{\alpha}{\pi}}} \quad (5.13)$$

## e) Wellenlängenverlauf

$$\lambda/\lambda_{\max} = f_{\min}/f = \sqrt{C/C_{\max}} = \sqrt{\frac{C_{\min}}{C_{\max}} + \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\max}} \frac{\alpha}{\pi}} \quad (5.14)$$

$$\lambda/\lambda_{\min} = \sqrt{1 - \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\min}} \frac{\alpha}{\pi}}. \quad (5.15)$$

Der Kreisplattenkondensator wird vorzugsweise bei Meßkondensatoren angewandt. Eine Gerade als Eichkurve ist in der Meßtechnik erwünscht.

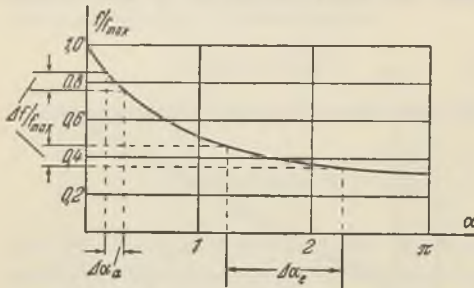


Abb. 33. Frequenzverlauf beim kapazitätsgeraden Kondensator.

gleichem Verstimmung ein sehr großer Drehwinkel  $\Delta\alpha_e$ . Die zu empfangenden Sender würden sich also am Anfang der Skala unzulässig eng zusammendrängen.

Mit Hilfe der Konstanten  $k_K$  kann genau interpoliert werden. Als Empfängerkondensator der Rundfunktechnik ist der

Kreisplattenkondensator unbrauchbar. Wie man aus Abb. 33 entnimmt, entspricht am Skalenanfang einer Verstimmung  $\frac{\Delta f}{f_{\max}}$

ein sehr kleiner Drehwinkel der Skala  $\Delta\alpha_a$ ; am Ende

der Skala entspricht der

Drehwinkel  $\Delta\alpha_e$ . Die zu

empfangenden Sender würden sich also am Anfang der Skala un-

Wellenlängengerader Kondensator (Nierenplattenkondensator)

## a) Kennlinie

Die Wellenlänge soll ein lineares Gesetz des Eindrehwinkels sein:

$$\lambda = \lambda_{\min} + \text{const } \alpha \quad (5.16)$$

$$\frac{d\lambda}{d\alpha} = \text{const.} \quad (5.17)$$

## b) Kapazitätsverlauf

Auf Grund der allgemeinen Formel

$$\lambda = \text{const } \sqrt{C}$$

ergibt sich:

$$\frac{d\sqrt{C}}{d\alpha} = \text{const.} \quad (5.18)$$

Der allgemeine Ansatz für  $C = C(\alpha)$  lautet:

$$\sqrt{C} = a + b\alpha. \quad (5.19)$$

Zur Bestimmung der Konstanten  $a$  und  $b$  setzt man  $\alpha = 0$  und  $\alpha = \pi$ :

$$\alpha = 0 \dots \sqrt{C} = \sqrt{C_{\min}} = a \quad (5.20)$$

$$\alpha = \pi \dots \sqrt{C} = \sqrt{C_{\max}} = \sqrt{C_{\min}} + b\pi \quad (5.21)$$

$$b = \frac{\sqrt{C_{\max}} - \sqrt{C_{\min}}}{\pi}. \quad (5.22)$$

Dementsprechend ergibt sich für die Kapazität  $C$ :

$$C = C_{\min} + 2(\sqrt{C_{\max}C_{\min}} - C_{\min})\frac{\alpha}{\pi} + (\sqrt{C_{\max}} - \sqrt{C_{\min}})^2\left(\frac{\alpha}{\pi}\right)^2. \quad (5.23)$$

Zur Vereinfachung wird gesetzt:

$$C = C_{\min} + k_{N1}\alpha + k_{N2}\alpha^2 \quad (5.24)$$

$$k_{N1} = \frac{2}{\pi}(\sqrt{C_{\max}C_{\min}} - C_{\min}) \quad (5.25)$$

$$k_{N2} = \frac{1}{\pi^2}(\sqrt{C_{\max}} - \sqrt{C_{\min}})^2. \quad (5.26)$$

### c) Plattenschnitt

Durch Differentiation der Gl. (5.24) erhält man die Beziehung für  $r = r(\alpha)$ .

$$\frac{\partial C}{\partial \alpha} = k_{N1} + 2k_{N2}\alpha = (r^2 - r_A^2)k_F. \quad (5.27)$$

Setzt man für  $\alpha = \pi$ ,  $r = r_\pi$ , so erhält man

$$k_{N1} + 2k_{N2}\pi = (r_\pi^2 - r_A^2)k_F. \quad (5.28)$$

Somit fällt die Konstante  $k_F$  aus der Gleichung fort:

$$k_{N1} + 2k_{N2}\alpha = \frac{r^2 - r_A^2}{(r_\pi^2 - r_A^2)}(k_{N1} + 2k_{N2}\pi). \quad (5.29)$$

$$r = \sqrt{\frac{k_{N1} + 2k_{N2}\alpha}{k_{N1} + 2k_{N2}\pi}(r_\pi^2 - r_A^2) + r_A^2} \quad (5.30)$$

$$k_{N1} + 2k_{N2}\pi = \frac{2}{\pi}(C_{\max} - \sqrt{C_{\max}C_{\min}}). \quad (5.31)$$

In die Gleichung für  $r = r(\alpha)$  eingesetzt:

$$r = \sqrt{\frac{(\sqrt{C_{\max}C_{\min}} - C_{\min}) + (\sqrt{C_{\max}} - \sqrt{C_{\min}})^2\left(\frac{r^2 - r_A^2}{r_\pi^2 - r_A^2}\right)\frac{\alpha}{\pi}}{C_{\max} - \sqrt{C_{\max}C_{\min}}}} + r_A^2. \quad (5.32)$$

Das ist eine Gleichung von der Form:

$$r = \sqrt{A + B\alpha}. \quad (5.33)$$

Das ist in Polarkoordinaten die Gleichung einer parabolischen Spirale.

Will man statt des Ausdrucks  $(r^2 - r_A^2)$  die Kondensatorkonstante

$$k_F = \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{2d} (n-1)$$

in der Formel für  $r = r(\alpha)$  haben, dann erhält man die Gleichung:

$$r = \sqrt{\frac{1}{k_F} (k_{N1} + 2k_{N2}\alpha) - r_A^2}. \quad (5.34)$$

d) Frequenzverlauf

$$f/f_{\max} = \lambda_{\min}/\lambda = \sqrt{\frac{C_{\min}}{C}} = \frac{a}{a+b\alpha} = \frac{1}{1 + \left(\sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} - 1\right) \frac{\alpha}{\pi}}. \quad (5.35)$$

e) Wellenlängenverlauf

$$\frac{\lambda}{\lambda_{\max}} = \frac{f_{\min}}{f} = \sqrt{\frac{C}{C_{\max}}} = \frac{a+b\alpha}{a+b\pi} = \sqrt{\frac{C_{\min}}{C_{\max}}} + \left(1 - \sqrt{\frac{C_{\min}}{C_{\max}}}\right) \frac{\alpha}{\pi}. \quad (5.36)$$

Frequenzgerader Kondensator (Sichelplattenkondensator)

a) Kennlinie (Abb. 34)

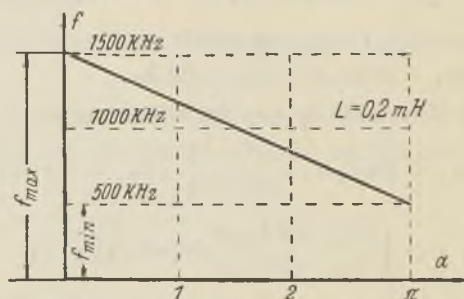


Abb. 34. Frequenzverlauf beim frequenzgeraden Kondensator.

$$f = f_{\max} - m\alpha \quad (5.37)$$

wobei  $m = \text{const}$

$$\frac{df}{d\alpha} = -m = -\frac{f_{\max} - f_{\min}}{\pi}. \quad (5.38)$$

## b) Kapazitätsverlauf

Auf Grund der allgemeinen Formel:

$$C = s \frac{1}{f^2}, \quad (5.39)$$

wobei

$$s = \frac{1}{4\pi^2 L} = \text{const} \quad (5.40)$$

gilt die Gleichung:

$$C = \frac{s}{(f_{\max} - m\alpha)^2} = C(\alpha). \quad (5.41)$$

Zur Bestimmung von  $s$  setzt man:

$$\text{für } \alpha = 0 \dots C = C_{\min} = s/f_{\max}^2 \quad (5.42)$$

Somit erhält man für die Kapazität die Gleichung (Abb. 35):

$$C = \frac{C_{\min}}{\left(1 - \left(1 - f_{\min}/f_{\max}\right) \frac{\alpha}{\pi}\right)^2} \quad (5.43)$$

$$C = \frac{C_{\min}}{\left(1 - \left(1 - \sqrt{C_{\min}/C_{\max}}\right) \frac{\alpha}{\pi}\right)^2} \quad (5.44)$$

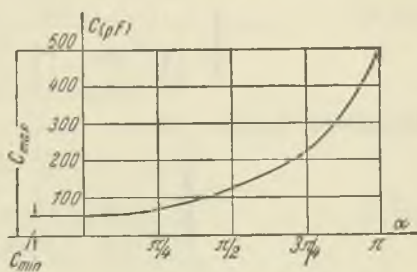


Abb. 35. Kapazitätsverlauf beim frequenzgeraden Kondensator.

oder in anderer Form:

$$C = \frac{C_{\min}}{\left(1 - \left(1 - \sqrt{C_{\min}/C_{\max}}\right) \frac{\alpha}{\pi}\right)^2} \quad (5.45)$$

## c) Plattenschnitt

Durch Differentiation von  $C = C(\alpha)$  ergibt sich eine Beziehung für  $r = r(\alpha)$ :

$$\begin{aligned} \frac{dC}{d\alpha} &= \frac{2}{\pi} C_{\max} \left( \sqrt{C_{\max}/C_{\min}} - \left( \sqrt{C_{\max}/C_{\min}} - 1 \right) \frac{\alpha}{\pi} \right)^{-3} \left( \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} - 1 \right) \\ &= k_F (r^2 - r_A^2). \end{aligned} \quad (5.46)$$

Zu dem Drehwinkel  $\alpha = \pi$  gehört der maximale Radius  $r = r_{\pi}$

$$r_{\pi} = \sqrt{\frac{2}{\pi k_F} C_{\max} \left( \sqrt{C_{\max}/C_{\min}} - 1 \right) + r_A^2}. \quad (5.47)$$

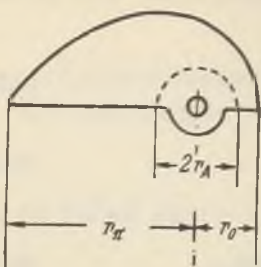


Abb. 36. Plattenschnitt des frequenzgeraden Kondensators.

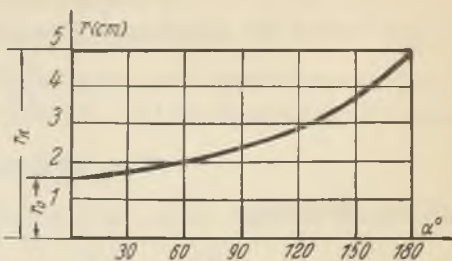


Abb. 37. Plattenschnitt des frequenzgeraden Kondensators (dargestellt als Funktion des Eindrehwinkels).

Somit ergibt sich für die Randkurve des Kondensators (Abb. 36, 37):

$$r = \sqrt{\frac{r_{\pi}^2 - r_A^2}{\left(\sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} - \left(\sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} - 1\right) \frac{\alpha}{\pi}\right)^3} + r_A^2}. \quad (5.48)$$

In anderer Form:

$$r = \sqrt{\frac{r_{\pi}^2 - r_A^2}{\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} - \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} - 1\right) \frac{\alpha}{\pi}\right)^3} + r_A^2}. \quad (5.49)$$

#### d) Frequenzverlauf

$$\frac{f}{\max} = \frac{\lambda_{\min}}{\lambda} = \sqrt{\frac{C_{\min}}{C}} = 1 - \left(1 - \frac{f_{\min}}{f_{\max}}\right) \frac{\alpha}{\pi} = 1 - \left(1 - \sqrt{\frac{C_{\min}}{C_{\max}}}\right) \frac{\alpha}{\pi}. \quad (5.50)$$

#### e) Wellenlängenverlauf

$$\begin{aligned} \frac{\lambda}{\lambda_{\max}} = \frac{f_{\min}}{f} &= \sqrt{\frac{C}{C_{\max}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}} - \left(\sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} - 1\right) \frac{\alpha}{\pi}}} \\ &= \frac{1}{\frac{f_{\max}}{f_{\min}} - \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} - 1\right) \frac{\alpha}{\pi}}. \end{aligned} \quad (5.51)$$

### Kondensator mit logarithmischem Plattenschnitt

#### a) Kennlinie

Für die Kapazität als Funktion des Eindrehwinkels soll ein logarithmisches Gesetz (Abb. 38) gelten:

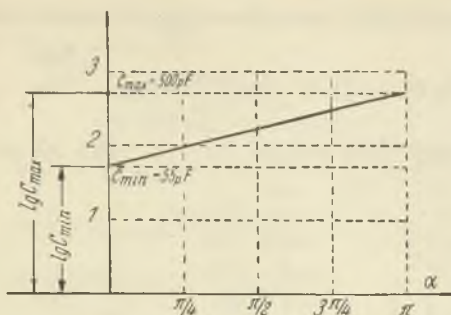


Abb. 38. Kapazitätsverlauf beim Kondensator mit logarithmischem Plattenschnitt.

$$C = C_{\min} e^{m\alpha} \quad (5.52)$$

$$\frac{dC}{d\alpha} = m C_{\min} e^{m\alpha} = m C \quad (5.53)$$

wobei  $m = \text{const.}$

### b) Kapazitätsverlauf

Zur Bestimmung der Konstanten  $m$  setzt man  $\alpha = \pi$  und erhält:

$$\begin{aligned} \alpha = \pi \dots C &= C_{\max} = C_{\min} e^{m\pi} \\ m &= \frac{1}{\pi} \ln (C_{\max}/C_{\min}). \end{aligned} \quad (5.54)$$

Somit ergibt sich für die Kapazität die Beziehung:

$$C = C_{\min} e^{\left(\ln \frac{C_{\max}}{C_{\min}}\right) \frac{\alpha}{\pi}} \quad (5.55)$$

oder in anderer Schreibweise:

$$C = C_{\min} \left(\frac{C_{\max}}{C_{\min}}\right)^{\frac{\alpha}{\pi}}. \quad (5.56)$$

Für die Darstellung von  $C = C(\alpha)$  in einfachlogarithmischem Koordinatensystem (Abb. 38) gilt:

$$\log C = \log C_{\min} + \frac{\alpha}{\pi} \log \frac{C_{\max}}{C_{\min}}. \quad (5.57)$$

Das ist in diesem Maßstab die Gleichung einer Geraden von der Form

$$\log C = \text{const} + \text{const} \alpha. \quad (5.58)$$

### c) Plattenschnitt

Durch Differentiation der Gleichung  $C = C(\alpha)$  gewinnt man eine Beziehung für  $r = r(\alpha)$ .

$$\frac{dC}{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \left(\ln \frac{C_{\max}}{C_{\min}}\right) C = k_F (r^2 - r_A^2). \quad (5.59)$$

Setzt man  $\alpha = \pi$ ,  $r = r_\pi$  und  $C = C_{\max}$ , so erhält man:

$$k_F (r_\pi^2 - r_A^2) = \frac{1}{\pi} \left( \ln \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \right) C_{\min} e^{\ln \frac{C_{\max}}{C_{\min}}}. \quad (5.60)$$

Durch Umformung ergibt sich für  $r = r(\alpha)$  (Abb. 39, 40):

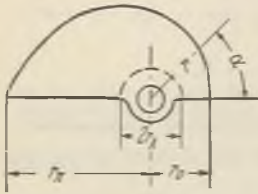


Abb. 39. Logarithmischer Plattenschnitt.

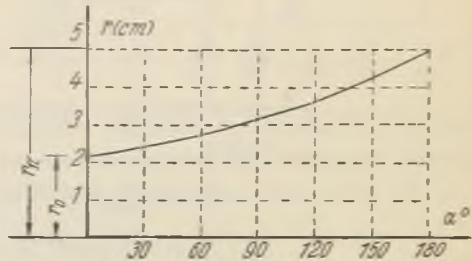


Abb. 40. Logarithmischer Plattenschnitt (dargestellt als Funktion des Eindrehwinkels).

$$k_F (r_\pi^2 - r_A^2) = \frac{C}{C_{\min} e^{\ln \frac{C_{\max}}{C_{\min}}}} = k_F (r^2 - r_A^2) \quad (5.61)$$

$$r = \sqrt{(r_\pi^2 - r_A^2) e^{\left( \ln \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \right) \left( \frac{\alpha}{\pi} - 1 \right)} + r_A^2} \quad (5.62)$$

$$r = \sqrt{(r_\pi^2 - r_A^2) \left( \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \right)^{\left( \frac{\alpha}{\pi} - 1 \right)} + r_A^2}. \quad (5.63)$$

Das ist die Gleichung einer logarithmischen Spirale, deren allgemeine Grundform ist:

$$r = \text{const } e^{\text{const } \alpha^{\text{const}}}. \quad (5.64)$$

d) Frequenzverlauf

$$f/f_{\max} = \sqrt{\frac{C_{\min}}{C}} = \frac{\lambda_{\min}}{\lambda} = \left( \frac{C_{\min}}{C_{\max}} \right)^{\frac{1}{2} \frac{\alpha}{\pi}} \quad (5.65)$$

$$\lg f = \lg f_{\max} + \frac{1}{2} \frac{\alpha}{\pi} \lg \left( \frac{C_{\min}}{C_{\max}} \right) \quad (5.66)$$

$$\lg f = \lg f_{\max} - \frac{1}{2} \frac{\alpha}{\pi} \lg \left( \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \right) \quad (5.66)$$

$$\lg f = \lg f_{\max} - \frac{\alpha}{\pi} \lg \left( \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right). \quad (5.67)$$



Das ist im einfachlogarithmischen Maßstab die Gleichung einer Geraden von der Form (Abb. 41):

$$\lg f = \text{const} + \text{const} \alpha.$$

e) Wellenlängenverlauf

$$\lg \lambda = \lg \lambda_{\max} + \frac{1}{2} \lg \frac{C_{\min}}{C_{\max}} + \frac{1}{2} \frac{\alpha}{\pi} \lg \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \quad (5.68)$$

$$\lg \lambda = \lg \lambda_{\max} + \frac{1}{2} \lg \left( \frac{\lambda_{\min}}{\lambda_{\max}} \right)^2 + \frac{1}{2} \frac{\alpha}{\pi} \lg \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \quad (5.68)$$

$$\lg \lambda = \lg \lambda_{\min} + \frac{1}{2} \frac{\alpha}{\pi} \lg \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \quad (5.69)$$

$$\lg \lambda = \lg \lambda_{\min} + \frac{\alpha}{\pi} \lg \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}}. \quad (5.70)$$

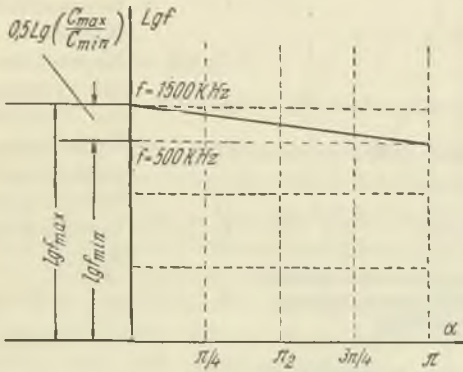


Abb. 41. Frequenzverlauf beim Kondensator mit logarithmischem Plattenschnitt.

Wie man sieht, ergibt sich für den Wellenlängenverlauf ebenfalls eine lineare Abhängigkeit im einfachlogarithmischen Maßstab (Abb. 42).

Die Bedeutung des Kondensators mit logarithmischem Plattenschnitt beruht darin, daß mit ihm, wie im nächsten Abschnitt auseinandergesetzt wird (s. S. 37) relativ leicht ein C-Ausgleich von Induktivitätsabweichungen bei mehreren auf dieselbe Frequenz abgestimmten Kreisen herbeigeführt werden kann.

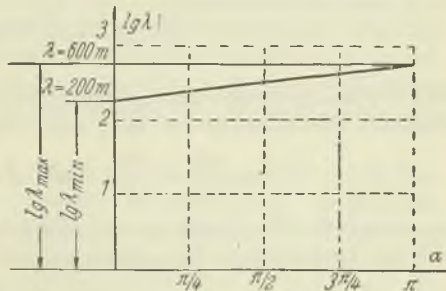


Abb. 42. Wellenlängenverlauf beim Kondensator mit logarithmischem Plattenschnitt.

### Dämpfungsmessung mittels Kondensator mit logarithmischem Plattenschnitt

Mit einem Kondensator mit logarithmischem Plattenschnitt kann, wie im folgenden auseinandergesetzt wird, die Dämpfungsmessung an einem Resonanzkreis durchgeführt werden.

Aus einer Resonanzkurve  $I = I(C)$  eines Schwingungskreises ergibt sich gemäß Abb. 43 dessen Verlustfaktor.

Es bedeuten:

- $R$  = Wirkwiderstand des Kreises in Ohm,  
 $L$  = Induktivität des Kreises in  $H$ ,  
 $C_r$  = Resonanzkapazität des Kreises in  $F$ ,  
 $C_1, C_2$  = Kapazitäten für die beiden symmetrischen Fälle der Verstimmung,  
 $\omega_r$  = Kreisfrequenz bei Resonanz in  $\text{sec}^{-1}$ ,  
 $I_r$  = Resonanzstrom in Amp.,  
 $I_{1,2}$  = Verstimmungsstrom in Amp.,  
 $v = \frac{I_r}{I_{1,2}}$  = Stromverhältnis bei Verstimmung.

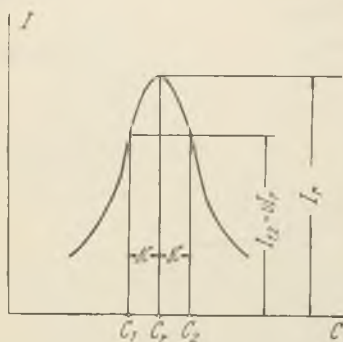


Abb. 43. Dämpfungsmessung mittels Kondensator mit logarithmischem Plattenschnitt.

Es gilt für den Verlustfaktor:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R}{\omega_r L} = \frac{C_r - C_1}{C_r} \frac{1}{\sqrt{v^2 - 1}} = \frac{C_2 - C_r}{C_r} \frac{1}{\sqrt{v^2 - 1}} = \frac{\Delta C}{C_r} \frac{1}{\sqrt{v^2 - 1}}. \quad (5.71)$$

Gemäß Gleichung (5.46) gilt:

$$\frac{dC}{C_r} = \frac{1}{\pi} \ln \frac{C_{\max}}{C_{\min}} d\alpha.$$

Bei Kreisen mit den üblichen geringen Verlustfaktoren, also hinreichend schmalen Resonanzkurven, darf man folgende Annäherung machen:

$$\frac{\Delta C}{C_r} \approx \frac{dC}{C_r} \quad \text{und} \quad \Delta \alpha \approx d\alpha. \quad (5.72)$$

$\Delta \alpha$  sei der zur Verstimmung des Kondensators um die Kapazität  $\Delta C$  gehörige Drehwinkel. Zusammenfassend ergibt sich:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\pi} \ln \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \frac{1}{\sqrt{v^2 - 1}} \Delta \alpha. \quad (5.73)$$

Der Verlustfaktor eines Kreises ist also proportional der Breite der Verstimmung in Skalenteilen und zwar unabhängig von der jeweiligen Kondensatorstellung. Als Parameter geht das „Stromverhältnis bei Verstimmung“  $v$  ein. Stellt man nun bei Verstimmung mit dem Drehkondensator ein ganz bestimmtes Verhältnis  $v$  ein, so kann eine Skala, die den zugehörigen Drehwinkel  $\Delta\alpha$  anzeigt, direkt in Verlustfaktoren  $\text{tg } \delta$  geeicht werden. Insbesondere gilt für den Fall, daß

$$v = \frac{I_r}{I_{1,2}} = \sqrt{2},$$

die vereinfachte Gleichung:

$$\text{tg } \delta = \frac{1}{\pi} \ln \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \Delta\alpha. \quad (5.74)$$

## Kapitel 6

### Probleme bei Mehrfachdrehkondensatoren

#### Kapazitätsausgleich von Induktivitätsunterschieden bei mehreren auf dieselbe veränderliche Frequenz abzustimmenden Kreisen

Hat man mehrere Schwingungskreise durch Drehkondensatoren, deren Rotoren auf gemeinsamer Achse sitzen (Mehrfachkondensatoren), im Gleichlauf auf dieselbe Frequenz abzustimmen, so kommt man am einfachsten zum Ziel, wenn man die Forderung stellt, daß

1. die Induktivitäten der Spulen einschließlich der Zuleitungen vollkommen gleich sind, und dementsprechend
2. die Kapazitäten der Drehkondensatoren ebenfalls einschließlich der durch die Zuleitungen und benachbarte Metallmassen verursachten Streukapazitäten für jeden Eindrehwinkel übereinstimmen.

Zu 1. Die üblichen Rundfunkempfängerspulen mit Hochfrequenzeisenkernen haben gegen die durch die Fabrikationstoleranzen und Schaltungseinflüsse bestehenden Induktivitätsabweichungen Abgleichmöglichkeiten, die konstruktiv und bedienungsmäßig sehr einfach sind. z. B. kann die Induktivität durch Verstellen eines Gewindebolzens aus Hochfrequenzeisen, der im Eisenkern sitzt, in kleinen Grenzen verändert werden.

Zu 2. Der Gleichlauf der Kapazitäten ist zu erzielen durch Verwendung von Kondensatoren gleicher Konstruktion, insbesondere gleichen Plattenschnitts. Mit Hilfe kleiner Trimmerkondensatoren, die parallel zu den Drehkondensatoren liegen, und mit Hilfe der für Justierung durch Verbiegen vorgesehenen gefiederten Endplatten des Rotors (s. Abb. 205 S. 183) wird der über die Fabrikationstoleranzen und die Ungenauigkeiten infolge Schaltkapazitäten hinausgehende

Gleichlauf der Kapazitäten erzwungen, sofern diese Abweichungen in vernünftigen Grenzen bleiben.

Dabei geht man so vor, daß man zunächst bei irgendeiner Eindrehstellung der auf gemeinsamer Achse sitzenden Rotoren die Trimmer so einstellt, daß die Kapazitäten aller Kreise gleich sind. Die Kapazitätsungleichheiten bei den anderen Eindhrehwinkeln werden nun beseitigt, indem man die einzelnen Sektoren der Rotorausplatten in ihrem Abstand zu den Statorplatten verändert.

Man kann durch einen gemeinsamen Antrieb der Drehkondensatoren mehrere Kreise auch dann auf die gleiche Frequenz abstimmen, wenn die Induktivitäten nicht gleich sind. Zunächst soll ganz allgemein, also unabhängig vom Plattenschnitt, eine Gleichung für die in den einzelnen Kreisen als Funktion des Eindhrehwinkels in diesem Fall notwendigen Kapazitäten aufgestellt werden.

$L_1$  sei die Induktivität und  $C_1 = C_1(\alpha)$  die Kapazität des Kreises, auf den die anderen Kreise mit den Induktivitäten  $L_2 \dots L_\nu \dots L_n$  bzw. den Kapazitäten  $C_2 = C_2(\alpha) \dots C_\nu = C_\nu(\alpha) \dots C_n = C_n(\alpha)$  im Gleichlauf abgestimmt sein sollen. Die Abweichungen der Induktivitäten  $L_2 \dots L_\nu \dots L_n$  von der Induktivität  $L_1$  seien  $\Delta L_2 \dots \Delta L_\nu \dots \Delta L_n$ . Die deshalb erforderlichen Abweichungen der Kapazitäten seien dementsprechend:  $\Delta C_2 \dots \Delta C_\nu \dots \Delta C_n$ .

Es ergeben sich die Gleichungen:

$$L_1 C_1 = L_\nu C_\nu = \frac{1}{\omega^2}. \quad (6.1)$$

Der Kreis mit der größten Induktivität  $L_1$  werde als Bezugskreis gewählt.

$$L_\nu = L_1 - \Delta L_\nu. \quad (6.2)$$

Der Ausgleich wird durch eine Vergrößerung der Kapazität  $C$  herbeigeführt.

$$C_\nu = C_1 + \Delta C_\nu. \quad (6.3)$$

Durch Einsetzen in Gleichung (6.1) erhält man:

$$(L_1 - \Delta L_\nu)(C_1 + \Delta C_\nu) = \frac{1}{\omega^2} = L_1 C_1. \quad (6.4)$$

Daraus folgt:

$$\begin{aligned} -\Delta L_\nu C_1 + \Delta C_\nu (L_1 - \Delta L_\nu) &= 0 \\ \frac{\Delta L_\nu}{L_1 - \Delta L_\nu} &= \frac{\Delta C_\nu}{C_1} = a_\nu = \text{const.} \end{aligned} \quad (6.5)$$

$L_1$  und  $\Delta L_\nu$  sind hinsichtlich des Eindhrehwinkels  $\alpha$  konstant. Da  $C_1 = C_1(\alpha)$  eine Funktion von  $\alpha$  ist, gilt das gleiche von  $\Delta C_\nu$ . Somit

erhält man die Grundgleichung für den Kapazitätsausgleich von Induktivitätsabweichungen:

$$\Delta C_\nu = f(\alpha) = a_\nu C_1(\alpha), \quad (6.6)$$

$$C_\nu = (1 + a_\nu) C_1(\alpha) = C_\nu(\alpha). \quad (6.7)$$

Diese Gleichung besagt: Ganz allgemein kann also bei mehreren auf dieselbe Frequenz mittels mechanisch gekuppelter Kondensatoren abzustimmenden Kreise ein Ausgleich der Induktivitätsabweichungen dadurch herbeigeführt werden, daß man zu jedem der hinsichtlich der Kapazitäten vollkommen im Gleichlauf befindlichen Drehkondensatoren einen mechanisch mit dem Hauptdrehkondensator gekuppelten Ausgleichsdrehkondensator parallel schaltet, dessen Kapazität bei jedem Drehwinkel proportional der Kapazität des Hauptdrehkondensators ist. Für die einzelnen Kondensatortypen ergeben sich über diese allgemeine Lösung hinausgehende spezielle konstruktive Verwirklichungen der Gl. (6.7). Für den kapazitätsgeraden Kondensator und den Kondensator mit logarithmischem Plattenschnitt seien im folgenden besonders einfache spezielle Lösungen angegeben.

Beispiel 1. Besondere Ausgleichsmöglichkeiten bei kapazitätsgeraden Drehkondensatoren.

Die Kennlinie des Drehkondensators vom Bezugskreis (Index 1) sei:

$$C_1 = C_{\min 1} + k_{k1} \alpha. \quad (6.8)$$

Somit gilt für die Ausgleichskapazität:

$$\Delta C_\nu = a_\nu C_1 = a_\nu (C_{\min 1} + k_{k1} \alpha), \quad (6.9)$$

$$C_\nu = (1 + a_\nu) (C_{\min 1} + k_{k1} \alpha). \quad (6.10)$$

Es ändert sich nicht nur die Anfangskapazität,

$$C_{\min \nu} = (1 + a_\nu) C_{\min 1}, \quad (6.11)$$

sondern auch die Kondensatorkonstante:

$$k_{k\nu} = (1 + a_\nu) k_{k1}. \quad (6.12)$$

Man sieht, die Kennlinie  $C_\nu = C_\nu(\alpha)$  läßt sich aus der Kennlinie  $C_1 = C_1(\alpha)$  weder dadurch gewinnen, daß man eine Festkapazität zu dem Kondensator parallel schaltet (— im Diagramm Abb. 44 gleichbedeutend einer Verschiebung der Kennlinie  $C_1 = C_1(\alpha)$  parallel zu sich selbst in Richtung der  $C$ -Achse —) noch dadurch, daß man unter Verzicht auf den vollen Regelbereich von  $\alpha = 0 \dots \alpha = 180^\circ$  den Rotor vom Kondensator des Kreises  $\nu$  auf der Achse um den Betrag  $\Delta\alpha$  gegen den Rotor des Bezugskondensators 1 verdreht (— im Diagramm gleichbedeutend einer Verschiebung der Kennlinie  $C_1 = C_1(\alpha)$  entgegen der Richtung der  $\alpha$ -Achse —). In beiden Fällen entstände nämlich die falsche Kennlinie  $C' = C'(\alpha)$ . Die für den

Ausgleich der zu kleinen Induktivität  $L_v$  durch Erhöhung der Kapazität erforderliche Kennlinie  $C_v = C_v(\alpha)$  kann im Falle des kapazitäts-

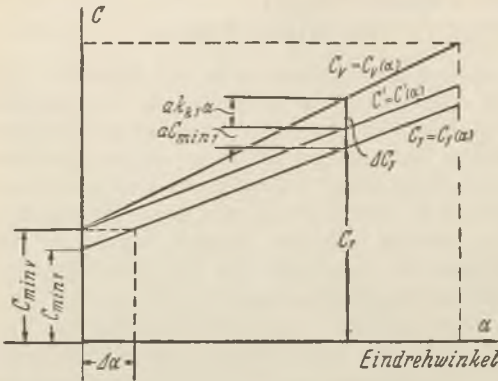


Abb. 44.

Besondere Ausgleichsmöglichkeiten beim kapazitätsgeraden Drehkondensator.

geraden Kondensators erreicht werden durch einen kapazitätsgeraden Ausgleichskondensator mit einer im Vergleich zum Bezugskondensator  $C_1 = C_1(\alpha)$  steileren Kennlinie, d. h. größeren Konstanten  $k_{k1}$ :

$$k_{k1} = \frac{r^2 - r_A^2}{2d} (n - 1) \varepsilon \varepsilon_0. \quad (6.13)$$

Das wiederum ist zu erreichen durch Wahl eines Kondensators mit größerer Plattenzahl  $n$  oder mit verringertem Plattenabstand  $d$  oder mit größerem Radius  $r$  oder mit einer größeren mittleren Dielektrizitätskonstanten, etwa durch Einfügen von Trolitul- oder Hartpapierzwischenlagen zwischen die Platten, wobei man die gewünschte Größe der Dielektrizitätskonstanten durch richtige Wahl der Dicke der Trolitul- bzw. Hartpapierfolien erreichen kann.

Von der Möglichkeit, die Steilheit der Kennlinie des Kondensators durch Zwischenschalten eines Übersetzungsgetriebes (Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_v$ ) zwischen gemeinsame Antriebsachse und Rotorachse des Kondensators zu erhöhen, wird wohl kaum Gebrauch gemacht. Es findet eine Einschränkung des Regelbereichs statt. Die Gleichung für die Konstante  $k_{kv}$  lautet in diesem Fall:

$$k_{kv} = \frac{r^2 - r_A^2}{2d} (n - 1) \varepsilon \varepsilon_0 \ddot{u}_v, \quad (6.14)$$

woraus  $\ddot{u}_v$  berechnet werden kann.

**Beispiel 2:** Besondere Ausgleichsmöglichkeit beim Drehkondensatoren mit logarithmischem Plattenschnitt.

Die Kennlinie des Drehkondensators vom Bezugskreis (Index 1) sei:

$$C_1 = C_{\min 1} e^{m_1 \alpha}. \quad (6.15)$$

Somit gilt für die Ausgleichskapazität:

$$\Delta C_\nu = a_\nu C_{\min 1} e^{m_1 \alpha}. \quad (6.16)$$

Für die Kennlinie des Kondensators mit dem Index  $\nu$  ergibt sich:

$$C_\nu = (1 + a_\nu) C_{\min 1} e^{m_1 \alpha} \quad (6.17)$$

$$C_\nu = C_{\min \nu} e^{m_1 \alpha}. \quad (6.18)$$

Diese Gleichung besagt folgendes: Die Anfangskapazität  $C_{\min \nu}$  ist gegenüber der Anfangskapazität  $C_{\min 1}$  des Bezugskreises um den Faktor  $(1 + a_\nu)$  zu ändern. Das kann aber nicht — wie schon allgemein gültig erkannt wurde — durch Parallelschalten eines Festkondensators mit der Kapazität  $C'_z$  erreicht werden. In diesem Falle würde sich nämlich für die Kapazität  $C'_\nu$  die Beziehung ergeben:

$$C'_\nu = C_{\min 1} e^{m_1 \alpha} + C'_z. \quad (6.19)$$

Es muß vielmehr auch die jeweils in Abhängigkeit vom Eindrehwinkel  $\alpha$  sich ergebende Kapazität um den Faktor  $(1 + a_\nu)$  geändert werden. An einem Kondensator mit dem gleichen Plattenschnitt wie dem des Bezugskondensators  $C_1$  ist das nur dadurch zu erreichen, daß man den Rotor des Kondensators  $C_\nu$  mit einem Verdrehungswinkel  $\Delta \alpha_\nu$  gegenüber dem Rotor des Kondensators  $C_1$  auf die gemeinsame Achse setzt. Für  $\Delta \alpha_\nu$  gilt die Bestimmungsgleichung:

$$(1 + a_\nu) = e^{m_1 \Delta \alpha_\nu} \quad (6.20)$$

$$\Delta \alpha_\nu = \frac{1}{m} \ln(1 + a_\nu).$$

Somit ergibt sich:

$$C_\nu = C_{\min 1} e^{m_1(\alpha + \Delta \alpha)}. \quad (6.21)$$

Zahlenbeispiel:

Im ersten Mittelwellenschwingungskreis eines Rundfunkempfängers befindet sich eine Spule mit der Induktivität  $L_1 = 0,2 \cdot 10^{-3} H$ . Die prozentuale Abweichung der Induktivität des zweiten Kreises betrage:

$$\frac{\Delta L_2}{L_1 - \Delta L_2} = 0,10 = a_\nu = 10\%.$$

Mit diesen Werten ergibt sich:

$$m = \frac{1}{\pi} \ln \frac{C_{\max 1}}{C_{\min 1}} = \frac{1}{\pi} \ln \left( \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 = \frac{1}{\pi} \ln \left( \frac{1,5}{0,5} \right)^2 = \frac{2,2}{\pi},$$

somit:

$$\Delta \alpha_\nu = \frac{\pi}{2,2} \ln 1,1 = 0,135 = 8,2^\circ.$$

Der Rotor des zweiten Kondensators ist also auf der gemeinsamen Achse um  $8,2^\circ$  gegen den Rotor des ersten Kondensators versetzt anzubringen.

Auf dieser einfachen Ausgleichsmöglichkeit beim Kondensator mit logarithmischem Plattenschnitt beruht seine weitgehende Anwendung im Empfängerbau.

**Drehkondensatoren mit Rotoren auf gemeinsamer Achse, die Schwingungskreise auf eine konstante Frequenzdifferenz abstimmen sollen**

Dieses Problem hat große praktische Bedeutung beim Bau von Rundfunkempfängern nach dem Überlagerungsprinzip.

Die Resonanzfrequenzen zweier Kreise seien  $f_0 = f_0(\alpha)$  (Oszillatorfrequenz) und  $f_e = f_e(\alpha)$  (Empfangsfrequenz) seien Funktionen des Eindrehwinkels der Drehkondensatoren. Die Kapazitäten der Kreise seien  $C_1 = C_1(\alpha)$  und  $C_2 = C_2(\alpha)$ , die Induktivitäten  $L_0$  und  $L_e$ . Der Frequenzabstand beider Frequenzen sei konstant:

$$f_0 - f_e = f_z = \text{const.} \quad (6.22)$$

Die notwendige Verschiedenheit von Induktivität und Kapazität in den beiden Kreisen sei definiert durch folgende Gleichungen:

$$C_0 = \frac{1}{b} C_e = C_0(\alpha), \quad (6.23)$$

wobei  $b = b(C_e) = b(\alpha)$  keine Konstante ist.

$$L_0 = \frac{1}{a} L_e. \quad (6.24)$$

Somit gilt:

$$2\pi f_z = \frac{1}{\sqrt{L_{e/a} C_{e/b}}} - \frac{1}{\sqrt{L_e C_e}}. \quad (6.25)$$

$$f_z = f_e (\sqrt{ab} - 1).$$

Damit  $f_z$  konstant ist, muß mindestens  $b$  variabel mit  $f_e$  sein,  $a$  ist meist konstant.

Die Kapazität  $C_0 = C_0(\alpha)$  muß die der Formel

$$C_0 = \left( \frac{1}{2\pi f_z + \frac{1}{\sqrt{L_e C_e}}} \right)^2 \frac{1}{L_0} = C_0(C_e) = C_0[C_e(\alpha)] \quad (6.26)$$

entsprechenden Werte im Gleichlauf zu den Werten  $C_e$  erreichen. Das kann exakt nur erreicht werden durch einen Kondensator, dessen Plattenschnitt  $r_0 = r_0(\alpha)$  von dem Plattenschnitt  $r_e = r_e(\alpha)$  des Kondensators  $C_e$  abweicht. Durch Einsetzen der Beziehungen  $C_e = C_e(\alpha)$ , die für die verschiedenen Kondensatortypen gelten, erhält man  $C_0 = C_0(\alpha)$  und mit Hilfe der Formel

$$\frac{dC_0}{d\alpha} = k_F (r^2 - r_A^2)$$



den Plattenschnitt des Kondensators.  $k_F$  ist die auf Seite 21 in Gl. (5.7) definierte Kondensatorkonstante.

Im folgenden wird mit der Gl. (6.26) in abgekürzter Schreibweise gearbeitet:

$$C_0 = \left( A' + B' \frac{1}{\sqrt{C_e}} \right)^{-2}, \quad (6.26a)$$

wobei

$$A' = 2\pi f_z \sqrt{L_0} \quad \text{und} \quad B' = \sqrt{\frac{L_0}{L_e}}. \quad (6.27)$$

### Beispiel 1

Es soll zunächst der Plattenschnitt  $r_0 = r_0(\alpha)$  des Kondensators im Kreise mit der Frequenz  $f_0$  errechnet werden für den Fall, daß im Kreise mit der Frequenz  $f_e$  ein Kondensator mit frequenzgeradem Plattenschnitt vorliegt.

Gemäß Gl. (5.43) Seite 27 gilt:

$$\frac{1}{\sqrt{C_e}} = \frac{1}{\sqrt{C_{e\max}}} \left[ \sqrt{\frac{C_{e\max}}{C_{e\min}}} - \left( \sqrt{\frac{C_{e\max}}{C_{e\min}}} - 1 \right) \frac{\alpha}{\pi} \right]. \quad (6.28)$$

Setzt man in abgekürzter Schreibweise

$$A = A' + \frac{1}{\sqrt{C_{e\min}}} B', \quad (6.29)$$

$$B = B' \frac{1}{\sqrt{C_{e\max}}} \left( \sqrt{\frac{C_{e\max}}{C_{e\min}}} - 1 \right) \frac{1}{\pi}, \quad (6.30)$$

so ergibt sich durch Einsetzen von  $C_e$  in die Gl. (6.26a) hier  $C_0$ :

$$C_0 = (A - B\alpha)^{-2} \quad (6.31)$$

$$\frac{dC_0}{d\alpha} = k_F (r_0^2 - r_A^2) = 2 (A - B\alpha)^{-3} B \quad (6.32)$$

$$r_0 = \sqrt{\frac{2B}{k_F (A - B\alpha)^3} + r_A^2}. \quad (6.33)$$

Zu dem Drehwinkel  $\alpha = \pi$  gehört der maximale Radius  $r_0 = r_{0\pi}$ . Somit er gibt sich:

$$\frac{2B}{k_F} = (r_{0\pi}^2 - r_A^2) (A - B\pi)^3$$

$$r_0 = \sqrt{\left( \frac{A - B\pi}{A - B\alpha} \right)^3 (r_{0\pi}^2 - r_A^2) + r_A^2} \quad (6.34)$$

$$r_0 = \sqrt{\frac{2\pi f_z \sqrt{L_0} + \frac{1}{\sqrt{C_{e\max}}} \sqrt{\frac{L_0}{L_e}}}{2\pi f_z \sqrt{L_0} + \frac{1}{\sqrt{C_{e\min}}} \sqrt{\frac{L_0}{L_e}} - \frac{1}{\sqrt{C_{e\max}}} \sqrt{\frac{L_0}{L_e}} \left( \sqrt{\frac{C_{e\max}}{C_{e\min}}} - 1 \right) \frac{\alpha}{\pi}} (r_{0\pi}^2 - r_A^2) + r_A^2} \quad (6.35)$$

Setzt man zur Probe  $f_z = 0$ ,  $L_0/L_e = 1$ , so erhält man wieder die Randkurve  $r_e = r_e(\alpha)$  (Gl. 5. 48) S. 28).

### Beispiel 2

Es soll nun der Plattenschnitt  $r_0 = r_0(\alpha)$  des Kondensators im Kreise mit der Frequenz  $f_0$  errechnet werden für den Fall, daß im Kreise mit der Frequenz  $f_e$  ein Kondensator mit logarithmischem Plattenschnitt vorliegt.

Gemäß Gl. (5. 56) S. 29 gilt

$$\frac{1}{\sqrt{C_e}} = \frac{1}{\sqrt{C_{e \min}}} \left[ \frac{(C_{e \max})^\alpha}{(C_{e \min})^\alpha} \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (6. 36)$$

Durch Einsetzen in die Gleichung für  $C_0$  ergibt sich:

$$C_0 = \left[ A' + B' \left( \frac{C_{e \min}}{C_{e \max}} \right)^{\frac{\alpha}{2\pi}} \right]^{-2}. \quad (6. 37)$$

wobei:

$$B' = B'' \frac{1}{\sqrt{C_{e \min}}}. \quad (6. 38)$$

Gemäß Gl. (6. 37) gilt

$$\frac{dC_0}{d\alpha} = -2 \left[ A' + B'' \left( \frac{C_{e \min}}{C_{e \max}} \right)^{\frac{\alpha}{2\pi}} \right]^{-3} B'' \frac{1}{2\pi} \left( \frac{C_{e \min}}{C_{e \max}} \right)^{\frac{\alpha}{2\pi}} = k_F (r_{0\pi}^2 - r_A^2). \quad (6. 39)$$

Zu dem Drehwinkel  $\alpha = \pi$  gehört der maximale Radius  $r_0 = r_{0\pi}$ .  
Damit ergibt sich eine Beziehung für  $k_F$

$$k_F = - \frac{1}{r_{0\pi}^2 - r_A^2} \left[ A' + B'' \left( \frac{C_{e \min}}{C_{e \max}} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^{-3} \frac{B}{\pi} \left( \frac{C_{e \min}}{C_{e \max}} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (6. 40)$$

Durch Auflösung nach  $r_0$  ergibt sich:

$$r_0 = \sqrt[3]{ \frac{A' + B'' \left( \frac{C_{e \min}}{C_{e \max}} \right)^{\frac{1}{2}}}{A' + B'' \left( \frac{C_{e \min}}{C_{e \max}} \right)^{\frac{\alpha}{2\pi}}} \left( \frac{C_{e \min}}{C_{e \max}} \right)^{\frac{1}{2}} \left( \frac{\alpha}{\pi} - 1 \right) (r_{0\pi}^2 - r_A^2) + r_A^2 } \quad (6. 41)$$

$$r_0 = \sqrt[3]{ \frac{2\pi f_z + \frac{1}{\sqrt{L_e} \sqrt{C_{e \max}}}}{2\pi f_z + \frac{1}{\sqrt{L_e} \sqrt{C_{e \min}}} \left( \frac{\sqrt{C_{e \min}}}{\sqrt{C_{e \max}}} \right)^{\frac{\alpha}{\pi}}} \left( \frac{\sqrt{C_{e \min}}}{\sqrt{C_{e \max}}} \right)^{\left( \frac{\alpha}{\pi} - 1 \right)} (r_{0\pi}^2 - r_A^2) + r_A^2 }. \quad (6. 42)$$

Setzt man zur Probe  $f_2 = 0$ , so erhält man die Randkurve des logarithmischen Kondensators gemäß Gl. (5. 63) S. 30.

Angenäherte Lösung

Die exakte Lösung durch Wahl verschiedener Plattenschnitte von Kondensator  $C_0$  und Kondensator  $C_e$  wird wegen ihrer Kompliziertheit relativ selten angewandt. In der Praxis arbeitet man vielmehr mit einer Näherungslösung.

In dem Kreis mit der Resonanzfrequenz  $f_0$  sei sowohl Induktivität  $L_0$  als auch Kapazität  $C_0$  verschieden von  $L_e$  und  $C_e$ . Abb. 45 zeigt den auf  $f_e$  und den auf  $f_0$  abgestimmten Kreis mit den zugehörigen Schaltelementen. Die Änderung von  $L_e$  in  $L_0$  ist durch folgende Gleichung beschrieben:

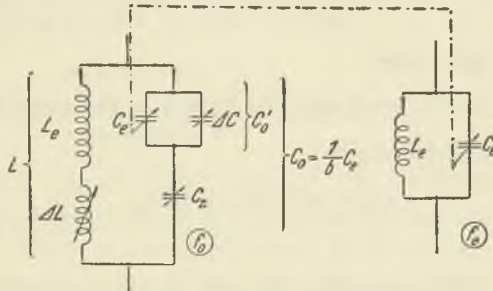


Abb. 45. Angenäherte Lösung durch Beschalten mit Zusatzinduktivität, Reihen- und Parallelkapazität.

$$L_0 = L_e + \Delta L = \frac{1}{a} L_e. \tag{6. 43}$$

Für die Änderungsgröße  $a$  ergibt sich:

$$\frac{1}{a} = 1 + \frac{\Delta L}{L_e}. \tag{6. 44}$$

In der Praxis findet eine besonders einfache Veränderung der Induktivität insbesondere bei Eisenkernspulen durch Abgleichvorrichtungen, wie Abgleichscheiben und Abgleichstifte, statt. Wenn  $\Delta L$  nicht zu groß ist, können also in beiden Kreisen Spulen von derselben Konstruktion Verwendung finden.

Die Kapazität kann durch a) eine Parallelkapazität  $\Delta C$  und b) eine Reihenskapazität  $C_z$  verändert werden.

a) Durch Parallelschalten von  $C_e$  und  $\Delta C$  entsteht zunächst die Kapazität  $C'_0$

$$C'_0 = C_e + \Delta C = \frac{1}{b'} C_e. \tag{6. 45}$$

Für die Änderungsgröße  $b'$  ergibt sich:

$$\frac{1}{b'} = 1 + \frac{\Delta C}{C_e}. \tag{6. 46}$$

b) Schaltet man, wie Abb. 45 zeigt, noch eine Kapazität  $C_z$  in Reihe, so gelten die Gleichungen:

$$C_0 = \frac{C_0' C_z}{C_0' + C_z} = \frac{1}{b} C_e = \frac{1}{b'} C_e C_s \quad (6.47)$$

$$b = \frac{C_e}{C_s} + b' = \frac{C_e}{C_s} + \frac{1}{1 + \frac{\Delta C}{C_s}} \quad (6.48)$$

Es gilt ferner:

$$2\pi f_z \sqrt{C_e} \sqrt{L_e} + 1 = \sqrt{ab} = \sqrt{a} \sqrt{b' + \frac{C_e}{C_s}}, \quad (6.49)$$

womit sich ergibt:

$$(2\pi f_z \sqrt{C_e} \sqrt{L_e} + 1)^2 = \frac{1}{1 + \frac{\Delta L}{L_e}} \left( \frac{1}{1 + \frac{\Delta C}{C_e}} + \frac{C_e}{C_s} \right) \quad (6.50)$$

Faßt man  $\Delta L$ ,  $\Delta C$  und  $C_z$  als Konstanten auf, so ist eine angenäherte Lösung zu finden. Man kann diese Konstanten so wählen, daß bei drei willkürlichen Werten von  $C_e$  die Gleichung erfüllt wird, d. h. daß bei drei Kondensatorstellungen  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  die Kapazität genau den Werten entspricht, die für die Erzeugung der Zwischenfrequenz erforderlich sind. Diese Kapazitäten seien bezeichnet mit  $C_{e1}$ ,  $C_{e2}$  und  $C_{e3}$ . So erhält man folgendes Gleichungssystem:

$$1. \quad (2\pi f_z \sqrt{C_{e1}} \sqrt{L_e} + 1)^2 = \frac{1}{1 + \frac{\Delta L}{L_e}} \left( \frac{1}{1 + \frac{\Delta C}{C_{e1}}} + \frac{C_{e1}}{C_s} \right) \quad (6.51a)$$

$$2. \quad (2\pi f_z \sqrt{C_{e2}} \sqrt{L_e} + 1)^2 = \frac{1}{1 + \frac{\Delta L}{L_e}} \left( \frac{1}{1 + \frac{\Delta C}{C_{e2}}} + \frac{C_{e2}}{C_s} \right) \quad (6.51b)$$

$$3. \quad (2\pi f_z \sqrt{C_{e3}} \sqrt{L_e} + 1)^2 = \frac{1}{1 + \frac{\Delta L}{L_e}} \left( \frac{1}{1 + \frac{\Delta C}{C_{e3}}} + \frac{C_{e3}}{C_s} \right) \quad (6.51c)$$

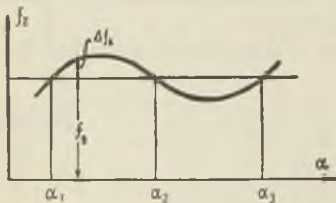


Abb. 46. Dreipunktgleichung.

Aus den drei Gleichungen ergeben sich die drei Unbekannten  $\Delta L$ ,  $\Delta C$  und  $C_z$ . Die numerische Auswertung dieser Gleichungen führt indes zu sehr umfangreicher Rechenarbeit.

In Abb. 46 ist der Verlauf der bei dieser Methode der Dreipunkt-

abgleichung der Kapazitäten erhaltene Fehler der Zwischenfrequenz  $f_z$  als Funktion des Eindrehwinkels  $\alpha$  schematisch angegeben.

In der Praxis geht man nun so vor, daß man mit Hilfe der Induktivitätsabgleichvorrichtung ( $\Delta L$ ), des Paralleltrimmers zum Drehkondensator ( $\Delta C$ ) und mit Hilfe der veränderbaren Reihenkapazität ( $C_z$ ) bei den drei Drehkondensatorstellungen  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  die richtige Zwischenfrequenz  $f_z$  einstellt. Die Frequenzabweichungen  $\Delta f_z$  bei allen anderen Eindrehwinkeln  $\alpha$  müssen durch Justieren der gefiederten Rotorendplatten der Kondensators beseitigt werden.

#### Anmerkung

#### Zusammenhang zwischen Kapazitätsabweichung und Frequenzabweichung

Die Frage, um wieviel Prozent  $\frac{\Delta f}{f}$  100 bzw.  $\frac{\Delta \omega}{\omega}$  100 die Frequenz eines Resonanzkreises mit der Induktivität  $L$  und der Sollkapazität  $C$  von der Sollfrequenz  $f$  bzw.  $\omega$  abweicht, wenn die Kapazität um  $\frac{\Delta C}{C}$  100% vom Sollwert abweicht, ist für kleine Abweichungen, bei denen die Annäherung  $\frac{\Delta C}{\Delta \omega} = \frac{dC}{d\omega}$  gilt, durch differentielle Umformung der Thomsonschen Formel schnell beantwortet:

$$\begin{aligned}\omega &= L^{-1/2} C^{-1/2} \\ \frac{d\omega}{dC} &= -\frac{1}{2} L^{-1/2} C^{-3/2} \\ \frac{d\omega}{\omega} &= -\frac{1}{2} \frac{dC}{C}.\end{aligned}\tag{6. 52}$$

Man sieht, die Frequenzabweichung ist halb so groß wie die Kapazitätsabweichung:

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = \frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C}.\tag{6. 53}$$

### Kapitel 7

#### Die mit Wechselspannung belastete Kapazität

##### Allgemeine Beziehungen

Wird an einen Kondensator mit der Kapazität  $C$  (F) eine sinusförmige Wechselspannung  $U$  gelegt, so fließt durch den Kondensator ein um  $\pi/2 = 90^\circ$  phasenverschobener sinusförmiger Strom gemäß der Kurvendarstellung Abb. 47 und gemäß Diagramm Abb. 48.

Für den Momentanwert der Spannung gelte die Gleichung:

$$u = u_{\max} \sin(\omega t + \psi) = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \psi),\tag{7. 1}$$

wobei  $u_{\max}$  der Scheitelwert und  $U$  der Effektivwert der Spannung ist.

Für den Momentanwert des Stromes gilt dementsprechend:

$$i = C \frac{du}{dt} = i_{\max} \sin \left( \omega t + \psi + \frac{\pi}{2} \right) = i_{\max} \cos (\omega t + \psi), \quad (7. 2)$$

wobei  $i_{\max}$  der Scheitelwert des Stromes ist.

Es gilt die Beziehung:

$$i_{\max} = u_{\max} \omega C = \sqrt{2} U \omega C = \sqrt{2} I. \quad (7. 3)$$

$I$  ist der Effektivwert des Stromes.

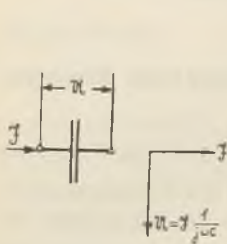


Abb. 47. Phasenlage von Strom und Spannung bei einem Kondensator (Vektordarstellung).

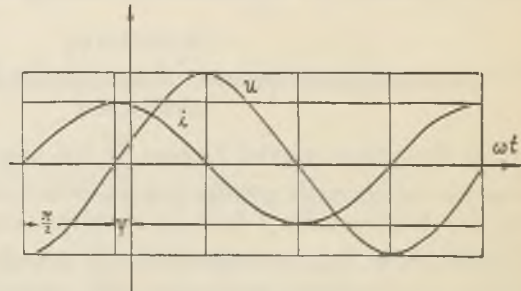


Abb. 48. Phasenlage von Strom und Spannung bei einem Kondensator (Darstellung der Momentanwerte).

In komplexer Schreibweise gilt:

$$u = \Im \frac{1}{j \omega C}. \quad (7. 4)$$

Der Ausdruck  $\frac{U}{I} = \frac{1}{\omega C}$  wird Blindwiderstand (kapazitive Reaktanz) genannt. In Abb. 49 und Abb. 50 ist er als Funktion der Kapazität aufgetragen, wobei für zwei Frequenzbereiche die Frequenzen als Parameter eingetragen sind.

Wird an den Kondensator eine mehrwellige Spannung angelegt, so ist der Strom verzerrter als die Spannung. Die Spannung mit den überlagerten Oberwellen habe die Gleichung:

$$u = \sum_{n=1}^{n=n} (a_n \sin n \omega t + b_n \cos n \omega t) = \sum_{n=1}^{n=n} u_{n \max} \sin (n \omega t + \psi_n). \quad (7. 5)$$

Somit gilt für den Strom

$$\begin{aligned} i &= C \frac{du}{dt} = \omega C \sum_{n=1}^{n=n} (n a_n \cos n \omega t - n b_n \sin n \omega t) \\ &= \omega C \sum_{n=1}^{n=n} u_{n \max} n \sin (n \omega t + \psi'_n) \\ &= \sum_{n=1}^{n=n} i_{n \max} \sin (n \omega t + \psi'_n). \end{aligned} \quad (7. 6)$$

$a_n, b_n$  sind für die einzelnen Oberwellen mit der Ordnungszahl  $n$  verschiedene Konstanten. Ferner ist:

$$u_{n \max} = \sqrt{2} U_n = \text{Scheitelwert der Oberwellenspannung,}$$

$$U_n = \text{Effektivwert der Oberwellenspannung,}$$

$$i_{n \max} = \sqrt{2} I_n = \text{Scheitelwert des Oberwellenstromes} = \sqrt{2 n \omega C U_n,}$$

$$I_n = \text{Effektivwert des Oberwellenstromes.}$$

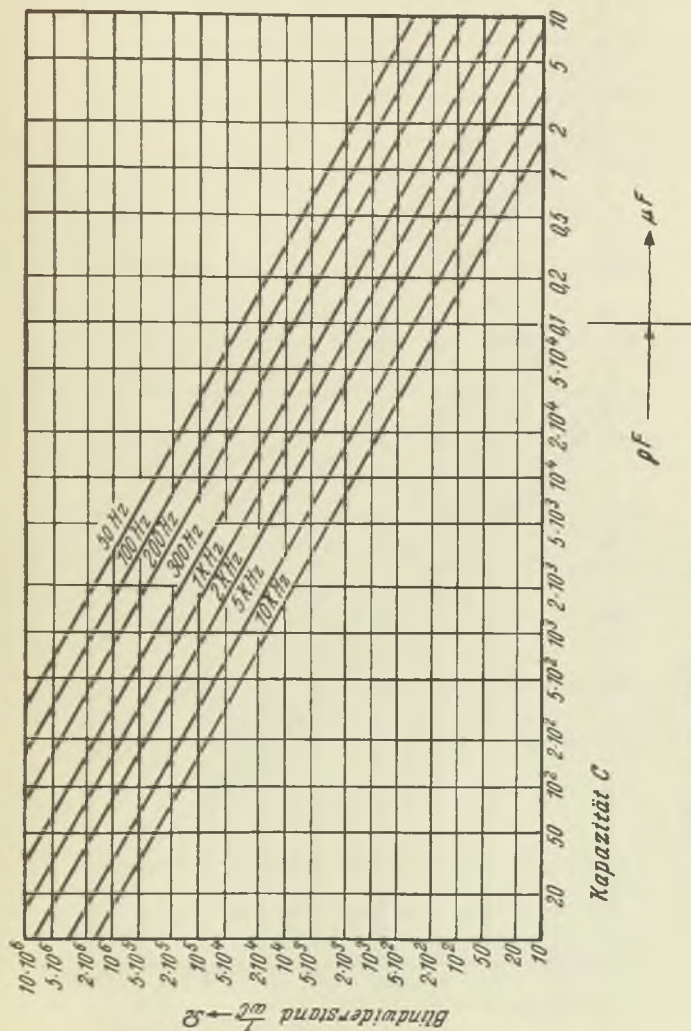


Abb. 49. Blindwiderstand einer Kapazität (Frequenz als Parameter)

Man sieht, bei den Oberwellenströmen ist die Amplitude proportional der Ordnungszahl  $n$ , was gegenüber der Spannungskurve eine stärkere Verzerrung bedeutet.

Als Beispiel zeigt Abb. 51 das Oszillogramm für einen durch einen Kondensator fließenden Strom und die zugehörige Spannung.  $\square$

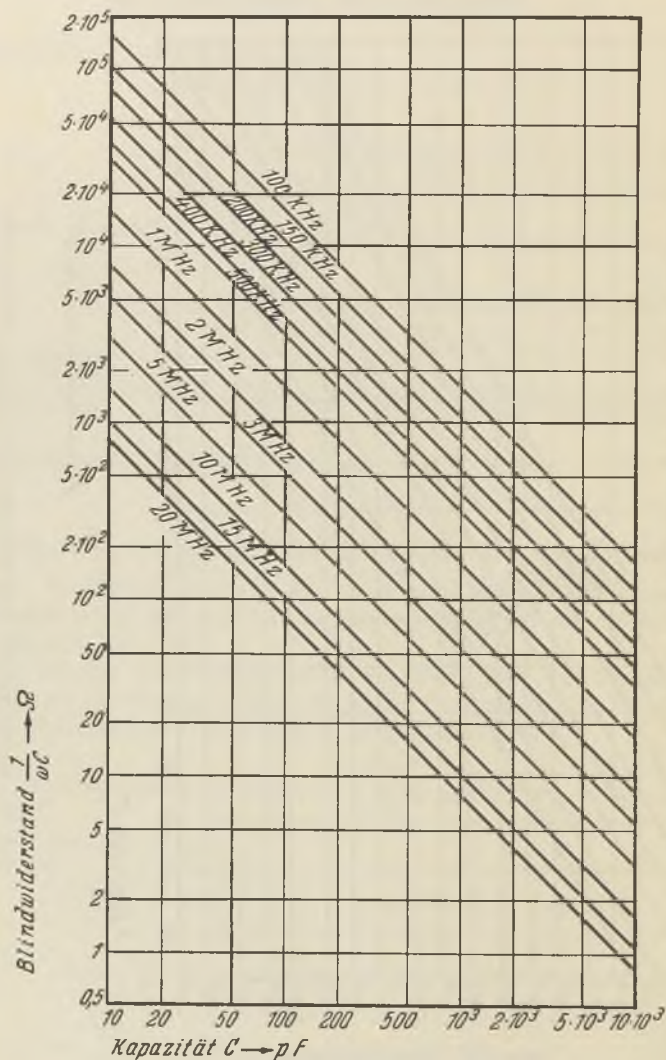


Abb. 50. Blindwiderstand einer Kapazität (Frequenz als Parameter).



Eine Diagrammdarstellung gemäß der komplexen Darstellungsweise ist für mehrwellige Spannungen und Ströme nicht möglich.

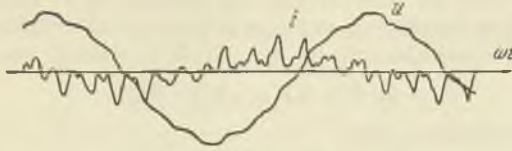


Abb. 51. Oszillogramm für einen durch einen Kondensator fließenden Strom und die zugehörige Spannung.

Der Effektivwert einer mehrwelligen Spannung ist gleich der Wurzel aus der Summe der Quadrate der Effektivwerte der einzelnen Oberwellenspannungen:

$$U = \sqrt{\sum U_n^2}. \tag{7. 7}$$

In gleicher Weise gilt für den Effektivwert eines mehrwelligen Stromes:

$$I = \sqrt{\sum I_n^2} = \omega C \sqrt{\sum (n U_n^2)}. \tag{7. 8}$$

Bei einwelligen Spannungen und Strömen ist der kapazitive Blindwiderstand definiert durch den Quotienten  $\frac{U}{I} = \frac{1}{\omega C}$ . Im Falle der Mehrwelligkeit dagegen ergibt sich:

$$\frac{U}{I} = \frac{1}{\omega C} \sqrt{\frac{\sum U_n^2}{\sum (n U_n)^2}}. \tag{7. 9}$$

Daraus ist zu ersehen, daß wegen der Verschiedenheit der Kurvenform von Spannung und Strom aus dem Spannung-Stromverhältnis und der Grundwellenfrequenz die Kapazität eines Kondensators nicht ermittelt werden kann.

### Leistung und Verlustfaktor

Bei technischen Kondensatoren sind Spannung und Strom nicht um  $\omega t = \frac{\pi}{2}$ , sondern nur um  $\omega t = \varphi = \frac{\pi}{2} - \delta$  verschoben, wie Diagramm der Abb. 52 zeigt.  $\varphi$  wird Phasenwinkel,  $\delta$  Verlustwinkel genannt. Meistens wird nicht  $\delta$ , sondern  $\text{tg } \delta$ , der Verlustfaktor, angegeben. Die Anwendung des Leistungsfaktors  $\cos \varphi$  ist in der Fernmeldetechnik weniger üblich.

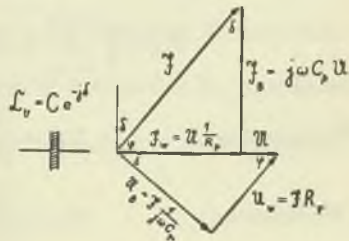


Abb. 52. Zur Definition des Verlustfaktors einer Kapazität.

Die Empfindlichkeit technischer Verlustfaktormessgeräte läßt die Messung eines Verlustfaktors in der Größenordnung von  $\operatorname{tg} \delta = 0,1 \cdot 10^{-4}$  noch zu. Der Verlustfaktor von technischen Kondensatoren mit Luft als Dielektrikum ist demgegenüber meist unmeßbar klein. Für Kondensatoren mit einem anderen Dielektrikum als Luft liegen die Verlustfaktoren in der Größenordnung von

$$\operatorname{tg} \delta = 0,1 \dots 100 \cdot 10^{-4}.$$

Für die Scheinleistung gilt:

$$N_S = UI. \quad (7.10)$$

Für die Blindleistung gilt:

$$N_B = UI \sin \varphi = UI \cos \delta. \quad (7.11)$$

Für die Wirkleistung gilt:

$$N_W = UI \cos \varphi = UI \sin \delta. \quad (7.12)$$

Somit ergibt sich für den Leistungsfaktor:

$$\frac{N_W}{N_S} = \sin \delta = \cos \varphi, \quad (7.13)$$

für den Verlustfaktor:

$$\frac{N_W}{N_B} = \operatorname{tg} \delta = \operatorname{cotg} \varphi.$$

Bei den in der Fernmeldetechnik im allgemeinen kleinen Verlustwinkeln gilt die Annäherung

$$\operatorname{cotg} \varphi = \operatorname{tg} \delta \approx \sin \delta = \cos \varphi = \frac{N_W}{N_S}, \quad (7.14)$$

wobei

$$\frac{\operatorname{tg} \delta - \sin \delta}{\operatorname{tg} \delta} 100 < 1\%, \text{ wenn } \operatorname{tg} \delta < 1000 \cdot 10^{-4}, \delta < 6^\circ \approx 0,1.$$

Diese Annäherung ist wichtig für die Meßtechnik. Die Wirkleistung kann z. B. durch ein kalorimetrisches Verfahren, die Scheinleistung durch Strom-Spannungsmessung ermittelt werden.

### Leistung und Verlustfaktor bei Mehrwelligkeit

Für die Scheinleistung gilt folgende Gleichung:

$$N_S = \sqrt{\sum_{n=1}^{n=n} U_n^2 I_n^2} = \sqrt{N_W^2 + N_B^2 + N_G^2}, \quad (7.15)$$

wobei ist:

$$\text{Wirkleistung:} \quad N_W = \sum_{n=1}^{n=n} U_n I_n \cos \varphi_n \quad (7.16)$$

$$\text{Blindleistung:} \quad N_B = \sum_{n=1}^{n=n} U_n I_n \sin \varphi_n \quad (7.17)$$

Verzerrungsleistung:

$$N_v = \sqrt{\sum [(U_n^2 I_v^2 + U_v^2 I_n^2 - 2 U_n U_v I_n I_v \cos(\varphi_n - \varphi_v))]} \quad (7.18)$$

$n$  und  $v$  sind laufende Ordnungszahlen der Oberwellen.

Für den Leistungsfaktor  $\frac{N_W}{N_S}$  ergibt sich nun bei Mehrwelligkeit:

$$\frac{N_W}{N_S} = \frac{\sum_{n=1}^{n=n} U_n I_n \cos \varphi_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=n} U_n^2 I_n^2}} = \frac{\sum_{n=1}^{n=n} U_n I_n \sin \delta_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=n} U_n^2 I_n^2}} \quad (7.19)$$

Setzt man nun (analog zu dem Fall der Einwelligkeit)

$$\frac{N_W}{N_S} = \sin \delta^* \approx \operatorname{tg}^* \delta, \quad (7.20)$$

so hat das nur formale Bedeutung, denn dem Winkel  $\delta^*$  kann keine anschauliche physikalische Bedeutung zugewiesen werden wie dem Winkel  $\delta$  im Falle der Einwelligkeit.

### Ursachen der Verluste

Die Wirkleistung  $N_W$  tritt im Kondensator durch Wärmewirkung in Erscheinung.

Als Ursachen für das Vorhandensein einer Wirkleistung in einem Kondensator sind anzugeben:

1. Ohmsche Verluste in den metallischen Leitern (z. B. Zuleitungen, Kondensatorplatten),
2. Ohmsche Verluste infolge der (bei normaler Temperatur meist geringen) Leitfähigkeit des Dielektrikums bzw. der Isolation und Halterungen,
3. Rein dielektrische Verluste erklärbar z. B. durch die Maxwell-Wagnersche Inhomogenitätstheorie, die Debyesche Dipoltheorie oder die Böningsche kolloidphysikalische Theorie.

### Ersatzschaltungen für eine verlustbehaftete Kapazität

Eine derartig verlustbehaftete (nicht phasenreine) Kapazität hat zwei Ersatzschemata:

1. Reihenschaltung eines niederohmigen Widerstandes  $R_r$  und einer verlustlosen Kapazität  $C$ ,
2. Parallelschaltung eines hochohmigen Widerstandes  $R_p$  und einer verlustlosen Kapazität  $C$ .

Für den Scheinwiderstand eines verlustbehafteten Kondensators ergibt sich die Beziehung:

$$\frac{1}{\delta} = \frac{S}{U} = j\omega \mathfrak{C}_v, \quad (7.21)$$

wobei  $\mathfrak{z}$  nicht phasenrein, sondern komplex ist. Die komplexe Kapazität ist definiert durch die Gleichung:

$$\mathfrak{C}_v = C e^{-j\delta} \quad (7.22)$$

$$\frac{\mathfrak{S}}{U} = j\omega C e^{-j\delta} = \omega C e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \delta\right)}, \quad (7.23)$$

Das Reihenersatzschema (Abb. 53) erhält man gemäß Abb. 52 durch Zerlegen der Spannung in eine Wirkkomponente  $U_w = \mathfrak{S}R_r$  und in eine Blindkomponente

$$U_B = \mathfrak{S} \frac{1}{j\omega C_r}.$$

Für den Verlustfaktor gilt:

$$\operatorname{tg} \delta = R_r \omega C_r. \quad (7.24)$$

Das Parallelersatzschema (Abb. 53) erhält man durch Zerlegen des Stromes in eine

Wirkkomponente  $\mathfrak{S}_W = U \frac{1}{R_p}$

und in eine Blindkomponente  $\mathfrak{S}_B = j\omega C_p U$  (Abb. 52). Für den Verlustfaktor gilt:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{R_p \omega C} \quad (7.25)$$

Aus dem Diagramm (Abb. 52) lassen sich folgende Gleichungen herleiten:

$$I^2 = I_W^2 + I_B^2 \quad (7.26)$$

$$U^2 = U_B^2 + U_W^2 \quad (7.27)$$

$$I_B = U\omega C_p = I \sin \varphi \quad (7.28)$$

$$U_B = \frac{1}{\omega C_r} = U \cos \delta \quad (7.29)$$

$$I_W = \frac{U}{R_p} \quad (7.30)$$

$$U_W = I R_r. \quad (7.31)$$

Dazu kommt die Definitionsgleichung des Absolutwertes der komplexen Kapazität:

$$|\mathfrak{C}_v| = C = \frac{1}{\omega} \frac{I}{U}. \quad (7.32)$$

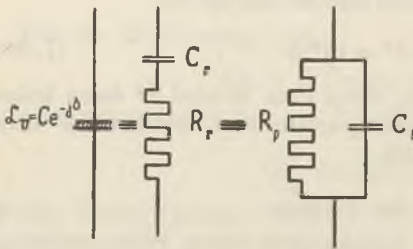


Abb. 53. Parallelersatzschema einer verlustbehafteten Kapazität.

Aus diesen Gleichungen ergeben sich die Beziehungen:

$$C_p/C_r \cos^2 \delta = \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} \quad (7.33)$$

$$R_r/R_p = \sin^2 \delta = \frac{\operatorname{tg}^2 \delta}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}} \quad (7.34)$$

$$C/C_r = \cos \delta = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}}. \quad (7.35)$$

Für den Sonderfall  $\operatorname{tg} \delta < 1$ ,  $\operatorname{tg}^2 \delta \ll 1$ , der bei den Kondensatoren der Fernmeldetechnik Normalfall ist, ergibt sich:

$$C_p = C_r \quad (7.36)$$

$$R_r = R_p \operatorname{tg}^2 \delta \quad (7.37)$$

$$C = C_r. \quad (7.38)$$

### Spannung und Strom in Abhängigkeit von der Frequenz bei konstanter Scheinleistung

Für die Scheinleistung  $N_s$  bei einem Kondensator mit der Kapazität  $C$  gilt die Gleichung:

$$N_s = UI = \frac{I^2}{\omega C} = U_m^2 C. \quad (7.39)$$

Für den Fall, daß  $N_s$  hinsichtlich der Frequenz als konstant angesehen wird, ergibt sich für Spannung und Strom:

$$U = \operatorname{const} \frac{1}{\sqrt{\omega}} \quad (7.40)$$

$$I = \operatorname{const} \sqrt{\omega}. \quad (7.41)$$

Da die Frequenz meist in logarithmischem Maßstab aufgetragen wird, schreibt man:

$$U = \operatorname{const} e^{-1/2 \ln \omega} \quad (7.42)$$

$$I = \operatorname{const} e^{1/2 \ln \omega}. \quad (7.43)$$

Man sieht (Abb. 54), bei tiefen Frequenzen wird bei einem Kondensator für eine bestimmte Leistung hauptsächlich durch die Spannungs-, bei hohen Frequenzen durch die Strombeanspruchung eine Grenze gesetzt sein.

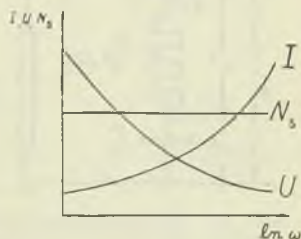


Abb. 54. Strom und Spannung als Funktion der Frequenz bei konstanter Scheinleistung.

## Kapitel 8

Kapazität und Widerstand in verschiedenen Schaltungs-  
kombinationen

Im folgenden werden die Schein- (Impedanz), Wirk- und Blindwiderstände (Reaktanz) bzw. Leitwerte für aus Kapazität und Widerstand in verschiedenen Schaltungskombinationen gebildete Zweipole berechnet. Die verwendeten Reihenwiderstände  $R_r$ , Parallelwiderstände  $R_p$  und Kapazitäten  $C_{\text{Index}}$  sollen frequenzkonstant sein. Jeder der behandelten Zweipole läßt sich auf eine Ersatzschaltung, nämlich auf eine Reihenschaltung einer Kapazität  $C'$  und eines Widerstandes  $R'$  zurückführen. Die Frequenzabhängigkeiten von  $R'$  und  $C'$  werden angegeben. Die Formeln werden zunächst in allgemeiner Gültigkeit, d. h. für jeden beliebigen Wert von  $R_r$ ,  $R_p$  und  $C_{\text{Index}}$  angegeben. Für wichtige Sonderfälle werden vereinfachende Vernachlässigungen durchgeführt.

Bei der Umformung von Gleichungen wird im folgenden häufig von Formeln Gebrauch gemacht, die hier zunächst in Erinnerung gebracht werden sollen.

Trigonometrische Formeln:

$$\sin \alpha = \frac{\text{tg } \alpha}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \alpha}} \quad \cos \alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \alpha}}$$

Näherungsformeln für den Fall, daß  $\delta < 1$  (Bogenmaß)

$$\begin{aligned} \sin \delta &\approx \delta - \frac{1}{6} \delta^3 \\ \cos \delta &\approx 1 - \frac{1}{2} \delta^2 \\ \text{tg } \delta &\approx \delta + \frac{1}{3} \delta^3. \end{aligned}$$

Näherungsformeln für den Fall, daß  $d_{1,2} < 1$

$$\frac{1 \pm d_1}{1 \pm d_2} \approx 1 \pm d_1 \mp d_2 \quad \text{ebenso } (1 \pm d_1)(1 \pm d_2) \approx 1 \pm d_1 \pm d_2.$$

## a) Reihenschaltung einer Kapazität und eines Widerstandes

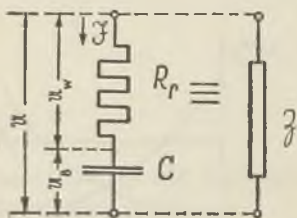


Abb. 55. Reihenschaltung einer Kapazität und eines Widerstandes.

Durch die Reihenschaltung der Kapazität  $C$  und des Widerstandes  $R_r$  fließt der Strom  $I$  (Abb. 55). Dieser ruft an  $R_r$  eine Wirkspannung  $U_W$  und an  $C$  eine Blindspannung  $U_B$  hervor, die sich zur Gesamtspannung  $U$  zusammensetzen, die im Diagramm (Abb. 56) um den Winkel  $\varphi = -(90^\circ - \delta)$  zur Wirkspannung  $U_W$  bzw. zum Stromphasen verschoben ist.

Für den Verlustfaktor ergibt sich (Abb. 57):

$$\operatorname{tg} \delta = R_r \omega C. \quad (8.1)$$

Für den Scheinwiderstand, der sich aus der Wirkkomponente und der Blindkomponente  $\frac{1}{j\omega C}$  zusammensetzt, ergibt sich:

$$\mathfrak{z} = R_r + \frac{1}{j\omega C}. \quad (8.2)$$

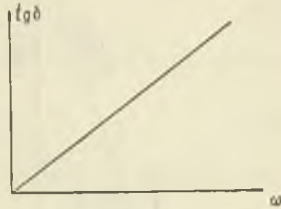
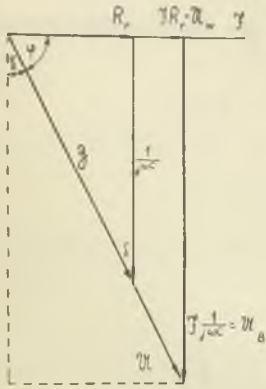


Abb. 56. Diagramm zur Reihenschaltung nach Abb. 55.

Abb. 57. Frequenzgang des Verlustfaktors für eine Schaltung nach Abb. 55.

Der Absolutwert beträgt:

$$|\mathfrak{z}| = Z = \sqrt{R_r^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}. \quad (8.3)$$

### b) Parallelschaltung einer Kapazität und eines Widerstandes

Der in den Zweipol (Abb. 58) fließende Strom  $\mathfrak{z}$  verzweigt sich in einen Wirkstrom  $\mathfrak{z}_p$  und in einen Blindstrom  $\mathfrak{z}_c$ . Ströme und Span-

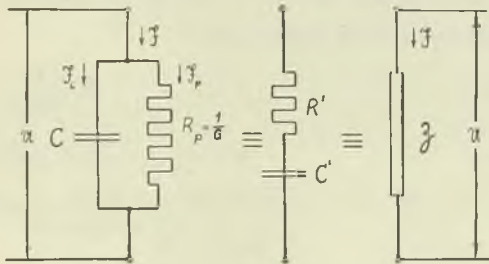


Abb. 58. Parallelschaltung einer Kapazität und eines Widerstandes.

nungen sind hinsichtlich Betrag und Phase im Diagramm der Abb. 59 festgelegt. Zerlegt man die Spannung in eine Wirkkomponente

$$U_W = \mathfrak{z} R' \quad (8.4)$$

und eine Blindkomponente

$$u_B = \Im \frac{1}{j\omega C'} \quad (8.5)$$

so kommt man zu dem Ersatzschaltbild der Reihenschaltung von  $R'$  und  $C'$  gemäß Abb. 58.

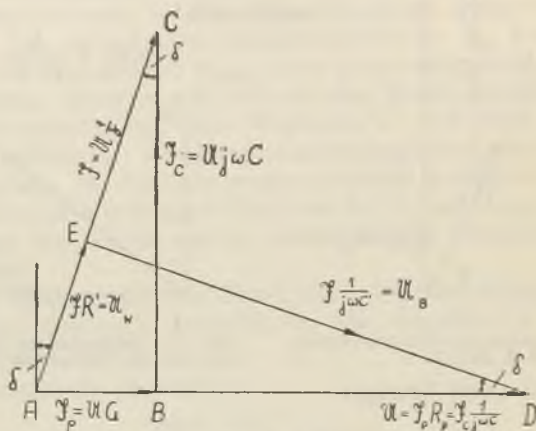


Abb. 59. Diagramm zur Parallelschaltung nach Abb. 58.

Für den Verlustfaktor des Zweipols ergibt sich:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{G}{\omega C} = \frac{1}{R_p \omega C} = R' \omega C' \quad (8.6)$$

Der Frequenzgang desselben ist in Abb. 60 dargestellt.

Für den Scheinwiderstand ergibt sich:

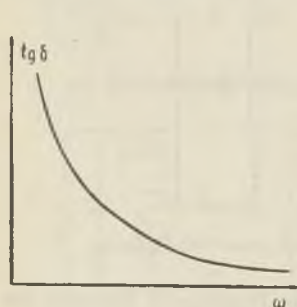


Abb. 60. Frequenzgang des Verlustfaktors für eine Schaltung nach Abb. 58.

$$\delta = \frac{R_p \frac{1}{j\omega C}}{R_p + \frac{1}{j\omega C}} \quad (8.7)$$

$$|\delta| = z = \frac{R_p}{\sqrt{1 + R_p^2 \omega^2 C^2}} = \frac{R_p}{\sqrt{1 + \frac{1}{\operatorname{tg}^2 \delta}}} \quad (8.8)$$

Der Scheinwiderstand ist hinsichtlich der Ersatzreihenschaltung definiert durch die Gleichung:

$$\delta = \frac{u}{\Im} = R' + \frac{1}{j\omega C'} \quad (8.9)$$



Aus Dreieck  $AED$  des Diagramms (Abb. 59) ergibt sich für die Wirkkomponente der Spannung

$$|U_W| = \overline{AE} = |\mathfrak{S}| R' = |\mathfrak{S}_p| R_p \sin \delta. \quad (8.10)$$

Im Dreieck  $ABC$  ist:

$$|\mathfrak{S}_p| = |\mathfrak{S}| \sin \delta.$$

Somit gilt:

$$|\mathfrak{S}| R' = |\mathfrak{S}| R_p \sin^2 \delta.$$

woraus sich die Gleichung für den Ersatzreihenwiderstand  $R'$  ergibt:

$$R' = R_p \sin^2 \delta = R_p \frac{\operatorname{tg}^2 \delta}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}. \quad (8.11)$$

Für den Sonderfall, der technisch von großer Bedeutung ist;  $\operatorname{tg} \delta \ll 1$  ergibt sich:

$$R' \approx R_p \operatorname{tg}^2 \delta = \frac{1}{R_p \omega^2 C^2}. \quad (8.12a)$$

Aus Dreieck  $AED$  ergibt sich für die Blindkomponente der Spannung:

$$|U_B| = \overline{DE} = |\mathfrak{S}| \frac{1}{\omega C'} = |\mathfrak{S}| \frac{1}{\omega C} \cos \delta.$$

Es ist aber:

$$|\mathfrak{S}_e| = |\mathfrak{S}| \cos \delta,$$

somit:

$$|\mathfrak{S}| \frac{1}{\omega C'} = |\mathfrak{S}| \frac{1}{\omega C} \cos^2 \delta, \quad (8.13)$$

woraus sich die Gleichung für die Ersatzreihenkapazität  $C'$  ergibt:

$$C' = C (1 + \operatorname{tg}^2 \delta). \quad (8.14)$$

Der Frequenzgang des Ersatzreihenwiderstandes  $R'$  hat die Form:

$$R' = R_p \frac{1}{1 + \operatorname{const} \omega^2}. \quad (8.15)$$

Für den Fall  $\omega \rightarrow 0$  gilt:  $R' \rightarrow R_p$ , d. h. bei sehr tiefen Frequenzen ist die Parallelkapazität praktisch nicht wirksam, für den Fall  $\omega \rightarrow \infty$  gilt:  $R' \rightarrow 0$ , d. h. bei sehr hohen Frequenzen schließt die Parallelkapazität den Wirkwiderstand kurz.

Für den technisch wichtigen Sonderfall  $\operatorname{tg}^2 \delta \gg 1$  gilt:

$$R' = \operatorname{const} \frac{1}{\omega^2}. \quad (8.16)$$

Wenn also  $\omega \rightarrow 0$ , dann gilt:  $R' \rightarrow \infty$  und wenn  $\omega \rightarrow \infty$ , dann gilt:  $R' \rightarrow 0$ .

Der Frequenzgang der Ersatzreihenkapazität  $C'$  hat die Form:

$$C' = C \left( 1 + \operatorname{const} \frac{1}{\omega^2} \right),$$

für  $\omega \rightarrow 0$  gilt:  $C' \rightarrow 0$ ,

für  $\omega \rightarrow \infty$  gilt:  $C' \rightarrow C$ ,

Mitunter ist es bei der Umwandlung von Schaltungen in Ersatzschaltungen vorteilhaft, mit Energiegleichungen zu arbeiten. In unserem Fall der Umwandlung einer Parallelschaltung in eine Reihenschaltung ergibt sich der Ansatz:

$$|\mathfrak{S}_p|^2 R_p = |\mathfrak{S}|^2 R' \quad (8.17)$$

Da ferner gilt:

$$|\mathfrak{S}| = |u| \sqrt{G^2 + \omega^2 C^2} \quad (8.18)$$

$$|\mathfrak{S}_p| = |u| \frac{1}{R_p}, \quad (8.19)$$

ergibt sich somit:

$$\frac{1}{R_p} = \left( \frac{1}{R_p^2} + \omega^2 C^2 \right) R' = \frac{1 + \frac{\omega^2 R_p^2 C^2}{1}}{R_p^2} R', \quad (8.20)$$

woraus sich die Gleichung für den Ersatzreihenwiderstand in Übereinstimmung mit der weiter oben abgeleiteten Gleichung ergibt:

$$R' = R_p \frac{\text{tg}^2 \delta}{1 + \text{tg}^2 \delta}. \quad (8.21)$$

### e) Kapazität mit einem Reihen- und Parallelwiderstand

Es liegt eine Schaltung nach Abb. 61 zugrunde. Die Bezeichnungen für die Spannungen, die Ströme, die Widerstände und die Kapazität sind aus der Abbildung zu entnehmen. Die Abbildung enthält ferner die schrittweise ermittelten Ersatzschaltungen.

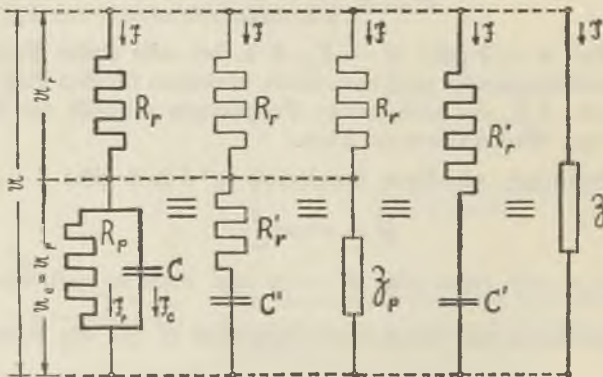


Abb. 61. Kapazität mit einem Reihen- und Parallelwiderstand.

Für die Parallelschaltung von  $C$  und  $R_p$  gilt nach früheren Gleichungen:

$$\operatorname{tg} \delta_p = \frac{1}{R_p \omega C}. \tag{8.22}$$

Für die Spannung an der Parallelschaltung gilt:

$$U_c = U_p = \Im_r \Im_p. \tag{8.23}$$

Für den resultierenden Gesamtscheinwiderstand gilt:

$$\Im = R_r + \Im_p = R' + \frac{1}{j\omega C'}, \tag{8.24}$$

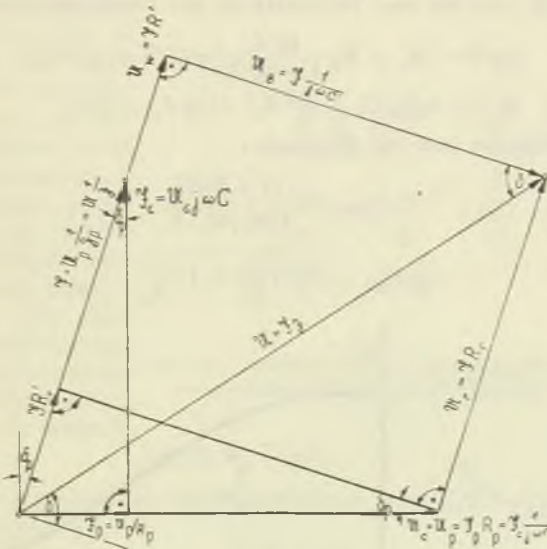


Abb. 62. Diagramm zur Schaltung nach Abb. 61.

wobei

$$\Im_p = R'_r + \frac{1}{j\omega C'} \tag{8.25}$$

der Ersatzscheinwiderstand für die Parallelschaltung ist.

In Abb. 62 ist die Diagrammentwicklung für die Ströme und Spannungen durchgeführt. Die Gesamtspannung  $U = \Im \Im$  ist gemäß des Reihenschaltungsersatzschemas in eine Wirkspannung  $U_r = \Im R'$  und eine Blindspannung  $U_B = \frac{\Im}{j\omega C'}$  zerlegt. Für die Verlustwinkel  $\delta_p$  und  $\delta_r$  ergeben sich die Verlustfaktoren:

$$\operatorname{tg} \delta_p = R'_r \omega C' \tag{8.26}$$

$$\operatorname{tg} \delta_r = R_r \omega C. \tag{8.27}$$

Die Wirkkomponente des resultierenden Scheinwiderstandes  $Z'$  ist:

$$R' = R_r + R_p' \quad (8.28)$$

Nach früheren Gleichungen ist:

$$R_p' = R_p \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_p}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p} \quad (8.29)$$

Die Blindkomponente des resultierenden Scheinwiderstandes ergibt die Ersatzreihenkapazität

$$C' = C (1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p) \quad (8.30)$$

Somit ergibt sich für den Verlustfaktor der Gesamtschaltung:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \delta &= \left( R_r + R_p \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_p}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p} \right) \omega C (1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p) \\ \operatorname{tg} \delta &= \operatorname{tg} \delta_r (1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p) + \operatorname{tg} \delta_p = f(\omega) \end{aligned} \quad (8.31)$$

Der Verlustfaktor hat ein Minimum:

Bei

$$\omega_{\min} = \frac{\sqrt{1 + R_r/R_p}}{C R_p \sqrt{R_r/R_p}} \quad (8.32)$$

ist

$$\operatorname{tg} \delta_{\min} = 2 \sqrt{\left( \frac{R_r}{R_p} + 1 \right) \frac{R_r}{R_p}} \quad (8.33)$$

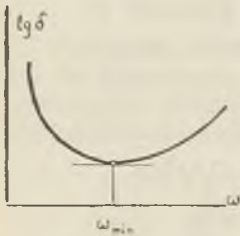


Abb. 63. Frequenzverlauf des Verlustfaktors einer Schaltung nach Abb. 61.

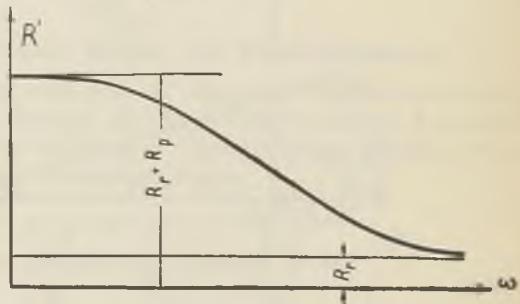


Abb. 64. Frequenzverlauf des Ersatzreihenwiderstandes für eine Schaltung nach Abb. 61.

Der Frequenzgang des Verlustfaktors  $\operatorname{tg} \delta$  wird beschrieben durch eine Gleichung von der Form (Abb. 63):

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \delta &= \operatorname{const} \omega \left( 1 + \operatorname{const} \frac{1}{\omega^2} \right) + \operatorname{const} \frac{1}{\omega} \\ \operatorname{tg} \delta &= \operatorname{const} \omega + \operatorname{const} \frac{1}{\omega}. \end{aligned} \quad (8.34)$$

Für

$$\omega \rightarrow 0 \quad \text{gilt: } \operatorname{tg} \delta \rightarrow \infty,$$

für

$$\omega \rightarrow \infty \quad \text{gilt: } \operatorname{tg} \delta \rightarrow \infty.$$

Der Frequenzgang des Ersatzreihenwiderstandes  $R'$  wird beschrieben durch eine Gleichung von der Form (Abb. 64):

$$R' = R_r + R_p \frac{1}{1 + \text{const } \omega^2} \quad (9.35)$$

Für  $\omega \rightarrow 0$  gilt:  $R' \rightarrow R_r + R_p$ ,  
 für  $\omega \rightarrow \infty$  gilt:  $R' \rightarrow R_r$ .

**d) Parallelschaltung einer Kapazität und einer Kapazität mit Reihenwiderstand**

Die Spannungen und Ströme sind in Abb. 65 eingetragen. Die Abbildung enthält auch das Ersatzschema. Am Ersatzreihenwiderstand  $R'$  ruft der Gesamtstrom  $\mathfrak{I}$  den Wirkspannungsabfall  $U_W$ , an der Ersatzreihenkapazität  $C'$  den Blindspannungsabfall  $U_B$  hervor. Die Diagrammentwicklung zeigt Abb. 66. Für den verlustbehafteten Stromzweig ergibt sich der Verlustfaktor:

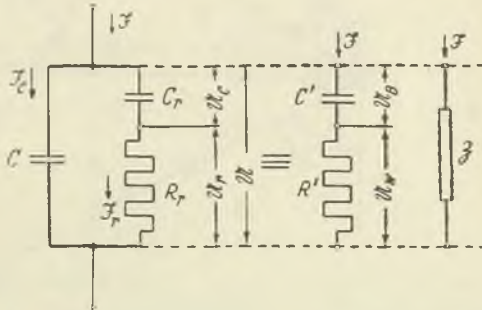


Abb. 65. Parallelschaltung einer Kapazität und einer Kapazität mit Reihenwiderstand.

$$\text{tg } \delta_r = R_r \omega C_r \quad (8.36)$$

Für den Verlustfaktor der Gesamtschaltung hat man von folgendem Ansatz auszugehen:

$$\text{tg } \delta = \frac{|\mathfrak{I}_r| \sin \delta_r}{|\mathfrak{I}_e| + |\mathfrak{I}_r| \cos \delta_r} \quad (8.37)$$

wobei im Diagramm die Zerlegung des Gesamtstromes  $\mathfrak{I}$  in Blindstrom  $\mathfrak{I}_B$  und Wirkstrom  $\mathfrak{I}_W$  ins Auge gefaßt wird. Durch Umformung erhält man:

$$\text{tg } \delta = \frac{|U| \omega C_r \sin \delta_r}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta_r} \left( |U| \omega C + \frac{|U| \omega C_r \cos \delta_r}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta_r}} \right)} \quad (8.38)$$

$$\text{tg } \delta = \frac{\text{tg}^2 \delta_r}{1 + \text{tg}^2 \delta_r} \frac{1}{\left( R_r \omega C + \frac{\text{tg } \delta_r}{1 + \text{tg}^2 \delta_r} \right)}$$

$$\text{tg } \delta = \text{tg } \delta_r \frac{C_r}{C_r + C(1 + \text{tg}^2 \delta_r)} \quad (8.39)$$

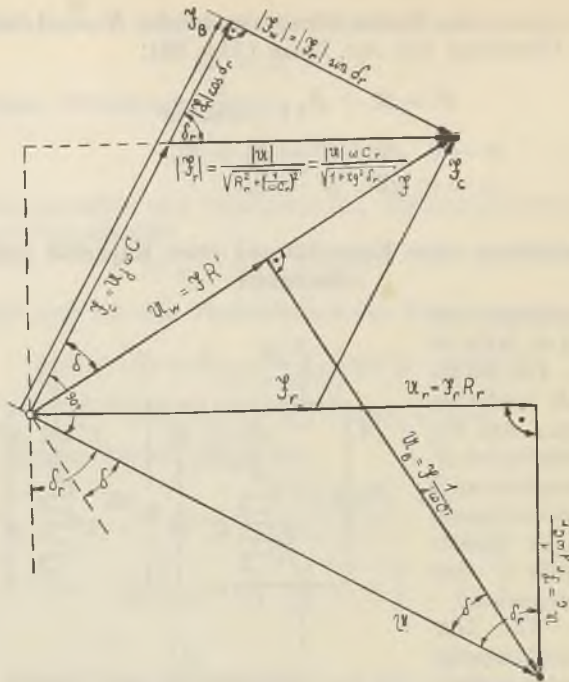


Abb. 66. Diagramm zur Schaltung nach Abb. 65.

Für den technisch sehr wichtigen Sonderfall, daß

$$\operatorname{tg} \delta_r < 1 \text{ und } \operatorname{tg}^2 \delta \ll 1,$$

erhält man die vereinfachte Formel:

$$\operatorname{tg} \delta = \operatorname{tg} \delta_r \frac{C_r}{C_r + C}. \quad (8.39a)$$

Der Verlustfaktor besitzt ein Maximum:

$$\operatorname{tg} \delta_{\max} = \frac{C_r / C}{2\sqrt{1 + C_r / C}} \quad (8.40)$$

bei der Kreisfrequenz:

$$\omega_{\max} = \frac{\sqrt{1 + C_r / C}}{C_r R_r}. \quad (8.41)$$

Betrachtet man die Zerlegung der Spannung in Wirk- und Blindkomponente, so ergeben sich folgende Ansätze:

Für den Scheinwiderstand der Gesamtschaltung:

$$\tilde{z} = R' + \frac{1}{j\omega C'}. \quad (8.42)$$

Für den Verlustwinkel der Gesamtschaltung:

$$\operatorname{tg} \delta = R' \omega C' . \quad (8.43)$$

Den Ersatzreihenwiderstand erhält man mit folgenden Ansätzen und Umformungen:

$$\begin{aligned} \Im R' &= U \sin \delta \\ \Im_r R_r &= U \sin \delta_r \\ |\Im_r| \sin \delta_r \frac{1}{\sin \delta} R' &= |U| \sin \delta \\ \frac{|U| \omega C_r}{|1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r|} \sin \delta_r R' &= \sin^2 \delta |U| \\ \frac{1}{R_r} \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_r}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r} R' &= \sin^2 \delta = \frac{\operatorname{tg}^2 \delta}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} \\ R' &= R_r \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r}{\operatorname{tg}^2 \delta_r} \frac{\operatorname{tg}^2 \delta}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} . \end{aligned} \quad (8.44)$$

Für den technisch wichtigen Sonderfall, daß

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \delta_r < 1 \text{ und } \operatorname{tg} \delta_r \ll 1 \\ \operatorname{tg} \delta < 1 \text{ und } \operatorname{tg} \delta \ll 1 , \end{aligned}$$

ergibt sich die vereinfachte Beziehung:

$$R' = R_r \frac{\operatorname{tg}^2 \delta}{\operatorname{tg}^2 \delta_r} = R_r \left( \frac{C_r}{C_r + C} \right)^2 . \quad (8.45)$$

Für die Auffindung der Gleichung für die Ersatzreihenkapazität geht man von der Blindkomponente der Spannung aus:

$$|U_B| = |\Im| \frac{1}{\omega C'} = |U| \cos \delta . \quad (8.46)$$

Durch Umformung erhält man:

$$\begin{aligned} |\Im_r| \frac{\sin \delta_r}{\sin \delta} |\Im| \sin \delta \\ \frac{\omega C_r}{\omega C'} \frac{\operatorname{tg} \delta_r}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r} \frac{1}{\sin \delta} = \cos \delta \\ C' = C_r \frac{\operatorname{tg} \delta_r}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r} \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}{\operatorname{tg} \delta} = \left( C + \frac{C_r}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r} \right) (1 + \operatorname{tg}^2 \delta) . \end{aligned} \quad (8.47)$$

Für den Sonderfall, daß

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \delta_r < 1 \text{ und } \operatorname{tg}^2 \delta \ll 1 \\ \operatorname{tg} \delta < 1 \text{ und } \operatorname{tg}^2 \delta \ll 1 \end{aligned}$$

erhält man die vereinfachte Beziehung:

$$C' = C + C_r . \quad (8.47a)$$

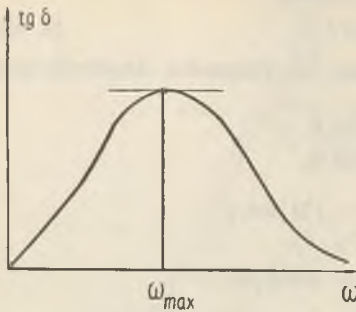


Abb. 67. Frequenzgang des Verlustfaktors einer Schaltung nach Abb. 65.

Für den Frequenzgang des Verlustfaktors der Gesamtschaltung ergibt sich eine Gleichung von der Form (Abb. 67)

$$\text{tg } \delta = \frac{1}{\text{const } \frac{1}{\omega} + \text{const } \omega} \quad (8.48)$$

Für  $\omega \rightarrow 0$  gilt  $\text{tg } \delta \rightarrow 0$ ,  
für  $\omega \rightarrow \infty$  gilt  $\text{tg } \delta \rightarrow 0$ .

Der Frequenzgang der Ersatzreihenkapazität  $C'$  ist ersichtlich aus der Beziehung (Abb. 68)

$$C' = \left( C + \frac{C_r}{1 + \text{tg}^2 \delta_r} \right) (1 + \text{tg}^2 \delta) \quad (8.49)$$

Für  $\omega \rightarrow 0$  gilt  $\text{tg } \delta_r \rightarrow 0$  und  $\text{tg } \delta \rightarrow 0$  und  $C' \rightarrow C + C_r$ ,  
für  $\omega \rightarrow \infty$  gilt  $\text{tg } \delta_r \rightarrow \infty$  und  $\text{tg } \delta \rightarrow 0$  und  $C' \rightarrow C$ .

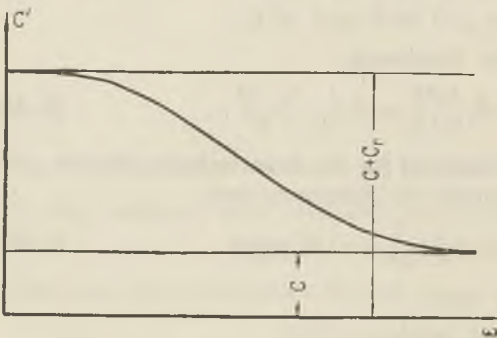


Abb. 68. Frequenzgang der Ersatzreihenkapazität einer Schaltung nach Abb. 65.

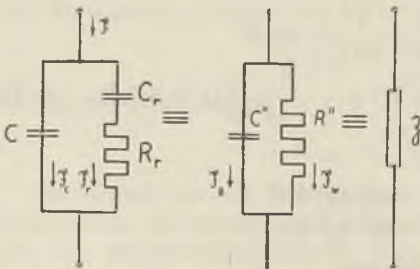


Abb. 69. Parallelersatzschaltungsschema einer Schaltung nach Abb. 65.

Wählt man für das Ersatzschema die Parallelschaltung einer Kapazität  $C''$  und eines Widerstandes  $R''$  gemäß Abb. 69, so gilt für den Scheinwiderstand:

$$\frac{1}{\delta} = \frac{1}{R''} + j\omega C''$$

$$\delta = \frac{R'' \cdot \frac{1}{j\omega C''}}{R'' + \frac{1}{j\omega C''}} \quad (8.50)$$



Für den Verlustfaktor der Gesamtschaltung gilt:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{R'' \omega C''}.$$

Aus der Gleichung für die Blindkomponente des Gesamtstromes läßt sich eine Beziehung für die Ersatzparallelkapazität entwickeln:

$$|\mathfrak{I}_B| = |\mathfrak{I}_c| + |\mathfrak{I}_r| \cos \delta_r = |\mathfrak{I}| \cos \delta = |U| \omega C''$$

$$|\mathfrak{I}_c| = |U| \omega C$$

$$|\mathfrak{I}_r| = |U| \frac{1}{\sqrt{R_r^2 + \left(\frac{1}{\omega C_r}\right)^2}} = \frac{|U| \omega C_r}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r}}$$

$$|U| \omega C'' = |U| \omega C + |U| \frac{\omega C_r}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r} \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r}}$$

$$C'' = C + \frac{C_r}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r}. \quad (8.51)$$

Aus der Gleichung für die Wirkkomponente des Gesamtstromes läßt sich eine Beziehung für den Ersatzparallelwiderstand herleiten:

$$|\mathfrak{I}_W| = |\mathfrak{I}_r| \sin \delta_r$$

$$\frac{|U|}{R''} = \frac{|U| \omega C_r}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r}} \sin \delta_r$$

$$\frac{1}{R''} = \frac{1}{R_r} \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_r}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r}. \quad (8.52)$$

### e) Zwei Kapazitäten mit Reihenwiderständen in Parallelschaltung

Abb. 70 zeigt die Schaltung mit den eingetragenen Widerständen und Kapazitäten, ferner die Ersatzschemata für Reihen- und Parallelschaltung. Es gelten die Beziehungen:

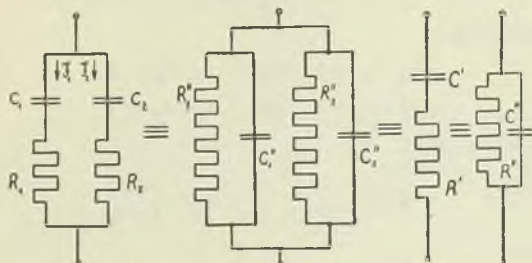


Abb. 70. Zwei Kapazitäten mit Reihenwiderständen in Parallelschaltung.

Verlustfaktoren:

$$\text{für den Zweig 1:} \quad \operatorname{tg} \delta_1 = R_1 \omega C_1, \quad (8.53)$$

$$\text{für den Zweig 2:} \quad \operatorname{tg} \delta_2 = R_2 \omega C_2, \quad (8.54)$$

für die Gesamtschaltung:

$$\operatorname{tg} \delta = R' \omega C' = \frac{1}{R'' \omega C''}, \quad (8.55)$$

Scheinwiderstand der Gesamtschaltung:

$$\dot{z} = R' + \frac{1}{j\omega C'} \quad \frac{1}{\dot{z}} = \frac{1}{R''} + j\omega C''.$$

Die Reihenschaltung von  $R_1$  und  $C_1$  bzw.  $R_2$  und  $C_2$  wird zunächst in eine Parallelschaltung  $R'_1$  und  $C'_1$  bzw.  $R'_2$  und  $C'_2$  übergeführt. Nach bekannten Formeln ergibt sich:

$$R'_1 = \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_1}{\operatorname{tg}^2 \delta_1} R_1 \quad (8.56)$$

$$R'_2 = \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_2}{\operatorname{tg}^2 \delta_2} R_2. \quad (8.57)$$

Die Parallelschaltung der beiden Widerstände  $R'_1$  und  $R'_2$  ergibt den Ersatzparallelwiderstand  $R''$  der Gesamtschaltung:

$$\frac{1}{R''} = \frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R'_2} = \frac{1}{R_1} \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_1}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_1} + \frac{1}{R_2} \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_2}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_2}. \quad (8.58)$$

Für die Ersatzparallelkapazitäten  $C'_1$  und  $C'_2$  ergibt sich:

$$C'_1 = \frac{C_1}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_1} \quad (8.59)$$

$$C'_2 = \frac{C_2}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_2}. \quad (8.60)$$

Somit ergibt sich für die Ersatzparallelkapazität der Gesamtschaltung:

$$C'' = C'_1 + C'_2 = \frac{C_1}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_1} + \frac{C_2}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_2}. \quad (8.61)$$

Für den Sonderfall:

$$\operatorname{tg} \delta_1 < 1 \quad \text{und} \quad \operatorname{tg} \delta_2 < 1$$

$$\operatorname{tg}^2 \delta_2 \ll 1 \quad \text{und} \quad \operatorname{tg}^2 \delta_1 \ll 1,$$

ergibt sich:  $C'' = C_1 + C_2$

$$R'_1 = \frac{R_1}{\operatorname{tg}^2 \delta_1} \quad R'_2 = \frac{R_2}{\operatorname{tg}^2 \delta_2}$$

$$R'' = \frac{1}{\operatorname{tg}^2 \delta_2 / R_2 + \operatorname{tg}^2 \delta_1 / R_1}. \quad (8.62)$$

Ganz allgemein gilt für den Verlustfaktor:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{R'' \omega C''}, \quad (8.63)$$

wobei zu setzen ist:

$$\begin{aligned} \frac{1}{R''} &= \frac{1}{R_1} \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_1}{a} + \frac{1}{R_2} \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_2}{b} \\ C'' &= \frac{C_1}{a} + \frac{C_2}{b} = \frac{bC_1 + aC_2}{ab} \end{aligned} \quad (8.64)$$

$$a = 1 + \operatorname{tg}^2 \delta_1 \quad b = 1 + \operatorname{tg}^2 \delta_2.$$

Demnach:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \delta &= \frac{1}{\omega R_1 b C_1 + a C_2} \frac{b \operatorname{tg}^2 \delta_1}{\omega} + \frac{1}{\omega R_2 b C_1 + a C_2} \frac{a \operatorname{tg}^2 \delta_2}{\omega} \\ \operatorname{tg} \delta &= \frac{C_1 b}{b C_1 + a C_2} \operatorname{tg} \delta_1 + \frac{C_2 a}{b C_1 + a C_2} \operatorname{tg} \delta_2 \end{aligned} \quad (8.65)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \operatorname{tg} \delta_1 \frac{C_1}{C_1 + \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_1}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_2} C_2} + \operatorname{tg} \delta_2 \frac{C_2}{C_2 + \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_2}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_1} C_1}. \quad (8.66)$$

Die Formeln für den bereits durch Diagrammentwicklung behandelten Sonderfall  $R_1 = 0$ ,  $\operatorname{tg} \delta_1 = 0$  können aus dieser allgemeinen Formel hergeleitet werden, wovon man sich leicht überzeugen kann.

Für den immer wieder vorkommenden Fall kleiner Verlustfaktoren:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \delta_1 &< 1 & \operatorname{tg}^2 \delta_1 &\ll 1 \\ \operatorname{tg} \delta_2 &< 1 & \operatorname{tg}^2 \delta_2 &\ll 1 \end{aligned}$$

vereinfacht sich die Formel für den Verlustfaktor:

$$\operatorname{tg} \delta = \operatorname{tg} \delta_1 \frac{C_1}{C_1 + C_2} + \operatorname{tg} \delta_2 \frac{C_2}{C_1 + C_2}. \quad (8.67)$$

Die Formeln für die Umwandlung der Parallelsatzschaltung in eine Reihenersatzschaltung (Bezeichnungen siehe Abb. 70) sind:

$$C' = C'' (1 + \operatorname{tg}^2 \delta) \quad (8.68)$$

$$R' = R'' \frac{\operatorname{tg}^2 \delta}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}. \quad (8.69)$$

Wie man sieht, führen diese Formeln auf etwas unübersichtliche Ausdrücke, sobald man für  $C''$ ,  $\operatorname{tg} \delta$  und  $R''$  die betreffenden Funktionen von  $\operatorname{tg} \delta_1$ ,  $\operatorname{tg} \delta_2$ ,  $C_1$  und  $C_2$  gemäß den Gleichungen (8.67...69) einsetzt. Bei praktischer Auswertung werden am besten zunächst einmal  $C''$ ,  $\operatorname{tg} \delta$  und  $R''$  nach den angegebenen Formeln zahlenmäßig ausgerechnet, um dann erst die Werte für die Reihenersatzschaltung zu errechnen.

Für den bekannten Sonderfall  $\operatorname{tg} \delta_1 < 1$  und  $\operatorname{tg} \delta_2 < 1$  sind die Formeln indes einfach genug. Da

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2} = 0 \dots 1 = \frac{C_2}{C_1 + C_2},$$

ist ebenfalls  $\operatorname{tg} \delta < 1$  und  $\operatorname{tg}^2 \delta \ll 1$ .

Somit ist:

$$C' = C_1 + C_2 \quad (8.70)$$

und

$$R' = R' \operatorname{tg}^2 \delta. \quad (8.71)$$

Daraus ergibt sich:

$$R' = \frac{\operatorname{tg}^2 \delta}{\operatorname{tg}^2 \delta_2 + \operatorname{tg}^2 \delta_1} = \frac{R_2^2 \omega^2 (C_1 + C_2)^2}{R_2 \omega^2 C_2^2 + R_1 \omega^2 C_1^2} \quad (8.72)$$

und

$$R' = \frac{R_2 C_2^2 + R_1 C_1^2}{(C_1 + C_2)}. \quad (8.73)$$

### f) Reihenschaltung einer Kapazität und einer Kapazität mit Parallelwiderstand

Abb. 71 zeigt die Schaltung mit den eingetragenen Bezeichnungen für Kapazitäten, Widerstand, Ströme und Spannungen. In Abb. 72 ist die Diagrammentwicklung durchgeführt.

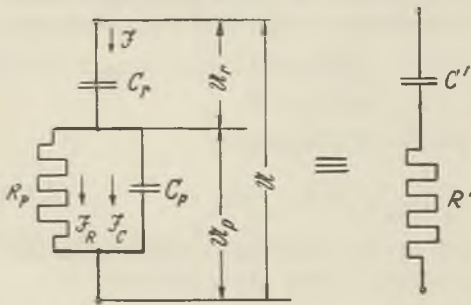


Abb. 71. Reihenschaltung einer Kapazität und einer Kapazität mit Parallelwiderstand.

Aus der Gleichung für die Spannung an der Parallelschaltung

$$U_p = \Im_R R_p = \Im_c \frac{1}{j\omega C_p}$$

ergibt sich für den zugehörigen Verlustfaktor:

$$\operatorname{tg} \delta_p = \frac{1}{R_p \omega C_p} = \frac{|\Im_R|}{|\Im_c|} \quad (8.74)$$

Im Dreieck ABC des Diagramms gilt

$$|\Im_R| = |\Im| \sin \delta_p.$$

Betrachtet man das Dreieck AFG, so erhält man den Ansatz für den Verlustfaktor der Gesamtschaltung:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{|\Im_R| R_p \sin \delta_p}{|\Im| \frac{1}{\omega C_r} + |\Im_R| R_p \cos \delta_p} = \frac{|\Im| R_p \sin^2 \delta_p}{|\Im| \frac{1}{\omega C_r} + |\Im| R_p \sin \delta_p \cos \delta_p}$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_p}{(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_r) \frac{1}{\omega C_r R_p} + \operatorname{tg} \delta_p} \quad (8.75)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\operatorname{tg} \delta_p}{1 + \frac{C_p}{C_r} (1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p)} \quad (8.76)$$

Für den Sonderfall  $\operatorname{tg} \delta_p < 1$ ,  $\operatorname{tg}^2 \delta_p \ll 1$  vereinfacht sich wieder die Formel:

$$\operatorname{tg} \delta = \operatorname{tg} \delta_p \frac{C_r + C_p}{C_r} \quad (8.77)$$

Für den Scheinwiderstand gilt:

$$\delta = \frac{11}{\mathfrak{Z}} = R' + \frac{1}{j\omega C'} \quad (8.78)$$

Aus Abb. 72 entnimmt man, daß die Strecke

$$\overline{FG} = |\mathfrak{Z}_R| R_p \sin \delta_p = |\mathfrak{Z}| R_p \sin^2 \delta_p$$

gleich ist der Wirkkomponente der Spannung und die Strecke

$$\overline{AF} = |\mathfrak{Z}| \frac{1}{\omega C_r} + |\mathfrak{Z}_R| R_p \cos \delta_p = |\mathfrak{Z}| \frac{1}{\omega C_r} + |\mathfrak{Z}| R_p \sin \delta_p \cos \delta_p$$

gleich ist der Blindkomponente der Spannung. Daraus ergibt sich: für den Ersatzreihenwiderstand:

$$R' = R_p \sin^2 \delta_p = R_p \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_p}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p} \quad (8.79)$$

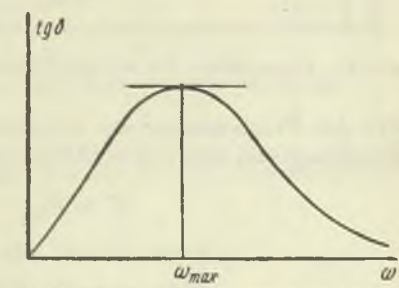
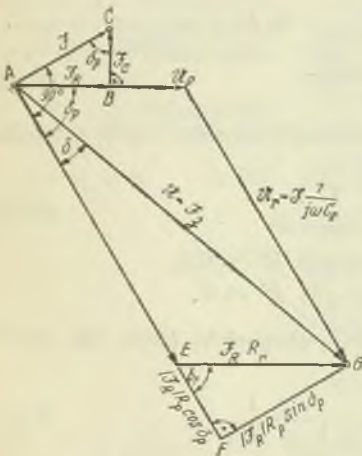


Abb. 73. Frequenzgang des Verlustfaktors für eine Schaltung nach Abb. 71.

Abb. 72. Diagramm zur Schaltung nach Abb. 71.

Die Ersatzreihenkapazität findet man durch den Ansatz:

$$\frac{1}{\omega C'} = \frac{1}{\omega C_r} + R_p \frac{\operatorname{tg} \delta_p}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p}. \quad (8.80)$$

Durch Umformung erhält man:

$$C' = \frac{C_r C_p (1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p)}{C_r + C_p (1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p)} \quad (8.81)$$

Für den Sonderfall:  $\operatorname{tg} \delta_p < 1$ ,  $\operatorname{tg}^2 \delta_p \ll 1$  ergibt sich:

$$C' = \frac{C_r C_p}{C_r + C_p} \quad (8.82)$$

Der nach der Formel  $\operatorname{tg} \delta = R'_\omega C'$  nun zu bildende Verlustfaktor stimmt mit dem oben errechneten überein.

Für den Frequenzgang des Verlustfaktors (Abb. 73) ergibt sich eine Gleichung von der Form:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\operatorname{const} \omega + \operatorname{const} 1/\omega}. \quad (8.83)$$

Für  $\omega \rightarrow 0$  gilt  $\operatorname{tg} \delta \rightarrow 0$ ,

für  $\omega \rightarrow \infty$  gilt  $\operatorname{tg} \delta \rightarrow 0$ .

Für die Frequenz, bei der der Verlustfaktor ein Maximum ist, ergibt sich:

$$\omega_{\max} = \frac{C_r}{R_p \sqrt{C_p^2 + C_r C_p}} \quad (8.84)$$

$$\operatorname{tg} \delta_{\max} = \frac{1}{2 \sqrt{C_p^2 + C_r C_p}}. \quad (8.85)$$

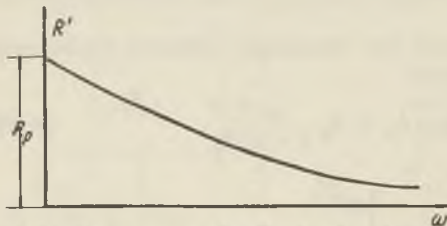


Abb. 74. Frequenzgang des Ersatzreihenwiderstandes für eine Schaltung nach Abb. 71.

Für den Frequenzgang des Ersatzreihenwiderstandes ergibt sich eine Gleichung von der Form (Abb. 74):

$$R' = R_p \frac{1}{1 + \operatorname{const} \omega^2}. \quad (8.86)$$

Wenn  $\omega \rightarrow 0$ , dann gilt  $R' \rightarrow R_p$ ,

wenn  $\omega \rightarrow \infty$ , dann gilt  $R' \rightarrow 0$ .

Für den Frequenzgang der Ersatzreihenkapazität (Abb. 75) ergibt sich eine Gleichung von der Form:

$$\frac{1}{C'} = \frac{1}{C_p + \operatorname{const} \frac{1}{\omega^2}} + \frac{1}{C_r}. \quad (8.87)$$

Wenn  $\omega \rightarrow 0$ , dann gilt

$$\frac{1}{C'} \rightarrow \frac{1}{C_r}$$

Wenn  $\omega \rightarrow \infty$ , dann gilt

$$\frac{1}{C'} \rightarrow \frac{1}{C_p} + \frac{1}{C_r}$$

$$C \rightarrow \frac{C_p C_r}{C_p + C_r}$$

(8. 88)

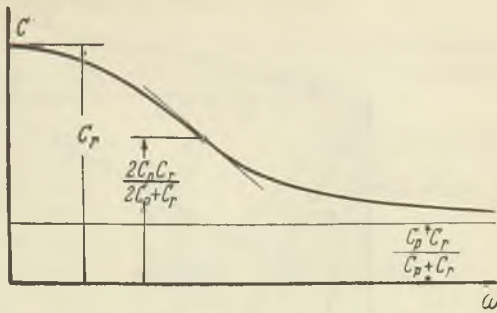


Abb. 75. Frequenzgang der Ersatzreihenkapazität für eine Schaltung nach Abb. 71.

**g) Reihenschaltung einer Kapazität mit Reihenwiderstand und einer Kapazität mit Parallelwiderstand**

Abb. 76 zeigt die Schaltung mit den eingetragenen Widerständen, Kapazitäten, Strömen und Spannungen, ferner die Ersatzreihenschaltung. In Abb. 77 ist die Diagrammentwicklung durchgeführt.

Die Schaltung stellt nichts Neues dar. Sie ist die Reihenschaltung der bereits behandelten Kapazität mit Reihenwiderstand (S. 52) und Kapazität mit Parallelwiderstand (S. 53).

Für den Scheinwiderstand gilt:

$$\mathfrak{z} = \mathfrak{z}_1 + \mathfrak{z}_2 \quad (8. 89)$$

wobei

$$\mathfrak{z}_1 = R_r + \frac{1}{j\omega C_r} \quad \text{und} \quad \mathfrak{z}_2 = R_r' + \frac{1}{j\omega C_r'}$$

$$R_r' = R_p \frac{\text{tg}^2 \delta_p}{1 + \text{tg}^2 \delta_p}$$

$$C_r' = C (1 + \text{tg}^2 \delta)$$

$$\mathfrak{z} = R' + \frac{1}{j\omega C'} = R_r + R_p \frac{\text{tg}^2 \delta_p}{1 + \text{tg}^2 \delta_p} + \frac{1}{j\omega C_r} + \frac{1}{j\omega C (1 + \text{tg}^2 \delta_p)} \quad (8. 90)$$

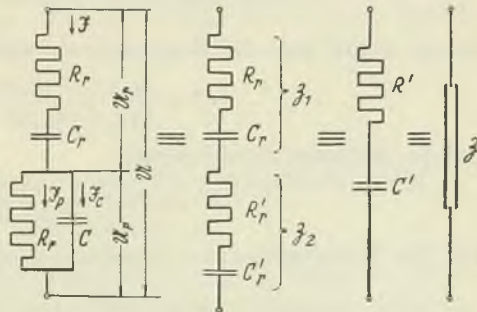


Abb. 76. Reihenschaltung einer Kapazität mit Reihenwiderstand und einer Kapazität mit Parallelwiderstand.

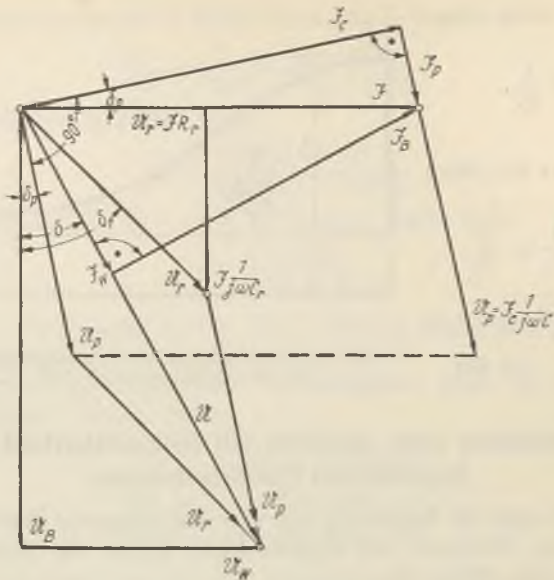


Abb. 77. Diagramm zur Schaltung nach Abb. 76.

Daraus ergibt sich die Ersatzreihenkapazität der Gesamtschaltung:

$$C' = \frac{C_r + C(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p)}{C_r + C(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p)} \quad (8.91)$$

und der Ersatzreihenwiderstand:

$$R' = R_r + R_p \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_p}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p}. \quad (8.92)$$

Für den Verlustfaktor der Gesamtschaltung ergibt sich:

$$\operatorname{tg} \delta = \left( R_r + R_p \frac{\operatorname{tg}^2 \delta_p}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p} \right) \omega \frac{C_r C (1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p)}{C_r + C(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p)}$$

$$\operatorname{tg} \delta = \operatorname{tg} \delta_r \frac{C(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p)}{C_r + C(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p)} + \operatorname{tg} \delta_p \frac{C_r}{C_r + C(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_p)}. \quad (8.93)$$

Für den Sonderfall  $\operatorname{tg} \delta_p < 1$  und  $\operatorname{tg}^2 \delta_p \ll 1$  gelten die vereinfachten Beziehungen:

$$R' = R_r + R_p \operatorname{tg}^2 \delta_p \quad (8.94)$$

$$C = \frac{C_r C}{C_r + C} \quad (8.95)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \operatorname{tg} \delta_r \frac{C}{C_r + C} + \operatorname{tg} \delta_p \frac{C_r}{C_r + C}. \quad (8.96)$$



**h) Schlußbemerkung zu diesem Kapitel**

Die Widerstände wurden im vorhergehenden als frequenzkonstant angesehen. In vielen Fällen trifft dies indes nicht zu; denn durch den Hauteffekt bei Hochfrequenz wachsen u. U. die Widerstände mit der Frequenz in ihrem Werte. Dadurch wird der Verlauf der Verlustfaktorkurve nicht unerheblich beeinflußt, wie es beispielsweise Abb. 78 für den einfachsten Fall der Reihen- bzw. Parallelschaltung von Kapazität und Widerstand zeigt.

Aus den in diesem Kapitel gewonnenen Kurvenbildern für die Frequenzabhängigkeit des Verlustfaktors einer Kapazitäts-Widerstands-Schaltung kann umgekehrt für einen Kondensator, dessen Verlustfaktor experimentell festliegt, ein geeignetes Ersatzschema ausgewählt werden und in manchen Fällen durch einen Rückschluß über die Art der Verluste eine Aussage gemacht werden.

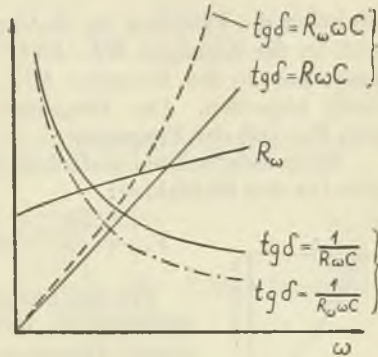


Abb. 78. Frequenzgang des Verlustfaktors bei frequenzunkonstanten Widerständen.

**Kapitel 9**

**Widerstand-Kapazitäts-Kombination als Spannungsteiler (Siebmittel)**

Die Reihenschaltung von Widerstand ( $R$ ) und Kapazität ( $C$ ) — siehe Abb. 79 — stellt einen frequenzabhängigen Spannungsteiler dar.

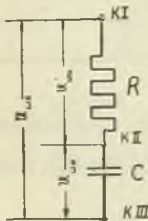


Abb. 79. Reihenschaltung von Widerstand und Kapazität als Siebmittel.

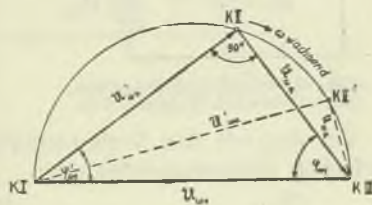


Abb. 80. Diagramm zur Schaltung nach Abb. 79.

Das frequenzabhängige Verhältnis  $V_{\omega 1}$  von Eingangsspannung  $|U_{\omega e}|$  zu Ausgangsspannung  $|U_{\omega a}|$  wird Siebfaktor genannt:

$$V_{\omega 1} = \left| \frac{U_{\omega e}}{U_{\omega a}} \right|. \quad (9.1)$$

Je höher die Frequenz ist, desto größer ist der Siebfaktor. Legt man also an die Klemmen *KI—KIII* eine oberwellenreiche Spannung, so kann man an den Klemmen *KII—KIII* eine oberwellenärmere Spannung abgreifen. Das Diagramm der Abb. 80 zeigt die Abnahme von  $U_{\omega a}$  mit der Frequenz.

Beim unbelasteten einfachen Spannungsteiler nach Abb. 79 ergibt sich für den Siebfaktor:

$$V_{\omega 1} = \left| \frac{U_{\omega e}}{U_{\omega a}} \right| = \sqrt{1 + (R\omega C)^2} \approx R\omega C. \quad (9.2)$$

Für den Phasenunterschied  $\varphi_{\omega}$  zwischen Eingangsspannung  $U_{\omega e}$  und Ausgangsspannung  $U_{\omega a}$  ergibt sich gemäß Diagramm Abb. 81

$$\operatorname{tg} \varphi_{\omega 1} = R\omega C. \quad (9.3)$$

Für das Verhältnis der Eingangsspannung  $U_{\omega e}$  zu der Spannung am Widerstand  $U'_{\omega a}$  ergibt sich:

$$V'_{\omega 1} = \left| \frac{U_{\omega e}}{U'_{\omega a}} \right| = \frac{1}{R\omega C} \sqrt{1 + (R\omega C)^2}. \quad (9.4)$$

Für den Phasenunterschied zwischen diesen beiden Spannungen erhält man die Beziehung:

$$\operatorname{tg} \varphi'_{\omega 1} = \frac{1}{R\omega C}. \quad (9.5)$$

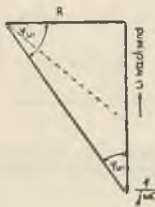


Abb. 81. Widerstandsdiagramm zur Schaltung nach Abb. 79.

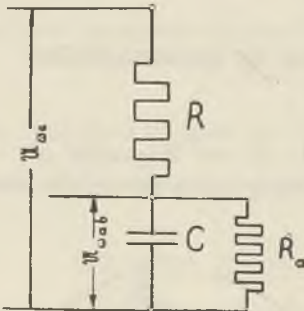


Abb. 82. Siebglied mit Belastung durch Ohmschen Widerstand  $R_a$ .

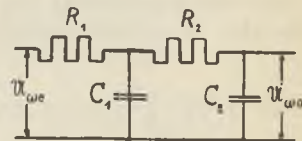


Abb. 83. Doppelter Spannungsteiler.

Für den mit dem Verbraucherwiderstand  $R_a$  (Abb. 82) belasteten einfachen Spannungsteiler gilt:

$$V_{\omega b1} = \left| \frac{U_{\omega e}}{U_{\omega a b}} \right| = \left| 1 + Rj\omega C + \frac{R}{R_a} \right| = \sqrt{\left(1 + \frac{R}{R_a}\right)^2 + (R\omega C)^2}. \quad (9.6)$$

Beim doppelten Spannungsteiler (Abb. 83) ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 V_{\omega 2} &= \left| \frac{U_{\omega e}}{U_{\omega a}} \right| = \left| (1 + jR_1\omega C_1)(1 + jR_2\omega C_2) + jR_1\omega C_2 \right| \\
 &= \sqrt{(1 - \omega^2 R_1 C_1 R_2 C_2)^2 + \omega^2 (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2)^2} \\
 &\approx \omega \sqrt{(\omega R_1 C_1 R_2 C_2)^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2)^2} \\
 &\approx \omega^2 R_1 C_1 R_2 C_2. \tag{9.7}
 \end{aligned}$$

Für den Phasenunterschied  $\varphi_{\omega 2}$  zwischen Eingangsspannung  $U_{\omega e}$  und Ausgangsspannung  $U_{\omega a}$  ergibt sich:

$$\operatorname{tg} \varphi_{\omega 2} = \frac{\omega(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2)}{1 - \omega^2 R_1 C_1 R_2 C_2}. \tag{9.8}$$

Meist ist  $R_1 = R_2 = R$  und  $C_1 = C_2 = C$ . Für diesen Sonderfall vereinfacht sich die Gleichung für den Siebfaktor:

$$\begin{aligned}
 V_{\omega 2}^* &= \left| \frac{U_{\omega e}}{U_{\omega a}} \right| = \left| (1 + jR\omega C)^2 + jR\omega C \right| \\
 V_{\omega 2}^* &= \sqrt{1 + 7(R\omega C)^2 + (R\omega C)^4} \\
 &\approx R\omega^2 C \sqrt{7 + (R\omega C)^2} \approx R^2 \omega^3 C^2. \tag{9.9}
 \end{aligned}$$

Führt man einen Vergleich zwischen dem Siebfaktor des einfachen Siebgliebes  $V_{\omega 1}^*$  und dem Siebfaktor des doppelten Siebgliebes  $V_{\omega 2}^*$  unter der Voraussetzung gleichen Aufwands an Widerstand und

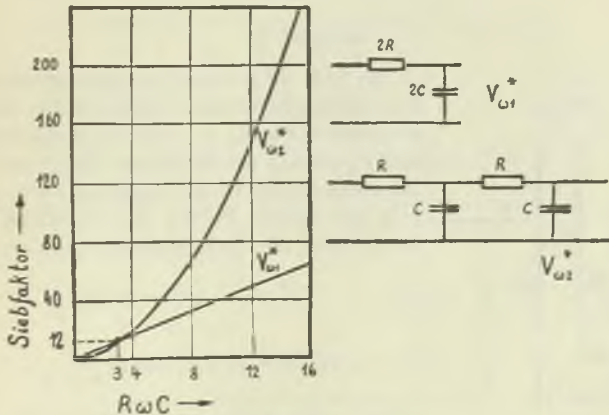


Abb. 84. Siebfaktoren für den doppelten Spannungsteiler bei verschiedener Aufteilung von Widerstand und Kapazität.

Kapazität durch, so erhält man die in Abb. 84 dargestellten Ergebnisse. Für  $V_{\omega 1}^*$  ergibt sich dabei:

$$V_{\omega 1}^* = \sqrt{1 + (2R\omega 2C)^2} = \sqrt{1 + 16(R\omega C)^2}. \quad (9.10)$$

Für  $R\omega C = 3$  ist  $V_{\omega 1}^* = V_{\omega 2}^* = 12$ , für  $R\omega C < 3$  ist  $V_{\omega 2}^* < V_{\omega 1}^*$ , d. h. das einfache Siebglied ist unter dieser Voraussetzung günstiger.

## Kapitel 10

### Kapazitiver Spannungsteiler mit konstanter Gesamtkapazität

#### Allgemeines

Bei dem in Abb. 85 dargestellten Spannungsteiler soll die aus der Reihenschaltung der veränderbaren Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  resultierende Gesamtkapazität  $C$  konstant sein. Wenn die Kapazität  $C_1$  sich in Abhängigkeit einer Einstellgröße  $\beta$  (z. B. des Eindrehwinkels im Falle eines Drehkondensators) nach dem Gesetze

$$C_1 = C_1(\beta) \quad (10.1)$$

ändert, dann ergibt sich unter der Bedingung für die Gesamtkapazität

$$C = \text{const}$$

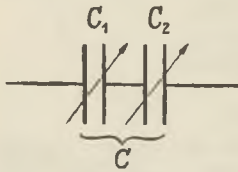


Abb. 85.  
Kapazitiver Spannungsteiler.

für die Kapazität  $C_2$  die Abhängigkeit:

$$C_2(\beta) = \frac{C \cdot C_1(\beta)}{C_1(\beta) - C}. \quad (10.2)$$

#### Beispiel 1

In Abb. 86 ist ein Plattenkondensator mit der Gesamtkapazität  $C$  dargestellt, der durch eine dritte Platte in zwei Teilkapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  zerlegt werden kann. Die dritte Platte (3) steht in der veränderlichen Entfernung  $x$  von der ersten Platte (1). In Abhängigkeit von  $x$  sind die Teilkapazitäten  $C_1$  und  $C_2$ :

$$C_1 = C_1(x) = \text{const} \frac{1}{x} \quad (10.3)$$

$$C_2 = C_2(x) = \text{const} \frac{1}{a-x}, \quad (10.4)$$

wobei  $a$  der Abstand der Platte (1) von der Platte (2) ist. Man kann sich leicht davon

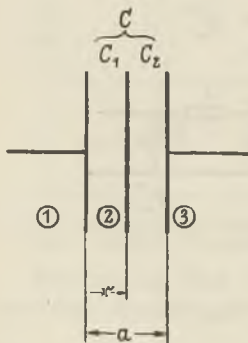


Abb. 86.  
Dreiplattenkondensator.

überzeugen, daß, sofern man Streuungslosigkeit voraussetzt, die Gesamtkapazität konstant bleibt

$$C = \text{const} \frac{1}{a} = \text{const}.$$

**Beispiel 2**

Der im Beispiel 1 (Abb. 87) angegebene Verlauf der Teilkapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  und der Gesamtkapazität  $C$  soll zunächst durch zwei Drehkondensatoren mit gemeinsamer Achse verwirklicht werden. Die Randbedingungen

$$x = 0 \dots\dots\dots C_1 = \infty$$

$$x = a \dots\dots\dots C_2 = \infty$$

sind mit Drehkondensatoren nicht zu erfüllen. Man stellt daher gemäß Abb. 87 folgende Randbedingungen auf:

$$\alpha = 0 (x = d) \dots\dots\dots C_1 = C_{\max}, C_2 = C_{\min}$$

$$\alpha = \pi (x = a - d) \dots\dots\dots C_1 = C_{\min}, C_2 = C_{\max}.$$

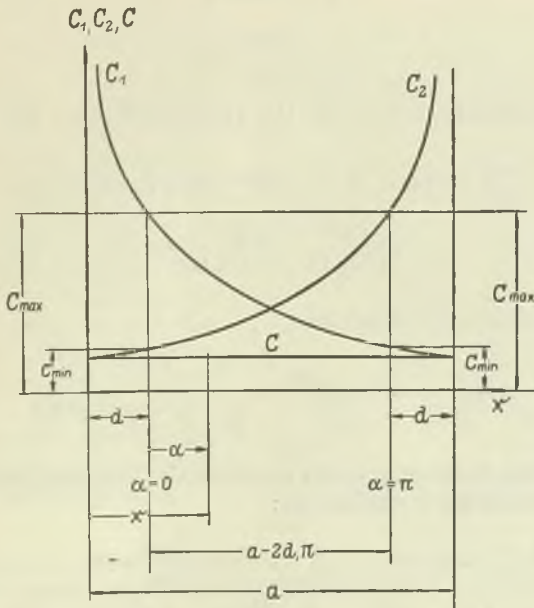


Abb. 87. Verlauf der Gesamtkapazität  $C$  und der Teilkapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  für einen Dreiplattenkondensator in Abhängigkeit von der Lage der mittleren Platte.

Die Gleichungen  $C_1 = C_1(x)$  bzw.  $C_2 = C_2(x)$  werden mit Hilfe der Beziehung

$$\frac{a-2d}{\pi} = \frac{x-d}{\alpha}$$

$$\frac{\alpha}{\pi}(a-2d) + d = x \quad (10.5)$$

in Gleichungen von  $\alpha$  umgewandelt:

$$C_1 = C_1(\alpha) = \text{const} \frac{1}{\frac{\alpha}{\pi}(a-2d) + d} = \frac{A}{\alpha B + d}, \quad (10.6)$$

wobei

$$B = \frac{a-2d}{\pi}$$

gesetzt wird.

$$C_2 = C_2(\alpha) = \text{const} \frac{1}{a - \left[ \frac{\alpha}{\pi}(a-2d) + d \right]} = \frac{A}{a-d-\alpha B}. \quad (10.7)$$

Aus den Randbedingungen ergibt sich:

$$A = C_{\max} \cdot d \quad (10.8)$$

$$\frac{a}{d} = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} + 1. \quad (10.9)$$

Durch Differentiation von Gl. (10.7) gewinnt man die Beziehung  $r_2 = r_2(\alpha)$

$$\frac{dC_2}{d\alpha} = A[a-d-\alpha B]^{-2} \cdot B = k_F(r_2^2 - r_A^2) \quad (10.10)$$

$$r_2 = \sqrt{\frac{1}{k_F} \frac{AB}{(a-d-\alpha B)^2} + r_A^2}. \quad (10.11)$$

Durch Umformen des Ausdrucks

$$AB[a-d-\alpha A]^{-2} = \frac{C_{\max} \cdot d \cdot \frac{a-2d}{\pi}}{\left(a-d-\alpha \frac{a-2d}{\pi}\right)^2} \quad (10.10a)$$

erhält man eine Beziehung, in der nur mehr das Verhältnis der Anfangs- und Endkapazitäten enthalten ist:

$$C_{\max} \frac{\frac{1}{\pi} \left(\frac{a}{d} - 2\right)}{\left[\frac{a}{d} - 1 - \frac{\alpha}{\pi} \left(\frac{a}{d} - 2\right)\right]^2} = \frac{C_{\max}}{\pi} \frac{\frac{C_{\max}}{C_{\min}} - 1}{\left[\frac{C_{\max}}{C_{\min}} - \frac{\alpha}{\pi} \left(\frac{C_{\max}}{C_{\min}} - 1\right)\right]^2}. \quad (10.10b)$$

Somit ergibt sich für den Plattenschnitt des Kondensators (2) die Gleichung:

$$r_2 = \sqrt{\frac{C_{\max}}{k_P \cdot \pi} \frac{\frac{C_{\max}}{C_{\min}} - 1}{\left[ \frac{C_{\max}}{C_{\min}} - \frac{\alpha}{\pi} \left( \frac{C_{\max}}{C_{\min}} - 1 \right) \right]^2} + r_A^2}. \quad (10.12)$$

Der Plattenschnitt des Kondensators 1 ist offensichtlich derselbe, der Rotor muß aber um  $180^\circ$  versetzt auf der Achse sitzen. Statt den Rotor zu versetzen, kann man auch den Stator gegenüber dem Stator des Kondensators 2 um  $180^\circ$  versetzen. Dann erübrigt sich die Verwendung von zwei Rotoren und es entsteht der Differentialkondensator nach Abb. 88. Meist haben die Differentialkondensatoren der Einfachheit halber Kreisplattenschnitt. Die dann entstehende Kurve für die Gesamtkapazität enthält Abb. 89. Die Konstanz der Gesamtkapazität ist nicht gegeben. Man erkennt aber, daß bei einer Änderung des Eindrehwinkels um  $\Delta\alpha$  eine erhebliche Kapazitätsänderung  $\pm \Delta C_{1,2}$  (also einer erheblichen Spannungsteileränderung) eine geringfügige Änderung der Gesamtkapazität  $\Delta C$  gegenübersteht.

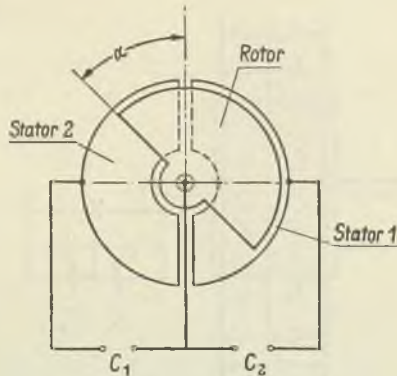


Abb. 88. Differentialkondensator mit einem Rotor.

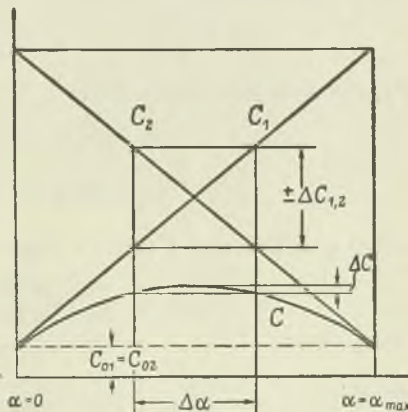


Abb. 89. Verlauf der Gesamtkapazität  $C$  und der Teilkapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  für einen Differentialkondensator mit Kreisplattenschnitt in Abhängigkeit vom Eindrehwinkel.

## Kapitel 11

## Mehrschichtenkondensator

## Spannungs- und Feldstärkenverteilung bei hintereinandergeschalteten Kondensatoren mit unendlich hohem Isolationswiderstand

In Abb. 90 ist ein Zweischichtenkondensator bzw. eine Hintereinanderschaltung von zwei Kondensatoren dargestellt. Der Leitwert der beiden Schichten bzw. Kondensatoren sei Null:

$$\sigma_1 = 0 = \sigma_2.$$

$d_1, d_2$  (cm) seien die Schichtdicken,  $d_g = d_1 + d_2$  (cm) sei die Gesamtdicke,  $\epsilon_1$  und  $\epsilon_2$  die Dielektrizitätskonstanten der Schichten,  $C_1$  (F) und  $C_2$  (F) die Einzelkapazitäten.

Wegen des Grundgesetzes  $\text{div } \mathfrak{D} = 0$  gilt für die Verschiebungsdichten:

$$\mathfrak{D}_1 = \mathfrak{D}_2 = \mathfrak{D}.$$

Somit ergibt sich für die Feldstärken:

$$\mathfrak{E}_1 = \frac{\mathfrak{D}}{\epsilon_1 \epsilon_0} \quad \mathfrak{E}_2 = \frac{\mathfrak{D}}{\epsilon_2 \epsilon_0} \quad \mathfrak{E}_1 / \mathfrak{E}_2 = \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}.$$

Für die Teilspannungen gilt:

$$u_1 = \mathfrak{E}_1 d_1 = \frac{\mathfrak{D}}{\epsilon_1 \epsilon_0} d_1 = \frac{q}{C_1} \quad (11.1)$$

$$u_2 = \mathfrak{E}_2 d_2 = \frac{\mathfrak{D}}{\epsilon_2 \epsilon_0} d_2 = \frac{q}{C_2} \quad (11.2)$$

wobei  $q = \mathfrak{D} F$  und  $F$  (cm<sup>2</sup>) = Elektrodenfläche des Kondensators.

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{\epsilon_2 d_1}{\epsilon_1 d_2} = \frac{C_2}{C_1}. \quad (11.3)$$

Setzt man:

$$u = u_1 + u_2,$$

so ist:

$$\mathfrak{E}_1 d_1 + \mathfrak{E}_2 d_2 = \mathfrak{E}_1 \left( d_1 + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} d_2 \right) = u \quad (11.4)$$

$$\mathfrak{E}_1 = \frac{u}{d_1 + \epsilon_1 / \epsilon_2 d_2} \quad (11.5)$$

$$\mathfrak{E}_2 = \frac{u}{d_2 + \epsilon_2 / \epsilon_1 d_1}. \quad (11.6)$$

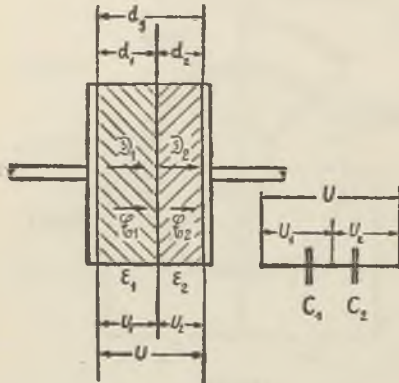


Abb. 90. Zweischichtenkondensator mit unendlichem Isolationswiderstand.



## Beispiel

Wird zwischen die Elektroden eines Luftkondensators ( $\varepsilon = 1$ ) mit dem Plattenabstand  $d$  eine Schicht mit einer Dielektrizitätskonstanten von  $\varepsilon_s = 5$  und mit einer Dicke von  $d_s = d/2$  gebracht, so erhöht sich bei gleichbleibender Spannung  $u$  am Kondensator die Feldstärke in Luft.

Feldstärke im Luftkondensator ohne Verwendung der Schicht:

$$\mathfrak{E}_{Lo} = \frac{u}{d}.$$

Feldstärke in der Luftschicht bei Verwendung der Schicht mit der größeren Dielektrizitätskonstanten:

$$\mathfrak{E}_{Lm} = \frac{u}{d/2 + 1/5 d/2} = \frac{5}{3} \frac{u}{d}.$$

Das Verhältnis beider Feldstärken ist:

$$\frac{\mathfrak{E}_{Lm}}{\mathfrak{E}_{Lo}} = \frac{5}{3}.$$

Die Feldstärke in Luft bei Einführung einer Schicht mit einer Dielektrizitätskonstanten von  $\varepsilon = 5$  hat sich also fast verdoppelt. Ferner ist die Feldstärke in Luft fünfmal größer als die Feldstärke  $\mathfrak{E}_s$  in der Schicht mit der größeren Dielektrizitätskonstanten. Liegt also z. B. zwischen den Platten eines Kondensators eine so große Spannung, daß die Feldstärke ein geringes unter der Durchschlagsfeldstärke liegt, so wird beim Einführen z. B. eines Pertinaxstreifens ein Überschlag in der Luftschicht stattfinden.

Der Fall eines Kondensators mit festem Dielektrikum und Luftschichten ist z. B. auch gegeben bei einem paraffinierten Papierwickelkondensator, bei dem nach dem Erkalten Lunkerbildung eingesetzt hat. Die in den Hohlräumen auftretenden hohen Feldstärken können Ionisation und somit Überschlag und Zerstörung des Kondensators hervorrufen.

### Spannungs- und Feldstärkenverteilung bei hintereinandergeschalteten Kondensatoren bzw. beim Mehrschichtenkondensator mit endlichem Isolationswiderstand

In Abb. 91 ist ein Zweischichtenkondensator bzw. die Hintereinanderschaltung zweier Kondensatoren mit endlichen Isolationswiderständen dargestellt. Es gelten die dort angegebenen Bezeichnungen:

$\sigma_1$  = Leitfähigkeit des Dielektrikums 1,

$\sigma_2$  = Leitfähigkeit des Dielektrikums 2,

$\varepsilon_1$  = relative Dielektrizitätskonstante des Dielektrikums 1,

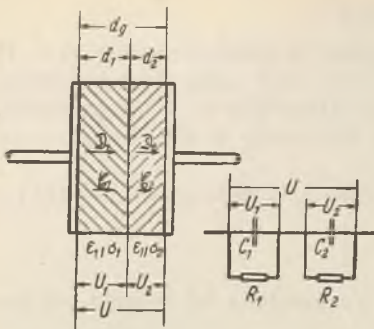


Abb. 91. Zweischichtenkondensator mit endlichem Isolationswiderstand.

$\epsilon_2$  = relative Dielektrizitätskonstante des Dielektrikums 2,

$R_1$  = endlicher Isolationswiderstand des Kondensators 1,

$R_2$  = endlicher Isolationswiderstand des Kondensators 2.

Sieht man von den Einschaltvorgängen unmittelbar nach dem Anlegen der Spannung ab, so verteilt sich die Spannung auf die beiden Schichten gemäß dem Verhältnis der Isolationswiderstände:

$$\frac{u_{1e}}{u_{2e}} = \frac{d_1 \sigma_2}{d_2 \sigma_1}, \quad (11.7)$$

$$\frac{u_{1e}}{u_{2e}} = \frac{R_1}{R_2}. \quad (11.8)$$

Für die Feldstärken ergibt sich nunmehr:

$$\mathfrak{E}_{1e}/\mathfrak{E}_{2e} = \sigma_2/\sigma_1. \quad (11.9)$$

Ferner gilt:

$$u = \mathfrak{E}_{1e}d_1 + \mathfrak{E}_{2e}d_2 = \mathfrak{E}_{1e}\left(d_1 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2}d_2\right), \quad (11.10)$$

$$\mathfrak{E}_{1e} = \frac{u}{d_1 + (\sigma_1/\sigma_2)d_2} \quad (11.11a)$$

$$\mathfrak{E}_{2e} = \frac{u}{d_1 + (\sigma_2/\sigma_1)d_1} \quad (11.11b)$$

Die dielektrische Verschiebungsdichte in den beiden Schichten ist nunmehr verschieden:

$$\mathfrak{D}_{1e} = \epsilon_0 \epsilon_1 \mathfrak{E}_{1e} \quad \mathfrak{D}_{2e} = \epsilon_0 \epsilon_2 \mathfrak{E}_{2e}$$

$$\frac{\mathfrak{D}_{1e}}{\mathfrak{D}_{2e}} = \epsilon_1/\epsilon_2 \cdot \sigma_2/\sigma_1. \quad (11.12)$$

## Kapitel 12

### Schaltvorgänge beim Kondensator

#### Allgemeines

In einem Stromkreis, der nur Schaltelemente mit linearen Strom- und Spannungsabhängigkeiten<sup>1)</sup> enthält, ergibt sich für die Umlauf-

1) Das sind: spannungs- und stromunabhängige (temperaturunabhängige) Ohmsche Widerstände, eisenlose Induktivitäten und Kondensatoren.

spannung ebenfalls eine rein lineare Abhängigkeit gemäß folgender Gleichung:

$$u = f\left(i, \frac{di}{dt}, \int i dt\right) \quad (12. 1)$$

$u$  = Momentanwert der Spannung

$i$  = Momentanwert des Stromes

$f()$  = lineare Funktion des Stromes, seiner Ableitung bzw. seines Integrals.

Beim plötzlichen Einschalten bzw. Verändern der dem Stromkreis eingepprägten Spannung  $u$  kann sich nicht sofort der dem geänderten Zustand entsprechende Strom  $i_e$  bzw. die Ladung  $q_e$  einstellen, sofern in dem Stromkreis Energiespeicher wie Spulen bzw. Kondensatoren enthalten sind, da zum Abbau der dort aufgebauten magnetischen bzw. elektrischen Felder eine gewisse Zeit benötigt wird. Es findet vielmehr ein Ausgleichsvorgang statt, indem ein sogenannter Ausgleichsstrom  $i_f$ , auch freier Strom genannt, fließt bzw. eine Ausgleichsladung  $q_f$  auftritt. Den Momentanwert des Stromes  $i$  bzw. der Ladung  $q$  kann man nun auffassen als die Superposition des Endstromes  $i_e$  bzw. der Endladung  $q_e$  mit dem Ausgleichsstrom  $i_f$  bzw. der Ausgleichsladung  $q_f$ :

$$i = i_e + i_f = i(t), \quad (12. 2)$$

$$q = q_e + q_f = q(t). \quad (12. 3)$$

Auch mit dem Ausgleichsstrom  $i_f$  gilt die Beziehung (12. 1); indes ist natürlich die Ausgleichsumlaufspannung  $u_f$  gleich Null zu setzen:

$$u_f = 0 = f\left(i, \frac{di}{dt}, \int i dt\right). \quad (12. 4)$$

### Schaltvorgänge bei einer Kapazität mit Reihenwiderstand

Die beiden Grundgleichungen, die das Problem ganz allgemein beschreiben, sind:

Für den Momentanwert der Spannung  $u$ :

$$u = iR + \frac{1}{C} \int i dt = u(t). \quad (12. 5)$$

Für die Umlaufspannung des Ausgleichsstromes  $i_f$ :

$$0 = i_f R + \frac{1}{C} \int i_f dt. \quad (12. 6)$$

Führt man die Momentanladung  $q$  ein, so gilt:

$$u = \frac{dq}{dt} R + \frac{1}{C} q. \quad (12. 7)$$

satoren, deren Dielektrika spannungs- und stromunabhängige Dielektrizitätskonstanten haben.

Für die Ausgleichsladung  $q_f$  ergibt sich:

$$0 = \frac{dq_f}{dt} R + \frac{1}{C} q_f. \quad (12. 8)$$

Daraus folgt der Ansatz:

$$q_f = q_{f0} e^{-\frac{t}{T}} \quad (12. 9)$$

wobei  $T = RC$  (sec).

$T$  wird Zeitkonstante genannt aus Gründen, die später dargelegt werden.  $T$  wird in Sekunden gemessen.

Gemäß der Gleichung  $i = dq/dt$  gilt:

$$i_f = i_{f0} e^{-\frac{t}{T}}. \quad (12. 10)$$

Die Konstanten  $q_{f0}$  bzw.  $i_{f0} = -\frac{1}{T} q_{f0}$  sind aus den Grenzbedingungen zur Zeit  $t = 0$  bzw.  $t = \infty$ , also zu Anfang und zu Ende des Schaltvorgangs zu ermitteln.

Beim Einschalten einer Gleichspannung  $u_e$  über den Widerstand  $R$  lauten die Grenzbedingungen:

Für  $t = 0$  ist die Anfangsladung  $q_0 = 0$ , für  $t = \infty$  ist die Endladung  $q_e = C u_e$  und der Endstrom  $i_e = 0$ .

Somit gilt:

$$q_0 = 0 = q_e + q_f, \quad (12. 11)$$

$$q_{f0} = -q_e = -C u_e \quad (12. 12)$$

$$i_{f0} = -\frac{1}{T} q_{f0} = \frac{1}{T} q_e = \frac{u_e}{R}. \quad (12. 13)$$

Der Strom im Augenblick des Einschaltens ist also lediglich durch den Widerstand  $R$  bestimmt.

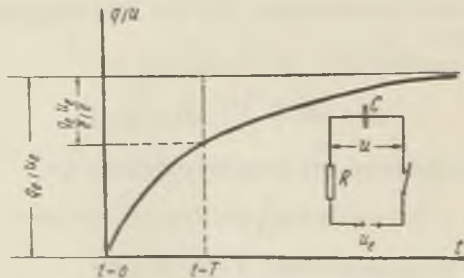


Abb. 92. Ladung und Spannung beim Einschaltvorgang.

Somit ergibt sich (Abb. 92):

$$\text{für die momentane Ladung: } q = q_e + q_f = C u_e \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right), \quad (12. 14)$$

$$\text{für die momentane Spannung: } u = \frac{q}{C} = u_e \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right), \quad (12. 15)$$

$$\text{für den momentanen Strom: } i = \frac{u_e}{R} e^{-\frac{t}{T}}. \quad (12. 16)$$

Beim Entladen des Kondensators über den Widerstand  $R$  gilt:  
Für  $t = \infty$  ist die Endladung

$$q_e = 0,$$

somit gilt für die Momentanladung

$$q = q_f = C u = q_e e^{-\frac{t}{T}}; \text{ wobei } u = u(t).$$

Für die Ladung des Kondensators am Anfang ( $t = 0$ ) gilt:

$$q_0 = q_e = C u_0.$$

Somit ergibt sich für die momentane Ladung:

$$q = C u_0 e^{-\frac{t}{T}}. \quad (12. 17)$$

Für die momentane Spannung gilt:

$$u = u_0 e^{-\frac{t}{T}}. \quad (12. 18)$$

Für den momentanen Strom gilt:

$$i = -\frac{1}{T} C u_0 e^{-\frac{t}{T}} = -\frac{u_0}{R} e^{-\frac{t}{T}}. \quad (12. 19)$$

Die Gleichung der Tangente an die Entladekurve im Punkte  $t = 0$  lautet (Abb. 93):

$$y = \left(\frac{dq}{dt}\right)_{t=0} t + q_0 = -\frac{1}{T} q_0 t + q_0. \quad (12. 20)$$

Setzt man  $y = 0$ , so erhält man den Schnittpunkt der Tangente mit der  $t$ -Achse:  $t = T$ .

Zu der Zeit  $t = T$  (sec) beträgt die Ladung:

$$q_T = \frac{q_0}{e} = \frac{1}{2,718} q_0. \quad (12. 21)$$

Die Zeitkonstante  $T$  ist also gleich der Zeit, in der die La-

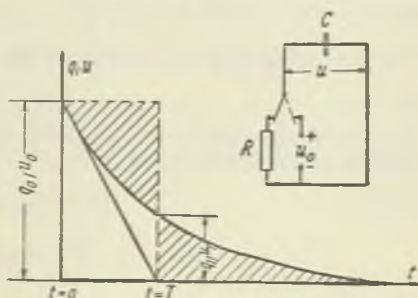


Abb. 93. Ladung und Spannung beim Ausschaltvorgang.

dung eines Kondensators auf den  $e$ -ten Teil (auf 37%) absinkt. Die Entladung erfolgt über den Widerstand  $R$ . Für den natürlichen Logarithmus des Verhältnisses von Anfangladung zur Ladung im Augenblick  $t$  gilt:

$$\ln \frac{q_0}{q} = \ln q_0 - \ln q = - \ln e^{-\frac{t}{T}}$$

$$\ln \frac{q_0}{q} = \frac{t}{T}. \quad (12.22)$$

### Schaltvorgang bei einer Kapazität mit Parallelwiderstand und Reihenwiderstand

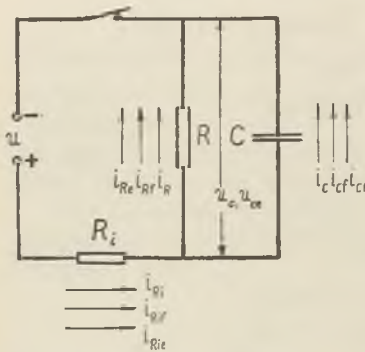


Abb. 94. Ströme beim Schaltvorgang bei einer Kapazität mit Parallel- und Reihenwiderstand.

In Abb. 94 ist die Parallelschaltung eines Widerstandes und einer Kapazität dargestellt, wobei die beim Schaltvorgang auftretenden Ströme und Spannungen eingetragen sind. Die Pfeile geben an, in welcher Richtung die Ströme positiv zu rechnen sind. Die Indizes  $f$  bedeuten die Ausgleichsströme, -Spannungen und -Ladungen, die Indizes  $e$  die endgültigen Größen.  $R_i$  kann ein Reihenwiderstand bzw. der innere Widerstand der Spannungsquelle sein.

Für den Endzustand gilt:

$$i_{Rie} = i_{Re} = \frac{u}{R + R_i}. \quad (12.23)$$

Für die endgültige Ladung am Kondensator gilt:

$$q_{Ce} = C(u - i_{Rie} R_i) = C u \left(1 - \frac{R_i}{R + R_i}\right) = C u \frac{R}{R + R_i}. \quad (12.24)$$

Für den endgültigen Kondensatorstrom gilt:

$$i_{Ce} = 0.$$

Für die Ausgleichsströme während des Schaltvorgangs gilt nach den Gesetzen der Stromverzweigung:

$$i_{Cf} = i_{Rif} - i_{Rf}$$

$$\frac{i_{Rif}}{i_{Rf}} = - \frac{R}{R_i}$$

$$i_{Cf} = - i_{Rf} \left(1 + \frac{R}{R_i}\right). \quad (12.25)$$

Durch Addieren der Umlaufspannungen in der aus der Kapazität  $C$  und dem Widerstand  $R$  gebildeten Parallelschaltung ergibt sich:

$$-i_{Rf}R + \frac{1}{C} \int i_{Cf} dt = 0$$

$$i_{Rf} = \frac{1}{CR} q_{Cf}, \quad (12. 26)$$

wobei für die Ausgleichladung des Kondensators gilt:

$$q_{Cf} = \int i_{Cf} dt. \quad (12. 27)$$

Gemäß der Gl. (12. 25) gilt:

$$i_{Cf} = \frac{dq_{Cf}}{dt} = -\frac{1}{CR} \left(1 + \frac{R}{R_i}\right) q_{Cf}. \quad (12. 28)$$

Demgemäß kann für  $q_{Cf}$  der Ansatz gemacht werden:

$$q_{Cf} = q_{Cf_0} e^{-\frac{t}{T_r}}. \quad (12. 29)$$

Für die Zeitkonstante  $T$  ergibt sich:

$$\frac{1}{T_r} = \frac{1}{CR} \left(1 + \frac{R}{R_i}\right) = \frac{1}{C} \frac{R + R_i}{R R_i}. \quad (12. 30)$$

Der aus der Parallelschaltung des Reihenwiderstandes  $R_i$  und des Parallelwiderstandes  $R$  sich ergebende Widerstand sei:

$$R_{res} = \frac{R R_i}{R_i + R}$$

$$T_r = C R_{res}. \quad (12. 31)$$

Für die Momentanladung des Kondensators  $q_C$  gilt die Beziehung:

$$q_C = q_{Ce} + q_{Cf} = C u \frac{R}{R + R_i} + q_{Cf_0} e^{-\frac{t}{T_r}}. \quad (12. 32)$$

Für den Augenblick des Einschaltens ist:

$$t = 0 \quad \text{und} \quad q_C = 0.$$

Obige Gleichung nimmt für diesen Zeitpunkt die Form an:

$$-C u \frac{R}{R + R_i} = q_{Cf_0}. \quad (12. 33)$$

Somit ergibt sich für die Ausgleichladung (Abb. 95) des Kondensators:

$$q_{Cf} = -C u \frac{R}{R + R_i} e^{-\frac{t}{T_r}}. \quad (12. 34)$$

Für die Momentanladung des Kondensators erhält man:

$$q_C = C u \frac{R}{R + R_i} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_r}}\right) = q_{Ce} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_r}}\right). \quad (12. 35)$$

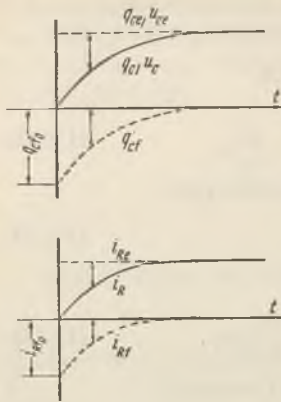


Abb. 95. Momentanladung, Momentanspannung und Momentanstrom beim Schaltvorgang bei einer Kapazität mit Parallel- und Reihenwiderstand.

Für die Momentanspannung ergibt sich:

$$u_C = u \frac{R}{R + R_i} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_r}} \right). \quad (12. 36)$$

Für den momentanen Ladestrom der Kondensators gilt:

$$i_C = \frac{u}{R_i} e^{-\frac{t}{T_r}}. \quad (12. 37)$$

Im Augenblick des Einschaltens ( $t = 0$ ) fällt also die gesamte Spannung  $u$  am Widerstand  $R_i$  ab:

$$u = i_{C0} R_i.$$

Für den Ausgleichsstrom im Widerstand  $R$  gilt:

$$i_{Rf} = -\frac{u}{R + R_i} e^{-\frac{t}{T_r}}. \quad (12. 38)$$

Für den Momentanwert des Stromes im Widerstand  $R$  ergibt sich:

$$\begin{aligned} i_R &= i_{Re} + i_{Rf} \\ i_R &= \frac{u}{R + R_i} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_r}} \right) \\ i_R &= i_{Re} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_r}} \right). \end{aligned} \quad (12. 39)$$

Für den Einschaltvorgang kann man eine wirksame (dynamische) Kapazität  $C'$  definieren. Als Grundgleichung für diese Kapazität kann gelten:

$$\begin{aligned} C' &= \frac{q_C}{u} \\ C' &= C \frac{R}{R + R_i} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_r}} \right). \end{aligned} \quad (12. 40)$$

Für den praktisch meist vorliegenden Fall, daß  $R_i \ll R$  ist, erhält man:

$$C'_0 = C \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_r}} \right), \quad (12. 41)$$

wobei für

$$t \rightarrow \infty \quad \text{gilt:} \quad C'_0 \rightarrow C.$$



Für den Ausschaltvorgang gelten folgende Grenzbedingungen:  
Für  $t = 0$  gilt:

$$q = q_{co} = Cu \frac{R}{R + R_i}, \quad (12.42)$$

$$i_{Rio} = i_{Ro} = \frac{u}{R + R_i}, \quad (12.43)$$

$$i_{co} = 0.$$

Für den Endzustand gilt:

$$t \rightarrow \infty \dots q_{ce} = 0, \quad i_{Rie} = 0, \quad i_{Re} = 0.$$

Durch Ansatz der Gleichungen für die Ausgleichsströme und durch Addieren der Umlaufspannungen erhält man Differentialgleichungen, deren Lösungen gegenüber dem bereits auf Seite 85 behandelten Fall nichts Neues ergeben. Bei der Anfangsspannung muß lediglich auf die Spannungsteilung an den Widerständen  $R$  und  $R_i$  geachtet werden:

$$u_{co} = u \frac{R}{R + R_i}.$$

Somit ergeben sich die Gleichungen:

Momentanladung:

$$q_C = Cu \frac{R}{R + R_i} e^{-\frac{t}{T^*}}. \quad (12.44)$$

Momentanspannung:

$$u_C = u \frac{R}{R + R_i} e^{-\frac{t}{T^*}}. \quad (12.45)$$

Momentanstrom im Widerstand  $R$ :

$$i_R = \frac{u}{R + R_i} e^{-\frac{t}{T^*}}, \quad (12.46)$$

wobei nunmehr:

$$T^* = CR. \quad (12.47)$$

Die Zeitkonstante des Einschalt- und Ausschaltvorgangs sind also verschieden.

### Zeitkonstante eines technischen Kondensators mit endlichem Isolationswiderstand

Ein technischer Kondensator hat immer ein Ersatzschema nach Abb. 94.  $R_i$  vertritt den Reihenwiderstand der Zuleitungen,  $R$  den endlichen Parallelwiderstand, hervorgerufen durch den endlichen Isolationswert des Kondensators.

Bei einem aufgeladenen Kondensator mit einem Dielektrikum (oder Halterungen) von endlichem Isolationswiderstand erfolgt somit

auch ohne einen äußeren an den Klemmen liegenden Widerstand eine Entladung über das Dielektrikum bzw. die Halterungen. Die Zeitkonstante  $T$  eines solchen technischen Kondensators mit endlichem Isolationswiderstand ist genau so definiert wie die Zeitkonstante eines Kondensators mit unendlich hoher Isolation aber mit äußerem Parallelwiderstand, nämlich als die Zeit  $T$  in welcher bei der Entladung die Ladung auf den  $e$ -ten Teil abgekungen ist. Nur selten stimmt die experimentell an der Entladekurve festgestellte Zeitkonstante genau mit der aus der gemessenen Kapazität  $C$  und dem bei einer bestimmten Spannung gemessenen Isolationswiderstand  $R$  nach der Formel  $T = CR$  errechneten überein, da  $R$  sich im allgemeinen als spannungsabhängig erweist. Mit fallender Spannung wächst der Isolationswiderstand und es gilt nach Poole für den spezifischen Widerstand eines festen Dielektrikums folgendes Erfahrungsgesetz (bis zu einer Feldstärke  $E_{\max} = 10^6$  Voltcm $^{-1}$ ):

$$\rho = \rho_0 e^{-\beta E}.$$

Im Anfang der Entladung, d. h. also bei den höheren Spannungen, ist die Entladegeschwindigkeit somit größer, zu Ende des Vorgangs kleiner als nach der Gleichung

$$\ln \frac{q_0}{q} = \frac{t}{R_m C}$$

zu erwarten wäre, wobei  $R_m$  der mittlere Isolationswiderstand sein soll.

## II. Teil. Werkstoffkunde der Dielektriken

### Kapitel I

#### Allgemeines

##### Leitfähigkeit bei Metallen und Isolatoren

Zur Erklärung der Leitfähigkeit muß kurz auf den Atomaufbau eingegangen werden. Bei einem Atom unterscheidet man den Kern und die Elektronenhülle. Der Kern ist der Träger der positiven Ladung, die Elektronen sind negativ geladen. Die Ladungen von Kern und Elektronenhülle kompensieren sich im allgemeinen. Die Ladungen treten nur als ganzzahlige Vielfache der elektrischen Einheitsladung  $q = 1,59 \cdot 10^{-19}$  Ampsec auf. Die Elektronen bewegen sich um den Kern in Bahnen, die sich nach dem Coulombschen Gesetz für Anziehung von Ladungen und den Zentrifugalgesetzen bestimmen. Insofern als sich die Bahnen der einzelnen Elektronen in verschiedenen Abständen vom Kern befinden, spricht man vom Schalenaufbau der Elektronenhülle. In den äußeren Schalen kreisende Elektronen können u. U. das Atomgefüge verlassen. Entsteht aus mehreren Atomen ein Molekül, so verketten sich die Bahnen von Elektronen der beteiligten Atome. Elektronen können auch als sogenannte „freie Elektronen“ vorkommen. (Z. B. werden in den Glühkathodenröhren freie Elektronen aus dem Kathodenmaterial emittiert.) Wie schon erwähnt, neutralisieren in einem Atom die negativen Ladungen der Elektronen im allgemeinen die positiven Ladungen des Kerns. Herrscht indes in einem Atom Überschuß der Elektronen, so hat man ein negatives Ion vor sich. Ist die Zahl der Elektronen geringer als die Zahl der positiven Einheitsladungen im Kern, so spricht man von positiven Ionen.

**Leitfähigkeit der Metalle.** In metallischen Stoffen existiert neben den im Atomaufbau gebundenen Elektronen eine verhältnismäßig geringe Anzahl von Elektronen, die sich zwischen dem Atom- und Molekülgefüge frei bewegen.

Diese freien Elektronen, auch Leitungselektronen genannt, bilden das sogenannte Elektronengas. Die Bewegung der freien Elektronen erfolgt in unregelmäßigen Bahnen und hängt in ihrer Geschwindigkeit

von der Temperatur des Metalls ab (Größenordnung:  $100 \text{ kmsec}^{-1}$  bei normaler Temperatur). Beim Auftreten von elektrischen Feldstärken im Metall findet zusätzlich eine Bewegung der freien Elektronen in entgegengesetzter Richtung der Feldstärke statt. Diese Bewegungskomponente der Elektronen hat eine sehr langsame Geschwindigkeit. Dieselbe beträgt nämlich größenordnungsgemäß nur  $10^{-4} \text{ cmsec}^{-1}$  . . .  $1 \text{ cmsec}^{-1}$  bei einer Stromdichte von  $1 \text{ Ampcm}^{-2}$ . Die Leitfähigkeit metallischer Stoffe nimmt mit wachsender Temperatur ab. Der Grund dafür ist darin zu suchen, daß die freien Elektronen bei Metallen in ihrer Zahl als konstant anzusehen sind und in ihrer Bewegung in Gegenrichtung zur Feldstärke durch die mit steigender Temperatur mit immer größer werdender Geschwindigkeit sich bewegenden, an den Atomaufbau gebundenen Elektronen abgebremst werden. Die infolge der elektrischen Feldstärke auftretende Bewegung freier Elektronen in Gegenrichtung der Feldstärke gibt sich nach außen kund durch die Wirkungen des Leitungsstromes.

Leitfähigkeit bei nichtleitenden Stoffen (Leitfähigkeit im Innern). Stoffe, deren Atomaufbau so beschaffen ist, daß freie Elektronen nur in ganz unbedeutendem Maße vorhanden sind, leiten den elektrischen Strom praktisch nicht. Herrscht in solch einem nichtleitenden Körper ein elektrisches Feld, so tritt fast keine freie Elektronenbewegung ein, jedoch erleiden die Elektronenbahnen eine Deformation.

Die wenigen im Nichtleiter vorhandenen freien Elektronen bzw. freien positiven Ionen wandern in Gegenrichtung bzw. in Richtung der Feldstärke und bilden so den Isolationsstrom. Da der Mechanismus der Leitfähigkeit bei Isolatoren ähnlich ist dem bei elektrolytischen Flüssigkeiten, spricht man bei Isolatoren auch von elektrolytischer Leitfähigkeit. Die elektrolytische Leitfähigkeit wächst — im Gegensatz zur Metalleitfähigkeit — mit steigender Temperatur, denn bei hohen Temperaturen findet sehr viel leichter eine Dissoziation, d. h. ein Losreißen von mit hoher Bewegungsenergie behafteten Ionen aus dem Atomgefüge und damit das Entstehen freier Ionen statt. Da sich ferner bei hohen Temperaturen in Isolatoren das sog. Kristallgitter lockert, haben die schon in vermehrter Zahl auftretenden freien Elektronen und Ionen eine größere Bewegungsfreiheit zwischen dem Atomgefüge. Bei der elektrolytischen Leitfähigkeit findet im Gegensatz zur metallischen Leitfähigkeit eine Zersetzung des Stoffes statt. Die vom elektrischen Feld weggeführten freien Elektronen und Ionen werden nicht mehr durch neue ersetzt. Diese Stoffzersetzung geht bei fast allen Isolierstoffen bei normalen Temperaturen unmerklich langsam vor sich. Bei hohen Temperaturen indes ist sie nachweisbar. Bei einigen Glassorten wurde sie allerdings auch schon bei Zimmertemperatur nachgewiesen.

Für die Temperaturabhängigkeit des spezifischen Widerstands  $\varrho$  fester nichtleitender Stoffe gilt meist ein empirisches Gesetz von der Form:

$$\varrho = \varrho_0 e^{-\alpha T},$$

wobei  $\varrho_0$  der spezifische Widerstand bei einer Bezugstemperatur,  $T$  der Temperaturunterschied zu dieser und  $\alpha$  der Temperaturkoeffizient ist.

Der spezifische Widerstand  $\varrho$  fester nichtleitender Stoffe erweist sich auch als spannungsabhängig. Bis zu einer bestimmten maximalen Feldstärke (etwa  $10^6$  Voltcm<sup>-1</sup>) gilt nach Poole folgendes Erfahrungsgesetz:

$$\varrho = \varrho_0' e^{-\beta E},$$

$\varrho_0'$ ,  $\beta$  sind Materialkonstanten,  $E$  (Voltcm<sup>-1</sup>) die Feldstärke.

**Oberflächenleitfähigkeit.** Von der Elektronen- bzw. Ionenleitfähigkeit durch das Dielektrikum hindurch (Leitfähigkeit im Innern) ist die Oberflächenleitfähigkeit bei nichtleitenden Körpern zu unterscheiden. Infolge atmosphärischer Feuchtigkeitseinflüsse ist die Oberfläche von Nichtleitern sehr oft mit einer dünnen Schicht von höherer Leitfähigkeit überzogen. Man spricht dann von hygroskopischen Werkstoffen. Z. B. hat bei Glas und keramischen Materialien die sogenannte Wasserhautbildung auf der Oberfläche große Bedeutung. Der Leitwert dieser Wasserhaut ist verhältnismäßig hoch. Bei vielen Stoffen ist also der Leitwert und damit zusammenhängend auch der dielektrische Verlustfaktor eindeutig nur angebar für einen bestimmten Feuchtigkeitsgehalt des den Prüfling umgebenden Raums.

In den Leitsätzen für die Bestimmung elektrischer Eigenschaften von festen Isolierstoffen VDE 0303 ist daher eine Vorbehandlung durch Einwirken von Feuchtigkeit vorgeschrieben. Es kommt Lagerung des zu messenden Isolierstoffes in Räumen von 65% oder 85% relativer Feuchtigkeit sowie Lagerung in Wasser in Frage. Die Lagerungsdauer beträgt 1, 4, 7 oder Vielfache von 7 Tagen. Der Oberflächenwiderstand wird normalerweise gemessen bei 1000 Volt Gleichspannung zwischen schneidenförmigen Elektroden von 10 cm Länge und 1 cm Abstand mittels Galvanometer 1 Minute nach dem Anlegen der Spannung. Der Oberflächenwiderstand wird nach VDE 0302 in Vergleichszahlen angegeben. In untenstehender Tabelle sind die den nach obiger Vorschrift ermittelten Isolationswiderständen entsprechenden Vergleichszahlen angegeben.

Vergleichszahl nach VDE 0303	Oberflächenwiderstand nach VDE 0302
0	$< 10^{-2}$ MOhm
1	$10^{-2} \dots 1$ MOhm
2	$1 \dots 10^2$ MOhm
3	$10^2 \dots 10^4$ MOhm
4	$10^4 \dots 10^6$ MOhm
5	$> 10^6$ MOhm

### Durchschlag bei festen Isolierstoffen

Unter Durchschlagsfestigkeit ( $\text{V/cm}^{-1}$ ) wird die auf 1 cm Schichtdicke bezogene Durchschlagsspannung verstanden.

$$\text{Durchschlagsfestigkeit} = \frac{\text{Durchschlagsspannung in Volt}}{\text{Schichtdicke in cm}}$$

Es gelten für den Durchschlag die empirisch gefundenen Gesetze:

Die Durchschlagsfestigkeit ist bei geringen Schichtdicken konstant, bei erheblichen Schichtdicken fällt sie mit wachsender Schichtdicke. Die Durchschlagsfestigkeit fällt mit der Temperatur.

Zur Erklärung des Durchschlags gibt es zwei Theorien, die Theorie des rein-elektrischen Durchschlags und die Theorie des thermischen Durchschlags.

### Rein elektrischer Durchschlag

Maßgeblich für das Eintreten eines Durchschlags ist lediglich die im Dielektrikum herrschende Feldstärke. Bei einer bestimmten maximalen Feldstärke, der Durchbruchfeldstärke, tritt infolge der Einwirkung der elektrischen Kräfte auf den inneren Atomaufbau Zerstörung des Isolierstoffes ein. Die Abnahme der Durchschlagsfestigkeit bei erheblicher Schichtdicke mit der Schichtdicke ist darauf zurückzuführen, daß die durch Stromleitung und dielektrische Verluste im Dielektrikum erzeugte Verlustwärme bei dicken Schichten schlechter abgeführt wird als bei dünnen Schichten, im Innern der dicken Schicht also eine Erwärmung des Dielektrikums und somit infolge der Temperaturabhängigkeit der Durchschlagsfestigkeit ein Sinken derselben stattfindet.

### Thermischer Durchschlag

Durch den infolge des endlichen Widerstandes des Dielektrikums fließenden Strom oder durch die bei Wechselstrom vorhandenen dielektrischen Verluste wird Wärme erzeugt. Ist nun die durch Strahlung und Leitung abgeführte Wärme kleiner als die bei einer bestimmten Spannung erzeugte Wärme, so findet eine Temperaturerhöhung des Isolierstoffes statt. Mit steigender Temperatur sinkt aber der Widerstand und steigt somit der Strom, was wiederum eine zusätzliche Er-

wärmung, d. h. Temperaturerhöhung bedeutet. Es findet also bei einer bestimmten Spannung (Durchschlagsspannung) eine andauernde Temperaturerhöhung (labiler Zustand) bis zur Schmelz- bzw. Zersetzungstemperatur des Werkstoffes statt.

### Frequenzabhängigkeit des Durchschlags

Da die in einem Dielektrikum bei Wechselspannungsbelastung erzeugte dielektrische Verlustwärme im allgemeinen mit der Frequenz steigt, fällt wegen des ungünstigen Einflusses erhöhter Temperatur auch die Durchschlagfestigkeit derselben bei festen Stoffen mit der Frequenz.

### Dielektrische Verluste

Die dielektrischen Verluste bewirken beim Wechselstromdurchgang durch einen Isolator eine Erwärmung desselben. Eine allgemeingültige Erklärung für die dielektrischen Verluste gibt es bis heute noch nicht. Wie bereits erwähnt (siehe Seite 49) bestehen drei verschiedene Theorien. Nach der Wagnerschen Theorie (dielektrische Nachwirkungstheorie) wird der verlustbehaftete Werkstoff als geschichtetes Dielektrikum aufgefaßt. Die einzelnen Stoffteilchen haben verschiedene Leitfähigkeiten und Dielektrizitätskonstanten. Ist nun das Verhältnis der Leitfähigkeiten der einzelnen Schichten gleich dem Verhältnis der entsprechenden Dielektrizitätskonstanten, so ist nach dieser Theorie der Werkstoff frei von dielektrischen Verlusten. Dieser theoretische Fall dürfte indes praktisch kaum vorkommen. Aus dem Gesagten folgt aber, daß der Verlustfaktor homogener Stoffe kleiner ist als der inhomogener, was die Erfahrung bestätigt. Das Verhältnis der Leitfähigkeiten und der Dielektrizitätskonstanten ist unter Umständen bei inhomogenen Stoffen recht verschieden. In diesem Fall macht sich dann die elektrische Nachwirkung bemerkbar, d. h. der Strom, der in den einzelnen verschiedenen Werkstoffteilchen fließt, ist zunächst nicht der gleiche, es sammeln sich infolgedessen an den Trennflächen Ladungen an, die sich allmählich ausgleichen. Bei einem Wechselfeld gibt sich diese Erscheinung dadurch kund, daß der Strom der Spannung nicht mehr um volle  $90^\circ$  voreilt, wie im Falle des verlustlosen Kondensators, sondern nur um den Winkel  $90^\circ - \delta$ , wobei  $\delta$  der Verlustwinkel genannt wird. Das bedeutet die Entstehung einer Wirkleistung und somit Erwärmung des Dielektrikums. Die Debyesche Theorie geht von der Vorstellung aus, daß der Isolator aus polaren Molekeln besteht, die bei Anlegen eines Wechselfeldes wegen ihrer Polarität unter Reibungserscheinungen und somit Wärmeerzeugung im Sinne des angelegten Wechselfeldes ihre Orientierung ändern. Die Böningsche Theorie hat kolloidphysikalische Grundlagen und steht etwa zwischen den beiden anderen Theorien.

Betrachtet man das gesamte technisch in Frage kommende Frequenzgebiet, so ist bei den meisten Werkstoffen eine Frequenzabhängigkeit des Verlustfaktors festzustellen. Im eigentlichen Hochfrequenzgebiet ist der Verlustfaktor der meisten Stoffe indes ziemlich frequenzunabhängig.

Für die Frequenzabhängigkeit der Verlustwärme eines Kondensators gelten folgende Überlegungen. Der Verlustfaktor des Kondensators sei in dem betrachteten Frequenzbereich in folgender Weise frequenzabhängig:

$$\operatorname{tg} \delta = R_{\omega} \cdot \omega \cdot C = f_{\delta}(\omega).$$

$C$  sei die frequenzunabhängige Kapazität. Der Ersatzreihenwiderstand  $R_{\omega}$  ist dann in folgender Weise frequenzabhängig:

$$R_{\omega} = \operatorname{const} \frac{1}{\omega} f_{\delta}(\omega).$$

Die im Kondensator bei konstanter Spannung  $U$  erzeugte Verlustwärme ist:

$$N = I^2 R_{\omega} = U^2 \omega^2 C^2 R_{\omega}$$

$$N = \operatorname{const} \cdot \omega \cdot f_{\delta}(\omega).$$

Wenn nun  $f_{\delta}(\omega)$  im Vergleich zu  $\operatorname{const} \cdot \omega$  wenig von der Frequenz abhängt, so gilt näherungsweise:

$$N = \operatorname{const} \cdot \omega.$$

Das gilt für die meisten Dielektriken mit guter Annäherung im gesamten Hochfrequenzgebiet.

## Kapitel 2

### Elektrisches Verhalten der Luft (Gase)

Luft ist ein Gemisch von Gasen (75 Gew. % Stickstoff, 23 Gew. % Sauerstoff und geringen Mengen anderer Gase wie Kohlendioxyd, Helium, Neon, Ozon usw.). Eine wichtige Rolle spielt der in der Luft enthaltene Wasserdampf mit etwa 0,8 Gew. %.

Spezifischer Widerstand. In normaler Luft bei Atmosphärendruck befinden sich sehr wenig, nämlich nur etwa 600 positive und negative Ionen im Kubikzentimeter. Da nun die Geschwindigkeit der Ionen nur etwa 1 cm sec<sup>-1</sup> je Volt cm<sup>-1</sup> beträgt, ergibt sich ein äußerst hoher spezifischer Widerstand (etwa  $5 \cdot 10^{15}$  Ohm cm) für Wechselstrom. Der Ionenverbrauch ist bei Wechselstromleitung geringfügig. Anders sind die Verhältnisse bei Gleichstrom, wo eine Leitfähigkeit bzw. ein spezifischer Widerstand nicht ohne weiters definiert werden kann. Wenn man von dem Fall des Eintretens von Stoßionisation — also dem Fall sich rapid steigender Ionenvermehrung — absieht, kann der



Strom nicht größer sein, als der Zahl der in der Sekunde entstehenden Ionen entspricht. Diese ist äußerst gering ( $1,08 \text{ sec}^{-1} \text{ cm}^{-3}$ ). Bei Luft existiert also, nachdem zunächst bei kleinen Gleichspannungen der Strom nach dem Ohmschen Gesetz ansteigt, bei höheren Gleichspannungen ein ausgesprochener Sättigungsstrom. Er beträgt bei planparallelen Platten Elektroden im Abstand von  $1 \text{ cm}$   $3,5 \cdot 10^{-13}$  Amp  $\text{cm}^{-2}$  (nach Güntherschulze).

**Dielektrizitätskonstante.** Die Dielektrizitätskonstante von Luft und Gasen hat dem Vakuum gegenüber mit für technische Berechnungen vollkommen ausreichender Genauigkeit den Wert 1.

Die genauen Werte sind in folgender Tabelle angegeben:

Gas	Dielektrizitätskonstante bei $0^\circ \text{ C}$ und $760 \text{ mm Hg}$ -Säule
Luft .....	1,000 594
Helium .....	1,000 0093
Wasserstoff .....	1,000 2697
Stickstoff .....	1,000 5324

Die Dielektrizitätskonstante steigt mit dem Druck. Diese Steigerung ist indes technisch belanglos. So hat z. B. Luft bei einem Druck von  $90 \text{ at}$  nur eine auf  $1,0475$  erhöhte Dielektrizitätskonstante.

**Dielektrische Verluste.** Der Verlustfaktor der Luft wie der übrigen Gase ist theoretisch und praktisch Null. Die beim Luftkondensator gemessenen sehr kleinen Verlustfaktoren sind lediglich auf Verluste in den unvermeidlichen Isolierstücken bzw. auf Ohmsche Verluste in den Zuleitungen zurückzuführen.

**Durchschlagsfestigkeit.** Die Durchschlagsfestigkeit der Luft nimmt mit wachsender Luftschichtdicke ab. Abb. 96 zeigt die Durch-

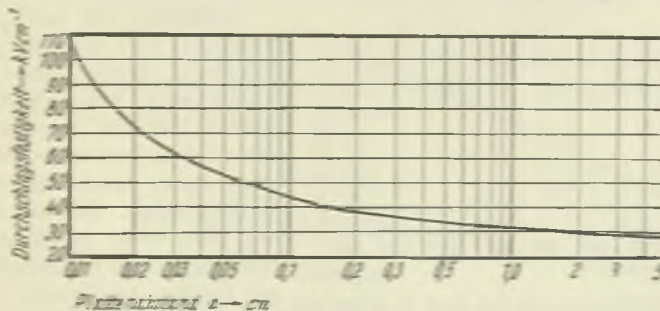


Abb. 96. Durchschlagsfestigkeit von Luft in Abhängigkeit vom Abstand bei planparallelen Elektroden ( $760 \text{ mm Hg}$ ,  $20^\circ \text{ C}$ ) (nach Schumann).

schlagsfestigkeit als Funktion des Elektrodenabstands  $a$  bei planparallelen Elektroden.

Die Form der Elektroden beeinflusst in starkem Maße die Durchschlagsfestigkeit, außerdem spielt die Dauer der Beanspruchung eine erhebliche Rolle. Aus diesen Gründen lassen sich allgemein gültige Festigkeitszahlen nicht angeben.

Die Spannung, bei der Funkendurchschlag (Stoßionisation) zwischen zwei Elektroden einsetzt, wird Funkenspannung genannt. Nach dem Gesetz von Paschen ist sie nur von dem Produkt „Elektrodenabstand  $a$  (mm) mal Druck  $p$  (mm Hg-Säule)“ abhängig. Abb. 97 und Abb. 98 zeigen für ebene Elektroden die Funkenspannung von Luft als Funktion des Produkts  $p \cdot a$ . Die minimale Funkenspannung liegt bei 320 Volt, wobei  $p \cdot a = 5 \text{ mm} \cdot \text{mm}$  ist. Bei einem normalen Luftdruck von  $p = 760 \text{ mm}$  ergibt sich daraus

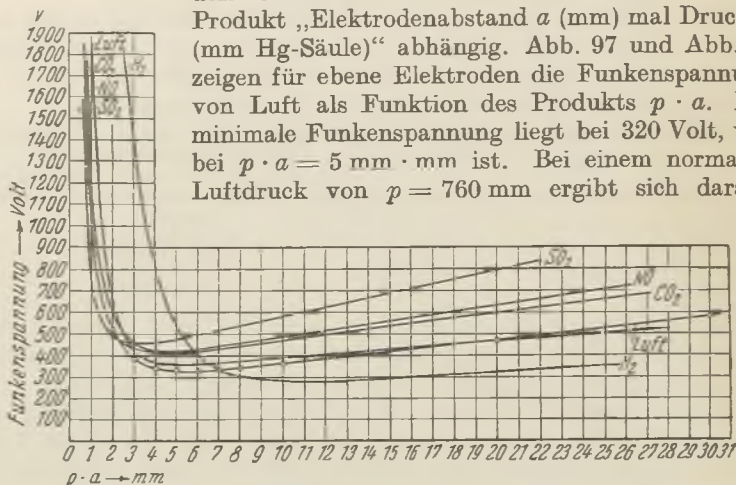


Abb. 97. Funkenspannung verschiedener Gase in Abhängigkeit vom Produkt Druck mal Elektrodenabstand für ebene Elektroden (Paschensches Gesetz) (nach Schumann).

ein kritischer Elektrodenabstand  $a_k = 5/760 = 0,0066 \text{ mm}$ . Die Durchschlagsfestigkeit beträgt dementsprechend etwa  $500 \text{ kV cm}^{-1}$ .

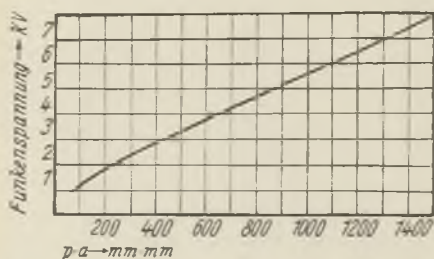


Abb. 98. Funkenspannung von Luft in Abhängigkeit vom Produkt Druck mal Elektrodenabstand für ebene Elektroden (Paschensches Gesetz) (nach Schumann).

Ionisation der Luft, d. h. zunächst nur erhöhte Leitfähigkeit, kann schon bei Feldstärken von  $10000$  bis  $30000 \text{ Volt cm}^{-1}$  eintreten. Sie wird insbesondere begünstigt durch Anwesenheit von Wasserdampf. Das ist z. B. der Fall, wenn in einem Dielektrikum mit Lufteinschlüssen infolge Joulescher Wärme die Feuchtigkeit des Stoffes verdampft. Wenn Luft infolge Ionisation dissoziiert,

entstehen Ozon und sehr aktive Sauerstoff- und Stickstoffverbindungen. Lufteinschlüsse in Isolierstoffen sind wegen der zerstören-

den Wirkung dieser Verbindungen daher sehr gefährlich für die Dauerfestigkeit.

Verunreinigungen der Luft durch Staub verschlechtern die dielektrischen Eigenschaften erheblich. Unter der Einwirkung elektrostatischer Kräfte ordnen sich die Staubteilchen u. U. zu einer Brücke zwischen den Elektroden, die infolge der Kondensation des in der Luft befindlichen Wasserdampfes um diese Teilchen eine leitende, wenn auch hochohmige, Verbindung zwischen den Elektroden darstellt. Staubteilchen können infolge von Spitzenwirkung in starken Feldern die Ionisation beschleunigen.

**Luftfeuchtigkeit.** Da die Luftfeuchtigkeit hinsichtlich der elektrischen Eigenschaften der Isolierstoffe eine große Rolle spielt (Oberflächenwiderstand, Verlustwinkel), soll hier kurz folgendes zur ihrer Definition gesagt werden. Unter absoluter Luftfeuchtigkeit wird die in  $1 \text{ m}^3$  enthaltene Wassermenge in Gramm verstanden. Relative Luftfeuchtigkeit ist das Verhältnis des wirklich vorhandenen Wassergehalts zu demjenigen, bei welchem die Luft mit Wasser gesättigt ist. Die Herstellung einer bestimmten Luftfeuchtigkeit in einem allseitig geschlossenen Raum erfolgt durch ein Schwefelsäure-Wassergemisch. Jedoch hat Schwefelsäure viele nachteilige Eigenschaften. Besser eignet sich eine Chlorkalziumlösung. Mit dem spezifischen Gewicht der Lösung im Hygrostaten liegt die relative Luftfeuchtigkeit fest (Abb. 99). Die relative Luftfeuchtigkeit kann mit einem Haarhygrometer auf 2% genau gemessen werden.

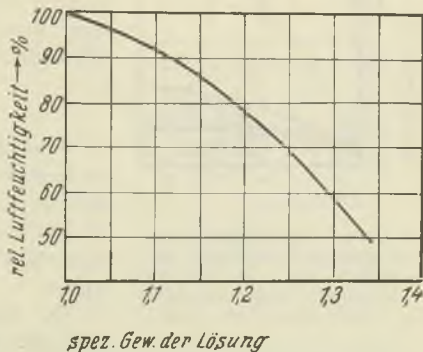


Abb. 99. Relative Luftfeuchtigkeit über einer Chlorkalziumlösung in Abhängigkeit von ihrem spezifischen Gewicht (nach Moench).

## Kapitel 3

### Isolierende Flüssigkeiten

#### Wasser

Chemisch reines Wasser hat eine relativ niedrige Leitfähigkeit. Sie steigt indes schon bei geringfügigen Verunreinigungen außerordentlich stark an. Die Dielektrizitätskonstante von Wasser liegt mit einem Wert von 81 sehr hoch. Über die dielektrischen Verluste von Wasser existieren wenig Angaben. Esau und Busse haben die Erwärmung

in einem Flüssigkeitskondensator mit verschiedenen flüssigen Dielektriken festgestellt (Abb. 100). Bei destilliertem Wasser ergab sich die geringste Erwärmung, was den Schluß auf gute dielektrische Eigenschaften zuläßt. Wasser wird im Kondensatorbau als Dielektrikum nicht verwendet. Infolge der hohen Dielektrizitätskonstanten von Wasser ist bei manchen Isolierstoffen in feuchtem Zustand eine gegenüber dem getrockneten Zustand erhöhte Dielektrizitätskonstante festzustellen.

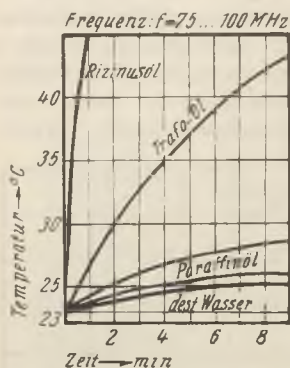


Abb. 100. Erwärmung eines Flüssigkeitskondensators in Abhängigkeit von der Zeit für verschiedene flüssige Dielektriken (nach Esau und Busse).

### Öle

Von den flüssigen Isolierstoffen sind im Kondensatorbau der Fernmeldetechnik die Öle von Bedeutung. Sie finden Verwendung bei Kondensatoren, die Öl oder ölgetränktes Papier als Dielektrikum haben.

Die hierfür in Frage kommenden Öle sind Mineralöle, das sind Gemische der verschiedensten Kohlenwasserstoffe. Man unterscheidet Naphthenöle (ringförmige Kohlenwasserstoffe) und Methanöle (kettenförmige Paraffinkohlenwasserstoffe). Diese Öle werden aus den geologisch vorkommenden Rohölen durch sorgfältige Raffinationsprozesse gewonnen.

Für die Beurteilung technischer Öle ist es zunächst von Wichtigkeit, die Temperatur des sog. Stockpunktes zu wissen. Darunter wird die Temperatur verstanden, bei der das Öl so dickflüssig wird, daß es unter der Wirkung der Schwerkraft nicht mehr merklich fließt.

Bei Unterkühlung scheiden aus den flüssigen Ölen feste Paraffinkohlenstoffe aus. Es wird nun in gewissen Fällen beobachtet, daß nach Wiederverflüssigung durch Temperaturerhöhung bleibende chemische Veränderungen, die die elektrischen Eigenschaften des Öles beeinflussen, eingetreten sind. Naphthenöle können im allgemeinen stärker unterkühlt werden als Methanöle. Der Stockpunkt der Öle liegt je nach der Zusammensetzung des Öls zwischen  $-5^{\circ}\text{C}$  und  $-40^{\circ}\text{C}$ .

Die Viskosität (Zähigkeit, innere Reibung) von Ölen wird technisch in Englergraden angegeben. Darunter wird verstanden das Verhältnis der Auslaufzeiten von Öl und Wasser durch ein Röhrchen bestimmter Abmessungen (Engler-Viskosimeter). Bei Kondensatorölen darf die Viskosität nicht zu groß sein, damit noch gute Wärmeabfuhr der Verlustwärme möglich ist. Auch im Interesse genügender Imprägnierung

von Kondensatorpapierwickeln ist Dünflüssigkeit des Öles erwünscht. Die Viskosität von Ölen fällt mit der Temperatur (Abb. 101).

In Ölen treten infolge der Einwirkung von erhöhter Temperatur, Luft (Sauerstoff), Licht, elektrischer Feldstärke und Lichtbogen Alterungserscheinungen auf. Luft und damit Sauerstoff löst sich in großen Mengen in Öl. Der Sauerstoff zersetzt das Öl (Oxydation), wobei die Anwesenheit gewisser Metalle, insbesondere Kupfer, als Katalysator beschleunigend wirkt. Die Zersetzung tritt durch sog.

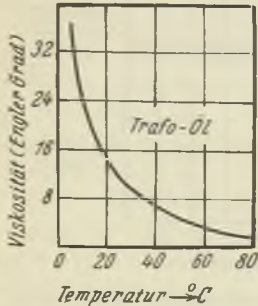


Abb. 101. Viskosität von Transformatorölen in Abhängigkeit von der Temperatur (nach Vogler).

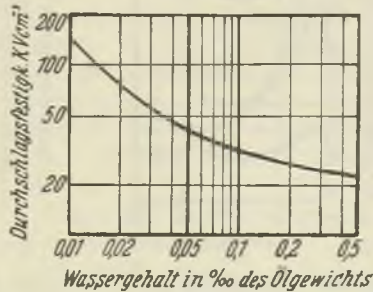


Abb. 102. Durchschlagsfestigkeit von Öl in Abhängigkeit vom Wassergehalt (nach Friese).

Schlamm bildung in Erscheinung. Der „Schlamm“ ist ein aus dem Öl ausfallendes festes Polymerisationsprodukt, das schließlich auch bei höheren Temperaturen in Öl nicht mehr löslich ist. Die bei diesem Zersetzungsprozeß sich entwickelnden Säuren können das Kondensatorpapier zerstören. Für die Lebensdauer von Ölen ist also Beständigkeit gegen Sauerstoff von ausschlaggebender Bedeutung. Die Alterungserscheinungen können durch Zusätze, sog. Antioxydantien oder Inhibitoren verlangsamt werden; gleichzeitig aber verschlechtern sich dadurch die dielektrischen Eigenschaften.

Die Durchschlagsfestigkeit wird bei Ölen in hohem Maße durch Verunreinigungen durch Wasser und feuchte Fasern, aber auch durch Alterungsprodukte herabgesetzt (Abb. 102). Aber auch schon gelöste Luft vermindert die Durchschlagsfestigkeit. Kondensatoröle müssen daher durch Kochen im Vakuum, Filtrierung und Zentrifugierung von Verunreinigungen befreit werden.

Die dielektrischen Verluste sind temperaturabhängig (Abb. 103). Auffallend ist, daß bei Temperaturen unter 20° C die Verluste stark ansteigen. (Man beachte das gleichzeitige starke Anwachsen der Viskosität). Im Öl vorhandene Alterungsprodukte vergrößern die dielektrischen Verluste. Gealterte Öle zeigen vor allem eine starke Tempe-

peraturabhängigkeit des Verlustfaktors. Die Dielektrizitätskonstante der Öle liegt zwischen 2 und 3 und ist fast temperaturunabhängig.

Unter dem Einfluß der elektrischen Feldstärke kann in Ölen Wachsbildung, d. i. ein Polymerisationsprozeß von Kohlenwasserstoffen zu

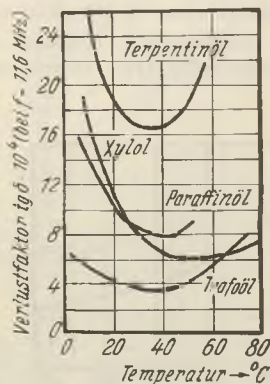


Abb. 103. Verlustfaktor verschiedener Öle in Abhängigkeit von der Temperatur (nach Vogler).

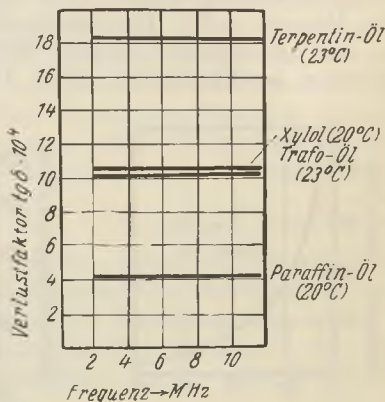


Abb. 104. Verlustfaktor verschiedener Öle in Abhängigkeit von der Frequenz (nach Vogler).

festen unlöslichen Produkten, stattfinden. Hinsichtlich der Durchschlagsfestigkeit sind die dabei durch Nebenprozesse mitunter entstehenden Gase sehr gefährlich. Aromatische Kohlenwasserstoffe polymerisieren ohne Gasentwicklung. Es sind daher Öle mit hohem Gehalt an derartigen Kohlenwasserstoffen vorzuziehen.

Eine Frequenzabhängigkeit des Verlustfaktors ist im Hochfrequenzgebiet kaum vorhanden (Abb. 104).

## Kapitel 4

### Vergießbare Isolierstoffe (Vergußmassen)

Unter Vergußmassen versteht man Isolierstoffe, die bei einer Temperatur (40 . . . 100° C), die nicht sehr viel höher als die Betriebstemperatur (25 . . . 30° C) ist, leicht schmelzbar sind und beim Wiedereerkalten relativ schnell erstarren. An Vergußmassen ist die Forderung zu stellen, daß sie sich blasenfrei und homogen vergießen lassen und beim Erstarren möglichst geringfügige Lunkerbildung und relativ geringe Schwindung stattfindet. Die Schwindung kann bis zu 10% betragen. Bei erhöhter Temperatur sollen plastische Eigenschaften und bei Betriebstemperatur soll eine gewisse Härte garantiert sein. Bei Unterkühlung dürfen die Stoffe nicht reißen oder springen. Gute

Klebefähigkeit vor allem auch an Metallen ist in vielen Fällen äußerst wichtig. Die Forderung unhygroskopischen Verhaltens und guter Abdichtfähigkeit muß unbedingt gestellt werden.

Die Vergußmassen sind meist Mehrstoffgemische, bestehend aus einem Hauptbestandteil und Plastifizierungsmitteln (vor allem Harz- und Mineralölen). Man kann folgende Stoffgruppen unterscheiden.

1. Natürliche Wachse: Bienenwachs, Schmelzsp. 62...66° C, Erstarrungsp. 60...61° C (Bienenwachs enthält Säuren, die die Metalle, insbesondere Kupfer, angreifen) — Schellackwachs, Schmelzsp. 78...80° C (wird gewonnen aus Ausscheidungsprodukten der Lackschildlaus) — Carnaubawachs, Schmelzsp. 83...87° C, Erstarrungsp. 80...87° C (Ausscheidungsprodukt der Wachspalme) — Montanwachs, Schmelzsp. 73...80° C (Bergmännisch gewonnenes Mineralwachs) — Ozokerit (galizisches Bergwachs), Ceresin (durch Raffination aus Ozokerit gewonnen) Schmelzsp. 55...86° C — Wollfett, Schmelzsp. 31...42° C, Erstarrungsp. 30...40° C.

2. Synthetisch gewonnene Wachse: Z. B. Chlornaphthalin (Anlagerung von Chlor an Naphthalin) Schmelzsp. 65...120° C, Dielektrizitätskonstante 5...6, spez. Widerstand  $4 \cdot 10^{13}$  Ohmcm. Das Wachs ist praktisch säurefrei und greift Metalle nicht an. Chlornaphthalin gewinnt neuerdings als Tränkungsmaße bei Papierkondensatoren Bedeutung. Da die Dielektrizitätskonstante sehr viel größer ist als die des bisher zur Papiertränkung verwendeten Paraffins, bedeutet die Anwendung von Chlornaphthalin erhebliche Material- und Raumersparnis. Vorteilhaft ist auch der gegenüber Paraffin höher liegende Schmelzpunkt und die geringe Neigung zur Kristallisation, was Beibehaltung des hohen Isolationswiderstandes und der großen Durchschlagsfestigkeit bedeutet. Dieses Kunstwachs hat aber den Nachteil der Giftigkeit, was bei der Verarbeitung Vorsichtsmaßregeln erforderlich macht.

3. Naturharze: Kolophonium (Erweichungspunkt 60...80° C — Kopale, Schmelzpunkt 140...300° C (rezentfossiles Harz, Vorkommen in tropischen Gegenden), Schellack (Stocklack, Körnerlack, Ausscheidungsprodukt der Lackschildlaus), Bernstein, Schmelzsp. 320...350° C (fossiles Harz der Bernsteinfichte).

4. Kunstharze: Siehe Seite 129ff. (Organische Kunststoffe).

5. Asphalte: Asphaltbitume sind Kohlenwasserstoffe, die bei der Destillation von Erdöl als Rückstände anfallen. Unter Asphalten versteht man Gemische von Asphaltbitumen mit Mineralstoffen. Asphalte werden als Naturprodukte (Asphaltseen) gewonnen (z. B. Trinidadasphalt, Syrischer Asphalt) oder künstlich hergestellt. Der Erweichungspunkt der Asphalte schwankt zwischen 15 und 150° C. Peche sind als Vergußmassen für elektrische Zwecke ungeeignet. Sie sollen

auch nicht als Teilbestandteil in Vergußmassen enthalten sein. Sie greifen meist die Isoliermaterialien an und enthalten überdies freien Kohlenstoff, der ein guter Leiter ist.

#### 6. Paraffinmassen: Siehe weiter unten.

Als Beimengungen werden bei den Vergußmassen vor allem verwendet: Asbest, Glimmer, kristalliner Quarz. Die Zusammensetzung der Vergußmassen ist äußerst mannigfaltig. Die elektrischen Eigenschaften sind dementsprechend verschieden. Die Prüfung der Vergußmassen hinsichtlich der elektrischen Eigenschaften beschränkt sich meist auf die Prüfung des praktischen Verhaltens. Die elektrischen Eigenschaften an und für sich, z. B. etwa die Durchschlagsfestigkeit in  $\text{Voltcm}^{-1}$  oder der Verlustfaktor, werden im allgemeinen wenig untersucht.

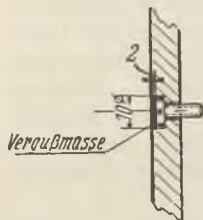


Abb. 105.  
Anordnung zur Prüfung der Feuchtigkeitssicherheit von Vergußmassen.

Es sei verwiesen auf die „Leitsätze für die Prüfung von Vergußmassen für Geräte unter 1000 Volt Nennspannung“, VDE 0350/1929. Zur Prüfung der elektrischen Festigkeit werden in die Vergußmassen zwei Kugelelektroden (10 mm Durchmesser) im Abstand von 2 mm eingebettet. Wichtig ist die elektrische Prüfung auf Feuchtigkeitssicherheit und Abdichtfähigkeit. In einem Körper aus feuchtigkeitssicherem Isolierstoff von 10 mm Wandstärke werden 5 abgesetzte Löcher von 10 mm größtem Durchmesser gebohrt. In diese Löcher werden Zylinderkopschrauben eingesetzt, so daß oberhalb des Schraubkopfes noch 2 mm freibleiben (Abb. 105). Dieser freie Raum wird mit Vergußmasse ausgegossen. Der Prüfkörper wird 1 Tag lang in einem Raum mit 80 % relativer Feuchtigkeit belassen und dann der elektrischen Prüfung in der Weise unterzogen, daß der eine Pol der Schraubenbolzen ist und der andere Pol in Gestalt eines Abtasters auf die Oberfläche der Vergußmasse gelegt wird. Es darf dabei kein Durchschlag und keine Funkenbildung stattfinden und kein nennenswerter Kriechstrom fließen. Der spezifische Widerstand von Vergußmassen steigt mitunter bis zu einem Wert von  $10^{18}$  Ohmcm an. Für die Messung des Verlustfaktors, der Dielektrizitätskonstanten und des spezifischen Widerstandes werden Prüfkörper hergestellt in Form von Scheiben mit den Abmessungen 150 mm (Durchmesser)  $\cdot$  3 . . . 5 mm. Bei Spannungsprüfungen beträgt die Dicke meist 1 mm. Die Herstellung der Prüfkörper erfolgt durch Eingießen in eine Form oder durch Ausgießen auf eine Zellophan- oder Zinnfolie, wobei die seitliche Begrenzung durch einen Ring erfolgt. Die Folie wird nach dem Erkalten wieder abgezogen, und es kann nun beiderseitig eine dicke Metallfolie als Elektrode aufgedrückt werden.



## Paraffin

Paraffin ist eine im Kondensatorbau sehr wichtige vergießbare Masse. Insbesondere wird es beim Bau von Papierwickelkondensatoren sowohl als Verguß- als auch als Tränkungs- masse angewendet. Paraffine sind feste Kohlenwasserstoffe der Methanreihe ( $C_nH_{2n+2}$ ). Man unterscheidet Weichparaffin (Schmelzpunkt  $40 \dots 42^\circ C$ ) und Hartparaffin (Schmelzpunkt  $50 \dots 52^\circ C$ ). Die Dielektrizitätskonstante beträgt  $2 \dots 2,5$  und ist frequenzkonstant.

Paraffin, das für elektrotechnische Zwecke verwendet werden soll, muß zunächst durch Filtrieren mittels pergamentähnlicher Filter von Fäserchen und Staubteilchen sorgfältig gereinigt werden, denn die Durchschlagsfestigkeit leidet unter diesen Verunreinigungen nicht unerheblich. Es muß ferner durch Schmelzen im Vakuum gut entlüftet werden, da das angelieferte Paraffin meist von sehr vielen kleineren und größeren Luftbläschen durchsetzt ist.

Der spezifische Widerstand von Paraffin liegt in der Größenordnung von  $3 \cdot 10^{18}$  Ohmcm. Die Durchschlagsfestigkeit von Paraffin hängt in starkem Maße von der Vorbehandlung des Paraffins ab. Als Beispiel dafür ist im folgenden eine nach W. Weber zusammengestellte Tabelle für die Durchschlagsfestigkeit angegeben.

Durchschlagsfestigkeit in $kVcm^{-1}$		Luftdruck in mm Hg-Säule beim Einfüllen in die Form
nach schneller Erstarrung	nach langsamer Erstarrung	
1670	1850	760
1930	2200	20

In der Literatur sind viele Beispiele für den großen Einfluß der Art der Erstarrung auf die Durchschlagsfestigkeit angegeben. Paraffin hat die unangenehme Eigenschaft zwischen dem Schmelzpunkt und dem Erweichungspunkt außerordentlich stark zu schwinden. Die Folge davon ist starke Lunkerbildung, wodurch sowohl die elektrische Festigkeit als auch der dielektrische Verlustfaktor verschlechtert wird. Um den Einfluß der Lunkerbildung auf den dielektrischen Verlustfaktor zu zeigen, hat E. Möller drei Paraffinproben untersucht. Die Meßergebnisse sind in Abb. 106 zusammengestellt. Die Paraffinproben unterscheiden sich durch die thermische Vorbehandlung.

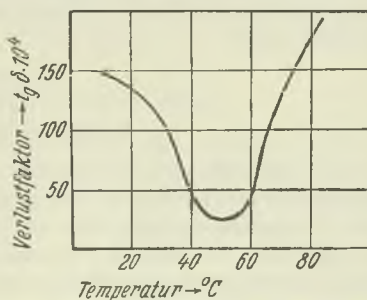


Abb. 106. Verlustfaktor verschieden thermisch vorbehandelter Paraffine usw. in Abhängigkeit von der Frequenz (nach Möller).

Paraffin I: Das Paraffin wurde 20 Min. auf 90 . . . 95° C erwärmt und erstarrte bei Atmosphärendruck. Es entstanden große Lunker, auch Wassertröpfchen waren eingeschlossen.

Paraffin II: Es fand eine Erwärmung auf 150 . . . 160° C während einer Zeitdauer von 60 Min. statt. Die Probe erstarrte bei Atmosphärendruck. Das erstarrte Paraffin war frei von Wassereinschlüssen und zeigte Lufteinschlüsse nur in ganz geringem Maße.

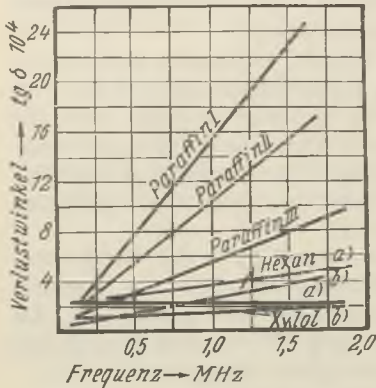


Abb. 107. Verlustfaktor von Paraffin in Abhängigkeit von der Temperatur (nach Vieweg und Pfestorf).

69° C und Xylol ( $C_8H_{10}$ ) mit einer Dielektrizitätskonstanten von 2,38 und einem Siedepunkt von 139° C sind dem Paraffin verwandte flüssige Kohlenwasserstoffe. Beide Stoffe besitzen eine außerordentlich hohe elektrische Festigkeit. Sie ist doppelt so hoch wie bei Transformatoröl, das Zehnfache der Durchschlagsfestigkeit von Luft und ungefähr gleich der von Porzellan. Geringste Feuchtigkeitsspuren setzen die Durchschlagsfestigkeit indes um mehrere hundert Prozent herab.

Paraffin III: Es fand wieder eine Erwärmung auf 150 . . . 160° C statt während einer Zeit von 60 Min. Dann wurde die Probe 15 Min. lang im Vakuum mit einem Druck von 1 mm Hg-Säule gebracht, wobei unter lebhaftem Kochen die letzten Luftreste abgegeben wurden. Die Erstarrung erfolgte wieder bei Atmosphärendruck.

Abb. 107 zeigt die Temperaturabhängigkeit des  $tg \delta$  für Paraffin.

Hexan ( $C_6H_{14}$ ) mit einer Dielektrizitätskonstanten von 1,85 bis 1,89 und einem Siedepunkt von

## Kapitel 5

### Keramische Werkstoffe

Im Auftrage des Verbandes Deutscher Elektrotechnischer Porzellanfabriken (VDEP) ist von Weicker, Kunstmann und Demuth eine Gruppeneinteilung der in der Elektrotechnik gebräuchlichen keramischen Werkstoffe vorgenommen worden. In Anlehnung an diese Einteilung ergibt sich für die keramischen Kondensatorbaustoffe die folgende Übersicht.

Gruppe I: Porzellan: Vorwiegend aluminiumsilikathaltige dichte Massen.

Gruppe II: Steatite: Vorwiegend magnesiumsilikathaltige dichte Massen. Fabrikationsbezeichnungen: Steatit, Frequenta, Calit, Calan.

Gruppe III: Rutil- (Titandioxyd-) und magnesiumsilikathaltige Werkstoffe: a) Massen mit hohem Gehalt an Rutil. Fabrikationsbezeichnungen: Kerafar, Condensa; b) Massen mit Zusatz von Zirkondioxyd, Fabrikationsbezeichnung: Kerafar U.

Gruppe IV: Tonsubstanz- und specksteinhaltige Massen. Fabrikationsbezeichnung: Sipa, Ardostan.

Gruppe V: Die Stoffe dieser Gruppe der VDEP-Einteilung haben im Kondensatorbau der Fernmeldetechnik keine Bedeutung. Sie werden nicht behandelt.

Gruppe VI: a) Magnesiumoxyde; b) Magnesiumtitanate. Fabrikationsbezeichnungen: Diakond, Tempa.

Die Werkstoffe der Gruppe II und III und IVb finden im Kondensatorbau der Fernmeldetechnik weitgehende Verbreitung.

Die Grundsätze, nach denen die dielektrischen Eigenschaften von keramischen Werkstoffen festgestellt werden, sind z. T. niedergelegt in folgenden VDE-Leitsätzen: VDE 0302, VDE 0303, VDE 0308, VDE 0335, VDE 0446, VDE 0447, VDE 0450.

Die Grundsätze, nach denen die mechanischen Eigenschaften ermittelt werden, sind niedergelegt in den „Untersuchungs- und Prüfungsverfahren für keramische Rohstoffe und Erzeugnisse“ ausgearbeitet von der „Deutschen Keramischen Gesellschaft“ DGK. (Ber. dtsh. keram. Ges. 8 [1927] 44.)

Hinsichtlich der genormten Toleranzen und Maßeintragung in Zeichnungen ist bei keramischen Konstruktionsteilen DIN VDE 680 zu beachten. Wichtige konstruktive Hinweise enthalten die vom DATSCH herausgegebenen „Konstruktionsbeispiele für gepreßte keramische Werkstoffe DATSCH VDEP 1930“.

### Gruppe I. Porzellan (Aluminiumsilikat)

Das Porzellan setzt sich zusammen aus Kaolin (etwa 50%), Feldspat (etwa 25%) und Quarz (etwa 25%). Etwas stärkerer Gehalt an Kaolin erhöht die Hitzebeständigkeit, solcher an Feldspat die Durchschlagsfestigkeit und solcher an Quarz die mechanische Festigkeit.

Der Hauptbestandteil, Kaolin, ist ein tonerdehaltiges Silikat (Aluminiumhydroxilikat, d. i. Verbindung aus Tonerde  $Al_2O_3$ , Kieselsäure  $SiO_2$  und Wasser  $H_2O$ ). Feldspat hat die Zusammensetzung  $K_2O \cdot A_2O_3 \cdot 6 SiO_2$ . Quarz ist Kieselsäure  $SiO_2$ .

Feldspat und Quarz werden gemahlen und unter Wasser- bzw. Ölzusatz mit Kaolin zu einer knetbaren Masse vermischt. In diesem Zustand erfolgt die Formgebung durch Drehen, Gießen oder Naßpressen. Anschließend werden die Formlinge getrocknet und mit Glasur versehen. Dann in feuerfesten Schamottekapseln dem „Glühbrand“ (800...900°C) und dem „Glattbrand“ (1350...1450°C) 30 bis 40 Stunden lang unterworfen (Sinterung). Das Gefüge von Porzellan zeigt nach dem Brande die Bestandteile Feldspat, Kieselsäureglas, ungelösten Quarz und die Kristalle von Aluminiumsilikaten. Dieses heterogene Gefüge ist hinsichtlich geringer dielektrischer Verluste ungünstig. Die Trocken- und Brennschwindung beträgt 15 bis 18% linear. Gebranntes Porzellan kann nur noch durch Schleifen bearbeitet werden.

### Elektrische Eigenschaften

Spezifischer Widerstand: Dieser beträgt nach Messungen mit Gleichstrom ungefähr  $10^{14}$  Ohm cm bei 20°C. Er fällt bei wachsender Temperatur um mehrere Zehnerpotenzen und beträgt bei 100°C etwa  $10^7 \dots 10^8$  Ohm cm.

Oberflächenwiderstand: Es ergibt sich nach VDE 0302 die Vergleichszahl 4.

Durchschlagsfestigkeit: Sie beträgt bei 50 Hz 34...38 kV mm<sup>-1</sup>.

Dielektrizitätskonstante: Ihr Wert beträgt 5...6,5.

Verlustfaktor:  $\text{tg } \delta = 170 \dots 250 \cdot 10^{-4}$  bei 50 Hz

$\text{tg } \delta = 70 \dots 120 \cdot 10^{-4}$  bei 0,5...10 MHz.

Sonstige Eigenschaften: Spez. Gewicht: 2,3...2,5 g/cm<sup>3</sup>. Festigkeit gegen Zug: 300...500 kg/cm<sup>2</sup> in glasiertem Zustand, 240...320 kg/cm<sup>2</sup> in unglasiertem Zustand. Druckfestigkeit: 4000...5500 kg/cm (glasiert), 4000...4500 (unglasiert). Biegefestigkeit: 900...1000 kg/cm<sup>2</sup> (glasiert), 400...800 kg/cm<sup>2</sup> (unglasiert). Schlagbiegefestigkeit: 1,8...2,2 cmkg/cm<sup>2</sup>. Elastizitätsmodul 0,7...0,8 kg/cm<sup>2</sup>. Härte nach Mohs 7...8. Lin. therm. Ausdehnungskoeffizient  $3,0 \dots 3,5 \cdot 10^{-6}$  mm/m °C zwischen 20 und 100°C. Die Wasseraufnahme von Porzellan ist überaus gering. Wird ein Porzellanstück eine Stunde lang in Wasser mit einem Druck von 50 at geprüft, so beträgt die Gewichtszunahme einen unmeßbar kleinen Wert. Der Schmelzpunkt liegt bei 1500°C.

Porzellan ist im Kondensatorbau weitgehend von den im folgenden zu behandelnden Stoffen der Gruppe II verdrängt worden, da diese Stoffe hinsichtlich der dielektrischen Verluste sehr viel besser sind.

Eine geringfügige Abwandlung von Porzellan ist Melalith. Die Zusammensetzung gegenüber Porzellan unterscheidet sich nur durch eine 4...5%ige Beimischung von Speckstein (Magnesiumsilikat).

### Gruppe II. Steatite (Magnesiumsilikate)

Rohstoff für die keramischen Werkstoffe dieser Gruppe ist der Speckstein bzw. der Talk, Verbindungen aus Magnesia ( $3\text{MgO}$ ), Kieselsäure ( $4\text{SiO}_2$ ) und Wasser ( $\text{H}_2\text{O}$ ) (Magnesiumhydrosilikat). Die Rohstoffe werden hauptsächlich in Bayern und Thüringen gewonnen.

In feingemahlenem und wenig mit Wasser bzw. Öl befeuchtetem Zustand wird der Rohstoff ähnlich wie Porzellan durch Drehen, Pressen, Gießen und Ziehen (Strangpressen) in die gewünschte Form gebracht. Infolge der fettigen Eigenschaften von Speckstein bzw. Talk kann das Trockenpreßverfahren bei den Werkstoffen dieser Gruppe ausgedehnte Anwendung finden, was fabrikatorisch sehr vorteilhaft ist.

Feuchtgeformte Stücke müssen vor dem Brande einer Trocknung unterworfen werden. Bei der Trockenpressung fällt diese Maßnahme fort. Die Gesamtschwindung sinkt dadurch auf die Hälfte. Sie beträgt bei naßgeformten Werkstücken etwa 15%, bei trocken gepreßten etwa 8% (gerechnet von der Formung bis zum fertigen Stück). Wegen der kleineren Schwindung liefert das Trockenpreßverfahren Werkstücke größerer Maßhaltigkeit. Es ist bei der Massenfertigung im automatischen Betrieb das fast ausschließliche Herstellungsverfahren, während die Naßformung bei größeren Werkstücken in Einzelfertigung angewandt wird. Im einzelnen ist zu den Formungsverfahren, die im allgemeinen auch bei den keramischen Werkstoffen der folgenden Gruppe Anwendung finden, folgendes zu sagen:

Das Drehverfahren wird angewandt bei kleinen Stückzahlen und großen rotationssymmetrischen Werkstücken. Man unterscheidet: Eindrehen und Freidrehen. Von Eindrehen spricht man, wenn die knetbare Ausgangsmasse in eine Gipsform eingedrückt wird, wodurch die äußere Form entsteht, und die inneren Abmessungen durch Drehen mit einer Schablone gewonnen werden. Beim Freidrehen wird die Formmasse in der ungefähren Form des Werkstücks auf der Töpferscheibe um einen Dorn gedrückt und dann auf genaue Form abgedreht. Die Herstellungstoleranz beträgt  $\pm 3\%$ .

Beim Gießverfahren wird die plastische feuchte Masse (Schlicker) in eine normalerweise aus Unter- und Oberkasten bestehende Gipsform gegossen. Der Gips entzieht der Masse die Feuchtigkeit, wodurch Verfestigung und Schwindung eintritt. Der Formling kann dann herausgenommen und dem Brande zugeführt werden. (Abb. 108). Die Herstellungstoleranz beträgt etwa  $\pm 3\%$ .

Beim Trockenpreßverfahren wird die genau abgemessene trockene pulverisierte Masse in der Matrize durch den Stempel zusammengedrückt und dadurch verfestigt. (Abb. 109). Bei fertiggebrannten nicht zu kleinen Werkstücken können hinsichtlich der Abmessungen Toleranzen von  $\pm 1\%$  eingehalten werden.

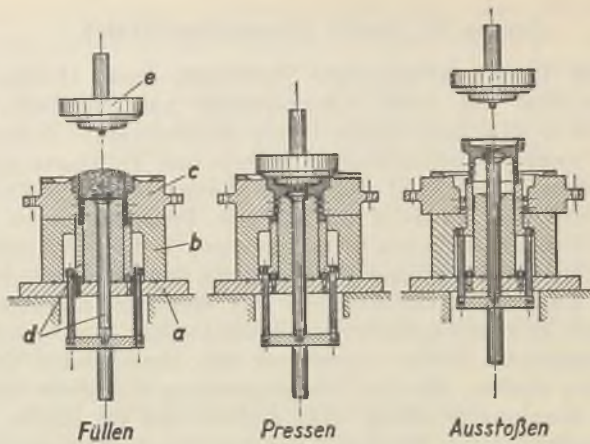


Abb. 108. Naßpressung von Isolationspreßteilen (Werkphoto Verb. Deutsch. Porz.Fabr.).  
a Grundplatte, b Fußstück, c Backen, d Ausstoßer, e Oberstempel.

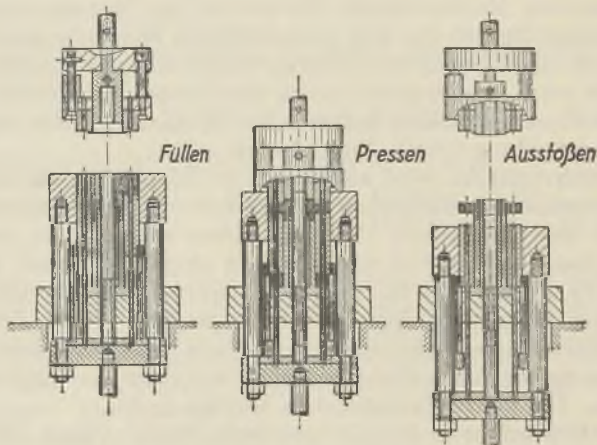


Abb. 109. Trockenpressung von Isolationspreßteilen (Werkphoto Verb. Deutsch. Porz.-Fabr.).

Beim Ziehverfahren wird die zu formende Masse durch das Mundstück mit dem gewünschten Profil gedrückt. Die Länge der auf diese Weise hergestellten Profilstränge kann bis zu 2 m betragen. Rohre und Achsen werden durchweg nach dem Ziehverfahren hergestellt. Die Herstellungstoleranzen betragen etwa  $\pm 1,5\%$ . Die Maßhaltigkeit kann nach dem Brande durch Schleifen wesentlich erhöht werden.

Die nach diesen Verfahren geformten Stücke werden an der Luft oder in Trockenöfen getrocknet und dann bei Temperaturen von 1300 . . . 1400° C gebrannt. Erfolgt der Brand in zwei Stufen, im Glühbrand bei 800 . . . 900° C und im Glattbrand, so kann an den Werkstücken nach dem Glühbrand eine Zwischenbearbeitung durch Bohren, Gewindeschneiden, Drehen oder Fräsen vorgenommen werden, da der Scherben in diesem halbgebrannten Zustand noch porös und noch nicht dicht gesintert ist. Als Werkzeuge finden solche aus hochwertigem Stahl oder aber auch aus dem gleichen keramischen Material im fertiggebrannten Zustand Verwendung. Die Genauigkeit auf diese Weise bearbeiteter Werkstücke ist groß. Beim Glühbrand entweicht aus den Werkstücken die Feuchtigkeit und auch das Kristallwasser, wobei die unregelmäßigen nicht genau berechenbaren Trocken- und Glühschwindungen stattfinden. Die Schwindung im Glattbrand dagegen ist ziemlich genau berechenbar. Auf diese Schwindung kann nun im voraus bei der Zwischenbearbeitung sehr genau Rücksicht genommen werden und somit gute Genauigkeit hinsichtlich des fertigen Werkstücks erzielt werden. Im Glattbrand findet die Sinterung statt, wodurch der Scherben gleichmäßig und dicht wird. Durch Schleifen an fertig gebrannten Werkstücken kann eine Genauigkeit von  $\pm \frac{1}{1000}$  mm erzielt werden.

Während das Porzellan nach dem Brande im Gefüge glasige und kristalline Bestandteile aufweist, zeigt das Gefüge der Werkstoffe der Steatitgruppe nur kristalline Bestandteile (Magnesiummetasilikat  $\text{MgO} \cdot 4 \text{SiO}_2$ ). Es gilt ganz allgemein als Erfahrungstatsache, daß keramische Werkstoffe mit einem Gemisch von kristallinen und glasigen Bestandteilen im Gefüge dielektrisch ungünstiger sind als solche mit einem Gemisch von rein kristallinen Bestandteilen.

Die Werkstücke der Steatitgruppe werden im allgemeinen unglasiert verwendet, da die Glasur aus elektrischen, mechanischen und hydrochemischen Gründen nicht notwendig ist wie z. B. bei Porzellan. Fertiggebrannte Einzelstücke können mittels einer Schmelzglasur in einem Brande bei 800 . . . 900° C zu einem einzigen Werkstück vereinigt werden. Die Werkstoffe der Steatitgruppe können auch mit Glas verschmolzen werden. Metallteile können wegen der hohen mechanischen Festigkeit der Werkstoffe mit den Formstücken verbunden werden durch Nietung, Schraubung, Aufschraubung, Kalt- oder Warmstauchung.

Metallbelegungen auf der Oberfläche werden hergestellt durch Aufspritzen feinverteilten flüssigen Metalls auf das kalte Werkstück nach dem „Metallisatorverfahren“. Die metallisierten Oberflächen sind rau. Sehr viel fester haften kathodisch aufgestäubte Metallschichten. Am gebräuchlichsten ist die Herstellung von Metallbelegungen durch Aufbrennen. Die zu metallisierende Fläche wird z. B. mit einer Silber-

lösung (Argalvan) bestrichen oder bespritzt. Bei einer nachfolgenden Erwärmung auf  $500 \dots 700^{\circ} \text{C}$  verbrennen die Lösungsmittel und das Silber schlägt sich als äußerst fest mit dem keramischen Stoff verbundene dünne Schicht nieder. Im Bedarfsfalle kann die aufgebrannte Schicht nun noch durch Bespritzen oder Galvanisieren verstärkt



Abb. 110. Calitteile mit metallisierter Oberfläche (Werkphoto Hescho).

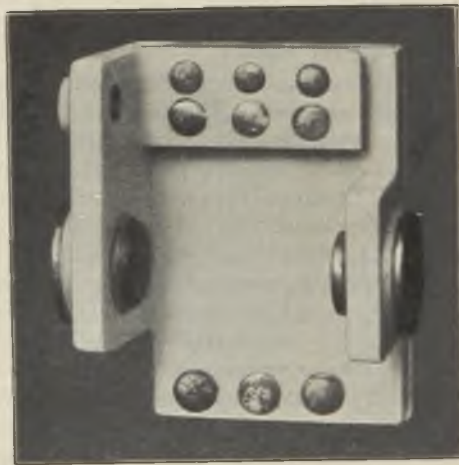


Abb. 111. Calitteil mit in metallisierte Hohlräume eingelöteten Metallteilen (Werkphoto Hescho).

werden. Auf die in Hohlräume eingebrannte Schicht können auch Metallteile aufgelötet werden, die dann unter Umständen weiter mechanisch bearbeitet werden. Ausführungsbeispiele dafür zeigen die Abb. 110 und Abb. 111.

Es sollen nun einige der zu dieser Gruppe gehörenden keramischen Massen besprochen werden.



## Natarspeckstein

Die beiden Rohstoffe für die Massen der Steatitgruppe, Talk und Speckstein, sind hinsichtlich der chemischen Zusammensetzung identisch, in mineralogischer Hinsicht sind sie verschieden.

Talk hat grob-kristallines Gefüge und ist brüchig, Speckstein ist weich, feinkörnig und daher gut bearbeitbar. Die natürlich vorkommenden Knollen von reinem Speckstein werden zunächst zu kleinen Blöcken und Platten zersägt. Daraus werden dann die Werkstücke

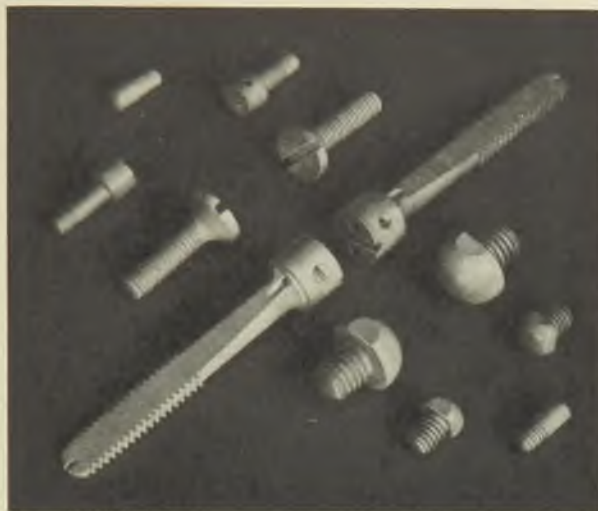


Abb. 112. Schrauben aus Naturspeckstein (Werkphoto Stomag).

durch spanabhebende Bearbeitung gewonnen. Es können nur kleine Teile angefertigt werden, da die natürlich vorkommenden Specksteinstücke nicht groß sind. Nach der Formgebung erfolgt die Härtung durch Brand. Die Schwindung ist mit 2% sehr gering. Abb. 112 zeigt Naturspeckstein-Werkstücke.

Das Gefüge ist nach dem Brand fast dicht. Raumgewicht: etwa  $2,7 \text{ g cm}^{-3}$ .

## Elektrische Eigenschaften:

Spezifischer Widerstand bei	20° C	$10^{14} \dots 10^{15} \text{ Ohm cm}$
	200° C	etwa $10^{11} \text{ Ohm cm}$
	400° C	etwa $4 \cdot 10^8 \text{ Ohm cm}$
	600° C	etwa $8 \cdot 10^7 \text{ Ohm cm}$

Durchschlagsfestigkeit bei 50 Hz:  $5 \dots 10 \text{ kV mm}^{-1}$

Verlustfaktor:  $\text{tg } \delta = 20 \dots 30 \cdot 10^{-4}$  bei  $10^6 \dots 10^7 \text{ Hz}$ .

Naturspeckstein ist kein Werkstoff für Fabrikation bei hohen Stückzahlen. Er eignet sich wegen seiner günstigen Verarbeitungseigenschaften aber vorzüglich als Isolationsmaterial bei laboratoriumsmäßigen Geräten. Seine elektrischen Eigenschaften sind besser als die von Porzellan und Glas. Er erreicht aber die der aus ihm entwickelten Massen, die im folgenden beschrieben werden, nicht.

### Steatit, Frequenta

Steatit war zunächst nur die wissenschaftliche Bezeichnung für Talk- bzw. Specksteinminerale. Der Name ging dann auf den durch keramische Verarbeitung von Speckstein gewonnenen Werkstoff als Fabrikationsbezeichnung über. Die insbesondere hinsichtlich Verlustfreiheit bei Hochfrequenz weiter entwickelten Steatitmassen erhielten in der Folgezeit den Namen Frequenta. Gebranntes Frequenta hat eine graugrüne Oberfläche, der Scherben ist sehr dicht und hat graue Farbe. Das Kristallgefüge ist das von Magnesiumsilikat in Form von Klinkenstatit und einer  $\beta$ -Modifikation.

### Calit, Calan

Als Rohstoff wird Magnesiumhydrosilikat in der mineralogischen Form sehr reinen, insbesondere eisenfreien Talkes verwendet. Gebranntes Calit und Calan hat einen sehr dichten weißen Scherben und auch weiße Oberfläche nach dem Brande. Der Gehalt an Magnesiumoxyd ist bei Calan noch höher als bei Calit. Der Verlustfaktor von Calan ist infolgedessen geringer als der von Calit. Die Verarbeitungsbedingungen und die Festigkeitseigenschaften von Calan sind indes etwas ungünstiger. Calit zeigt ebenso wie Frequenta das Kristallgefüge von Magnesiummetasilikat in Form von Klinkenstatit und einer  $\beta$ -Modifikation, Calan das von Forsterit.

### Elektrische Eigenschaften

Der spezifische Widerstand als Funktion der Temperatur ist in Abb. 113 dargestellt. Wie man aus den Kurven entnehmen kann, liegt er höher als der von Porzellan. Magnesiumreichtum erhöht den spezifischen Widerstand.

Oberflächenwiderstand: Es ergibt sich nach VDE 0302 die Vergleichszahl 4.

Durchschlagsfestigkeit: Sie beträgt bei 50 Hz 25...40 kVmm<sup>-1</sup>. Bei Hochfrequenz ist sie etwas geringer. Als ein mittlerer Wert kann etwa 25 kVmm<sup>-1</sup> angegeben werden.

Dielektrizitätskonstante: Ihr Wert beträgt 5,5...6,5.

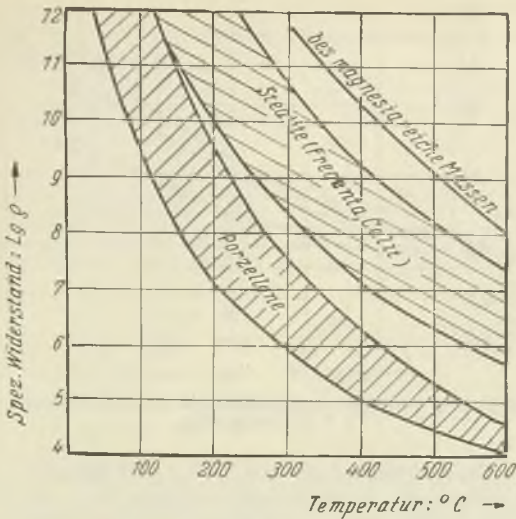


Abb. 113. Spezifischer Widerstand von Porzellanen und Steatiten in Abhängigkeit von der Temperatur.

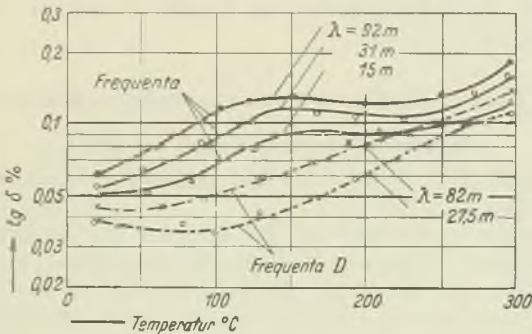


Abb. 114. Verlustfaktor von Frequenta in Abhängigkeit von der Temperatur für verschiedene Frequenzen.

Die dielektrischen Verluste als Funktion der Temperatur sind für Frequenta und Calit in Abb. 114 u. 115 dargestellt. Als Parameter sind Frequenzen zwischen 3 und 20 MHz angegeben. Im Niederfrequenzgebiet zwischen 50 und 10000 Hz liegen die Verluste etwas höher. Es ist anzugeben  $\text{tg } \delta = 7 \dots 15 \cdot 10^{-4}$ .

Sonstige Eigenschaften: Spez. Gewicht: 2,6 ... 2,8 g/cm<sup>3</sup>. Zugfestigkeit: 550 ... 850 kg/cm<sup>2</sup>. Druckfestigkeit: 8500 ... 10000 kg/cm<sup>2</sup>. Biegefestigkeit: 1200 ... 1600 kg/cm<sup>2</sup>. Schlagbiegefestigkeit: 3 ...

Strainer, Kondensator

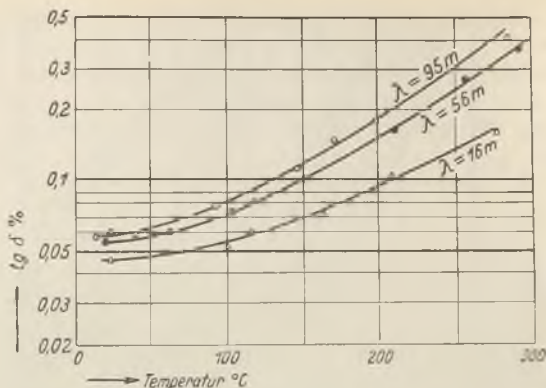


Abb. 115. Verlustfaktor von Calit in Abhängigkeit von der Temperatur für verschiedene Frequenzen.

5 cmkg/cm<sup>2</sup>. Elastizitätsmodul: 0,9 ... 1,1 · 10<sup>6</sup> kg/cm<sup>2</sup>. Härte nach Mohs: 7 ... 8. Lin. therm. Ausdehnungskoeffizient: 6,5 ... 9 · 10<sup>-6</sup> mm/m °C. Gewichtszunahme infolge Wasseraufnahme, wenn der Prüfling eine Stunde lang in Wasser von 50 at sich befindet, ist nicht nachweisbar. Der Erweichungspunkt liegt bei etwa 1400° C.

Frequenta und Calit finden im Kondensatorenbau weitgehende Verwendung.

### Gruppe III. Rutil-(Titanioxyd-) und magnesiumsilikathaltige Massen

#### Massen mit hohem Gehalt an Rutil

Titanioxyd TiO<sub>2</sub> kommt in drei mineralogischen Formen vor: Anatas, Brookit und Rutil.

Rutilkristalle sind einachsig. Die Dielektrizitätskonstante ist bei Rutil am größten. Sie beträgt in Richtung der Achse 173 und in Richtung senkrecht zur Achse 89. Pulverisiertes Rutil hat eine solche von 110. Diese Werte sind im Vergleich zur Dielektrizitätskonstanten der Aluminium- und Magnesiumsilikate (5 ... 6,5) außerordentlich hoch.

In keramischer Verarbeitung wird nun Rutil mit Zuschlagsstoffen, Magnesiumsilikaten, gemischt, die eine Dielektrizitätskonstante von etwa 5,5 haben. Die resultierende Dielektrizitätskonstante ist als Funktion des Rutilgehalts in Abb. 113 dargestellt. Man sieht, durch entsprechende Mischung läßt sich für einen technischen Werkstoff die Dielektrizitätskonstante zwischen 5 und 80 variieren. Eine höhere Dielektrizitätskonstante als 80 läßt sich nicht erreichen, da mindestens 10% Zuschläge bei keramischer Verarbeitung von Rutil erforderlich sind.

Der Temperaturkoeffizient der Dielektrizitätskonstanten bei rutilhaltigen Massen ist negativ im Gegensatz zu dem der anderen keramischen Werkstoffe. Die relative Änderung der Dielektrizitätskonstanten  $\Delta \epsilon / \epsilon$  bezogen auf eine Temperaturdifferenz von  $100^\circ\text{C}$  in Abhängigkeit vom Rutilgehalt, ist aus Abb. 116 zu entnehmen. Da der Temperaturkoeffizient der Zuschlagstoffe und der des Rutils entgegengesetztes Vorzeichen haben, kann ein günstigstes Mischungsverhältnis gefunden werden, bei dem infolge gegenseitiger Kompensation die Änderung der Dielektrizitätskonstanten mit der Temperatur sehr klein ist. Aus der Kurve der Abb. 116 entnimmt man, daß das der Fall ist bei einem keramischen Werkstoff mit 15...5% Rutilgehalt. Die Dielektrizitätskonstante beträgt bei diesem Rutilgehalt 8...16.

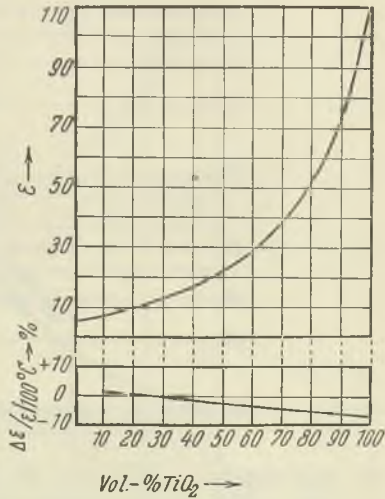


Abb. 116. Dielektrizitätskonstante und Temperaturkoeffizient derselben für Rutil-Magnesiumsilikatmischungen in Abhängigkeit vom Rutilgehalt (nach Soyck).

Keramische Stoffe mit hohem Rutilgehalt haben im Hochfrequenzgebiet einen größeren Verlustwinkel als die Magnesiumsilikate. Insbesondere ist auch die Temperaturabhängigkeit des Verlustwinkels stärker. Beispiele dafür sind die Werkstoffe Kerafar R (DK = 80) und Condensa C (DK = 80). Abb. 117 u. 118 zeigen den Temperaturgang des Verlustfaktors dieser Massen. Man vergleiche dazu die Kurven für Frequentia und Calit (Abb. 114 und 115). Ferner ist bei den Massen mit hohem Rutilgehalt auch der Frequenzgang des Verlustfaktors stark ausgeprägt. In Abb. 119 ist dieser für Kerafar R und in Abb. 120 für einen Röhrenkondensator aus Condensa C dargestellt.

### Massen mit Zusatz von Zirkondioxyd

Wird rutilhaltigen Massen ein Anteil Zirkondioxyd (ZrO<sub>2</sub>) mit einer Dielektrizitätskonstanten von 18 beigemischt, so ergibt sich naturgemäß eine Verminderung der Dielektrizitätskonstanten, aber gleichzeitig erzielt man eine Verbesserung hinsichtlich der Höhe und des Frequenz- und Temperaturganges des Verlustfaktors. Kerafar U ist ein nach diesem Prinzip aufgebauter Werkstoff. Die Temperaturgänge des Verlustfaktors von Kerafar R (ohne Zirkondioxyd) und

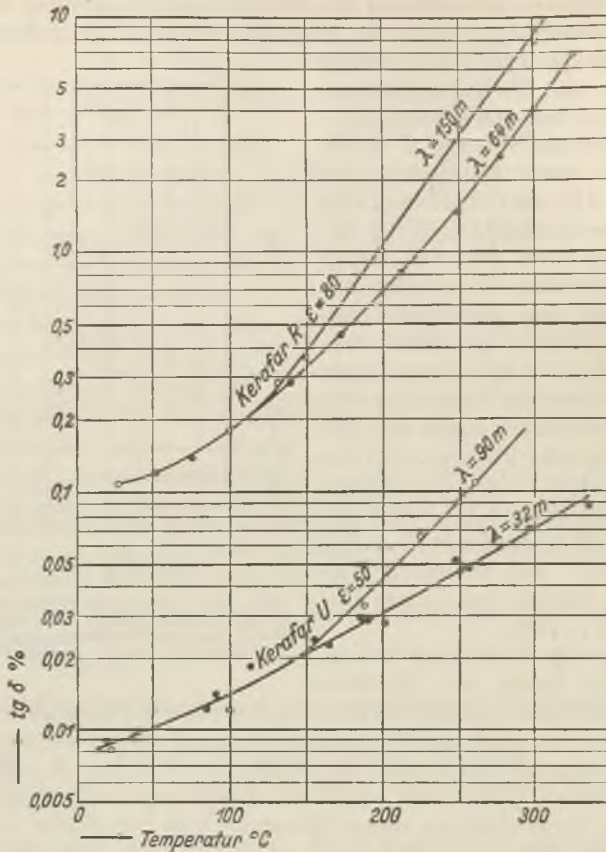


Abb. 117. Verlustfaktor von Kerafar R und Kerafar U in Abhängigkeit von der Temperatur für verschiedene Frequenzen.

Kerafar U werden in Abb. 118 verglichen, die Frequenzgänge in Abb. 119. Man sieht, daß durch die Beimengung von Zirkondioxyd im Gebiet von 800 Hz eine Verbesserung des Verlustfaktors auf etwa den 100sten Teil erreicht wurde.

Sonstige elektrische Eigenschaften der Werkstoffe der Gruppe III

Spezifischer Widerstand:  $10 \dots 25 \cdot 10^8 \text{ Ohm cm}$  bis  $200^{\circ}\text{C}$ .

Durchschlagsfestigkeit bei 50 Hz:  $10 \dots 20 \text{ kVmm}^{-1}$ .

Mechanische Eigenschaften:

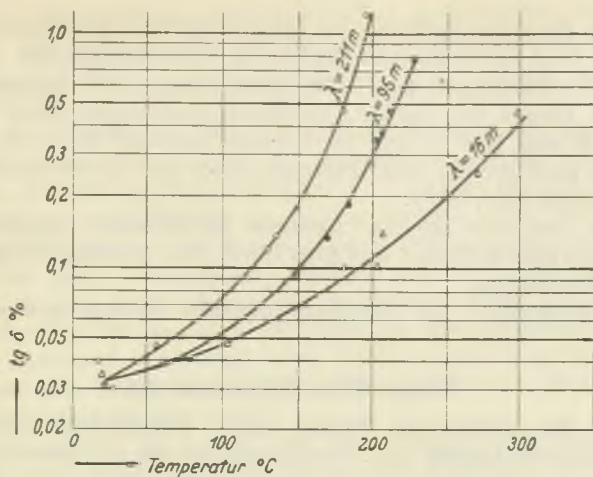


Abb. 118. Verlustfaktor von Condensa C in Abhängigkeit von der Temperatur für verschiedene Frequenzen.

Die Festigkeitseigenschaften sind um etwa 30...40% geringer als die von Frequenta und Calit. Elastizitätsmodul und Härte sind ungefähr genau so groß wie bei diesen Werkstoffen. Das gleiche gilt vom lin. therm. Ausdehnungskoeffizienten. Die Wasseraufnahme bei 50 at während einer Stunde ist ebenfalls unnachweisbar klein. Das spezifische Gewicht beträgt

$$3,6 \dots 3,9 \text{ g cm}^{-3}.$$

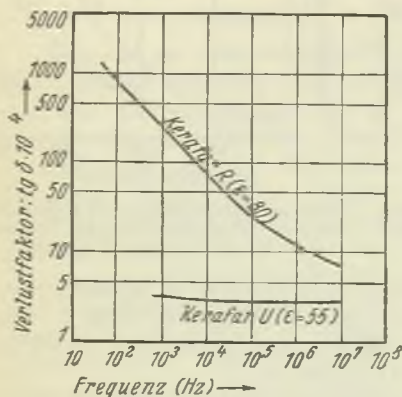


Abb. 119. Verlustfaktor von Kerafar R und Kerafar U in Abhängigkeit von der Frequenz (nach Soyck).

### Gruppe IV. Tonsubstanz- und specksteinhaltige Massen

Der keramische Versatz der Stoffe dieser Gruppe enthält folgende Bestandteile: Magnesiumoxyd ( $\text{MgO}$ ), Tonerde ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), Kieselsäure ( $\text{SiO}_2$ ) und Alkalimetalloxyde ( $\text{K}_2\text{O}$  bzw.  $\text{Na}_2\text{O}$ ).

Es ist den keramischen Werkstoffen, die aus einem Gemisch von tonerdehaltigen Massen und Magnesiumsilikaten bestehen, eigentümlich, daß der lineare thermische Ausdehnungskoeffizient kleiner ist

als der der Einzelbestandteile. Im kleinen thermischen Ausdehnungskoeffizient liegt die technische Bedeutung dieser Werkstoffe. Die Fabrikationsbezeichnungen der Stoffe dieser Gruppe sind Ardostan und Sipa. Der lineare thermische Ausdehnungskoeffizient dieser Massen zwischen 20 und 100° C liegt bei  $1,1 \cdot 10^{-6} \text{ mm m}^{-1} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ . Er ist nur doppelt so groß wie der von Quarzglas, aber nur  $\frac{1}{7}$  bis  $\frac{1}{8}$  von dem von Frequenta bzw. Calit.

Infolge des sehr kleinen linearen thermischen Ausdehnungskoeffizienten sind Ardostan und Sipa fähig, sehr schroffe Temperaturwechsel auszuhalten.

Der Verlustfaktor im Hochfrequenzgebiet beträgt  $\text{tg } \delta = 40 \dots 70 \cdot 10^{-4}$ .

### Gruppe IVa. Magnesiumoxyde

Reines Magnesiumoxyd (MgO), unter Umständen unter Beimengung anderer Oxyde, z. B. Berylliumoxyd ( $\text{Be}_2\text{O}_3$ ), läßt sich kera-

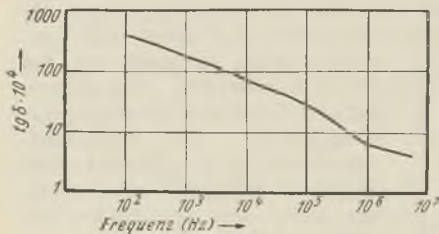


Abb. 120. Verlustfaktor eines Röhrenkondensators aus Condensa C in Abhängigkeit von der Frequenz.

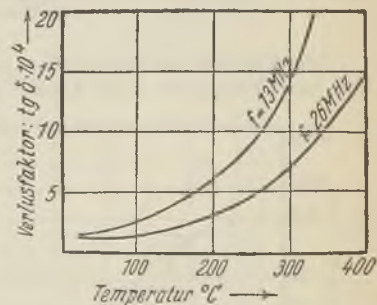


Abb. 121. Verlustfaktor von Magnesiumoxyd in Abhängigkeit von der Temperatur für verschiedene Frequenzen.

misch zu einem porösen, bearbeitbaren Werkstoff verarbeiten. Die Dielektrizitätskonstante hat einen mittleren Wert von etwa 5. Der Verlustfaktor bei Hochfrequenz und der Temperaturgang desselben ist gering wie aus Abb. 121 zu entnehmen ist.

Der Verlustfaktor bei Zimmertemperatur liegt bei  $\text{tg } \delta = 2 \cdot 10^{-4}$ . Diesen Wert erhält man durch Messung jedoch nur an sorgfältig getrockneten Proben, da diese Werkstoffe sehr hygroskopisch sind. Die mechanische Festigkeit ist bei diesen Werkstoffen naturgemäß erheblich geringer als bei den dicht gesinterten Massen.

Zu dieser Gruppe gehört auch der bearbeitbare Werkstoff Ergon. Ergon F hat eine Dielektrizitätskonstante von etwa 4,5 und einen Verlustfaktor von  $\text{tg } \delta = 2 \dots 3 \cdot 10^{-4}$  im getrockneten Zustand bei Hochfrequenz. Für Ergon G ergeben sich Werte von 2,7 für die



Dielektrizitätskonstante und  $\operatorname{tg} \delta = 5 \dots 8 \cdot 10^{-4}$  für den Verlustfaktor. Die Änderung der Dielektrizitätskonstanten mit der Temperatur beträgt  $\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} = +1,0 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ . Die spanabhebende Bearbeitung

erfolgt im allgemeinen mit Hartmetallwerkzeugen (Widiastahl). Die Schnittgeschwindigkeit und die Schnittwinkel sind ungefähr die gleichen wie bei der Eisenbearbeitung. In Ergon kann mit normalen Werkzeugen auch Gewinde geschnitten werden. Von der Herstellerfirma wird Ergon auch in imprägniertem Zustand geliefert. Die Tränkung mit einem organischen, feuchtigkeitabweisenden Stoff erhöht zwar etwas den Verlustfaktor gegenüber dem Wert, der für getrocknetes Material erhalten wird, erniedrigt ihn aber gegenüber dem Wert, der bei feuchter Luft erhalten wird. Die Imprägnierung soll grundsätzlich nach der Bearbeitung erfolgen, da dieselbe die Bearbeitbarkeit nicht unwesentlich herabsetzt.

Mechanische Eigenschaften von Ergon: Die Festigkeitseigenschaften sind erheblich geringer als die von Frequenta und Calit. Ihre Werte erreichen höchstens den dritten oder vierten Teil der dort angegebenen. Lin. therm. Ausdehnungskoeffizient:  $9,0 \dots 9,5 \cdot 10^{-6} \text{ mm/m } ^\circ\text{C}$ . Spez. Gewicht  $3,6 \text{ g/cm}^3$ ; Raumgewicht  $2,04 \text{ g/cm}^3$ . Die Wasseraufnahme ist beträchtlich. Sie beträgt bei 1 at etwa 20% Gewichtszunahme.

#### Gruppe IV b. Magnesiumtitanate

Während die unter Gruppe III besprochenen rutilhaltigen Massen physikalische Gemenge verschiedener Bestandteile sind, handelt es sich bei den Werkstoffen dieser Gruppe um einheitlich aus Titanverbindungen, nämlich Erdalkalititanaten, insbesondere Magnesiumtitanaten ( $2 \text{ MgO} \cdot \text{TiO}_2$ ) aufgebaute Massen. Sie sind frei von Magnesium-Aluminiumsilikaten und trotzdem verhältnismäßig gut keramisch bearbeitbar (Trockenpreßverfahren). Die Dielektrizitätskonstante der Magnesiumtitanate beträgt maximal 18. Die Änderung der Dielektrizitätskonstante beträgt etwa  $0,3 \cdot 10^{-4}$  pro  $1^\circ\text{C}$  Temperaturanstieg.

Die Werkstoffe dieser Gruppe haben die Fabrikationsbezeichnungen Diakond, Tempa S und Tempa N. Diakond hat eine Dielektrizitätskonstante von 15,5. Die Temperaturabhängigkeit derselben ist gering, wie aus Abb. 122 zu entnehmen ist. Die Dielektrizitätskonstante von

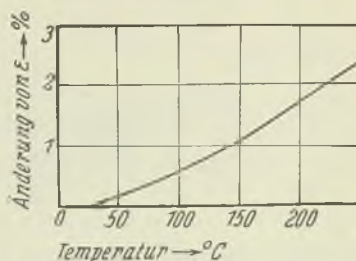


Abb. 122. Zunahme der Dielektrizitätskonstanten von Diakond mit der Temperatur.

Tempa S beträgt 14, die von Tempa N 12,5. Im Mittel ergeben sich für den Temperaturkoeffizienten dieser Werkstoffe zwischen 20 und 100° C folgende Werte: Für Diakond  $\Delta\varepsilon/\varepsilon = +0,5 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ , für Tempa S  $\Delta\varepsilon/\varepsilon = +0,3 \dots 0,5 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ , für Tempa N  $\Delta\varepsilon/\varepsilon = -0,2 \dots$

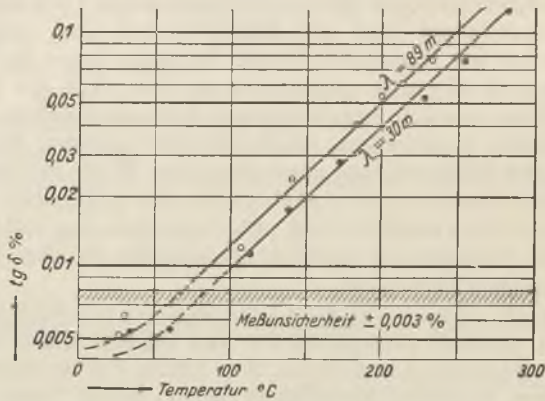


Abb. 123. Verlustfaktor von Diakond in Abhängigkeit von der Temperatur für verschiedene Frequenzen.

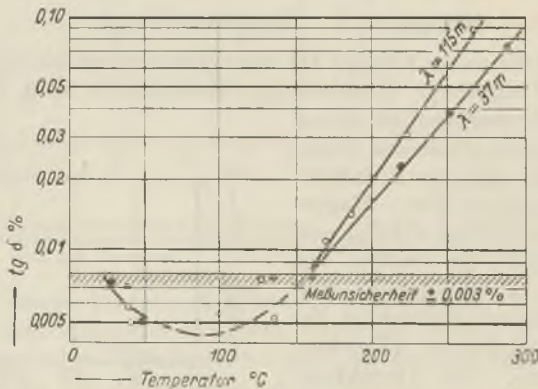


Abb. 124. Verlustfaktor von Tempa S in Abhängigkeit von der Temperatur für verschiedene Frequenzen.

$-0,4 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ . Zum Vergleich sei der Temperaturkoeffizient für Frequenta und Calit mit  $\Delta\varepsilon/\varepsilon = +1,2 \dots 1,6 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$  angegeben.

Der Verlustfaktor ist für Diakond (Abb. 123) und Tempa S (Abb. 124) im Hochfrequenzgebiet äußerst gering. Er beträgt bei Frequenzen von 300 kHz  $\dots$  50 MHz ungefähr  $\text{tg } \delta = 0,5 \dots 1,0 \cdot 10^{-4}$ . Wegen der Temperaturkonstanz der Dielektrizitätskonstanten ist die Kapazitäts-

konstanz von Kondensatoren, die Werkstoffe dieser Gruppe als Dielektrikum haben, außerordentlich groß. Dazu kommt noch, daß die Erwärmung derartiger Kondensatoren infolge des sehr kleinen Verlustfaktors sowieso in den meisten Fällen sehr geringfügig ist. Die Festigkeitseigenschaften bei den Magnesiumtitanaten sind ungefähr die gleichen wie bei den Werkstoffen der Gruppe III.

## Kapitel 6

### Glas, Quarz, Glimmer

#### Glas

Unter Glas versteht man anorganische Stoffe, die im Zustand der sogenannten „unterkühlten Flüssigkeiten“ erstarrt sind; d. h. die Moleküle haben sich beim Erkalten nicht in den idealregelmäßigen Zustand eines Kristallaufbaues geordnet, sondern sind in der unregelmäßigen Anordnung, die im flüssigen Zustand vorliegt, verblieben. Die Leitfähigkeit bei Glas hat dementsprechend auch elektrolytischen Charakter.

Die wichtigsten glasbildenden Stoffe sind: Gruppe I:

1. Gebrannter Kalk  $\text{CaO}$ , 2. Bariumoxyd  $\text{BaO}$ , 3. Borsäure, Borax  $\text{B}_2\text{O}_3$ , 4. Bleiglätte  $\text{PbO}$ , 5. Eisenoxyd (Roteisenstein)  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ , 6. Magnesiumoxyd, gebrannte Magnesia  $\text{MgO}$ , 7. Zinkoxyd, Zinkweiß  $\text{ZnO}$ , 8. Kieselsäure, Quarz  $\text{SiO}_2$ .

#### Gruppe II:

1. Aluminiumoxyd (Tonerde)  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , 2. Alkalimetalloxyd: Kaliumoxyd  $\text{K}_2\text{O}$ , 3. Alkalimetalloxyd: Natriumoxyd  $\text{Na}_2\text{O}$ .

Technische Gläser werden in den verschiedensten Zusammensetzungen aus diesen Bestandteilen gebildet.

Der spezifische Widerstand eines Glases hängt stark von der Zusammensetzung ab. Die Aufzählung der Glasbildner in obiger Zusammenstellung geschah in Gruppe I in der Reihenfolge, in der hoher Anteil an dem betreffenden Stoff den spezifischen Widerstand steigert, in Gruppe II in der Reihenfolge, in der hoher Anteil den spezifischen Widerstand herabsetzt (nach M. Fulda). Als praktische Beispiele für diesen Sachverhalt zeigen die Abb. 125 u. 126 den spezifischen Widerstand von Gläsern als Funktion der Zusammensetzung.

Der spezifische Widerstand von Glas ist stark temperaturabhängig. Die Abhängigkeit wird beschrieben durch das Gesetz von Rasch und Hinrichsen:

$$\log \rho = A \frac{1}{T} + B,$$

wobei bedeuten:

$\rho$  Ohm cm = spezifischer Widerstand,  
 $T$  = absolute Temperatur =  $t + 273,16$ ,  
 $t$  (°C) = Temperatur.

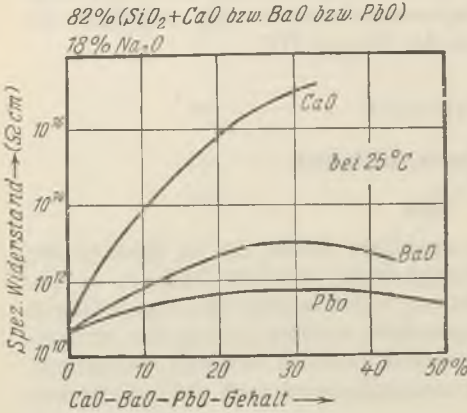


Abb. 125. Spezifischer Widerstand von Glas in Abhängigkeit vom Gehalt an Kalk, Bariumoxyd bzw. Bleiglätte (nach Fulda).

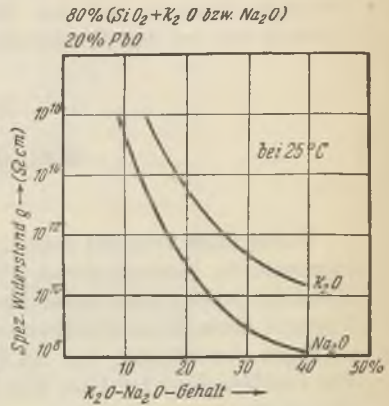


Abb. 126. Spezifischer Widerstand von Glas in Abhängigkeit vom Gehalt an Kaliumoxyd bzw. Natriumoxyd (nach Fulda).

A und B sind Materialkonstanten. Als Beispiel für besonders gute Erfüllung dieses Gesetzes ist in Abb. 127 der Temperaturgang des spezifischen Widerstandes für ein Thüringer Glas wiedergegeben (nach M. Fulda).

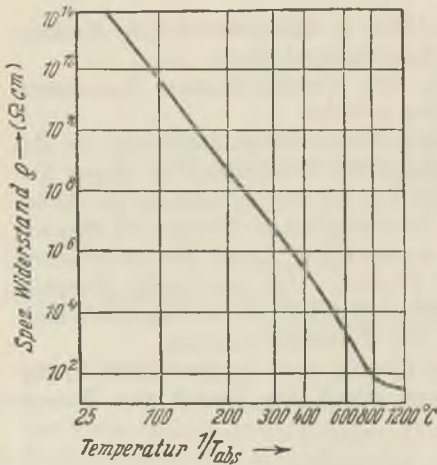


Abb. 127. Spezifischer Widerstand eines Thüringer Glases in Abhängigkeit von der Temperatur (nach Fulda).

Hinsichtlich des Einflusses der Zusammensetzung auf den Verlustfaktor bei Hochfrequenz ist zu sagen, daß ein zu hoher Gehalt an Oxyden der Alkalimetalle (Na<sub>2</sub>O, K<sub>2</sub>O) und Tonerde (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) den Verlustfaktor erhöht, während Gehalt an Schwermetallen in Form von PbO und Sb<sub>2</sub>O<sub>3</sub> im allgemeinen den Verlustfaktor verringert. Als bestätigende Beispiele dafür enthält Tab. 1 die Zusammensetzung von 3 Gläsern und Tab. 2 die zugehörigen Verlustfaktoren

im Hochfrequenzgebiet von 1 . . . 20 MHz. Die Frequenzabhängigkeit des Verlustfaktors ist im hochfrequenten Bereich und bei 20°C im allgemeinen äußerst geringfügig, stark ausgeprägt dagegen bei höheren Temperaturen, wie Tab. 2 erkennen läßt. Das hängt damit zusammen, daß

Tabelle 1  
Zusammensetzung von Gläsern

	über 10 %	unter 10 %	Dielektrizitätskonst.
Glas Nr. 1	SiO <sub>2</sub> , B <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , ZnO	Na <sub>2</sub> O, K <sub>2</sub> O, Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , CaO	6,7
Glas Nr. 2	SiO <sub>2</sub>	Na <sub>2</sub> O, Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , B <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , BaO, MgO, As <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	5,7
Glas Nr. 3	SiO <sub>2</sub> , B <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	PbO, Sb <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , Na <sub>2</sub> O, K <sub>2</sub> O, As <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	4,7

Tabelle 2  
Verlustfaktor von Gläsern  $\text{tg } \delta \cdot 10^4$

	Temper. in °C	Frequenz			
		1 MHz	3 MHz	10 MHz	20 MHz
Glas Nr. 1	25	68	68	68	68
	100	160	145	125	110
	200	650	480	400	280
	300	—	1200	800	480
Glas Nr. 2	25	16 . . . 18	16 . . . 18	16 . . . 18	16 . . . 18
	100	25	24,8	24	24
	200	60	51	48	40
	300	210	145	120	85
Glas Nr. 3	25	70 . . . 72	70 . . . 72	70 . . . 72	70 . . . 72
	100	130	120	112	106
	200	440	380	310	230
	300	1600	1200	850	550

mit steigender Temperatur der wachsende Leitwert des Glases — im Ersatzschema (vgl. S. 50) als frequenzunabhängiger Parallelwiderstand dargestellt — hauptsächlich für den Verlustfaktor maßgebend ist. Bei Gläsern wie auch bei keramischen Materialien fällt somit der

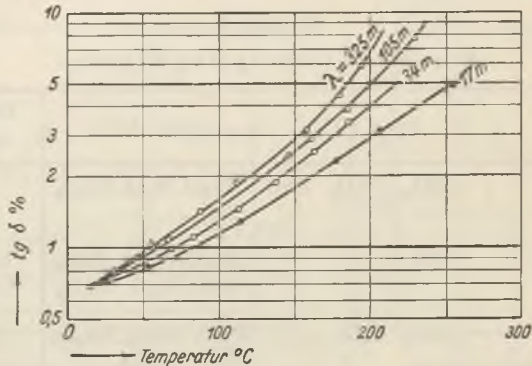


Abb. 128. Verlustfaktor von Glas 1 in Abhängigkeit von der Temperatur für verschiedene Frequenzen.

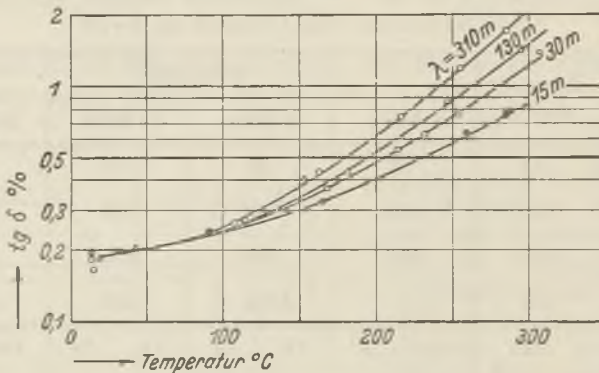


Abb. 129. Verlustfaktor von Glas 2 in Abhängigkeit von der Temperatur für verschiedene Frequenzen.

Verlustfaktor bei höheren Temperaturen mit wachsender Frequenz. Der Anstieg des Verlustfaktors mit der Temperatur ist erheblich und erfolgt bei vielen Glassorten nach einem fast logarithmischen Gesetz (Abb. 128, 129, 130).

Der wahre spezifische Widerstand und Verlustfaktor ist bei Gläsern erst zu messen, nachdem die Proben längere Zeit in einem Ofen getrocknet worden sind, denn auf der Oberfläche von Glas bildet sich in der Atmosphäre eine leitende Schicht, die sog. Wasserhaut, die die

Meßergebnisse um mehrere 100% schwanken läßt. Die Neigung zur Wasserhautbildung ist abhängig von der Zusammensetzung. Im allgemeinen wirkt hoher Gehalt an Oxyden der Alkalimetalle stark wasserhautbildend. Die Wasserhautbildung wird verringert durch

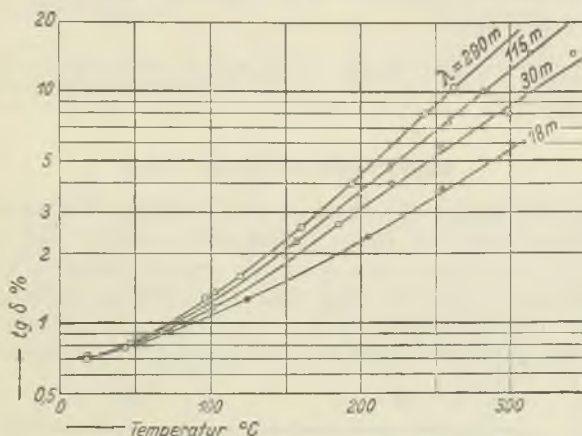


Abb. 130 Verlustfaktor von Glas 3 in Abhängigkeit von der Temperatur für verschiedene Frequenzen.

höheren Gehalt an folgenden Glasbildnern (nach M. Fulda):  $\text{CaO}$ ,  $\text{B}_2\text{O}_3$ ,  $\text{BaO}$ ,  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ,  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ,  $\text{MgO}$ ,  $\text{ZnO}$ ,  $\text{PbO}$ ,  $\text{SiO}_2$ .

Die Reihenfolge gibt an, in welchem Grade die Stoffe günstig auf die Verhinderung der Wasserhautbildung einwirken. Den Einfluß der Wasserhaut auf den spezifischen Widerstand ersieht man aus den Kurven der Abb. 131 (nach G. Gehlhoff).

Die Dielektrizitätskonstante der Gläser liegt zwischen 4,7 bis 8, bei Sondergläsern (Bleisilikate) steigt sie bis zu dem Wert 16. Eine Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstanten ist im allgemeinen nicht vorhanden. Die Temperaturabhängigkeit der Dielektrizitätskonstanten ist bei niedrigen Temperaturen geringfügig, bei hohen Temperaturen ist sie bei manchen Gläsern erheblich (Abb. 132).

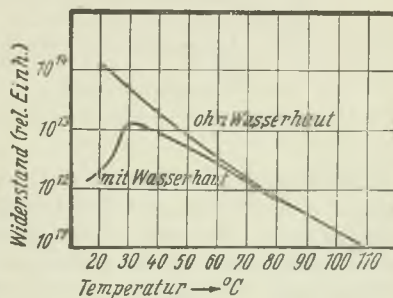
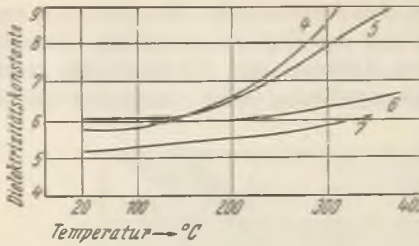


Abb. 131. Der Einfluß der Wasserhaut auf den spezifischen Widerstand von Glas (nach Gehlhoff).



- Glas Nr. 4.  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{Na}_2\text{O} > 10\%$ ;  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ,  $\text{K}_2\text{O}$ ,  $\text{BaO}$ ,  $\text{CaO}$ ,  $\text{MgO} < 10\%$   
 Glas Nr. 5.  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{Na}_2\text{O} > 10\%$ ;  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ,  $\text{K}_2\text{O}$ ,  $\text{CaO}$ ,  $\text{CeO}_2 < 10\%$   
 Glas Nr. 6.  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{K}_2\text{O}$ ,  $\text{PbO} > 10\%$ ;  $\text{CaO}$ ,  $\text{Na}_2\text{O} < 10\%$   
 Glas Nr. 7.  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{B}_2\text{O}_3 > 10\%$ ;  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ,  $\text{Na}_2\text{O}$ ,  $\text{K}_2\text{O}$ ,  $\text{BaO}$ ,  $\text{CaO} < 10\%$

Abb. 132. Temperaturabhängigkeit der Dielektrizitätskonstanten von Glas.

### Kieselsäureglas (Quarz $\text{SiO}_2$ )

Ein im Kondensatorbau früher sehr wichtiger Werkstoff ist das Kieselsäureglas oder der Quarz (Meßkondensatoren). Für technische Zwecke wird natürlich vorkommender reiner Quarz (Bergkristall) bzw. Quarzsand (99,7%  $\text{SiO}_2$ ) umgeschmolzen in Quarzglas bzw. Quarzglas. Das Quarzglas ist frei von Poren und glasklar durchsichtig. Das Quarzglas ist undurchsichtig infolge von eingeschlossenen

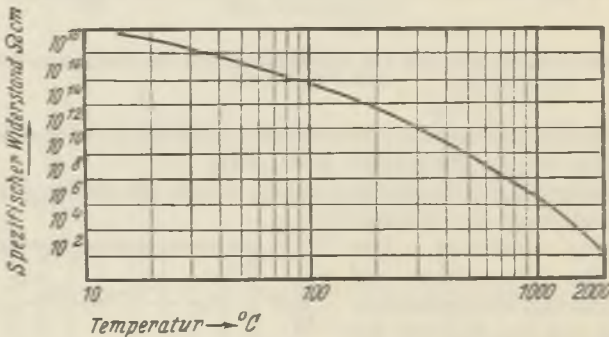


Abb. 133. Spezifischer Widerstand von Quarzglas in Abhängigkeit von der Temperatur.

kleinen evakuierten Hohlräumen, die sich beim Abkühlen von Siliziumdampf insbesondere auf der Oberfläche bildeten. Handelsname für Quarzglas ist „Vitreosil“. In der Reihe der Glasbildner (siehe Seite 121) nimmt  $\text{SiO}_2$  hinsichtlich günstigen Einflusses auf hohen spezifischen Widerstand und hohen Oberflächenwiderstand (geringe Wasserhautbildung) den wertvollsten Platz ein. Der spezifischen Widerstand von Quarzglas ist dementsprechend sehr hoch (Abb. 133).

Der Oberflächenwiderstand nimmt ebenfalls sehr hohe Werte an. Er ist bei niedrigem Feuchtigkeitsgehalt der Luft ungefähr doppelt so groß wie bei Porzellan, bei einem relativen Feuchtigkeitsgehalt von 90% übertrifft er den von Porzellan um mehrere Zehnerpotenzen.



Der Verlustfaktor von Quarzglas bzw. Quarzglas bei Hochfrequenz ist sehr gering, allerdings größer als der der neuesten keramischen Werkstoffe wie Tempa und Diakond. Er beträgt im Frequenzgebiet von 300 kHz bis 10 MHz für bestes Quarzglas  $\text{tg } \delta = 1,0 \cdot 10^{-4} \dots 1,7 \cdot 10^{-4}$ , für bestes Quarzglas  $\text{tg } \delta = 5,0 \cdot 10^{-4} \dots 5,8 \cdot 10^{-4}$ . Die Frequenzabhängigkeit des Verlustfaktors ist gering. Die Dielektrizitätskonstante hat einen Wert von 4,2 für Quarzglas und einen Wert von 3,9 für Quarzglas. Der Temperaturkoeffizient der Dielektrizitätskonstanten beträgt  $+ 0,002 \dots + 0,004$  je  $1^\circ \text{C}$ .

### Glimmer

Glimmer wird heute im Kondensatorbau der Fernmeldetechnik vielseitig angewandt (geschichtete Glimmerkondensatoren, Rollglimmerkondensatoren).

Der in der Elektrotechnik verwandte Glimmer wird hauptsächlich aus Ostindien, USA., Kanada, Brasilien, Argentinien und Rußland bezogen.

Der Glimmer kristallisiert in sehr dünnen ebenen Tafeln und ist längs der Tafelflächen beinahe beliebig oft spaltbar. Es gibt drei Arten von Glimmer:

1. Der Muskowit (Kaliglimmer) ist ein Kalium-Aluminium-Hydrosilikat ( $\text{K}_2\text{O} \cdot 3\text{Al}_2\text{O}_3 \cdot 6\text{SiO}_2 \cdot 2\text{H}_2\text{O}$ ). Dieser wird in Deutschland am meisten verwendet. Er ist farblos mit leichter Beimischung von rötlichem, weißem, grünem oder braunem Farbton. Oft bemerkt man rötliche oder schwarze Flecken. Der Kalzinierungspunkt liegt bei  $600^\circ \text{C} \dots 800^\circ \text{C}$ .

2. Der Phlogopit (Amber) ist ein Kalium-Magnesium-Aluminium-(Eisen)-Doppelsilikat ( $\text{K}_2\text{O} \cdot 3\text{Al}_2\text{O}_3 \cdot 12\text{MgO} \cdot 12\text{SiO}_2 \cdot 2\text{H}_2\text{O}$ ). Er ist weicher als der Muskowit. Seine Farbe ist bernsteingelb bis bernsteinrötlich. Er hat höhere Temperaturbeständigkeit als die anderen Glimmersorten: Kalzinierungspunkt bei  $900 \dots 1000^\circ \text{C}$ .

3. Der Biotit ist ein Magnesiaeisenglimmer. Die Zusammensetzung ist sehr kompliziert. Seine Farbe ist schwarz bis dunkelgrau. Er spielt in der Elektrotechnik keine Rolle.

Der Temperaturbeständigkeit von Glimmer ist eine Grenze gesetzt durch den Kalzinierungspunkt. Bei dieser Temperatur wird das Kristallwasser frei, der Glimmer trübt sich, er wird brüchig und zerbrechlich. Die Wärmeausdehnung von Glimmer ist relativ gering; daher große Unempfindlichkeit gegen schroffen Temperaturwechsel.

Der lineare Wärmeausdehnungskoeffizient beträgt etwa  $3 \cdot 10^{-6} \text{ mm m}^{-1} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ . Das spezifische Gewicht von Glimmer schwankt zwischen 2,7 und  $3,1 \text{ g cm}^{-3}$ . Für seine Härte wird 2,1  $\dots$  2,5 nach Mohs angegeben.

Für die Verwendung im Kondensatorbau der Fernmeldetechnik kommt nur Glimmer von großer Reinheit in Frage. Meist wird vollkommen farblos und fleckenfreier Kaliglimmer mit einer in dickeren Schichten nur schwach hellrosafarbenen Tönung verwendet. Die Mindeststärke der abspaltbaren Plättchen liegt in der Größenordnung von 0,005 mm. Soll die Kondensatorbelegung, wie es sehr oft geschieht, als Gold-, Silber- (oder Platin-Niederschlag aufgebrannt werden, so muß bei der Auswahl des Glimmers auf Wärmebeständigkeit (Kalzinierungspunkt!) besonders geachtet werden. Gold, Silber oder Platin sind in Ölen kolloidal gelöst (Gold-, Silber- oder Platindekor). Diese Lösung wird auf die Glimmerplättchen aufgebracht. Bei einer Erwärmung auf 500 ... 600° C verdampfen die Öle und es bleibt eine fest haftende Schicht des Metalls zurück. Diese Art der Herstellung von Kondensatorbelegungen hat großen Vorteil gegenüber der früher üblichen Methode des Aufkaschierens mittels Paraffin. In

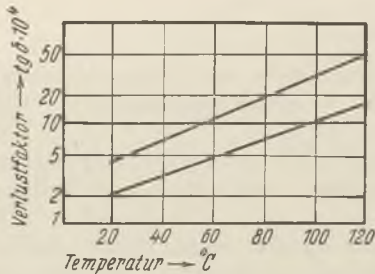


Abb. 134. Verlustfaktor zweier Glimmersorten in Abhängigkeit von der Temperatur.

weniger starkem Maße als bei Glas bildet sich auch bei Glimmer eine dünne Schicht von Feuchtigkeitsniederschlag, die die Oberflächenleitfähigkeit erhöhen kann.

Die Dielektrizitätskonstante von Glimmer beträgt etwa 7.

Der Temperaturkoeffizient derselben beträgt  $\Delta \epsilon = + 0,006 \dots + 0,1$  je 1° C.

Der Verlustfaktor ist im Gebiet von 0,3 ... 50 MHz fast frequenzunabhängig mit einem Wert von  $\text{tg } \delta = 1,7 \cdot 10^{-4}$ , sofern bester Kaliglimmer verwendet wird. Die Temperaturabhängigkeit des Verlustfaktors bei zwei Glimmersorten zeigt Abb. 134.

### Mikanit, Mycalex

Mikanit entsteht, indem feinstgespaltenener Glimmer mit Schellack oder Geaphtallack (einem Kondensationsprodukt aus Glycerin und Phthalsäureanhydrit) als Bindemittel unter Hitze zu Platten, Rohren oder Formstücken gepreßt wird.

Wichtiger für die Fernmeldetechnik ist der glimmerhaltige Preßstoff Mycalex. Dieser entsteht auf folgende Weise: Pulverisiertes Glas und pulverisierter Glimmer werden gemischt. Das Gemenge wird bei einer Temperatur, die höher liegt als die Sinterungstemperatur des Glases (700° C) in Formen gepreßt. Trotz der Härte (3 ... 4 nach

Mohs) ist der Werkstoff bearbeitbar (Widiametall). Beim Preßvorgang können Metallteile miteingepreßt werden, wofür Abb. 135 einige Beispiele zeigt. Die geringste Wandstärke, mit der sich der Werkstoff noch pressen läßt, beträgt 2 mm.

Für den Oberflächenwiderstand nach 24stündiger Lagerung des Probekörpers in Wasser wird die VDE-Vergleichszahl 4 angegeben. Die Dielektrizitätskonstante beträgt 8, der Verlustfaktor im Hochfrequenzgebiet

$$\operatorname{tg} \delta = 15 \dots 20 \cdot 10^{-4}.$$

Die Durchschlagsfestigkeit ist  $15 \text{ kV mm}^{-1}$ .

Die mechanischen Festigkeitseigenschaften sind sehr gut: Druckfestigkeit:  $1200 \dots 3900 \text{ kg cm}^{-2}$ , Zugfestigkeit:  $600 \dots 700 \text{ kg cm}^{-2}$ .

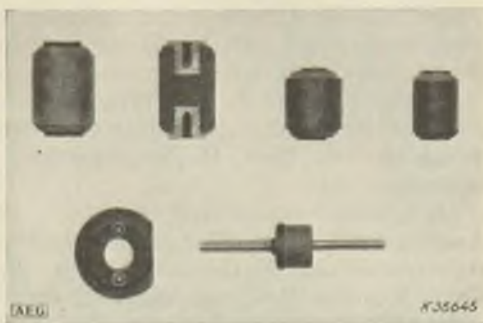


Abb. 135. Mycalex-Stücke mit eingepreßten Metallteilen (Werkphoto AEG.).

## Kapitel 7

### Organische Kunststoffe

#### Allgemeines

Es gibt zwei Gruppen von Kunststoffen, die nichthärtbaren (thermoplastischen) und die härtbaren Massen.

Die nichthärtbaren Massen sind im warmen Zustand plastisch. Durch einen Preß-, Zieh- oder Spritzvorgang werden sie in die gewünschte Form gebracht. Bei dem Erwärmen während dieses Arbeitsprozesses und dem darauffolgenden Wiedererkalten findet keine wesentliche chemische Veränderung im Werkstoff statt. Diese Stoffe haben den Vorteil, daß die in der Fabrikation übrigbleibenden Abfälle in der Regel immer wieder verarbeitet werden können. Zu den nichthärtbaren Massen gehören folgende Massen: a) Zellulosemassen, Zellosederivatmassen, b) Polymerisate wie Polyakrylsäureester, Polivinylmassen, c) Mischpolymerisate.

Die härtbaren Massen verlieren unter der Einwirkung der Verarbeitungstemperatur und der Verdichtung durch den beim Preßvorgang ausgeübten Druck ihre ursprünglichen plastischen Eigen-

schaften, sie erhärten zu formfesten Körpern. Die dabei vor sich gehenden physikalischen Veränderungen machen eine weitere spanlose Formgebung unmöglich. Die Massen gehen durch diesen Härtingsprozeß in einen unlöslichen und unschmelzbaren Zustand über. Wiederverarbeitung von Abfällen ist daher nicht möglich. Zu den Stoffen dieser Gruppe gehören: a) Phenoplaste und b) Aminoplaste.

Hinsichtlich der Herstellungsart kann man bei den synthetisch gewonnenen organischen Kunststoffen zwei Gruppen unterscheiden: Kondensations- (bzw. Polykondensations-) Produkte und Polymerisationsprodukte.

Kondensationsprodukte entstehen, wenn sich niedermolekulare Ausgangsstoffe unter gleichzeitiger Ausscheidung von Nebenprodukten (Gasentwicklung, Wasserausscheidung) chemisch vereinigen. Aus den durch Kondensation gewonnenen Stoffen können die Ausgangsstoffe meist nicht wieder abgetrennt werden. Entsteht die höhere molekulare Verbindung stufenweise, so liegt Polykondensation vor.

Polymerisationsprodukte entstehen, wenn Moleküle einer ungesättigten Verbindung — sog. Monomere — aktiviert werden, so daß sich in einer immer fortschreitenden Reaktion die einzelnen Grundmoleküle in einer Art Verkettung zu einem polymeren Molekül aneinanderreihen. Das Kettenwachstum wird durch Licht, Wärme oder besondere Katalysatoren angeregt und schreitet so lange fort, bis es durch eine Nebenreaktion abgebrochen wird. Die Moleküle von Polymerisationsprodukten sind aus Tausenden bis zu Millionen von Atomen aufgebaut. Als Beispiel für ein polymeres Molekül ist in Abb. 137 die zickzackförmige Kohlenwasserstoffkette des Polystyrols angegeben. Die Abb. 136 (S. 134) zeigt auch den Aufbau des Grundmoleküls dieses Polymerisationsproduktes, nämlich das aus der Vinylgruppe und dem Benzolring bestehende Molekül des Styrols. Im polymeren Molekül können bis zu 6000 Grundmoleküle zur Kette aneinandergereiht sein. Ein solches Molekül hat eine Länge von etwa 0,001 mm, während seine Breite nur etwa 0,0000001 mm beträgt. Ein derartiges Molekül ist als ein fadenförmiges Gebilde anzusehen.

## 1. Gruppe der nichthärtbaren (thermoplastischen) Massen

### a) Zellulose und Zellulosederivatmassen

#### Zellulose (Zellstoff)

Reine Zellulose (Zellstoff) ist ein Kohlehydrat von der Formel  $(C_6H_{10}O_5)_n$ . Die Farbe ist weiß. Zellulose kristallisiert nicht. Sie ist sehr hygroskopisch, getrocknet aber ein guter Isolator. Hergestellt wird Zellulose aus Holz, Stroh und ähnlichen organischen Stoffen. Je nach der Behandlung dieser Ausgangsstoffe unterscheidet man:

a) Natron- und Sulfatzellstoff. Der Ausgangsstoff wird alkalisch behandelt (Natronlauge); b) Sulfitzellstoff. Er wird aus dem Ausgangsstoff durch sauren Aufschluß mit Kalziumbisulfid oder Magnesiumbisulfid gewonnen. Der so gewonnene Zellstoff wird dann noch mittels Chlor, Kalziumhydrochlorit (Chlorkalk) und Natriumhypochlorid gebleicht. Zellstoff ist in Wasser und Alkohol nicht löslich. Zellstoff ist der wichtigste Bestandteil von Papier, das im Kondensatorbau als Dielektrikum und als Isolator eine wichtige Rolle spielt.

Die im folgenden angegebenen Zellosederivatmassen haben als Dielektrika im Kondensatorbau kaum eine Bedeutung, wohl aber als Werkstoffe für Zubehöriteile (z. B. Gehäuse, Skalen, Skalenknöpfe, Isolierteile, die in keinem nennenswerten elektrischen Feld liegen).

### Nitrozellulose (Trolit F)

Nitrozellulose wird durch Behandlung von Zellulose mit einem Gemisch von Schwefelsäure-Salpetersäure hergestellt. Im trockenen Zustand ist Nitrozellulose ein stark explosiver Stoff. Diese Eigenschaft kann durch Zusätze beseitigt werden, so daß ein für die Herstellung plastischer Massen geeigneter Stoff entsteht. Nitrozellulose mit Gips gemischt ergibt den Preßstoff Trolit F.

Elektrische Eigenschaften: Oberflächenwiderstand nach 24stündiger Lagerung in Wasser: VDE-Vergleichszahl 4...5, Verlustfaktor:  $\text{tg } \delta = 300 \dots 350 \cdot 10^{-4}$  bei  $800 \dots 10^6$  Hz, Dielektrizitätskonstante: 5,0...5,9, Durchschlagsfestigkeit:  $450 \text{ kV cm}^{-1}$ .

Spezifisches Gewicht:  $1,5 \text{ g cm}^{-3}$ , Wärmefestigkeit nach Martens:  $40^\circ \text{ C}$ .

### Zelluloid

Zelluloid entsteht durch Mischung von Nitrozellulose mit Kampfer in alkoholischer Lösung. Nach dem Kneten wird die Masse auf warmen Walzen zu Fellen ausgewalzt, wobei der Alkohol entweicht. Die Felle werden geschichtet und unter Druck und Hitze miteinander verbunden. Der Stoff ist leicht entzündlich.

Elektrische Eigenschaften: Spezifischer Widerstand nach VDE 0305:  $2 \cdot 10^9 \dots 150 \cdot 10^9 \text{ Ohm cm}$  je nach dem Trocknungszustand, Oberflächenwiderstand VDE-Vergleichszahl: 4...5 (der hohe Wert gilt nur für den getrockneten Zustand), Verlustfaktor: bei 800 Hz  $\text{tg } \delta = 250 \cdot 10^{-4}$  bei normaler Luftfeuchtigkeit,  $\text{tg } \delta = 20 \cdot 10^{-4}$  nach Trocknung bei  $80^\circ \text{ C}$ . Dielektrizitätskonstante: 2,9 (getrocknetes Material), 6,7 (4 Tage über Wasser gelagert), 5,9 (bei normaler Luftfeuchtigkeit), Durchschlagsfestigkeit:  $300 \text{ kV cm}^{-1}$ .

Spezifisches Gewicht  $1,369 \text{ g cm}^{-3}$ , Wärmefestigkeit nach Martens  $40^\circ \text{ C}$ .

## Azetylzellulose (Trolit W)

Dieser Werkstoff wird durch Behandlung von Zellulose mit Essigsäureanhydrid und Essigsäure gewonnen. Azetylzellulose ist schwer brennbar. In reiner Form eignet sie sich nicht zur plastischen Formgebung, da Zersetzungstemperatur und Erweichungstemperatur wenig voneinander verschieden sind. Daher wird Azetylzellulose mit plastifizierenden Massen gemischt. So entsteht der Werkstoff Trolit W.

Elektrische Eigenschaften: Spezifischer Widerstand:  $40 \dots 650 \cdot 10^9$  Ohm cm je nach dem Grade der Trocknung, Oberflächenwiderstand: VDE-Vergleichszahl  $4 \dots 5$ , Verlustwinkel  $\operatorname{tg} \delta = 230, \cdot 10^{-4} \dots 380 \cdot 10^{-4}$  bei  $800 \dots 10^6$  Hz, Dielektrizitätskonstante: 4,3, Durchschlagsfestigkeit:  $450 \text{ kV cm}^{-1}$ .

Spezifisches Gewicht:  $1,35 \text{ g cm}^{-3}$ , Wärmefestigkeit nach Martens:  $40^\circ \text{C}$ .

Durch Aufbereitung von Azetylzellulose mit einem Benzol-Alkohol-Gemisch als Lösungs- und Gelatinierungsmittel entsteht der technische Werkstoff Cellon, der in Tafeln, Stäben und Rohren verarbeitet wird.

Elektrische Eigenschaften: Spezifischer Widerstand:  $4 \cdot 10^9 \dots 3 \cdot 10^{12}$  Ohm cm je nach dem Grade der Trocknung, Oberflächenwiderstand: VDE-Vergleichszahl  $3 \dots 5$  je nach dem Grade der Trocknung, Verlustfaktor:  $\operatorname{tg} \delta = 200 \dots 1200 \cdot 10^{-4}$  bei 800 Hz, Dielektrizitätskonstante:  $2,5 \dots 9,0$  je nach dem Grade der Trocknung, bei normaler Luftfeuchtigkeit 6,9, Durchschlagsfestigkeit:  $300 \text{ kV cm}^{-1}$ .

Spezifisches Gewicht:  $1,3 \text{ g cm}^{-3}$ , Wärmefestigkeit nach Martens:  $35^\circ \text{C}$ .

Hierher gehören auch die Triazetatfolien, die in Dicken von  $0,008 \dots 0,120$  mm hergestellt werden können (Verlustwinkel bei Niederfrequenz:  $\operatorname{tg} \delta = \text{etwa } 90 \cdot 10^{-4}$ ).

## Benzylzellulose (Trolit BC)

Durch Behandlung von Zellulose mit Benzylchlorid entsteht Benzylzellulose, die als technischer Werkstoff die Bezeichnung Trolit BC erhalten hat. Trolit BC ist an sich chemisch reine Benzylzellulose. Es sind nur aus Gründen der besseren Verarbeitungsmöglichkeit und höheren Festigkeit Zusatzstoffe mit eingeknetet und eingewalzt.

Elektrische Eigenschaften: Spezifischer Widerstand:  $8 \cdot 10^{11} \dots 3 \cdot 10^{12}$  Ohm cm, Oberflächenwiderstand: VDE-Vergleichszahl 5 (auch im nicht getrockneten Zustand), Verlustfaktor:  $\operatorname{tg} \delta = 50 \cdot 10^{-4}$  (800 Hz) und  $\operatorname{tg} \delta = 110 \cdot 10^{-4}$  bei  $10^6$  Hz, Dielektrizitätskonstante: 3,5, Durchschlagsfestigkeit:  $400 \text{ kV cm}^{-1}$ .

Spezifisches Gewicht:  $1,22 \text{ g cm}^{-3}$ , Wärmefestigkeit nach Martens:  $55^\circ \text{C}$ .

## b) Polymerisate

## Polyakrylsäureester (Plexigum, Stabol)

Der Grundstoff wird in einem Polymerisationsprozeß aus der Akrylsäure gewonnen. Technisch verwertet wird Polyakrylsäureester in der Form von Plexigum, einer glasklaren, harten, spanabhebend bearbeitbaren, nicht spröden Masse, oder in der Form von Stabol, einer weichgummi- bzw. hartgummiartigen Masse. Plexigumplatten und Stäbe können bei Erwärmung auf etwa 70° C durch Biegen bearbeitet werden.

Elektrische Eigenschaften: Spezifischer Widerstand: größer als 10<sup>6</sup> Ohm cm, Oberflächenwiderstand: VDE-Vergleichszahl 5, Verlustfaktor:  $\operatorname{tg} \delta = 100 \dots 1000 \cdot 10^{-4}$  bei 800 Hz, Dielektrizitätskonstante: 3 ... 3,6, Durchschlagsfestigkeit: 450 kV cm<sup>-1</sup>.

Spezifisches Gewicht: 1,18 g cm<sup>-3</sup> Wärmefestigkeit nach Martens: 60 ... 70° C.

## Gruppe der Polyvinyle

## Polyvinylchlorid (Igelit, Vinifol)

Dieser Stoff entsteht durch Polymerisation von Vinylchlorid. Die technischen Massen sind Igelit, das durch Pressen oder Spritzen verarbeitet werden kann, und leder- oder weich- bzw. hartgummiähnliche mechanische Eigenschaften hat und das Vinifol, das meist in Bändern und dünnen Folien und Fäden verarbeitet wird. Dieser Stoff ist nicht brennbar. Er ist unhygroskopisch.

Elektrische Eigenschaften: Oberflächenwiderstand: VDE-Vergleichszahl 5, Verlustfaktor  $\operatorname{tg} \delta = 200 \cdot 10^{-4}$  bei 800 Hz, Dielektrizitätskonstante 3,1 ... 3,4.

Spezifisches Gewicht: 1,34 ... 1,38, Wärmefestigkeit nach Martens: 60 ... 70° C.

## Polyvinylkarbazol (Luvikan, Trolitul Luv)

Dieser Stoff wird gewonnen durch Polymerisation von Vinylkarbazol, das durch Einwirken von Azetylen auf aus Steinkohlenteer gewonnenes Karbazol erhalten wird. Die Eigenschaften sind aus der bei Polystyrol angegebenen Tabelle zu entnehmen. In gespritztem Zustand hat Luvikan eine Faserstruktur in der Spritzrichtung, woraus sich für die Nachbearbeitung durch Spanabhebung wegen Splittergefahr Schwierigkeiten ergeben.

## Polystyrol (Trolitul, Styroflex)

Dieser durch Polymerisation des Styrols (C<sub>6</sub>H<sub>5</sub>CHCH<sub>2</sub>, Vinylgruppe + Benzolring, vgl. Abb. 136 u. Abb. 137) gewonnene Kunst-

stoff hat in den letzten Jahren wegen seiner ausgezeichneten elektrischen Eigenschaften, insbesondere in der Hochfrequenztechnik sehr große Bedeutung erlangt. Die technischen Bezeichnungen dieses Stoffes sind Trolitul und Styroflex. Im Gegensatz zu anderen

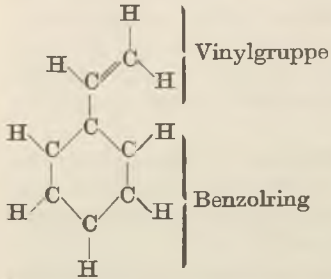


Abb. 136. Aufbau des Grundmoleküls des Polystyrols.

Spritzgußmassen, denen zur Erziehung plastischer Eigenschaften sogenannte Weichmacher zugesetzt werden müssen, kann Polystyrol als reiner Kohlenwasserstoff verarbeitet werden. Als reiner Kohlenwasserstoff steht es dem Paraffin in seinen elektrischen und chemischen Eigenschaften sehr nahe. Polystyrol ist glasklar, sofern es nicht durch Farbzusätze getönt ist. Es ist vollkommen feuchtigkeits-, säure- und alkalifest. Die Feuchtigkeitsabweisung ist elektrisch von großer Bedeutung hinsichtlich hohen Oberflächenwider-

standes und geringerdielektrischer Verluste. Bei tagelangem Liegen im Wasser ist nur eine Gewichtszunahme von etwa  $\frac{1}{3}$  bis  $\frac{1}{10} \frac{0}{00}$  festzustellen. Polystyrol kann spanabhebend bearbeitet werden. Lös-

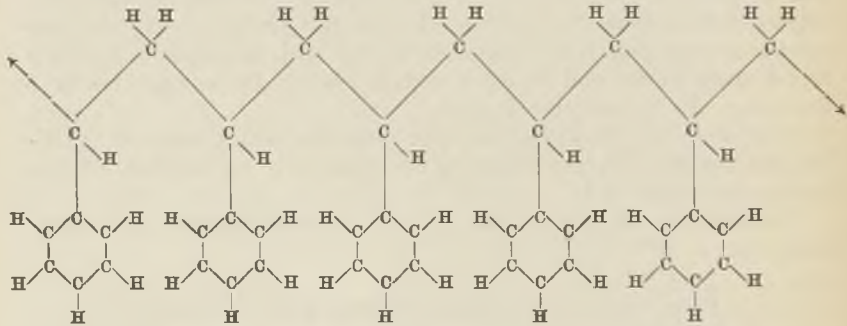


Abb. 137. Aufbau des polymeren Moleküls des Polystyrols.

lich ist es in Benzol. Es ist unbeständig gegen Äther, Benzin, Chlorkohlenwasserstoff und Terpentin. Wegen seinen guten Verarbeitungseigenschaften, verbunden mit guten elektrischen Eigenschaften tritt Trolitul in Konkurrenz mit den verlustarmen keramischen Materialien. Ein Nachteil ist jedoch die im Vergleich zu diesen Stoffen sehr geringe Wärmefestigkeit. Bei einer Erhitzung auf über  $60^{\circ}\text{C}$  wird Polystyrol weich, bei  $130^{\circ}\text{C}$  tritt bereits Zersetzung ein. Die Wärmefestigkeit läßt sich durch Zusätze von Quarzmehl um 10 bis  $20^{\circ}\text{C}$  erhöhen (Trolitul Si). Jedoch gehen die günstigen elektrischen



Eigenschaften durch die Unhomogenität des so entstehenden Werkstoffes z. T. verloren. Ein großer Vorteil von Polystyrol ist die mit dem Wert 2,4...2,5 relativ niedrig liegende Dielektrizitätskonstante, die diesen Stoff als Isoliermaterial, wo es auf kapazitätsarmen Aufbau ankommt, besonders geeignet macht. Der dielektrische Verlustfaktor ist im ganzen Frequenzbereich sehr gering. Nachteile bei den Polystyrolmassen sind die Alterungserscheinungen. Bei der Herstellung zu schnell polymerisierte Massen haben die Neigung nachzupolymerisieren, was mit einer Trübung des Werkstoffes und einer fein verästelten Haarrißbildung verbunden ist. Es zeigte sich, daß durch Verlangsamung des Polymerisationsprozesses diese Erscheinungen ganz wesentlich gemildert werden konnten. Bei Polystyrol ist Folienbildung bis zu einer Dicke von unter 0,01 mm möglich.

Styroflox entsteht aus Polystyrol ohne chemische Umwandlung durch einen mechanischen Reckprozeß. Die Polystyrolbänder werden im warmen Zustand gereckt und in diesem gedehnten Zustand wieder abgekühlt. Es entstehen dadurch sehr biegsame und reißfeste Folienbänder, die besonders in der Hochfrequenzkabeltechnik von großer technischer Bedeutung sind.

Eigenschaftstabelle für Trolitul

Werkstoff	Trolitul	Trolitul Si	Trolitul Luv
spez. Widerst. Ohmcm	$3 \cdot 10^9$	$3 \cdot 10^9$	$3 \cdot 10^9$
	Werte gelten auch noch nach Lagerung in Luft mit einer rel. Feuchtigkeit von 80%		
Oberflächenwiderst. VDE Vergl.-Zahl	5	5	5
	Werte gelten auch noch nach Lagerung in Luft mit einer rel. Feuchtigkeit von 80%		
Verlustfaktor tg $\delta$ bei 800 Hz 1 MHz	$3 \cdot 10^{-4}$ $1 \cdot 10^{-4}$	$60 \cdot 10^{-4}$ $10 \cdot 10^{-4}$	$7 \cdot 10^{-4}$ $15 \cdot 10^{-4}$
Dielektrizitätskonst.	2,4	3,3	3,0
Durchschlagsfestigkeit kV cm $^{-1}$	100	100	50
spez. Gew.	1,05	1,18	1,2
Wärmefestigkeit nach Martens °C	65	74	150
Wasseraufnahme nach 7 Tagen mg cm $^{-2}$	0	8	12

In Kondensatorbau findet Polystyrol ausgedehnteste Anwendung, sowohl als Isolation (meist Spritzgußteile) als auch als Dielektrikum (Folien für Wickelkondensatoren, plattenförmige Zwischenlagen beim Drehkondensator).

### c) Mischpolymerisationsprodukte (Mipolam, Decelith, Astralon, Igelit)

Durch Mischpolymerisation von Vinylchlorid mit Akrylsäuremethylester werden fast glasklare Massen gewonnen. Wegen des Chlorgehalts sind diese Massen fast unbrennbar.

Elektrische Eigenschaften von Mipolam: Spezifischer Widerstand: größer als  $3 \cdot 10^9$  Ohm cm, Oberflächenwiderstand: VDE-Vergleichszahl 5 (auch nach 24stündiger Lagerung in Wasser), Verlustfaktor:  $\text{tg } \delta = 150 \dots 200 \cdot 10^{-4}$  (800 Hz  $\dots$   $10^6$  Hz), Dielektrizitätskonstante: 3,2  $\dots$  3,5, Durchschlagsfestigkeit:  $500 \text{ kV cm}^{-1}$ .

Spezifisches Gewicht: 1,34  $\dots$  1,38, Wärmefestigkeit nach Martens: 58  $\dots$   $67^\circ \text{C}$ , Wasseraufnahme nach 7 Tagen: 20  $\dots$   $30 \text{ mg cm}^{-2}$ .

## 2. Gruppe der härtbaren Massen

### a) Phenoplaste

Die Kunstharze, die die Grundstoffe dieser Massen bilden, werden durch einen Kondensationsprozeß gewonnen, dem entweder

1. Phenol (Karbolsäure)  $\text{C}_6\text{H}_5\text{OH}$  und Formaldehyd (Formalin)  $\text{HCOH}$  oder

2. isomere Kresole und Formaldehyd unterzogen werden. Phenol und Kresol sind Produkte der Steinkohlenteerdestillation. Die Kondensation findet statt durch Erwärmen der Stoffe in Anwesenheit von Katalysatoren und Kochen im Vakuum. Zunächst entsteht das Kunstharz in flüssiger Form.

Derartige Kunstharze können als Gießharze oder Vergußmassen Verwendung finden. Sie werden im flüssigen Zustand in Formen gegossen und durch Erwärmen einer weiteren Kondensation, die eine Erhärtung mit sich bringt, unterzogen. Ein Beispiel dafür ist der technische Werkstoff Trolon. Er ist schwer brennbar und unhygroskopisch. Seine elektrischen Eigenschaften sind folgende:

Spezifischer Widerstand  $50 \cdot 10^9 \dots 100 \cdot 10^9$  Ohm cm, nach 4 Tage langer Lagerung in Luft von 80% relativer Feuchtigkeit: 1  $\dots$   $2 \cdot 10^9$  Ohm cm, Oberflächenwiderstand: VDE-Vergleichszahl 5, Dielektrizitätskonstante: 8 bei 800 Hz, 6,7  $\dots$  7,4 bei 1 MHz, Verlustfaktor:  $\text{tg } \delta = 200 \dots 750 \cdot 10^{-4}$  bei 800 Hz und  $\text{tg } \delta = 350 \dots 800$  bei 1 MHz. Die Werte schwanken je nach der Sorte des Trolons.

Die Harze können aber auch in der Form von sogenannten Preßmischungen Anwendung finden. Das Harz wird mit pulverförmigen oder faserigen Füllstoffen (z. B. Holzmehl, Gewebeschnitzel, Asbest,

Zellulose) vermischt und fein gemahlen. Das so entstehende feinkörnige Pulver wird unter Anwendung von Wärme und erheblichem Druck in Formen gepreßt. Das in der Wärme zunächst schmelz- und formbare Harz erhärtet infolge der Verdichtung bei Erwärmung zu einem unschmelzbaren und unlöslichen Stoff (Härtungsprozeß). Die Härtezeit beträgt etwa 20 . . . 30 sec je mm Wandstärke, der spezifische Preßdruck ist 200 . . . 600 kg cm<sup>-2</sup>, die Verarbeitungstemperatur ist 80 . . . 175° C je nach der Harzsorte und der Art der Füllstoffe. Im allgemeinen ist die Härtezeit bei Kresolharzen größer als bei Phenolharzen (Schnellpreßmischungen). Die technischen Bezeichnungen für Phenol- und Kresolharzmischungen sind außerordentlich zahlreich: Bakelite, Durophan, Faturan, Fibresinol, Kerit, Neoresit, Trolitan, Vigopas, Hares C, Alberit, Albolit, Idonit, Dekorit, Leukorit, Pliopal, Pliorit. Im folgenden werden beispielsweise die elektrischen Eigenschaften des technischen Phenolpreßstoffs Trolitan angegeben:

Spezifischer Widerstand: 5 . . . 20 · 10<sup>9</sup> Ohmcm, nach 4 Tage langem Lagern in Luft mit einer relativen Feuchtigkeit von 80%: 4 . . . 15 · 10<sup>8</sup> Ohmcm, Oberflächenwiderstand: VDE-Vergleichszahl 5, nach 24stündiger Lagerung in Wasser VDE-Vergleichszahl 3, Dielektrizitätskonstante 9 . . . 10 bei 800 Hz, 6,2 . . . 7 bei 1 MHz, Verlustfaktor:  $\text{tg } \delta = 700 \dots 1000 \cdot 10^{-4}$  bei 800 Hz und  $\text{tg } \delta = 500 \dots 880 \cdot 10^{-4}$  bei 1 MHz, Durchschlagsfestigkeit: 50 . . . 200 kVcm<sup>-1</sup>, Wasseraufnahme nach 7 Tagen 50 . . . 480 mg pro 100 cm<sup>2</sup> je nach der Sorte.

Spezifisches Gewicht: 1,4 . . . 1,8, Wärmefestigkeit nach Martens: 125 . . . 150° C.

### b) Aminoplaste

Aminoplaste sind Verbindungen von Harnstoff CO(NH<sub>2</sub>)<sub>2</sub> oder Thioharnstoff (Carbamid) CS(NH<sub>2</sub>)<sub>2</sub> mit Formaldehyd HCOH. In Anwesenheit von Katalysatoren entsteht beim Kondensationsprozeß das zunächst flüssige Rohharz. In ähnlicher Weise wie bei den Phenoplasten findet Mischung mit Füllstoffen und Mahlung zu feinkörnigem Pulver statt. Als Füllstoff dient vorzugsweise Zellulose. Das pulverförmige Preßgut wird in die Formen unter Erwärmung und erheblichem Druck gepreßt, wodurch eine weitere Kondensation bzw. Polymerisation stattfindet, die die Erhärtung des Werkstoffs mit sich bringt. Der Werkstoff ist nunmehr unschmelzbar und unlöslich. Der technische Preßstoff Pollapas ist ein Aminoplast. Seine elektrischen Eigenschaften sind nachfolgend aufgezählt:

Spezifischer Widerstand: 200 · 10<sup>9</sup> Ohmcm, nach Lagerung in Luft mit einer relativen Feuchtigkeit von 40%: 100 · 10<sup>9</sup> Ohmcm, Oberflächenwiderstand: VDE-Vergleichszahl 5, nach 24stündiger Lagerung in Wasser: VDE-Vergleichszahl 4, Dielektrizitätskonstante 7 bei 800 Hz und 6,6 bei 1 MHz, Verlustfaktor  $\text{tg } \delta = 250 \cdot 10^{-4}$  bei

## Typen gummfreier Isolierpreßstoffe. VDE 0320

1	2	3			4		5		6		7		8	9
		mechanische		Schlag- biegefestig- keit kgcm <sup>-2</sup>	Eigenschaften (Mindestwerte)		thermische		elektrische <sup>1)</sup>		Übliche Zusammensetzung			
		Biege- festigkeit kgcm <sup>-2</sup>	Wärme- festigkeit <sup>2)</sup> Martens- grade		Glut- festigkeit Gütegrad	Oberflächenverstand nach 24 st. Liegen in Wasser) Vergleichszahl	M <sub>G</sub>							
1	500	3,5	150	4	3	100	phenoplastisches Kunstharz mit anorg. Füllstoff		Warmpressung					
M	700	15,0	150	4	3	100	phenoplastisches Kunstharz mit anorg. Gespinnt als Füllstoff		Warmpressung					
O	600	5,0	100	2	3	100	phenoplastisches Kunstharz mit org. Füllstoff		Warmpressung					
S	700	6,0	125	3	3	100	phenoplastisches Kunstharz mit org. Füllstoff		Warmpressung					
T	600	12,0	125	2	3	100	phenoplastisches Kunstharz mit org. Gespinnt als Füllstoff		Warmpressung					
K	600	5,0	100	3 <sup>4)</sup>	4	10 000	aminoplastisches Kunstharz mit org. Füllstoff		Warmpressung					
7	250	1,5	65	1	3	100	Naturharz, natürl. od. künstl. Bitumen m. Asbest u. anorg. Füllstoff		Warmpressung					
8	150	1,0	45	3	3	100	natürl. od. künstl. Bitumen m. Asbest u. anorg. Füllstoff		Warmpressung					
A	300	15,0	40	1	3	100	Azetylzellulose mit oder ohne Füll- stoff		Warmpressung					
2	350	2,0	150	4	3	100	Kunstharz mit Asbest u. anorganischem Füllstoff		Kaltpressung					
3	200	1,7	160	4	3	100	Kunstharz mit Asbest u. anorganischem Füllstoff		Kaltpressung					
4	150	1,2	150	4	3	100	natürl. od. künstl. Bitumen m. Asbest u. anorganischem Füllstoff		Kaltpressung					
Y	1000	5,0	400	5	4	10 000	Bleiborat m. Glimmer, Mycalex		Warmpressung					
X	150	1,5	250	5	—	—	Zement oder Wasserglas mit Asbest u. anorganischem Füllstoff		Kaltpressung					

<sup>1)</sup> Die Dauer-Wärmefestigkeit der anorganisch gefüllten Isolierpreßstoffe liegt im allgemeinen über, die der organisch gefüllten dagegen unter der Wärmefestigkeit nach Martens.

<sup>2)</sup> Alle Typen mit Ausnahme von Typen X und Y sind nicht als lichtbogenfest anzusprechen (Stufe 0 nach Abschnitt B 3 von VDE 0302/1924).

<sup>3)</sup> Bei dauernder Einwirkung von hoher Luftfeuchtigkeit sind Isolierpreßstoffe mit organischer Füllung als Träger Spannung führender Teile im allgemeinen nicht geeignet.

<sup>4)</sup> Bei den Untersuchungen der letzten Jahre entsprach die Glutfestigkeit von Typ K ausnahmslos dem Gütegrad 3. Daher mußte der vor Jahren festgelegte Wert von 2 in 3 geändert werden.

800 Hz und  $\text{tg } \delta = 185 \cdot 10^{-4}$  bei 1 MHz, Durchschlagsfestigkeit:  $170 \text{ kVcm}^{-1}$ , Wasseraufnahme nach 7tägiger Lagerung in Wasser  $140 \text{ mg pro } 100 \text{ cm}^2$ .

### Typisierung der gummifreien Preßstoffe durch den VDE

In den Leitsätzen für die Prüfung von nichtkeramischen gummifreien Isolierpreßstoffen VDE 0320/1936 ist eine Typisierung der üblichen technischen Preßstoffe durchgeführt. Die phenoplastischen Kunstharzmassen haben die Typenbezeichnung I, M, O, S und T je nach den verwendeten Füllstoffen, die aminoplastischen Kunstharzmassen mit organischen Füllstoffen werden mit Typ K bezeichnet. Die Preßstoffe des Typs 7 und 8 spielen im Kondensatorbau keine Rolle. Die Azetylzellulosepreßmassen sind unter Typ A eingereiht. Die Kaltpreßmassen Typ 2, 3, 4 und X sind im Kondensatorbau ebenfalls unwesentlich.

## Kapitel 8

### Papier, Hartpapier

#### Papier

Ausgangsstoffe für Papier sind zellulosereiche Rohstoffe, nämlich die Fasern von Hölzern, Stroh, Hanf, Leinen, Wolle, Baumwolle u. a. Die Zellulose ist in diesen Ausgangsstoffen vermischt mit Harzen, eiweiß- und stärkehaltigen Massen, Fetten und Farbstoffen enthalten.

Die zellulosehaltigen Rohstoffe werden zunächst zu „Halbstoffen“ verarbeitet: Das Rohholz z. B. wird von Rinde, Aststellen und Bast befreit, dann zerkleinert und zerfasert. Die Feinzerkleinerung erfolgt mit Hilfe eines Schleifsteins. Durch Dämpfen und Kochen (Aufschlußverfahren) in einer Lauge werden die die Holzfasern umschließenden Inkrusten (Lignin) beseitigt und die vorhandenen Harze und Öle gelöst. Das entstehende Zwischenprodukt wird Holzschliff oder Holzstoff genannt. Wird bei dem Aufschlußverfahren eine alkalische Lauge (Natronlauge) verwandt, so wird das Fertigerzeugnis Natron(zellulose)papier genannt, wird dagegen eine saure Lauge (Sulfitlauge) angewendet, so erhält man Sulfit(zellulose)papier. Durch Auswaschen wird die Zellulose von den Chemikalien des Aufschlußprozesses befreit. Stroh wird zerschnitten, mit Kalkzusätzen gekocht und gewässert. Auch aus Hadern und Altpapier kann der „Halbstoff“ gewonnen werden. Die sortiert angelieferten Hadern und Papiere werden durch alkalische Behandlung gereinigt und erweicht, dann zerkleinert und zerfasert.

Die Halbstoffe werden in „Ganzeugholländern“ noch feiner zermahlen (und je nach der gewünschten Papiersorte gemischt und mit Zusätzen versehen). Man spricht von „rösch“ gemahlenem Papier, wenn die Fasern im wesentlichen unversehrt sind oder nur wenig verkürzt wurden, von „schmierig“ gemahlenem Papier, wenn der Mahlprozeß so weit fortgesetzt wurde, daß eine gefügelose, schleimige Masse entstand (Faserschleim). Großer Anteil an Faserschleim macht das Papier durchscheinend und dicht. Nach diesem Mahlen (und Mischen) wird der Stoff mit Wasser zu einem leichtflüssigen Faserbrei verdünnt. Die Blattbildung geht nun so vor sich, daß das Wasser unter großen Sieben abläuft, wobei sich die Fasern in dünner Schicht miteinander verflechten und verfilzen. Die sich bildende Faserbahn wird nun von einem Führungstuch aufgenommen, gepreßt, zwischen geheizten Zylindern getrocknet und geglättet. Das so aus dem Herstellungsprozeß kommende Papier wird „maschinenglattes“ Papier genannt. Wird Papier von größerer Glätte verlangt, so wird es auf sogenannten „Kalandern“ zwischen hochglanzpolierten Walzen einem weiteren Walzprozeß unterworfen, es wird „satiniert“. Um dem fertigen Papier eine gewisse Widerstandsfähigkeit gegen das Eindringen von Feuchtigkeit zu geben, wird es in manchen Fällen „geleimt“, d. h. es wird dem Faserbrei eine Harzlösung zugesetzt, wodurch die Kapillaren und Poren des faserigen Gefüges verstopft werden. Auch Füllmittel wie Kaolin, Gips, Talkum werden in pulveriger Form in den Faserbrei gemengt, um eine Ausfüllung der Poren und eine Beschwerung des Papiers zu erzielen. Die Leimung bietet in elektrischer Hinsicht keinen genügenden Schutz gegen Feuchtigkeit. Beschwerte Papiere haben überdies einen größeren Verlustfaktor als unbeschwerte, da sie sehr unhomogen sind. Es gilt nämlich auch beim Papier der Grundsatz, daß je homogener der Werkstoff in seinem Gefüge ist, desto kleiner ist auch der Verlustfaktor.

Papier wird im Kondensatorbau als Dielektrikum bei Wickelkondensatoren und in Form von mehrfach geschichteten Hartpapieren als Isolationsmaterial für untergeordnete Zwecke verwendet. Auf die Hartpapiere wird auf Seite 148 eingegangen.

Hinsichtlich seines mechanischen Verhaltens ist Papier durch folgende Eigenschaften gekennzeichnet:

1. Die Reißfestigkeit wird als Reißlänge angegeben. Darunter versteht man die Länge des Papiers, unter deren Eigengewicht das Papier reißt (Elmendorfsches Gerät, Beschreibung siehe: W. Brecht und O. Imset, Papierfabrikant 31 [1933] 46). Es gibt Papiere von 9...12 km Reißlänge in Längsrichtung und 4...5 km in Querrichtung.

2. Die Falzzahl ist die Zahl, welche angibt, wie oft ein Papier an ein und derselben Stelle eine Faltung verträgt, ohne dabei zu brechen.

3. Der Berstdruck wird ermittelt, indem die Papierprobe über einen Gummiball gespannt wird. Der Ball wird durch Druckluft bis zum Bersten des Papiers aufgeblasen. Der hierzu erforderliche Druck ist der Berstdruck.

4. Die Saugfähigkeit wird angegeben durch die Saughöhe in Millimeter pro Stunde, die bei einem in die Tränkungsflüssigkeit gebrachten Papierstreifen von 15...20 mm Breite festgestellt wird. Hochsaugfähige Papiere haben eine Saughöhe von 40...60 mm.

5. Die Porosität wird durch die Luftdurchlässigkeit bestimmt, indem die bei einem bestimmten Druck durch das Papier strömende Luftmenge festgestellt wird. (Meßapparatur nach L. Emmanuelli, Beschreibung siehe Technik u. Chemie 25 [1928] 49.)

6. Der Feuchtigkeitsgehalt wird durch Gewichtsvergleich im Anlieferungszustand und im getrockneten Zustand festgestellt.

Die Reißfestigkeit ist maßgebend für die Wickelgeschwindigkeit bei der Herstellung von Papierwickelkondensatoren. Die Falzzahl und der Berstdruck gibt insbesondere nach 24stündiger Trocknung der Probe bei etwa 150° C Anhaltspunkte für die Alterungsneigung des Papiers. Die Saugfähigkeit und Porosität ist wichtig für die Beurteilung der Tränkungsmöglichkeit des Papiers.

Schon durch den Herstellungsprozeß enthält Papier in normalem Zustand Wasser. Aber auch nach erfolgter Trocknung nimmt Papier sofort wieder Feuchtigkeit aus der Luft auf. Hoher Feuchtigkeitsgehalt verschlechtert die elektrischen Eigenschaften von Papier beträchtlich. Abb. 138 zeigt die Änderung der Durchschlagsspannung bei einer Papierprobe als Funktion der Luftfeuchtigkeit und Abb. 139 die Verschlechterung des Verlustfaktors als Funktion der im Papier

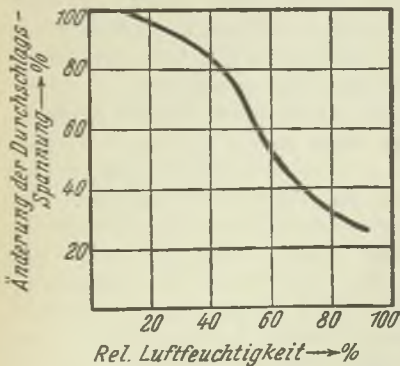


Abb. 138. Änderung der Durchschlagsspannung eines Papiers in Abhängigkeit von der Luftfeuchtigkeit.

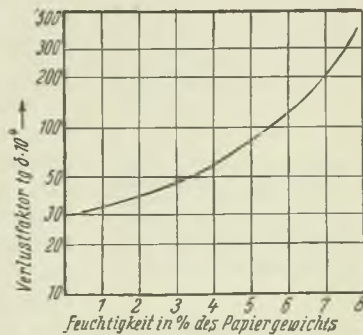


Abb. 139. Verlustfaktor eines Papiers in Abhängigkeit vom Feuchtigkeitsgehalt.

enthaltenen Feuchtigkeit. Den Papieren, die für elektrische Zwecke geeignet sein sollen, muß daher in hohem Maße die Feuchtigkeit entzogen und ferngehalten werden. Schon beim Herstellungsprozeß wird durch Pressung, wobei Drücke bis zu  $150 \text{ kgcm}^{-2}$  angewendet werden, der größte Teil des zwischen den Fasern, in den Poren und im Innern der Fasern vorhandenen Kapillarwassers entfernt. Eine weitere Trocknung muß durch Erwärmung durchgeführt werden. Diese erfolgt nach einer Vortrocknung unter normalem Druck meist im Vakuum. Papier kann längere Zeit bis etwa  $100^\circ \text{C}$  erwärmt werden, ohne daß Zersetzung des Zellstoffs eintritt. Indes schon auf  $75 \dots 80^\circ \text{C}$  erwärmte Papiere sind sehr feuchtigkeitsarm. Satinierten Papieren oder geleimten Papieren läßt sich die Feuchtigkeit schwerer entziehen als maschinenglatten. Die Trocknung allein hat aber keinen Zweck, da Papiere, wie schon erwähnt, nach der Trocknung bei normaler Luftfeuchtigkeit sofort wieder Wasser aufnehmen würden. Als Schutzmittel dagegen werden Imprägnierstoffe angewandt. Satiniertes und geleimtes Papier wird auf der Oberfläche mit einer Schicht von Imprägnierstoffen bestrichen. Als Dielektrikum im Kondensatorbau

wird aber meist maschinenglattes und ungeleimtes Papier verwendet. Dieses Papier hat hohe Saugfähigkeit und wird daher mit Imprägnierstoffen, z. B. Öl, Paraffin, Chlornaphthalin durch und durch getränkt.

Neben der Aufgabe, die Feuchtigkeit fernzuhalten, haben die Imprägniermittel noch die Aufgabe, die Poren des Papiers auszufüllen, so daß möglichst wenig Luft im Papier enthalten ist. Eingeschlossene Luft setzt nämlich wegen ihrer relativ leichten Ionisierbarkeit die Durchschlagsfestigkeit von Papier erheblich herab und erhöht bei großen Spannungen den Verlustfaktor.

Aber auch imprägnierte Papiere nehmen, wenn sie nur lange genug feuchter Luft ausgesetzt sind, wieder Feuchtigkeit auf, so daß sich daraus für den Kondensatorbau die Forderung eines luftdichten Abschlusses des Dielektrikums ergibt. Abb. 140 zeigt beispielsweise die Veränderung des Isolationswiderstandes eines imprägnierten Papierwickelkondensators

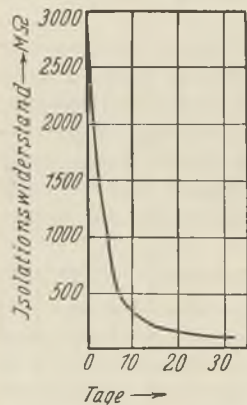


Abb. 140. Isolationswiderstand eines imprägnierten Papierwickelkondensators ohne Gehäuse bei normaler Luftfeuchtigkeit in Abhängigkeit von der Zeit (nach A. A. New).

wickelkondensators, der ohne Gehäuse normaler Luftfeuchtigkeit ausgesetzt war. Die Messung des Isolationswiderstandes erfolgte 1 Minute nach Anlegen der Spannung.

Die Reinheit des Papiers, also ein geringer Grad von Beimengungen



zur Zellulose, wird durch den Aschegehalt angegeben. Ungeleimte Kondensatorpapiere haben den geringen Aschegehalt von 0,2 . . . 0,7%, schwachgeleimte Papiere einen solchen von 1 . . . 2%.

Kondensatorpapier kann bis zu einer kleinsten Dicke von 0,006 mm hergestellt werden. Das spezifische Gewicht von unbeschwertem Papier schwankt zwischen den Werten 0,5 . . . 1,0  $\text{gem}^{-3}$  je nach dem Satinierungsgrad.

Die Dielektrizitätskonstante von unimprägniertem, getrocknetem Papier beträgt 2 . . . 2,5. Feuchtes Papier hat wegen der hohen Dielektrizitätskonstanten von Wasser eine etwas höhere Dielektrizitätskonstante als getrocknetes Papier. Die Dielektrizitätskonstante wird durch die Tränkung mit Imprägniermitteln, die meist selbst nur eine Dielektrizitätskonstante von etwa 2 haben (z. B. Öl, Paraffin), nur insofern erhöht, als an Stelle von Luft oder Vakuum eben die Imprägniermittel mit der doppelt so hohen Dielektrizitätskonstante treten.

Die neuerdings vielfach angewandten Kunstwachse (z. B. Chlor-naphthalin) haben allerdings eine wesentlich höhere Dielektrizitätskonstante (z. B. den Wert 5). Werden Papierwickel mit derartigen Kunstwachsen getränkt, so bedeutet das eine wesentliche Kapazitätssteigerung pro Flächeneinheit des Wickels.

In Abb. 142 und 143 sind nach G. Nauk die Abhängigkeiten der Kapazitäten von der Temperatur und damit Anhaltspunkte für die Änderungen der Dielektrizitätskonstanten der angewandten Dielektrika für die auf Seite 145 zu besprechenden Versuchswickelkondensatoren angegeben. Die Kurven sind bei fallender Temperatur aufgenommen, weil auf diese Weise durch die vorausgehende Erwärmung auch bei niedrigen Temperaturen die Feuchtigkeitseinflüsse beseitigt sind. Als Dielektrikum sind bei den Versuchskondensatoren sechs verschiedene Papiersorten ohne und mit Öltränkung verwendet (siehe Tabelle Seite 145). Abb. 142 zeigt zunächst den Temperaturverlauf der Kapazität für ungetränktes Papier. Er hat unabhängig von der Papiersorte den gleichen linearen Charakter.

Aus Abb. 143 ist zu ersehen, daß sich an dem linearen Temperaturgang der Kapazität durch die Öltränkung nichts ändert, daß lediglich eine Erhöhung der Dielektrizitätskonstanten stattfindet. (Man beachte die Verschiebung der Ordinatenachse.)

Der Verlustfaktor. Über das starke Anwachsen des Verlustfaktors mit der Feuchtigkeit (Abb. 139) wurde schon gesprochen. Man stellt aus diesem Grunde den Trocknungsgrad von Papier häufig durch Verlustfaktormessung fest. Es wurde ferner schon darauf hingewiesen, daß im Interesse kleiner dielektrischer Verluste ein relativ homogener Aufbau des Fasergefüges zu erstreben ist. Aus diesem Grunde finden geleimte oder beschwerte Papiere im allgemeinen keine Verwendung. Ebenfalls finden keine Anwendung sogenannte

Mischpapiere, das sind Papiere, die aus verschiedenen Fasersorten bestehen.

Von einem vollkommen homogenen Aufbau kann bei Papier natürlich keine Rede sein. Die Fasern, selbst wenn sie aus den gleichen Rohstoffen gewonnen werden, sind hinsichtlich Leitwert und Dielektrizitätskonstante verschieden (Wagnersche Nachwirkungsverluste). Das dichteste Papier hat Poren, die mit Luft gefüllt sind, dazu kommen noch die Tränkungsmitel. Insbesondere hat die eingeschlossene Luft bei höheren Spannungen Einfluß auf den Verlustfaktor. An einem Beispiel soll dies erörtert werden. Nach dem bereits behandelten Gesetz von Paschen (Seite 96)

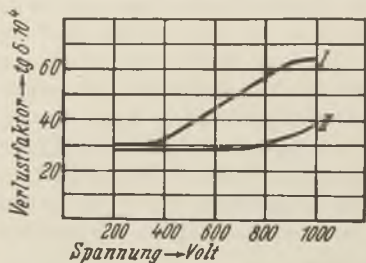


Abb. 141. Verlustfaktor von paraffinimprägnierten Papierwickelkondensatoren in Abhängigkeit von der Spannung. Kurve I: Normale Bauweise, Kurve II: Unterteiltes Dielektrikum (nach Nauk).

ist die geringste Spannung, bei der Funkendurchschlag (Stoßionisation) in Luft einsetzt, 320 Volt, wobei für das Produkt aus Luftdruck und Dicke der Luftschicht ein Wert von etwa 5 mm · mm zu setzen ist, was bei normalem Luftdruck einer Luftschichtdicke von 0,007 mm entspricht.

Bei einem paraffiniertem Papierwickelkondensator, der mit Spannungen über 320 Volt belastet ist, wird also in den durch das Schwinden des Paraffins

entstandenen sehr kleinen luftgefüllten Poren relativ häufig die Paschensche Bedingung für die Stoßionisation erfüllt sein. Das, wenn auch nur zum Teil, auf diese Weise ionisierte Dielektrikum hat infolge der steigenden Leitfähigkeit einen steigenden Verlustfaktor bei wachsender Spannung. Den Nachweis dafür hat G. Nauk durch Messung des Verlustfaktors in Abhängigkeit von der Spannung erbracht. Die Ergebnisse sind in Abb. 141 dargestellt. Die Kurve I wurde an einem paraffinimprägnierten Kondensator normaler Bauweise aufgenommen. Das Einsetzen der Ionisation bei 320 Volt ist durch das Ansteigen des Verlustfaktors bei dieser Spannung gekennzeichnet. Die Kurve II wurde an einem paraffinimprägnierten Papierwickelkondensator mit sogenannter „neutraler Folie“ aufgenommen. Die neutrale Folie unterteilt das Dielektrikum, so daß sich für jede Teilschicht eine Grenzspannung von 320 Volt, also für den Kondensator insgesamt eine Grenzspannung von etwa 640 Volt ergibt. Die Messung zeigt tatsächlich das Ansteigen des Verlustfaktors, also das Einsetzen der Ionisation, bei dieser Spannung.

In den Abb. 142 . . . 146 ist der Temperaturgang des Verlustfaktors nach Messungen von G. Nauk bei einer Frequenz von 50 Hz

und einer Meßspannung von 250 Volt angegeben. Die zu untersuchenden Papiere sind zu flachgepreßten Kondensatorwickeln verarbeitet, sorgfältig längere Zeit durch Wärme und Vakuum ge-



Abb. 142. Verlustfaktor und Kapazität bei verschiedenen ungetränkten Papieren in Abhängigkeit von der Temperatur (50 Hz, 250 V) (nach Nauk).

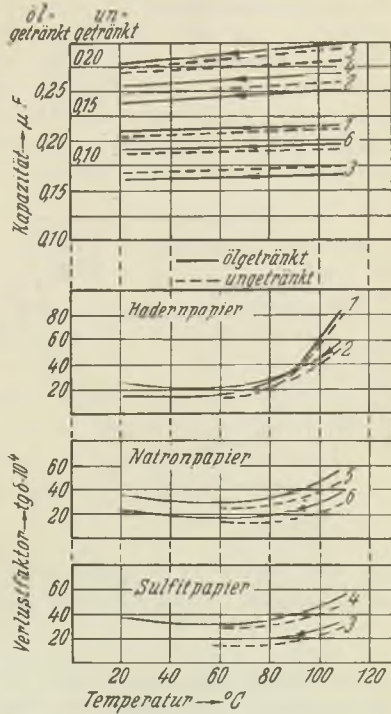


Abb. 143. Verlustfaktor und Kapazität bei Ölimprägnierung der Papiere in Abhängigkeit von der Temperatur (nach Nauk).

trocknet und entlüftet. Eine Übersicht über die untersuchten Papierarten gibt nachfolgende Tabelle. Die Papiere sind sämtlich ungeleimt.

Zusammenstellung der zu den Kurven in Abb. 142... 146 gehörenden Papiere

Nr. der Kurve	Papierart	Oberfläche	Dicke mm	Aschegehalt
1	Hadern	masch.-glatt	0,010	0,20%
2	Hadern	masch.-glatt	0,010	0,42%
3	Sulfitzellstoff	masch.-glatt	0,012	0,60%
4	Sulfitzellstoff	satiniert	0,010	0,60%
5	Natronzellstoff	satiniert	0,010	0,60%
6	Natronzellstoff	masch.-glatt	0,011	0,56%

Die Verlustfaktoren sind bei fallender Temperatur und im Vakuum aufgenommen, um durch die somit vorausgegangene Erwärmung Feuchtigkeitseinflüsse zu mildern. In Abb. 142 sind die Verlustfaktorkurven für die unimprägnierten Papiere angegeben. Es zeigt sich, daß maschinenglatte Papiere fast durchweg einen kleineren Verlustfaktor haben als satinierte Papiere. Es kann angenommen werden, daß

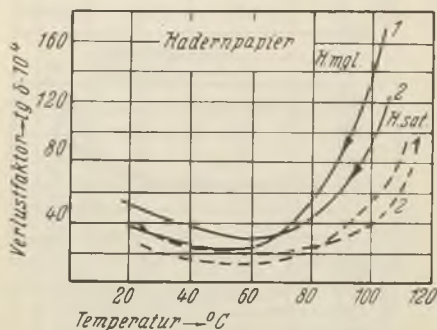


Abb. 144. Verlustfaktor von ölunprägnierten, aber nicht ganz getrockneten Hadernpapieren in Abhängigkeit von der Temperatur (nach Nauk).

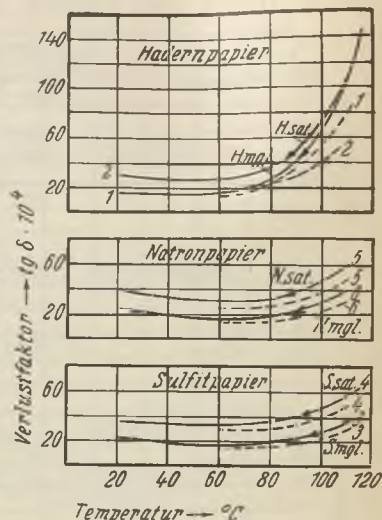


Abb. 145. Verlustfaktor und Kapazität bei Paraffinimprägnierung der Papiere in Abhängigkeit von der Temperatur (nach Nauk).

durch das Zusammenpressen bei der Satinierung der Grad der Inhomogenität und damit der Verlustfaktor erhöht wird. Das Ansteigen der Verluste mit fallender Temperatur unter  $60^{\circ}\text{C}$  ist auf geringfügige Feuchtigkeitenaufnahme trotz Trocknung und Aufbewahrung im Vakuum zurückzuführen.

In Abb. 143 sind die Temperaturabhängigkeiten der Verlustfaktoren für dieselben Papiersorten aber mit Ölprägnierung (hellgelbes Transformatoröl, Viskosität 5, Englergr. bei  $20^{\circ}\text{C}$ , Dielektrizitätskonstante 2,1) angegeben. Wie man sieht, ändert sich der Charakter der Kurven gegenüber den Kurven für den unimprägnierten Zustand (gestrichelte Kurven) nicht. Die Verluste liegen lediglich etwas höher. In welchem starkem Maße Spuren von Feuchtigkeit auch bei ölgetränkten Papieren den Verlustfaktor erhöhen, zeigt Abb. 144. Die Verlustkurven der paraffinierten Papiere sind in Abb. 145 zusammengestellt. Der Verlauf bleibt in seinem Charakter gegenüber dem ungetränkten Zustand auch hier erhalten. Es findet lediglich wieder eine kleine Erhöhung (Parallelverschiebung der Kurven) statt. Bei einer Imprägnierung von beispielsweise Sulfitpapieren mit einer Öl-

harzmischung (3 Teile Öl, 1 Teil Kolophonium) dagegen ändert sich der Charakter der Kurven grundlegend, wie Abb. 146 zeigt. Die Abweichungen gegenüber den Kurven für das unimprägnierte Material (gestrichelte Kurven) sind sehr groß. (Bei der Kurve 3 und 4 beträgt die Säurezahl 39,0, bei den Kurven 3a und 4a dagegen 41,9.)

Über die Durchschlagsfestigkeit von Papier ist folgendes zu sagen. Durch das Paschensche Zündspannungsgesetz ist für Papierwickel mit Luft einschüssen eine Grenzspannung definiert. Liegt die Betriebsspannung über dieser Grenzspannung, so findet, wie bereits erwähnt, eine teilweise Ionisierung des Dielektrikums statt. Es tritt dabei zunächst nur eine Erhöhung des Verlustfaktors ein, der vollkommene Durchschlag erfolgt erst bei sehr viel größeren Spannungen. Wie die von G. Nauk (Abb. 147) angegebene Kurve für die Durchschlagsspannung eines Papierwickelkondensators als Funktion der Dauer der Belastung zeigt, fällt die Durchschlagsspannung mit zunehmender Belastungszeit. Diese Beobachtung be-

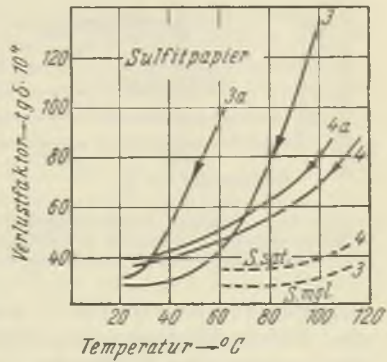


Abb. 146. Verlustfaktor von Sulfit-Papier bei Öl-Harz-Gemischtränkung in Abhängigkeit von der Temperatur (nach Nauk).

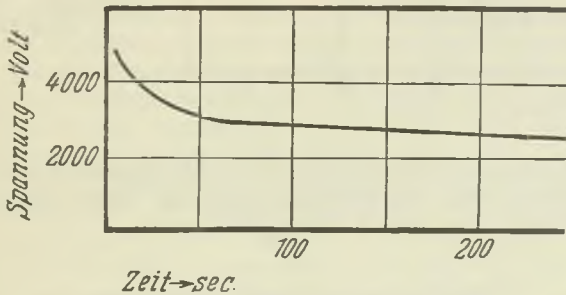


Abb. 147. Durchschlagsspannung eines Papierwickelkondensators in Abhängigkeit von der Belastungszeit (nach Nauk).

weist, daß es sich um einen Wärmedurchschlag handelt. Bei längerer Belastungsdauer kann sich die schon durch eine relativ kleine Spannung erzeugte Verlustwärme in für die Zerstörung hinreichendem Maße auswirken. Bei kürzeren Belastungszeiten ist zur Hervorbringung der gleichen Zerstörungswirkung durch Wärme der Einfluß

einer höheren Belastungsspannung erforderlich. Hat der Papierwickel durch äußere Erwärmung erhöhte Temperatur, so sinkt die

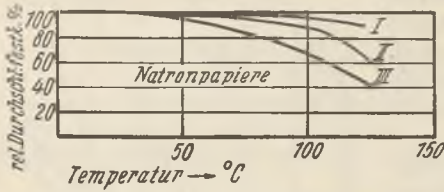


Abb. 148. Relative Durchschlagsfestigkeit von Papierwickelkondensatoren in Abhängigkeit von der äußeren Temperatur (nach Nauk).

Die Betriebstemperatur und die Durchschlagsspannung sind angegeben. Bei der höchsten Temperatur (76° C) steigt der Verlustfaktor sehr stark an, die Durchschlagsspannung beträgt 1610 Volt, die Zeit bis zum Durchschlag etwa 13 Minuten. Bei der niedrigsten Temperatur (10° C)

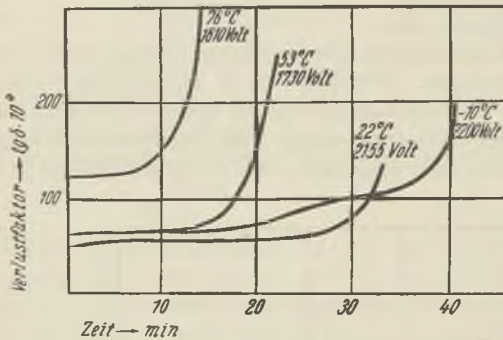


Abb. 149. Verlustfaktor eines Papierwickelkondensators in Abhängigkeit von der Belastungszeit bei verschiedenen Betriebstemperaturen (Durchschlagsspannungen angegeben) (nach Nauk).

ist der Anstieg des Verlustfaktors ein sehr langsamer, die Durchschlagsspannung liegt mit 2200 Volt sehr viel höher und die Zeit bis zum Durchschlag beträgt über 40 Minuten.

### Geschichtete Preßstoffe, Hartpapiere

Ein wichtiges elektrotechnisches Anwendungsgebiet von Papier (aber auch von Textilstoffen wie Leinen, Baumwolle, Seide, Jute) ist die Verarbeitung zu Preßstoffen. Die Faserbahnen (bzw. die Gewebbahnen) werden mehrfach geschichtet und mit natürlichen Harzen (Schellack, Kopal, Glyphtal) oder meistens mit künstlichen Harzen (z. B. härtbaren Phenoplasten wie Bakelit; siehe Seite 136ff.) getränkt und unter Druck und Hitze zusammengepreßt und verfestigt. Firmen-

bezeichnungen derartiger Werkstoffe sind beispielsweise: Geax, Pertinax, Repelit, Trolitan, Turbonit, Durcoton.

Papier wird zuweilen auch ohne Bindemittel zusammengepreßt: Vulkanfiber, Preßspan. Sofern es sich bei den geschichteten Stoffen mit Bindemitteln, was meistens der Fall ist, um Papier als Ausgangsmaterial handelt, spricht man von Hartpapier. Normales Hartpapier hat 12 . . . 15 Papierlagen pro Millimeter. Die Hartpapiere werden im Kondensatorbau selten als Dielektrikum verwandt. Die Verlustfaktoren sind insbesondere bei Hochfrequenz zu groß. Jedoch sind Hartpapiere für untergeordnete Isolationszwecke (Klemmleisten, Gehäuse, Montageplatten usw.) wohl geeignet. Hartpapier wird in der Form von Platten, Rundrohren, Stäben, aber auch sehr verwickelt geformter Preßstücke geliefert. Die Oberfläche kann mit Kunstharzlack oder Öllack glänzend lackiert werden.

Für die Prüfung von Hartpapieren sind folgende VDE-Leitsätze aufgestellt worden:

VDE 0324 Leitsätze zur Prüfung von Hartpapieren,

VDE 0325 Leitsätze zur Prüfung von gewickelten Hartpapierrohren mit kreisförmigem Querschnitt (Rundrohre),

VDE 0326 Leitsätze für die Prüfung von Hartpapierformstücken.

Hartpapiere haben ein spezifisches Gewicht von 1,2 . . . 1,4  $\text{gcm}^{-3}$ . Die Biegefestigkeit beträgt 1300 . . . 1700  $\text{kgcm}^{-2}$ , die Zugfestigkeit 1000  $\text{kgcm}^{-2}$ , die Brinellhärte ist 40. Hartpapiere sind in Luft und Öl auch bei hohen Temperaturen noch beständig. Bestes Hartpapier vermag eine Temperatur von 140° C auszuhalten. Mechanisch nachteilig ist die Spaltbarkeit in Richtung der Faser. Je feiner die Schichtung des Werkstoffes ist, desto besser ist die mechanische Bearbeitbarkeit. Die elektrischen Eigenschaften der Hartpapiere sind wie folgt anzugeben: Oberflächenwiderstand (1 Minute nach Anlegen von 1000 Volt und nach vierstündiger Trocknung bei 70° C): VDE-Vergleichszahl 4. — Dielektrizitätskonstante: 3,6 . . . 4,5, Durchschlagsfestigkeit: 100 . . . 400  $\text{kVcm}^{-1}$ , bei besonders hochwertigem Material 450 . . . 600  $\text{kVcm}^{-1}$ . — Verlustfaktor:  $\text{tg } \delta = 24 \cdot 10^{-4} \dots 50 \cdot 10^{-4}$  (800 Hz);  $\text{tg } \delta = 200 \cdot 10^{-4} \dots 400 \cdot 10^{-4}$  (1 MHz);  $\text{tg } \delta = 300 \cdot 10^{-4} \dots 550 \cdot 10^{-4}$  (10 MHz) je nach Sorte und Feuchtigkeitszustand.

Hartpapiere sind relativ stark hygroskopisch. Man hat jedoch in neuerer Zeit auch tropfenfeste Hartpapiere entwickelt.

## Kapitel 9

### Die physikalischen Grundlagen des Elektrolytkondensators

Bei geeigneter elektrolytischer Behandlung bildet sich auf der Oberfläche von Aluminium, Tantal, Niobium, Zirkon und Titan eine Oxydhaut mit hohem spezifischen Widerstand. Das Metall, das mit

der Oxydhaut überzogen wird, ist beim elektrolytischen Prozeß die Anode. An dieser entwickelt sich Sauerstoff, der die Oxydation bewirkt. Die Oxydschicht ist porös. In die Poren lagert sich freier Sauerstoff ein. Die Oxydschicht und der eingelagerte Sauerstoff — beide zusammen auch Sperrschicht genannt — bilden das Dielektrikum

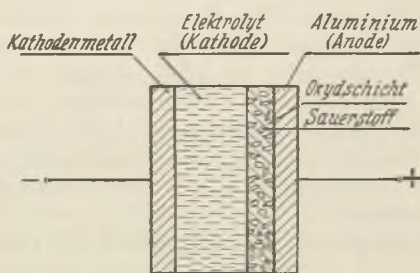


Abb. 150. Schematischer Aufbau eines Elektrolytkondensators.

des Elektrolytkondensators (Abb. 150). Der Elektrolyt ist als Kathode aufzufassen. Die Oxydschicht ist außerordentlich dünn. Ihre Dicke liegt in der Größenordnung von  $10^{-6}$  cm. Die Dielektrizitätskonstante schwankt zwischen 7,5 und 17,8 je nach Metall und Elektrolyt. Bei der Oxydschicht, die sich auf Aluminium ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) bildet, beträgt die Dielektrizitätskonstante 7,5 . . . 10. Sie ist im niederfrequenten Gebiet kaum frequenzabhängig. Der Verlustfaktor der Oxydschicht beträgt im Niederfrequenzgebiet  $\text{tg } \delta = 200 \dots 600 \cdot 10^{-4}$ .

Die Zusammensetzung des Elektrolyten ist sehr verschieden. Bei Verwendung von Aluminium als Anode sind für den Elektrolyten u. a. folgende Kombinationen möglich:  $\text{Na}_2\text{B}_4\text{O}_7$ , Borsäure mit Zusatz von Boraten,  $\text{KH}_2\text{AsO}_4$ ,  $\text{H}_2\text{SO}_4 + \text{SO}_3$ ,  $\text{H}_2\text{SO}_4$  (80% ig), Zitronensäure,  $\text{Na}_2\text{MoO}_4$ ,  $\text{Na}_2\text{WO}_4$ ,  $\text{KMnO}_4$ ,  $\text{K}_3\text{CoCy}_6$ ,  $\text{K}_2\text{NiCy}_4$ ,  $\text{K}_3\text{FeCy}_6$ ,  $\text{K}_2\text{CrO}_4$ ,  $\text{K}_2\text{ZnCy}_4$ ,  $\text{K}_2\text{CO}_3$ ,  $\text{KAlO}_2$ .

Die Oxydschicht hat Sperrwirkung nur in Richtung Anode—Elektrolyt—Kathode. Die Sperrwirkung ist indes keine vollkommene. Es fließt ein sogenannter „Reststrom“, auch „Verluststrom“ genannt, der spannungsabhängig ist, wie Abb. 151 beispielsweise zeigt. Bei hohen Spannungen steigt der „Reststrom“ sehr stark an. Es setzt Funken durchschlag durch die Sperrschicht ein. Der Reststrom ist abhängig von der Temperatur des Elektrolyten. Er steigt mit der Temperatur an, wie Abb. 152 beispielsweise zeigt. Legt man die Spannung in um-

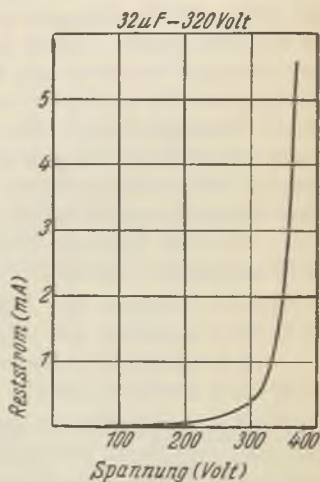


Abb. 151. Der Reststrom eines Elektrolytkondensators in Abhängigkeit von der Spannung (Fabrikat Philips).



gekehrter Richtung an, d. h. gibt man dem Elektrolyten positives Potential, so ist keine Sperrwirkung vorhanden; es fließt ein erheblicher, nur durch den Widerstand des Elektrolyten bedingter Strom.

Es besteht also eine elektrolytische Gleichrichterwirkung, indem der Strom in Richtung Elektrolyt—Oxydschicht nur geringen Widerstand, in Richtung Oxydschicht—Elektrolyt dagegen sehr großen Widerstand findet.

Man muß unterscheiden zwischen einer Gleichstrom- und einer Wechselstromsperrwirkung. Wird nämlich durch einen Strom in Richtung Elektrolyt—Oxydschicht das Oxid wieder zu Metall reduziert, so kann sich in einem derartigen elektrolytischen System bei reiner

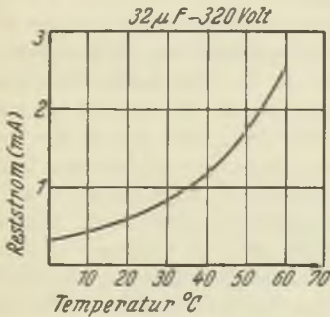


Abb. 152. Der Reststrom eines Elektrolytkondensators in Abhängigkeit von der Temperatur (Fabrikat Philips).

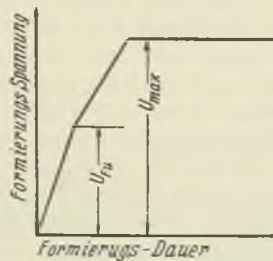


Abb. 153. Formierungsspannung einer elektrolytischen Zelle bei konstantem Strom in Abhängigkeit von der Zeit.

Wechselstrombelastung keine Sperrschicht bilden, da in der negativen Halbwelle die schichtbildende Wirkung der positiven Halbwelle beseitigt wird. In diesem Falle hat man nur eine Sperrwirkung für Gleichstrom bzw. pulsierenden Gleichstrom.

Die Oxydschicht wird im Formierungsprozeß gewonnen. Legt man nach dem Aufbau des Elektrolyt-systems an Anode und Kathode eine konstante Spannung, so fließt zunächst ein dem relativ großen Leitwert des Elektrolyten entsprechend hoher Strom, Formierungsstrom genannt. Der an der Anode sich niederschlagende Sauerstoff ruft nun Oxidation des Anodenmaterials hervor bzw. lagert sich, wie schon erwähnt, in die Poren der Oxydschicht ein. In dem Maße, wie nun auf diese Weise der Aufbau der Sperrschicht vor sich geht, sinkt gleichzeitig der Formierungsstrom auf den Wert des sogenannten Reststroms herab.

Betrachtet man den Formierungsprozeß bei konstanter Formierungsstromstärke, so ergibt sich für den zeitlichen Verlauf der Spannung an der elektrolytischen Zelle die schematische Darstellung der Abb. 153. Die Spannung steigt zunächst bis zum Werte  $U_{Fu}$  fast

proportional mit der Zeit an. Bei der Spannung  $U_{Fu}$ , der sogenannten Funkenspannung, setzt Funkenbildung ein.  $U_{max}$  ist die Maximalspannung des elektrolytischen Systems.

Die elektrolytische Ventilwirkung kann durch die Erscheinung der „kalten Elektronenemission“ erklärt werden. Aus der Glühkathoden-Röhrentechnik ist bekannt, daß Elektronen bei relativ geringen Oberflächenfeldstärken aus Metallen nur austreten können, wenn die kinetische Energie der freien im Metall vorhandenen Elektronen durch Erwärmung desselben für die Leistung der Austrittsarbeit genügend groß gemacht wird. Bei sehr großen Feldstärken — in der Größenordnung von  $10^7$  Voltcm<sup>-1</sup> aber vermögen Elektronen auch aus kalten Metallen auszutreten.

Im Falle des Elektrolytkondensators herrscht nun an der Oberfläche der Anode bzw. an der Berührungsfläche des Elektrolyts mit der Oxydschicht eine Feldstärke, die in der für kalte Elektronenemission notwendigen Größenordnung liegt, da die Schicht so außerordentlich dünn ist (Größenordnung  $10^{-5}$  cm). Das Metall der Anode des Elektrolytkondensators vermag nun, da es freie Elektronen besitzt, sehr viel leichter dieselben in die Oxydschicht zu emittieren als der Elektrolyt, bei dem die Elektronen an Ionen gebunden sind. Legt man nun an die elektrolytische Zelle die Spannung in richtiger Richtung, d. h. so, daß der Elektrolyt negativ ist, so ist die Emission (Reststrom) äußerst gering, legt man dagegen die Spannung in verkehrter Richtung an, d. h. macht man die „Anode“ zur Kathode, so findet eine beträchtliche Emission statt. Die Zelle sperrt den Strom in dieser Richtung nicht.

Für die Verwendung von elektrolytischen Zellen als Kondensatoren, d. h. für die Wirksamkeit der Oxydschicht als Dielektrikum geringer Leitfähigkeit, ergibt sich somit als grundlegende Betriebsbedingung die Forderung, daß die Anode dauernd positives Potential gegenüber der Kathode haben muß, d. h. rein dielektrische Verschiebungsströme können nur dann durch den Kondensator fließen, wenn eine genügend große Gleichspannung an der Zelle liegt (pulsierende Gleichspannung).

Der auch bei richtiger Polung des Kondensators fließende geringe Strom (Reststrom) verursacht fortwährend Sauerstoffbildung an der Anode und spielt somit für die Erhaltung und Regenerierung der Oxydschicht als Dielektrikum eine wichtige und notwendige Rolle.

Wie bereits besprochen, wird von einer bestimmten Spannung (Funkenspannung) an die Oxydschicht von Funken durchschlagen. Bei einem durch zeitweilig zu hohe Spannung überlasteten Elektrolytkondensator wird nun aber die an einigen Stellen durchschlagene Oxydschicht durch die infolge des nunmehr erhöhten Reststromes einsetzende stärkere Oxydation sofort wieder aufgebaut. Diese Regene-

rationsfähigkeit des Elektrolytkondensators ist eine für die Praxis äußerst wertvolle Eigenschaft.

Nach theoretischen Überlegungen muß bei einem längere Zeit fortwährend unter der Formierungsspannung stehendem Elektrolytkondensator die Kapazität mit der Zeit kleiner werden, da durch die oxydierende Wirkung des andauernd fließenden Reststromes die Oxydschicht dicker wird. Nach von W. Ch. van Geel und A. Claassen angegebenen Messungen betrug die Kapazitätsabnahme bei  $10 \mu F$ -Kondensatoren, die ein Jahr lang ununterbrochen an 450 Volt Spannung lagen, im Mittel  $0,8 \mu F$ . Dem widersprechend ist nach von G. Nauk angegebenen Messungen eine Kapazitätsänderung praktisch nicht vorhanden.

Für die Kapazität pro Flächeneinheit der Anodenoberfläche ergibt sich die Formel:

$$C' = \frac{\epsilon \epsilon_0}{d} (F \text{ cm}^{-2}),$$

wobei  $\epsilon$  die relative Dielektrizitätskonstante der Oxydschicht (mit eingelagertem Sauerstoff) und  $d$  (cm) deren Dicke ist.

Bei einer bestimmten an den Elektrolytkondensator gelegten Spannung  $U$  (Volt) gilt für die elektrische Feldstärke  $\mathcal{E}$  (Volt  $\text{cm}^{-1}$ ) in der Schicht die Beziehung

$$\mathcal{E} = \frac{U}{d} \text{ (Volt cm}^{-1}\text{)}.$$

Für den Emissionsstrom  $i$  (Amp.) des Elektrolyten durch die Oxydschicht — also den Reststrom — gilt die aus der Vakuumröhrentechnik bekannte Gleichung:

$$i = A \mathcal{E}^2 e^{-\frac{B}{\mathcal{E}}},$$

wobei  $A$  und  $B$  Materialkonstanten sind.

Daraus folgt: Fließt durch Elektrolytkondensatoren gleichen elektrolitischen Aufbaues nach beendigem Formierungsprozeß gleicher Reststrom, so hat das zur Voraussetzung, daß in der Oxydschicht ebenfalls gleiche elektrische Feldstärke herrscht. Bei gleicher Feldstärke aber ist die Spannung am Kondensator proportional der Dicke  $d$  der Oxydschicht:

$$U_{F_0} = \text{const } d.$$

Gleiche Materialien für Anode und Elektrolyt vorausgesetzt, gilt also nun für die Kapazität pro Flächeneinheit der Anode:

$$C' = \text{const } \frac{1}{U_{F_0}} (F \text{ cm}^{-2}).$$

Bei Elektrolytkondensatoren (Kapazitäten  $C_1, C_2, \dots C_n$ ) gleichen elektrolytischen Aufbaues verhalten sich die nach Beendigung des Formierungsprozesses bei gleichem Reststrom anliegenden Spannungen ( $U_1, U_2 \dots U_n$ ) umgekehrt wie auf die Flächeneinheit der Anode bezogenen Kapazitäten:

$$\frac{C_1}{C_n} = \frac{U_n}{U_1}.$$

Unter den gleichen Voraussetzungen ergibt sich für das Verhältnis der Dicken der Sperrschichten ( $d_1, d_2 \dots d_n$ ) zu den Spannungen ( $U_1, U_2 \dots U_n$ )

$$\frac{d_1}{d_n} = \frac{U_1}{U_n}.$$

Die Dicke der Sperrschicht paßt sich also selbständig der am Kondensator liegenden höchsten Formierungsspannung an.

Für die spezifische Anodenoberfläche  $\text{cm}^2$  pro  $\mu F$ , die mit  $F'$  bezeichnet werden soll, ergibt sich somit als Funktion der Formierungsspannung  $U_{F_0}$  eine lineare Beziehung:

$$F' = \text{const } U_{F_0} (\text{cm}^2 \mu F^{-1}).$$

Abb. 154 zeigt von G. Nauk veröffentlichte Meßergebnisse, die dieses Gesetz annähernd bestätigen.

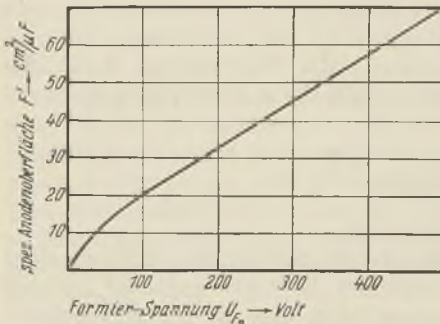


Abb. 154. Spezifische Anodenoberfläche in Abhängigkeit von der Formierungsspannung (nach Nauk).

Es erhebt sich nun die Frage, wie sich für eine bestimmte Spannung  $U_{F_0}$  formierte Elektrolytkondensatoren bei Spannungen unter der Formierungsspannung und bei spannungsloser Lagerung verhalten.

Ein für eine bestimmte Spannung formierter Elektrolytkondensator behält die Dicke seiner Oxidschicht bei, auch wenn die Betriebsspannung kleiner ist als die Formierungsspannung. Die bei der höheren Formierungsspannung aufgebaute Schicht wird also nicht etwa durch eine Rückformierung abgebaut. Geringfügige Kapazitätsänderungen können dadurch entstehen, daß die Dielektrizitätskonstante der wirksamen Sperrschicht kleiner wird, weil mit fallender Spannung der auf das in die Poren eingelagerte Gas ausgeübte Druck und somit die mittlere Dielektrizitätskonstante

der Sperrschicht fällt. Man kann also sagen, die Kapazität eines Elektrolytkondensators ist spannungsunabhängig, sofern die Betriebsspannung nicht größer ist als die Formierungsspannung.

Wird aber ein für eine bestimmte Spannung formierter Kondensator mit einer höheren Spannung belastet, so findet eine Nachformierung statt, wie aus dem oben über Formierung Gesagtem ja ohne weiteres einzusehen ist. Eine kurzzeitige Nachformierung findet

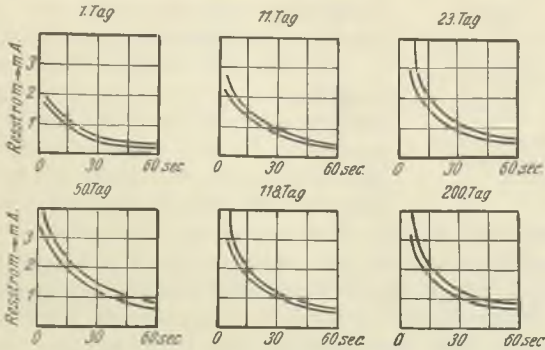


Abb. 155. Reststrom von Elektrolytkondensatoren in Abhängigkeit von der Einschalt-dauer für verschiedene Lagerungsdauer (nach Nauk).

auch jedesmal unmittelbar nach dem Anlegen der Spannung an einen spannungslos gelagerten Kondensator statt.

Abb. 155 zeigt von G. Nauk veröffentlichte Meßergebnisse. Es sind Reststromkurven, aufgenommen nach verschieden langer spannungsloser Lagerung des Kondensators. Aus ihnen geht das Abklingen des Reststroms innerhalb 60 sec nach dem Einschalten hervor. Durch Vergleich der einzelnen Kurven miteinander ersieht man, daß die Nachformierung im um so stärkerem Maße stattfindet, je länger der Kondensator spannungslos gelagert hat.

Es wurde schon darauf hingewiesen, daß von einer bestimmten Spannung, der sog. „Funkenspannung“, an ein Funkendurchschlag der Sperrschicht stattfindet. Bei einer bestimmten Schichtdicke  $d$  ist die Funkenspannung in folgender Weise von dem spezifischen Widerstand  $\rho$  des Elektrolyten abhängig:

$$U_{Fu} = m \log \rho + n ,$$

wobei  $m, n$  Konstanten sind. Durch Erhöhung des spezifischen Widerstandes  $\rho$  des Elektrolyten wird also der Vorteil einer höheren Funkenspannung erzielt. Einer Erhöhung des spezifischen Widerstandes des Elektrolyten sind aber insofern Grenzen gesetzt, als der Widerstand

des Elektrolyts für den Reststrom und den Betriebswechselstrom einen Reihenwiderstand  $R_{EL}$  — siehe Ersatzschema des Elektrolytkondensators Abb. 156 — zur Kapazität  $C$  darstellt und somit wesentlich zur Entwicklung von Verlustwärme im Kondensator beiträgt. Mit Erhöhung der Temperatur steigt aber einerseits, wie schon erwähnt, der Reststrom, andererseits sinkt wieder der spezifische Widerstand, was dann in gleicher Weise zum Durchschlag führt, wie wenn von vornherein ein Elektrolyt mit niedrigerem spezifischen Widerstand gewählt worden wäre.

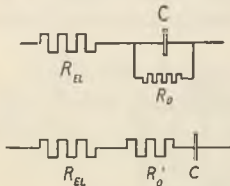


Abb. 156. Ersatzschema des Elektrolytkondensators.

Die bei dem heutigen Stand der Technik erzielbaren Betriebsspannungen liegen zwischen 12 und 550 Volt. Für jede Betriebsspannung ist eine andere Zusammensetzung des Elektrolyten zu wählen. Im Ersatzschema der Abb. 156 bedeutet, wie schon erwähnt, der Reihenwiderstand  $R_{EL}$  den Widerstand des Elektrolyten,  $R_0$  dagegen ist der Parallelwiderstand, der sich aus der Gleichstromleitfähigkeit und den rein dielektrischen Verlusten der Sperrschicht ergibt.  $R_0$  kann in einen Ersatzreihenwiderstand  $R'_0$  umgewandelt werden. Beide ergeben sich aus dem Verlustfaktor des Dielektrikums (Oxydschicht und ein geschlossenes Gas) gemäß der Formel:

$$\text{tg } \delta_0 = \frac{1}{R_0 \omega C} = R'_0 \omega C.$$

Für den Verlustfaktor des Gesamtkondensators ergibt sich:

$$\text{tg } \delta = R_r \omega C,$$

wobei  $R_r = R_{EL} + R'_0$  ist.

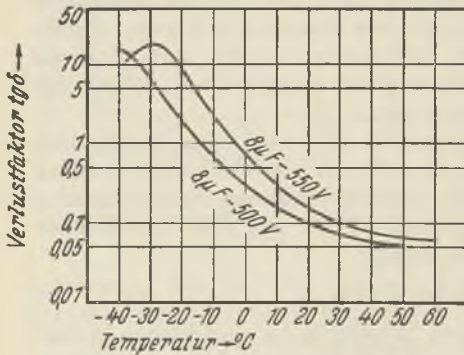


Abb. 157. Verlustfaktor von Elektrolytkondensatoren in Abhängigkeit von der Temperatur (Fabrikat Philips).

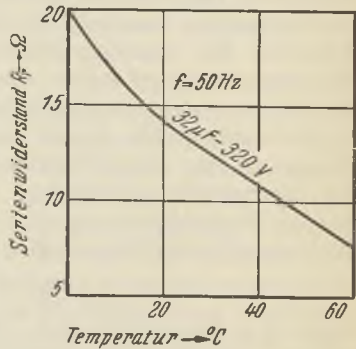


Abb. 158. Serienwiderstand eines Elektrolytkondensators in Abhängigkeit von der Temperatur (Fabrikat Philips).

$R_0$  ist gegenüber  $R_{EI}$  im allgemeinen zu vernachlässigen.

Der Verlustfaktor eines Elektrolytkondensators fällt mit steigender Temperatur, wie Abb. 157 es an einem Beispiel zeigt. Das hängt mit der Abnahme von  $R_{EI}$  mit steigender Temperatur zusammen. In Abb. 158 ist die Temperaturabhängigkeit des Reihenwiderstandes  $R_r$

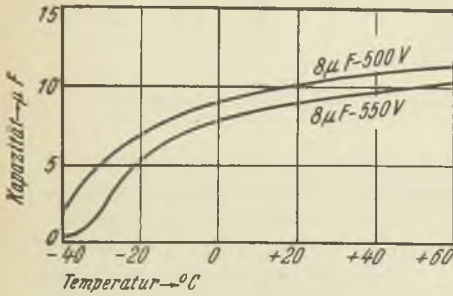


Abb. 159. Kapazität von Elektrolytkondensatoren in Abhängigkeit von der Temperatur (Fabrikat Philips).

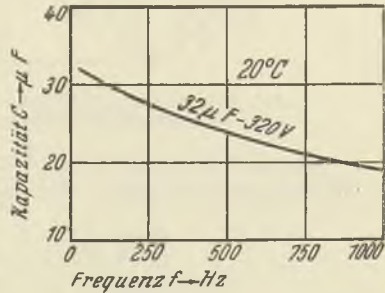


Abb. 160. Kapazität eines Elektrolytkondensators in Abhängigkeit von der Frequenz (Fabrikat Philips).

beispielsweise dargestellt. Die Kapazität steigt mit wachsender Temperatur an (Abb. 159). Sie fällt mit sinkender Temperatur stark

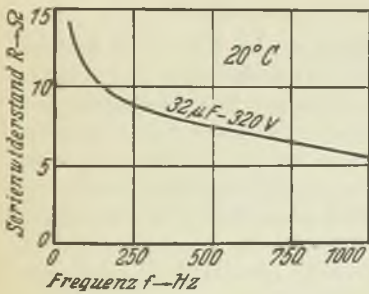


Abb. 161. Serienwiderstand eines Elektrolytkondensators in Abhängigkeit von der Frequenz (Fabrikat Philips).

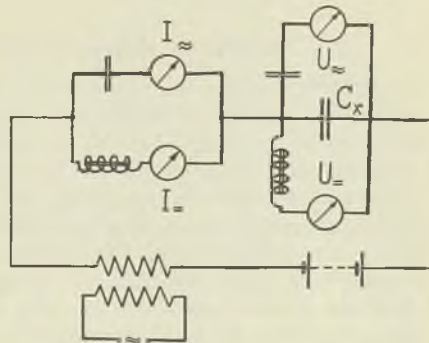


Abb. 162. Schaltung für Stromspannungsmessung an Elektrolytkondensatoren.

ab und ist bei  $-40^{\circ}C$  praktisch verschwunden. Es gibt jedoch Sonderausführungen, die auch noch bei so tiefen Temperaturen betriebsfähig sind. Sowohl Kapazität als auch Reihenwiderstand  $R_s$  sind frequenzabhängig (Abb. 160 und Abb. 161). Der Verlustwinkel wächst mit steigender Frequenz.

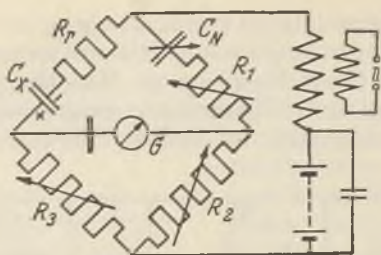


Abb. 163. Brückenschaltung zur Messung an Elektrolytkondensatoren.

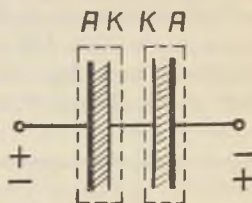


Abb. 164. Schema eines unipolaren Elektrolytkondensators.

Es muß besonders betont werden, daß Kapazitätsmessungen sowie Widerstandsmessungen bei gewöhnlichen Elektrolytkondensatoren selbstverständlich nur vorgenommen werden dürfen, wenn die Meßschaltung das Anlegen der Betriebsgleichspannung zuläßt. Abb. 162 zeigt die Schaltung für Stromspannungsmessung, Abb. 163 eine Brückenmeßschaltung.

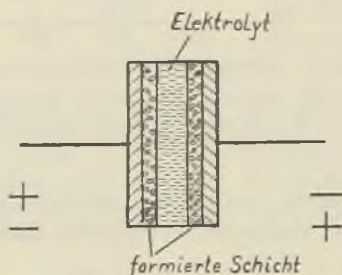


Abb. 165. Aufbau eines unipolaren Elektrolytkondensators.

### Ungepolte (bipolare) Elektrolytkondensatoren

Schaltet man zwei Elektrolytkondensatoren in der Weise hintereinander, daß die Kathoden miteinander verbunden sind (Abb. 164), so entsteht ein ungepoltes, d. h. ein bei beliebiger Polung arbeitendes System. Jeweils einer der Teilkondensatoren ist zwar falsch gepolt, besitzt also keine Sperrwirkung, aber der mit ihm in Reihe liegende richtig gepolte Kondensator verhindert die Ausbildung eines zerstörenden Kurzschlußstromes. Die Sperrschicht des falsch gepolten Kondensators wird nicht zerstört, sondern nur geringfügig geschwächt, so daß die Gesamtkapazität aus den beiden Teilkapazitäten nach der normalen Reihenschaltungsformel zu bestimmen ist. Der Reststrom unmittelbar nach dem Umpolen ist allerdings 3 bis 4mal größer als bei einem gepolten Kondensator nach spannungsloser Lagerung. Ungepolte Kondensatoren werden meist nicht in der Form einer Reihenschaltung von zwei äußerlich getrennten Kondensatoren verwendet, sondern in der vereinfachten Form (Abb. 165) zweier vom Elektrolyt umgebenen Elektroden in einem gemeinsamen Gehäuse. Man kann ungepolte Kondensatoren für in beiden Richtungen verschiedene maximale Spannungen bauen.



### III. Teil. Technische Kondensatoren

#### Kapitel 1

#### Papierwickelkondensatoren (hohe Kapazitätswerte)

Papierwickel werden unter Verwendung verschiedener Zusatzdielektriken für alle praktisch vorkommenden Kapazitätsbereiche und Spannungen gebaut. Das Hauptanwendungsgebiet von Papierwickeln mit Paraffin oder Kunstwachs als Zusatzdielektrikum ist jedoch der Kapazitätsbereich von etwa 0,1 bis 10  $\mu\text{F}$ . Im Bereich sehr großer Kapazitätswerte (etwa über 5  $\mu\text{F}$ ) wird der Papierwickelkondensator vom Elektrolytkondensator, der einen recht erheblich kleineren Raumbedarf hat, verdrängt, jedoch nur sofern es sich um Spannungen unter etwa 500 Volt handelt. Bei hohen Spannungen können derartig hohe Kapazitäten wiederum nur durch Papierwickelkondensatoren (mit Öl als Zusatzdielektrikum) verwirklicht werden (s. Kapitel 6, S. 191 ff.).

Die Elektroden werden fast ausschließlich von während des Wickelprozesses nicht fest mit den Papierstreifen verbundenen Metallfolien gebildet. Sehr selten wird die Belegung hergestellt, indem der Dielektrikumsstreifen an beiden Oberflächen metallisiert wird. Heute wird als Elektrodenmetall nur noch Aluminium von fast chemischer Reinheit verwendet. Kaum noch finden Zinn- oder Zinnbleifolien mit Antimonzusätzen Verwendung. Der Leitwert derartiger Folien ist nämlich fünfmal schlechter als der von Aluminiumfolien. Auch Kondensatoren, die aus metallisierten Papierstreifen gewickelt sind, haben größere Verluste, da der Leitwert der Belegungen um mehr als 50% geringer ist als der gewalzter Folien.

Es ist selbstverständlich, daß auf hohen Leitwert der Folien im Interesse kleiner Verlustfaktoren, somit geringer Erwärmung und langer Lebensdauer größter Wert gelegt wird. Für einige Sonderzwecke jedoch (z. B. bei Funkenlöschung an Unterbrecherkontakten) werden „Kondensatoren mit innerem Widerstand“ verlangt. Das sind Kondensatoren, die im Ersatzschema eine Reihenschaltung von Kapazität und erheblichem Widerstand darstellen. Bei derartigen Kondensatoren macht man im Gegensatz zur normalen Ausführung

die Elektrodenstreifen sehr lang und schmal und erhöht ferner den Widerstand noch dadurch, daß man die Stromfäden die längsten

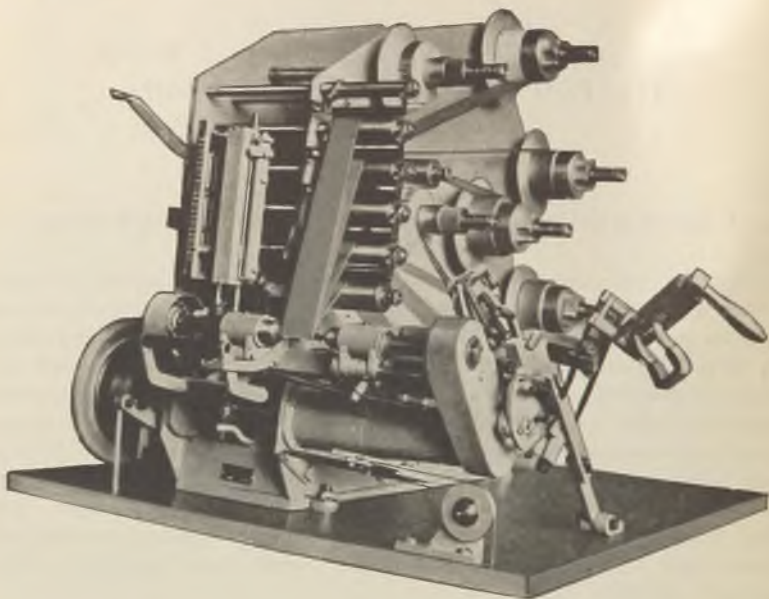


Abb. 166. Kondensatorschnellwickelmaschine (Werkphoto K. H. Krückeberg und Co.).

möglichen Wege zurücklegen läßt, indem man das eine Anschlußblech im Innern des Wickels, das andere an der Außenseite des Wickels an die betreffende Elektrode legt.

Das Wickeln des Kondensators geschieht auf der Wickelmaschine (Abb. 166). Der Wickel wird zunächst rund gewickelt. Er bleibt ent-



Abb. 167. Schema eines flachgepreßten Kondensatorwickels (Werkphoto Hydra).

weder rund oder wird in einem späteren Arbeitsprozeß flach gedrückt. Das Schema eines flachgepreßten Kondensatorwickels zeigt Abb. 167.

Die Spindeln der Wickelmaschine für die Papier- und Folienrollen sind durch eine Reibungsbremse gehemmt, so daß die Rollen sich nicht abspulen können und der Wickel fest wird. Die Anschlußstreifen werden beim Wickeln von Hand eingelegt. Die für die Elektroden verwendeten Aluminiumfolien haben eine Dicke von etwa 0,006 ... 0,008 mm, die Papierstreifen eine Dicke von 0,006 ... 0,010 mm.

Es kommt bei den Kondensatoren der Fernmeldetechnik sehr darauf an, für gegebene Betriebsspannung eine bestimmte Kapazität in einem möglichst kleinen Raum unterzubringen. Es ist dabei zu beachten, daß eine Isolationsverstärkung für den Kondensator eine quadratische Volumenvergrößerung bedeutet, wie aus folgenden Überlegungen zu entnehmen ist. Es soll  $C$  die verlangte Kapazität sein,  $a_1$  und  $a_2$  seien die zu vergleichenden Isolationsstärken, wobei  $a_2$  die  $n$ mal dickere Isolation sei:  $a_1 = na_2$ . Zur  $n$ mal dickeren Isolation gehört bei gleicher Kapazität eine  $n$ mal größere Wickelfläche:  $F_2 = nF_1$ . Das Volumen des Wickels ist nun proportional dem Produkt aus der Elektrodenfläche und der Dicke der Isolation. Somit gilt für die beiden zu vergleichenden Volumina:

$$V_1/V_2 = a_1F_1/a_2F_2 = 1/n^2.$$

Es ist vorteilhafter, bei gleicher Isolationsstärke mehrfachgeschichtetes dünnes Papier als dickes einlagiges Papier zu verwenden. Jedes Papier hat einige Löcher, die die Durchschlagsfestigkeit erheblich herabsetzen. Hat man nun mehrere Schichten Papier, so kann man bei der geringen Anzahl der Löcher wohl annehmen, daß nicht gerade an ein und derselben Stelle des Wickels sich ein Loch in zwei benachbarten Schichten befindet, vielmehr werden die Löcher in der einen Schicht durch gesunde Stellen der benachbarten Schicht überdeckt werden.

Ein Wickelkondensator hat neben dem Ohmschen Widerstand, den die Stromfäden auf ihrem Weg zu dem Punkte, wo sie das Dielektrikum durchsetzen, vorfinden, auch noch einen beträchtlichen induktiven Widerstand, der insbesondere bei höheren Frequenzen ins Gewicht fällt. Der Forderung nach induktionsarmen Wickelkondensatoren wird durch zwei konstruktive Maßnahmen Rechnung getragen:

1. Bei sog. „Bifilaren Kondensatoren“ befinden sich die Zuleitungen zu den Elektroden in Form von eingelegten Anschlußstreifen in der Mitte der Wickel. Der Strom durchläuft also die Wickelspirale sowohl in der Richtung nach innen als auch in der Gegenrichtung nach außen, so daß sich die erzeugten entgegengesetzt gerichteten magnetischen Felder gegenseitig angenähert aufheben.

2. Die Metallfolien stehen jeweils an einer Stirnseite des Wickels über und sind dort mit ihren Rändern zusammengelötet. Die Strom-

faden sind so kurz wie nur möglich. Diese Ausführung gewährleistet vor allem auch einen absolut kontaktsicheren Anschluß. Der in einem Wickelkondensator vorhandene Ohmsche Folienwiderstand bewirkt zusammen mit der induktiven Wirkung des Wickels eine Abnahme der wirksamen Kapazität mit der Frequenz.

In vielen Fällen wird eine der Belegungen so um den fertig gewickelten Kondensator gelegt, daß sie als Abschirmung wirkt. Diese Maßnahme ist besonders wichtig bei den sog. kombinierten Wickelkondensatoren. Das sind Kondensatoren mit mehreren elektrisch getrennten Wickeln in einem gemeinsamen Gehäuse.

Ein Papierwickel hat günstige Bedingungen für Selbstregenerierung beim Durchschlag. Abb. 168 zeigt schematisch einen Schnitt

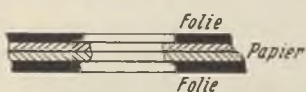


Abb. 168. Selbstregenerierung beim Durchschlag.

durch die Schichtung von Elektroden und Dielektrikum. Wenn ein Durchschlag erfolgt, so verdampft in der Umgebung der Durchschlagsöffnung im Dielektrikum infolge der Lichtbogen- bzw. Kurzschlußwärme das Elektrodenmaterial. Die Fläche des verdampften

Elektrodenmaterials ist nun günstigerweise größer als die Durchschlagsöffnung, wodurch der Kurzschluß wieder beseitigt ist.

Nach dem Aufwickeln werden die Wickel getrocknet. Größere Sätze von Wickeln werden in Trockenkammern eingefahren, deren Temperatur etwa  $110^{\circ}\text{C}$  beträgt (Lufttrocknung). Anschließend erfolgt die Imprägnierung (mit Paraffin, Kunstwachs) unter Vakuum im Imprägnierkessel. Um beim Abkühlen die für Ionisation sehr gefährliche Lunkerbildung im Paraffin zu verhindern, erfolgt die Abkühlung unter Öl. Die sich bildenden feinen Risse werden mit Öl ausgefüllt. Nach dem Erkalten werden die Wickel in Vergußmasse getaucht, wodurch sie mit einem schützenden Mantel gegen Feuchtigkeitseinflüsse umgeben werden. Nun erfolgt die Kapazitätsmessung und die Isolationsprüfung. Dann werden die Wickel in die Gehäuse eingebaut. Es werden die Anschlußklemmen montiert und das Gehäuse wird vollständig mit Vergußmasse ausgegossen.

Wickelkondensatoren werden in Rohrform im allgemeinen nur hergestellt bis zu folgenden Kapazitäts- und Spannungsgrenzen:

$$\begin{aligned} 0,6 \mu\text{F} & \dots 1500 \text{ Volt} \\ 1,0 \mu\text{F} & \dots 750 \text{ Volt.} \end{aligned}$$

Werden diese Grenzen überschritten, so werden ein oder mehr Wickel meist in rechteckige Metallbecher eingebaut, nachdem sie vor dem Imprägnieren flachgedrückt worden sind. Für Rundfunkkondensatoren liegt für die Metallbecher die Norm DIN VDE 1540 vor. Sie gibt die Gehäuseabmessungen, die Ausführung der Befestigungsteile

und der Lötösen an. Die Rollen für Kondensatorpapier und Metallfolien sind ebenfalls in ihren Abmessungen genormt: DIN VDE 1545. Für Postkondensatoren (Abb. 169) liegen ebenfalls Normen vor: RPZ 3900, RPZ 3901, RPZ 3902, RPZ 42293.

Die Spannungsprüfung (Elektrode gegen Elektrode und Elektroden gegen Gehäuse) ist nach den Leitsätzen VDE 0870/1933 durchzuführen. Die Leitsätze geben eine Prüfschaltung an. Das Verhältnis von Betriebsspannung zur Prüfspannung beträgt 1:3, das von Betriebsspannung zur Durchschlagsspannung etwa 1:10. Es kommt auf den Momentanwert der Spannung an. Kurzzeitige Spannungsspitzen sollen nicht mehr als 25% Überspannung bedeuten. Die Prüfspannungsart ist entsprechend der Art der Betriebsspannung zu wählen. Prüfung mit Wechselspannung bedeutet infolge des gleichzeitigen Auftretens von dielektrischen Verlusten erhöhte Beanspruchung gegenüber Gleichspannungsbeanspruchung. Aus diesem Grunde muß man bei Wechselspannungskondensatoren die Prüfspannung auf den

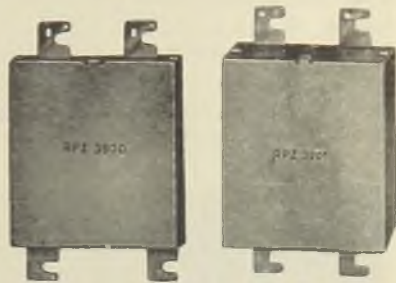


Abb. 169. Postkondensatoren (Werkphoto Nürnberg. Schraubenfabr.).

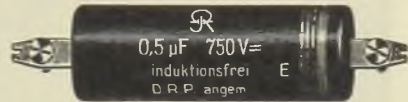


Abb. 170. Induktionsfreier Papierwickelkondensator (Werkphoto Jahre).

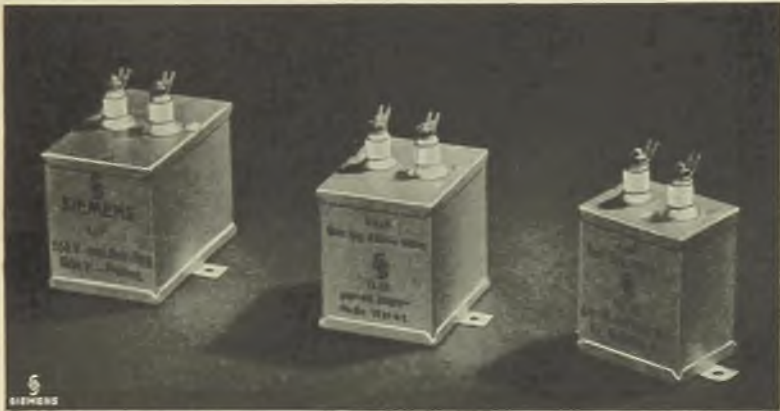


Abb. 171. Papierwickelkondensatoren in tropenfester Ausführung (Werkphoto Siemens).

1,5fachen Wert erhöhen, sofern mit Gleichspannung geprüft wird. Bei den Prüfungen soll die Ladung und Entladung des Kondensators über einen induktionsfreien Widerstand von einigen 1000 Ohm erfolgen.

Bei Kondensatoren mit paraffinimprägnierten Wickeln beträgt die untere Grenze des Gleichstromisolationswiderstandes  $200 \text{ M}\Omega \cdot \mu\text{F}$  bei 100 Volt, 2 Minuten Belastungszeit und  $20^\circ \text{C}$  Temperatur nach viertägiger Lagerung in Luft mit 65% rel. Feuchtigkeit. Die tech-

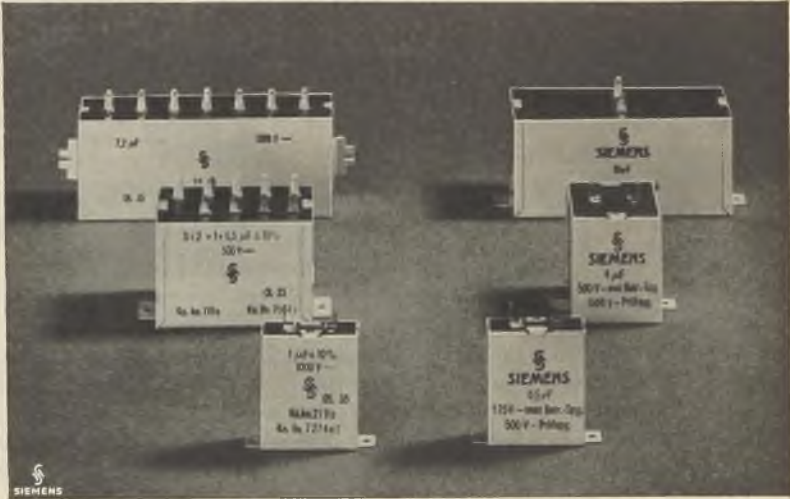


Abb. 172. Verschiedene Papierwickelkondensatoren und Kombinationsblocks (Werkphoto Siemens).

nisch erreichten Werte liegen meist sehr viel höher, nämlich bei etwa  $1000 \text{ M}\Omega \cdot \mu\text{F}$ , bei ölgetränkten Kondensatoren sogar bei  $10000 \dots 45000 \text{ M}\Omega \cdot \mu\text{F}$ . Die Betriebstemperatur darf normalerweise  $50^\circ \text{C}$  nicht übersteigen, jedoch werden bei Sonderausführungen auch Temperaturen von  $60 \dots 100^\circ \text{C}$  zugelassen. Der Verlustfaktor beträgt:  $\text{tg } \delta = 50 \cdot 10^{-4} \dots 80 \cdot 10^{-4}$  bei 800 Hz.

Die Kapazitätstoleranzen betragen: bei Kondensatoren mit einer Kapazität, die kleiner ist als  $0,1 \mu\text{F}$ ,  $\pm 20\%$ , bei Kondensatoren mit einer Kapazität, die größer ist als  $0,1 \mu\text{F}$ ,  $\pm 10\%$ .

In Abb. 170, 171 u. 172 sind verschiedene Ausführungsbeispiele von Papierwickelkondensatoren gezeigt. Abb. 173 zeigt einen interessanten Vergleich der Größe eines gewöhnlichen Papierwickelkondensators mit der Größe eines Papierwickelkondensators, dessen Dielek-

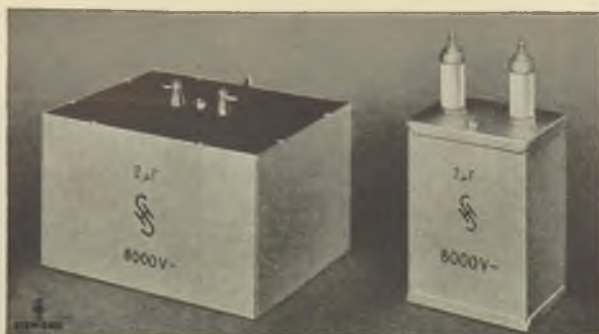


Abb. 173. Papierwickelkondensatoren gleicher Kapazität in gewöhnlicher Ausführung bzw. mit halbflüssigem Zusatzdielektrikum (Werkphoto Siemens).

trikum durch ein halbflüssiges Zusatzdielektrikum eine Erhöhung der Dielektrizitätskonstanten erfahren hat.

## Kapitel 2

### Elektrolytkondensatoren (hohe Kapazitätswerte)

Elektrolytkondensatoren werden als Kondensatoren mit sehr großen Kapazitätswerten und für verhältnismäßig kleine Spannungen gebaut. Dieses Anwendungsgebiet entspricht ihrer typischen Eigenart. Äußerst vorteilhaft ist der geringe Raumbedarf trotz der hohen Kapazitätswerte.

Die Elektrolytkondensatoren werden als „nasse“ oder als halbtrockene Kondensatoren bezeichnet, je nachdem, ob sich der Elektrolyt in flüssigem oder gelatiniertem Zustand befindet. Bei nassen Kondensatoren ist die Anode z. B. sternförmig ausgebildet, wie es Abb. 174 zeigt. Das Aluminiumgehäuse ist die Kathode. Oben im Gehäuse befindet sich das flüssigkeitsdichte Ventil, durch das sich im Innern des Kondensators entstehender Überdruck ausgleichen kann. Die Vorrichtung besteht aus der mit Löchern (G) versehenen Ventilkappe (F), einem Gummidichtungsring (H) in einer Aluminiumkappe (K), die mit einem porösen Stoff, der etwa entweichende geringe Mengen des Elektrolyts aufsaugt, gefüllt ist. Die Anode des Kondensators der Abb. 175 hat Rosettenform. Sie ist mit vielen Schlitzfenstern versehen, damit der flüssige Elektrolyt ungehindert die gesamte Anodenoberfläche umspülen kann und die Stromwege durch den Elektrolyten zum Gehäuse möglichst abgekürzt werden. Es kommt bei der Ausbildung der Anode auf möglichst große Oberfläche bei kleinem Raumbedarf an. Aus diesem Grunde ging man neuer-

dings daran, die Anodenoberfläche (z. B. durch einen Beizprozeß, siehe Abb. 176) aufzurauchen und sie somit zu vergrößern. Dabei

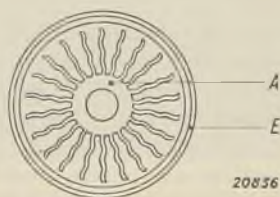
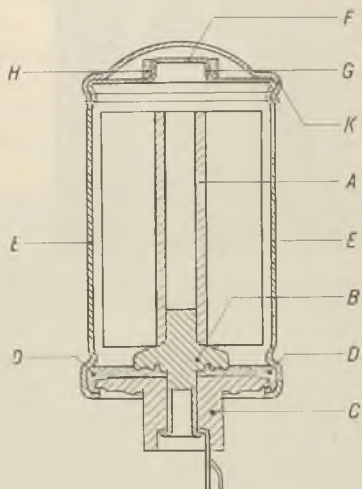


Abb. 175. Rosettenförmige, geschlitzte Anode eines Elektrolytkondensators (Werkphoto Philips)

Abb. 174. Elektrolytkondensator (Stern-Typ). A Anode, Stift B starr mit Stöpsel C verbunden, D flüssigkeitsdichter Gummiverschluß, E Aluminiumbuchse (Kathode), F Ventilkappe, G Ventilöffnung, H Ventildichtung, K Abschlußkappe (Werkphoto Philips)

geht man über eine Oberflächenvergrößerung auf das Fünffache im allgemeinen nicht hinaus, da sonst die Wärmeentwicklung im Kondensator unzulässig groß wird. Die Raumersparnis infolge Aufrauhen der Oberfläche geht aus dem in Abb. 177 durchgeführten Vergleich der Größe von zwei Elektrolytkondensatoren hervor, von denen nur der eine eine aufgerauhte Anode hat. Hinsichtlich der Spannungsbelastbarkeit unterscheidet man Niedervolt- und Hochvoltkondensatoren. Auf S. 155 wurde gezeigt, daß die Funkenspannung (Durchschlagsfestigkeit) mit wachsendem spezifischen Widerstand des Elektrolyten wächst. Aus diesem Grunde ist es notwendig, bei Elektrolythochvoltkondensatoren einen Elektrolyten mit sehr großem spe-





Abb. 176. Photographie einer durch Beizung aufgerauhten Anodenoberfläche (Werkphoto Philips).

zifischem Widerstand (etwa 10000 Ohmcm bei 20° C) zu verwenden. Um nun nicht infolgedessen für die Kondensatoren zu hohe Reihen-

Abb. 177. Elektrolytkondensatoren gleicher Kapazität mit aufgerauhter bzw. glatter Anodenoberfläche (Werkphoto Siemens).



widerstände zu erhalten, muß der Abstand zwischen Anode und Kathode sehr klein sein. Abb. 178 zeigt ein Ausführungsbeispiel für einen Hochvoltkondensator. Die Anode (A) hat Becherform. Kathode ist der äußere (E) und innere Mantel (B). Der Raum zwischen Anode

und Kathode ist mit dem Elektrolyten gefüllt. Der Abstand zwischen den Elektroden ist denkbar gering. G sind die Ventilöffnungen, H ist

das abdichtende Gummiband und P ein die Flüssigkeit aufsaugender Stoff. Elektrolytkondensatoren werden auch als Wickelkondensatoren ausgebildet, indem man zwei Aluminiumfolienstreifen mit Gewebe oder porösem Papier, das mit dem halbtrockenen Elektrolyten getränkt ist, als Abstandshaltung zu Wickeln aufrollt. Die nassen Elektrolytkondensatoren werden meist in Metallgehäusen aus Aluminium geliefert. Das Gehäuse ist zugleich die Kathode. Abb. 179 zeigt die äußeren Größenverhältnisse von Kondensatoren verschiedener Kapazität. Ferner wird gezeigt, wie durch Montage

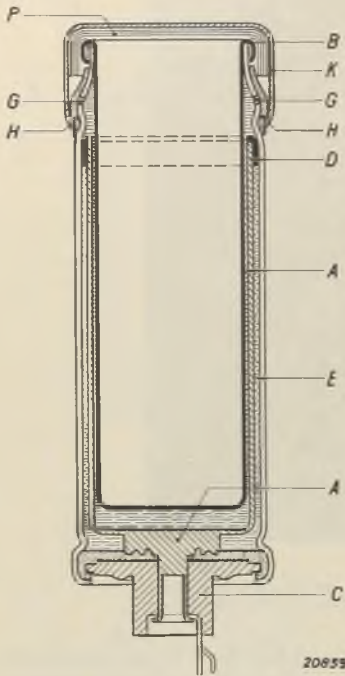


Abb. 178. Hochspannungselektrolytkondensator. A Anode, B innerer Mantel, C Sockel, D Streifen Isolierstoff zur Zentrierung der Anode, E äußerer Mantel, G Ventilöffnung, H Ventildichtung, K Abschlußkappe, P absorbierender Stoff (Werkphoto Philips)

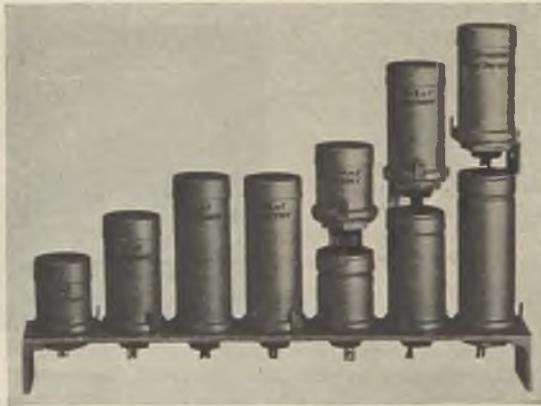


Abb. 179. Größenverhältnisse und Aufbau-Möglichkeiten verschiedener Elektrolytkondensatoren (Werkphoto Philips).

übereinander der Raum ausgenutzt werden kann. Bei Kondensatoren mit halbtrockenem Elektrolyt kann als Werkstoff für das Gehäuse auch Weißblech oder Isoliermaterial, z. B. lackierte Pappe, verwendet werden. Abb. 180 zeigt Elektrolytkondensatoren ( $4\ \mu\text{F}$ , 300 bis 330 Volt) in einfacher Papprohrchenausführung (Volksempfänger).



Abb. 180. Kondensatoren mit halbtrockenen Elektrolyten in Papprohransführung (Werkphoto Siemens).

Die Kapazitätstoleranzen von Elektrolytkondensatoren sind normalerweise sehr groß. Bei Kondensatoren bis zu 100 Volt Betriebsspannung betragen sie bei Kapazitätswerten unter  $25\ \mu\text{F}$   $-20\% \dots +50\%$ , bei größeren Kapazitätswerten  $-20\% \dots +30\%$ . Die Kondensatoren für Betriebsspannungen bis zu 500 Volt haben für Kapazitätswerte bis zu  $4\ \mu\text{F}$  Toleranzen von  $-20\% \dots +50\%$ , für größere Kapazitätswerte betragen die Toleranzen  $-20\% \dots +30\%$ . Die dielektrischen Verlustfaktoren der technischen Elektrolytkondensatoren sind ungefähr zehnmal größer als die von guten Papierwickelkondensatoren, was jedoch hinsichtlich der Anwendung als Siebkondensatoren — dem Hauptanwendungsgebiet der Elektrolytkondensatoren — ohne praktische Bedeutung ist. Als maximale Betriebstemperatur darf ungefähr  $50^\circ\text{C}$  zugelassen werden.

### Kapitel 3

#### Festkondensatoren mit mittleren und kleinen Kapazitäten für kleine Spannungen und Ströme

Unter Festkondensatoren mit mittleren Kapazitäten sollen solche mit Kapazitäten in der Größenordnung von  $100 \dots 50000\ \text{pF}$ , unter Kondensatoren mit kleinen Kapazitäten solche mit Kapazitäten unter  $100\ \text{pF}$  verstanden werden. Die Betriebsspannungen sollen unter 1000 Volt, die Belastungsströme unter  $1 \dots 5\ \text{Amp}$  liegen.

Kondensatoren mit Kapazitäten in der Größenordnung von 100 . . . 1000 pF können unter Verwendung von Luft als Dielektrikum noch aufgebaut werden, ohne daß die äußeren Abmessungen für normale Hochfrequenzgeräte zu groß werden. Bei Verwendung von Glimmer, keramischem Material und Glas als Dielektrikum bleiben die Abmessungen auch bei den größeren Kapazitätswerten (50 000 pF) noch klein.

Luftkondensatoren sind insbesondere dort erforderlich, wo es auf absolute Verlustfreiheit ankommt. Abb. 181 zeigt die äußere Ansicht

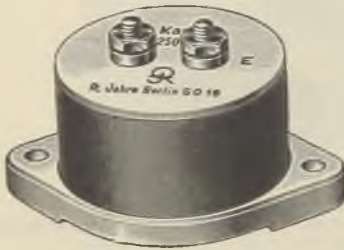


Abb. 181. Ansicht eines Luftkondensators (Werkphoto Jahre).

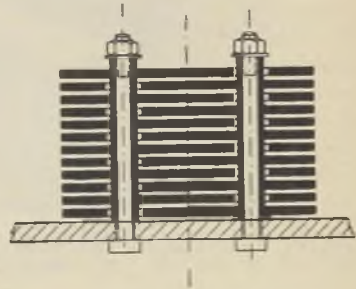


Abb. 182. Schema eines Luftplattenkondensators.

eines Luftblocks. Der Kondensator ist aus zwei Elektrodensystemen aufgebaut, die aus gemäß der schematischen Skizze (Abb. 182) geschichteten Platten bestehen. Der notwendige Abstand zwischen den Platten wird durch um die Schraubenbolzen liegende Distanzringe aufrechterhalten. Derartige Kondensatoren können mit Kapazitäten von 50 . . . 500 pF für 750 Volt Gleichspannung oder 350 Volt Wechselspannung und mit Kapazitäten von 50 . . . 300 pF für 1000 Volt Gleich- bzw. 500 Volt Wechselspannung geliefert werden, wobei die maximalen Abmessungen 65 mm · 47 mm · 52 mm als angenehm klein zu bezeichnen sind. Der Verlustfaktor derartiger Kondensatoren ist unmeßbar klein, sofern die Plattenpakete durch Anziehen der zusammenhaltenden Schrauben hinsichtlich der Vermeidung von Übergangswiderständen fest genug zusammengepreßt werden. Auch muß bei der Montage sorgfältigst darauf geachtet werden, daß sich keine Staubteilchen zwischen den Platten festsetzen. Der in Abb. 181 dargestellte Kondensator ist vollständig gekapselt, was ein Verstauben während des Betriebes verhindert. Die Isoliergrundplatte sowie die Deckplatte sind aus Calit, so daß das sowieso äußerst geringe elektrische Streufeld durch verlustarmes Material verläuft.

Abb. 183 zeigt kleine Kapazitätsnormalkondensatoren mit Luftdielektrikum. Der innere Aufbau dieser Kondensatoren ist ähnlich

wie der bei den Normalluftfestkondensatoren der PTR. Durch Verwendung von Quarzglas als Isolation wird ein äußerst geringer Verlustfaktor erzielt. Wegen der kleinen Abmessungen eignet sich der Kondensator besonders gut zum Einbau in Hochfrequenzschaltungen.

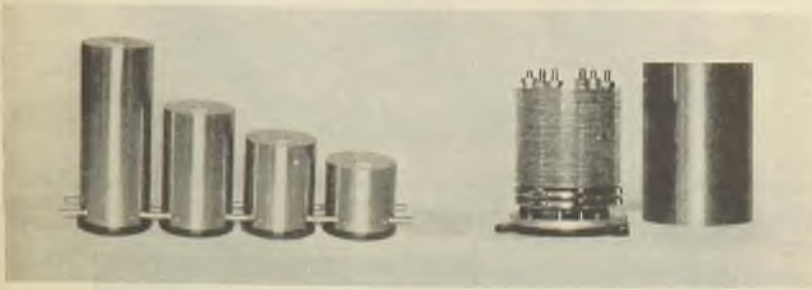


Abb. 183. Kleine Kapazitätsnormalkondensatoren mit Luft-Dielektrikum. Geschalteter Satz, innerer Aufbau der Kondensatoren (Werkphoto Oskar Selinger).

☞ Glimmer als Dielektrikum wurde schon frühzeitig im Kondensatorbau verwendet. Glimmerblättchen und Metallfolien als Elektroden werden abwechselnd aufeinandergeschichtet und zwischen zwei Druckplatten gegeneinandergepreßt. Die in abwechselnder Reihenfolge links oder rechts überstehenden Folien werden zu je einem Elektrodensystem leitend verbunden. Bei den Glimmerkondensatoren neuerer Bauart werden auf die Glimmerblättchen Metallbelegungen aufgespritzt oder besser noch aufgebrannt (meist Silber). Das unmittelbare Aufbrennen eines Belages als Elektrode hat große konstruktive Vorteile (z. B. Wegfall von Druckschrauben oder Platten) und garantiert Konstanz des Elektrodenabstands und somit der Kapazität. Glimmerplattenkondensatoren in einfacher Ausführung zeigt Abb. 184. Die Kondensatoren bestehen jeweils aus einem einzigen metallisierten Glimmerblättchen, das zum Schutze gegen Feuchtigkeit, Oxydation und mechanische Beschädigung mit einem Lacküberzug versehen ist. Die Kapazität solcher Einplattenkondensatoren beträgt 50...

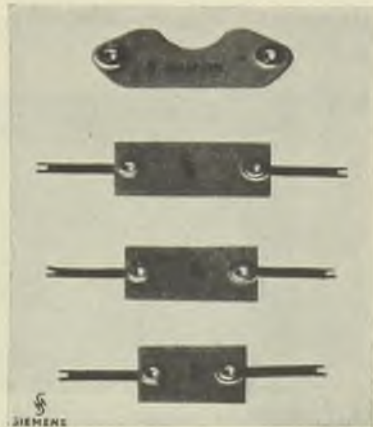


Abb. 184. Kondensatoren aus einem metallisierten Glimmerblättchen mit Lacküberzug (Werkphoto Siemens).

Die Kapazität solcher Einplattenkondensatoren beträgt 50...

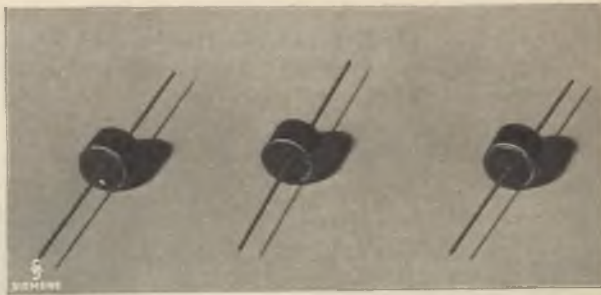


Abb. 185. Kondensatoren aus einem Glimmerblättchen in einem Preßstoffgehäuse (Werkphoto Siemens).

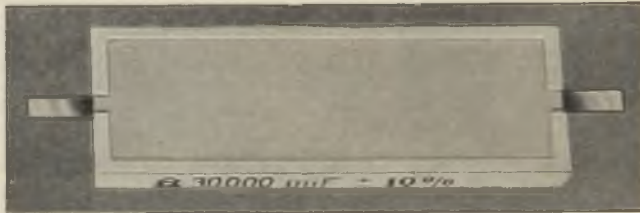


Abb. 186. Kondensator aus mehreren feuerversilberten Glimmerblättchen in Calitwanne (Werkphoto Hescho).



Abb. 187. Ausführungsform eines Glimmerkondensators sehr großer Kapazität (Werkphoto Hescho).

400 pF normalerweise bei einer Kapazitätstoleranz von  $\pm 10\%$  und einer solchen von  $\pm 1\%$  bei Sonderausführung. Die Prüfspannung beträgt 1500 Volt. Der Verlustfaktor ist bei einer Frequenz von 500 kHz kleiner als  $\text{tg } \delta = 10 \cdot 10^{-4}$ . In Abb. 185 sind Glimmerkondensatoren (Kopplungskondensatoren) mit einer Kapazität unter 50 pF dargestellt.

Das mit Belegungen versehene Glimmerplättchen ist in einem Preßstoffgehäuse untergebracht und ist durch eine hochwertige Vergußmasse von Feuchtigkeitseinflüssen geschützt. Bei den Glimmerwannenkondensatoren (Abb. 186) sind mehrere aus metallisierten Glimmerplättchen bestehende Einzelkondensatoren in einer runden oder rechteckigen Calitwanne übereinandergelegt und parallel geschaltet. Eine hochwertig isolierende Vergußmasse schützt die Glimmerkondensatoren vor äußeren Einflüssen. Die Normalausführung derartiger Kondensatoren hat einen Verlustfaktor  $\text{tg } \delta \leq 20 \cdot 10^{-4}$  bei 1000 kHz. Bei

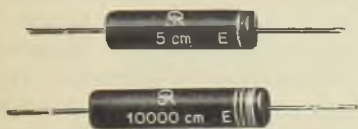


Abb. 188. Rollglimmerkondensatoren (Werkphoto Jahre).

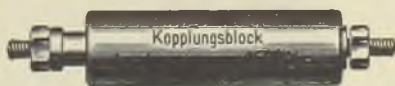


Abb. 189. Glimmerkondensator mit einer Belastbarkeit von 500 VA (Werkphoto Jahre).

Präzisionsausführung beträgt der Verlustfaktor  $\text{tg } \delta \leq 4 \cdot 10^{-4}$  bei 1000 kHz. Abb. 187 zeigt eine Kondensatorausführung, in der Kapazitäten bis zu  $1 \cdot 10^6$  pF untergebracht werden können. Bei den sogenannten Rollglimmerkondensatoren wird ein langer Glimmerstreifen beiderseitig metallisiert und zusammen mit einem unmetallisierten, als isolierende Zwischenlage dienenden Glimmerstreifen spiralförmig zusammengerollt. Der so entstandene Rollglimmerkondensator wird zum Schutze gegen Beschädigung und Feuchtigkeitseinflüsse in eine keramische oder sonstige feuchtigkeitsdichte Hülse gesteckt, die beiderseitig gut verschlossen wird (Abb. 188). Der in Abb. 189 dargestellte Kopplungskondensator (50 . . . 500 pF) stellt einen Glimmerkondensator besonders stabiler Konstruktion dar. Die äußere Hülle ist metallisch. Dieser Kondensator kann z. B. auch als Schwingkreis-kondensator in Kurzwellensendern Anwendung finden. Die Belastbarkeit beträgt 500 VA bei einer maximalen Hochfrequenzspannung von 500 Volt effektiv. Die Leitungsquerschnitte sind relativ groß, so daß Stromwärmeverluste vermieden werden. Die kräftigen Anschlußgewindebolzen mit Muttern ermöglichen Vermeidung von Übergangswiderständen.

In Ultrakurzwellenaufbauten finden Kleinstkondensatoren als Kurzschlußglieder für die Hochfrequenzspannungen Verwendung, die aus zwei durch isolierte Schrauben unter Zwischenlage sehr dünner (0,010 . . . 0,030 mm) Trolitulfolie aufeinandergepreßten Metallblättchen bestehen. Da es bei den hohen Frequenzen auf besonders induktivitätsarmen Aufbau ankommt, müssen die Zuleitungen zu den anderen Schaltelementen extrem kurz sein. Aus diesem Grunde können die Kondensatoren meist nicht als Einzelteile gebaut werden, sondern

es müssen die erforderlichen Kapazitäten durch konstruktive Maßnahmen bei anderen sowieso vorhandenen Aufbauteilen untergebracht werden.

Als Beispiel dafür zeigt Abb. 190 einen gleichzeitig als Mehrfachkondensator ausgebildeten Röhrensockel.

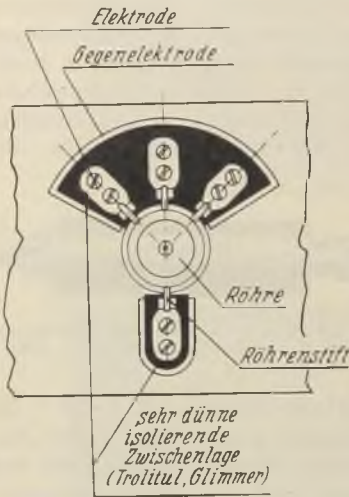


Abb. 190. Sockel einer Ultrakurzwellenröhre als Mehrfachkondensator ausgebildet.

Durch die großen Fortschritte, die hinsichtlich geringer dielektrischer Verluste bei den keramischen Materialien in den letzten Jahren erzielt wurden, haben sich Kondensatoren mit keramischem Material als Dielektrikum durchgesetzt. Die keramischen Kondensatoren werden als Scheiben- oder Hütchenkondensatoren für sehr kleine Kapazitäten und als Halmröhrchen- oder Flachkondensatoren für mittlere Kapazitäten gebaut (Abb. 191 und Abb. 192). Als Dielektrikum können z. B. die keramischen Massen Calit, Frequenta, Diakond, Tempa, Condensa und Kerafar verwendet werden. Die Belegungen werden ähnlich wie bei den Glimmerkondensatoren durch Aufbrennen einer Silberschicht hergestellt.

Es ist aus elektrischen und mechanischen Gründen Wert darauf zu legen, daß die Stromzuführungen als breite und stabil befestigte Bänder oder Lötösen

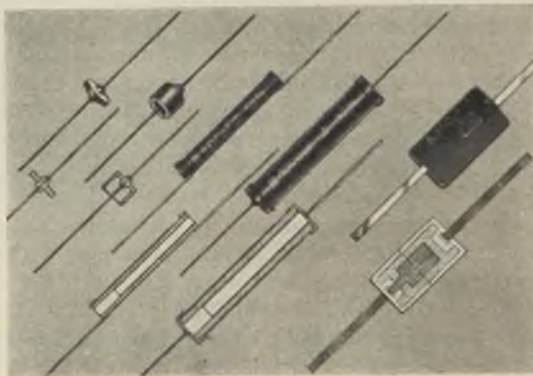


Abb. 191. Ausführungsformen keramischer Kondensatoren sehr kleiner und mittlerer Kapazität (Scheiben-, Hütchen-, Halmröhrchen-, Flachkondensatoren) (Werkphoto Hescho).



ausgeführt werden (Abb. 193). Ähnlich wie die Glimmerkondensatoren müssen auch die keramischen Kondensatoren durch einen Lacküberzug gegen Feuchtigkeit geschützt werden. Bei sehr großer Feuchtigkeit im Anwendungsfall (Tropenausführung) werden die Kondensatoren

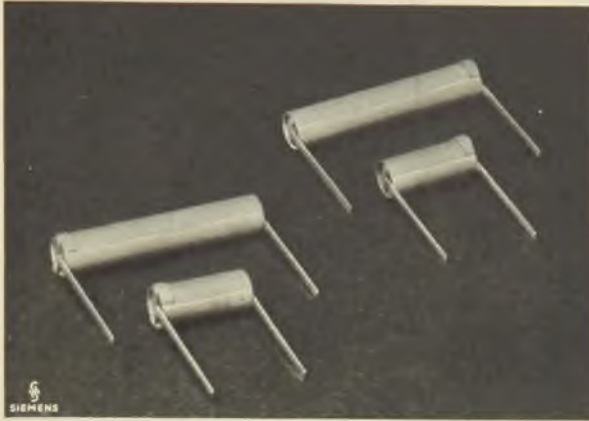


Abb. 192. Keramische Röhrenkondensatoren (Werkphoto Siemens).

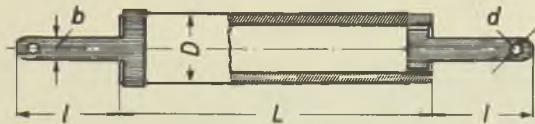


Abb. 193. Röhren-Kondensator mit besonders stabiler und breiter Stromzuführung (Werkphoto Hescho).

satoren meist mit einem vergossenen, keramischen, gläsernen oder metallischen Schutzröhrchen umgeben. Abb. 194 zeigt den Einfluß der Luftfeuchtigkeit auf den Oberflächenwiderstand und den Verlustfaktor bei einem lackierten Rohrkondensator. Bei der Wahl des Dielektrikums sind maßgeblich die zuläßliche Größe des Verlustfaktors und des Temperaturkoeffizienten der Kapazität, das räumliche Größenverhältnis bei gleicher Kapazität und bei gleicher Hochfrequenzleistung. Beispielsweise sind für Kondensatoren mit Tempa S, Calit und Condensa F diesbezüglichen Zahlenwerte in untenstehender Tabelle angegeben.

Es muß besonders darauf hingewiesen werden, daß Kondensatoren mit Condensa und Kerafar als Dielektrikum einen negativen Temperaturkoeffizienten der Kapazität haben, während normalerweise der Temperaturkoeffizient von Kapazitäten (und auch Induktivitäten) positiv ist. Damit ist die Möglichkeit einer Kompensation gegeben.

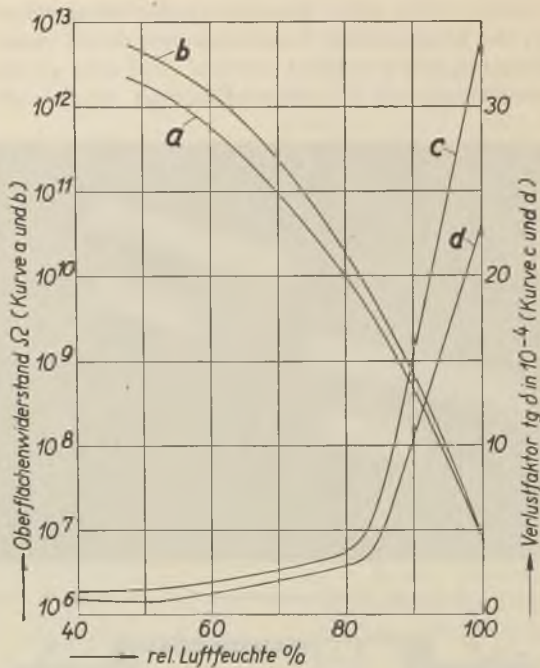


Abb. 194. Oberflächenwiderstand und Verlustfaktor eines lackierten Röhrenkondensators in Abhängigkeit von der Luftfeuchtigkeit (Werkphoto Hescho).

Dielektrikum	Tempa S	Calit	Condensa F
Dielektrizitäts-Konstante ( $\epsilon$ )	14	6,5	65
Verlustfaktor ( $\text{tg } \delta$ ) bei 1 MHz (Garantiewert) in $10^{-4}$	$\leq 4$	$\leq 8$	$\leq 10$
Temperatur-Koeffizient (T.K) der Kapazität für $1^\circ\text{C}$ (zwischen $20\dots 80^\circ\text{C}$ ) in $10^{-6}$	+ 40	+ 140	- 720
Größenverhältnis für gleiche Kapazitätswerte	1	2	0,2
Größenverhältnis für gleiche HF-Leistung	1	2	2,5

Mehrere Röhrenkondensatoren können, wie Abb. 195 zeigt, zu Kondensatorenblocks zusammengefügt werden, wodurch höhere Be-

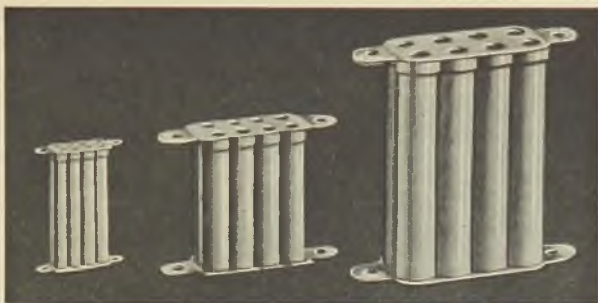


Abb. 195. Zusammensetzung mehrerer Röhrenkondensatoren zu einem Block zur Erhöhung der Belastbarkeit (Werkphoto Hescho).

lastbarkeit erzielt wird als mit einem einzelnen Röhrenkondensator gleicher Kapazität. So wird für einen aus 8 Röhrenkondensatoren zusammengesetzten Kondensatorblock mit einer Gesamtkapazität von 24000 pF bei einer maximalen Hochfrequenzspannung von 400 Volt eine zulässige Betriebsbelastung von etwa 6 kVA angegeben. Die äußeren Abmessungen 82 mm · 87 mm · 27 mm sind dabei als klein zu bezeichnen.

Unter Verwendung von Glas mit einer Dielektrizitätskonstanten von 8 als Dielektrikum sind die Minoskondensatoren aufgebaut. Sie

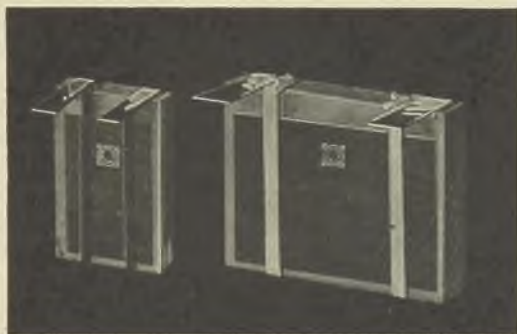


Abb. 196. Kondensatoren mit Platten aus Minoglas als Dielektrikum (Werkphoto Schott und Gen.).

werden normalerweise mit Kapazitäten von 100 ... 45000 pF hergestellt. Glasplatten mit zwischengelegten Folien oder aufgespritztem Belag werden, wie es Abb. 196 zeigt, aufeinander geschichtet. Die Pakete werden in einem gut vergossenen Gehäuse luftdicht abge-

geschlossen. Die Prüfspannung beträgt normalerweise 8000 Volt. Durch Serienschaltung im Innern können Kondensatoren mit noch sehr viel höheren Prüfspannungen hergestellt werden. Die Abmessungen der Kondensatoren sind insbesondere für die kleinen Werte relativ groß. Für eine Kapazität von 100 . . . 550 pF wird angegeben 130 mm · 75 mm · 40 mm. Für eine Kapazität von 45 000 pF ergeben sich die Abmessungen 130 mm · 240 mm · 85 mm. Ein derartiger Kondensator hat ein Gewicht von etwa 4,5 kg.



Abb. 197. Kondensator geringer Abmessungen mit Minosglas als Dielektrikum (Werkphoto Schott u. Gen.).

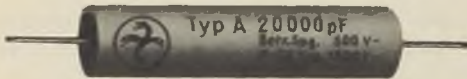


Abb. 198. Papierwickelkondensator in Röhrenform (Werkphoto Hydra).

Minosglas als Dielektrikum findet auch bei den mit kleineren Abmessungen konstruierten Festkondensatoren nach Abb. 197 Verwendung. Die Kondensatoren werden ausgeführt mit Kapazitätswerten von 220 . . . 2200 pF und für eine höchstzulässige Spannung von 4000 Volt. Die Abmessungen sind 60 mm · 40 mm · 15 mm bzw. 25 mm. Der Verlustfaktor des Minosglas liegt bei  $\text{tg } \delta = 10 \cdot 10^{-4}$ , der Verlustfaktor der fertigen Kondensatoren liegt dementsprechend etwas höher.



Abb. 199. Tropenfeste Kondensatoren aus Tempa S (Werkphoto Hescho).

Auch Papierwickelkondensatoren werden in Röhrenform für Kapazitätswerte von 10 pF . . . 50 000 pF gebaut (Abb. 198). Sie finden vor allem dort Anwendung, wo es auf Billigkeit ankommt und wo die dielektrischen Verluste keine allzu-große Rolle spielen.

Kondensatoren, die dauernd hoher Luftfeuchtigkeit (über 80%) ausgesetzt sind, müssen „tropenfest“ ausgeführt werden. Zu diesem Zweck

wird der eigentliche Kondensator in einem unhygroskopischen Schutzrohr vollkommen wasser- und luftdicht abgeschlossen. Abb. 199 zeigt tropenfeste Kondensatoren aus Tempa S, die in ein Schutzrohr aus glasiertem Calit eingelötet sind. Die Streukapazität zwischen den Anschlußkappen, die parallel zur Kapazität liegt und immerhin dem Feuchtigkeitseinfluß ausgesetzt ist, ist denkbar gering.

## Kapitel 4

### Drehkondensatoren

Der Drehkondensator ist die gebräuchlichste Form des Kondensators mit veränderbarer Kapazität. Drehkondensatoren werden mit maximalen Kapazitäten von 10 . . . 10000 pF hergestellt. Die verschiedenen Plattenschnitte wurden bereits auf Seite 23ff. behandelt. Die Kondensatoren für die Schwingungskreise der Rundfunkempfänger haben fast durchweg logarithmischen Plattenschnitt, bei Kurzwellendrehkondensatoren mit sehr kleinen Kapazitäten und bei Spannungsteilerkondensatoren findet man Kreisplattenschnitt. Als Dielektrikum wird meist Luft verwandt. Jedoch benutzt man aus Gründen der Kapazitätserhöhung bzw. der Steigerung der Spannungsbelastbarkeit auch Hartpapier, Trolitul oder Glimmer (selten auch Öl), als Dielektrikum. Über die Anwendung von keramischem Material bei Trimmerkondensatoren siehe Seite 189.

Der Drehkondensator findet sehr vielseitige Verwendung in der Rundfunkempfängertechnik (Abstimmkondensator, Rückkopplungskondensator, Spannungsteilerkondensator usw.). Sowohl beim Empfänger- als auch beim Senderschwingungskreiskondensator kommt es in hohem Maße auf Verlustfreiheit an. Bei Senderkondensatoren kommt meist die Forderung hoher Spannungsbelastbarkeit hinzu, die im Falle von Luftkondensatoren nur durch genügend großen Plattenabstand erfüllt werden kann. Die Verluste eines Drehkondensators können verursacht sein durch folgende Einflüsse:

1. Die dielektrischen oder Ohmschen Verluste des Dielektrikums. Diese sind bei Luft, sofern dieselbe nicht durch zu hohe Spannungen ionisiert bzw. durch (wenn auch nur geringfügige) Verstaubung verunreinigt ist, praktisch Null.

2. Die dielektrischen und Ohmschen Verluste der konstruktiv unvermeidlichen Isolierstücke zwischen Rotor, Gehäuse und Stator. (Der Rotor ist meist leitend mit dem Gehäuse verbunden.) Insbesondere bei Kurzwellenkondensatoren, wo wegen der Kleinheit der Wirkkapazität die Streukapazitäten durch diese Isolierstücke eine Rolle spielen, ist es daher unbedingt notwendig, hochwertige Isolierteile aus Keramik, Quarz oder Kunststoffen zu verwenden. Die rein Ohmschen Verluste, also die sog. Ableitungsverluste aller tech-

nischen Isolierstoffe sind vernachlässigbar klein, was man aber, insbesondere bei hohen Frequenzen, nicht von den dielektrischen Verlusten sagen kann.

3. Die Ohmschen Leitungsverluste der Zuleitungen. Hier ist vor allem auf die Zuleitungen zum Rotor zu achten. Es macht gewisse

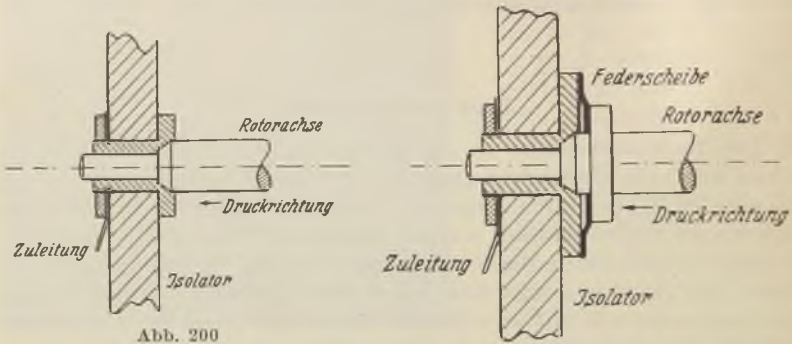


Abb. 200

Abb. 201

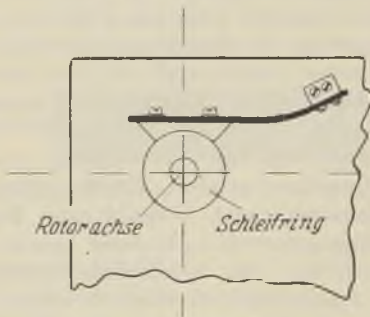


Abb. 202

Abb. 200—202. Schemen verschiedener Ausführungsformen der Stromzuführung zum Rotor eines Drehkondensators.

Schwierigkeiten, insbesondere bei Kurzwellenkondensatoren, eine möglichst induktivitätsarme und auch trotz des Hauteffekts noch verlustlose und konstante leitende Verbindung zu dem beweglichen Rotor zu schaffen. Es gibt einige Lösungen:

a) Schleifkontakt im Rotorlager. Die konstruktiven Ausführungen sind sehr mannigfaltig. Abb. 200 zeigt in schematischer Skizze ein Ausführungsbeispiel. Die Lösung ist einfach, genügt aber nicht immer den Anforderungen an Sicherheit und Verlustfreiheit, zumal die Lager leicht verschmutzen, sobald sie geölt sind.

b) Besondere Schleifkontakte. Auf der Rotorachse sitzt ein Schleifring, auf dessen Seiten- oder Mantelfläche eine Federscheibe (Abb. 201) oder ein durch eine Feder aufgedrücktes Klötzchen (Abb. 202) schleift.

c) Bronzespiralfederzuleitung. Diese aus der Instrumententechnik übernommene leitende Verbindung des Rotors ist die gebräuchlichste (Abb. 203). Bei Kurzwellenkondensatoren versagt diese Lösung hinsichtlich Induktivitäts- und Verlustfreiheit.

d) Eine in der Mittellinie der Rotorachse zugeführte verdrehtbare Litze bildet die Zuleitung, wie es bei dem Kondensator der Abb. 204 der Fall ist. Diese Lösung ist insbesondere bei Kurzwellenkondensatoren üblich.

3. Die Ohmschen Leitungsverluste auf dem Kondensatorplattensystem. Da sie der durch die meist fast punktförmigen Zuleitungen auf den Rotor bzw. Stator geführte Strom, ehe er als homogener Verschiebungsfluß das Dielektrikum durchfließt, sich in u. U. langen Stromwegen über die gesamte Elektrodenoberfläche verteilen muß, können, insbesondere bei den bei sehr hohen Frequenzen kleinen Eindringtiefen, auf diese Weise Leitungsverluste entstehen. Eine Versilberung der Platten dürfte wegen der sehr geringen Dicke der Silberschicht nur bei sehr hohen Frequenzen im Ultrakurzwellengebiet eine kleine Verbesserung bedeuten.

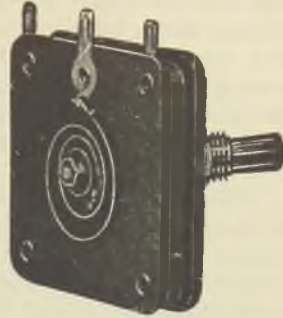


Abb. 203. Bronzespiralfeder als Stromzuführung (Werkphoto Nürnberg. Schraubenfabr.)

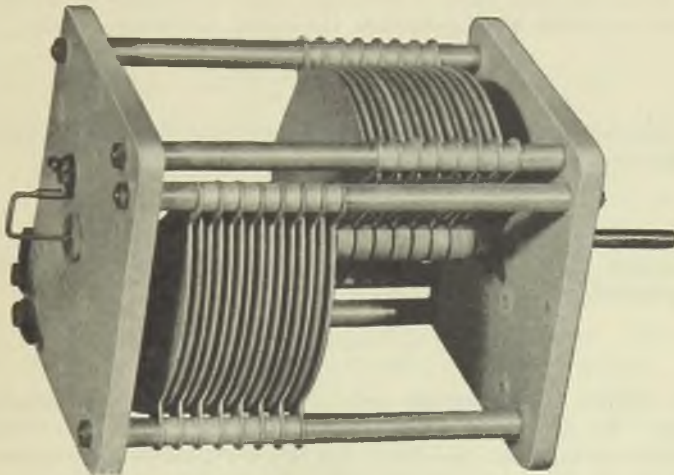


Abb. 204. Stromzuführung durch eine verdrehte Litze in der Mitte der Rotorachse (Werkphoto Dr. phil. M. Ulrich).

Die Verlustfaktoren einigermaßen sorgfältig gebauter, technischer Luftdrehkondensatoren sind für technische Meßgeräte unmeßbar klein.

Bei den Drehkondensatoren der Empfängertechnik ist im Interesse des Austauschbaues und bei Mehrfachkondensatoren auch im Interesse einwandfreien Arbeitens des Gerätes Einhaltung hoher Kurvengenauigkeit erforderlich. Darunter wird die Abweichung der Kapazität als Funktion des Eindrehwinkels von ihrem Sollwert verstanden. Im Empfängerbau benötigt man zur gleichzeitigen Abstimmung mehrerer Kreise die Mehrfachdrehkondensatoren, auch „Mehrgangdrehkondensatoren“ genannt.

Darunter werden Kondensatoren verstanden, bei denen auf gemeinsamer Achse mehrere voneinander isolierte oder miteinander leitend verbundene Rotoren und in einem gemeinsamen, meist metallischen Gehäuse (Montagerahmen oder Wanne) mehrere, voneinander isolierte Statoren sitzen. Die einzelnen Kondensatorsysteme sind gegeneinander durch Wände abgeschirmt. Bei Mehrfachkondensatoren ist „Gleichlauf“ zu verlangen, d. h. die Kapazitäten der Teilkondensatoren als Funktion des Eindrehwinkels müssen untereinander möglichst übereinstimmen. Vergleiche hierzu das bereits auf Seite 33 über den Gleichlauf Gesagte.

Am einfachsten gibt man die Kurvengenauigkeit, d. h. also die Abweichungen vom Sollwert in Kapazitätsprozenten an:

$$\frac{\Delta C}{C_0} 100\% = \frac{C_1 - C_0}{C_0} 100\% .$$

Man kann sie aber auch in Frequenzprozenten angeben, indem man von der auf Seite 43 abgeleiteten Gleichung Gebrauch macht:

$$\frac{\Delta f}{f} 100\% = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_0} 100\% .$$

Bei Mehrfachdrehkondensatoren muß unterschieden werden zwischen der Kurvengenauigkeit des Einzelkondensators

$$\frac{C_1 - C_0}{C_0} 100\%$$

( $C_1$  Istwert,  $C_0$  Sollwert der Kapazität) und der Gleichlaufengenauigkeit zwischen zwei Kondensatoren:

$$\frac{\Delta C_{12}}{C_1} = \frac{C_1 - C_2}{C_1} \approx \frac{C_1 - C_2}{C_2} = \frac{\Delta C_{21}}{C_2} .$$

Beide können in Kapazitäts- oder in Frequenzprozenten angegeben werden. Es ist üblich, die Gleichlaufengenauigkeit in Frequenzprozenten anzugeben. Sie kann aus der maximalen Kapazitätsungenauigkeit der einzelnen Teilkondensatoren nicht ohne weiteres hergeleitet werden, da das Auftreten des ungünstigsten Falles, nämlich



das Zusammentreffen maximaler Abweichungen vom Sollwert mit entgegengesetztem Vorzeichen in Abhängigkeit vom Eindrehwinkel bei zwei zu betrachtenden Kondensatoren rein zufällig ist.

In mechanischer Hinsicht ist an einen hochwertigen Drehkondensator vor allem die Forderung höchster Stabilität zu stellen. Der Rotor darf unter keinen Umständen axial beweglich sein.

Sind die Platten des Drehkondensators nicht stabil genug ausgeführt, so besteht insbesondere bei einem Empfänger mit eingebautem Lautsprecher die Gefahr akustischer Rückkopplung. Durch die Schallwellen werden die Platten des Kondensators zum mechanischen Mitschwingen veranlaßt, was eine im gleichen Rhythmus stattfindende Verstimmung des Kreises und somit eine Veränderung der Hochfrequenzamplitude (Modulation) zur Folge hat. Auf diese Weise kann sich ein Ton zu großer Lautstärke aufschaukeln. Gekapselte Kondensatoren sind rückkopplungsfreier als ungekapselte.

Die Rotoren bzw. Statoren werden hergestellt, indem entweder die Platten unter Zwischenlage von Abstandsringen auf der Rotorachse bzw. auf im Gehäuse festsitzende Statorbolzen zu Paketen geschichtet werden oder aber indem die Platten in gezahnte Hülssen oder Haltebleche eingelegt und eingenetet oder eingelötet werden. Das letzte Verfahren eignet sich besser für die Massenfertigung. Es liefert bei diesem Herstellungsverfahren auch präzisere Kondensatoren. Das Rotorpaket wird meist noch durch eine am freien Ende quer über die Platten geführte fest mit ihnen verbundene Strebe stabilisiert. Der Rotor muß leicht beweglich sein, darf sich aber unter dem Einfluß der Schwere nicht selbsttätig drehen. Bei manchen Rotoren ist Auswuchtung vorgesehen. Mehrfachkondensatoren haben sehr oft Kugellager.

In Abb. 205 ist ein Einfachdrehkondensator dargestellt. Der Rotor ist in einem stabilen Spritzguß-Aluminiumgehäuse gelagert. Das Statorpaket ist durch zwei Calitachsen vom Gehäuse isoliert. Ähnlichen Aufbau zeigt der Kondensator der Abb. 206. Zwei Frequenztafeln isolieren den Stator vom Gehäuse. Die Kapazität normaler Einfachempfängerdrehkondensatoren beträgt 10 . . . 550 pF als Funktion des Eindrehwinkels, ihre Kurvenungenauigkeit liegt bei  $\pm 1\%$  bei



Abb. 205. Einfachdrehkondensator in Spritzgußgehäuse mit Calitisation (Werkphoto Siemens).

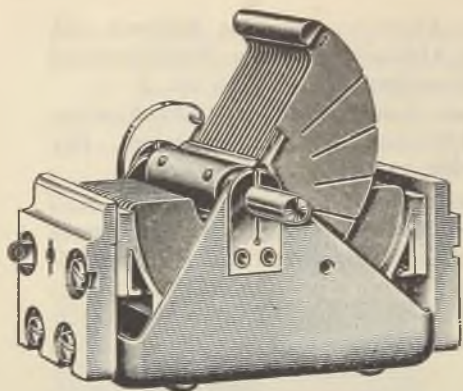


Abb. 206. Einfachdrehkondensator in gezogenem Gehäuse (Werkphoto Nürn. Schraubenfabr.).



Abb. 207. Vollständig gekapselter Dreifach-Drehkondensator in Spritzgußgehäuse (Werkphoto Siemens).

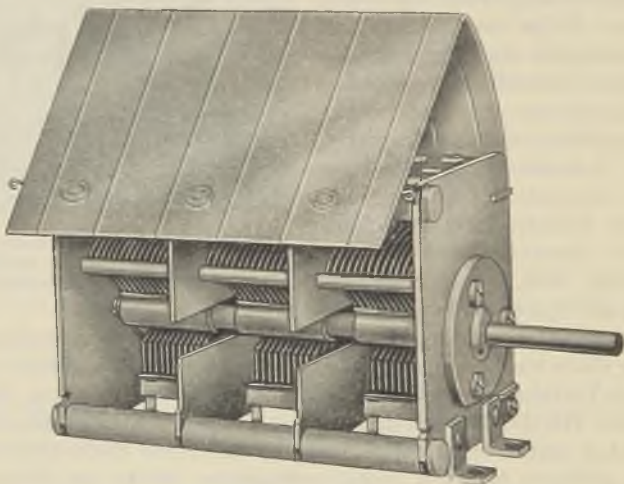


Abb. 208. Vollständig gekapselter Dreifachdrehkondensator (Werkphoto Nürnberger Schraubenfabrik).

einem Plattenabstand von 0,3 . . . 0,4 mm. In Abb. 207 und Abb. 208 sind zwei vollständig gekapselte Dreifachdrehkondensatoren dargestellt. Die Kurvenungenauigkeit ist bei abgeglichenen Mehrfachdrehkondensatoren etwa  $\pm 0,2\%$ . Die Gleichlaufungenauigkeit guter Mehrfachdrehkondensatoren beträgt  $\pm 0,15 . . . \pm 0,3\%$ . Über die geschlitzten Endplatten des Rotors und die Trimmerkondensatoren (siehe auch Seite 188) als Abgleichmittel wurde bereits auf Seite 33 gesprochen. Die Prüfspannung normaler Empfängerdrehkondensatoren beträgt 500 . . . 600 Volt bei 50 Hz.

Abb. 209 zeigt einen Drehkondensator mit Festdielektrikum in Form von Trolitulscheiben, die im Statorpaket miteingeschichtet sind.

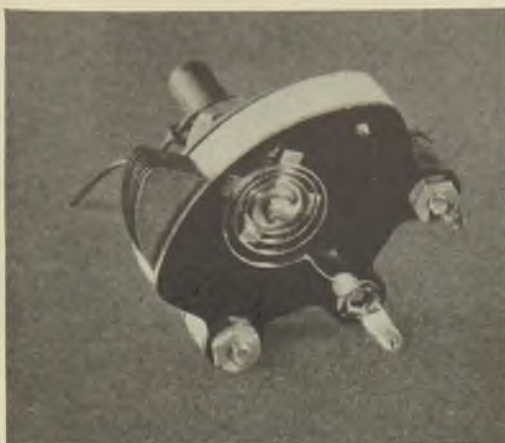


Abb. 209. Drehkondensator mit Festdielektrikum (Trolitulscheiben) (Werkphoto Vendor).

Hartpapierscheiben finden auch Verwendung, sofern es nicht auf Verlustfreiheit ankommt. Die Ausführung eines Differentialkondensators, dessen Theorie auf Seite 77 behandelt wurde, zeigt Abb. 210. Vom Differentialkondensator zu unterscheiden ist der Doppelkondensator. Er besitzt zwei voneinander isolierte Rotoren, die auf gleicher Höhe der Achse sitzen und um  $180^\circ$  versetzt sind, und zwei ebensolche Statoren. Je ein Rotor ist nun mit einem Stator leitend verbunden, so daß ein Zweielektrodensystem entsteht. Wenn nun jeder Rotor in den Stator eintaucht, mit dem er leitend verbunden ist, so ist die Kapazität fast Null, wenn dagegen die Rotoren in die von ihnen isolierten Statoren eintauchen, ist die Kapazität maximal. Vorteil dieser Bauart ist die damit verbundene Raumersparnis. Der tote Raum, der durch die Ausladung des Rotors bei gewöhnlichen Kondensatoren verursacht wird, fällt fort.



Abb. 210. Differentialkondensator (Werkphoto Heimschutz-Metallwarenfabrik).

Die Abb. 211 und Abb. 212 zeigen Kurzwellendrehkondensatoren für Sender und Empfänger. Hochwertige keramische Isolierstücke garantieren Verlustfreiheit. Der Kurzwellenempfang erfordert be-

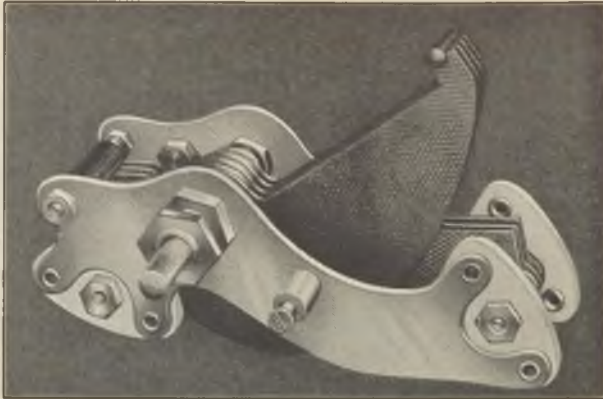


Abb. 211. Kurzwellenkondensator mit keramischer Isolation (Werkphoto Hescho).

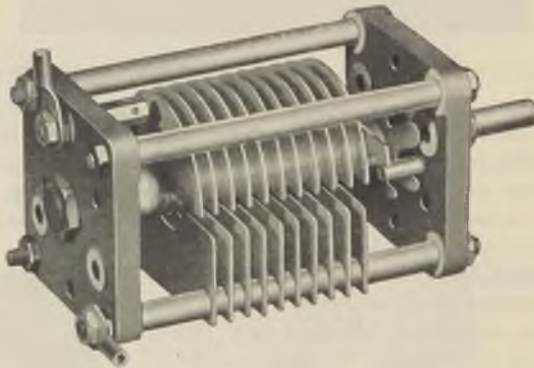


Abb. 212. Kurzwellenkondensator mit keramischer Isolation (Werkphoto Dr. phil. M. Ulrich).

sonders fein einstellbare Drehkondensatoren. Der in Abb. 213 dargestellte Drehkondensator hat eine Grob- und eine Feineinstellung. Letztere hat eine Untersetzung 1 : 100.

Abb. 214 zeigt einen veränderbaren Zweiplattenkondensator für Meßzwecke (Verlustfaktor- und Dielektrizitätskonstantenbestimmung). Der Kondensator ist mit Schutzring ausgebildet. Die obere Platte wird durch eine verdeckt angeordnete Feder gegen die untere gedrückt.

In Abb. 215 ist ein Normalmeßdrehkondensator nach Modellen der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt dargestellt. Durch den

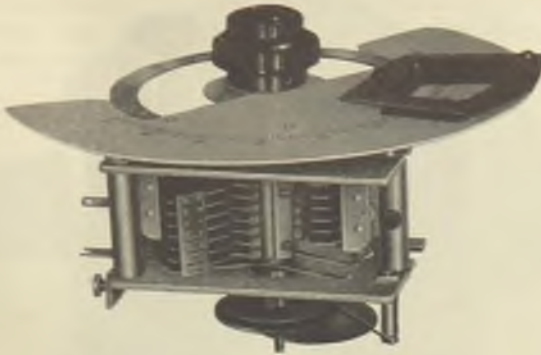


Abb. 213. Drehkondensator mit Grob- und Feineinstellung (Werkphoto Ritscher).

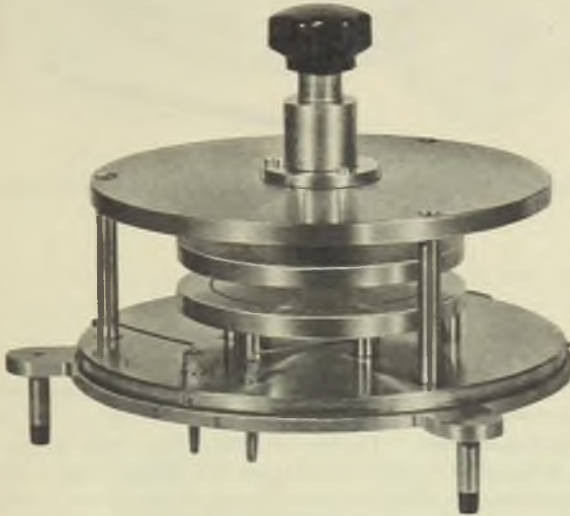


Abb. 214. Veränderbarer Zweiplattenkondensator für Meßzwecke (Werkphoto Dr. phil. M. Ulrich).

eingebauten Feintrieb und Noniusablesung ist eine Ablesegenauigkeit des Kapazitätswertes von  $0,5^0_{00}$  gegeben. Die Isolation ist mit Quarzglaskörpern durchgeführt. Im unteren Teil des Kondensators ist die aus drei Ringen und Stäben bestehende Kompensation der thermischen Ausdehnung sichtbar. Durch diese Einrichtung ist eine große Konstanz der Kapazität gesichert.

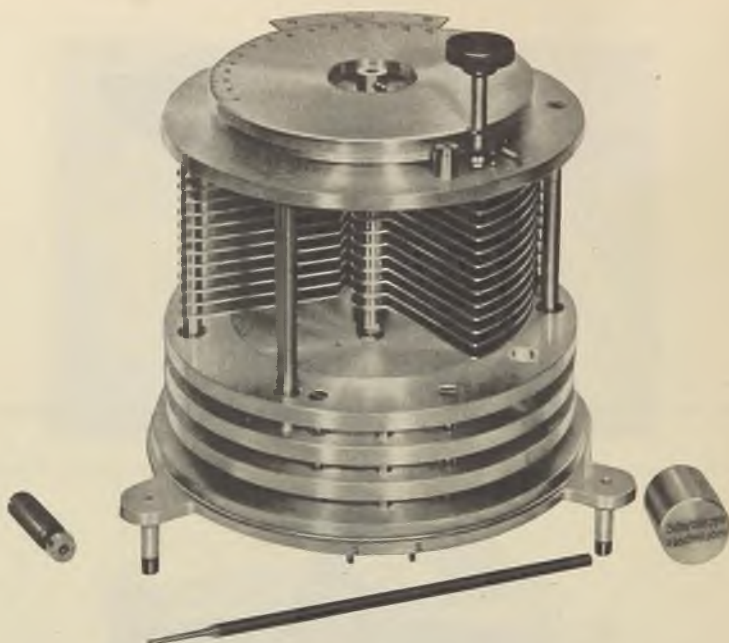


Abb. 215. Normaldrehkondensator nach Modellen der Phys. Techn. Reichsanstalt (Werkphoto Dr. phil. M. Ulrich).

## Kapitel 5

### Trimmerkondensatoren

Kondensatoren mit veränderbaren kleinen Kapazitätswerten (Anfangskapazitäten:  $3 \dots 10$  pF, Endkapazitäten:  $10 \dots 80$  pF) — sog. Trimmerkondensatoren — finden hauptsächlich Anwendung zum Ausgleich von Kapazitätsverschiedenheiten der Schaltungen. Ihr Kapazitätswert wird beim Aufbau der Schaltung einmalig eingestellt und soll während des Betriebs möglichst konstant bleiben. Trimmerkondensatoren werden vor allem benutzt als Zusatzkondensatoren zu Drehkondensatoren, um den Gleichlauf in mehreren Kreisen herstellen zu können.

Man unterscheidet hauptsächlich drei Ausführungsarten: 1. Quetschtrimmerkondensatoren, 2. Scheibentrimmerkondensatoren, 3. Zylindertrimmerkondensatoren.

Zu 1. Bei den Quetschkondensatoren befinden sich meist Glimmer und Luft als Dielektrikum zwischen einer festen Elektrode und einer

als Feder ausgebildeten verstellbaren Metallplatte als Gegenelektrode. Abb. 216, 217, 218, 219 und 220 zeigen Einfach- und Mehrfachtrimmer, die nach diesem Konstruktionsprinzip gebaut sind. Die feste Elektrode



Abb. 216



Abb. 217



Abb. 218

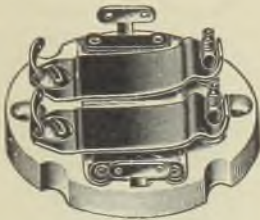


Abb. 219



Abb. 220

Abb. 216—220. Quetschtrimmerkondensatoren mit Luft und Glimmer als Dielektrikum (Werkphotos Nürnbg. Schraubenfabr.).

wird von dem auf die keramische Grundplatte aufgebranntem Belag, die Gegenelektrode durch ein mittels Schraube verstellbares Federblatt gebildet.

Zu 2. Bei den Scheibentrimmerkondensatoren finden als Dielektrikum keramische Werkstoffe Verwendung. Der Aufbau ist beispielsweise aus Abb. 221 zu ersehen. Auf einem Sockel aus Calit befindet sich eine drehbare Scheibe aus Condensa (oder Tempa), die durch einen Federdruck angepreßt wird. Die Oberfläche des Sockels und die ihr zugekehrte Seite der Scheibe sind mit großer Genauigkeit plangeschliffen. Auf der Oberseite des Sockels und der Scheibe befindet sich je ein aufgebrannter Silberbelag, wodurch jeweils ungefähr die Hälfte der Oberfläche als Elektrode wirksam ist. Auf diese Weise entsteht ein Zweiplattendrehkondensator mit Condensa oder Tempa als Dielektrikum. Vorteile der Scheibentrimmer sind: Besonders hohe zeitliche Konstanz und sehr geringe elektrische Streuung. Diese Scheibentrimmer werden in konstruktiver Hinsicht sehr vorteilhaft ausgebildet. (Vierfachtrimmer auf gemeinsamer Grundplatte, Abb. 216).

Zu 3. Die Zylindertrimmerkondensator sind nach dem Prinzip der Zylinderkondensatoren mit zwei ineinander schiebbaren konzentrischen Elektroden aufgebaut. Als Dielektrikum wird Luft verwendet, wo-

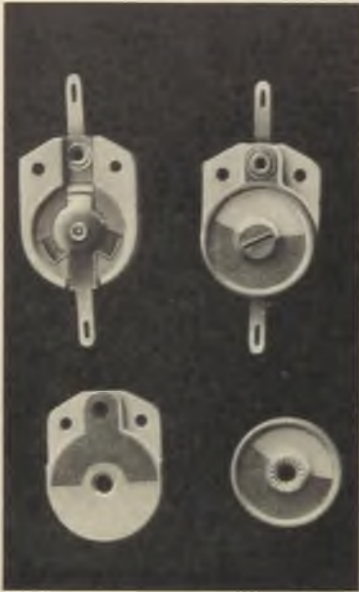


Abb. 221. Aufbau eines keramischen Scheibentrimmerkondensators (Werkphoto Hescho)

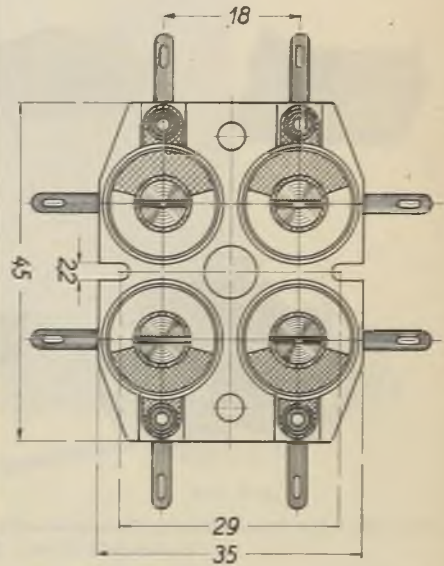


Abb. 222. Viertachtrimmer auf gemeinsamer Grundplatte (Werkphoto Hescho).

durch der Verlustfaktor äußerst klein gehalten werden kann. Eine besonders vorteilhafte Konstruktion zeigt Abb. 223. Ein System konzentrischer Zylinderelektroden wird durch eine Schraubennut im Ge-



Abb. 223. Zylinder-Trimmerkondensator mit konzentrischen Elektroden (Werkphoto Philips).

häuse bei Drehung in vertikaler Richtung geführt und in das zugehörige feste Gegenelektrodensystem hineingeschoben.



## Kapitel 6

### Kondensatoren für besondere elektrische Beanspruchungen

Bei Kondensatoren für besondere elektrische Beanspruchungen muß man drei Gruppen unterscheiden.

Gruppe 1. Kondensatoren für hohe Gleichspannungen oder Wechselspannungen geringer Frequenz (50 Hz) ohne Durchgang von Hochfrequenzströmen.

Die Kapazitätswerte sind meist sehr groß. Die Kondensatoren finden Anwendung zum Beispiel bei der Glättung der von Gleichrichtern gelieferten Hochspannung, bei der Spannungsvervielfachung (Delon-Greinacher-Schaltung), in Fernsehschaltungen, als Kopp-



Abb. 224. Säule mit parallel bzw. in Reihe geschalteten Papierwickelkondensatoren (Werkphoto Hydra).

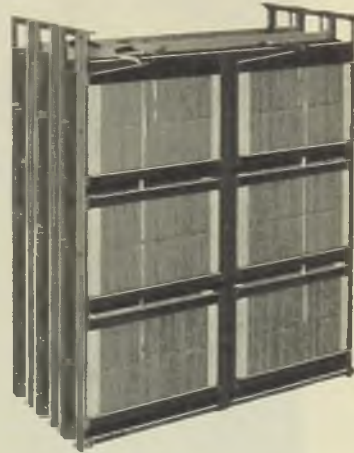


Abb. 225. Zusammenbau mehrerer Kondensatorsäulen in einem Traggerüst (Werkphoto Hydra).

lungskondensatoren in Fernmeß- und Fernwirkanlagen. Bei den Kondensatoren dieser Gruppe handelt es sich meist um ölgetränkte Papierwickelkondensatoren in vollkommen dicht abgeschlossenem Isolierstoff- oder Metallgehäusen. Die Papierwickel sind als zylindrische oder flachgepreßte Wickel ausgeführt. Die Zylinderform kommt wohl meist nur für kleinere Kapazitäten in Frage. Bei großen Kapazitätswerten bzw. sehr hohen Spannungen werden die Wickel in Parallel- bzw. Reihenschaltung zu Säulen (Abb. 224) geschichtet und die Säulen wiederum in einem Traggerüst zum Gesamtkondensator zusammengebaut (Abb. 225). Bei Parallelschaltung mehrerer Wickel ist es von

besonderer Bedeutung, die Wickel einzeln für sich durch eingebaute Sicherungsdrähte abzusichern. Wenn ein Wickel durch Überschlag oder Kurzschluß ausfällt, so bedeutet das dann nur eine geringfügige Verringerung, in keinem Fall aber einen Kurzschluß der Gesamtkapazität.

Die Durchführungsisolatoren sind meist aus keramischen Werk-



Abb. 226. Kombiniertes Hochspannungskondensator (Werkphoto Siemens).

stoff (Porzellan). Man baut Kondensatoren mit einpoligen oder zweipoligen Durchführungen, je nachdem, ob in der Schaltung der eine Pol geerdet ist oder nicht. Listenmäßige Kondensatoren werden gebaut bis 20 kV Betriebsspannung (Prüfspannung 50 kV) mit Kapazitätswerten von  $0,1 \dots 5 \mu\text{F}$ . Für Betriebsspannungen über 100 kV liegen die maximalen Kapazitätswerte bei  $0,25 \mu\text{F}$ , sofern es sich um listenmäßige Ausführungen handelt.

Wird zum Zwecke der Erhöhung der Spannungsbelastbarkeit eine äußere Reihenschaltung von mehreren Kondensatoren durchgeführt,

so ist zu beachten, daß für die Spannungsverteilung auf die einzelnen Kondensatoren die Isolationswiderstände zwischen den Kondensator-  
klemmen maßgebend sind. Diese sind aber vielfach bei gleichen  
Kapazitäten nicht gleich groß, da gerade bei den hierfür in Frage  
kommenden hohen Isolationswiderständen unsichere Kriechwege über  
Isolations- und Montage Teile eine Rolle spielen können.



Abb. 227. Hochspannungskondensatoren in keramischen Röhren (Werkphoto Siemens).

Ausführungsbeispiele für Kondensatoren dieser Gruppe bringen die Abb. 226, 227 und 228.

Handelt es sich um Kondensatoren am Eingang einer Glättungs-  
schaltung, so ist zu beachten, daß durch die dort auftretenden Ober-  
wellenströme, deren Frequenzen mitunter bis zu mehreren Hundert Hz  
betragen, eine immerhin in Rechnung zu setzende dielektrische Er-  
wärmung des Kondensatorpapiers eintreten kann. Sind also besonders  
oberwellenreiche Spannungen zu glätten, so müssen Kondensatoren  
verwendet werden, die besonders gut in der Lage sind, die Verlust-  
wärme abzuleiten.

Um die Wärmeabfuhr bei Ölkondensatoren besonders gut zu ge-  
stalten läßt man die Aluminiumfolien über die Papierfolien nach je  
einer Seite überstehen und schichtet die Wickel so, daß die Folien

senkrecht stehen. Das Imprägnieröl kann dann ungehindert an diesen Kühlflächen vorbeistreichen.

Gruppe 2. Kondensatoren für hohe Gleichspannungen oder Wechselspannungen geringer Frequenz (50 Hz) bei niederohmigem Durchlaß von Hochfrequenzströmen.

Die Kondensatoren dieser Gruppe haben mittlere Kapazitätswerte (200 . . . 5000 pF). Meist handelt es sich um Kondensatoren aus keramischen Werkstoffen mit hoher Dielektrizitätskonstanten (Condensa, Kerafar), seltener finden Papierwickel- oder Hartpapierkondensatoren

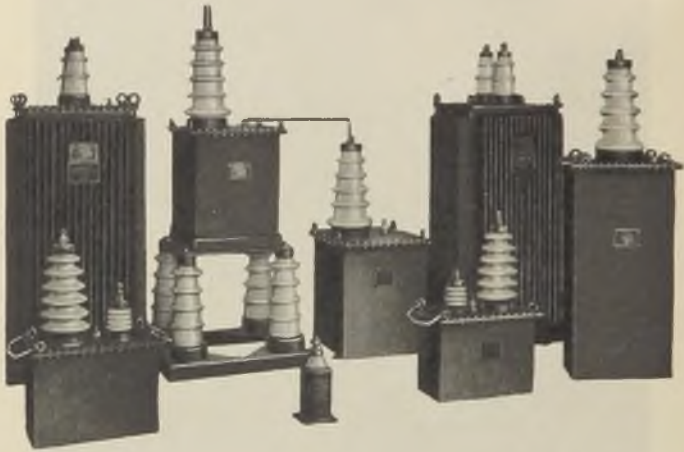


Abb. 228. Hochspannungskondensatoren in verschiedenen Ausführungsformen (einpolige und zweipolige Durchführungen) (Werkphoto Hydra).

Verwendung. Die Kondensatoren werden vor allem als Anodenblockkondensatoren in Sendern und als Kopplungskondensatoren eingebaut.

Abb. 229 zeigt zum Beispiel Anodenblockkondensatoren in Topfform aus feuerversilbertem Condensa N bzw. Condensa C. Derartige Kondensatoren werden hergestellt mit einer Kapazität bis zu 3000 pF und einer maximalen Gleichbetriebsspannung von 12 kV. Der dielektrische Verlustfaktor ist  $\text{tg } \delta \leq 20 \cdot 10^{-4}$  bei 1 MHz. Zum Schutze gegen die Einwirkungen der Luftfeuchtigkeit sind die metallisierten Flächen mit einem hochisolierenden Lack überzogen. Die glasierten Schirme verhindern Überschlag hoher Spannungen.

Die Kondensatoren dieser Gruppe werden auch als Plattenkondensatoren aus Condensa bzw. Kerafar mit verdicktem oder wulstförmigem Rand in der gleichen Form wie die im folgenden behandelten Leistungskondensatoren ausgebildet.

Überhaupt sind feste Grenzen zwischen diesen beiden Kondensatorgruppen nicht zu ziehen.

Hierher gehören auch die Hochspannungskondensatoren, die als Kopplungskondensatoren für leitungsgerichtete Hochfrequenztelefonie bzw. Fernwirkanlagen über Hochspannungsleitungen Verwendung finden. Die Betriebsspannungen dieser Kondensatoren liegen zwischen

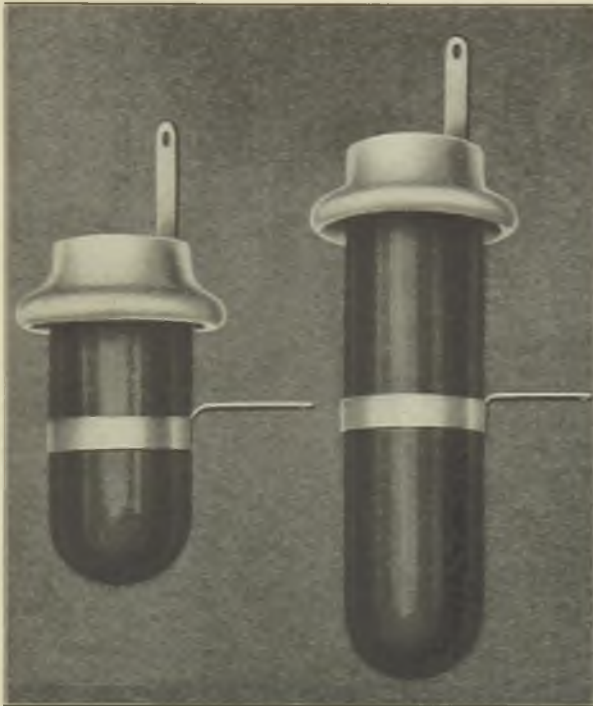


Abb. 229. Kondensator aus feuerversilbertem Condensa in Topfform Werkphoto Hescho).

50 und 220 kV. Die Kapazitäten betragen 1000 . . . 2000 pF. Diese Kondensatoren werden fast ausschließlich in Freiluftanlagen (Abb. 230) eingebaut. Als Dielektrikum wird entweder Hartpapier, wobei dann nur die äußere wetterbeständige Hülle des Kondensators aus Porzellan besteht, oder Porzellan verwendet. Die Porzellankondensatoren sind als Flaschenkondensatoren ausgebildet (Abb. 231). Die Innenbelegung ist leitend mit der oberen Kappe verbunden. Diese ist von der äußeren Belegung zur Verhinderung vorzeitiger Entladung durch einen mit Schirmen versehenen Überwurf getrennt. Der eigentliche Konden-

satorteil, nämlich der untere Zylinder, ist gegen Beschädigung durch einen Metallmantel geschützt.

Kondensatoren hoher Spannungsbelastbarkeit sind auch die Preßgaskondensatoren. Nach dem Paschenschen Gesetz steigt nämlich die Funkenspannung mit zunehmendem Gasdruck an (vgl. Seite 96).

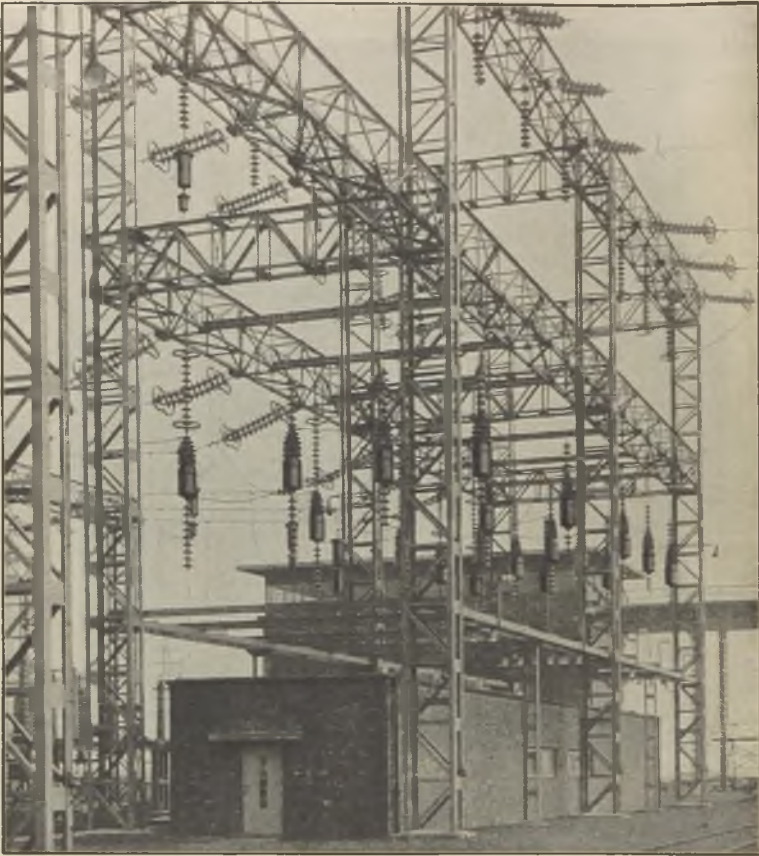


Abb. 230. Hochspannungsporzellankondensatoren in einer 220 kV-Anlage des Rheinisch-Westfälischen Elektrizitäts-Werkes (Werkphoto Telefunken).

Der innere Aufbau eines Preßgaskondensators ist aus Abb. 232 zu ersehen. Das Elektrodensystem ist zylindrisch. Die eine Elektrode ist durch den Stab leitend mit der unteren äußeren Elektrode verbunden, der äußere Zylinder ist ein Isolierrohr, das die Aufgabe hat, die äußeren Elektroden in dem für die hohen Spannungen not-

wendigen Abstand zu halten. Durch den notwendigen großen Abstand zwischen den äußeren Anschlüssen sind die großen Abmessungen des Kondensators bedingt. Das Elektrodensystem selbst nimmt, wie man sieht, wenig Raum ein. Die äußeren Anschlüsse sind zur Vermeidung

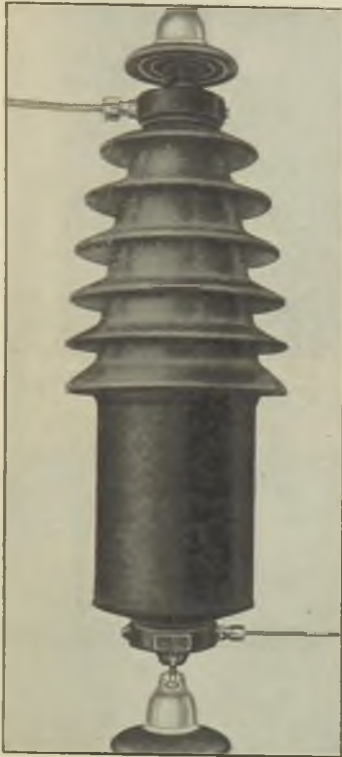


Abb. 231. Hochspannungsporzellankondensator (1100 pF und 35 kV Betriebsspannung (Werkphoto Telefunken).

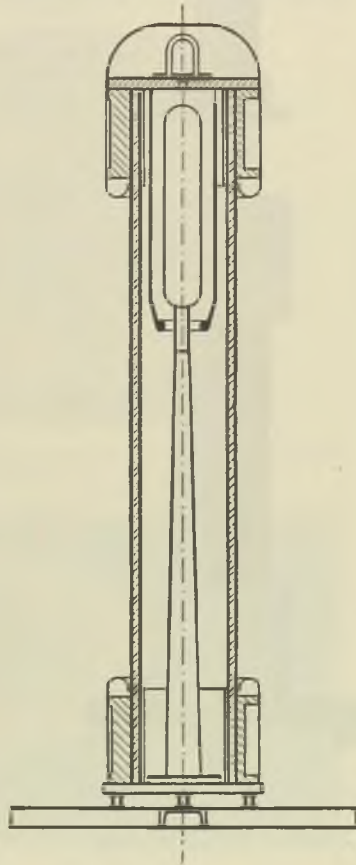


Abb. 232. Innerer Aufbau eines Preßgaskondensators (Werkphoto Hartmann u. Braun).

von Glimmentladungen mit abgerundeten Abschirmungen umkleidet. Preßgaskondensatoren werden mit Kohlensäure oder Stickstoff von 15 Atm als Dielektrikum gefüllt. Für eine Kapazität von 100 pF wird eine Betriebsspannung von 120 kV (Prüfspannung von 150 kV) bzw. 250 kV (Prüfspannung 300 kV), für eine Kapazität von 50 pF eine Betriebsspannung von 500 kV (Prüfspannung 550 kV) angegeben. Die



Abb. 233. Preßgaskondensator (100 pF, 120 kV, Abmessungen 480 mm × 360 mm × 820 mm) (Werkphoto Hartm. u. Braun).



Abb. 234. Preßgaskondensator (100 pF, 250 kV, Abmessungen 850 mm × 850 mm × 1690 mm) (Werkphoto Hartm. u. Braun).



Abb. 235. Preßgaskondensator (50 pF, 500 kV, Abmessungen 1100 mm × 1100 mm × 2790 mm) (Werkphoto Hartm. u. Braun).

Kondensatoren sind verlustfrei. Abb. 233, 234 und 235 zeigen Preßgaskondensatoren verschiedener Größe in äußerer Ansicht.

Gruppe 3. Kondensatoren für hohe Hochfrequenzspannungen und hohe Hochfrequenzleistungen.

Bei den Kondensatoren dieser Gruppe handelt es sich vorwiegend um Sender-Schwingungskreis-Kondensatoren. Die Kondensatoren haben keramische Massen, Glimmer oder Glas als Dielektrikum.

Die keramischen Kondensatoren werden in der Form von Topf- oder Plattenkondensatoren gebaut. Bei Kapazitäten unter 500 pF



wird meist Calit oder Frequenta (mit kleiner Dielektrizitätskonstante), bei Kapazitäten über 1000 pF meist Condensa oder Kerafar (mit hoher Dielektrizitätskonstante) als Werkstoff verwendet. Verwendet man die keramischen Massen mit kleiner Dielektrizitätskonstante als Werkstoff, so ergibt sich für gleiche Kapazitäten bei gleicher Wand-

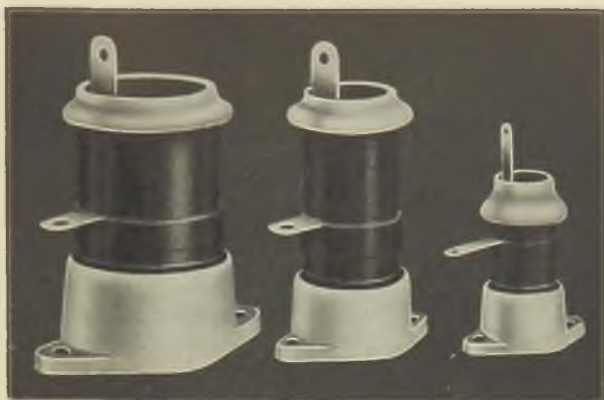


Abb. 236. Topfkondensatoren (zwecks isolierter Aufstellung in Calitsockel eingelötet) (Werkphoto Hescho).



Abb. 237. Plattenkondensator aus Kerafar U (1100 pF, 140 mm  $\varnothing$ ) (Werkphoto Stenag).

stärke eine sehr viel größere Oberfläche, was von Vorteil ist im Falle von Leistungskondensatoren, wo es insbesondere bei kleinen Kapazitätswerten nicht so sehr auf kleinen Raumbedarf als vielmehr auf gute Wärmeabstrahlverhältnisse infolge großer Oberfläche ankommt.

In Abb. 236 sind normale Topfkondensatoren dargestellt, die zwecks isolierter Aufstellung in Calitsockel eingelötet sind. Derartige Topf-

kondensatoren aus Calit haben Kapazitäten von 20 . . . 160 pF, solche aus Condensa F haben Kapazitäten von 200 . . . 3000 pF. Die zulässigen Betriebsleistungen liegen zwischen 2,0 und 9 kVA (bei Sonderausführungen: 15 kVA), wobei die zulässigen Hochfrequenzspannungen

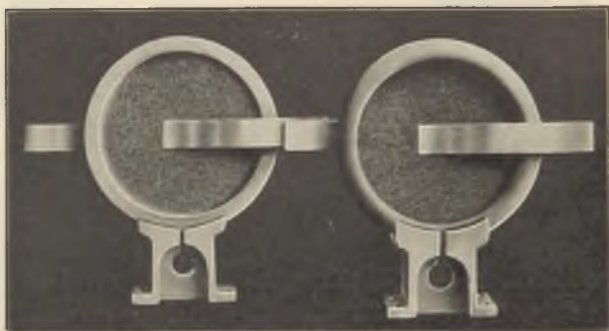


Abb. 238. Einzelelemente aus Calit oder Condensa F mit verdicktem oder wulstförmigem Rand (Werkphoto Hescho).

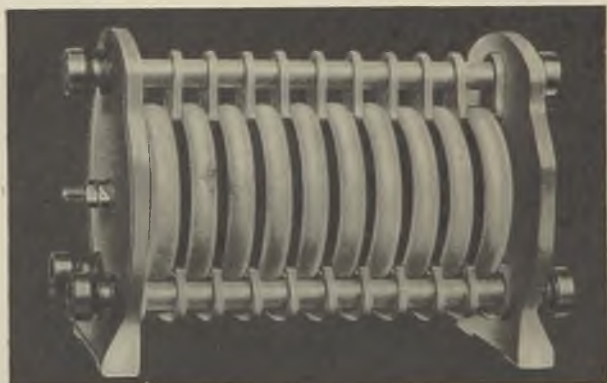


Abb. 239. Kondensatorblock in Serienschaltung (Werkphoto Hescho).

3 . . . 7,5 kV bzw. die zulässigen Gleichspannungen 3,8 . . . 13 kV betragen.

In Abb. 237 ist ein Plattenkondensator aus Kerafar U und in Abb. 238 sind solche aus Calit oder Condensa dargestellt. Die Ränder sind zur Vermeidung von Entladungen überhöht, verdickt oder wulstförmig ausgebildet. Die Kapazitätswerte derartiger Calitplattenkondensatoren liegen zwischen 30 und 600 pF, die höchstzulässigen

Betriebsleistungen zwischen 6 und 40 kVA bei 1 MHz, wobei die höchstzulässigen Hochfrequenzspannungen 2,5 . . . 10 kV bei 1 MHz betragen. Der Verlustfaktor ist  $\text{tg } \delta \leq 5 \cdot 10^{-4}$  bei 1 MHz und 20° C, der Temperaturkoeffizient der Kapazität beträgt  $+ 140 \cdot 10^{-6}$  pro 1° C.

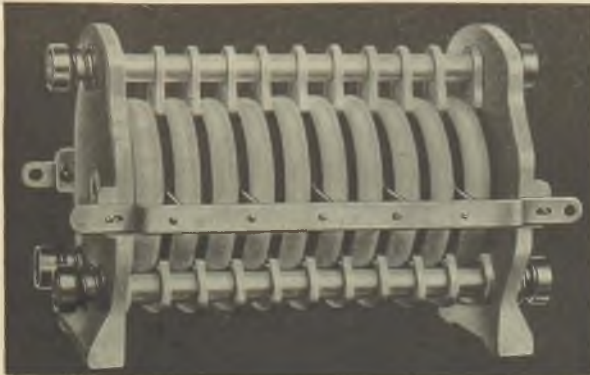


Abb. 240. Kondensatorblock in Parallelschaltung (Werkphoto Hescho).

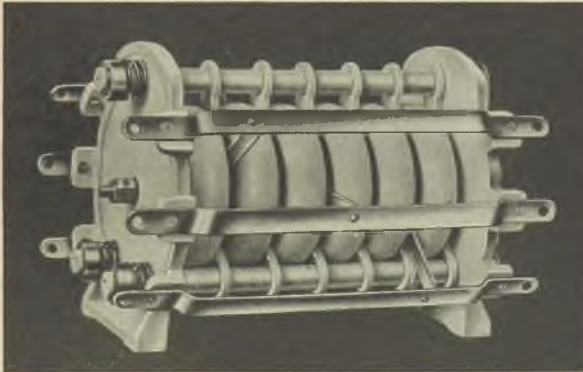


Abb. 241. Anzapfkondensatorblock (Werkphoto Hescho).

Für Condensa-F-Platten gelten die Werte: Kapazitäten: 300 . . . 6000 pF, höchstzulässige Betriebsleistungen: 3 . . . 20 kVA, höchstzulässige Hochfrequenzspannungen: 1,5 . . . 6 kV, Verlustfaktor:  $\text{tg } \delta \leq 10 \cdot 10^{-4}$  (1 MHz und 20° C), Temperaturkoeffizient der Kapazität:  $- 720 \cdot 10^{-6}$  pro 1° C. Für Platten aus Kerafar U (1000 pF, Frequenzbereich  $1,5 \cdot 10^5 \dots 1,2 \cdot 10^6$  Hz), Kerafar T (500 pF, Frequenzbereich  $3 \cdot 10^5 \dots 2,4 \cdot 10^6$  Hz und 250 pF, Frequenzbereich  $6 \cdot 10^5 \dots$

4,8 · 10<sup>6</sup> Hz) und Frequenz (100 pF, Frequenzbereich 1,5 · 10<sup>6</sup> . . . 1,2 · 10<sup>7</sup> Hz) beträgt die höchstzulässige Hochfrequenzspannung 7,5 kV, der höchstzulässige Strom 20 A und die höchstzulässige Scheinleistung 50 kVA in den angegebenen Frequenzbereichen.

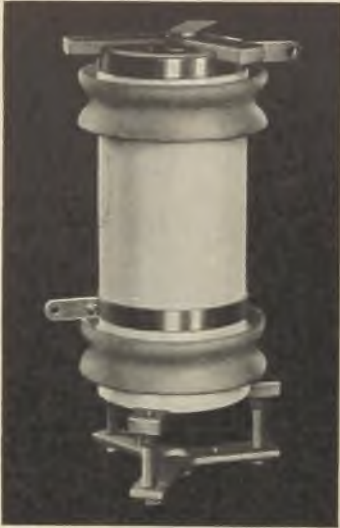


Abb. 242. Zylinderkondensator aus Kerafar U (550 pF, Gesamthöhe 340 mm) (Werkphoto Stemag).

Für Kapazitätswerte, höchstzulässige Spannungen und Leistungen, die höher sind als sie sich mit einer einzelnen Kondensatorplatte erreichen lassen, werden mehrere Platten zu Kondensatorblocks in Parallel- bzw. Reihenschaltung zusammengesetzt, wie es die Abb. 239, 240 und 241 zeigen. Zur Verbesserung der Wärmeabfuhr sind die Platten senkrecht gestellt. Es ist besonders darauf hinzuweisen, daß wegen der durch die Blockbildung verminderten Wärmeabstrahlungsmöglichkeit eine eingebaute Platte nicht so hoch belastbar ist, wie eine einzelne freistehende. Aus den gleichen Gründen setzt eine um den Block gelegte dicht schließende Haube die Leistungsbelastbarkeit auf etwa  $\frac{1}{3}$  herab.

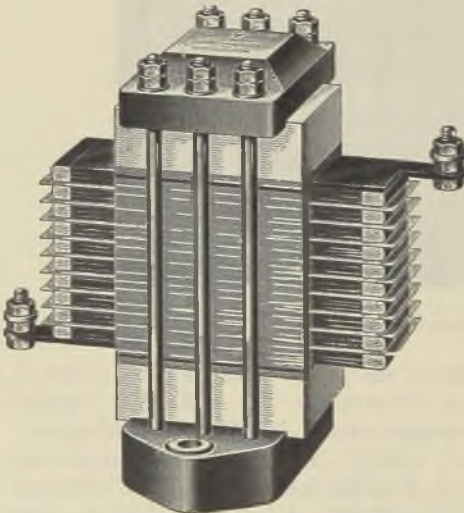


Abb. 243. Sendekondensator mit Glimmerdielektrikum und Calitisation (Werkphoto Jahre).

Abb. 242 zeigt einen Zylinderkondensator aus Kerafar U mit einer Kapazität von 5500 pF. Die höchstzulässige Betriebsspannung beträgt 7,5 kV (Prüfspannung 15 kV, 50 Hz), der höchstzulässige Hochfrequenzstrom ist 40 A, die höchstzulässige Scheinleistung 50 kV im Frequenzbereich

$$3 \cdot 10^4 \dots 1 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

bei Dauerbetrieb. Die Belagungen sind in der üblichen Weise aufgebracht

Schichten. Die Innenbelegung ist beiderseitig nach außen herumgeführt, Innen- und Außenbelegung sind voneinander getrennt durch große Wulste, die in einer zur Vermeidung von Überschlägen besonders geeigneten Form ausgebildet sind.

Der in Abb. 243 dargestellte geschichtete Glimmerkondensator ist ein Senderschwingkreiskondensator mit einer Belastbarkeit von



Abb. 244. Hochspannungskondensatoren „Minosflaschen“ (Werkphoto Schott u. Gen.).

50 kVA. Die aus Minosglas hergestellten Flaschenkondensatoren (Abb. 244) werden für Kapazitätswerte zwischen 300 pF und 4000 pF gebaut. Die Belastbarkeit steigt mit den Kapazitätswerten von 15 kVA bis auf 100 kVA. Als maximale Spannung (Gleichspannung bzw. Scheitelwert der Wechselspannung) wird 25 kVA angegeben. Die Belegung der Flasche ist von Öl umgeben, dessen maximale Temperatur  $50^{\circ}\text{C}$  sein darf.

## Kapitel 7

### Störschutzkondensatoren

Die Störungen des Rundfunkempfangs sind entweder atmosphärische Störungen oder Störungen, die durch hochfrequente elektrische Schwingungen verursacht werden, die von elektrischen Maschinen

oder Apparaten ausgehen, bei denen betriebsmäßig oder unbeabsichtigt Stromunterbrechungen mit oder ohne Funkenbildung oder auch nur plötzliche Stromänderungen stattfinden. Der Störgenerator erzeugt meist ein sehr breites Hochfrequenzband. Dieses breitet sich durch Strahlung und Fortleitung im Anschlußnetz oder über Erde aus und gelangt über Antenne, Erde oder den Netzstecker in den Empfänger.

Aufgabe der Entstörungstechnik ist es, die Störschwingungen an ihrem Entstehungsort durch Kurzschluß (Kondensatoren), Entgegensetzen eines hohen Reihenwiderstandes (Drosseln) oder durch Energievernichtung (Kondensator und Widerstand) an der Ausbreitung zu hindern. Abb. 245 zeigt das allgemeine Schaltbild dieses Grundprinzips.  $K_1$  und  $K_2$  seien die Klemmen eines Störgenerators. Die aus den Klemmen symmetrisch hervortretenden Störschwingungen werden durch die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  kurzgeschlossen. Die zwischen den Klemmen und dem Gehäuse entstehenden unsymmetrischen Störschwingungen werden durch die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_3$  bzw.  $C_2$  und  $C_3$  kurzgeschlossen. Die Drosseln  $L_1$  und  $L_2$  verriegeln den Störschwingungen den Weg zum Anschlußnetz; die Drossel  $L_3$  verhindert das Abfließen der Störströme über Erde. Die Induktivitäten der Störschutzdrosseln liegen im allgemeinen zwischen 0,1 und 10 mHy. Die Drosseln müssen besonders kapazitätsarm sein und die Betriebsbelastungsströme der Apparate und Maschinen aushalten.

Abb. 245. Allgemeines Schaltbild für Entstörungen.

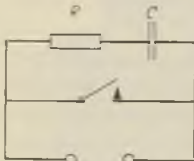


Abb. 246. Entstörung eines Unterbrecherkontaktes.

Die Zahl der Apparate und Maschinen, die als Störsender arbeiten können, ist sehr groß:

1. Mit Unterbrecherkontakten ausgerüstete Apparate wie Schalter, Klingeln, Polwechsler, Pendelgleichrichter, Telephonwähler, Thermokontakte (Heizkissen), Relais. Die Entstörungsmöglichkeit besteht in einem zum Unterbrecherkontakt parallelliegenden Kondensator mit oder ohne Widerstand gemäß Abb. 246. Der zur Entstörung notwendige Kapazitätswert liegt zwischen 0,1 und 1  $\mu\text{F}$ , der Ohmsche Widerstand liegt meist zwischen 50 und 100 Ohm.

2. Mit Kollektoren ausgerüstete Elektromaschinen, insbesondere die zahlreichen Kleinmotoren von Staubsaugern, Ventilatoren, Heißluftgeräten, Küchengeräten usw. Die an den Bürsten durch Funken-

bildung erzeugten Störschwingungen werden durch Beschalten der Maschinen mit Entstörungskondensatoren gemäß Abb. 247, Abb. 248 und Abb. 249 unschädlich gemacht. Die Querkapazitäten liegen je nach Leistung der Maschinen und der Größe der Störungen in der Größenordnung von  $0,1 \dots 1 \mu\text{F}$ . Bei Gleichstrommaschinen und bei Wechselstrommaschinen mit geerdetem Gehäuse wird der Mittelpunkt der Kapazitätsreihenschaltung (Querkapazitäten) direkt mit dem Ge-

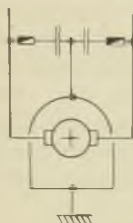


Abb. 247. Entstörung einer Kollektormaschine (Gehäuse geerdet).

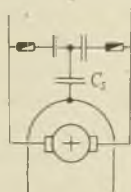


Abb. 248. Entstörung einer Kollektormaschine (unter Verwendung einer Schutzkapazität).



Abb. 249. Vereinfachte Entstörungsschaltung.

häuse verbunden, ist aber das Gehäuse nicht geerdet, so darf diese Verbindung bei Wechselstrommaschinen wie Abb. 248 zeigt nur über einen Kondensator von höchstens  $5000 \text{ pF}$  (sogenannte Schutzkapazität) hergestellt werden. Dieser Kondensator stellt dann wohl für die hochfrequenten Störströme eine sehr niederohmige Verbindung dar, für die Netzfrequenz ( $50 \text{ Hz}$ ) ist diese Verbindung aber so hochohmig, daß das Gehäuse als von der spannungsführenden Klemme isoliert angesehen werden kann. Die für hochfrequente Schwingungen niederohmige Verbindung von Störergehäuse und Störerklemmen ist notwendig, um die unsymmetrischen Störspannungen, die auf Grund der kapazitiven Kopplung der Wicklungen der Maschine mit dem Gehäuse zwischen diesem und den Klemmen auftreten können, ebenfalls kurzzuschließen. Abb. 249 ist eine bei kleinen Maschinen häufig angewandte Entstörungsschaltung, die eine Vereinfachung der Schaltung nach Abb. 248 darstellt.  $C_s$  ist die für Wechselstrom von  $50 \text{ Hz}$  sehr hochohmige und für Hochfrequenz sehr niederohmige Schutzkapazität. Drehstrommotoren mit Schleifringen arbeiten zuweilen als Störsender. Die Schleifringe sind dann nach Abb. 250 mit Kapazitäten von  $0,1 \dots 1,0 \mu\text{F}$  zu erden.

3. Röhren, bei denen der Stromübergang in Gasen erfolgt, sind meist sehr starke Störquellen. Hier sind zu nennen: Quecksilberdampfgleichrichter, gas-

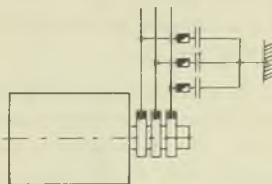


Abb. 250. Entstörung eines Drehstrommotors.

gefüllte Glühkathodengleichrichter und häufig zum Zwecke der Lichtreklame verwendete Neonröhren. Abb. 251 und Abb. 252 zeigen beispielsweise einen entstörten Dreiphasengleichrichter und eine entstörte Neonlichtanlage. Die zur wirksamen Entstörung notwendigen

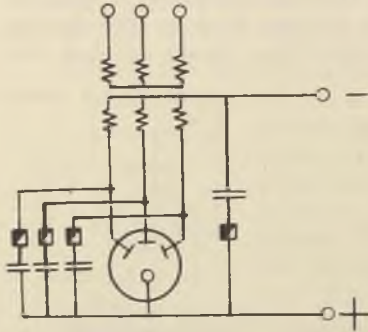


Abb. 251. Entstörter Dreiphasengleichrichter.

Kapazitäten liegen in der Größenordnung von  $0,1 \dots 1 \mu\text{F}$ . Bei Gleichrichtern treten neben den hochfrequenten oft auch niederfrequente Störschwingungen auf. Die Entstörungskondensatoren müssen dann Kapazitäten in der Größenordnung von  $10 \dots 100 \mu\text{F}$  haben. (Verwendung von Elektrolytkondensatoren, soweit es sich um Niederspannungsanlagen handelt.)

4. Bei Leitungsnetzen, an die eine größere Anzahl nicht einzeln entstörter Maschinen und Apparate angeschlossen sind, ferner bei Fahrleitungen elektrischer Bahnen, denen Störschwingungen durch die Stromabnehmer, Steuerungseinrichtungen der Weichen und die Motoren aufgedrückt werden, wird die Entstörung vorgenommen, indem die Leitungen an mehreren Punkten (z. B. Hauptverteiler, Fahrleitungen in Abständen von  $30 \dots 50 \text{ m}$ ) über Kondensatoren von  $1 \dots 4 \mu\text{F}$  geerdet werden.

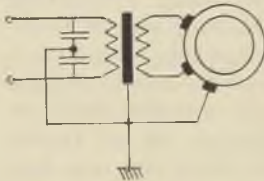


Abb. 252. Entstörte Neonlichtanlage.

5. Hochfrequenzheilgeräte und Diathermiegeräte sind auf Grund ihrer Eigenschaften als Hochfrequenzgeneratoren mit großen Streufeldern äußerst unangenehme Störer. Hier hilft in vielen Fällen nur vollständige Abschirmung des Gerätes.

Aus dieser kurzen Übersicht mag entnommen werden, wie groß und vielseitig das Gebiet der Entstörungstechnik ist. Hinsichtlich der methodischen Einzelheiten muß daher auf die Spezialliteratur verwiesen werden.

In den meisten Fällen handelt es sich beim Entstörungskondensator um Papierwickelkondensatoren, sehr selten um Elektrolytkondensatoren. An die meist in Geräte und Maschinen der Starkstromtechnik eingebauten Entstörungskondensatoren sind im Vergleich zu den etwa zu Fernsprechzwecken verwendeten Papierwickelkondensatoren (Postkondensatoren) sehr viel höhere Anforderungen zu stellen.



Wegen der scharfen, im folgenden noch näher zu beschreibenden Betriebsbedingungen besteht für den Entstörungskondensator, auch wenn er reichlich bemessen ist, immerhin die Gefahr des Durchschlags. Da der Entstörungskondensator in den meisten Fällen parallel zu den spannungsführenden Klemmen eines Apparates oder einer Maschine liegt, würde der Durchschlag des Kondensators einen Ausfall der Maschine bedeuten, wenn nicht durch Sicherungen, die beim Durchschlag des Kondensators abschmelzen, derselbe sofort abgeschaltet würde. Die Maschine bleibt also beim Durchschlag des Kondensators in Betrieb und es macht sich dieser nur durch das Wiederauftreten der Störungen bemerkbar. Nachteilig ist, daß eine vorgeschaltete Sicherung durch ihren Ohmschen Widerstand den Hochfrequenzwiderstand des Entstörungskondensators erhöht. Auch kann der Fall eintreten, daß die Kondensatorsicherungen, die auf jeden Fall vor den Netzsicherungen durchschmelzen müssen, bei höheren Störenergien durchbrennen, obgleich der Kondensator selbst diese hohen Störenergien ohne Schaden noch kurzzuschließen vermöchte. Aus diesen Gründen und aus Gründen der Einfachheit läßt man überall dort, wo es zu verantworten ist, die Sicherungen weg.

Sind Sicherungen in die Störschutzkondensatoren eingebaut, so ist es sehr vorteilhaft, wenn dieselben durch nach außen geführte Prüfkontakte überwacht werden können. Werden die Störschutzkondensatoren in die Maschinen und Apparate schon gleich bei der Fertigung fest eingebaut, so ist darauf zu achten, daß diese Kondensatoren dann auch die die Betriebsbedingungen an Schärfe übertreffenden Prüfbedingungen der Maschinen und Apparate erfüllen müssen. Es sind bei der Prüfung die Leitsätze für Rundfunk- und Entstörungskondensatoren LRK VDE 0870/1933 und für elektrische Maschinen REM VDE 0530/1935 zu beachten. An Maschinen mit einer Nennleistung über 1 kW und einer Betriebsspannung bis zu 1000 Volt ist eine Minute lang eine Wechselspannung  $U_P$  anzulegen, die sich aus der Formel

$$U_P = (2U + 1000) \text{ Volt}$$

ergibt, wobei  $U$  die Nennspannung der Maschine ist. (Die bei der Prüfung zulässige Temperatur ist  $35^\circ\text{C}$ .) Derartige Kondensatoren sind in ihrer Dimensionierung durch die Prüfspannung, nicht durch die Betriebsspannung festgelegt. Die Betriebstemperatur von großen Maschinen, Geräten und Drosseln kann bis zu  $95^\circ\text{C}$  betragen. Die festeingebauten Störschutzkondensatoren müssen für die gleichen Temperaturen bemessen sein. Die normale Betriebstemperatur ist indes  $70^\circ\text{C}$ . Es reicht daher im allgemeinen aus, wenn die Kondensatoren für diese Temperaturgrenze gebaut sind. Die vorgeschriebene maximale Betriebstemperatur beeinflußt den Raumbedarf eines Kon-

densators außerordentlich. Ein Kondensator für  $100^{\circ}\text{C}$  maximale Betriebstemperatur hat einen um etwa 25% höheren Raumbedarf als ein solcher für eine Temperatur von  $70^{\circ}\text{C}$ .

Für die Größe der Schutzkapazität bestehen in den VDE-Leitsätzen 0874 Vorschriften: Bei Wechselstromnetzen von 220 Volt ist eine Schutzkapazität von 5000 pF bei ortsveränderlichen Maschinen und eine solche von 50000 pF bei ortsfesten Maschinen vorgeschrieben. Bei Störschutzkondensatoren, die für Gleichspannungsmaschinen und Geräte bestimmt sind, ist darauf zu achten, daß bei starker Welligkeit der Spannungskurve ein u. U. recht erheblicher Wechselstrom zur Erwärmung des Dielektrikums (Papier) beitragen kann. Bei der Bestellung der Kondensatoren ist also der Lieferfirma nicht nur die Höhe der Gleichspannung, sondern auch deren Welligkeit (oberer Grenzwert etwa 15%) anzugeben. Auch für die bei Schaltung der Geräte und Maschinen auftretenden Überspannungen müssen die Störschutzkondensatoren bemessen sein. Da einerseits bei Störschutzkondensatoren in stärkerem Maße als bei Papierwickelkondensatoren in anderen

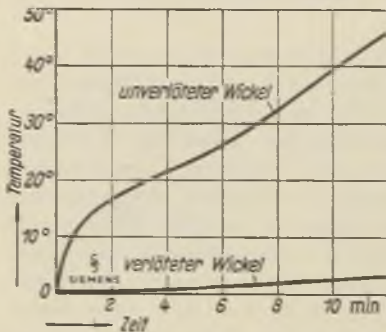


Abb. 253. Eigenerwärmung von Kondensatoren mit und ohne randverlötetem Wickel (Werkphoto Siemens).

wenn bei den Wickeln die Randverlötung der Kondensatorbeläge durchgeführt ist. Bei der Stromverteilung über die gesamte Metallfolie sind dann die Stromwege sehr viel kürzer und es ergibt sich somit ein sehr viel kleinerer Ohmscher Widerstand.

Ein Störschutzkondensator ist kein rein kapazitives Schaltelement. Die Anschlußleitungen besitzen Induktivitäten. Zusammen mit der inneren Induktivität des Wickelkondensators und der Kapazität ergibt sich somit ein resonanzfähiges Schaltelement. Abb. 254 zeigt den Einfluß verschiedenlanger Anschlußleitungen auf den Frequenzgang des Scheinwiderstandes von Störschutzkondensatoren gleicher Kapazität. Bei den Störschutzkondensatoren mit innerer und äußerer Kapazität (a und b) sinkt mit wachsender Frequenz der Scheinwiderstand so lange,

Anwendungsfällen (z. B. Postkondensatoren) sehr hohe Betriebstemperaturen auftreten können und andererseits der Isolationswiderstand sehr stark mit wachsender Temperatur fällt, ist der Isolationswiderstand bei Raumtemperatur so hoch wie irgend möglich zu legen. Dann sind bei den Betriebstemperaturen noch ausreichende Isolationswerte vorhanden. Die Eigenerwärmung infolge von Ladeströmen ist bei Papierwickelkondensatoren gemäß Abb. 253 sehr viel kleiner,

bis die Resonanzfrequenz erreicht ist, dann aber wird er induktiv und steigt mit wachsender Frequenz wieder an. Man erkennt, daß für wirksame Entstörung die Eigenfrequenz eines Störschutzkondensators mit innerer und äußerer Induktivität so zu wählen ist, daß sie in der Mitte des Störfrequenzbandes liegt. Das ist, wie die praktische Erfahrung zeigt, der Fall, wenn die Kapazität in der Größenordnung von

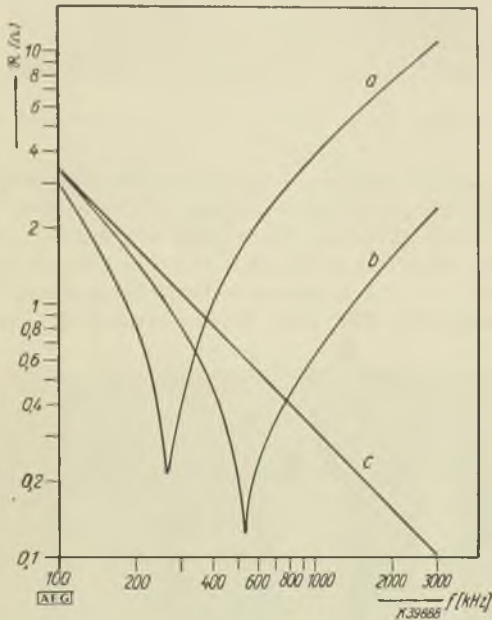


Abb. 254. Scheinwiderstandsverlauf von Störschutzkondensatoren gleicher Kapazität. a)  $2 \times 45$  cm lange Anschlußleitungen, b)  $2 \times 5$  cm lange Anschlußleitungen, c) Kurzwellenkondensator nach Abb. 255 (Werkphoto AEG).

$0,1 \dots 1 \mu\text{F}$  liegt. Besonders wichtig ist die Erkenntnis, daß eine Vergrößerung der Kapazität nicht immer eine Herabsetzung des Blindwiderstandes bewirkt, nämlich dann nicht, wenn dadurch die Eigenfrequenz des Kondensators zu tieferen Frequenzen hin verschoben wird und so aus der Mitte des Störfrequenzbandes herausfällt.

Abb. 255 zeigt Ausführungsbeispiele von Kondensatoren für Kurzwellen- und Ultrakurzwellenentstörung. Um die Induktivitäten besonders klein halten zu können, ist der Betriebsstrom der zu entstörenden Maschine durch den Kondensator geführt. Die Innenschaltung ist in der Abbildung angedeutet. Die Kurve c in Abb. 254 stellt den Frequenzgang des Scheinwiderstandes eines derartigen besonders induktionsarmen Kondensators dar. Eine Resonanz ist im Gebiete bis 3 MHz nicht nachzuweisen.

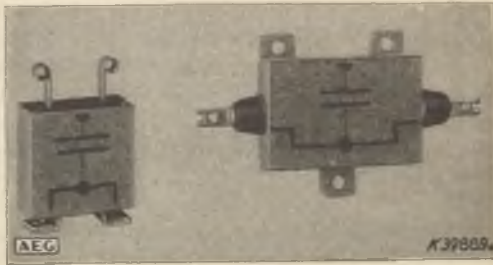


Abb. 255. Kondensatoren für Kurzwellen- und Ultrakurzwellenentstörung (Werkphoto AEG).

Abb. 256 zeigt Ausführungsbeispiele für Hochleistungsentstörungs-kondensatoren mit Sicherung, Sicherungsüberwachung, Stahlgehäuse und keramischer Deckplatte. Es handelt sich bei dem im linken Teil der Abbildung dargestellten Kondensator um einen Kondensator mit einer Kapazität von  $0,5 \mu\text{F}$  für eine Betriebsspannung von 250 Volt Gleichspannung oder 230 Volt Wechselspannung (bei einer Prüf-

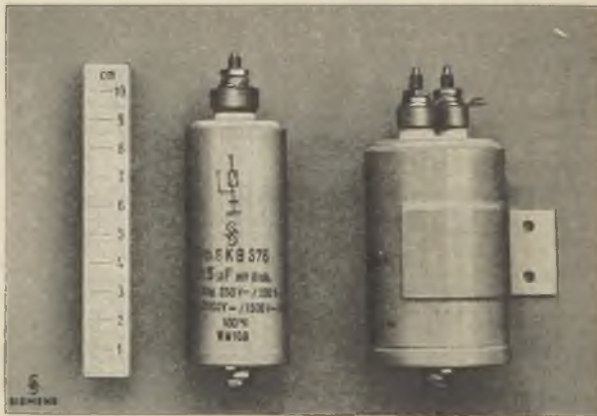


Abb. 256. Entstörungskondensatoren mit Sicherung, Sicherungsüberwachung, Stahlgehäuse und keramischer Deckplatte (Werkphoto Siemens).

spannung von 2000 Volt Gleichspannung, 1 Minute lang oder 1500 Volt Wechselspannung 1 Minute lang) und für eine höchste Betriebstemperatur von  $100^\circ\text{C}$ . Der rechts abgebildete Kondensator ist ein Doppelkondensator mit einer Kapazität von  $2 \times 0,5 \mu\text{F}$ . Der gemeinsame Pol der Kapazitäten liegt am Gehäuse, die getrennten Pole sind durch die keramische Deckplatte herausgeführt. Die Betriebsspannung beträgt 500 Volt Gleichspannung oder 230 Volt Wechselspannung (bei

einer Prüfspannung von 1500 Volt Gleichspannung 1 Minute lang) und die höchstzulässige Betriebstemperatur ist 70° C. Die untere Temperaturgrenze liegt bei - 40° C. Die Ansicht der Kondensatoren von oben (Abb. 257) zeigt die keramischen Deckplatten. Neben den Schraubanschlüssen der Kapazitäten sind die Prüfkontakte der Sicherungen

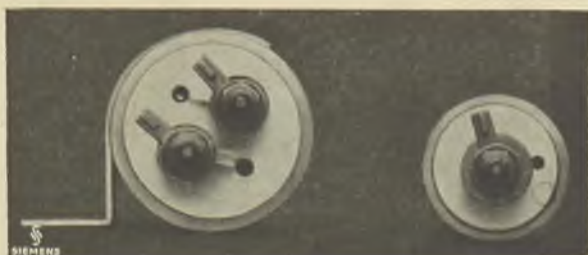


Abb. 257. Keramische Deckplatte mit Sicherungsüberwachung (Werkphoto Siemens).

zu erkennen. Als Sicherungen sind eingebaute Glaspatronensicherungen verwendet. In Abb. 258 sind Störschutzkondensatoren für dieselben elektrischen und mechanischen Bedingungen in ähnlicher konstruktiver Ausführung dargestellt.



Abb. 258. Störschutzkondensatoren mit Sicherungsprüfkontakten (Werkphoto AEG).

Meist sind in einem Gehäuse mehrere zu einem Entstörungssystem zusammengefaßte Kondensatoren enthalten. In Abb. 259 ist eine derartige Kondensator

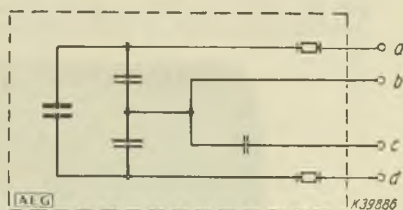


Abb. 259. Innenschaltung eines Störschutzkondensators (Klemmen a und d: Hauptkapazität, Klemme c: Schutzkapazität) (Werkphoto AEG).

kombination schaltungsmäßig aufgezeichnet. Abb. 260 zeigt die konstruktive Ausführung. Zwischen den Klemmen a und d liegt über Sicherungen die Hauptkapazität, die Klemme b oder c ist die Gehäuseklemme, wobei der Klemme c noch eine Berührungsschutzkapazität vorgeschaltet ist. Abb. 261 zeigt die innere Schaltung und

ein Anwendungsbeispiel für einen für den Einbau in die Zuleitungen konstruierten Entstörungskondensator in Isolierstoffgehäuse. Eine

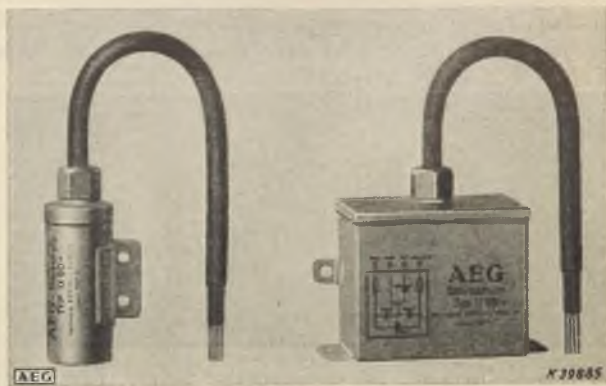


Abb. 260. Störschutzkondensatoren mit Sicherheitsprüfkontakten (Werkphoto AEG).

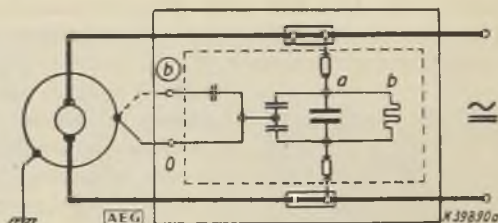


Abb. 261. Störschutzkondensator in Isolierstoffgehäuse zum Einbau in die Zuleitungen. a) Hauptkapazität, b) Entladewiderstand, Schutzkapazität (Werkphoto AEG).



Abb. 262. Störschutzkondensator (Werkphoto Jahre).

ähnliche Ausführung ist in Abb. 262 dargestellt. Ein Einbaubeispiel zeigt Abb. 263.

Die Batteriezündvorrichtung von Explosionsmotoren bildet mit ihren vielen Unterbrecherkontakten einen sehr wirksamen Störgenerator, der sich nicht nur auf etwa in den Kraftwagen eingebaute Empfangs-

geräte auswirkt, sondern auch noch auf weite Entfernung ein Störfrequenzband aussendet. Abb. 264 zeigt schematisch das Schaltbild der elektrischen Anlage eines Explosionsmotors. Durch den von einer rotierenden Nockenscheibe betätigten Unterbrecherkontakt wird die

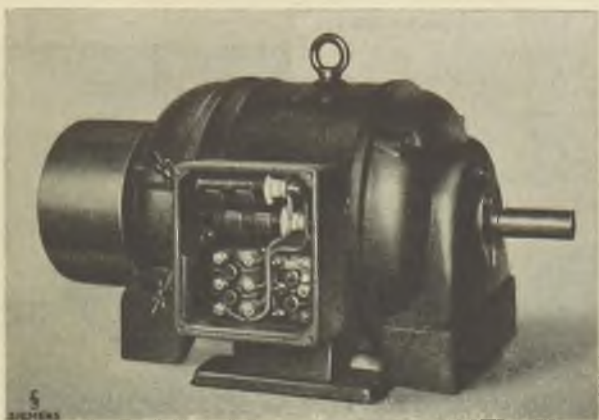


Abb. 263. Einbaubeispiel (Werkphoto Siemens).

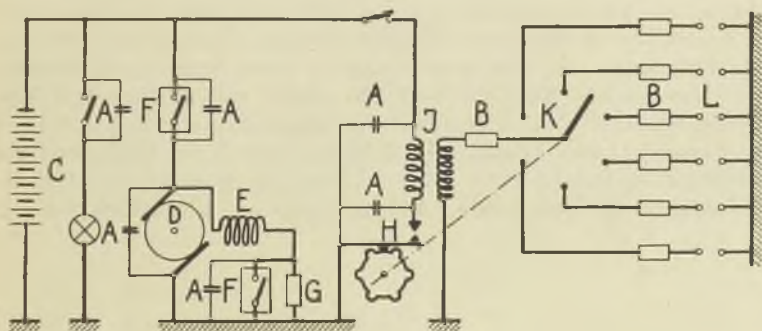


Abb. 264. Schema einer Batteriezündvorrichtung. A Störschutzkondensator, B Störschutzwiderstände, C Batterie, D Anker, E Erregung, F selbständiger Regelschalter, G Regelwiderstand, H Unterbrecherkontakt mit rotierender Nockenscheibe, I Zündspule, K Verteiler, L Zündkerzen.

Batteriespannung kurzzeitig an die Primärwicklung des Transformators (Zündspule) gelegt, wodurch in der Sekundärwicklung Hochspannungstöße in der Größenordnung von 10000 Volt auftreten. Diese werden über den rotierenden Zündverteiler an die Zündkerzen gelegt. Der zum Unterbrecherkontakt parallel liegende Kondensator dient

zur Funkenlöschung beim Abbau des magnetischen Feldes in der Zündspule. Störschwingungen, die an der Primärspule entstehen, werden durch den im Schaltbild eingezeichneten Kondensator kurzgeschlossen. Die Störschwingungen, die sich in den Zuleitungen zum Zündverteiler bzw. zu den Zündkerzen ausbilden, werden durch Reihenwiderstände gedämpft. Darüber hinaus wird in vielen Fällen sorgfältige Abschirmung der Leitungen, der Zündspule, des Verteilers und der Zündkerzen



Abb. 265 u. 266. Autostörschutzkondensatoren (Werkphoto Hydra).



Abb. 267. Entstörung eines Vierzylinderautomobilmotors (Werkphoto Hydra).

notwendig sein. Ferner besitzen der selbsttätige Schalter zum Ein- und Ausschalten der Lademaschine (Lichtmaschine) und die Relaisvorrichtung zur Spannungsreglung Unterbrecherkontakte, die ebenso wie der Kollektor der Maschine Störschwingungen verursachen. Wie die Abbildung zeigt, sind alle diese Kontakte durch Störschutzkondensatoren überbrückt. Abb. 265 und 266 zeigen verschiedenartige Ausführungsbeispiele von Autostörschutzkondensatoren. Beim Aufbau der Kondensatoren (Papierwickelkondensatoren) ist besonders auf Erschütterungsfestigkeit zu achten. Dies gilt insbesondere für die Kontaktgabe mit den Folien. Abb. 267 zeigt ein Einbaubeispiel.



## Schrifttum

### I. Teil

#### Kapitel I

1. K. Küpfmüller, Einführung in die theoretische Elektrotechnik, Bln. 1932.
2. F. Ollendorf, Hochfrequenztechnik, Bln. 1926.
3. F. Ollendorf, Potentialfelder, Bln. 1926.
4. H. Jenss, Kapazitätsberechnung für einen Draht im quadratischen Zylinder, Arch. Elektrotechn. **24** (1930) 317.
5. H. Nitka, Kapazität eines Kreisplattenkondensators mit keilförmig zueinander liegenden Elektroden, Z. f. Phys. **85** (1933) 504 und **86** (1933) 831.
6. J. Kammerloher, Hochfrequenztechnik, 1937.
7. G. Zickner, Über Kondensatoren und ihre Eichung, Lpz. 1928.
8. A. Fraenckel, Theorie der Wechselströme, Bln. 1930.
9. H. Schering, Isolierstoffe der Elektrotechnik, Bln. 1924. (Siehe Aufsatz von K. W. Wagner.)
10. R. Rüdemberg, Elektrische Schaltvorgänge, Bln. 1933.
11. E. Rühlemann, Ermittlung der Entladekurve von Kondensatoren, ETZ **50** (1929) 230.
12. E. Horst, Über Zeitkonstanten von Kondensatoren, Arch. Elektrotechn. **31** (1937) 273 u. 827.

### II. Teil

#### Kapitel I

13. F. Bauer, Der Kondensator in der Starkstromtechnik, Bln. 1934.
14. F. Lieneweg, Ein neuer Feuchtigkeitsmesser auf psychrometrischer Grundlage, Siemens-Z. **10** (1930) 584.
15. H. Schwarz, Der Einfluß der relativen Luftfeuchtigkeit auf den Verlustwinkel von Isolierstoffen bei Hochfrequenz, ETZ **57** (1936) 7.
16. P. Böning, Die Abhängigkeit der Dielektrizitätskonstanten technischer Isolierstoffe von der Frequenz, Z. techn. Phys. **10** (1929) 20.
17. Anton Köhler, Die Stoßdurchschlagsspannung und der Stoßdurchschlag, Arch. Elektrotechn. **30** (1936) 528.
18. Kurt Moerder, Untersuchungen über den Einfluß der Wärme auf den elektrischen Durchschlag, Arch. Elektrotechn. **24** (1930) 174.
19. L. Inge und A. Walther, Gibt es ein Zwischengebiet zwischen dem Wärmedurchschlag und dem rein elektrischen Durchschlag?, Arch. Elektrotechn. **26** (1932) 716.
20. W. O. Schumann, Gibt es ein Zwischengebiet zwischen Wärmedurchschlag und dem reinen elektrischen Durchschlag, Arch. Elektrotechn. **28** (1934) 138.
- 20a. H. Böcker, Die Durchschlagssenkung bei Hochfrequenz, Arch. Elektrotechn. **31** (1937) 166.
21. W. v. Philippoff, Die oszillographische Untersuchung der Vorgänge beim Wärmedurchschlag, Z. techn. Phys. **14** (1933) 21.

22. Hans Luft, Überschlagsspannungen bei Hochfrequenz mittlerer Wellenlänge an einfachen Anordnungen, Arch. Elektrotechn. **31** (1937) 93.
23. K. Buß, Stufenförmiger und stufenloser Durchschlag, Arch. Elektrotechn. **28** (1934) 206.
24. R. Becker, Messung von Durchschlagfeldstärken fester Isolierstoffe im Frequenzbereich 1 MHz bis 15 MHz. Ausbau der Theorie des Wärmedurchschlags, Arch. Elektrotechn. **30** (1936) 411.
25. R. Wideröe, Über den elektrischen Durchschlag fester Isolatoren, Arch. Elektrotechn. **26** (1932) 626.
26. T. Akahira und A. Gemant, Elektrische Festigkeit mechanisch beanspruchter Isolierstoffe, Arch. Elektrotechn. **27** (1933) 577.
27. K. Meyer, Die elektrische Festigkeit fester Isolatoren, Arch. Elektrotechn. **24** (1930) 151.
28. P. F. E. Perlick, Der Frequenzgang der Durchschlagsspannung bei festen Isolierstoffen im Bereich 0 bis  $10^6$  Hz, Diss. Berlin 1934.
29. W. Werner, Über den Durchschlag fester Isolatoren, Ann. Phys. Lpz. **86** (1928) 95.
30. P. Böning, Zur Theorie des elektrischen Durchschlags, Arch. Elektrotechn. **21** (1928) 25.
31. L. Inge und A. Walther, Durchschlag von festen Isolatoren bei Hochfrequenz, Arch. Elektrotechn. **21** (1928) 209.
32. E. Mündel, Zum Durchschlag fester Isolatoren. Untersuchungen im Hochvakuum, Arch. Elektrotechn. **15** (1925) 320.
33. A. Mainka, Verhalten dünner Cellonlackschichten im elektrischen Felde, Arch. Elektrotechn. **26** (1932) 731.
34. P. Böning, Dielektrizitätskonstante und Leitfähigkeit technischer Isolierstoffe und die Gestaltung der Stromkurve beim Stromdurchgang, Z. techn. Phys. **10** (1929) 288.
35. K. Buß, Statischer Durchschlag von festen und flüssigen Körpern, Arch. Elektrotechn. **28** (1934) 55.
36. K. Halbach, Untersuchungen über den Durchschlag und die Verluste einiger fester Isolierstoffe, Arch. Elektrotechn. **21** (1929) 535.
37. H. Bongards, Feuchtigkeitsmessung.
38. Bogorodizky und Malyschew, Dielektrische Verluste in Kristallen, Arch. Elektrotechn. **28** (1934) 644, ETZ **56** (1935) 384.
39. G. Güllner, Zum Durchschlag fester Isolatoren, Arch. Elektrotechn. **21** (1928) 267.
40. P. Debye, Struktur der Materie, Lpz. 1933.
41. A. Gemant, Elektrophysik der Isolierstoffe, Bln. 1930.
42. P. Debye, Polare Moleküle, Lpz. 1929.
43. P. Böning, Die scheinbare Änderung der Dielektrizitätskonstante technischer Isolierstoffe, Z. techn. Phys. **9** (1928) 212.
44. H. Schwarz, Der Einfluß der relativen Luftfeuchtigkeit auf den Verlustwinkel von Isolierstoffen, ETZ **57** (1936) 7.
45. O. Blüh, Neuere Ergebnisse auf dem Gebiet der Dielektrizitätskonstante, Phys. Z. **27** (1926) 226.
46. P. Böning, Zur Theorie des Verlustfaktors technischer Isolierstoffe, Z. techn. Phys. **11** (1930) 81.

47. K. W. Wagner, Dielektrische Nachwirkung, *Ann. Phys. Lpz.* **40** (1913) 817.
48. P. Böning, Bemerkenswerte Zusammenhänge zwischen den anormalen Strömen, dem Verlustfaktor, der scheinbaren Kapazität und der Rückspannung bei Isolierstoffen, *Z. techn. Phys.* **19** (1938) 241.
49. F. H. Müller, Physik des organischen Isolators, *ETZ* **59** (1938) 1155.

### Kapitel 2

50. C. Reher, Durchschlag und Überschlag in Luft bei Drucken von 1 . . . 30 at, *ETZ* **53** (1932) 41; *Arch. Elektrotechn.* **25** (1931) 277.
51. A. Güntherschulze, Gasförmige Dielektrika, *Arch. Elektrotechn.* **31** (1937) 495.
52. Preßgas als Isolation in Hochspannungsapparaten, *Ref. ETZ* **52** (1931) 1386.
53. O. Daubenspeck, Experimentelle Untersuchungen der Koronantladung in Luft, Wasserstoff und Kohlensäure, *Arch. Elektrotechn.* **30** (1936) 581.
54. K. Buß, Der Stufendurchschlag, *Arch. Elektrotechn.* **26** (1932) 266.
55. W. Rogowski, Durchschlag von Gasen und Raumladung, *Arch. Elektrotechn.* **24** (1930) 679.
56. F. Miséré, Luftdurchschlag bei Niederfrequenz und Hochfrequenz an verschiedenen Elektroden, *Arch. Elektrotechn.* **26** (1932) 123.
57. K. Masch, Durchschlagsspannung und Bestrahlung, *Arch. Elektrotechn.* **24** (1930) 561.
58. K. Masch, Über Elektrodenionisierung von Stickstoff, Sauerstoff und Luft bei geringen und hohen Drucken, *Arch. Elektrotechn.* **26** (1932) 587.
59. F. Miséré, Gasentladung bei Nieder- und Hochfrequenz (Koronaanfangsspannung und Koronaverluste), *Arch. Elektrotechn.* **28** (1934) 411.
60. E. Marx, Der elektrische Durchschlag von Luft im inhomogenen Felde, *Arch. Elektrotechn.* **24** (1930) 61.
61. W. Rogowski, Gasentladung und Durchschlag, *Arch. Elektrotechn.* **26** (1932) 643.
62. A. Gyemant, Die Verlustkurve lufthaltiger Isolierstoffe, *Z. techn. Phys.* **13** (1932) 184.
63. M. W. Tomaschewski, Die isolierende Fähigkeit des Hochvakuums, *Arch. Elektrotechn.* **21** (1928) 244.
64. W. Schilling, Zur Frage der Abrundung ebener Kondensatoren in normaler Luft, *Arch. Elektrotechn.* **24** (1930) 383.

### Kapitel 3

65. P. Debye, Hochfrequenzverluste und quasikristalline Struktur von Flüssigkeiten, *Ann. Phys. Lpz. V. F.* **28** (1937) 28.
66. A. Nikuradse, Stoßspannungsdurchschlag im Zweischichtenmedium (Gasflüssigkeit), *Arch. Elektrotechn.* **28** (1934) 95.
67. E. Möller, Über die Abhängigkeit des dielektrischen Verlustwinkels und der Dielektrizitätskonstanten von der Frequenz bei Paraffin, Hexan, Xylol, Quarz, Glas, Porzellan, Hartpapieren, Preßspan und einem ionisierten Luftkondensator, *Arch. Elektrotechn.* **15** (1925) 16.

68. H. Beck, Die dielektrischen Verluste von Isolierölen bei sehr hohen Frequenzen, *Phys. Z.* **34** (1935) 721; Ref. *ETZ* **56** (1935) 385.
69. H. Ritz, Durchschlag- und Überschlag-Feldstärke in Isolieröl, *ETZ* **53** (1932) 36.
70. A. Nikuradse, Zur Klärung der Stromleitung in Transformatorölen, *ETZ* **52** (1931) 1544.
71. A. Nikuradse, Experimentelle Untersuchung über die Stromleitung bei hohen Feldern in dielektrischen Flüssigkeiten, *Arch. Elektrotechn.* **26** (1932) 250.
72. A. Nikuradse, Das dielektrische Verhalten der nichtleitenden Flüssigkeiten bei verschiedenem Drücken, *Z. techn. Phys.* **10** (1929) 641.
73. H. Eisler, Über die dielektrische Festigkeit einiger Stoffe, *Z. techn. Phys.* **13** (1932) 189.
74. I. Rebhan, Zur Mechanik des Durchschlags von Transformatoröl *ETZ* **54** (1933) 4.
75. H. Stäger, Isolieröle, *Arch. techn. Messen* 942 — 1.
76. H. Edler, Über die Druckabhängigkeit der Durchschlagsspannung bei dielektrischen Flüssigkeiten, *Arch. Elektrotechn.* **24** (1930) 37.
77. F. Crotogino, Trocknung von Isolieröl auf kaltem Wege, *AEG-Mitt.* (1933) 26.
78. H. Brückmann, Untersuchungen über dielektrische Verluste bei Dauerbeanspruchung und verschiedenen Temperaturen, *ETZ* **50** (1929) 1873.
79. H. Vogler, Die Untersuchung dielektrischer Verluste flüssiger Isolierstoffe bei kurzen Wellen mit Kalorimeter, *Elektr. Nachr.-Techn.* **8** (1931) 197.
80. W. Schlegelmilch, Die elektrische Flüssigkeit flüssiger Isolierstoffe bei hohen Frequenzen, *Phys. Z.* **34** (1935) 497; Ref. *ETZ* **56** (1935) 385.
81. H. W. L. Bruckmann und M. G. A. Haalebos, Über die elektrischen Eigenschaften der Mineralöle, *ETZ* **55** (1934) 1269.
82. A. Nikuradse, Das flüssige Dielektrikum (Isolierende Flüssigkeiten), *Bln.* 1934.
83. A. Gyemant, Zur Theorie des Durchschlags flüssiger Dielektriken, *Wiss. Veröff. Siemens-Werk* **4** (1925) H. 2, 68.
84. F. Koppelman, Der elektrische Durchschlag in isolierenden Flüssigkeiten, *Z. techn. Phys.* **16** (1935) 125.
85. F. Koppelman, Bemerkungen zum Durchschlag flüssiger Isolierstoffe, *Arch. Elektrotechn.* **28** (1934) 519.
86. H. Beck, Über die dielektrischen Verluste von Isolierölen bei sehr hohen Frequenzen, *Phys. Z.* **34** (1933) 721.
87. R. M. Friese, Über Durchschlagfestigkeit von Isolierölen, *Wiss. Veröff. Siemens-Werk* **1** H. 2, 41.
88. E. Conradi, Untersuchungen über den Durchschlag und die Vorgänge bei elektrischer Beanspruchung in Isolierölen verschiedener Festigkeit, *Arch. Elektrotechn.* **30** (1936) 677.
89. W. Weber, Durchschlag des geschichteten Dielektrikums Öl-Luft bei Stoß- und Wechsellspannung, *Arch. Elektrotechn.* **31** (1937) 197.
90. E. Kirch und R. Riebel, Untersuchungen über das dielektrische Verhalten von Öl-Harzmischungen unter besonderer Berücksichtigung des

- Bereiches relativ geringer Temperaturen, Arch. Elektrotechn. **24** (1930) 553.
91. E. Conradi, Untersuchungen über die Beeinflussung der Durchschlagsspannung durch künstliche Ölströmung und über die Erhöhung der Durchbruchfeldstärke durch elektrisches Filtern, Arch. Elektrotechn. **31** (1937) 179.
  92. R. Naehrer, Über die Durchschlagsfestigkeit einiger flüssiger Isolierstoffe bei Beanspruchung von langer bis zu kurzer Dauer, Arch. Elektrotechn. **21** (1928) 169.
  93. E. Kirch und W. Riebel, Über den Zusammenhang zwischen den elektrischen Verlusten und der Viskosität von Tränkmassen, Arch. Elektrotechn. **24** (1930) 353.
  94. W. Bähre, Durchschlagsfestigkeit von flüssigem und festem Benzol, Arch. Elektrotechn. **31** (1937) 141.
  95. E. Darmstaedter, Göttingen (Jena Univ.), Über Verluste von Kondensatoren bei sehr schnellen elektrischen Schwingungen.
  96. A. Nikuradse, Über die spontane Ionisation reiner Flüssigkeiten, Arch. Elektrotechn. **26** (1932) 362.
  97. A. Esau und E. Busse, Über die Erwärmung von festen und flüssigen Isolatoren in Wechselfeldern sehr hoher Frequenz, Z. Hochfrequenz-techn. **35** (1930) 9.
  98. F. Koppelman, Ist der Durchschlag isolierender Flüssigkeiten ein Wärmevergang?, Arch. Elektrotechn. **27** (1933) 448.

#### Kapitel 4

99. H. Stäger, Isolierlack, Arch. techn. Messen Z. 946—2.
100. H. Neumann, Leitfähigkeit und dielektrische Hysteresis von Schwefel, Bernstein, Paraffin, ETZ **50** (1929) 132; Z. Phys. **45** (1927) 717.
101. W. Weber, Über den Durchschlag von Paraffin, Arch. Elektrotechn. **27** (1933) 511.
102. N. Bogorodizky und I. Maigeldinov, Die elektrischen Eigenschaften des russischen Kolophoniums, Arch. Elektrotechn. **25** (1931) 759.
103. Synthetische Wachse (Chlornaphthaline) in der Elektrotechnik, Ref. ETZ **56** (1935) 521.
104. P. Wiegand, Beitrag zur Messung des dielektrischen Verlustwinkels von Kabelisolierölen, Harzen, Vaselinen, Petrolaten und der aus ihnen zusammengesetzten Massen, ETZ **49** (1928) 570.
105. W. Weber, Über den Durchschlag von Paraffin, Arch. Elektrotechn. **27** (1933) 511; Ref. ETZ **55** (1934) 197.
106. E. Kirch und W. Riebel, Über den Zusammenhang zwischen den elektrischen Verlusten und der Viskosität von Tränkmassen, Arch. Elektrotechn. **24** (1930) 353.
107. R. Vieweg und G. Pfestorf, Untersuchungen an vergießbaren Isolierstoffen, ETZ **57** (1936) 632.
108. Kirch und Riebel, Über das dielektrische Verhalten von Öl-Harzmischungen, Arch. Elektrotechn. **24** (1930) 553.
109. W. Nagel, E. Baumann, Zur Kenntnis des Schellacks, Wiss. Veröff. Siemens-Werk **1**, 120 März 1937.

110. E. Möller, Über die Abhängigkeit des dielektrischen Verlustwinkels und der DK von der Frequenz bei Paraffin, Hexan, Xylol, Quarz, Glas, Porzellan, Hartpapier, Preßspan und einem ionisierten Luftkondensator, Arch. Elektrotechn. **15** (1925) 16.

#### Kapitel 5

111. K. Draeger, Über die Materialfestigkeit von keramischen Isolatoren bei elektrischer Stoßbeanspruchung, Arch. Elektrotechn. **26** (1932) 597.
112. C. Schusterius, Über einige Untersuchungen der Temperaturabhängigkeit der dielektr. Eigenschaften von Titan- und Zinndioxyd, Z. techn. Phys. **16** (1935) 640.
113. H. Handreck, Neue Hochfrequenz-Isolierstoffe, Z. Hochfrequenz-techn. **43** (1934) 73.
114. G. Straimer und O. Zinke, Hochfrequenzisolierstoffe bei Temp. von 25 . . . 300° C und Frequenzen von 1 . . . 20 MHz, Arch. techn. Messen Z. 940—2.
115. W. Steger, Die Verwendung von Porzellan und anderen keramischen Isolierstoffen in der Elektrotechnik, ETZ **57** (1936) 471.
116. H. Handreck, Die wichtigsten Werkstoffeigenschaften elektrotechnischen Porzellans, ETZ **50** (1929) 1292.
117. H. Handreck, Porzellan als Werkstoff, Arch. techn. Messen Z. 944—1.
118. H. Kohl, Sinterkorund als Werkstoff, Arch. techn. Messen Z 944—4.
119. H. Handreck, Keramische Spezialmassen, Arch. techn. Messen Z 944—3.
120. W. Weicker, E. Kunstmann und W. Demuth, Eigenschaftstafel keramischer Werkstoffe, ETZ **56** (1935) 915.
121. E. Albers-Schönberg und A. Ungewiss, Keramische Kondensatorbaustoffe erhöhter Dielektrizitätskonstante, Z. Hochfrequenz-techn. **47** (1936) 95.

#### Kapitel 6

122. L. Inge und A. Walther, Teildurchschlag von festen Isolatoren. Arch. Elektrotechn. **24** (1930) 259.
123. L. Inge und A. Walther, Der Übersschlag von festen Isolatoren in Luft, Arch. Elektrotechn. **26** (1932) 409.
124. F. Gerth und H. Gönningen, Die neue Entwicklung des Glimmerkondensators, ETZ **50** (1929) 1156.
125. E. Möller, Über die Abhängigkeit des dielektrischen Verlustwinkels und der Dielektrizitätskonstanten von der Frequenz bei Paraffin, Hexan, Xylol, Quarz, Glas, Porzellan, Hartpapieren, Preßspan und einem ionisierten Luftkondensator, Arch. Elektrotechn. **15** (1925) 16.

#### Kapitel 7

126. G. Pfestorf und W. Hetzel, Die elektrischen Eigenschaften der Kunststoffe in Abhängigkeit von der Temperatur, ETZ **59** (1938) 875.
127. G. Pfestorf, Isolierpreßstoffe, Arch. techn. Messen Z 947—1.

128. H. Stäger, Natürliche und künstliche Harze. Arch. techn. Messen Z 946—1.
129. A. Sommerfeld, Plastische Massen, Berlin 1934.
130. R. Nitsche, Welche Wünsche hat der Elektrotechniker für die Entwicklung der Kunststoffe, Kunststoff 27 (1937) 9, 240.
131. Typisierung der gummifreien Isolierpreßstoffe, ETZ 53 (1932) 708.
132. W. Zebrowski, Werkstoffe aus härtbaren Kunstharzmassen, ETZ 58 (1937) 469.
133. Bakelite Handbuch, Bakelite Ges. m. b. H., Erkner/Berlin 1937.
134. R. Vieweg, Bewertung und Prüfung von Preßstoffen in der Elektrotechnik, ETZ 56 (1935) 284.
135. W. Röhrs, Plastische Massen als Rohstoff zur Fertigung von Preßstoffteilen, ETZ 56 (1935) 271.
136. W. Schramm, Herstellung der Preßteile, ETZ 56 (1935) 274.
137. A. Hermann, Elektrotechnische Erzeugnisse aus Kunstharz-Preßstoffen und ihre Konstruktion, ETZ 56 (1935) 278.
138. Bekanntmachung des staatlichen Materialprüfungsamtes Dahlem für Kunstharzpreßmassen und typisierte und überwachte Isolierstoffe, ETZ 56 (1935) 1311; 57 (1936) 1442.
139. E. Fischer und F. H. Müller, Styroflex und seine Bedeutung für den Kabelbau, Europ. Fernsprechdienst 48 (1938) 13.
140. R. Houwink, Eigenschaften und Anwendung von Kunstharzerzeugnissen, Philips techn. Rdsch. 1 (1936) 257.
141. K. H. Meyer u. H. Mark, Aufbau der hochpolymeren organischen Naturstoffe, Akadem. Verlagsges. Lpz. 1930.
142. W. Mehdorn, Kunstharzpreßstoffe, VDI-Verlag Berlin 1934.

#### Kapitel 8

143. H. Ritz, Überschlagsfeldstärke von Isolatoren, Arch. Elektrotechn. 26 (1932) 58.
144. K. Halbach, Untersuchungen über den Durchschlag und die Verluste einiger fester Isolierstoffe, Arch. Elektrotechn. 21 (1929) 535.
145. L. Hentschel, Über das dielektrische Verhalten ölgetränkter Papiere, Arch. Elektrotechn. 15 (1925) 138.
146. G. A. Dmitriew und A. Walther, Durchschlag von öldurchränkter Papierisolation, Arch. Elektrotechn. 21 (1929) 488.
147. H. Kühlewein, Messung der Dielektrizitätskonstanten und der scheinbaren Leitfähigkeit von Isolierstoffen bei Hochfrequenz, Z. techn. Phys. 10 (1929) 280.
148. A. Schwaiger, Schichtung von Isoliermaterialien, Arch. Elektrotechn. 26 (1932) 850.
149. A. Gyemant, Dielektrische Verluste und Durchschlag in porösen Isolierstoffen, Z. techn. Phys. 10 (1929) 328.
150. E. Möller, Über die Abhängigkeit des dielektrischen Verlustwinkels und der Dielektrizitätskonstanten von der Frequenz bei Paraffin, Hexan, Xylol, Quarz, Glas, Porzellan, Hartpapieren, Preßspan und einem isoliertem Luftkondensator, Arch. Elektrotechn. 15 (1925) 16.
151. M. Hirsch, Über die Spannungsabhängigkeit des dielektrischen Verlustwinkels einiger Isolierstoffe, ETZ 53 (1932) 888.

152. W. Ruppert, Neuartige Isolierstoffe, ETZ 55 (1934) 608.
153. Hochfrequenz-Isolierstoffe, Elektro-Isolier-Industrie, Arch. techn. Messen Z 949—1.
154. E. Puger-Vanoni, Messungen an Hartpapierkondensatoren, Arch. techn. Messen Z 132—3.
155. K. Hesse, Preßmassen und geschichtete Preßstoffe als neuzeitliche Baumaterialien der Fernmeldetechnik, Telegr.- u. Fernspr.Techn. 19 (1930) 180.
156. A. Walther und L. Inge, Durchschlag von öldurchtränkter Papierisolation, Arch. Elektrotechn. 21 (1928) 209.
157. E. Waldschmidt, Die dielektrische Verfolgung des Trocknungs- und Imprägnierungsprozesses bei Papier, ETZ 56 (1935) 83.
158. G. Nauk, Beziehungen zwischen der Temperaturabhängigkeit der Verluste und der Durchschlagsfestigkeit bei Papierkondensatoren, ETZ 56 (1935) 539.
159. F. Müller, Die Papierfabrikation und deren Maschinen, Biberach 1926/30.
160. Herzberg, Korn, Schulze, Papierprüfung, Berlin J. Springer 1932.
161. H. Stäger, Elektrotechnische Isoliermaterialien, Stuttgart 1931.
162. M. Michailov, Über die Tränkung von Isolierstoffen, ETZ 51 (1930) 1158.
163. W. Fehr und W. Hubmann, Leitfähigkeits- und Verlustwinkel-messungen an Papierkondensatoren bei zusätzlicher Belastung mit Hochfrequenzströmen, ETZ 54 (1933) 819.
164. G. Nauk, Über den physikalischen Aufbau von Kondensatoren, ETZ 56 (1935) 371.
165. A. A. New, Mit Ester behandelte Faserstoffe als Isoliermaterial, Elekt. Nachr.-Wes. 13 (1934/35) 226, 372; 14 (1935/36) 214.
166. R. Guthmann, Die Eigenschaften dünner ölgetränkter Papiere, ETZ 55 (1934) 364.
167. G. Pfestorf, Faserstoffe, geschichte Isolierstoffe, Begriff, Eigenschaften, Prüfung, Arch. techn. Messen Z 943—1.
168. E. Brake und H. Schütze, Über dielektrische Verluste von Holz. Elektr. Nachr.-Techn. 12 (1935) 120.

### Kapitel 9

169. M. Brenzinger, Innere Vorgänge in Ventil-Kondensator-Schaltungen, Arch. Elektrotechn. 26 (1932) 99.
170. W. J. Gelba, Elektrolytkondensatoren, Aluminium 18 (1936) 145.
171. Güntherschulze und Betz, Elektrolytkondensatoren, Bln. 1937.
172. W. Oburger, Der neuzeitliche Elektrolytkondensator, Elektrotechn. u. Masch.-Bau 56 (1938) 179 . . . 183.
173. O. Jauch, R. Bauder, M. Benteln, Über das Dielektrikum der Elektrolytkondensatoren, Z. techn. Phys. 15 (1934) 136.
174. O. Bücking, Über Elektrolytkondensatoren und ihre Herstellung, ETZ 58 (1937) 91.
175. G. Nauk, Elektrolytkondensatoren und ihr Verhalten im Betrieb, Z. Fernmeldetechn. 17 (1936) 129.



## III. Teil

## Kapitel 1

176. L. Linder, J. Schniederermann, Das Verhalten von Papierwickelkondensatoren bei höheren Frequenzen, Z. Fernmeldetechn. 18 (1937) 73.
177. H. Gönningen, Der Papierkondensator, besonders für Starkstrom, ETZ 55 (1934) 1021.
178. R. E. W. Maddison und S. Chapmann, Fernsprechkondensatoren Elektr. Nachr.-Wes. 10 (1931/32) 40.

## Kapitel 2

179. L. Linder, Kondensatoren für die Rundfunk-Empfangstechnik mit besonderer Berücksichtigung der Elektrolytkondensatoren, (1935).
180. Prüfung von Elektrolytkondensatoren, Siemens Rundfunk-Nachrichten 11 (1936) 13.
181. G. Nauk, Elektrolytkondensatoren und ihr Verhalten im Betrieb, Z. Fernmeldetechn. 17 (1936) 129.
182. Die Spannungsbeanspruchung der Elektrolytkondensatoren im Rundfunkempfänger, Radiohändler 13 (1936) 122.
183. Zetzmann, Elektrolytkondensatoren, RPZ techn. Bericht 601 (1931).
184. Bauder-Janssen, Die Messung der Kapazität handelsüblicher Elektrolytkondensatoren und Untersuchung ihrer Abhängigkeit und Veränderlichkeit, Elektrotechn. u. Masch.-Bau 50 (1932) 581.
185. H. Nottebrock, Einiges über Widerstände, Kondensatoren und Spulen, Veröff. Geb. Nachr. Techn. 7 (1937) 481.
186. W. Hoesch, Wirkungsweise, Bau und Verwendung von Elektrolytkondensatoren, ETZ 52 (1931) 928, 946.
187. O. Bücking, Über Elektrolytkondensatoren und ihre Herstellung, ETZ 58 (1937) 91.
188. W. G. von Geel, A. Claassen, Elektrolytkondensatoren, Philips techn. Rdsch. 2 (1937) 65.

## Kapitel 4

189. W. Gohlke, Temperaturabhängigkeit von Drehkondensatoren mit Luftdielektrikum, Elektr. Nachr.-Techn. 14 (1937) 258.
190. G. Zickner, Über Kondensatoren und ihre Eichung, Lpz. 1928.
191. W. Kunze und S. Loewe, Drehkondensator, Jb. drahtl. Telegr. 27 (1926) 119.
192. G. Nüßlein, Berechnung und Bau von Tonkondensatoren für Schwebungssummer. Funkt. Mon.-Hefte (1939) 4.
193. G. Zickner, Normal-Luftkondensatoren, Arch. techn. Messen Z 135—1.
194. L. Rohde und W. Süß, Aufbau eines Präzisionskondensators, Feinmechanik und Präzision 44 (1936) 129.
195. G. Zickner, Ein Differentialkondensator für Feinstellzwecke. Jb. drahtl. Tel. 25 (1925) 26.

## Kapitel 6

196. Keramische Hochleistungskondensatoren, Ref. Helios **43** (1937) 780.  
 197. A. Kuntke, Ein Generator zur Erzeugung sehr hoher Gleichspannungen, Philips techn. Rdsch. **2** (1937) 162.

## Kapitel 7

198. Hydra-Störfreiungskondensatoren, Ref. ETZ **51** (1930) 745.  
 199. A. Dennhardt, Zur Frage der Beseitigung von Rundfunkstörungen durch Kondensatoren, ETZ **52** (1931) 347.  
 200. E. Dozler, Rundfunkstörerschutz für Gleichstrombahnen, AEG-Mitteilg. (1934) 230.  
 201. W. Pistor, Einheitsgeräte für Rundfunkentstörung, AEG.-Mitteilg. (1934) 258.  
 202. Leitsätze für Maßnahmen an Leitungsanlagen zur Verminderung von Rundfunkstörungen, ETZ **55** (1934) 1036.  
 203. W. Pistor, Einheitsgeräte für Rundfunkentstörung, Ref. ETZ **56** (1935) 384.  
 204. H. Krätz, Vereinheitlichung der Entstörungsmittel, AEG-Mitteilg. (1935) 260.  
 205. H. Reppisch, Rundfunkstörungen und Entstörungstechnik, Schwachstrom **11** (1935) 117, 137, 170.  
 206. H. Reppisch, Die Rundfunkentstörungstechnik, Telegr.-Prax. **19** (1935) 299.  
 207. H. Reppisch, Neue Leitsätze für die Entstörung von Maschinen und Geräten mit Kondensatoren, Schwachstrom **11** (1935) 179.  
 208. J. Mezger und O. Schneider, Entstörungsmaßnahmen für den Rundfunkempfang in Kraftfahrzeugen, Siemens-Z. **16** (1936) 241.  
 209. A. Dennhardt, Über Maßnahmen zur Minderung der hochfrequenten Störfähigkeit von Isolatoren, VDE-Fachberichte **8** (1936) 182.  
 210. F. Seelemann, Rundfunkstörungen durch den Fernsprechbetrieb und die Mittel zu ihrer Beseitigung, Schwachstrom **12** (1936) 17, 37.  
 211. H. Krätz, Rundfunkentstörung im Haushalt, AEG-Mitteilg. (1937) 270.  
 212. H. Krätz, Rundfunkentstörungsmittel, AEG-Mitteilg. (1937) 134.  
 213. H. Jacobi, O. Schneider, F. Schumann, Entstörungskondensatoren für hohe technische Anforderungen, Siemens-Ztschr. **18** (1938) 7.  
 214. L. Blok, Funkstörungen, Philips techn. Rdsch. **3** (1938) 251.  
 215. F. Eppen und H. Seiberth, Rundfunkentstörungsmessungen an Straßenbahnen, ETZ **59** (1938) 629.  
 216. Eingehende Untersuchung niederfrequenter Rundfunkstörungen bei Netzspeisung durch sechsphasigen, nicht gittergesteuerten Quecksilberdampfgleichrichter, Ref. ETZ **59** (1938) 1182.  
 217. Lyon, Funkempfangsstörungen und die Entstörung unserer Kraftfahrzeuge, Dtsch. Nachrichtentruppen **14** (1938) 180.

## Sachverzeichnis

- Aluminiumsilikat 104ff.  
 Amber 127  
 Aminoplast 130, 137ff.  
 Anatas 114  
 Antioxydantien 99  
 Äquipotentialfläche 3  
 Äquipotentiallinien 3  
 Ardostan 105, 118  
 Aschegehalt 143  
 Asphalt 101  
 Astralon 136  
 Ausdehnungskoeffizient, thermi-  
   mischer 106, 114, 118, 119, 127  
 Ausgleichsladung 81ff.  
 Ausgleichsstrom 81ff.  
 Ausschaltvorgang 83ff.
- Bakelit 137, 148  
 Bernstein 101  
 Berstdruck 141  
 Berylliumoxyd 118  
 Benzylzellulose 132  
 Bifilare Kondensatoren 161  
 Biotit 127  
 Blindleistung 48  
 Blindkomponente von Spannungen  
   und Strömen 50  
 Blindwiderstand von Kapazitäten  
   44ff.  
 Böningsche Theorie 49, 93  
 Brookit 114
- Calan 105  
 Calit 105ff.  
 Carnaubawachs 101  
 Cellon 132  
 Ceresin 101  
 Chlornaphthalin 101  
 Condensa 105, 115, 117  
 Coulomb 1
- Dämpfungsmessung 32  
 Debyesche Theorie 49, 93  
 Decelith 136  
 Diakond 105, 119  
 Dielektrische Verluste 49, 93  
 Dielektrizitätskonstante, absolute 4  
   — Druckabhängigkeit 95  
   — relative 4  
   — Temperaturabhängigkeit 115,  
     125, 126  
 Differentialkondensator 88, 185  
 Drehkondensatoren 20ff.  
   — Anfangskapazität 22  
   — Endkapazität 22  
   — frequenzgerade 26  
   — Justierung von Mehrfach- 34,  
     43, 184  
   — kapazitätsgerade 23  
   — Kurzwellen- 186  
   — Mehrfach- 33ff., 182  
   — mit Festdielektrikum 185  
   — mit logarithmischem Platten-  
     schnitt 28ff.  
   — Normalmeß- 186  
   — technische Ausführung 179ff.  
   — wellenlängengerade 24  
 Dreiplattenkondensator 74  
 Dreipunktgleichung 42  
 Durchschlagsfestigkeit 92ff.  
 Durchschlagsspannung 92ff.  
   — von Papierkondensatoren 147ff.
- Effektivwerte von Strömen und  
   Spannungen 43ff.  
 Einschaltvorgang 82ff.  
 Elektronen, freie 89  
 Elektrolyte 150  
 Elektrolytkondensatoren, Betriebs-  
   spannung 156  
   — Betriebstemperatur 169

- Elektrolytkondensatoren, Ersatz-  
 schema 156  
 — Formierungsspannung 151ff.  
 — Funkenspannung 152, 155  
 — halbtrockene 165  
 — Hochspannungs- 168  
 — Messung 157  
 — physikalische Grundlagen 149ff.  
 — Regeneration 152  
 — Reststrom 150ff.  
 — Sperschicht 154  
 — technische Ausführung 165ff.  
 — Toleranzen 169  
 — ungepolte 158  
 — Verlustfaktor 156  
 Elektrostatisches Meßsystem 14  
 Entstörung einer Automobilzünd-  
 vorrichtung 213  
 Entstörung, Schaltbilder für 204ff.  
 Ergon 118  
 Ersatzschaltung für verlustbeauf-  
 tete Kapazitäten 49ff.  
 Ersatzreihenkapazität 55ff.  
 — Frequenzverlauf 62, 69  
 Ersatzreihenwiderstand 55ff.  
 — Frequenzverlauf 58, 68  
  
 Falzzahl 140  
 Farad 9  
 Feld, elektrisches 1ff.  
 — Energie des elektrischen 6  
 — magnetisches 3ff.  
 — skalares 1  
 Feldlinie 1ff.  
 Feldspat 105  
 Feldstärke, elektrische 1ff.  
 — magnetische 4  
 — vektor 1ff.  
 Formierung 151ff.  
 Forsterit 112  
 Frequenta 105, 112ff.  
 Frequenz, Empfangs- 38  
 — Oszillator- 38  
 — Zwischen- 38, 43  
 Frequenzabweichung, prozentuale  
 43  
 Frequenzdifferenz, konstante 38ff.  
 Füllstoffe 136  
 Funkenspannung von Gasen 96  
 Gase, elektrische Eigenschaften 94ff.  
 Geaphtallack 128  
 Glas 121ff.  
 — bildende Stoffe 121  
 Gleichlauf 33ff.  
 Glimmer 127  
 — kondensatoren 171ff., 202  
 Hartpapier 148  
 Hauteffekt 71, 180  
 Helium 95  
 Hexan 104  
 Hochspannungskondensatoren 191ff.  
 Hütchenkondensatoren 174  
  
 Igelit 133, 136  
 Induktivitätsabgleich 41  
 Induktivitätsunterschiede, Kapazi-  
 tätsausgleich von 33ff.  
 Inhibitoren 99  
 Isolationsstrom 90  
 Isolationswiderstand, spannungsab-  
 hängiger 88  
  
 Justierung von Mehrfachdrehkon-  
 densatoren 34, 43  
  
 Kaliglimmer 127  
 Kalzinerungspunkt 127  
 Kaolin 105  
 Kapazität 9  
 — Betriebs- 11ff.  
 — Blindwiderstand von -en 44ff.  
 — einer Doppelleitung 20  
 — einer ebenen Platte 18  
 — einer Kugel 14, 15  
 — eines zylindrischen Stabes (Drah-  
 tes) 15ff.  
 — gegen Erde 13ff.  
 — -sabweichung, prozentuale 43  
 — -sausgleich bei Mehrfachdreh-  
 kondensatoren 33ff.  
 — Schutz- 205, 208, 211  
 — Streu- 12ff.  
 — -sverlauf von Drehkondensatoren  
 23ff.  
 — Teil- 11ff.  
 — verlustbehaftete 49ff.  
 — Verlustfaktor 47ff.

- Kapazität zwischen Elektroden 18ff.  
 Kerafar 105, 115, 117  
 Keramische Kondensatoren 174ff.,  
 190, 192ff., 198ff.  
 Keramische Werkstoffe 104ff.  
 — — Gefüge 109  
 Kieselsäure 105  
 Klinoenstatit 112  
 Kolophonium 101  
 Kompensation, Temperatur- 115,  
 175  
 Kondensator, Dreh- 20ff.  
 — konstante 21  
 — Kreisplatten- 19, 23  
 — Kugel- 18  
 — Platten- 19  
 — Schutzring- 19  
 — Zylinder- 18  
 Kresolharze 136, 137  
 Kugelfunkenstrecke 19  
 Kunstharze 136, 137
- Ladung 1**  
 Laplacesche Gleichung 8  
 Leistung bei Kondensatoren 47ff.  
 — Blind- 48  
 — Schein- 48  
 — -sfaktor 47, 48  
 — Verzerrungs- 49  
 — Wirk- 48  
 Leitfähigkeit bei Isolatoren 90  
 — bei Metallen 89  
 — elektrische 4  
 — elektrolytische 90  
 — Oberflächen- 90, 92  
 Luft, elektrische Eigenschaften 94ff.  
 Luftfeuchtigkeit 91  
 — relative 97  
 Luftkondensatoren 170ff.  
 Lunkerbildung 79, 100, 103  
 Luvikan 133
- Magnesia 107**  
 Magnesiaeinglimmer 127  
 Magnesiumoxyde 105, 118  
 Magnesiumsilikate 105, 107ff.  
 Magnesiumtitanate 105, 119  
 Mantel 13  
 Maxwellsche Gleichungen 3, 5
- Maxwell-Wagnersche Theorie 49, 93  
 Mehrschichtenkondensator 78ff.  
 Mehrwelligkeit 44, 48  
 Melatith 106  
 Metallisieren keramischer Werkstoffe  
 109  
 — von Glimmer 128  
 Methanol 98  
 Mikanit 128  
 Minoskondensatoren 177, 178, 203  
 Mipolam 136  
 Momentanwert von Strömen und  
 Spannungen 43ff.  
 Montanwachs 101  
 Muskowit 127  
 Mycalex 128
- Naphthenöl 98  
 Natronzellulosepapier 139, 145, 146,  
 148  
 Naturharze 101  
 Neutrale Folie 144  
 Nierenplattenkondensator 24  
 Niveaufläche 3  
 Normalkondensatoren 171
- Oberwellen 44ff.**  
 Öle, Alterungsprodukte 99  
 — elektrische Eigenschaften 98ff.  
 — Transformatoren- 100  
 Organische Kunststoffe 130ff.  
 Ozokerit 101  
 Ozon 96
- Papier 139ff.**  
 — elektrische Eigenschaften 143ff.  
 — Imprägnierung 143ff.  
 Papierwickelkondensatoren 159ff.,  
 178, 191ff.  
 — für hohe Spannungen 191  
 — mit Zusatzdielektrikum 165  
 — Normen 162  
 — Prüfung 163  
 — Selbstregenerierung 162  
 — Toleranzen 164  
 Paraffin 103  
 — öl 100  
 Parallelschaltung von Kapazitäten 9  
 — — — und Widerständen 49ff.

- Paschensches Gesetz 96  
 Pech 101  
 Pertinax 149  
 Phenoplaste 130, 136ff., 138, 148  
 Phlogopit 127  
 Plattenschnitt 20, 23ff., 41  
 — logarithmischer 28ff.  
 Poissonsche Gleichung 8  
 Polarisation 5  
 Pollapas 137  
 Polyakrylsäureester 133  
 Polymerisate 129, 130, 133ff.  
 — Misch- 129, 136  
 Polymerisation 99, 100  
 Polystyrol 130, 133ff.  
 Polyvinylchlorid 133  
 Polyvinylkarbazol 133  
 Porosität 141  
 Porzellan 104ff.  
 Potential 1  
 — differenz 3  
 Preßgaskondensatoren 196  
 Preßspan 149  
  
**Quarz** 105, 126  
  
 Randverlötung von Kondensator-  
 wickeln 161, 208  
 Reihenschaltung von Kapazitäten 10  
 Reißfestigkeit 140  
 Röhrchenkondensator 175  
 Rutil 105, 144ff.  
  
 Saugfähigkeit 141  
 Schaltungskombinationen von Ka-  
 pazitäten und Widerständen 52ff.  
 Schaltvorgänge beim Kondensator  
 80ff.  
 Scheibenkondensatoren 174  
 Scheinleistung 48  
 — Bestimmung der 48  
 Scheitelwerte von Strömen und  
 Spannungen 43ff.  
 Schellack 101, 148  
 Schutzkapazität 205, 208, 211  
 Schwindung 103, 106, 107  
 Sichelplattenkondensator 26  
 Sicherungen für Störschutzkonden-  
 satoren 207  
  
 Siebfaktor 72ff.  
 Siebmittel 71ff.  
 Sinterung 106  
 Sipa 105, 118  
 Spannung 3  
 — -abhängiger Widerstand 80, 88,  
 91  
 — steiler 71ff.  
 — — kapazitiver 74ff.  
 Speckstein, Natur- 111  
 — haltige Massen 112ff., 117  
 Stabol 133  
 Steatite 105, 107ff.  
 — Herstellungsverfahren 107ff.  
 Stickstoff 95, 96  
 Stockpunkt 98  
 Störschutzkondensatoren 203ff.  
 — Eigenfrequenz 209  
 — für Kurzwellen 209  
 — Scheinwiderstandsverlauf 209  
 Stromzuführung zum Rotor 180  
 Styroflex 133, 135  
 Sulfitzellulosepapier 139, 145, 147  
 Suszeptibilität 5  
  
**Talk** 111, 112  
**Tempa** 105, 119  
 Temperaturabhängigkeit der Dielek-  
 trizitätskonstante 115, 125...128  
 — des spezifischen Widerstandes 91,  
 113, 121, 122, 126  
 Terpentinöl 100  
 Thermischer Ausdehnungskoeffi-  
 zient 106, 114, 118, 119, 127  
 — Durchschlag 92  
 Thomsonsche Formel 43  
 Titandioxyd 105, 114  
 Tonsubstanzhaltige Massen 105, 117  
 Topfkondensatoren 195, 199  
 Triazetatfolie 132  
 Trimmerkondensatoren 33ff., 188ff.  
 Trolit BC 132  
 — F 131  
 — W 132  
 Trolitul 133ff.  
 — Luv 133, 135  
 — Si 134, 135  
 Trolon 136  
 Tropfenfeste Kondensatoren 175, 178

- Ultrakurzwellenkondensatoren 173  
 VDE-Leitsätze 91, 92, 102, 105, 139, 163, 207, 208  
 Vektordiagramme für parallel und in Reihe geschaltete Kapazitäten und Widerstände 53ff.  
 Vektorfeld 1  
 Verfußmassen 100ff.  
 — Prüfung 102  
 Verluste, dielektrische 49  
 — Ohmsche 49  
 Verlustwinkel 47  
 Verlustfaktor 47  
 — einer Kapazität 47ff.  
 — eines Schwingungskreises 32  
 — Frequenzabhängigkeit 94  
 — Frequenzgang 53, 54, 58, 62, 67, 71  
 — meßgeräte 48  
 — Temperaturabhängigkeit 100, 104, 113, 115ff., 118, 123ff., 128, 145ff.  
 — von Isolierstoffen 93  
 Verschiebungsstromdichte 4ff.  
 Verzerrungsleistung 49  
 Vinifol 133  
 Viskosität 98  
 Vulkanfiber 144  
 Wachs 101  
 Wagnersche Theorie 41, 93  
 Wasser, elektrische Eigenschaften 97  
 — aufnahme von Isolationsmaterialien 106, 114, 117, 119, 129, 131, 134, 136, 137, 139, 141, 142, 149  
 — hautbildung 91, 125, 126, 128  
 — stoff 95, 96  
 Widerstand, Oberflächen- 91, 92  
 Wirbelfreiheit des elektrischen Feldes 3  
 Wirkkomponente von Spannungen und Strömen 50  
 Wirkleistung 48  
 — Bestimmung 48  
 Wollfett 101  
 Xylol 100, 104  
 Zeitkonstante 82, 83ff.  
 — eines technischen Kondensators 87  
 Zelluloid 131  
 Zellulose 130, 139  
 — massen 129, 130ff.  
 Zirkondioxyd 105, 115



# PHYSIK UND TECHNIK DER GEGENWART

## ABTLG. FERNMELDETECHNIK

---

### BAND I:

**Einführung in die Theorie und Technik der Dezimeterwellen.** Von Dr.-Ing. O. Groos. TEIL I: Die Schwingungserzeugung und ihre Beeinflussung. VIII, 188 Seiten mit 157 Abbildungen. 8°. Ganzleinen RM 9.50 Erschienen im August 1937.

### BAND II:

**Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik.** Von Prof. Dr. R. Feldtkeller. IX, 142 Seiten mit 85 Abbildg. 8°. Ganzleinen RM 10.— Erschienen im Januar 1938.

### BAND III:

**Hochfrequenz-Meßtechnik.** Von Dr.-Ing. O. Zinke. XII, 223 Seiten mit 221 Abbildungen. 8°. Ganzleinen RM 15.50 Erschienen im Februar 1938.

### BAND IV:

**Einführung in die Siebschaltungstheorie der elektrischen Nachrichtentechnik.** Von Prof. Dr. Richard Feldtkeller. X, 174 Seiten mit 130 Abbildungen. 8°. Ganzleinen RM 12.— Erschienen im Januar 1939.

### BAND V:

**Antennen, ihre Theorie und Technik.** Von Dr.-Ing. Hellmut Brückmann. XIV, 340 Seiten mit 169 Abbildungen und 2 Tafeln. 8°. Ganzleinen RM 22.— Erschienen im März 1939.





BG Politechniki Śląskiej

nr inw.: 102 - 131932



**Dyr.1 131932**