

Eigenresonanzen von Keramik-Kleinkondensatoren

Autor(en): **Olbricht, K.H.**

Objektyp: **Article**

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

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

Heft 4

PDF erstellt am: **11.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-917019>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern. Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

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

Eigenresonanzen von Keramik-Kleinkondensatoren

Von K. H. Olbricht, Selb

621.319.4.029.6 : 621.315.612

1. Einleitung

Die Fortschritte der Radio- und Televisionstechnik brachten im vergangenen Jahrzehnt den Übergang zu immer höheren Frequenzen mit sich. Zwar war die Kurzwellentechnik schon früh zu Wellenlängen von 10 m und darunter vorgezogen, und auch die Wehrtechnik hatte sich, vor allem während des zweiten Weltkrieges, in steigendem Masse der Meter-, Dezimeter- und Zentimeterwellen bedient; aber erst, als sich die Technik der Frequenzmodulation durchsetzte, rückten mit den Ultrakurzwellen- und Fernsehbandern Frequenzen bis zu 1000 MHz in den Bereich allgemeiner Nutzung. In diesem Frequenzgebiet verlieren jedoch die Bauelemente — also Widerstände, Kondensatoren, Spulen, Verbindungsleitungen — ihren Charakter einfacher, eindeutiger Schaltelemente, den sie bei niedrigen Frequenzen besitzen. Entwicklung und Verwendung dieser sog. konzentrierten Schaltelemente müssen diesem Tatbestand Rechnung tragen. Dazu ist die Kenntnis der Eigenschaften der in grosser Zahl hergestellten, konzentrierten Bauelemente bei diesen hohen Frequenzen erforderlich.

2. Das allgemeine Verhalten von Schaltelementen bei hohen Frequenzen

Der Einfluss der überall in elektrischen Schaltungen vorhandenen Streufelder steigt mit wachsender Frequenz stark an. Zwischen den Verbindungsleitungen, den einzelnen Schaltelementen, ja zwischen den Teilen eines einzigen Schaltelementes (z. B. Windungen einer Spule, Anfang und Ende eines Rohrkondensators) treten bei hohen Frequenzen¹⁾ induktive und kapazitive Kopplungen auf, die kaum oder gar nicht berechenbar sind. Infolgedessen verändern alle Bauelemente bei hohen Frequenzen ihre Eigenschaften. Das gilt insbesondere auch für die Verbindungsleitungen, deren schon statisch vorhandene Induktivitäten und Kapazitäten naturgemäss von der Anordnung im felderfüllten Raume abhängig, in ihrer Auswirkung bei Niederfrequenz jedoch fast immer vernachlässigbar sind. Anders bei hohen Frequenzen, wo nicht nur eine erhebliche Zunahme des Wirkwiderstandes, sondern auch ganz andere Grössenordnungen des Blindwiderstandes in Erscheinung treten. So hat zum Beispiel ein Draht von 1 mm Durchmesser und 1 cm Länge, der 1 cm vom nächsten feldführenden Gebilde entfernt ist, eine verteilte Induktivität von $L \approx 10$ nH und eine verteilte Kapazität von $C \approx 0,18$ pF. Dem entsprechen schon bei 300 MHz Blindwiderstände von $X_L \approx 19 \Omega$ bzw. $X_C \approx 3$ k Ω , die einen bedeutenden Einfluss auf das Verhalten der Schaltung ausüben können. [1]²⁾. Besteht der Draht aus Silber, so hat sich der Wirkwiderstand allein durch den Skin-Effekt vom Gleichstromwert 0,20 m Ω auf 14 m Ω bei 300 MHz erhöht, das ist das 70fache des statischen Wertes.

¹⁾ Hohe Frequenzen sind im Rahmen dieses Artikels Frequenzen zwischen 1 und 1000 MHz.

²⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

Physikalische Ursache solcher Erscheinungen ist die ungleichförmige Strom- bzw. Spannungsverteilung, die ihrerseits in erster Linie durch die Annäherung der Wellenlänge an die geometrischen Abmessungen bedingt ist. Dabei ist es wichtig, sich daran zu erinnern, dass die Wellenlänge in festen Körpern gegenüber Luft um den Faktor $1/\sqrt{\epsilon\mu}$ verkürzt ist, so dass sich die elektromagnetischen Wellen längs der leitenden Gebilde mit einer Ausbreitungsgeschwindigkeit fortpflanzen, die merklich kleiner als die Lichtgeschwindigkeit sein kann. Sind nun die Abmessungen der Schaltelemente (beispielsweise die Drahtlänge bei Widerständen und Spulen) ungefähr von der Grössenordnung der elektrischen Wellenlänge, so entstehen beträchtliche Phasenverschiebungen zwischen den einzelnen Bauelementen und ihren Teilen. Das bewirkt die erwähnten schwer kontrollierbaren Streufelder. Diese entsprechen «verteilten» Induktivitäten und Kapazitäten, so dass aus dem eindeutigen, ortsunabhängigen Schaltungsgebilde ein sehr stark umgebungsabhängiges wird.

Es sind also nicht allein die Eigenschaften des Bauelementes für sein Verhalten massgebend, sondern auch der Zustand des umgebenden Raumes, dessen Feldenergieinhalt bei zunehmenden Frequenzen immer grösseren Einfluss auf die Schaltung

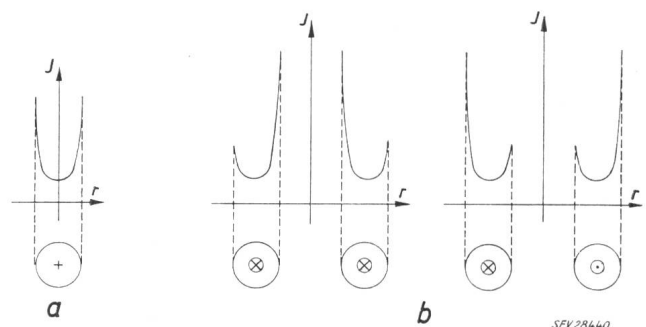


Fig. 1

Stromdichte J als Funktion des Ortes r auf dem Leiterquerschnitt

a Stromverdrängung durch Skin-Effekt; b Stromverdrängung durch Proximity-Effekt

Stromrichtung: \otimes in die Zeichenebene hinein

\odot aus Zeichenebene heraus

gewinnt. Ausserdem spielt der Skin-Effekt eine Rolle, das ist die Verdrängung des Stromes aus dem Leiterinneren an die Oberfläche und in Richtung auf die Stromlinie stärkster Krümmung (Fig. 1a). Diese Stromverdrängung wird durch das Magnetfeld des Stromes im Leiter selbst hervorgerufen. Sie wächst mit zunehmendem Leiterquerschnitt, wachsender spezifischer Leitfähigkeit des Materials und steigender Frequenz. Infolgedessen werden auch die in den angrenzenden Raum übertretenden tangentialen Komponenten des elektrischen und des magnetischen Feldes grösser, wodurch die mit ihnen verketteten Felder im Raum ebenfalls anwachsen. Auch das trägt dazu bei, dass Kapazität, Induktivität immer weniger durch den Bauteil definierte Grössen

werden. Hinzu kommt noch der sog. Proximity-Effekt, das ist eine Asymmetrie der Stromdichte, die bei benachbarten Leitern durch die wechselseitige Veränderung des Magnetfeldes entsteht. Die Stromdichte erhöht sich dadurch bei gleicher Stromrichtung an den einander zugewandten, bei entgegengesetzter Richtung an den einander abgekehrten Oberflächenteilen der Leiter (Fig. 1b).

Auf Grund dieser Erscheinungen muss man grundsätzlich jedem Schaltungsgebilde bei hohen Frequenzen gleichzeitig Kapazität, Induktivität und Wirkwiderstand zuschreiben, und zwar beginnend bei etwa 1 MHz, wenn man sich auf kleinere Werte von C und L beschränkt ($C < 1 \text{ nF}$, $L < 10 \text{ } \mu\text{H}$). Demzufolge hat auch jedes solche Bauelement eine Resonanzfrequenz, die durch seine Eigeninduktivität und seine Eigenkapazität bestimmt wird. Die Schärfe der Resonanz ist durch den Wirkwiderstand (die Dämpfung) bedingt. Oberhalb seiner Resonanzfrequenz verhält sich das Schaltelement zunächst dual, d. h. eine Spule wirkt als kapazitiver, ein Kondensator als induktiver Blindwiderstand. Die Vorzeichenumkehr des Blindwiderstandes an der Resonanzstelle ist aus Fig. 2 ersichtlich.

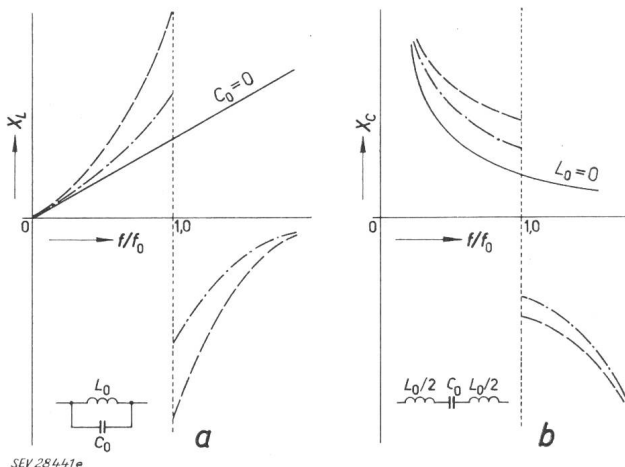


Fig. 2

Blindwiderstand von Schaltelementen als Funktion des Verhältnisses Betriebsfrequenz f zur Eigenresonanzfrequenz f_0

- a Spule mit parallel gedachter Eigenkapazität
- b Kondensator mit in Reihe gedachter Eigeninduktivität

Die gestrichelten Kurven gelten für kleine Werte des Verlustfaktors, die strichpunktierten Kurven für grössere Verlustfaktoren. Zum Vergleich ist ausserdem jeweils die Kurve des eigenresonanzfreien Bauelementes angegeben

Abschätzungen des Einflusses der Annäherung an die Eigenresonanzfrequenz sind für verlustfreie Schaltelemente leicht durchführbar. Mit den üblichen Ersatzschaltbildern (Fig. 2) ergibt sich bei der Berechnung der Impedanzen, dass die wirksame Induktivität einer Spule und die wirksame Kapazität eines Kondensators in gleicher Weise gegenüber dem statischen Wert wachsen:

$$\frac{L'}{L_0} \text{ bzw. } \frac{C'}{C_0} = \frac{1}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2} = \frac{f_0^2}{f_0^2 - f^2} \quad (1)$$

Danach wäre ein Induktivitäts- bzw. Kapazitätsanstieg von 1 % des statischen Wertes bei $f = 0,1 f_0$ zu erwarten, während bei $f = 0,3 f_0$ bereits 10 % Zuwachs der wirksamen Grösse zu verzeichnen wäre.

In Wirklichkeit wächst das Verhältnis wirksame zu statische Grösse dank den Verlusten langsamer an, als es die Rechnung mit idealen, d. h. verlustfreien Bauelementen erwarten lässt. Die Darstellung des Verhaltens bei komplizierteren Ersatzschaltbildern, namentlich für Widerstände, ist im Rahmen dieses Artikels nicht möglich; ausführlichere Angaben finden sich in [2].

Oberhalb der Resonanzfrequenz ist eine allgemeingültige Aussage über das Verhalten der Schaltelemente überhaupt nicht mehr möglich. Es liegen dann komplizierte Schaltungen mit verteilten Grössen vor, die von Fall zu Fall abgeschätzt werden müssen [3].

Über die Frequenzabhängigkeit des Blindwiderstandes von Schaltelementen sind vereinzelt Arbeiten veröffentlicht worden. Sie begnügen sich zum Teil mit der Angabe von Faustformeln, Messergebnissen und praktischen Hinweisen [4; 5; 6], gehen zum Teil aber auch ausführlicher auf Messmethoden und Einflüsse der Ausführungsform ein [7; 8; 9].

3. Messverfahren zur Bestimmung der Eigenresonanzfrequenz

Bei den Messmethoden handelt es sich entweder um Impedanzmessungen, die bei hohen Frequenzen nur mit sehr sorgfältig aufgebauten Schwingkreisen brauchbare Ergebnisse liefern, oder um Absorptionsmessungen, die jedoch nur bei extrem loser Kopplung als zuverlässig angesehen werden können.

Im ersten Falle verwendet man oft Gütemessgeräte [10], bei denen aus einer Arbeitsspule und dem eingebauten Drehkondensator ein Schwingkreis gebildet und auf Resonanz abgestimmt wird. Die Verstimmung nach Hinzuschalten des Messobjektes kann man benützen, um dessen Eigenresonanzfrequenz zu berechnen, wobei allerdings ein eindeutiges Ersatzschaltbild angenommen werden muss. Gerade das ist jedoch bei sehr hohen Frequenzen nicht mehr gewährleistet, weshalb diese Verfahren meist auf den Bereich $f < 100 \text{ MHz}$ beschränkt bleiben.

Im anderen Falle wird das Messobjekt in die Nähe des Abstimmkreises eines Rückkopplungs-Oszillators gebracht, dessen Gittergleichstrom man misst. Beim Durchdrehen der Oszillatorfrequenz wird dann ein scharfer Abfall («grid dip») beobachtet, wenn die Eigenresonanzfrequenz des Messobjektes durchlaufen wird. Da hier aber nur das Messobjekt selbst mit seinen verteilten Grössen lose angekoppelt wird, ist die Strom- und Spannungsverteilung eine andere als bei Messkreisen, die ausserdem noch konzentrierte Bauelemente enthalten; daher ergeben sich bei Absorptionsmessungen prinzipiell höhere Eigenresonanzfrequenzen als bei Impedanzmessungen [11].

Wie hier noch gezeigt werden soll, ist bei definierten Bedingungen eine hinreichende Übereinstimmung der Messergebnisse beider Verfahren erzielbar, wenn nämlich dafür gesorgt ist, dass möglichst gleiche oder doch definierte verteilte Kapazitäten und Induktivitäten vorliegen.

4. Das Verhalten von Keramik-Kleinkondensatoren bei hohen Frequenzen

4.1 Abhängigkeit von den Eigenschaften des Dielektrikums

Von grosser Bedeutung für die Verwendung keramischer Kleinkondensatoren ist die Abhängigkeit der Eigenschaften des Dielektrikums von der Frequenz. Die Messung des fertigen Kondensators erfasst nun grundsätzlich auch die konstruktiv-geometrisch bedingten Einflüsse. Da diese bei Annäherung an die Eigenresonanzfrequenz des Messobjektes die gesuchte Messgrösse völlig verdecken bzw. verfälschen können, müssen gerade diese Einflüsse eliminiert werden, wenn man die Kenngrössen der Keramik bestimmen will.

4.2 Abhängigkeit von der Ausführungsform

Die Frequenzabhängigkeit der Impedanz keramischer Kleinkondensatoren wird nicht nur durch die Eigenschaften des Dielektrikums, sondern insbesondere auch durch die Ausführungsform beeinflusst. Für den Blindwiderstand sind Form und Länge der Anschlüsse ebenso massgebend wie die konstruktive Ausbildung des Kondensatorkörpers selbst. Aber auch der Widerstand wird nicht allein durch die dielektrischen Verluste bedingt, obgleich diese den Hauptanteil an den Gesamtverlusten stellen. So ist bei Rohrkondensatoren die Strombahn länger als bei Scheibenkondensatoren, die deshalb (gleiches Dielektrikum vorausgesetzt) einen niedrigeren Verlustfaktor aufweisen. Für strenge Vergleichsmessungen müssen also auch vergleichbare geometrische Verhältnisse gegeben sein, eine an sich naheliegende Forderung, die aber keineswegs immer berücksichtigt wird.

Die Eigenresonanzfrequenz der Kondensatoren wird weitgehend durch die Induktivität der Anschlüsse bestimmt und hängt daher von den Abmessungen der Anschlüsse ab. Für die Berechnung der Induktivität von Zuleitungen sind Näherungsformeln entwickelt worden [1; 3; 12], die bei Annahme gewisser Feldverhältnisse Anhaltswerte liefern. Von Bedeutung für die Praxis ist vor allem die Beziehung:

$$L \text{ [nH]} \approx \frac{l}{d} \quad (2)$$

l Länge, d Durchmesser

die für sehr kurze ($l \leq 30 d$) Leitungsstücke von Kreisquerschnitt dann gilt, wenn die Umgebung bis zu $10 d$ frei von anderen Leitern ist. Man erkennt daran deutlich, dass eine Zuleitung einen um so höheren Anteil des Gesamtfeldes auf sich ziehen kann, je kleiner ihr Durchmesser ist. Dementsprechend wird man erwarten, dass Zuleitungen grösseren Durchmessers günstigeres Verhalten — das heisst hier: niedrigere Induktivität — bewirken, ebenso bänderförmige Leiter, wie sie als sog. Lötflächen weithin noch gebräuchlich sind. Das ist auch tatsächlich der Fall. Es ist jedoch fraglich, ob die Grösse des zu erwartenden Effektes von Belang ist gegenüber anderen Einflüssen, z. B. einer Verbiegung der Anschlüsse.

Zur Klärung dieser Frage wurden die Eigenresonanzfrequenzen einer Reihe von Rohr- und Scheibenkondensatoren gemessen, und zwar zunächst nach einem Impedanz-Messverfahren (Fig. 3).

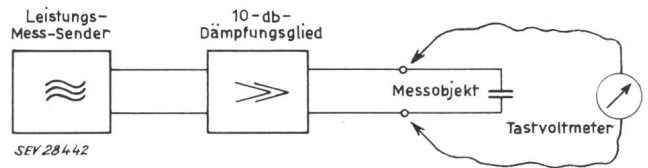


Fig. 3
Prinzip der Impedanzmessung

Die Messung wurde mit Leistungsmeßsendern ausgeführt. Die Kondensatoren waren mit beiderseits 12 mm langen, gestreckten Anschlüssen in einen entsprechend vorbereiteten Dezifix-Stutzen eingelötet, der über ein 10-dB-Dämpfungsglied an den Generator angeschlossen wurde. Die Kapazität und die Induktivität von Kondensatorkörper und Anschlüssen bildeten dabei einen Serienschwingkreis, dessen Impedanzminimum im Falle der Resonanz gemessen wurde. Dazu wurde der Tastkopf des Dezi-Tastvoltmeters an die Lötstelle Kondensator—Koaxialleiter gelegt. Die Messanordnung vermeidet praktisch jede Zusatzinduktivität und ergibt verhältnismässig schnell zuverlässige Werte.

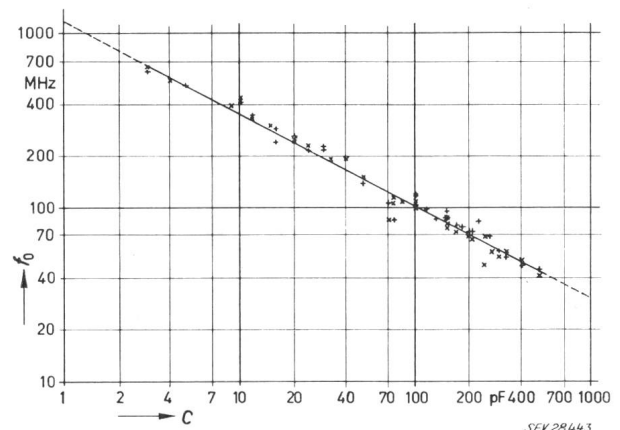


Fig. 4
Impedanzmessung der Eigenresonanzfrequenzen f_0 von Rohrkondensatoren

Länge der Anschlüsse 2×12 mm

× Typ Rd (Drahtanschluss)

+ Typ Rf (Lötflächenanschluss)

Die Ergebnisse (Fig. 4 und 5) lassen keinen signifikanten Unterschied in der Lage der Eigenfrequenzen zwischen Draht- und Lötflächenanschlüssen erkennen. Dagegen zeigt sich, dass Rohrkondensatoren eine grössere Eigeninduktivität (niedrigere Eigenresonanzfrequenz) besitzen als Scheibenkondensatoren gleicher Kapazität. Das ist im Einklang mit der Auffassung, die dem Kondensatorkörper selbst als Leitungsstück grossen Durchmessers eine gewisse, durchmesser- und längenabhängige Induktivität zuschreibt. Diese beträgt etwa 3...8 nH, während auf die Anschlüsse je nach ihrer Form rund 9...23 nH entfallen.

Die Neigung der im (log-log-)Diagramm (Fig. 4 und 5) entstehenden Geraden weicht bei Rohrkondensatoren stärker von der gemäss

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \quad (3)$$

theoretisch zu erwartenden, nämlich $-1/2$, ab. Die mittlere Neigung beträgt $-0,538$. Die tatsächliche Induktivität ist daher bei grossen C -Werten etwas grösser, bei kleinen C -Werten etwas kleiner als dem Mittelwert entspricht. Auch hierin zeigt sich der oben erwähnte Einfluss der Gestalt des Kondensatorkörpers; der Effekt lässt sich zwanglos durch die Röhrenlänge erklären.

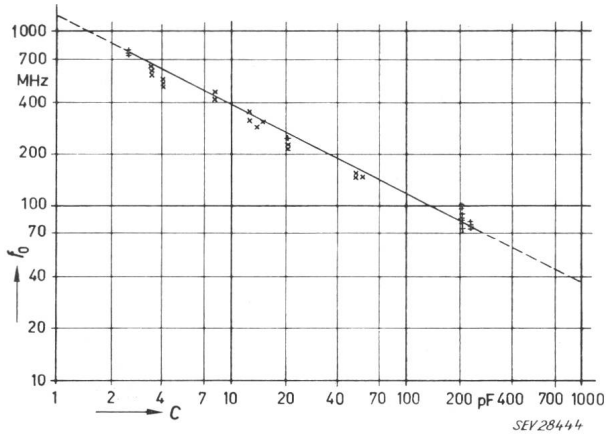


Fig. 5

Impedanzmessung der Eigenresonanzfrequenz f_0 von Scheibenkondensatoren

- Länge der Anschlüsse 2×12 mm
- × Typ Sg (Lötflächenanschluss)
- + Typ Sa (Drahtanschluss)

Die Messungen wurden an Kondensatoren aus verschiedensten Keramikarten durchgeführt. Es ergab sich erwartungsgemäss, dass die Lage der Eigenresonanzfrequenzen von der Art des keramischen Dielektrikums unabhängig ist.



Fig. 6
Absorptions-Messverfahren A
Verbogene Anschlüsse

Die Zuverlässigkeit dieser Ergebnisse wurde erhärtet durch eine zweite Messung nach dem Absorptionsverfahren. Sie wurde mit einem als Grid-Dip-Meter verwendeten Resonanzmeter ausgeführt, dessen Aufsteckspulen induktiv mit dem Messobjekt lose gekoppelt wurden. Um allfällige Eichungsungenauigkeiten auszuschliessen, wurde die Frequenzeichung des Instruments mit einem quarzgesteuerten Frequenzmesser kontrolliert.

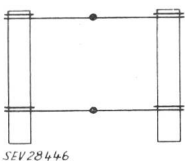


Fig. 7
Absorptions-Messverfahren B
Zwei parallelgeschaltete Kondensatoren mit gestreckten Anschlüssen

Bei gestreckten Anschlüssen, wie sie im häufigsten Einbauzustand vorkommen, ist nun eine Messung mit dem Messobjekt nicht mehr möglich. Sollen Kondensatorkörper und Zuleitungen allein einen Schwingkreis bilden, so müssen entweder die Anschlüsse zusammengebogen und verlötet werden

(Verfahren A, Fig. 6) oder man muss je zwei Kondensatoren gleichen Typs mit gestreckten Anschlüssen miteinander verbinden (Verfahren B, Fig. 7). Unter der Voraussetzung, dass L und C der beiden Kondensatoren genau gleich sind, gilt dann:

$$\omega^2_0 = \frac{1}{2L \frac{C}{2}} = \frac{1}{LC} \quad (4)$$

wie für den Einzelkondensator. Abweichungen von L und C gehen, wie daraus ersichtlich ist, nur mit der Wurzel aus L und C ein, sind also bei üblichen Toleranzen höchstens von der Grössenordnung der Messgenauigkeit.

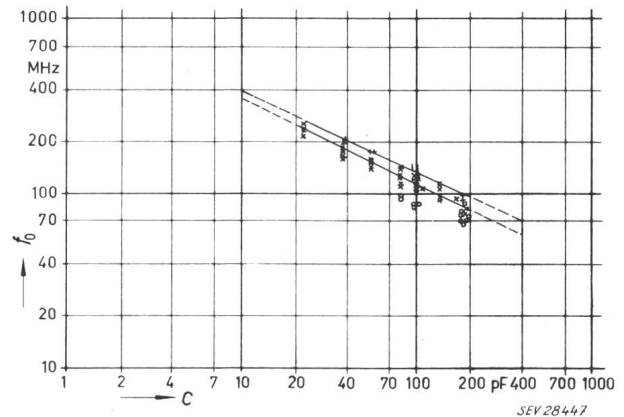


Fig. 8

Absorptionsmessungen der Eigenresonanzfrequenz von Rohrkondensatoren

- Verfahren A (verbogene Anschlüsse)
- Länge der Anschlüsse 2×12 mm
- × Typ Rd (Drahtanschluss)
- + Typ Rf (Lötflächenanschluss)
- mit Zusatz

Sämtliche Anschlüsse waren wieder beiderseits 12 mm lang, für Verfahren A war jedoch bei 30 und 40 mm langen Röhrrchen das Einfügen von Zwischenstücken erforderlich. (Die betreffenden Messpunkte sind in den Figuren mit einem Kreis gekennzeichnet.) Die Messungen ergaben (Fig. 8 und 9), dass der grundsätzlich vorhandene Unterschied zwi-

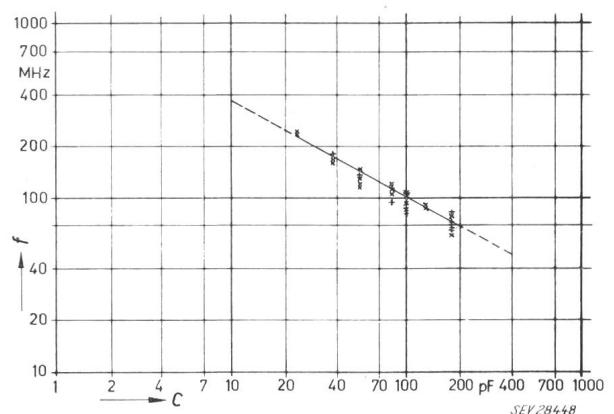


Fig. 9

Absorptionsmessungen der Eigenresonanzfrequenz von Rohrkondensatoren

- Verfahren B (gestreckte Anschlüsse)
- Länge der Anschlüsse 2×12 mm
- × Typ Rd (Drahtanschluss)
- + Typ Rf (Lötflächenanschluss)

schen den Eigenresonanzfrequenzen bei Löt-fahnen- und Drahtanschluss gering ist und selbst nach Verfahren A mit zusammengebogenen Anschlüssen $\leq 15\%$ bleibt. Misst man dagegen nach Verfahren B, so lässt sich allenfalls noch eine Tendenz zu höheren Eigenresonanzfrequenzen bei Löt-fahnenanschlüssen beobachten, der Unterschied gegenüber dem Drahtanschluss geht jedoch in der Streuung der Messwerte unter. Diese wurde hauptsächlich durch die verschiedenen Abmessungen von Kondensatoren gleicher Kapazität verursacht, während die Einzelmessungen gut reproduzierbar waren. Bei gleichen C-Werten war wieder ein Absinken der Resonanzfrequenzen mit zunehmender Röhrenlänge zu beobachten, wobei die Frequenzänderung bei Längen zwischen 10 und 40 mm ungefähr ebenso gross war wie die zwischen Draht- und Löt-fahnenanschluss auftretende.

Die Ergebnisse der beiden Messverfahren differieren systematisch. Es tritt eine Zunahme der Eigenresonanzfrequenz von der Grössenordnung 13% infolge Verbiegung der Anschlüsse ein, die zum überwiegenden Teil einer Induktivitätsabnahme zuzuschreiben ist. Eine Abschätzung, beispielsweise an Hand von [12], ergibt eine Induktivitätsverminderung von $\approx 8\%$ nur durch das Zusammenbiegen der Anschlüsse.

Die Messungen des Absorptionsverfahrens B (Fig. 9) stimmen sehr gut mit den Impedanzmessungen (Fig. 5) überein. In beiden Fällen wurden ja gestreckte Anschlüsse benützt. Eine Übereinstimmung kann nur dann zustande kommen, wenn die Stromverteilung längs des Messobjektes gleich ist. Nun ist einzusehen, dass die Stromverteilung des Absorptionskreises nach Fig. 7 derjenigen des Impedanzmesskreises nach Fig. 3 nahekommt. Wegen der Symmetrie des Kreises ist keiner der beiden Kondensatoren bevorzugt, d. h. ihre Stromverteilungen müssen identisch sein. Das heisst aber, dass der zweite Kondensator nur zur «Spiegelung» der Stromverteilung benötigt wird. Wenn man daher in Fig. 7 einen Kondensator durch eine leitende (theoretisch unendlich ausgedehnte Ebene) ersetzt, welche die Verbindungspunkte senkrecht zur Zeichenebene durchdringt, so muss sich die gleiche Stromverteilung einstellen, mit anderen Worten: man muss dieselbe Eigenresonanzfrequenz messen. Für den praktischen Versuch genügt eine Kupferfolie von etwa $20 \times 20 \text{ cm}^2$ Fläche. Die Messung bestätigt den (der Elektrostatik entlehnten) Gedankenversuch glänzend.³⁾

Den Ergebnissen (Fig. 5 und 9) ist zu entnehmen, dass man als mittlere Induktivität von Röhrenkondensatoren mit $2 \times 12 \text{ mm}$ langen gestreckten Anschlüssen rund 25 nH ansetzen kann. Damit ist es möglich, eine Faustregel für die Eigenresonanzfrequenz anzugeben:

$$f_0 \text{ [MHz]} \approx \frac{1000}{\sqrt{C \text{ [pF]}}} \quad (5)$$

für $L_0 \approx 25 \text{ nH}$

³⁾ Nach Abschluss dieser Versuche wurde festgestellt, dass Bork [8] bei der Messung der Eigenresonanzfrequenz ebenfalls dicke Kupferplatten benützte, allerdings nicht aus Symmetriegründen, sondern um einen extrem induktivitätsarmen Kurzschluss der Zuleitungen zu schaffen.

Abweichungen von L_0 in der Grössenordnung $\pm 20\% \triangleq \pm 5 \text{ nH}$ bewirken nur Änderungen von f_0 in der Grössenordnung $\pm 10\%$, so dass diese Abschätzung für die Praxis recht bequem sein dürfte.

5. Folgerungen

Die Eigenresonanzfrequenz von keramischen Kleinkondensatoren wird nicht nur durch die Gestalt des Kondensatorkörpers, sondern vor allem durch die Induktivität der Zuleitungen bestimmt; dagegen ist sie unabhängig von der Art des verwendeten Dielektrikums. Die Querschnittform der Zuleitungen ist dabei von vernachlässigbarem Einfluss, solange es sich um gestreckte Anschlüsse handelt. Länge und Form der Anschlüsse können starke Verschiebungen der Eigenresonanzfrequenz bewirken. Ist in Sonderfällen eine besonders hohe Eigenresonanzfrequenz erforderlich, so wird man durch Zusammenbiegen der Anschlüsse zum Kondensatorkörper hin einen ersten Erfolg erzielen. Bei höheren Forderungen wird man mit verkürzten, gestreckten Anschlüssen arbeiten oder Bauformen benützen, deren quasi «bifilare» Zuleitungen ausserdem bequemen Einbau in gedruckte Schaltungen ermöglichen (Standkondensatoren Fig. 10).

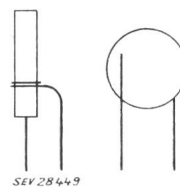


Fig. 10
Induktivitätsarme Bauformen von
Keramik-Kondensatoren

Arbeitet man bei sehr hohen Frequenzen, so wird man tunlichst keine Rohr-, sondern Scheibenkondensatoren verwenden und auch diese durch geeignete konstruktive Anordnung induktivitätsarm einbauen, zum Beispiel durch unmittelbares Einlöten des Kondensatorkörpers ohne Anschlüsse.

Es hat nicht an Versuchen gefehlt, die Eigenresonanzfrequenz keramischer Röhrenkondensatoren durch besondere konstruktive Massnahmen nach oben zu verlegen. Verfahren dieser Art haben sich jedoch bisher nicht durchgesetzt. Nicht einmal die Verwendung besonders geformter Anschlüsse (Löt-fahnen) konnte sich wegen der verschwindend geringen Verbesserung gegenüber Drahtanschlüssen normaler Stärke behaupten.

6. Zusammenfassung

Alle Bauelemente verlieren bei hohen Frequenzen ($f = 1 \dots 1000 \text{ MHz}$) ihren bei Niederfrequenz eindeutigen, einfachen Charakter. Streufelder bewirken, dass jedem Schaltungsgebilde — vor allem auch den Verbindungsleitungen — gleichzeitig Induktivität, Kapazität und Wirkwiderstand zugeschrieben werden müssen. Bei keramischen Kondensatoren hängt die Eigenresonanzfrequenz nicht von der Art des verwendeten Dielektrikums, jedoch stark von Länge und Form der Anschlüsse ab. Messungen nach verschiedenen Verfahren gestatten die Abschätzung, dass auf den Kondensatorkörper selbst eine Eigeninduktivität von etwa 3...8 nH entfällt. Es

wird eine Faustformel für die Eigenresonanzfrequenz bei Anschlüssen von je 12 mm Länge angegeben. Bei gestreckten Anschlüssen ist die Form des Zuleitungsquerschnittes ohne Einfluss auf die Höhe der Eigenresonanzfrequenz. Induktivitätsarme Bauformen ermöglichen die Verwendung bis zu sehr hohen Frequenzen.

Literatur

- [1] *Meinke, H. H.*: Theorie der Hochfrequenzschaltungen. München: Oldenbourg 1951; § 21.
- [2] *Zinke, O.* und *H. Brunswig*: Hochfrequenz-Messtechnik. 3. neubearb. Aufl. Stuttgart: Hirzel 1959; Kapitel V: Impedanzmessungen, insbesondere an Widerständen, Kondensatoren und Spulen.
- [3] *Meinke, H.* und *F. W. Gundlach*: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer 1956; Kapitel: A 1: Magnetische Grundgesetze und Skin-Effekt. A 3: Induktivität gerader Leiter. A 8: Kapazitive Erscheinungen bei Spulen. B 12: Einfache Resonanzkreise. B 13: Reaktanzzweipole.
- [4] *Köhler, A.*: Eigenresonanzen von Kondensatoren bei UKW. Funkschau Bd. 24(1952), Nr. 4, S. 67...68.

- [5] *Mansfeld, W.*: Schichtwiderstände, Kondensatoren, Drossel-
spulen. Ihr Verhalten im Frequenzgebiet von 10...200 MHz. Nachrichtentechnik Bd. 2(1952), Nr. 4, S. 105...108; Nr. 6, S. 185...189; Nr. 7, S. 201...204; Nr. 8, S. 241...245; Nr. 10, S. 310...314.
- [6] *Wambach, G.*: Die HF-Keramik und ihre Anwendungen. Radio Mentor Bd. 25(1959), Nr. 6, S. 437...441.
- [7] *Beverly, J. P.*: Using Self-Resonant Frequency. Electronic Industr. Bd. 17(1958), Nr. 7, S. 67; 100...101.
- [8] *Bork, J.*: A Note on the Self Resonance of Ceramic Capacitors. Proc. IRE Australia Bd. 18(1957), Nr. 5, S. 159...162.
- [9] *Newsome, J. P.*: Measurement of the Self-Capacitance of an Inductor at High Frequencies. Electronic Engng. Bd. 28 (1956), Nr. 342, S. 350...352, 504...505.
- [10] *Biggs, A. J.* und *J. E. Houldin*: The Development of Q-Meter Methods of Impedance Measurement. Proc. IEE Bd. 96(1949), Part 3, Nr. 42, S. 295...305.
- [11] *Terman, F. E.* und *J. M. Pettit*: Electronic Measurements. New York, London, Toronto: McGraw-Hill 1953; S. 102.
- [12] *Telefunken*: Das Telefunken-Laborbuch. München: Franzis 1958, S. 93...105.

Adresse des Autors:

K. H. Olbricht, Diplom-Physiker, Rosenthal-Isolatoren-GmbH, Selb (Bayern) (Deutschland).

Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

Aus dem 3. Bericht der eidgenössischen Kommission zur Überwachung der Radioaktivität

539.16.08(494)

[Nach P. Huber: 3. Bericht der eidg. Kommission zur Überwachung der Radioaktivität zuhanden des Bundesrates (1. Juli bis 30. September 1959). Mitt.-Bl. Del. Atomenergie, Bd. 3(1959), Nr. 3/4, S. 29...35]

Im Berichtsjahr konnte in der Schweiz das vorgesehene Messnetz für die Überwachung der Radioaktivität der Luft vollständig ausgebaut werden. Die Meßstellen dienen der Überwachung von infolge Kernexplosionen entstandene Radioaktivität. Zusätzlich wurden einige Meßstellen errichtet mit

der Aufgabe, Anlagen zu überwachen, die radioaktive Stoffe in grösseren Mengen erzeugen und daher geeignet sind, bei mangelhafter Funktion einzelner Anlagenteile die Radioaktivität der Luft zu erhöhen. Auch für die Kontrolle von Gewässern, Grundwasser und Zisternen sind einige Meßstellen eingerichtet worden.

Aus den ausgeführten Arbeiten sind die Versuche zur Entaktivierung von Zisternenwasser erwähnenswert. Zu diesem Zweck wurde radioaktives Zisternenwasser durch einen Filter, bestehend aus unbehandeltem Torf aus dem Neuenburger Jura und Sägespänen, verwendet. Diese Füllung wurde zwischen Sand und Kies gepackt und das zu entseuchende Wasser durchgelassen. Solche Filter bewährten sich zwar nicht schlecht, doch bildeten sich mit der Zeit Kanäle, die dann einen Teil des Wassers, ohne es zu filtrieren, durchliessen, was die Abnahme der Filterwirkung zur Folge hatte. Da aber dieses Filtermaterial wesentlich billiger kommt als die künstlichen Filter aus Zellstoff und einem Anionentauschfilter, werden damit weitere Versuche durchgeführt. Es ist erfreulich, dass mit dem erwähnten künstlichen Filter 95% der Gesamtaktivität zurückbehalten werden kann.

Über die Messergebnisse der Luftüberwachung orientiert Fig. 1. Die Beta-Aktivität der Luft zeigt im Monatsmittel für alle Meßstellen den gleichen Verlauf. Die in den ersten 5 Monaten des Jahres 1959 gemessenen Maximalwerte sind seither in ständigem Sinken. Der Grund dafür ist in der Einstellung der Atom- und Wasserstoffbombenexplosionen im Jahre 1958, die sich noch bis im Mai 1959 in der Luftaktivität bemerkbar machten.

E. Schiessl

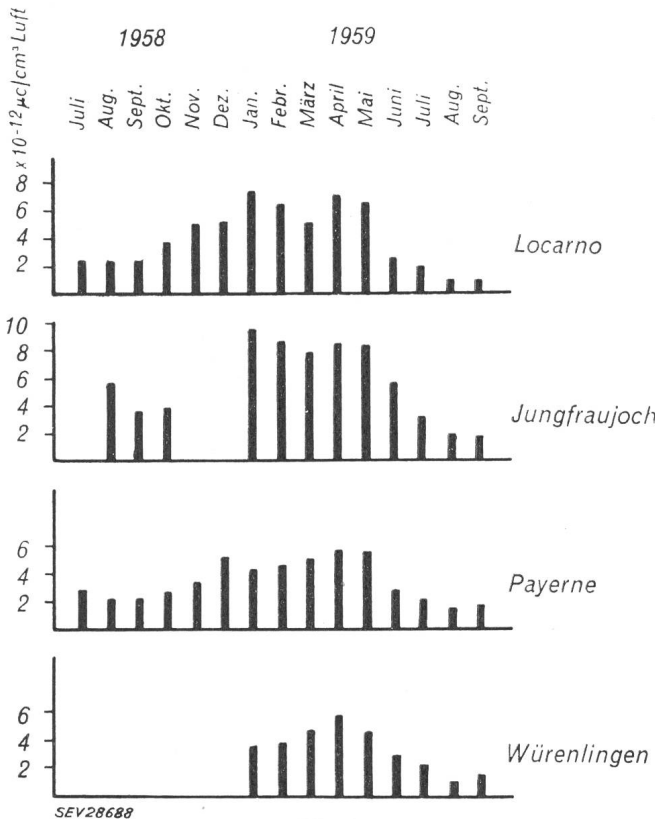


Fig. 1

Totale spezifische Beta-Aktivität der Luft einiger Meßstellen während der Zeit vom 1. Juli 1958 bis 30. September 1959
Die Angaben entsprechen den Monatsmittelwerten

Strahlengefährdung — Strahlenschutz

614.898.5 : 539.16

[Nach G. Wagner: Strahlengefährdung — Strahlenschutz. Mitt.-Bl. Del. Atomenergie, Bd. 3(1959), Nr. 3/4, S. 35...43]

Wird die Wirkung von radioaktiven Strahlen untersucht, so kommt man zur paradoxen Tatsache, dass die gleichen Strahlen Zerstörungskraft und gleichzeitig Heilkraft in sich bergen. Die genauere Untersuchung zeigt, dass Strahlen die Zellen des menschlichen Körpers in jedem Fall töten (Tab. I), nur handelt es sich im Falle der medizinischen Anwendung um eine gewollte Tötung von z. B. sich ständig vermehrenden Krebszellen. Natürlich werden bei der Abtötung von Krebszellen durch Bestrahlung auch die benachbarten, gesunden Zellen in Mitleidenschaft gezogen, doch können die gesunden Zellen eine Strahlungs-dosis ohne Schädigung aushalten, bei welcher Krebszellen schon abgetötet werden.

Wenn man nun die ungewollten körperlichen Strahlungsschäden betrachtet, so kommt man zum Schluss, dass kleine,