

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 58 (1967)
Heft: 22

Artikel: Messung innerer Teilentladungen bei Transformatoren
Autor: Widmann, W.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-916298>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 16.05.2025

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

parat «A» mit max. zulässiger Temperatur von z. B. 130 °C (= Klasse B) kein anderes Isoliermaterial verwendet werden darf als ein solches der Klasse B, sollte vermieden werden. Sinnvoll ist hingegen anzugeben, dass der Apparat «A» für eine max. Umgebungstemperatur von $T^{\circ}\text{C}$ zulässig ist und vom Konstrukteur der Nachweis erbracht wird, dass an keiner Stelle des Apparates «A» die Temperatur bei einer bestimmten Umgebungstemperatur höher sein wird als an der entsprechenden Stelle des Prototyps.

In bestimmten Fällen, wo aus anderen Gründen als isolationstechnischen für einen elektrischen Leiter eine max. zulässige Temperatur vorgeschrieben werden muss, kann gefordert werden, dass der Konstrukteur mittels Versuchen nachweist, dass das von ihm verwendete Isolationssystem diese max. Betriebstemperatur zulässt.

Die Arbeiten der CEI müssten somit nicht zu einer eigentlichen Revision von [2] führen, sondern zu ihrer Ausserkraftsetzung und einer Aufstellung einer neuen Konzeption bezüglich des Inhaltes einer neuen Publikation und die Zuständigkeit der sie zu bearbeitenden Gremien [Tabelle VI].

Literatur

- [1] Règles de la CEI pour les machines électriques. Publication CEI No. 34, Londres 1935.
- [2] Recommandations relatives à la classification des matières destinées à l'isolement des machines et appareils électriques en fonction de leur stabilité thermique en service. Publication CEI No. 85, Genève 1957.
- [3] Enzyklopädie der elektrischen Isolierstoffe. Klassifikation, Vergleichstabellen, Übersichtsblätter. Herausgegeben vom SEV, Zürich, 1960.

- [4] Guide for the Preparation of Test Procedures for Thermal Evaluation of Insulation Systems for Electrical Equipment. AIEE Publication 1E, New York 1967.
- [5] Guide for the Preparation of Test Procedures for the Thermal Evaluation of Electrical Insulation Materials. AIEE Publication 1D, New York 1957.
- [6] K. Michel: Prüfung und Beurteilung der thermischen Beständigkeit von elektrischen Isolierstoffen und Isolationen. Bull. SEV 57(1966)1, S. 16...26.
- [7] E. Dünner, K. Nylund und R. Moser: Probleme, Stand und zukünftige Entwicklung der Isolation von Traktionsmotoren. Bull. Oerlikon (1966)368/369, S. 11...26.
- [8] O. F. Wohlfahrt: The Problem of Functional Tests with Solid High Voltage Insulation. Insulation 6(1960)12, S. 73...77.
- [9] B. Doljak und O. F. Wohlfahrt: Die Isolationen von Statorwicklungen in Hochspannungsmaschinen. Brown Boveri Mitt. 51(1964)5, S. 274...280.
- [10] J. F. Dexter: Thermal Evaluation Test Procedures for Insulating Materials. AIEE-Paper T-137-43. Proceedings of the Electrical Insulation Conference, Washington 1962.
- [11] J. C. Botts und G. L. Moses: The Opinions on Thermal Endurance and Temperature Classification of Electrical Insulation. Insulation 9(1963)2, S. 24...28.
- [12] K. N. Mathes: The Interpretation of Thermal Endurance Tests on Electrical Insulation. Proceeding of the Electrical Insulation Conference, Chicago 1960, S. 154...155.
- [13] Guide pour la préparation des méthodes d'essai pour l'évaluation de la stabilité thermique des isolants électriques. Publication CEI No. 216, Genève 1966.
- [14] General Principles upon which Temperature Limits are Based in the Rating of Electric Equipment. AIEE Publication 1, New York 1962.
- [15] Méthode d'essai pour l'évaluation de la stabilité thermique des fils émaillés par l'abaissement de la rigidité diélectrique entre les fils torsadés. Publication CEI No. 172, Genève 1966.
- [16] Méthodes d'essai rapides pour la détermination de la résistance d'isolement des isolants solides. Publication CEI No. 167, Genève 1964.
- [17] Insulation Systems for Rotating Machines AEI Engng. 6(1966)4, S. 198...203.

Adresse des Autors:

O. Wohlfahrt, Ingenieur, Glärnischstrasse 15, 8803 Rüschlikon.

Messung innerer Teilentladungen bei Transformatoren

Von W. Widmann, Stuttgart

621.314.21

Müssen bei Transformatorwicklungen die TE-Impulse von der eigentlichen Störstelle bis zu den für die Messung zugänglichen Wicklungsklemmen erst einen Teil der Wicklung durchlaufen, so werden die höherfrequenten Anteile im Impulsspektrum sehr stark gedämpft. Aus diesem Grunde sind zur Bestimmung der TE-Intensität bei Transformatoren Messfrequenzen im Bereich von etwa 20...400 kHz gegenüber den bisher üblichen wesentlich höheren Messfrequenzen zu bevorzugen. Die Messwerte sind hierbei umso weniger von der räumlichen Lage der Fehlerstelle abhängig, je tiefer man die Messfrequenz wählt. Messfrequenzen unterhalb von etwa 10...20 kHz scheiden allerdings in der Regel im Hinblick auf die dort vorhandenen Netzüberschwingungen aus. Wegen der im Frequenzspektrum bei Wicklungen vorhandenen Resonanzstellen wird empfohlen, bei Transformatoren breitbandige TE-Messeinrichtungen, mit denen der arithmetische Mittelwert des TE-Störstromes bei einer Bandbreite von etwa 20 kHz bis 200 oder 400 kHz gemessen wird, zu verwenden. Die Lage einer TE-Fehlerstelle kann durch Messung des Frequenzspektrums mit einem abstimmbaren hinreichend schmalbandigen Mikrovoltmeter eingegrenzt werden. Hiefür sollte bei axial fort-schreitenden Röhrenwicklungen der Frequenzgang im Bereich von etwa 5 bis zu einigen 100 kHz, bei Lagenwicklungen bis etwa 1 MHz bestimmt werden.

Lorsque, dans des enroulements de transformateurs, les impulsions de décharges partielles entre l'endroit perturbateur proprement dit et les bornes accessibles pour la mesure doivent tout d'abord traverser une partie de l'enroulement du transformateur, les fréquences les plus élevées du spectre des impulsions sont très fortement affaiblies. Pour ce motif, il y a lieu d'utiliser, pour la détermination de l'intensité des impulsions partielles dans des transformateurs, des fréquences de mesure comprises entre 20 et 400 kHz, de préférence aux fréquences nettement plus élevées, employées jusqu'ici. Dans ces conditions, les valeurs mesurées sont d'autant moins dépendantes de l'emplacement du défaut que la fréquence de mesure adoptée est plus basse. Des fréquences inférieures à 20...10 kHz n'entrent toutefois normalement pas en considération, à cause des harmoniques du réseau. Du fait de la présence, dans le spectre de fréquences, d'endroits de résonance dans les enroulements de transformateurs, il convient d'utiliser des équipements de mesure à large bande, permettant de mesurer la moyenne arithmétique du courant perturbateur provenant de décharges partielles, dans une largeur de bande de 20 à 200 ou 400 kHz. L'endroit du défaut peut être localisé par la mesure du spectre de fréquences à l'aide d'un microvoltmètre accordable, à bande suffisamment étroite. Pour cela, on devrait déterminer la réponse harmonique entre 5 et quelques 100 kHz, dans le cas d'enroulements tubulaires progressant axialement, et jusqu'à environ 1 MHz dans le cas d'enroulements en galettes.

Für die Messung und Beurteilung innerer Teilentladungen in Transformatoren sowie zur Lokalisierung der Fehlerstellen werden heute verschiedene Messverfahren und -Geräte ange-

¹⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

wendet [1]¹⁾. In dieser Arbeit sollen einige der Fragen behandelt werden, die für die Wahl der Meßschaltung und der Messfrequenz sowie für die Dimensionierung der Koppellemente massgebend sind.

1. Das Übertragungsverhalten für Teilentladungs-(TE)-Impulse bei achsial fortschreitenden Röhrenwicklungen

1.1 Ersatzschaltung einer achsial fortschreitenden Röhrenwicklung

Von den verschiedenen in Transformatoren heute gebräuchlichen Wicklungsarten lässt sich das Übertragungsverhalten für Teilentladungs-Impulse am einfachsten bei achsial fortschreitenden Röhrenwicklungen (z.B. Sturzwicklungen) übersehen. Diese Wicklungen bilden gemäss Fig. 1a einen Kettenleiter mit Längsinduktivität und verteilten Längs- und Querkapazitäten. Eine solche Wicklung lässt sich vereinfacht, entsprechend Fig. 1b, durch ein Kabel mit dem Wellenwiderstand Z der Wicklung darstellen. Der Ohmwert des Wellenwiderstandes Z liegt im Bereich zwischen 1 und 10 k Ω , häufig findet man Werte um etwa 5 k Ω . Die einfache Laufzeit der TE-Impulse vom Anfang bis zum Ende der Wicklung schwankt zwischen wenigen μ s bis maximal etwa 100 μ s, wobei bei gegebener Leistung eines Transformators die Laufzeit mit zunehmender Nennspannung der Wicklung ansteigt.

In diese Ersatzschaltung sind noch die am Anfang und am Ende der Wicklung vorhandenen konzentrierten Erdkapazitäten C_{31} und C_{32} einzusetzen. Sie enthalten jeweils die Kapazitäten der Durchführungen, der Verbindungsleitungen zwischen Durchführung und Wicklung, der Eingangsschirmringe, sowie

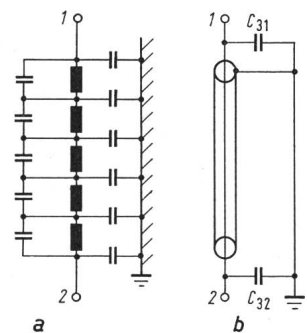


Fig. 1
Achsial fortschreitende Röhrenwicklung (Sturzwicklung)
a Ersatzschaltung als Kettenleiter;
b vereinfachte Ersatzschaltung als Kabel mit konzentrierten Eingangskapazitäten

zitäten der Durchführungen, der Verbindungsleitungen zwischen Durchführung und Wicklung, der Eingangsschirmringe, sowie

die für die Teilentladungs-Impulse wirksame TE-Eingangsstosskapazität der Wicklung selbst. Die hieraus resultierenden Kapazitäten C_{31} und C_{32} betragen meist je etwa 500 pF. Bei verschachtelten Windungen (interleaved windings) kann die Eingangsstosskapazität wesentlich grösser sein. Ist an einem Wicklungsende noch eine Regelwicklung angeschlossen, so steigt dort die Erdkapazität C_3 auf einige 1000 pF. Bei Drehstrom-Transformatoren mit Regelung im Sternpunkt kann die Erdkapazität C_3 des Sternpunktes bis etwa 10 nF erreichen.

1.2 Übertragungsverhalten verschiedener Ankopplungsschaltungen

Teilentladungs-Störstellen im Dielektrikum sind als Konstant-Stromquellen mit hohem Innenwiderstand aufzufassen. Der TE-Störstrom setzt sich aus einzelnen sehr kurzen Stromimpulsen zusammen. Bei Hohlraumentladungen ist die Dauer der einzelnen Stromimpulse meist wesentlich kleiner als 1 μ s [2]. Dann ist das Amplitudenspektrum des von den Entladungsstellen ausgehenden TE-Störstroms bis weit über 1 MHz konstant. Die Ankopplungsschaltung ist dann so auszulegen, dass bei der gewählten Messfrequenz oder Bandbreite der TE-Messeinrichtung ein möglichst grosser Teil des gesamten TE-Störstromes über die Messeinrichtung fliesst.

In den Fig. 2a und 2b ist das rechnerische Verhältnis zwischen dem bei verschiedener Ankopplung der TE-Messein-

richtung nach Fig. 2c durch den Messwiderstand fliessenden zu dem von der Störstelle her eingespeisten Teilentladungs-

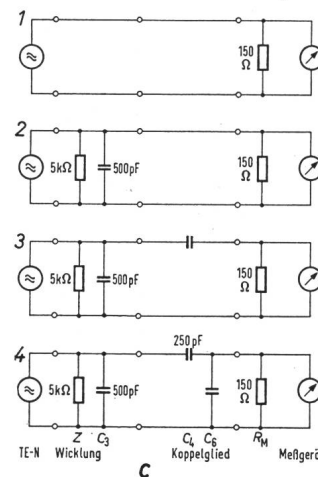
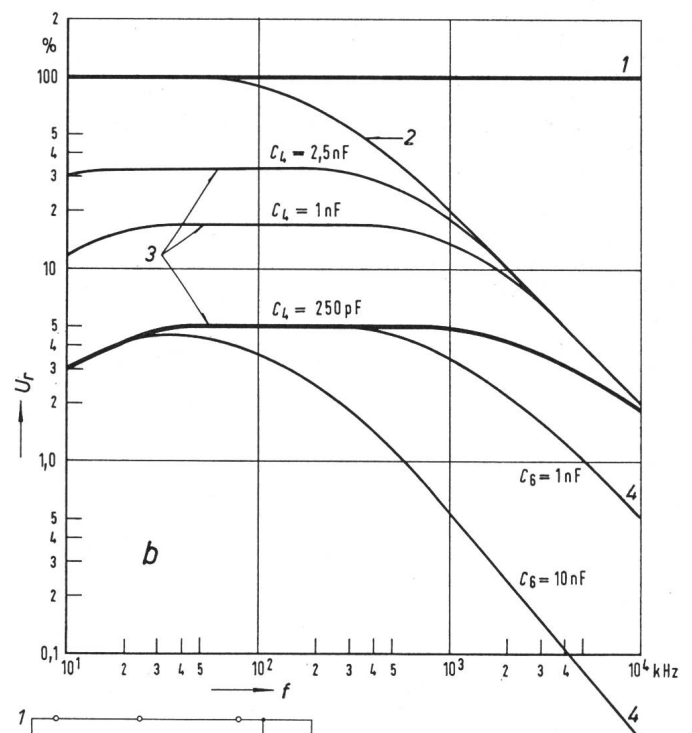
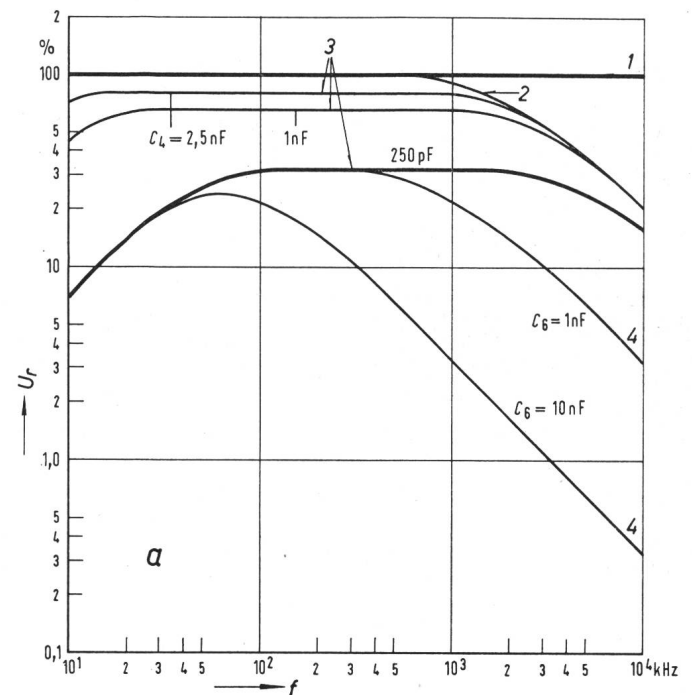


Fig. 2
Übertragungsverhalten verschiedener Ankopplungsschaltungen bei achsial fortschreitenden Röhrenwicklungen
a Ankopplung am Wicklungseingang mit einer angenommenen Wicklungs-Eingangskapazität von 500 pF
b Ankopplung am Sternpunkt mit einer angenommenen Sternpunkt-kapazität von 5 nF
c Ankopplungsschaltungen für die Kurven 1...4
 U_r TE-Rauschspannung am Messwiderstand; f Messfrequenz

strom, abhängig von der Frequenz, bei Ankopplung der Messeinrichtung an eine achsial fortschreitende Röhrenwicklung darstellt. Der Wellenwiderstand dieser Wicklung sei mit $5\text{ k}\Omega$ angenommen. In Fig. 2a ist die TE-Eingangs-Stosskapazität der Wicklung gleich 500 pF , in Fig. 2b gleich 5 nF . Fig. 2a zeigt die Ankopplung am Wicklungseingang, während Fig. 2b der Ankopplung am Sternpunkt bei einem Drehstromtransformator mit Regelwicklungen am Sternpunkt entspricht.

In Kurve 1 ist zum Vergleich angenommen, dass der gesamte TE-Störstrom über den Messwiderstand R_M von $150\text{ }\Omega$ fließt (s. auch Fig. 2c). Kurve 2 entspricht der direkten galvanischen Ankopplung des Messwiderstandes an die Wicklung. Hierbei fließt nur ein vernachlässigbar kleiner Anteil des gesamten Störstromes durch den Wellenwiderstand der Wicklung ab, so dass bei niederen Frequenzen die Messempfindlichkeit praktisch 100% ist. Bei höheren Frequenzen fließt jedoch ein Teil des TE-Störstroms über die Wicklungs-Eingangskapazität C_3 , weshalb dann die Messempfindlichkeit sinkt. In Fig. 2a mit $C_3 = 500\text{ pF}$ sinkt die Messempfindlichkeit erst oberhalb 1 MHz nennenswert, in Fig. 2b dagegen schon oberhalb 100 kHz . Die Frequenzabhängigkeit der Kurven 2 wäre geringer, wenn R_M niederohmiger gewählt würde.

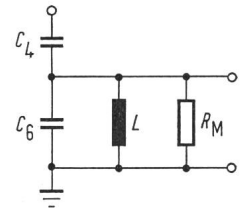
In den Kurven 3 und 4 wird die Messeinrichtung über einen Koppelkondensator C_4 an die Wicklung angeschlossen. Im mittleren Frequenzbereich teilt sich dann der Strom entsprechend den Kapazitätswerten auf die Wicklungs-Eingangskapazität C_3 und den Koppelkondensator C_4 auf. Damit die Messempfindlichkeit hoch wird, sollte die Kapazität des Koppelkondensators möglichst in der Größenordnung der Wicklungs-Eingangskapazität C_3 liegen. Bei Ankopplung am Wicklungseingang sollte dementsprechend die Koppelkapazität wenigstens $100\ldots 200\text{ pF}$, bei verschachtelten Wicklungen evtl. auch mehr betragen, während bei Ankopplung an ein mit einer Regelwicklung verbundenes Wicklungsende 1000 pF oder mehr erwünscht wären. Bei Frequenzen unterhalb etwa 50 kHz sinkt die Messempfindlichkeit bei kleinen Koppelkapazitäten noch weiter, da dann auch ein wesentlicher Teil des Störstroms über den Wellenwiderstand Z der Wicklung abfließt.

An dieser Stelle sei auf folgendes ganz besonders hingewiesen. Ist die Koppelkapazität $C_4 = 250\text{ pF}$, so entspricht dies bei 1 MHz einer Impedanz von $640\text{ }\Omega$, bei 100 kHz einer Impedanz von $6,4\text{ k}\Omega$. Dem Messwiderstand R_M von $150\text{ }\Omega$ ist dann bei 1 MHz ein 4,3mal grösserer Widerstand, bei 100 kHz ein 43mal grösserer Widerstand vorgeschaltet. Aus dieser Überlegung heraus wird vielfach gefolgert, dass bei Ankopplung über einen Koppelkondensator kleiner Kapazität die Messempfindlichkeit bei niederen Abstimmungsfrequenzen stark zurückgehen müsste. Diese Überlegungen setzen jedoch fälschlich voraus, dass die TE-Störstelle als Konstant-Spannungsquelle aufzufassen sei, tatsächlich ist die TE-Störstelle aber als Konstant-Stromquelle anzunehmen. Dann sinkt, wie die Fig. 2a und 2b zeigen, bei Reduzierung der Messfrequenz von 1 MHz auf 100 kHz die Messempfindlichkeit nicht ab, da sich hier der Strom unabhängig von der Messfrequenz lediglich entsprechend den Kapazitätswerten auf C_3 und C_4 aufteilt.

Wird die Messeinrichtung an einen kapazitiven Spannungsteiler, z.B. an die Messanzapfung einer Kondensatordurchführung des Transformators angeschlossen, dann liegt parallel zum Messwiderstand R_M noch die Erdkapazität C_6 der Messanzapfung. Bei hohen Messfrequenzen fließt dann ein Teil

des vom Koppelkondensator C_4 aufgenommenen Störstroms über den Kondensator C_6 am Messwiderstand vorbei, so dass mit steigender Messfrequenz die Messempfindlichkeit noch weiter zurückgeht (Fig. 2a und 2b, Kurven 4). Man kann bei selektiver TE-Messung dann die Messempfindlichkeit erhöhen, wenn man entsprechend Fig. 3 parallel zu C_6 eine Induktivi-

Fig. 3
Resonanzschaltung zur Erhöhung der Messempfindlichkeit bei selektiver Messung an einem kapazitiven Spannungsteiler



tät L schaltet [3.4], die mit C_6 auf die Messfrequenz abgestimmt ist. Ist C_4 z.B. 250 pF , so kann man durch Resonanzabstimmung die Kurven 4 jeweils bei der Resonanzfrequenz des Parallel-Schwingkreises L/C_6 bis annähernd zu der Kurve 3 für $C_4 = 250\text{ pF}$ anheben.

1.3 Die Übertragung der Teilentladungsimpulse längs der Wicklung

Zur Messung des Übertragungsverhaltens einer Wicklung für TE-Impulse wurde eine künstliche TE-Störstromquelle (TE-Normal [5]) nacheinander an verschiedenen Punkten längs einer Wicklung angeschlossen. Das Frequenzspektrum des TE-Stroms war bei diesem TE-Normal bis weit über 1 MHz praktisch konstant. Die untersuchte Sturzwicklung hatte 35 Spulen, die TE-Messeinrichtung war am Ende der Wicklung an Spule 35 angeschlossen.

Wurde das TE-Normal ebenfalls an Spule 35 angeschlossen, so ergaben sich bei selektiver Messung die TE-Störspannungen nach Fig. 4a. Vergleicht man den Verlauf der Kurven nach Fig. 4a mit den Kurven der entsprechenden Ankopplungsschaltungen nach Fig. 2a, so ergibt sich eine gute Übereinstimmung zwischen berechnetem und gemessenem Übertragungsverhalten. Gewisse Abweichungen entstehen dadurch, dass sowohl die Wicklungs-Eingangskapazität C_3 als auch der Wellenwiderstand der Wicklung frequenzabhängig sind.

Bei Ankopplung des TE-Normals an Spule 1 ergaben sich die Kurven nach Fig. 4b. Das Wicklungsende (Punkt 0 in Fig. 4c) war hierbei offen. Die TE-Stromimpulse mussten folglich zwischen Störstelle und Messgerät zunächst nahezu die gesamte Wicklung durchlaufen. Wie Fig. 4b zeigt, erhält man im Frequenzbereich unter 100 kHz etwa die gleichen Messwerte wie bei Ankopplung des TE-Normals am Punkt 35. Dagegen werden entsprechend Fig. 4b die höheren Frequenzanteile beim Durchlaufen der TE-Stromimpulse längs der Wicklung stark gedämpft. Im Vergleich zu Fig. 4a sinkt daher z.B. bei 500 kHz die Messempfindlichkeit auf etwa $1/20$. In den Schaltungen für die Kurven 2, 3 und 4 ist bei Fig. 4b die Messempfindlichkeit oberhalb $1,5\text{ MHz}$ praktisch Null. Die Kurven weisen ausserdem im Abstand von etwa 20 kHz aufeinanderfolgende Maxima und Minima auf, zwischen denen sich die Amplituden der Messwerte im Verhältnis von jeweils $1:3$ ändern. Diese Resonanzstellen rühren daher, dass die Impulse an den Wicklungsenden reflektiert werden. Die Unterschiede zwischen den Maxima und Minima können wesentlich vermindert werden, wenn man die Wicklung mindestens an einem Ende mit ihrem Wellenwiderstand Z abschliesst.

Schliesst man das TE-Normal an weitere Wicklungspunkte zwischen 0 und 35 an, so erhält man abhängig von der An-

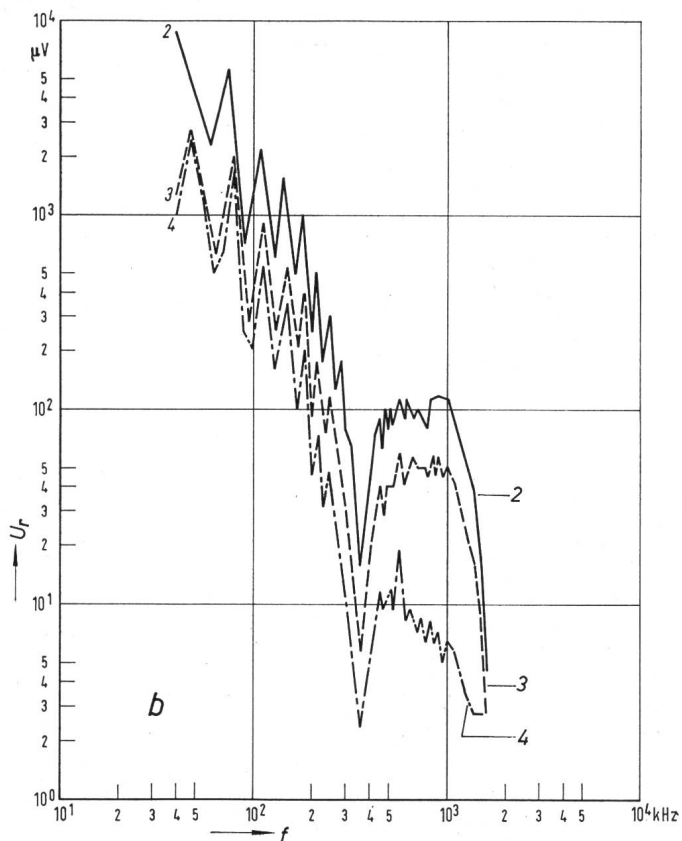
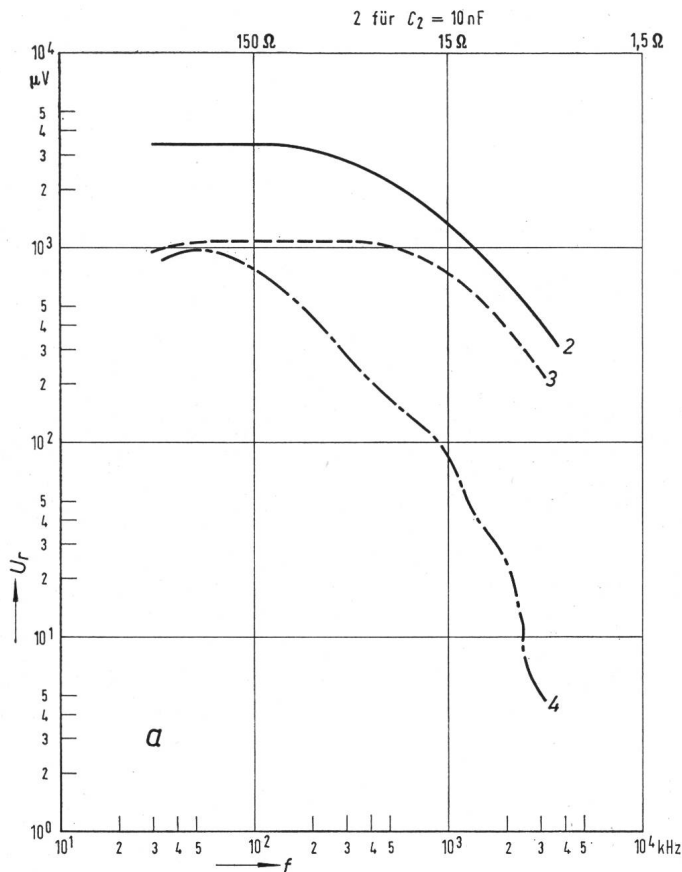


Fig. 4

Frequenzgang der TE-Impulse an einer Sturzwicklung bei selektiver Messung

Bandbreite des Messgerätes 9 kHz

a TE-Normal und Messeinrichtung am Wicklungsende an Spule 35 angeschlossen

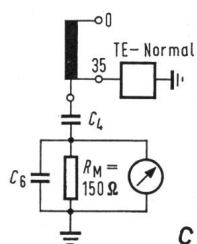
b TE-Normal an Spule 1, Messeinrichtung an Spule 35 angeschlossen

c Meßschaltung

2 $C_4 = \infty$, $C_6 = 0$; 3 $C_4 = 250 \text{ pF}$, $C_6 = 0$;

4 $C_4 = 250 \text{ pF}$, $C_6 = 10 \text{ nF}$

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 2 und 3



kopplungsstelle Kurven, die zwischen denen nach Fig. 4a und 4b liegen. Folglich erhält man bei Messfrequenzen unterhalb 100 kHz, wenn man einen konstanten TE-Störstrom an verschiedenen Wicklungspunkten einspeist, Messwerte, die weitgehend unabhängig vom Einspeisepunkt des Störstromes oder der Fehlerstelle sind. Im Frequenzbereich oberhalb 100 kHz ist dagegen der Messwert sehr stark von der Entfernung zwischen der TE-Störstelle und dem Wicklungsende, an dem die TE-Messeinrichtung angeschlossen ist, abhängig.

1.4 Fehlerortung bei achsial fortschreitenden

Röhrenwicklungen aus dem Frequenzspektrum der TE-Impulse

Befindet sich eine TE-Fehlerstelle innerhalb einer achsial fortschreitenden Röhrenwicklung oder auch innerhalb eines Kabels der Länge l , so zieht von dieser Fehlerstelle aus gemäß Fig. 5a je eine Wanderwelle nach links und nach rechts durch den Kettenleiter. Ist das linke Ende am Punkt 35 mit einem Widerstand R , dessen Ohmwert dem Wellenwiderstand Z entspricht, abgeschlossen, das rechte Ende dagegen offen, dann treten an R nacheinander zwei Impulse gleicher Polarität auf, da der von der Fehlerstelle nach rechts wandernde

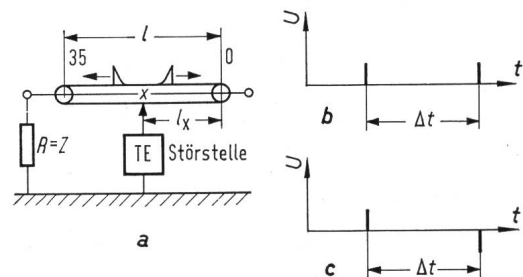


Fig. 5

Entstehung von Doppelimpulsen an einer am einen Ende mit Z abgeschlossenen, am anderen Ende offenen oder kurzgeschlossenen Sturzwicklung

a Schaltung bei einseitig offener Wicklung;

b Doppelimpulse bei einseitig offener Wicklung;

c Doppelimpulse bei einseitig kurzgeschlossener Wicklung

35 Spule Nr. 35; l gesamte Wicklungslänge;

x Ort der TE-Fehlerstelle; U Spannung; t Zeit;

Impuls am offenen Ende reflektiert wird (Fig. 5b). Der zweite Impuls trifft dementsprechend um die Zeitdifferenz Δt verzögert gegenüber dem ersten Impuls ein:

$$\Delta t = \frac{v}{2l_x} \quad (1)$$

(v Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Wanderwelle)

Jeder einzelne an der Fehlerstelle auftretende TE-Impuls hat folglich an R zwei jeweils um ein konstantes Zeitintervall Δt auseinanderliegende Stromimpulse zur Folge. Das Frequenzspektrum zweier im Zeitabstand Δt aufeinanderfolgender gleicher Impulse gleicher Polarität zeigt Fig. 6, Kurve 1. Obwohl das Frequenzspektrum jedes Einzelimpulses für sich allein unter der Voraussetzung, dass es sich um kurze Nadelimpulse handelt, konstante Amplituden hat, ergeben sich bei zwei zeitlich aufeinanderfolgenden gleichen Nadelimpulsen ausgeprägte Maxima und Minima. Das erste Minimum hat die Frequenz:

$$f_1 = \frac{v}{4l_x} \quad (2)$$

Die weiteren Minima liegen bei $f_3 = 3f_1$, $f_5 = 5f_1$ usw. Die Maxima liegen jeweils bei $f_0 = 0$, $f_2 = 2f_1$, $f_4 = 4f_1$ usw.

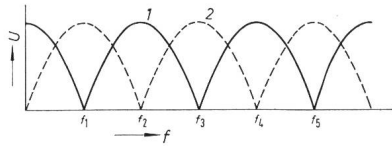


Fig. 6

Durch die Doppelimpulse nach Fig. 5 verursachter Frequenzgang

Kurve 1: Wicklungsende 0 offen;

Kurve 2: Wicklungsende 0 kurzgeschlossen

Ist in Fig. 5 das Wicklungsende 0 gegen Erde kurzgeschlossen, so treten an R wiederum jeweils zwei Impulse auf, wobei aber nunmehr der zweite Impuls gegenüber dem ersten entgegengesetzte Polarität hat (Fig. 5c). Das Frequenzspektrum dieser Doppelimpulse zeigt gemäss Fig. 6, Kurve 2, wiederum Maxima und Minima bei den Frequenzen f_0, f_1, f_2 usw., jedoch sind nunmehr die Minima bei den geradzahigen, die Maxima bei den ungeradzahigen Vielfachen von f_1 .

Ist folglich in einem als Wanderwellenleitung wirksamen Kettenleiter eine TE-Fehlerstelle vorhanden, so kann man durch Aufnahme des Frequenzspektrums an einem Ende des Kettenleiters und den darin enthaltenen Maxima und Minima entsprechend Gl. (1) die Lage der Fehlerstelle berechnen. Wesentlich ist bei diesem Verfahren, dass die Wicklung an einem Wicklungsende offen oder kurzgeschlossen ist, so dass die Impulse dort reflektiert werden. Das andere Wicklungsende muss mit einem Widerstand abgeschlossen sein, dessen Ohmwert ungefähr dem Wellenwiderstand der Wicklung entspricht. Andernfalls treten neben den aus der Laufzeit längs l_x sich ergebenden Maxima und Minima auch noch die durch

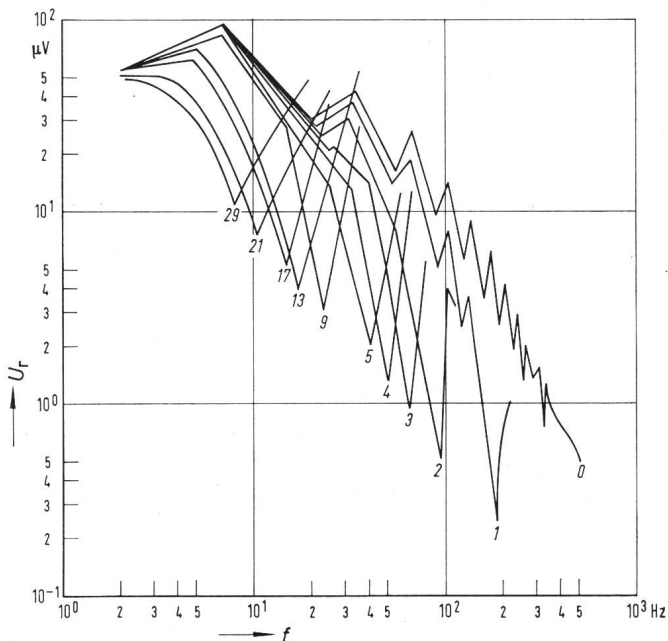
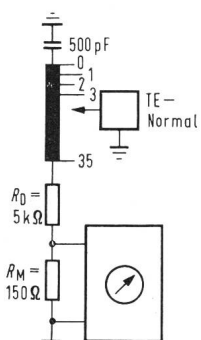


Fig. 7

Änderung des Frequenzganges bei Ankopplung des TE-Normals an verschiedene Wicklungspunkte einer Sturzwicklung

Wicklungsende 0 offen, Wicklungsende 35 mit dem Wellenwiderstand der Wicklung abgeschlossen, Bandbreite des Messgerätes 300 Hz
 U_T TE-Rauschspannung am Messwiderstand;
 f Messfrequenz



die Laufzeit längs der gesamten Wicklungslänge l bedingten und der Wicklungs-Eigenschwingung entsprechenden Maxima und Minima auf, so dass sich beide Charakteristiken überlagern. Hiedurch wird die Bestimmung der interessierenden Resonanzstellen erschwert.

Nach diesem Verfahren an einer Sturzwicklung gewonnene Messergebnisse zeigt für eine einseitig offene Wicklung (Fig. 7). Zur Vermeidung von Reflexionen ist dem Messwiderstand R_M von 150Ω ein Widerstand R_D mit $5 k\Omega$, der etwa dem Wellenwiderstand dieser Wicklung entspricht, vorgeschaltet. Man erkennt sehr deutlich jeweils das erste Minimum im Frequenz

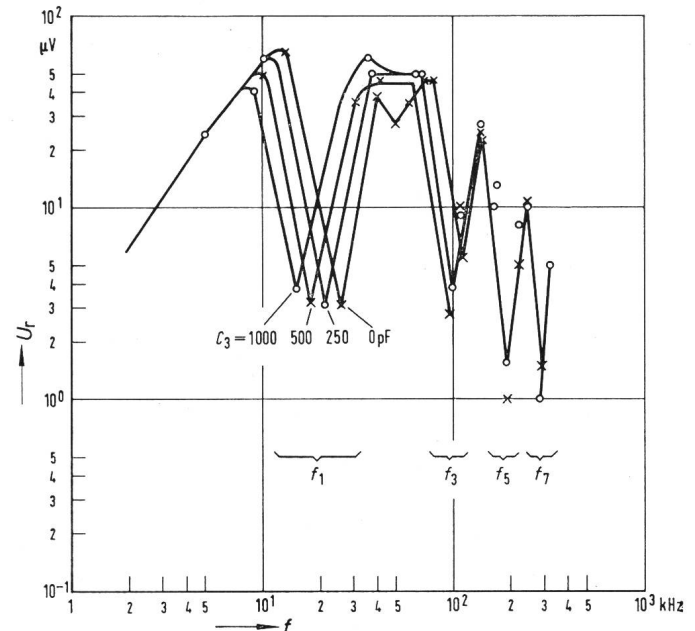


Fig. 8

Einfluss der konzentrierten Erdkapazität am offenen Wicklungsende auf die Resonanzstellen

U_T TE-Rauschspannung am Messwiderstand;
 f Messwiderstand; C_3 Wicklungs-Eingangskapazität; 0 Wicklungsanfang; 13 Spule Nr. 13; 35 Spule Nr. 35 (Wicklungsende)

gang. Auch die nachfolgenden wegen der besseren Übersichtlichkeit nicht eingezeichneten Minima sind scharf ausgeprägt. Zu bemerken ist allerdings, dass die Maxima und Minima im Bereich über $5 \times f_1$ immer weniger scharf werden. Dies rührt daher, dass jeweils von dem zweiten Impuls, der ja einen längeren Weg in der Wicklung zurücklegen muss, die höheren Frequenzanteile stärker verschliffen sind als vom ersten Impuls. Vor allem die hochfrequenten Anteile der beiden Impulse sind daher nicht mehr genau gleich gross, so dass sich diese an den höherfrequenten Minimastellen nicht mehr vollständig aufheben. Aus diesem Grunde ist jeweils das erste Minimum f_1 bei offenem Wicklungsende oder f_2 bei kurzgeschlossenem Wicklungsende am deutlichsten ausgeprägt. Zur Fehlerbestimmung sollte daher das Frequenzspektrum vor allem im Bereich von f_1 oder f_2 gemessen werden. f_1 ist umso höher, je weiter der Fehler von dem Wicklungsende entfernt liegt, an dem die TE-Messeinrichtung angeschlossen ist.

Bei den Messungen nach Fig. 7 lag f_1 zwischen etwa 8 und 250 kHz. Zu beachten ist, dass die Maxima und Minima nur

dann deutlich erkennbar sind, wenn die Bandbreite des zur Fehlerortbestimmung verwendeten selektiven TE-Messgerätes im gesamten Frequenzbereich stets klein im Vergleich zur jeweiligen Abstimmfrequenz ist. Die Bandbreite sollte stets kleiner als $1/10$ der niedersten erforderlichen Messfrequenz sein. Da die Messungen je nach Wicklungslänge usw. bis herunter zu Frequenzen von wenigen kHz durchgeführt werden müssen, sollte die Bandbreite des TE-Messgerätes bei den niederen Messfrequenzen nicht grösser als etwa 500 Hz sein. Lediglich bei Frequenzen oberhalb etwa 100 kHz wären auch die üblichen Funkstörspannungs-Messgeräte mit einer Bandbreite von 9 kHz brauchbar. Derartig hohe Frequenzen treten jedoch nur auf, wenn der Fehler sehr dicht an dem Wicklungsende liegt, an dem die Impulse reflektiert werden. Ein Beispiel für die Bestimmung einer dicht am offenen Wicklungsende liegenden Fehlerstelle mit einem Funkstörspannungs-Messgerät zeigt Fig. 4b. Das ausgeprägte Minimum bei 350 kHz rührt dort von der Laufzeit zwischen dem Wicklungspunkt 1 und dem offenen Wicklungsende 0 her.

Bei offenem Wicklungsende müssen gemäss Fig. 6 jeweils bei ungeradzahligem Vielfachen von f_1 Minima auftreten. Praktische Messungen zeigen jedoch, dass stets $f_3 - f_1 > f_5 - f_3 > f_7 - f_5$ ist. Ursache hierfür ist die am offenen Wicklungsende stets vorhandene konzentrierte Kapazität C_3 (Schirmringe, Wicklungsableitung, Durchführung). Fig. 8 zeigt, dass sich mit zunehmender Erdkapazität C_3 die Frequenz f_1 etwas nach unten verschiebt. Bei der Bestimmung der Fehlerstelle ist dies zu berücksichtigen.

2. Das Übertragungsverhalten bei Lagenwicklungen

2.1 Geschildete Lagenwicklungen

Den grundsätzlichen Aufbau einer Lagenwicklung mit Eingangsschild S_1 und Endschild S_2 zeigt Fig. 9a. Infolge der über die ganze achsiale Spulenlänge reichenden Schilde S_1 und S_2 bildet diese Wicklung keinen Kettenleiter. Sie lässt sich vielmehr durch die konzentrierten Kapazitäten C_{31} , C_{32} , C_6 , sowie die parallel zu C_{31} einzusetzende Wicklungsinduktivität L gemäss Fig. 9b darstellen. TE-Impulse, die innerhalb der Wicklung oder auch zwischen den Schilden und Erde auftreten, werden hier unmittelbar kapazitiv zu den Wicklungsklemmen übertragen.

Jeder TE-Impuls führt dann zwischen den Kapazitäten $C_{31} + C_{32}$ und der Wicklungsinduktivität L zu einer Ausgleichschwingung. Die Frequenzen dieser Schwingung liegen in der Regel bei wenigen kHz.

Treten Teilentladungen innerhalb der Wicklung auf, so kann man diese durch eine parallel zu C_{31} liegende Konstantstromquelle ersetzen. Wird dann die TE-Messeinrichtung am

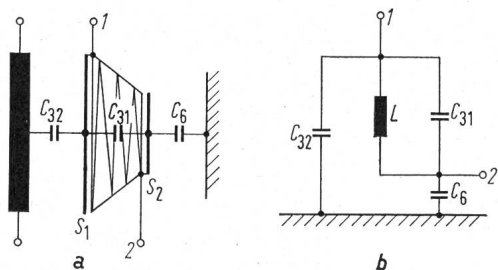


Fig. 9
Ersatzschaltung einer geschildeten Lagenwicklung
a prinzipieller Aufbau mit Ersatzkapazitäten;
b vereinfachte Ersatzschaltung

C_6 , C_{31} , C_{32} Teilkapazitäten der Wicklung; 1, 2 Anfang und Ende der Wicklung; S_1 , S_2 Eingangs- und Endschild; L Wicklungs-Induktivität

Wicklungsende 1 über einen Koppelkondensator C_4 angeschlossen, dann ist das Verhältnis des gesamten eingespeisten TE-Stromes zu dem über den Koppelkondensator fliessenden Anteil $k_{\bar{u}}$:

$$k_{\bar{u}} = \frac{C_{31} + C_{32} + C_4}{C_4} \quad (3)$$

Die Kapazitäten C_{31} und C_{32} betragen bei grossen Leistungstransformatoren mehrere nF. Soll also vom gesamten TE-Störstrom ein ausreichend grosser Anteil über den Koppelkondensator fliessen, dann muss C_4 bei Lagenwicklungen eine Kapazität von mehreren nF haben. Benützt man hier zur Ankopplung die Kondensator-Durchführungen mit ihren verhältnismässig kleinen Kapazitätswerten, so ist $k_{\bar{u}}$ meist > 10 , also relativ ungünstig. Da die Kapazitäten C_{31} , C_{32} und C_6 weitgehend frequenzunabhängig sind, ist auch $k_{\bar{u}}$ bis in den Bereich 1 MHz nur verhältnismässig wenig frequenzabhängig, d.h. Messfrequenzen zwischen etwa 10 kHz und 1 MHz sind hier nahezu gleichwertig. Eine Fehlerortung aus dem an den Klemmen gemessenen Frequenzspektrum ist bei beidseitig geschildeten Lagenwicklungen folglich nicht möglich.

Bei Drehstromtransformatoren mit Lagenwicklung ist der Anschluss der TE-Messeinrichtung am Sternpunkt 2 besonders zweckmässig. Dann wirkt die Wicklungskapazität C_{31} als Koppelkondensator, die Eingangs-Erdkapazität C_{32} als Rückschlusskapazität des Messkreises. Da C_{31} und C_{32} etwa in der gleichen Grössenordnung liegen, erhält man so, ohne einen Koppelkondensator zu benötigen, brauchbare Übertragungsfaktoren $k_{\bar{u}}$.

2.2 Ungeschildete Lagenwicklungen

Bei ungeschildeten Lagenwicklungen müssen die Kapazitäten C_{31} und C_{32} nach Fig. 9 über die äusserste und innerste Lage der Wicklung aufgeladen werden. Man kann dann diese Lagen wieder als Kettenleiter mit verteilten Längsinduktivitäten und Querkapazitäten auffassen. Da jedoch eine einzelne Lage der Lagenwicklung nur einen Bruchteil der gesamten Windungszahl der Wicklung enthält, ist die Laufzeit der Impulse längs einer Lage wesentlich kürzer als die Laufzeit längs einer achsial fortschreitenden Röhrenwicklung. Tritt dann z.B. eine Teilentladung an einer beliebigen Stelle der Eingangslage gegen Erde auf, dann verursacht diese zunächst relativ hochfrequente Ausgleichschwingungen in der Eingangslage, denen sich die wesentlich niederfrequenten Ausgleichvorgänge über die gesamte Wicklung anschliessen. Tritt z.B. direkt an der Eingangsklemme 1 eine Teilentladung auf, dann werden durch diese unmittelbar nur die Kapazitäten der allerersten Windungen der ersten Lage aufgeladen. Die Erdkapazitäten der weiter innenliegenden Windungen der Eingangslage werden infolge der vorgeschalteten Windungsinduktivitäten erst verzögert aufgeladen. Die verzögerte Aufladung der von der TE-Störstelle weiter entfernt liegenden Teilkapazitäten kann man in der Ersatzschaltung Fig. 9b dadurch berücksichtigen, dass man die Kapazitäten C_{31} und C_{32} als frequenzabhängig annimmt, wobei bei sehr hohen Frequenzen (Grössenordnung 1 MHz und darüber) nur die Kapazität weniger Windungen einzusetzen ist, während bei Frequenzen unterhalb der Eigenfrequenz der Eingangslage (Grössenordnung bis max. etwa 500 kHz) die statische Kapazität der Wicklung eingesetzt werden kann.

Nimmt man dann einen Fehler unmittelbar am Wicklungseingang an und wird die TE Messeinrichtung über einen Koppelkondensator an diese Klemme angeschlossen, so erhält

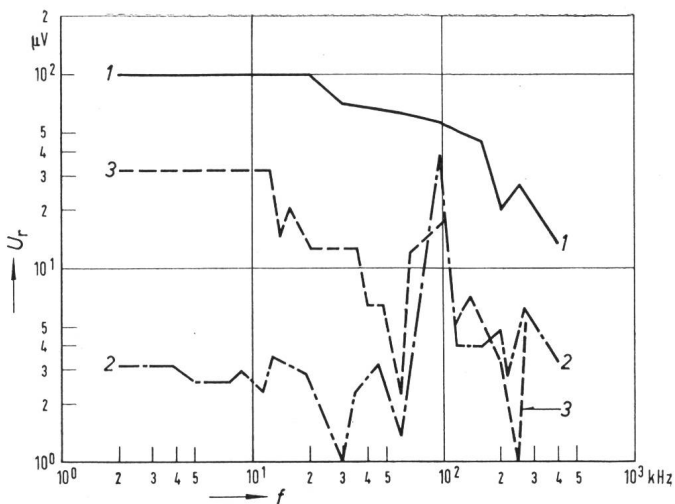


Fig. 10

Frequenzgang der TE-Impulse bei einer ungeschildeten Lagenwicklung
 1 Frequenz des TE-Normals allein; 2 TE-Normal und Messeinrichtung an der Eingangsklemme der Wicklung angeschlossen; 3 TE-Normal an der Eingangsklemme, Messeinrichtung am Sternpunkt der Wicklung angeschlossen

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 9

man für das Frequenzspektrum einen Verlauf nach Fig. 10, Kurve 2. Kurve 1 entspricht dem Frequenzspektrum des an der Klemme 1 gegen Erde eingespeisten TE Störstromes. Bei einer Koppelkapazität von 140 pF war der gemessene TE-Störstrom bei Frequenzen unterhalb 500 kHz nur etwa $1/30$ des eingespeisten Störstromes. Dieses Verhältnis entspricht auch etwa dem Verhältnis zwischen der Grösse des Koppelkondensators C_4 zur bei niederen Frequenzen gemessenen Wicklungs-Eingangskapazität. Bei Frequenzen über 500 kHz nimmt die Wicklungseingangskapazität dieser ungeschildeten Lagenwicklung stark ab, so dass die relative Messempfindlichkeit zwischen 500 kHz und 1 MHz erheblich zunimmt. Man könnte daraus folgern, dass für diese Wicklung bei selektiver Messung Messfrequenzen von 0,5 bis 1 MHz besonders günstig seien. Dagegen ist jedoch einzuwenden, dass der starke Anstieg der relativen Messempfindlichkeit in diesem Frequenzbereich nur auftritt, wenn sich die TE-Störstelle unmittelbar am Wicklungseingang befindet. Liegt der Fehler dagegen beispielsweise am anderen Ende der Eingangslage, dann müssen die TE-Impulse bis zur Klemme 1 erst die gesamte Eingangslage durchlaufen. Hierbei werden wiederum ähnlich wie bei axial fortschreitenden Röhrenwicklungen (Fig. 4b) die hohen Frequenzen stark gedämpft, und die Messempfindlichkeit nimmt gerade umgekehrt wie in Kurve 2 bei hohen Frequenzen ab (Fig. 10). Will man unabhängig von der Lage der Fehlerstelle eine definierte Messempfindlichkeit haben, dann sollte bei selektiver Messung an ungeschildeten Lagenwicklungen die Abstimmfrequenz unterhalb von etwa 200 kHz liegen.

Da bei ungeschildeten Lagenwicklungen die TE-Impulse als Wanderwellen über die Eingangslagen zu den Wicklungsklemmen übertragen werden, ist hier in gewissem Umfang eine Fehlerortung aus dem Frequenzspektrum möglich.

Die Kurve 3 in Fig. 10 zeigt den Frequenzgang bei Einspeisung des TE-Störstromes zwischen Eingangsklemme 1 und Erde und Anschluss der selektiven TE-Messeinrichtung zwischen Wicklungsende 2 und Erde. In dieser Schaltung wird der über die Wicklungskapazität C_{31} fließende Anteil des Störstromes gemessen. Da bei niederen Frequenzen C_{31} etwa $0,5 C_{32}$ ist, fließt hier etwa $1/3$ des gesamten Störstromes über die

Messeinrichtung. Infolge der Frequenzabhängigkeit der Kapazitäten sinkt jedoch schon oberhalb 100 kHz die Messempfindlichkeit erheblich. Die Ankopplung am Sternpunkt ist somit auch hier vorteilhaft, doch sind dann bei ungeschildeten Lagenwicklungen Messfrequenzen unter 100 kHz zu bevorzugen.

3. Fremdstörungen im TE-Messkreis

3.1 Frequenzen der Fremdstörungen

Zur Erzielung einer hohen Empfindlichkeit müssen die im Messkreis auftretenden, nicht von den Teilentladungen herrührenden Störspannungen möglichst klein sein. Solche äusseren Störspannungen können von Oberschwingungen in der Prüfspannung, von Rundfunksendern, sowie von in der näheren Umgebung des Messplatzes betriebenen und nicht vollkommen entstörten elektrischen Geräten und Anlagen herrühren. Dass äussere Entladungen am Prüfling selbst durch entsprechende Abschirmungen usw. vermieden werden, sei vorausgesetzt.

Misst man am Prüfling die durch Netzbereichswingungen und durch Rundfunksender verursachten Störspannungen mit einem durchstimmbaren selektiven Störspannungs-Messgerät, so erhält man einen grundsätzlichen Verlauf entsprechend Fig. 11.

Wichtigste Ursache für die *Oberschwingungen der Prüfspannung* sind: Gekrümmte Magnetisierungs-Kennlinien von Transformatoren (auch des Prüflings selbst), am speisenden Netz betriebene Gleichrichter, bei Speisung des Prüflings über besondere Prüfgeneratoren durch die Nuten dieser Generatoren verursachte Oberschwingungen. Die Amplituden dieser Netzbereichswingungen nehmen mit zunehmender Frequenz entsprechend Fig. 11 sehr stark ab. Im Bereich unterhalb 10 kHz sind die in der Prüfspannung vorhandenen Oberschwingungen jedoch oft so stark, dass dieser Frequenzbereich für TE-Messungen ausscheidet. Wesentlich ist auch noch, dass der dem eigentlichen TE-Störstrom überlagerte netzfrequente Strom des Prüflings möglichst weitgehend vom Messgerät ferngehalten wird. Der von diesem Strom am Messgeräteingang verursachte Spannungsabfall würde wegen der gekrümmten Verstärkerkennlinien Spannungsverzerrungen und damit höhere Harmonische im Verstärker hervorrufen. Es empfiehlt sich daher eine Ankopplungsschaltung nach Fig. 12, in der die

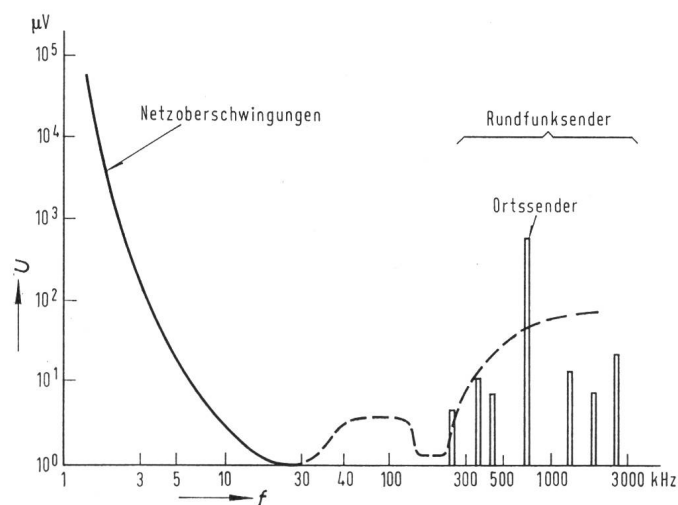


Fig. 11

Prinzipielle Abhängigkeit der durch Netzbereichswingungen und Rundfunksender im TE-Messkreis verursachten Störspannungen von der Messfrequenz

U Störspannung; f Messfrequenz

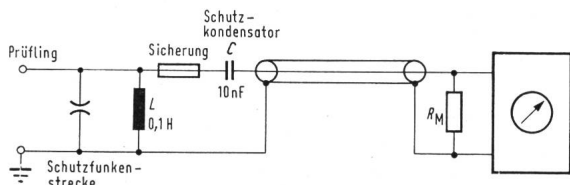


Fig. 12

Ankopplungsschaltung zur direkten Ableitung der netzfrequenten Ströme nach Erde

netzfrequenten Ströme durch die Drosselspule L und den Kondensator C vom Messgerät ferngehalten werden.

In abgeschirmten Prüfräumen lassen sich Störungen durch Rundfunksender im gesamten für TE-Messungen interessierenden Bereich praktisch vollständig vermeiden. In der Regel sind jedoch Prüffelder in nicht abgeschirmten Fertigungshallen untergebracht, so dass Rundfunksender einstreuen können. Der Transformator-kessel selbst bildet gegen Einstreuungen eine vorzügliche Abschirmung, so dass von Rundfunksendern verursachte Störspannungen nur über die Erregerleitungen zwischen Prüftransformator und Prüfling, sowie über die Durchführungen einstreuen können. Störspannungen durch Mittelwellensender können sowohl über diese Erregerleitungen als auch über die Durchführungen einstreuen und lassen sich nur schwer vermeiden. Dagegen streuen Langwellensender in stärkerem Masse nur über die Erregerleitung ein, sofern diese eine grössere Länge hat, nicht aber über die Durchführungen, da diese wegen ihrer relativ geringen Länge für Langwellen nur eine schlechte Antenne darstellen. Einstreuungen über die Erregerleitung lassen sich jedoch durch Einschalten einer Drosselspule mit etwa 5 mH in die Erregerleitung hinreichend unterdrücken, so dass dann Rundfunksender nur noch im Frequenzbereich oberhalb von etwa 400 kHz stören.

Störungen in Form unregelmässig auftretender Impulse werden durch Schleifringe und Kollektoren elektrischer Maschinen, Blinkrelais, Schütze usw. verursacht. Das Spektrum dieser Störspannungen umfasst meist einen recht grossen Frequenzbereich. Diese Störquellen kann man daher durch Wahl eines bestimmten Frequenzbereiches meist nicht ausscheiden. Es ist daher notwendig, die hauptsächlich störenden Geräte mit entsprechenden Entstörmitteln zu versehen.

3.2 Massnahmen zur Verminderung des Grundstörpegels

Fig. 13 zeigt die gesamte Prüfschaltung für die TE-Messung eines Transformators. Damit von aussen eingekoppelte Störspannungen möglichst klein werden, empfiehlt sich folgendes:

Zur Verminderung von aus dem Erregerkreis eingekoppelten Störspannungen sollte an der Hochspannungsklemme des Prüftransformators eine kapazitätsarme Drosselspule 2 mit gegen Erde geschalteten Kondensatoren 3, 4 vorgesehen werden. Die Sekundärwicklung des Prüftransformators 1 und die Primärwicklung des Prüflings, sowie die als Abschirmung wirksamen Kessel von Prüftransformator und Prüfling sollten

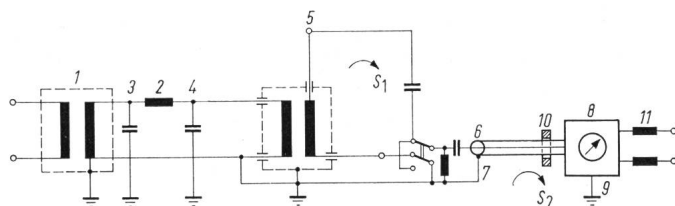


Fig. 13

Gesamte Prüfschaltung für die TE-Messung eines Transformators bei Eigenerrregung von der US-Seite aus

Bezeichnungen siehe im Text

über möglichst kurze Erdleitungen geerdet sein. Die Verbindungsleitungen vom Prüftransformator zum Prüfling sind so kurz als möglich zu halten. Die zwischen Prüflingsklemme 5 und Eingang 6 des Messkabels gebildete Schleife S_1 soll klein sein. Besonders wichtig ist, dass der Mantel des Messkabels über eine möglichst kurze Leitung 7 mit dem geerdeten Kessel des Prüflings verbunden ist. Diese Erdleitung sollte höchstens einige cm lang sein, da der von Einstreuungen über die Schleifen S_1 oder S_2 an dieser Erdleitung verursachte Spannungsabfall als Störspannung voll gemessen wird. Aus Sicherheitsgründen muss einerseits das Messkabel 6 oft relativ lang gewählt werden, andererseits sollte das Messgerät 8 stets direkt geerdet sein. In die dadurch entstehende grosse Meßschleife S_2 induzierte Störspannungen rufen dann einen entsprechenden Strom über die beiden Erdleitungen 7 und 9 und den Kabelmantel hervor.

Die dadurch verursachten Spannungsabfälle an der Erdleitung 7 und dem Mantel des Messkabels werden als Störspannungen gemessen, vom Spannungsabfall am Kabelmantel allerdings nur der Ohmsche Anteil. Der Ausgleichstrom und damit die störenden Spannungsabfälle lassen sich durch mittels

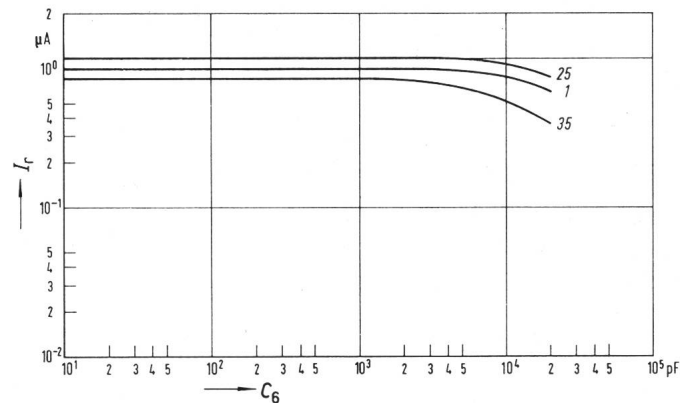


Fig. 14

Abhängigkeit des gemessenen TE-Störstromes I_T von der Lage der Fehlerstelle an einer Sturzwicklung bei breitbandiger Messung

Bandbreite 20 kHz bis 3 MHz; 1, 25, 35 Ankopplungspunkte des TE-Normals nach Fig. 4c

Ferritkernen gebildete Drosselspulen 10 vermindern. Der Netzanschluss des TE-Messgerätes ist mit geeigneten Entstördrosselspulen 11 zu versehen.

4. Folgerungen zur Wahl der Messfrequenz und Bandbreite bei TE-Messungen

Aus den obigen Überlegungen folgt, dass für TE-Messungen an Transformatoren mit Rücksicht auf Netzbereichswindungen und Rundfunksender der Frequenzbereich zwischen etwa 20 und 400 kHz zu bevorzugen ist. Wegen der starken Dämpfung der hohen Frequenzen innerhalb der Wicklung sind bei Grosstransformatoren Messfrequenzen im Bereich >200 bis 400 kHz zur Beurteilung der tatsächlichen TE-Intensität ungeeignet. Durch die Eigenresonanzen der Wicklungen und die bei Fehlern innerhalb von Wicklungen entsprechend den Fig. 4 und 7 auftretenden ausgeprägten Maxima und Minima im Frequenzspektrum der TE-Störspannungen ist bei unbekannter Lage der TE-Störstellen mit schmalbandigen selektiven Messgeräten eine zuverlässige Bestimmung der tatsächlichen TE-Intensität nicht möglich. Hiefür sollte vielmehr die Bandbreite der Messeinrichtung mindestens gleich dem Frequenzabstand zweier aufeinanderfolgender Minima im Frequenzgang der geprüften Wicklung sein, d. h. aber, für grosse Transformatoren sollte die Bandbreite wenigstens 100 kHz sein.

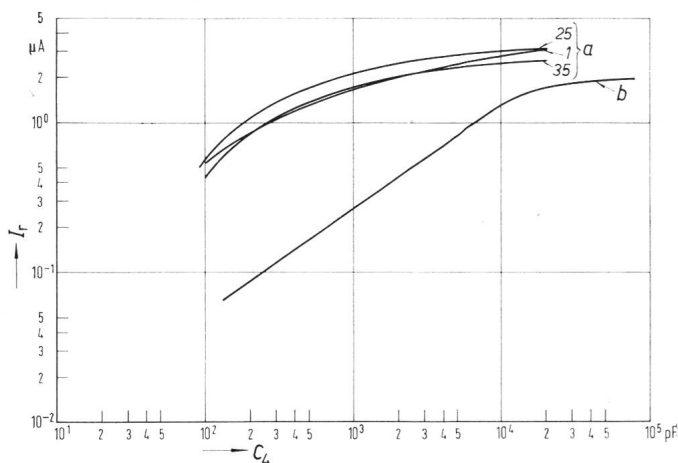


Fig. 15

Abhängigkeit des breitbandig gemessenen TE-Störstromes I_T von der Grösse der Koppelkapazität bei einer Sturzwicklung

a Ankopplung an die Phasenklemme einer Sturzwicklung; 1, 25, 35 Ankopplungspunkte des TE-Normals nach Fig. 4a;
b Ankopplung an die Sternpunktterme eines Drehstrom-Transformators mit Sternpunktregelung

5. Breitbandige TE-Messungen bei Transformatoren

Da bei selektiver Messung die Höhe der Messwerte erheblich von der Messfrequenz, der Lage der Störstelle in der Wicklung, dem Aufbau und den elektrischen Daten der Wicklung sowie von den äusseren Ankopplungselementen abhängt, wurde eine breitbandige TE-Messeinrichtung entwickelt, die den arithmetischen Mittelwert des TE-Störstroms misst [5]. Langjährige Erfahrungen zeigen, dass die mit diesem Gerät gewonnenen Messwerte von den obigen Einflussgrössen wesentlich weniger abhängen als bei selektiver Messung. So zeigt Fig. 14, dass an der auch für Fig. 4 verwendeten Sturzwicklung bei breitbandiger Messung die Messwerte praktisch unabhängig von der Lage der Störstelle innerhalb der Wicklung sind. Bei Ankopplung über einen kapazitiven Spannungsteiler nach Fig. 4c mit $C_4 = 250$ pF sind ausserdem die Messwerte bis zu Unterspannungskapazitäten $C_6 = 10$ nF, was einem kapazitiven Übersetzungsverhältnis von 1:40 entsprechen würde, praktisch vom Kapazitätswert C_6 unabhängig.

Das Verhältnis zwischen dem tatsächlichen TE-Störstrom und dem gemessenen Wert hängt bei der breitbandigen Messung im wesentlichen nur vom Verhältnis der wirksamen inneren Wicklungskapazität zur Koppelkapazität der TE-Messeinrichtung ab. Will man z.B. erreichen, dass der gemessene TE-Störstrom mindestens 30 % des tatsächlichen Störstroms ist, so ist nach Fig. 15 bei Ankopplung an die Eingangsklemme einer Sturzwicklung eine Koppelkapazität von etwa 250 pF notwendig. Bei Ankopplung am Sternpunkt eines Drehstrom-Transformators mit Regelwicklung am Sternpunkt wäre dagegen eine Koppelkapazität C_1 von etwa 6000 pF notwendig, da wegen der Regelwicklung der Transformator eine sehr grosse Sternpunktterme aufweist.

Bei der breitbandigen Messung des TE-Störstromes ist der gewonnene Messwert nur wenig von der Lage der Fehlerstelle in der Wicklung abhängig, folglich ist es bei dreiphasiger Eigenerregung eines Drehstrom-Transformators ohne weiteres möglich, die TE-Messeinrichtung am Sternpunkt anzuschliessen, obwohl hierbei innere Teilentladungen in erster Linie nur an den drei phasenseitigen Wicklungseingängen zu erwarten sind, so dass die von dort ausgehenden TE-Impulse bis zum Sternpunkt praktisch die ganze Wicklung durchlaufen müssen. Da der Sternpunkt hierbei Erdpotential hat, kann die TE-Messeinrichtung dort ohne Zwischenschaltung eines Koppelkondensators angeschlossen werden.

Die obigen Messungen wurden bei einer Bandbreite der breitbandigen TE-Messeinrichtung von 20 kHz bis 3 MHz durchgeführt. Es zeigt sich, dass bei dieser Bandbreite in nicht abgeschirmten Prüffeldern durch Rundfunksender ein verhältnismässig hoher Grundstörpegel hervorgerufen wird. Der durch Rundfunksender verursachte Grundstörpegel lässt sich auf befriedigend niedere Werte senken, wenn man die obere Grenzfrequenz des Messgerätes auf etwa 400 kHz vermindert. Diese Reduzierung der Bandbreite hat auf die Höhe der eigentlichen TE-Messwerte nur geringen Einfluss, da das zur Frequenzbegrenzung dienende Bandpassfilter die oberhalb der Grenzfrequenz liegenden Anteile im Impulsspektrum der TE-Impulse integriert, so dass auch diese bei der Bildung des arithmetischen Mittelwertes voll erfasst werden. Bei richtiger Wahl der Bandbreite und Beachtung der in Abschnitt 3 enthaltenen Empfehlungen ist die relative Messempfindlichkeit bei breitbandiger Messung keinesfalls geringer als bei selektiver Messung, sondern sie ist im Gegenteil, wenn die TE-Impulse bis zur Messeinrichtung erst einen wesentlichen Teil der Wicklung durchlaufen müssen, zumindest bei den bisher für selektive Messungen üblichen hohen Abstimmfrequenzen der Grössenordnung von 1 MHz, in der Regel höher als bei selektiven Messungen.

Literatur

- [1a] Richtlinien für Teilentladungs-Messeinrichtungen für Isolationsprüfungen mit Wechselspannungen bis 500 Hz. VDE-Vorschrift 0434, Teil 1/1.66.
- [1b] Richtlinien für Teilentladungsprüfungen an Betriebsmitteln mit Wechselspannungen bis 500 Hz. VDE-Vorschrift 0434, Teil 2/1.66.
- [2] A. Schwab: Über die Anstiegszeiten von Koronaentladungsimpulsen in einer Spitze-Platte Funkenstrecke. Dissertation Technische Hochschule, Karlsruhe 1963.
- [3] P. Narbut: Transformer Corona Measurement Using Condenser Bushing Tap and Resonant Measuring Circuits. Trans. IEEE Power Apparatus and Systems 84(1965)8, S. 652...657.
- [4] R. D. Brown: Corona Measurement on High-Voltage Apparatus Using the Bushing Capacitance Tap. Trans. IEEE Power Apparatus and Systems 84(1965)8, S. 667...671.
- [5] W. Widmann: Beitrag zur Bestimmung der Messempfindlichkeit bei Teilentladungsprüfungen mit Wechselspannungen bis 500 Hz. AEG-Mitt. 55(1965)1, S. 28...39.

Adresse des Autors:

W. Widmann, Laboratoriumsleiter, Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft, AEG-Telefunken, Fabrik Stuttgart, Deckerstrasse, Bad Cannstatt (Deutschland).

Die maschinelle Fahrzeitermittlung mit dem Conzen-Ott-Gerät bei der Deutschen Bundesbahn

Von E.-H. Wenk, Frankfurt (Main)

Im Eisenbahnwesen wird der Lauf der Züge durch den Fahrplan festgelegt. Seine Grundlage sind die Mindestfahrzeiten, die mit Rücksicht auf die Leistungsfähigkeit der Triebfahrzeuge für jeden Einzelfall besonders ermittelt werden müssen. Neben diesen, sich zum Fahrplanwechsel auf wenige Monate zusammen-

drängenden «Stossarbeiten» der Fahrzeitermittlungen für die Gestaltung von Fahrplänen fallen im Eisenbahnwesen auch sonst noch ständig eine Fülle von Problemen an, zu deren Lösung spezifische Fahrzeitermittlungen Voraussetzung sind. Das sind neben anderen:

621.317.39 : 656.222