

# Eine Abschätzung der schnellen transienten Stromamplituden bei Schalthandlungen in Hochspannungsanlagen und Prüffeldern

Autor(en): **Rodewald, A.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, de l'Association des Entreprises électriques suisses**

Band (Jahr): **69 (1978)**

Heft 4

PDF erstellt am: **22.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-914847>

## **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.

# Eine Abschätzung der schnellen transienten Stromamplituden bei Schalthandlungen in Hochspannungsanlagen und Prüffeldern

Von A. Rodewald

621.316.5 : 621.317.333.8 : 621.3.014.33;

Bei Schalthandlungen in Hochspannungsanlagen und Laboratorien fließen durch die Kondensatoren und Streukapazitäten der Messwandler, die sich in der Nähe der Schaltstelle befinden, starke Ströme gegen Erde. Dadurch entstehen häufig Störungen in den Mess- und Steuersystemen der Anlagen. Als Beitrag zur quantitativen Erfassung dieser Probleme werden die Amplituden der Ströme sowie ihre wichtigsten Einflussgrößen berechnet und mit experimentellen Daten verglichen.

Lors de commutations dans les installations et laboratoires haute tension, de forts courants contre terre circulent à travers les condensateurs et les capacités parasites des transformateurs de mesure se trouvant à proximité du point de commutation. Ainsi, des dérangements fréquents se produisent dans les systèmes de commande et de mesure des installations. Comme contribution pour l'évaluation quantitative de ces problèmes, on a calculé l'amplitude de ces courants ainsi que leurs effets les plus importants; ces calculs ont été comparés à des résultats expérimentaux.

## 1. Einführung

Wenn ein Hochspannungsschalter betätigt wird, kommt es bei der Annäherung der Kontakte zu einem Funken. In dem gleichen Mass, wie die Leitfähigkeit des Funkens wächst, sinkt die Spannung über dem Schalter ab. In der Regel ist die Spannung über den Kontakten in  $10^{-9}$ ... $10^{-7}$  s von ihrem Scheitelwert auf null zusammengebrochen. Ähnliches gilt für die Spannung über einer Mess- oder Abschneidfunkstrecke in einem Hochspannungsprüffeld (Fig. 1).

Als Folge eines solchen Schaltvorganges fliesst im Hochspannungskreis ein starker Strom, der mit seinem Magnetfeld in benachbarte elektrische und mechanische Systeme eingreift. Dabei können zwei verschiedene Effekte auftreten:

1. Wenn sich in der Nähe der Strombahn eine offene Leiterschleife befindet (Fig. 2a), dann entsteht zwischen den Enden der offenen Schleife eine Spannung  $U_i$ .

$$U_i = k_1 \, di_1/dt \quad (1)$$

$k_1$  ist ein dimensionsbehafteter Faktor, der von der Geometrie des Magnetfeldes und der Schleife abhängt. Wenn sich zwischen den Enden der Leiterschleife eine Impedanz befindet (Fig. 2b), tritt die Spannung  $U_i$  an dieser Impedanz auf und überlagert sich der Betriebsspannung, die für dieses Element vorgesehen ist.

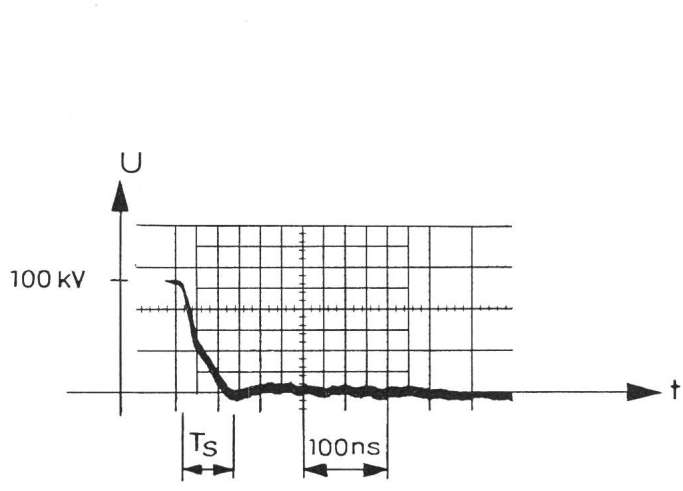


Fig. 1 Spannungszusammenbruch beim Durchschlag einer Kugelfunkstrecke (ohne Überspannung) in Luft bei 1 bar  
 $T_s$  Dauer des Zusammenbruchs

2. Wenn sich in der Nähe der Strombahn  $i_1$  eine kurzgeschlossene Leiterschleife befindet (Fig. 2c), dann wird in dieser Schleife ein Strom  $i_2$  induziert.

$$i_2(t) = k_2(t) \cdot i_1(t) \quad (2a)$$

$k_2(t)$  ist eine zeitabhängige Funktion, die auch von der Geometrie des Magnetfeldes und der Geometrie der Kurzschlusschleife abhängt. Das Verhalten dieser gewissermassen wie ein Stromwandler wirkenden Anordnung wird besonders deutlich, wenn  $i_1(t)$  die Form eines Rechteckstosses hat (Fig. 3); in diesem Fall verläuft  $i_2(t)$  gemäss der Funktion

$$i_2(t) = i_1 \frac{M}{L} \exp\left(-t \frac{R}{L}\right) \quad (2b)$$

Dabei sind  $R$  und  $L$  der Widerstand bzw. die Eigeninduktivität der kurzgeschlossenen Schleife,  $M$  ist die Gegeninduktivität zwischen der Strombahn von  $i_1$  und der Schleife.

Da die meisten elektrischen Stromkreise – sofern sie geschlossen sind – irgendwelche konzentrierten Impedanzen enthalten, können auch in den meisten elektrischen Systemen Spannungen gemäss Gl. (1) induziert werden, wenn das Magnetfeld in die Verdrahtung eingreifen kann. Sofern die Stromkreise nicht geschlossen sind – beispielsweise weil Relaiskontakte geöffnet sind oder sich eine Isolation zwischen den Leiterenden befindet –, wird die Spannung an den offenen Enden auftreten und, wenn hoch genug, die Isolation durchschlagen.

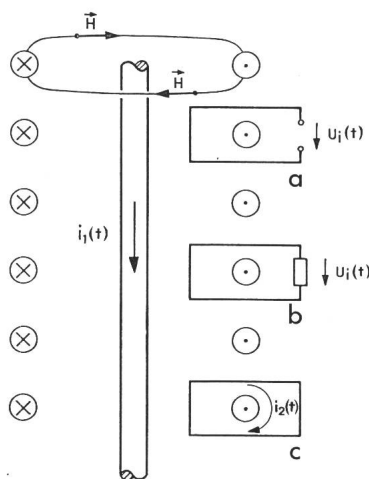


Fig. 2 Zur Induktion durch das Magnetfeld eines stromführenden Leiters  
a  $i_1(t)$  induziert  $U_i(t)$  in einer offenen Schleife  
b  $i_1(t)$  induziert  $U_i(t)$  an einer Impedanz  
c  $i_1(t)$  induziert  $i_2(t)$  in einer kurzgeschlossenen Schleife

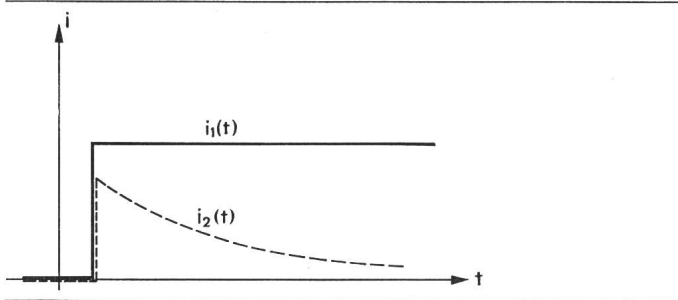


Fig. 3 Form des Stromes  $i_2(t)$  in Fig. 2c bei rechteckförmiger Erregung  $i_1(t)$

Ein typisches und für die Hochspannungstechnik wohl das wichtigste Beispiel für den Stromwandlereffekt gemäss Gl. (2a) und (2b) ist der Eingriff des Magnetfeldes in die Fläche, die vom Mantel eines beidseitig geerdeten Koaxialkabels und einem flächenhaften Erdleiter gebildet wird (Fig. 4). Der Strom  $i_2$  im Mantel des Koaxialkabels erzeugt zwischen Seele und Mantel des Kabels eine Spannung  $u_2(t)$ . Wenn das Kabel nicht zu lang ist, lässt sich der Zusammenhang zwischen  $u_2(t)$  und  $i_2(t)$  mit Hilfe des für die Art des Kabels spezifischen Kopplungswiderstandes  $R_k$  beschreiben:

$$u_2(t) = R_k \cdot i_2(t). \quad (3)$$

$u_2(t)$  ist eine Störspannung, die sich dem Nutzsignal im Kabel überlagert.

Um die induzierte Spannung in einer offenen Leiterschleife gemäss Gl. (1) voraussagen zu können, muss man neben der Geometrie der Anordnung die Änderungsgeschwindigkeit des erregenden Stromes kennen. Zur Abschätzung der  $di/dt$ -Werte wurde in einer früheren Arbeit [1]<sup>1)</sup> eine einfache Formel abgeleitet.

Um den Stromwandlereffekt bei Schaltvorgängen nach Gl. (2a) oder (2b) berechnen zu können, muss neben den Induktivitäten  $M$  und  $L$  auch der zeitliche Verlauf des Stromes bekannt sein. Mindestens ist für eine Abschätzung der maximal auftretenden Störungen die Kenntnis der zu erwartenden Stromscheitelwerte notwendig. Eine solche Abschätzung ist das Ziel der vorliegenden Arbeit.

## 2. Wahl eines repräsentativen Modells

Als Grundlage für die mathematische Behandlung des Problems wird eine konkrete Schaltungsanordnung benötigt. Sie darf einerseits nicht so einfach konstruiert sein, dass das Wesentliche verlorengeht. Andererseits sollte sie nicht zu kompliziert sein, damit die Einsicht in die physikalischen Zusammenhänge nicht unnötig erschwert wird.

Es liegt nahe, zunächst die Frage zu stellen, wo denn vor dem Funkendurchschlag die Energie steckt, die unmittelbar nach dem Durchschlag den elektrischen Ausgleichvorgang speist. Es sind in den weitaus meisten Fällen die aufgeladenen Kapazitäten, die am schnellsten Energie abgeben und hohe Ströme in den Durchschlagsfunken einspeisen. Dabei kann es sich beispielsweise um kapazitive Spannungsteiler, Glättungskondensatoren von Gleichspannungsanlagen oder Streukapazitäten von Prüflingen handeln. Die auszuwählende Modellschaltung muss also sicher eine Kapazität als Energiespeicher enthalten.

<sup>1)</sup> Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

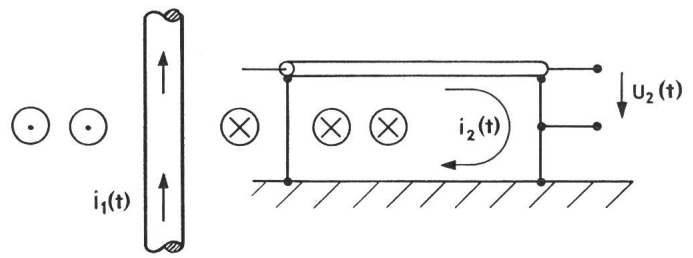


Fig. 4 Induktion eines Stromes  $i_2(t)$  im Mantel eines Koaxialkabels durch das Magnetfeld eines Stromes  $i_1(t)$   
 $U_2(t)$  Spannung, die durch  $i_2(t)$  im Kabel erzeugt wird

Der höchste Strom tritt zweifellos dann auf, wenn die aufgeladene Kapazität ohne weitere Dämpfung mit der Funkenstrecke verbunden ist. Das einfachste Modell besteht also aus einer Kapazität  $C$ , einem Schalter (Funkenstrecke), gekennzeichnet durch die Zeit  $T_s$ , in der die Spannung an ihm zusammenbricht, und einer als verlustlos angenommenen Verbindungsleitung zwischen Kapazität und Schalter, gekennzeichnet durch ihren Wellenwiderstand  $Z$  und ihre Länge  $l$  (Fig. 5a). Diese Anordnung kommt auch praktisch recht häufig in Hochspannungslaboratorien vor. Für elektrische Anlagen ist etwa eine Anordnung entsprechend Fig. 5b repräsentativ, wobei die Kapazitäten z. B. durch die Streukapazitäten der Messwandler zu beiden Seiten des Schalters gebildet werden. Beide dargestellten Schaltungen führen in bezug auf die Analyse der Stromamplituden zu praktisch gleichen Ergebnissen. Die folgenden Betrachtungen werden daher nur anhand des einfachen Modells nach Fig. 5a entwickelt.

## 3. Der Stromverlauf mit idealem Schalter

Für die Berechnungen in diesem Abschnitt wird angenommen, der Schalter am Anfang der Leitung sei ideal, d. h., die Spannung breche beim Schliessen der Kontakte zum Zeitpunkt

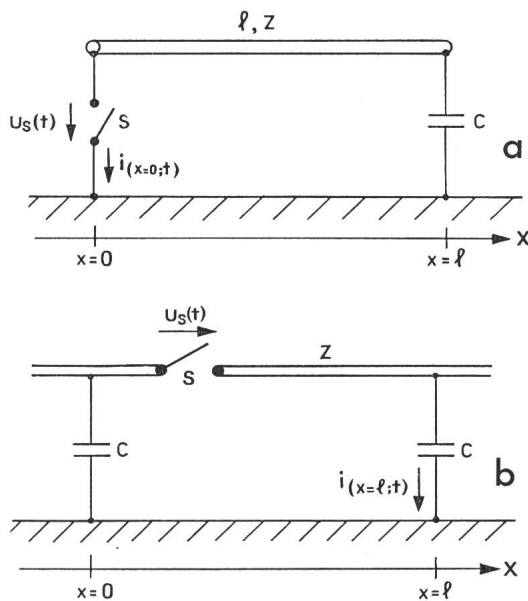


Fig. 5 Grundanordnung zur Berechnung des Stromes bei Überschlagen in Prüfkreisen

- S Schalter (Überschlag)
- $u_s(t)$  Spannung am Schalter gemäss Fig. 1
- $l, Z$  Länge und Wellenwiderstand der Leitung
- C Kapazität am Ende der Leitung

$t = 0$  in Form eines idealen Rechtecksprunges von  $U_0$  auf null zusammen. Als Folge davon entsteht eine Wanderwelle mit unendlich steiler Stirn. Sie benötigt die Zeit  $T_1$ , um das Leitungsstück zu durchlaufen, wird am Ende reflektiert und umgeformt, läuft zum Leitungsanfang zurück, wird dort zum Zeitpunkt  $t = 2T_1$  erneut reflektiert und umgeformt usw. Betrachtet man den zeitlichen Verlauf des Stromes an irgendeiner beliebigen Stelle  $x$ , so stellt man beim Eintreffen der ersten Wanderwellen eine erste sprunghafte Stromänderung fest, der weitere sprunghafte Änderungen in festen Zeitabständen  $2T_1$  folgen.

Die angemessene mathematische Methode zur Berechnung des Stromes  $i(x, t)$  an der Stelle  $x$  des Leitungsstückes ist die zweidimensionale Laplace-Transformation [2]. Man findet mit dieser Methode eine Lösung, bei der sich der Gesamtstrom an der Stelle  $x$  aus einer Summe von Teilströmen zusammensetzt. Für den Strom am Leitungsanfang ergibt sich

$$i_1(x = 0, t) = i_{0i}(t) + i_{2i}(t) + i_{4i}(t) + \dots \quad (5)$$

Der Index  $i$  deutet an, dass es sich um den Strom mit idealem Schalter handelt. Die Indizes der Teilströme sagen aus, dass der jeweilige Teilstrom zum Zeitpunkt  $t = 0, t = 2T_1$  usw. einsetzt. Führt man noch die Abkürzung  $Z \cdot C = T_k$  ein, so erhält man für die ersten drei Teilströme die analytischen Formen

$$i_{0i}(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 0 \\ U_0/Z & \text{für } t > 0 \end{cases} \quad (5a)$$

$$i_{2i}(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 2T_1 \\ \frac{2U_0}{Z} [2e^{-(t-2T_1)/T_k} - 1] & \text{für } t > 2T_1 \end{cases} \quad (5b)$$

$$i_{4i}(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 4T_1 \\ \frac{2U_0}{Z} \left[ 1 - 4 \frac{t-4T_1}{T_k} \cdot e^{-(t-4T_1)/T_k} \right] & \text{für } t > 4T_1 \end{cases} \quad (5c)$$

In Fig. 6 ist der Verlauf der ersten drei Teilströme in normierter Form dargestellt

$$i_N = i \cdot Z/U_0 \quad (6)$$

Die normierten Teilströme hängen nur vom Parameter  $T_k$  ab. Der Charakter des Gesamtstromes wird durch einen weiteren Parameter bestimmt: die zeitliche Verschiebung  $2T_1$ , mit der die Teilströme überlagert werden. Je nachdem, ob die zeitliche Verschiebung  $2T_1$ , also die doppelte Signallaufzeit, größer oder kleiner ist als die Zeitkonstante  $T_k$ , ergeben sich recht unterschiedliche Stromverläufe. Ist  $T_k \gg T_1$ , z. B.  $T_k = 100 T_1$ , so ist  $i_{0i}(t)$  noch gar nicht nennenswert abgesunken, wenn sich der nächste Teilstrom  $i_{2i}(t)$  überlagert usw. Man erhält also auf diese Weise einen treppenförmigen Stromanstieg (Fig. 7c). Ist hingegen das Verhältnis  $T_k/T_1$  klein, z. B.  $\approx 1$ , dann kommt es zu starken Einbrüchen im Stromverlauf (Fig. 7a).

Mit dem Ziel, die Stromamplituden für beliebige Parameterwerte quantitativ ermitteln zu können, wurden die explizit ausgerechneten Stromverläufe für die Parameter  $T_k/T_1 = 1; 10; 100$  usw. nur in bezug auf die maximale Amplitude ausgewertet und in Funktion von  $T_k/T_1$  graphisch dargestellt (Fig. 8). Analysiert man auf die gleiche Art und Weise den Strom bei  $x = l$ , also den Strom, der durch die Kapazität gegen Erde fließt, so kommt man in bezug auf die maximalen Amplituden praktisch zum gleichen Ergebnis.

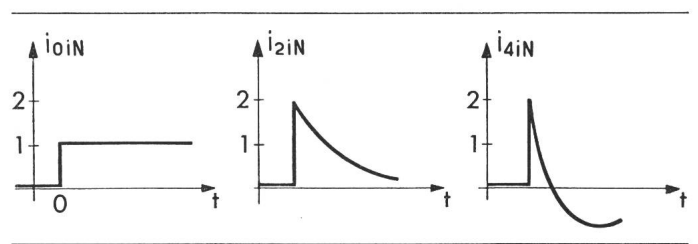


Fig. 6 Die ersten drei Teilströme des Stromes  $i_1(x = 0, t)$  in der Schaltung gemäss Fig. 5 in normierter Form

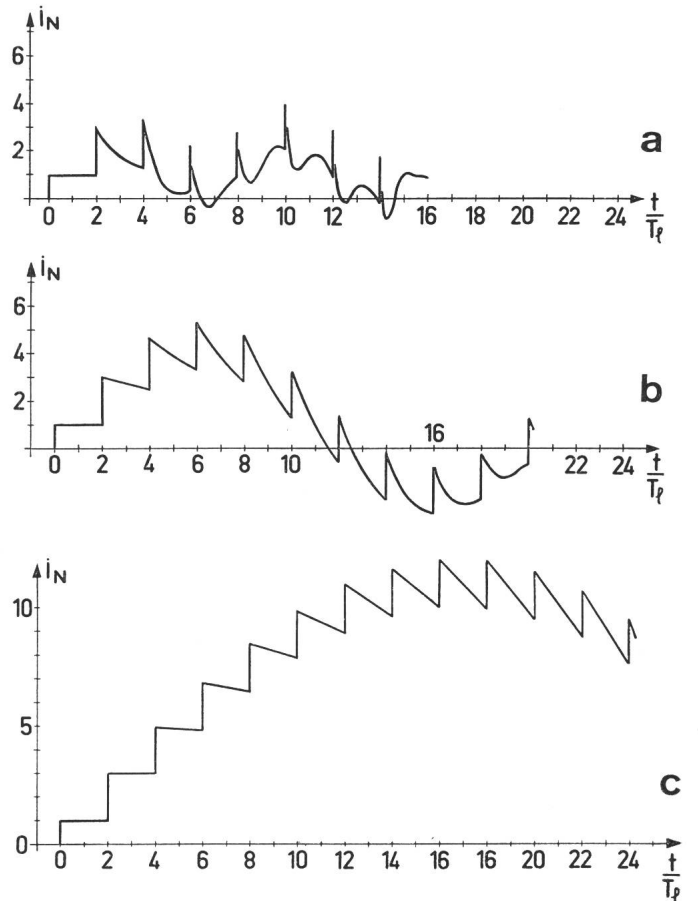


Fig. 7 Der zeitliche Verlauf des normierten Gesamtstromes  $i_N(x = 0, t)$  in der Schaltung nach Fig. 5 bei rechteckförmigem Spannungszusammenbruch am Schalter

(a)  $T_k/T_1 = 1$ ; (b)  $T_k/T_1 = 10$ ; (c)  $T_k/T_1 = 100$

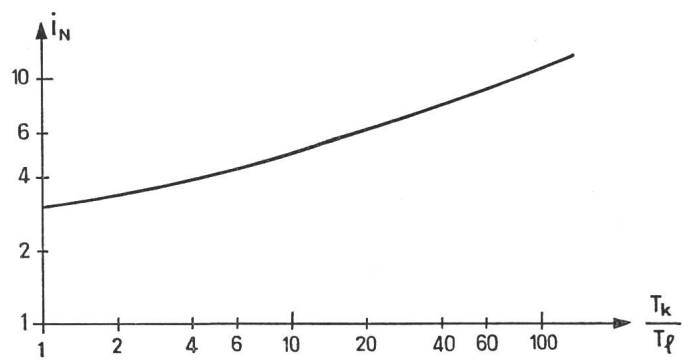


Fig. 8 Scheitelwerte der normierten Ströme  $i_N(x = 0, t)$  in Fig. 5 bei verschiedenen  $T_k/T_1$ -Werten

#### 4. Der Stromverlauf mit näherungsweise realem Schalter

Wie erwähnt bricht die Spannung am Schalter nicht unendlich schnell zusammen. Vielmehr verstreichen je nach Randbedingung  $10^{-9}$  s oder einige  $10^{-7}$  s, bis sie von ihrem Anfangswert auf null abgesunken ist. Der Grund für die endliche Änderungsgeschwindigkeit ist die Tatsache, dass beim Durchschlag eines elektrischen Gerätes während der Prüfung, beim Ansprechen einer Funkenstrecke oder bei der Annäherung von Schalterkontakten die Spannung nur so schnell absinkt, wie die Leitfähigkeit des Funkenplasmas wächst.

Man kann den endlich schnellen Spannungszusammenbruch am Schalter in guter Näherung mit einer Rampenfunktion  $u_{sr}(t)$  approximieren, wie sie in Fig. 9a dargestellt ist. Dann besteht die Möglichkeit, mit Hilfe einer mathematischen Faltungsoperation aus dem rampenförmigen Spannungsverlauf  $u_{sr}(t)$  einerseits und dem Strom  $i_i$  bei rechteckförmiger Erregung andererseits, den Stromverlauf  $i_r(t)$  zu berechnen, der als Folge des rampenförmigen Spannungszusammenbruches entsteht. Das Ergebnis dieser Berechnung ist in normierter Form in Fig. 9b dargestellt. Zum Vergleich ist der entsprechende Strom  $i_i$  bei rechteckförmigem, unendlich steilem Spannungszusammenbruch wiedergegeben. Vergleicht man  $i_r$  mit  $i_i$ , so wird deutlich, dass der langsame Spannungszusammenbruch die Stromänderungsgeschwindigkeit begrenzt, die beim idealen Schalter unendlich gross ist, und dass damit die scharfen Spitzen im Stromverlauf verlorengehen. Die maximale Amplitude von  $i_r$  ist somit geringer als die Amplitude des idealen Stromes.

Die Spitzen werden natürlich um so stärker abgeflacht, je langsamer sich die Spannung am Schalter ändert, d.h. je grösser die Zeit  $T_s$  ist. Man kann nun analog Fig. 9b für weitere  $T_s$ -Werte die abgeflachten Stromverläufe berechnen. Wenn man diese Stromverläufe nur im Hinblick auf ihre jeweilige maximale Amplitude auswertet, erhält man die in Fig. 10 wiedergegebene Kurvenschar. Als Parameter für die Berechnung und die Darstellung wurde nicht die Zeit  $T_s$ , sondern das Verhältnis  $T_s/T_1$  gewählt. Auf diese Weise ist es möglich, auch die maximalen Amplituden mit idealem Schalter (Fig. 8) in die Darstellung einzubeziehen ( $\alpha = 0$ ).

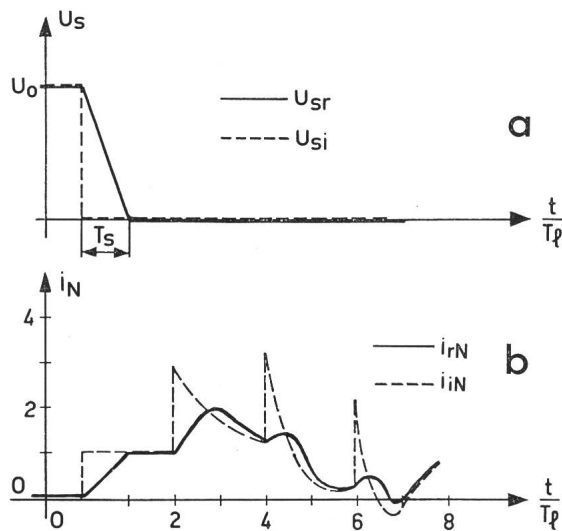


Fig. 9 Spannung  $u_s(t)$  am Schalter und Strom  $i(x=0, t)$  gegen Erde in Fig. 5  
 a bei ideal rechteckförmigem Spannungszusammenbruch  $u_{si}(t)$   
 b bei näherungsweise realem rampenförmigem Spannungszusammenbruch  $u_{sr}(t)$  in der Zeit  $T_s$

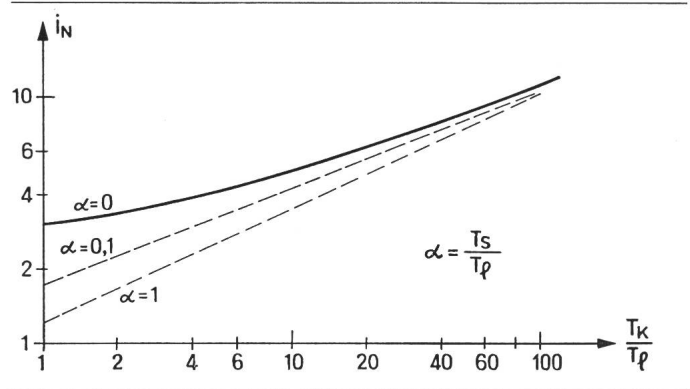


Fig. 10 Scheitelwerte der normierten Ströme  $i(x=0, t)$  in Fig. 5 bei verschiedenen  $T_k/T_1$ -Werten und bei unterschiedlich schnellen Spannungszusammenbruchszeiten  $T_s$  am Schalter

Wichtig für die Anwendung von Fig. 10 ist die Erkenntnis, dass die praktisch vorkommenden Stromamplituden wegen der immer endlich grossen Zusammenbruchszeit der Spannung am Schalter ( $T_s/T_1 > 0$ ) unterhalb der Kurve  $T_s/T_1 = 0$  liegen. Sie liegen um so weiter darunter, je grösser die Zeit  $T_s$  ist. Die folgenden experimentellen Daten bestätigen diese Aussage.

#### 5. Experimentelle Ergebnisse und Vergleich mit der Theorie

Die Normierung des Stromes in Bezug auf Spannung und Wellenwiderstand (Fig. 8, 10) erlaubt es, Ergebnisse aus einem recht breiten Spektrum verschiedener Anordnungen in einem einzigen Diagramm zusammenzufassen. Es ist auf diese Weise möglich, sehr unterschiedlich erscheinende Probleme miteinander zu vergleichen, wie z.B. das Ansprechen einer Überspannungssicherung bei einer Spannung von einigen 100 V, wie sie zum Schutz von Fernmeldeanlagen verwendet wird, mit dem Öffnen oder Schliessen eines Trennschalters in einer 400-kV-Anlage. Im folgenden werden einerseits eigene Messungen analysiert und zum anderen in der Literatur angegebene Messdaten ausgewertet.

##### 5.1 Niederspannungsmessungen

Die Niederspannungsmessungen wurden mit einer Spannung von einigen Volt ausgeführt, wobei als Schalter ein mit Quecksilber benetzter Kontakt diente. Bekanntlich bricht die Spannung an einem solchen Kontakt in etwa  $10^{-10}$  s zusammen. Der verwendete Oszillograph hatte aber nur eine Bandbreite von 50 MHz, d.h. eine Anstiegszeit von 10 ns. Die begrenzte Bandbreite verfälschte die Wiedergabe des Stromverlaufs in der gleichen Weise, wie eine Spannungszusammenbruchszeit  $T_s$  von 10 ns gewirkt hätte. Die Laufzeit  $T_1$  der Leitung betrug 30 ns ( $\alpha = 0,33$ ). Die gemessenen Stromamplituden wurden auf Spannung und Wellenwiderstand normiert und in Fig. 11 eingetragen. Die Übereinstimmung mit der Theorie ist befriedigend.

##### 5.2 Hochspannungsmessungen

Neben den Niederspannungswerten sind in Fig. 11 normierte Stromamplituden eingetragen, die aus Messungen mit Kugelfunkenstrecken und Stabfunkenstrecken bei hohen Spannungen bis zu 1 MV stammen. Ferner wurden Ströme nach Durchschlägen unter Isolieröl ausgewertet. Aus der Verteilung der Messwerte ist die Tendenz erkennbar, dass die Strom-

amplitude bei Funkenstrecken mit homogenem Feld vor dem Durchschlag grösser ist als bei Funkenstrecken mit inhomogenem Feld. Diese Tendenz ist dadurch zu erklären, dass eine Funkenstrecke mit ursprünglich homogenem Feld eine kleinere Zusammenbruchszeit  $T_s$  besitzt als eine Funkenstrecke mit inhomogenem Feld, aber gleicher Spannungsfestigkeit [3].

### 5.3 Näherungsformeln zur Eingrenzung der Messwerte

Es wurde der Versuch unternommen, die Messwerte mit Hilfe von Kurven einzugrenzen, die analytisch durch einfache Ausdrücke darstellbar sind. In Fig. 11 sind die Grenzkurven eingezeichnet, wobei die obere in normierter Form durch

$$i_N = \sqrt{T_k/T_1} + 1 \quad (7)$$

beschrieben wird und die untere durch

$$i_N = 0,3 \cdot \sqrt{T_k/T_1} \quad (8)$$

Die obere Grenze lautet in entnormierter Form

$$i = \frac{U_0}{Z} \cdot i_N = \frac{U_0}{Z} \left[ \sqrt{\frac{T_k}{T_1}} + 1 \right] \quad (9)$$

Die untere Grenze charakterisiert die Werte für typische inhomogene Felder wie Stabfunkenstrecken. Die oberen Grenzwerte treten besonders bei kleinen Schlagweiten oder hohen Feldstärken unmittelbar vor dem Durchschlag auf.

### 5.4 Erdströme in Hochspannungslaboratorien

Zu den wenigen bisher veröffentlichten Arbeiten über die transienten Erdströme in Hochspannungsanlagen gehört die Untersuchung von *Sirait* [4]. Er hat die Erdströme in drei ausgeführten Hochspannungslaboratorien gemessen und anschliessend den zeitlichen Verlauf mit einer Analogrechner-

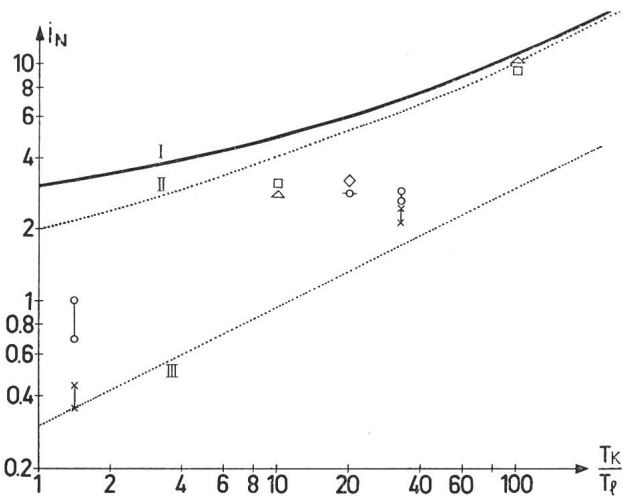


Fig. 11 Messwerte von Strömen in der Anordnung gemäss Fig. 5, auf Spannung und Wellenwiderstand normiert

I ideale Stromsichelwerte gemäss Fig. 9a

II obere Begrenzung der Messwerte durch den heuristischen Ansatz  $i_N = \sqrt{T_k/T_1} + 1$

III untere Begrenzung der Messwerte durch  $i_N = 0,3 \sqrt{T_k/T_1}$

△ Niederspannung, Hg-Schalter 10 V

□ Glimmsicherung 200 V mit Koaxialkabel

○-○ Kugelfunkenstrecke (Luft) 75 cm  $\varnothing$  bis zu 1 MV

×-× Stab-Stab bis zu 1 MV

◇ Durchschlag in Mineralöl 100 kV

○-○ Kugelfunkenstrecke 10 cm  $\varnothing$  100 kV

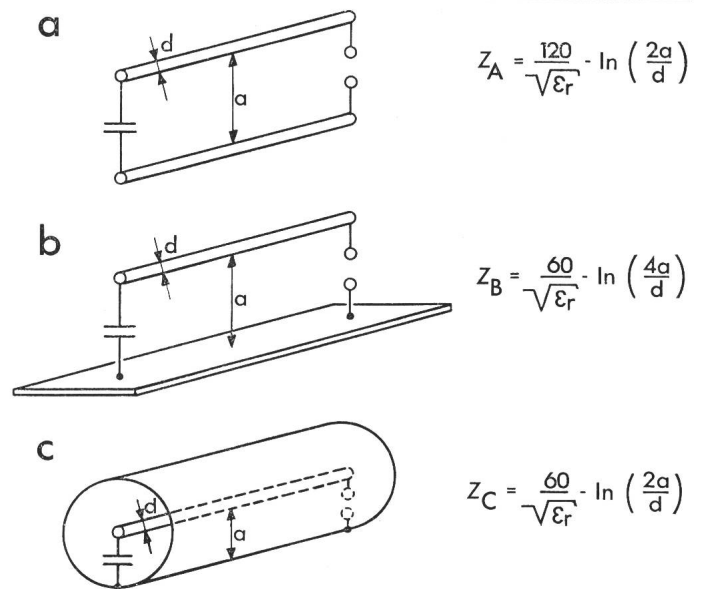


Fig. 12 Wellenwiderstände von Anordnungen mit unterschiedlichem Abschirmungsaufwand

$$Z_A = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \left( \frac{2a}{d} \right)$$

$$Z_B = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \left( \frac{4a}{d} \right)$$

$$Z_C = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \left( \frac{2a}{d} \right)$$

schtaltung analysiert. In bezug auf die Scheitelwerte zeigte sich, dass in der untersuchten vollgeschirmten Anlage Ströme bis zu 6,5 kA pro MV auftreten. In einer teilgeschirmten Anlage wurden Amplituden von etwa 2,5 kA pro MV gemessen. Als teilgeschirmte Anlage wird eine solche bezeichnet, die nur eine flächenhafte Erdelektrode, aber keine leitenden Wände enthält (Fig. 12b).

Ein Vergleich dieser Werte mit den Ergebnissen der vorliegenden Arbeit zeigt, dass sich alle von *Sirait* untersuchten Anlagen durch niedrige  $T_k/T_1$ -Werte in der Grössenordnung von 1 auszeichnen. Der Wellenwiderstand der vollgeschirmten Anlage betrug wegen des gleichzeitig sehr grossen Leiterdurchmessers schätzungsweise 250  $\Omega$ , derjenige der teilgeschirmten Anlage mit gleichzeitig sehr geringem Leiterdurchmesser etwa 800  $\Omega$ . Gl. (9) ergibt deshalb für eine Spannung von 1 MV Ströme von 8 kA bzw. 2,5 kA. Die Grössenordnung der Messergebnisse von *Sirait* lässt sich also mit der in dieser Arbeit entwickelten Theorie recht gut erklären.

Es sei noch bemerkt, dass die von *Sirait* gemachte und in der Literatur seither mehrfach weiterverwendete Aussage, die Stromamplitude von 6,5 kA pro MV sei ganz allgemein der obere Grenzwert für die transienten Ströme in vollgeschirmten Anlagen, wegen  $T_k/T_1 \approx 1$  nicht zutrifft. Im folgenden Abschnitt wird gezeigt, dass die obere Grenze etwa 4...5mal höher liegt, als von *Sirait* vermutet.

## 6. Schlussfolgerungen

Die Stromamplitude nach einem Funkenüberschlag in einem Prüfkreis nach Fig. 5 lässt sich mit Hilfe einer einfachen Näherungsformel abschätzen. In Gl. (9) werden nur Grössen einbezogen, die praktisch immer bekannt oder leicht zu ermitteln sind: die Leitungslänge  $l$ , der Wellenwiderstand  $Z$  des Leitungsstückes (Fig. 12) sowie die Kapazität  $C$  am Ende des Leitungsstückes.

1. *Numerisches Beispiel:* In einem sog. halbgeschirmten Hochspannungslaboratorium (Fig. 12b) befindet sich eine Leitung von 10 m Länge, 10 m über der flächenhaften Erd-

*Stromsichelwerte bei verschiedenem Schirmungsaufwand und verschiedenen Prüflingskapazitäten*

( $U = 1$  MV; Leiterlänge 10 m; Leiterabstand 10 m)

Tabelle I

Schirmung nach Fig. 12	Leiter $\varnothing$ (m)	$Z$ ( $\Omega$ )	$i$ (kA) bei $C = 100$ pF	$i$ (kA) bei $C = 5000$ pF
a	0,005	1000	2,7	13
b	0,005	540	4,2	18
b	0,2	320	6,2	25
c	0,2	270	7,5	27
c	0,6	250	7,5	28

elektrode. Der Drahtdurchmesser  $d$  beträgt 5 mm. Am Ende des Leitungsstückes ist eine Kapazität  $C = 5$  nF angeschlossen. Sie sei auf eine Spannung  $U_0$  von 1 MV aufgeladen.

Die Leitungslänge  $l$  entspricht einer Laufzeit von  $T_1 = l/c = 33$  ns. Aus Fig. 12 ergibt sich mit  $h = 10$  m und  $d = 0,005$  m ein Wellenwiderstand von  $Z = 540 \Omega$ . Mit  $C = 5$  nF errechnet man eine Zeitkonstante von  $T_k = 2,7 \mu s$ . Die normierte Stromamplitude ist dann nach Gl. (9)  $i = 18,5$  kA.

2. *Numerisches Beispiel:* Es ist zweckmässig, einen Überblick darüber zu bekommen, wie gross die Ströme sind, wenn sich die Schirmungsverhältnisse verändern oder wenn kleine Kapazitäten im Prüfkreis vorhanden sind. Zu diesem Zweck wurden für verschiedene Varianten in bezug auf Schirmungsaufwand, Leiterdurchmesser und Prüflingskapazität  $C$  die Ströme berechnet. Als gemeinsame Grössen liegen allen Varianten zugrunde: Leiterlänge 10 m, Leiterabstand 10 m, Spannung 1 MV. Die Ergebnisse sind in Tab. I dargestellt.

Man erkennt daraus deutlich, dass die Ströme mit wachsendem Abschirmungsaufwand ansteigen. Die höchste Amplitude tritt in völlig geschirmten Anlagen mit grossem Leiterdurchmesser und grosser Kapazität auf. Auf die Spannung von 1 MV bezogen, wurde ein Scheitelwert von 28 kA berechnet. Dieser Wert liegt etwa 5mal höher, als bisher angenommen wurde.

Bei Prüfungen mit Blitzstössen von 2 MV Scheitelwert kommen durchaus noch Prüflingskapazitäten von etwa 5 nF vor, so dass man die auf 1 MV bezogenen Werte aus Tab. I mit 2 multiplizieren kann. Beim Überschlag in einem vollgeschirmten Prüffeld tritt demnach ein Strom von 56 kA auf. Bei höheren Spannungen muss man berücksichtigen, dass mit zunehmenden Systemspannungen immer kleinere Prüflingskapazitäten vorhanden sind. In Prüfkreisen von 5-MV-Blitzstoss – etwa die höchste heute angewendete Stoßspannung – kommen nur Kapazitäten von etwa 1 nF vor. Mit einem Wellenwiderstand von  $250 \Omega$  und einer Leitungslänge von 30 m errechnet man aus Gl. (9) einen Strom von 50 kA, demjenigen in der 2-MV-Anlage entsprechend. Bei der derzeitigen Prüftechnik sind demnach keine wesentlich höheren Stromsichelwerte als 50 kA nach Prüflingsüberschlägen oder beim Erzeugen abgeschnittener Stoßspannungen zu erwarten.

3. *Numerisches Beispiel:* In einer 400-kV-Anlage mit einem Wellenwiderstand von  $300 \Omega$  befindet sich vor und hinter einem Trennschalter ein kapazitiver Spannungswandler mit einer Kapazität von 3 nF. Der Abstand zwischen den Wandlern beträgt 10 m. Der eine Wandler befindet sich unter Spannung, der andere ist spannungslos. Beim Schliessen des Trennschalters fliesst dann nach Gl. (9) durch die Wandler gegen Erde ein Strom von  $i \approx 6,8$  kA.

**Literatur**

- [1] A. Rodewald: Eine Abschätzung der maximalen  $di/dt$ -Werte beim Schalten von Sammelschienenverbindungen oder Hochspannungsprüfkreisen. ETZ-A 99(1978)1, S. 19...23.
- [2] K. W. Wagner: Operatorenrechnung und Laplacesche Transformation. Leipzig, Ambrosius Barth, 1950.
- [3] F. Heilbronner und H. Kärner: Ein Verfahren zur digitalen Berechnung des Spannungszusammenbruchs von Funkenstrecken. ETZ-A 89(1968)5, S. 101 bis 108.
- [4] T. Strait: Elektrische Ausgleichsvorgänge in Erdflächenleitern von Hochspannungslaboratorien. Dissertation der Technischen Hochschule Braunschweig, 1967.

**Adresse des Autors**

Dr. A. Rodewald, technischer Direktor, Emil Haefely & Cie AG, 4028 Basel.

**Die Entwicklung vom Preßspan zum Transformerverboard**

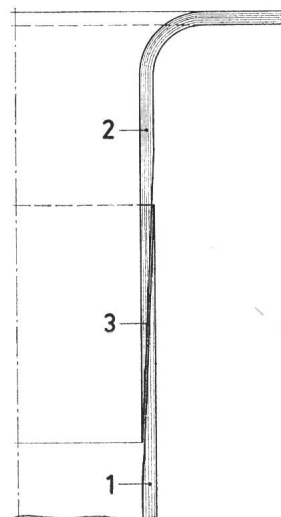
*Nachtrag zum Aufsatz*

im Bulletin SEV/VSE 68(1977)24, S. 1285...1288

In Ergänzung zum erwähnten Aufsatz mit gleichem Titel sei auf die konstruktive Entwicklung der eigentlichen Transformatorisolation etwas näher eingegangen, als dies beim geschichtlichen Überblick über das verwendete Isoliermaterial möglich war.

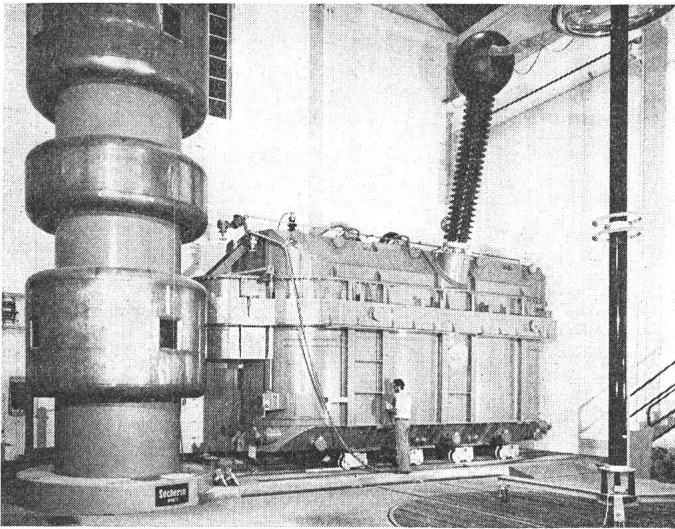
Einer der Ausgangspunkte der heute üblichen Hochspannungsisolation von Leistungstransformatoren ist beim aus Papier hergestellten Spreizflansch zu sehen. Dieser konnte bei sorgfältiger Aufbereitung und Wartung ohne Kühlkanäle bis 150 kV und darüber mit Kühlkanälen versehen erfolgreich bis zu Nennspannungen von 750 kV (BBC Anfang der 60er Jahre) ausgeführt werden.

Infolge der steigenden Anforderungen bezüglich Spannung und Leistung der Transformatoren, welche im gegebenen Bahnprofil ausgeführt werden müssen, wurden von den Herstellern von Transformatoren neue Lösungsmöglichkeiten gesucht und entsprechende Forderungen an die Hersteller von Isoliermaterial gestellt. Die Entwicklung des formstabilen Transformerverboards und die Idee, die Enden der Zylinder und der Winkelringkragen so anzuschärfen, dass diese ohne Verdickung ineinander über-



**Fig. 1**  
Zylinder-Winkelring-Kombination aus Transformerverboard

- 1 Zylinder
- 2 Winkelring
- 3 Angeschärfte Überlappung



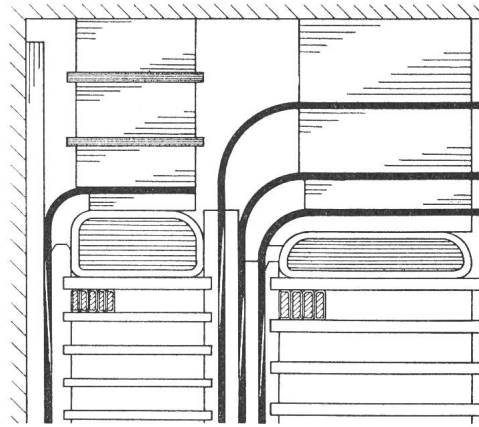
**Fig. 2 Drehstrom-Volltransformatoren-Bank**  
 $430 \pm 5\%/27 \text{ kV}$ , 1140 MVA

Geräuschdämmung auf 65 dB (A); Teilentladungspegel während 30 min zwischen (1,0...1,5)  $U_n \approx 40 \mu\text{V}$ .  
 Innere Wicklungs- und Hauptisolation in Feinbarrieren-Isolation aus Transformerboard (Werkbild Sécheron)

gehen (Fig. 1), führte zum allmählichen Ersatz des Weichpapiers durch die Zylinder-Winkelring-Kombination aus Transformerboard. Dank der Gleitfuge zwischen Zylinder und Winkelring wurde die Wicklungspressung nach der Montage erleichtert. Zudem konnten die Radien der Winkelringe so ausgelegt werden, dass die Ölkanäle an keiner Stelle überbeansprucht werden.

Bereits Ende der 50er Jahre fand dieses Prinzip in der Schweiz bis 750 kV eine erfolgreiche Anwendung. Zu jener Zeit wurde auch die noch heute bis zu den höchsten Spannungen (Fig. 2) benützte Fein-Barrierenisolation aus Transformerboard entwickelt (Fig. 3). Die Wandstärke der einzelnen Zylinder und Winkelringe kann dabei dank der Formstabilität von Transformerboard auf 2...3 mm Stärke reduziert werden. Die Breite der dazwischen liegenden Kühl- und Ölkanäle wird den auftretenden Feldstärken entsprechend ausgelegt. Die mechanische Festigkeit und Stabilität von Transformerboard verhindern Veränderungen der Ölkanäle während der Aufbereitung im Betrieb. Dies bedeutet, dass der Streukanal und die Enddistanz bei höherer Sicherheit bezüglich Ölkanäle und fester Isolation optimal ausgelegt werden können.

H. P. Moser



**Fig. 3 Feinbarrieren-Isolation aus Transformerboard (2...3 mm dick)**

## Commission Electrotechnique Internationale (CEI)

### Sitzungen des CE 41 und der SC 41A und 41B vom 30. November bis 2. Dezember 1977 in Mailand

#### CE 41, Relais électriques

Zur Behandlung der vorliegenden Dokumente hielten das CE 41 und die SC 41A und SC 41B ihre Sitzungen in Mailand ab. Aus der umfangreichen Traktandenliste seien folgende Dokumente hervorgehoben:

41(Secrétariat)57, Zusätzliche grundlegende Begriffe für Schutzrichtungen

41(Secrétariat)59, Normalisierte Kontaktbelastungen für Dauerversuche elektrischer Relais

41(Secrétariat)60, Prüfeinrichtungen für Dauerversuche elektrischer Relais

41(Secrétariat)63, Schutzsysteme (Entwurf)

Die Länderstellungen zu jedem dieser Dokumente wurden behandelt. Im Falle der *Wortbegriffe* wird zur Information ein verbessertes, abschliessendes Dokument durch das Sekretariat verteilt werden.

Im Falle der *Kontaktbelastungen für Dauerversuche* wird ein 6-Monate-Regel-Dokument als Anhang zur Publikation 255-0-20 in Auftrag gegeben.

Das Dokument der *Prüfeinrichtungen* wurde nach anschließender, zusätzlicher Begutachtung verspäteter Länderstellungen als Standarddokument unter dem beschleunigten Verfahren zur Überarbeitung in Auftrag gegeben.

Der Entwurf *Schutzsysteme* wurde in der Vergangenheit verschiedene Male zurückgewiesen, und auch zur vorliegenden, neu bearbeiteten Fassung lagen zahlreiche Länderstellungen vor. Man beschloss, dass die erhaltenen Kommentare der Arbeitsgruppe als Grundlage für eine Modifikation des vorliegenden Entwurfs dienen sollen. In gewissen Fällen sind die umstrittenen Punkte im Anhang aufzuführen, um einerseits das Hauptdokument zu entlasten und andererseits gewisse Systemauffassun-

gen nicht mit dem grundsätzlich normalisierbaren Inhalt zu vermischen. Allgemein zeigte sich, dass Systemfragen sehr schwer vom Standpunkt der Normung her angegangen werden können.

Die Arbeitsgruppen «Terminologie», «Kontakte» und «Systeme» legten durch ihre Sekretäre Rechenschaft über den Stand der jeweiligen Arbeiten ab. In allen 3 Fällen wurde Weiterfahren nach vorgelegten Programmen beschlossen.

#### Beziehungen zu anderen technischen Komitees

Ein Kurzbericht über die Arbeiten einer Arbeitsgruppe über modulare Systeme (allgemein) des Aktionskomitees wurde durch den Vorsitzenden des SC 41A vorgetragen. Der Präsident des CE 41 informierte über eine Zusammenkunft des ACET aufgrund eines Beschlusses der CEI-Tagung in Nizza.

SC 23F, *Dispositifs de connexion*, tagte 1977 in Moskau. Der Vorsitzende des SC 41A referierte über 3 Dokumente, die das CE 41 am Rande betreffen sowie über neue Arbeiten auf dem Gebiete der Leiterverbindungen.

CE 56, *Fiabilité et maintenabilité*. Dieses Komitee entsandte einen Beobachter ins CE 41, der aus seiner Sicht kurz über die wichtigsten Probleme referierte. Die ausgedehnte Diskussion über dieses Thema ergab, dass grundsätzlich die erwähnten Probleme hauptsächlich auch das CE 41 betreffen, wobei aus der Sicht des Vorsitzenden des SC 41B im Moment für dieses Unterkomitee kein dringender Bedarf an Normungsarbeit besteht. Es trat deutlich zutage, dass insbesondere das Thema «Betriebsicherheit» in allen Sparten der Elektrotechnik eine wachsende Rolle spielt.

CE 28, *Coordination de l'isolement*. Diese Diskussion wäre überflüssig gewesen, hätten die Delegierten an der Sitzung in Mailand bereits den gedruckten Text der Publikation 255-5 (Isola-