

**Zeitschrift:** Bulletin de l'Association suisse des électriciens  
**Herausgeber:** Association suisse des électriciens  
**Band:** 5 (1914)  
**Heft:** 1

**Artikel:** Über die Notwendigkeit von Schutzwiderständen in Hochspannungs-  
Ölschaltern  
**Autor:** Bauer, Bruno  
**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-1056616>

### **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:** 25.12.2024

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

## Ueber die Notwendigkeit von Schutzwiderständen in Hochspannungs-Oelschaltern.

Von Bruno Bauer, dipl. Ing.

Dem Einbau sog. Vorschaltwiderstände in Hochspannungsoelschalter wird in neuester Zeit wieder erhöhte Aufmerksamkeit entgegen gebracht. Jedermann geht hierbei von der richtigen Ueberlegung aus, dass den allgemein bei jedem Schaltvorgang entstehenden Ausgleichvorgängen durch den *Einbau eines „Dämpfungswiderstandes“* eine ungefährliche Erscheinungsform gegeben werden kann. Wenn trotzdem die Meinungen über den Schutzwert und die erforderliche Grösse der Vorschaltwiderstände auseinandergehen, so dürfte dies wohl darin liegen, dass die Gesichtspunkte oft grundverschieden sind, von denen aus die Zweckmässigkeit dieser Vorrichtung beleuchtet wird. Es mag daher im Nachfolgenden versucht werden, die Basis aufzustellen, von der aus das für und wider der Schutzwiderstände erwogen werden kann.

Das Bedürfnis nach den fraglichen Vorschaltwiderständen entspringt in der Hauptsache drei charakteristischen Begleiterscheinungen des ungedämpften Schaltvorgangs in modernen Hochspannungsanlagen. Es sind dies:

1. Die Ueberspannungs- und Ueberstromerscheinungen beim Schaltvorgang an Freileitungen und Kabeln sehr hoher Betriebsspannung.

2. Der Stromstoss beim Einschalten leerlaufender grosser Transformatoren und Induktions-Motoren moderner Konstruktion.

3. Die Beanspruchungen der Schalter selbst besonders beim Abschalten grosser induktiver oder kapazitiver Belastungen. Es mag an dieser Stelle gleich erwähnt sein, dass die unter Punkt 3 eventuell in Frage kommenden Schutzwiderstände nicht mit den sog. Schutzdrosselspulen (Power-limiting reactances) zu identifizieren sind. Letztere dienen bekanntlich dem Zweck, die Kurzschluss-Stromstärke grosser Zentralen auf einen für Maschinen und Apparate noch erträglichen Wert zu reduzieren, falls die Eigenreaktanz der Maschinen hierfür nicht ausreichen sollte.

Wir wollen nun die drei zitierten typischen Erscheinungen der Reihe nach je kurz behandeln und an Hand des heutigen Standes der Theorie sowie der bis heute vorliegenden Erfahrungen untersuchen, ob hierfür der Einbau von Vorschaltwiderständen angezeigt erscheint und welche Faktoren für deren Dimensionierung massgebend sind.

### 1. Schaltvorgänge an Freileitungen und Kabeln hoher Betriebsspannung.

Die Ueberspannungs- resp. Ueberstromerscheinungen nicht stationärer Natur, wie solche an den genannten Leitergebilden auftreten können, dürften heute durch die grundlegenden Arbeiten von K. W. Wagner, Petersen u. a. wohl jedem Fachmanne vertraut sein. Eine der einfachsten und zugleich markantesten Erscheinungen ist hierin der Spannungssprung beim Anlegen der unbelasteten Fernleitung an die Netzspannung. Diese breitet sich bekanntlich nach erfolgtem Einschalten in Form einer Wanderwelle längs der Leitung mit Lichtgeschwindigkeit aus. Fig. 1. Die am Leitungsende angeschlossene Hochspannungswicklung eines Transformators bildet einen Reflexionspunkt, der die ursprüngliche Amplitude der Welle theoretisch auf nahezu den doppelten Wert steigen lässt. Für Anlagen, die mit einem Sicherheitsfaktor grösser als 2 durchkonstruiert sind, braucht diese „Ueberspannung“ nicht notwendigerweise gefährlich zu sein, jedenfalls wird aber der relativ steile *örtliche* Potentialanstieg an der Wellestirne die Isolation der Eingangswindungen der Transformatorwicklung bedeutend (wenn auch nur kurzzeitig) beanspruchen, was durch die an dieser Stelle gemachten Erfahrungen im Betrieb ohne weiteres bestätigt wird. Ein Schutzmittel zur Behebung dieses Uebel-

standes ist offenbar hinreichend, wenn es ermöglicht, die Stirne der eintreffenden Spannungswelle vor dem Eindringen in den Transformator genügend zu verflachen, so dass sich alsdann der Spannungssprung örtlich über ein viel grösseres Bereich erstreckt. Das kann nun in einfacher Weise durch den Einbau eines Vorschaltwiderstandes im Oelschalter erreicht werden. Dieser bildet für die Spannungswelle, ähnlich wie oben für die Transformatorwicklung angegeben, einen partiellen Reflexionspunkt, derart dass der weiter wandernde Teil

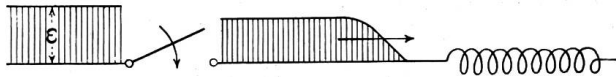


Fig. 1.

der Welle einen kleineren Amplituden-Wert aufweist (Fig. 2). Die weitere Verfolgung der Erscheinung würde zeigen, dass in den nächsten Phasen dieses periodischen Vorganges ein zweiter und dritter kleiner Spannungsschoss den Widerstand passieren wird. Die so entstehenden einzelnen Staffeln bilden alsdann durch örtlich verschobene Ueberlagerung die gewünschte Verflachung der Wellenstirne. Wenn dann nachher der Oelschalter seine Hauptkontakte schliesst, dürfte der Ausgleichvorgang bereits ausgeklungen sein.

Um ein Bild über die Grössenordnung solcher Widerstände zu geben, genügt die bekannte vereinfachte Berechnung der Wanderwellen vollauf.<sup>1)</sup>

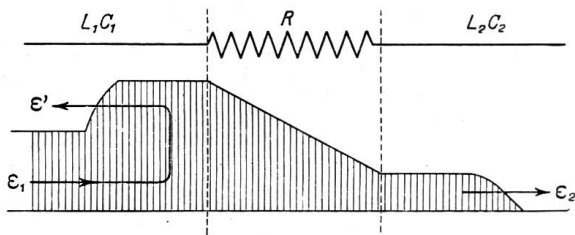


Fig. 2.

Der Zusammenhang zwischen Spannungswert und Ladestrom einer Welle ist charakterisiert durch die einfache Formel

$$e = i \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$$

wobei  $L_1$  resp.  $C_1$  die kilometrische Induktivität resp. Kapazität der betreffenden Leitung bedeuten; man nennt den Wurzelausdruck die Charakteristik der Leitung. Bezeichnet  $E$  die ankommende Welle vor dem, durch den Widerstand  $R$  gebildeten Reflexionspunkt und  $E'$  den weiter wandernden Teil derselben, der auf der Leitung mit der Charakteristik  $\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}$  wandern möge, so lautet das Reflexionsgesetz:

$$E' = E \cdot \frac{2 \sqrt{\frac{L_2}{C_2}}}{R + \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} + \sqrt{\frac{L_2}{C_2}}}$$

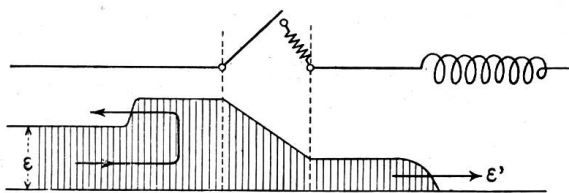


Fig. 3.

Wir wollen nun den praktischen Fall ins Auge fassen, wo eine lange Hochspannungsfreileitung unter Zwischenschaltung eines Oelschalters in einem Transformator endet (Fig. 3). Dann möge für die Freileitung

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = 500 \Omega$$

betragen, für das Stück zwischen Schalter und Transformator (Sammelschienen):

$$\sqrt{\frac{L_2}{C_2}} = 200 \Omega$$

Wie gross ist  $R$  zu wählen, damit der erste Spannungsschoss  $E' = \frac{1}{5} E$ ? Aus obiger Gleichung folgt:

<sup>1)</sup> Siehe z. B. Pfiffner, E. und M. 1912, No. 47.

$$R = \frac{2E \cdot \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} - E' \left( \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} + \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} \right)}{E'}$$

oder mit unserem Zahlenbeispiel:

$$R = \frac{2 \cdot E \cdot 200 - \frac{E}{5} \cdot 700}{\frac{E}{5}} = 1300 \Omega$$

Wäre die ankommende Leitung ein Kabel mit der Charakteristik

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = 100 \Omega$$

die Charakteristik des nachfolgenden Leitungsstückes aber  $500 \Omega$ , so würde  $R = 4400 \Omega$ .

Aus diesen kurzen Andeutungen kann schon herausgelesen werden, dass der Wert des Vorschaltwiderstandes zur Verminderung des Spannungssprungs unabhängig von Betriebsspannung und Schaltleistung ist und sich nur nach den elektrischen Konstanten des Leitungssystems richtet. Die oben berechneten Werte sollen lediglich über die Grössenordnung orientieren, jedenfalls ist ersichtlich, dass keine Metallwiderstände in Frage kommen können, sondern solche aus einem Leiter hohen Widerstandes. Z. B. aus Carborundum oder ähnlichen Materialien. Um eine Zahl zu nennen, kann gesagt werden, dass sich die vom behandelten Gesichtspunkte aus erforderlichen Widerstandswerte pro Phase im Mittel zwischen  $1000 \div 2500 \Omega$  bewegen werden.

Nun aber können auch noch andere Wege eingeschlagen werden, um dem Spannungssprung vor seinem Herantreten an die Hochspannungswicklung die besprochene Verflachung zu erteilen, es sind dies die wegen den Ueberspannungserscheinungen atmosphärischer Natur ohnehin erforderlichen Ueberspannungsschutzapparate wie Drosselspulen und Kondensatoren. Die theoretische Behandlung der Wirkungsweise dieser Apparate ist in elementarer Form von Pfiffner E. und M. 1912 durchgeführt worden, er hat gezeigt, dass die Spannungswelle beim Passieren einer Drosselspule oder eines Kondensators, zumal aber unter Anwendung deren Kombination, eine ähnliche Verflachung erleidet, wie oben kurz angedeutet worden ist. *Sobald daher heute bei einer Hochspannungs-Uebertragungsanlage ein nach modernen Gesichtspunkten entworfener Ueberspannungsschutz vorgesehen wird, kann der Vorschaltwiderstand im Oelschalter, insoweit solcher zur Verhütung von Ueberspannungserscheinungen gedacht ist, in Wegfall kommen.*

Wir haben bis jetzt die Schaltvorgänge an langen Kabelleitungen noch nicht berücksichtigt. Bezüglich der Erscheinungsform des Ausgleichvorgangs herrscht prinzipielle Uebereinstimmung mit den Vorgängen an Freileitungen, nur wird beim Einschalten eines langen Kabels z. B. neben der Spannungswelle die Einschaltstromwelle an Bedeutung gewinnen. Bedeutet  $C_1$  die kilometrische Betriebskapazität des Kabels in Farad,  $e$  den Momentanwert der angelegten Spannung in Volt im Einschaltmoment und  $v$  die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Welle (für Kabel etwas kleiner als die Lichtgeschwindigkeit  $3 \cdot 10^5$  km), so lautet die Formel für den momentanen Ladestromstoss:

$$i_m = v \cdot C_1 \cdot e \text{ Amp.}^1)$$

Der Wert ist, wie ersichtlich, unabhängig von der Länge des Kabels, im übrigen ist dieser momentane Ladestromstoss nicht mit dem konstanten Leerlaufstrom zu verwechseln, welche Grösse stets bedeutend kleinere Werte annimmt. Für ein verseiltes zweiadriges Kabel ergeben sich z. B. folgende Verhältnisse:

<sup>1)</sup> Ableitung des Ausdrucks siehe z. B. Petersen, Hochsp.-Technik, pag. 125.



Konstanter Ladestrom:

$$i_c = E \cdot \omega \cdot C_1 \cdot l \text{ Amp.}$$

wobei noch bedeuten . . .  $E =$  Effektivwert der Wechselfspannung in Volt.

$$\omega = 2 \pi \cdot \sim$$

$$l = \text{Kabellänge in km.}$$

Momentaner Ladestromstoss:

$$i_m = v \cdot C_1 \cdot E \cdot \text{Amp.}$$

wenn man annimmt, dass  $E$  die momentane Einschaltspannung sei; dann wird das Verhältnis der beiden Ströme

$$\frac{i_m}{i_c} = \frac{v}{\omega \cdot l}$$

bei 50 km. Kabel und  $50 \sim$  ist demnach der Ladestromstoss

$$i_m = i_c \times \frac{3 \cdot 10^5}{100 \cdot 50} = 60 \cdot i_c$$

Dieser erste Stromstoss beim Leerlauf eines Kabels könnte nun wiederum durch eine Widerstandsstufe im Oelschalter wirksam gedämpft werden; es muss aber gleich betont werden, dass die Verhältnisse an Kabelsystemen moderner Kraftübertragungsanlagen im allgemeinen das Ansteigen des Stromes auf diesen theoretischen Maximalwert gar nicht zulassen. Vergleichsrechnungen zeigen, dass bei wirtschaftlich richtig disponierten Anlagen die dem ersten Ladestromstoss entsprechende Ladeleistung die totale Kapazität des Kraftwerks oft um ein bedeutendes übersteigt; es ist also schon hierin dem maximalen Ladestrom eine natürliche Grenze gezogen. Dazu kommt, dass das Unterspannunglegen grosser Kabelnetze bei Leerlauf ohnehin besondere Vorkehrungen erfordert. Bekanntlich neigen Synchronmaschinen bei reiner Kapazitätsbelastung, wie solche beim leerlaufenden Kabel vorliegt, zur Selbsterregung, es sind daher für das „Anlassen“ des Kabels kompensierende Induktivitäten in Form von Serietransformatoren u. dergl. erforderlich, wenn nicht bei der Konstruktion der Generatoren zweckentsprechende Massnahmen getroffen werden. Alle diese Vorkehrungen lassen jedenfalls nur einen geringfügigen Ladestromstoss zu, da sie eine allmähliche Steigerung der Spannung auf den Betriebswert ermöglichen.

Pfannkuch hat in seinem Artikel über Versuchsergebnisse an einem Drehstromkabel für 30 000 Volt<sup>1)</sup> Oscillogramme wiedergegeben, die in sehr schöner Weise die Ein- und Ausschaltvorgänge am leerlaufenden Kabel, mit und ohne Vorschaltwiderstand im Oelschalter, erkennen lassen. Die nebenstehenden Bilder sind eine getreue Kopie der auf Seite 1126 und 1127 veröffentlichten Oscillogramme.<sup>2)</sup> Fig. 4 zeigt den Verlauf von Strom und Spannung am Kabelanfang beim *Einschalten* am Kabelanfang ohne Vorkontakt. Wie ersichtlich, erreicht der erste Ladestromstoss den 2.5fachen Amplitudinalwert des normalen Leerlaufstroms.

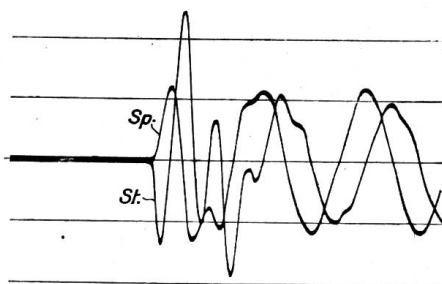


Fig. 4.

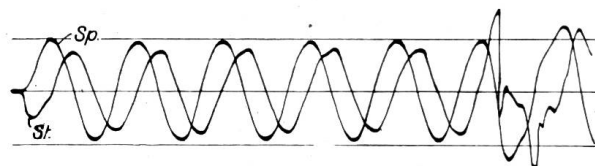


Fig. 5.

Hierbei, wie auch bei dem in Fig. 5 beschriebenen Versuch, wurde gleich die volle Betriebsspannung an das leerlaufende Kabel gelegt. Das folgende Bild (Fig. 5) stellt den *Einschaltvorgang* dar unter Verwendung eines zwischen Vor- und Hauptkontakt des Oelschalters eingebauten Carborundumwiderstandes von  $4000 \Omega$  pro Phase. Das Oscillogramm

<sup>1)</sup> „Drehstromkabel für 30 000 Volt“ von Dipl. Ing. W. Pfannkuch, ETZ 1912, Heft 43/44.

<sup>2)</sup> Wie Pfannkuch in seinem Artikel mitteilt, sind jeweiligen die synchronen Amplituden der Strom- und Spannungskurve auf verschiedenen Seiten der Abscissenaxe projiziert.

zeigt deutlich, dass der Einschaltvorgang über die Zeit des vorgeschalteten Widerstandes vollkommen schwingungsfrei verläuft, erst nach Schliessung der Hauptkontakte tritt in Folge des plötzlichen Spannungsanstiegs ein kleiner Stromstoss auf.

Dem dritten Teil dieser Arbeit, der die *Ausschaltvorgänge in Oelschaltern* behandelt, voregreifend, mögen schon hier diese Verhältnisse für leerlaufende Kabel kurz gestreift werden. Das Abschalten statischer Kapazitäten (im Gegensatz zu „rotierenden Kapazitäten“) zeigt insofern eine Eigentümlichkeit, als das Ausklingen des Leerlaufstroms im Lichtbogen unter Umständen diskontinuierlich verlaufen kann. Nach erfolgtem Auslöchen des Bogens herrscht nämlich am Klemmenpaar auf der Kabelseite des Oelschalters die konstante Ladenspannung des Kabels, wie solche durch die letzte Lichtbogenbrücke angelegt worden ist, am anderen Klemmenpaar die periodisch wechselnde Spannung des Generators. Diese zwei Spannungen sind im ersten Zeitpunkt nach erfolgtem Löschen einander gleich und zwar nahezu gleich dem Amplitudinalwert, da der Lichtbogen in der Nähe des Stromdurchgangs

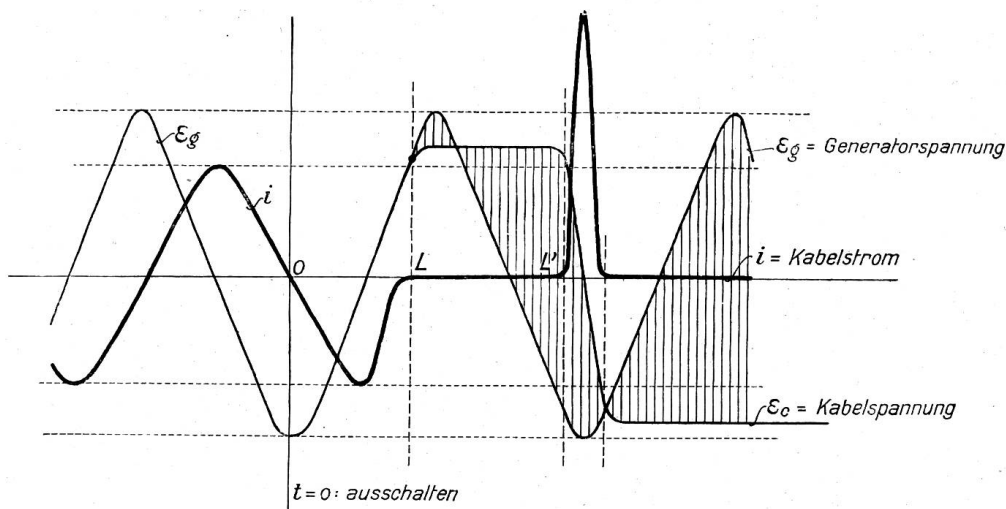


Fig. 6.

durch Null abreisst, und somit die Generator- resp. Kabelspannung in Folge der Phasenverschiebung um  $90^\circ$  zur Zeit den Maximalwert durchläuft. Mit wachsender Zeit vergrößert sich aber die Potentialdifferenz zwischen den Schalterklemmen-Paaren, sie kann nach Verlauf einer halben Periode bis zum doppelten Maximalwert der Betriebsspannung ansteigen, was alsdann eine erneute Lichtbogenbildung zur Folge haben muss. In Fig. 6 ist dieser Vorgang angedeutet;  $OL$  zeigt die Dauer des ersten Abschaltbogens,  $L'$  den Zeitpunkt, wo die Differenz zwischen Generator- und Kabelspannung genügt, einen zweiten Lichtbogen zu zünden. Die schraffierten Flächen zeigen die Variation der Schalterklemmenspannung.

Die theoretische Behandlung dieser Vorgänge ist bis heute erst qualitativ möglich, zur zahlenmässigen Berechnung des maximalen Stromstosses beim Ausschalten fehlt noch die Kenntnis der Lichtbogenkonstanten im Oel. Es sei daher wieder auf die diesbezüglichen Versuche von Pfannkuch verwiesen. Beim Ausschalten von 60 km des erwähnten leerlaufenden Kabels zeigt das Oscillogramm nach seinen Angaben Stromstösse von drei- und vierfacher Amplitude des normalen Leerlaufstroms. Unter Verwendung des Vorschaltwiderstandes von  $4000 \Omega$  pro Phase konnte prinzipiell die gleiche Erscheinung konstatiert werden, nur zeigten die Stromstösse bedeutend kleinere Maximalwerte. Die übliche Anordnung der Schutzwiderstände nach Fig. 7 ist ja eigentlich auch nicht geeignet, einen stosslosen Abschaltvorgang zu gewährleisten, hierfür käme eine Schaltung in Betracht wie sie für die sog. Feldentladeschalter an Generatorerregungen gebräuchlich ist. Soll die Anordnung nach Fig. 7 ihren Zweck erfüllen, so müssten die Vorschaltwiderstände derart bemessen sein, dass sie mit dem alsdann reduzierten Leerlaufstrom die Netzspannung am Kabel gemessen auf eine Teilspernung, z. B.  $\frac{1}{4}$  herab zu setzen vermögen, dann wird der Schalter nach

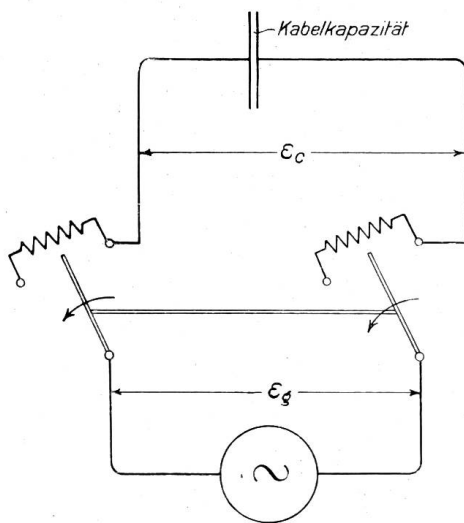


Fig. 7.

Verlassen der Nebenkontakte an seinen Klemmenpaaren Spannungen von höchstens  $\frac{5}{4}$  Netzspannung aufweisen. Ueberschlägliche Rechnungen führen auch hier auf Widerstände mit der Dimension  $1000 \Omega$ .

Es möge an dieser Stelle erwähnt sein, dass die Siemens-Schuckert-Werke empfehlen, Oelschalter mit Vorschaltwiderstand zu verwenden, sobald das Produkt aus Kabellänge in km und der Betriebsspannung in Volt den Wert 100 000 erreicht oder übersteigt.<sup>1)</sup> Es wäre interessant zu vernehmen, welche Ueberlegungen oder Erfahrungen zu dieser Festsetzung geführt haben.

Die von Pfannkuch veröffentlichten Oscillogramme lassen aber andererseits erkennen, dass die ohne Vorschaltwiderstand zu erwartenden Stromstöße beim Zu- und Abschalten leerlaufender Kabel nicht derart sind, dass sich aus ihnen eine unzulässige Beanspruchung irgend eines Teils der Anlage herleiten

liesse. Es kann daher auch hier gesagt werden, dass *Vorschaltwiderstände für Oelschalter grosser Kabelnetze entbehrlich sind, insofern solche zur Begrenzung des Ladestromstosses beim Zu- und Abschalten gedacht sind.*

## 2. Die Vorgänge beim Einschalten grosser leerlaufender Transformatoren und Induktionsmotoren.

Die theoretische Seite dieses Problems ist in der Literatur schon vielfach behandelt worden,<sup>2)</sup> wir wollen uns daher begnügen, diese Erscheinungen und ihre Erklärung nur kurz anzudeuten, um alsdann das Hauptgewicht unserer Betrachtungen auf die Mittel zu deren Bekämpfung zu legen.

Das Einschalten grosser Induktivitäten, wie solche durch den Hochspannungsteil leerlaufender Transformatoren und Induktionsmotoren repräsentiert werden, kann Ueberströme und Ueberspannungen zur Folge haben. Wir beschäftigen uns vorerst mit ersteren und wollen annehmen, es werde eingeschaltet, wenn die dem Transformator aufzudrückende Spannung eben durch Null geht. Der Leerlaufstrom würde dann, stationärer Zustand vorausgesetzt, in seinem Maximalwert stehen und mit ihm natürlich der zugehörige Flux, da gerade bei modernen Ausführungen (kleine Eisenverluste, weil legiertes Blech, Induktanz den inneren ohm'schen Widerstand stark überwiegend) dieser um nahezu  $90^\circ$  der Spannung nacheilt. Im Einschaltmoment herrscht aber noch kein Flux im Eisen vor, während der stationäre Zustand doch dessen Amplitudinalwert benötigt, es ist daher ohne weiteres klar, dass dieses, man möchte sagen, „falsche Parallelschalten“ einen Ausgleichvorgang nach sich zieht, der sich in Form einer Schwingung dem stationären Zustand überlagert. Diese tritt freilich in allen praktischen Fällen sehr stark gedämpft auf, eine Folge der Eisen- und Kupferverluste, so dass der Ausgleichvorgang schon nach wenigen Perioden der aufgedrückten Spannung ausgeklungen ist. Nichtsdestoweniger kann die resultierende Schwingung des Leerlaufstroms im Einschaltmoment ganz bedeutende Werte annehmen. Dies tritt besonders deutlich bei Transformatoren zu Tage, die ohnehin mit hohen Sättigungen arbeiten, weil alsdann der während des Ausgleichvorgangs erforderliche *zusätzliche* Flux infolge der hier schon flach verlaufenden Magnetisierungskurve sehr hohe Werte des Magnetisierungsstroms benötigt. Diese können noch vergrössert werden, wenn der remanente Magnetismus gleichrichtig mit dem vom Einschaltstrom herrührenden verläuft, da er den Vorgang von vorneherein in's Sättigungsgebiet verlegt.

<sup>1)</sup> Nachtrag IV zur Preisliste 1908.

<sup>2)</sup> Schwaiger, E. und M., Wien 1909; Rogowski, Arch. für Elektr., Bd. 1, Heft 8; J. D. Yensen, E.T.Z 1912, pag. 1001.

J. D. Yensen, Illinois, hat dieses Verhältnis an vorhandenen Transformatoren rechnerisch und experimentell behandelt und hierüber in der E. T. Z. 1912, pag. 1001, berichtet. Unter Zuhilfenahme der an den untersuchten Objekten aufgenommenen Hysteresis-Schleifen und Magnetisierungskurven ermittelt er auf rechnerischem Wege die mutmassliche Einschaltkurve des Leerlaufstroms und konnte eine schöne Uebereinstimmung mit dem experimentell aufgenommenen Oscillogramm erzielen. Fig. 8 zeigt die getreue Kopie des letzteren. Der Untersuchung lag ein 5 KVA-Transformator zu Grunde mit einem normalen Magnetisierungsstrom von 1.27 Amp. Amplitudinalwert. Wie das Bild zeigt, erreichte der erste Einschaltstoss den 41fachen Wert, nämlich 52.1 Amp. Die nachfolgende Tabelle, Seite 22, die der erwähnten Arbeit entnommen ist, zeigt die Verhältnisse bei anderen untersuchten Transformatortypen.

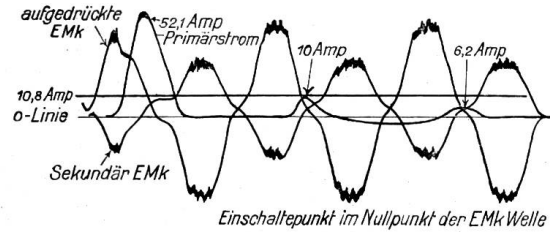


Fig. 8.

Um nun die Mittel zur Bekämpfung dieser Erscheinungen kennen zu lernen, müssen wir über den Einfluss der elektrischen Konstanten des Schwingungskreises orientiert sein. Nachdem wir ohnehin die magnet. Konstanten als gegeben betrachten müssen, genügt für vorliegenden Zweck die Behandlung der eisenlosen Induktionsspule; für diese gilt das allgemeine Schwingungsgesetz:

$$E \sin \omega t = L \frac{di}{dt} + R \cdot i$$

und nach  $i$  aufgelöst:

$$i = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin \alpha \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} + \frac{E}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \cdot \sin (\omega t - \alpha)$$

Dieser Ausdruck weicht grundsätzlich nicht von dem unter Berücksichtigung der magnet. Verhältnisse im Eisen ab, jedenfalls sieht man hierin das oben gesagte bestätigt, indem der Ausdruck für  $i$  aus 2 Schwingungen besteht, der aufgedrückten periodischen und der übergelagerten aperiodischen Schwingung. *Der Einfluss der Letzteren kann nun, wie ersichtlich, durch 2 Mittel eingeschränkt werden, nämlich durch Vergrößerung des Widerstandes oder der Selbstinduktion im Schwingungskreis*; d. h. für uns also Einbau eines Zusatzwiderstandes oder einer Drosselspule. Nachdem wir diese Schutzmittel in den Oelschalter einbauen wollen, kommt für uns nur der Vorschaltwiderstand in Frage. Yensen hat den Einfluss dieses Widerstandes unter Benützung der genauen, die magnetischen Verhältnisse berücksichtigenden Formel untersucht. Unser Ausdruck für  $i$  zeigt schon, dass erst für  $R = \infty$  eine vollkommene Dämpfung ermöglicht wird, man muss daher zur Berechnung des Dämpfungswiderstandes eine zulässige Grenze des Stromstosses festlegen, wobei sich dann natürlich für jeden Transformator oder Induktionsmotor ein bestimmter Wert des Widerstandes ergibt. Yensen schlägt vor, diesen nach der Formel zu berechnen:

$$R = \frac{1/2 \text{ normale Klemmenspannung}}{\text{Vollast-Strom}}$$

Die damit erreichte Reduktion der Einschaltstromstärke ist in folgender Tabelle von Yensen ersichtlich.<sup>1)</sup>

Type	KVA	Spannung		Vollaststrom primär in Effekt.-Werten Ampère	Amplitude des grössten Stromstosses Ampère	Verhältnis zur Amplitude des Vollaststroms	Stromstoss-Amplitude mit $R = 1/2 E : I$ Ampère
		Primär	Sekundär				
A	5	110	2200	45.5	390	6.1	78
B	5	2080	460	2.4	13.5	4.0	—
C	50	2200	440	22.7	235	7.3	50
D	7.5	440	110	17.05	62	2.6	—
E	15	440	220	31.4	255	5.3	—

<sup>1)</sup> Seite 1003, E. T. Z. 1912.

Transformatoren *A*, *C* und *E* sind als neueste Typen mit legiertem Blech angegeben, *B* und *D* als ältere Ausführungen.

Der nach der Yensen'schen Formel berechnete Wert des Zusatzwiderstandes ist jedenfalls für die in Betracht gezogenen Transformatoren-Modelle völlig ausreichend, da wie die Tabelle zeigt, der Einschaltstromstoss auf rund  $\frac{1}{5}$  reduziert werden kann. Es steht anscheinend nichts im Wege, die Methode von Yensen zur Berechnung des Maximal-Einschaltstroms auf grosse Transformatoren anzuwenden, sodass sich das erzielte Reduktionsverhältnis für alle modernen Modelle mit legiertem Blech ungefähr um den gleichen Wert bewegen wird.

Unter Zugrundelegung der genannten Formel ist für verschiedene Leistungen und Spannungen der erforderliche Dämpfungswiderstand ausgerechnet worden, die Resultate sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt. Die angegebenen Leistungen verstehen sich für Drehstrom.

Verk. Spannung in Volt	Leistungen in KVA					
	50	250	750	2500	5000	10 000
	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$
5000	430	86	—	—	—	—
10 000	1720	340	115	—	—	—
20 000	—	1350	460	135	—	—
35 000	—	—	1410	425	212	—
50 000	—	—	—	860	430	215
80 000	—	—	—	—	1100	550
100 000	—	—	—	—	—	860

Die Tabelle zeigt, dass der für eine bestimmte Leistung zu erwartende höchste Widerstand nur wenig variiert. Berücksichtigt man, dass diese Leistungen bei Einphasenstrom einen um  $\sqrt{3}$  mal grösseren Widerstand erfordern, als oben angegeben, so wird man nicht fehl gehen, wenn man festlegt: *Schalter bis 35 000 Volt Betriebsspannung sollen zur Reduktion des Einschaltstroms von Transformatoren und Induktionsmotoren pro Phase einen Vorschaltwiderstand von rund 2500 $\Omega$  aufweisen. Für höhere Betriebsspannungen kann dieser auf 1500 $\Omega$  reduziert werden.*

Diese Angaben geben nach obiger Zusammenstellung die Grenzwerte wieder und sind im Sinne einer Vereinheitlichung bezüglich der Schalterkonstruktion gedacht.

Man kann sich nun aber auch im vorliegenden Falle wieder fragen, ob tatsächlich eine Reduktion des Einschaltstromstosses für Transformatoren von nöten ist. Nehmen wir den ungünstigsten Fall von Yensen's Beispielen, so zeigt sich dort ein max. Stoss von 7,3facher Grösse der *Vollaststrom-Amplitude*. Nachdem heutzutage viele Firmen für ihre Transformatorkonstruktionen momentane Kurzschlussströme von 20 und mehrfachen Betrag des normalen Vollaststroms zulassen, scheint die durch den Einschaltstromstoss hervorgerufene Beanspruchung belanglos. Man kann freilich einwerfen, dass letzterer bisweilen als gefährlicher Ueberspannungserreger auftritt, wie ja überhaupt das Anlegen einer ungedämpften Spannungswelle an die Hochspannungswicklung zusätzliche Beanspruchungen der Isolation nach sich zieht. Unter Berücksichtigung dieses Gesichtspunkts dürfte es für Transformatoren sehr hoher Betriebsspannung wohl empfehlenswert sein, durch den Einbau eines Vorschaltwiderstands in den Oelschalter zwei Phaenomene des Einschaltvorgangs in eine für den Betrieb ungefährliche Erscheinungsform zu bringen.

Aehnlich wird wohl auch aus diesem Grunde die Verwendung von Stufenschaltern für grosse Induktionsmotoren zu befürworten sein. Es soll aber nicht unerwähnt sein, dass es auch hier Wege gibt, den Vorschaltwiderstand zu vermeiden. Die Firma Brown Boveri



& Cie. schaltet zu diesem Zweck den Klemmen der grossen Induktionsmotoren Kondensatoren der Soc. générale des condensateurs électriques, Fribourg, parallel und ermöglicht hierdurch, wie Versuche zeigten, ein überspannungsloses Einschalten des Stators.

### 3. Die Schaltvorgänge im Hochspannungs-Oelschalter und deren Beeinflussung durch den Vorschaltwiderstand.

Es muss gleich von vorneherein bemerkt werden, dass bis heute hierüber noch keine Resultate programmässig durchgeführter Versuche vorliegen, wie auch noch keine eigentliche Theorie des Abschaltvorgangs aufgestellt worden ist. Wohl sind vor Jahren schon in Amerika Ueberlastungsversuche an Oelschaltern vorgenommen worden, in neuerer Zeit auch in Europa (bekannt sind z. B. die Versuche von Marguerre<sup>1)</sup>), doch lässt das hierdurch geförderte Material *vorerst* noch keine Schlüsse über den Abschaltvorgang an sich, ziehen.

Der Verfasser möchte daher versuchen, die Basis für eine Theorie aufzustellen, von der aus an Hand wohlorganisierter Versuche eine zahlenmässige Umschreibung des Abschaltvorgangs möglich sein dürfte und damit auch in gewissem Sinne die Vorausberechnung der Oelschalter selbst.

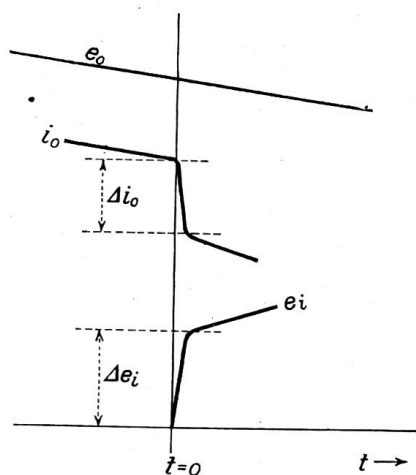


Fig. 8 a.

Wir wollen annehmen, ein Oelschalter beginne zur Zeit  $t = 0$  seine normale Abschaltleistung abzuschalten, die gegeben sei durch den Vollaststrom  $i_0$  (Momentanwert) und die Klemmenspannung  $e_0$ . Es wird dann eine sehr kleine Zeit  $\Delta t$  dauern, bis die Kontakte vollständig ausser Berührung sind, in Folge des Anwachsens des Berührungswiderstandes wird hierbei der Strom um den Betrag  $\Delta i_0$  gesunken sein, die *innere Schalterspannung* den Wert  $\Delta e_i$  erreicht haben. Jedenfalls ist bereits ein Teil der Abschaltleistung in Wärme umgesetzt worden; dessen Betrag angenähert durch das Arbeitsdreieck

$$\Delta A = \frac{\Delta e_i (i_0 - \Delta i_0)}{2} \cdot \Delta t$$

gegeben ist.  $\Delta A$  ist ein Bruchteil der totalen *Schaltarbeit*  $A$  die offenbar gegeben ist durch den Ausdruck:

$$A = \int_{t=0}^{t=t_e} i \cdot e_i \cdot dt$$

wo  $t_e$  = Zeitdauer des Schaltvorgangs. Der Betrag von  $\Delta e_i$  hängt offenbar von den Momentanwerten von  $i_0$  und  $e_0$  zur Zeit  $t = 0$  ab, ferner von Grösse und Form der Abreisskontakte. Erreicht  $\Delta e_i$  den Wert  $g_{cu}$  Volt, der zur Zündung eines Lichtbogens zwischen Kupferelektroden erforderlich ist, so wird der weitere Verlauf des Abschaltvorgangs unter Lichtbogenbildung vor sich gehen. Ueber die Grösse von  $g_{cu}$  liegen keine exakten Versuchswerte vor, ein Mittelwert verschiedentlicher Veröffentlichungen beträgt 20 Volt, andererseits sind aber bei Oxydbildungen an den Elektroden Werte von mehreren hundert Volt gemessen worden. Die Erfahrung lehrt übrigens, dass die Grosszahl der betriebsmässigen, normal verlaufenden Abschaltungen im Oelschalter unter Lichtbogenbildung stattfindet. Ueber die Bedingungen denen der äussere Stromkreis bei gegebener Schaltertype genügen muss, um funkenloses Abschalten zu gewährleisten, sollen später Angaben gemacht werden.

Um den weiteren Verlauf des Vorgangs zu beschreiben, wollen wir nun annehmen, dass tatsächlich  $\Delta e_i > g_{cu}$ , dann wird offenbar nach der Zeit  $\Delta t$  eine neue Phase des

<sup>1)</sup> Marguerre, einige Versuche mit Oelschaltern. E. T. Z. 1912, pag. 709 bis.



Vorgangs in Erscheinung treten: Der zwischen den vorerst noch unendlich nahen Kontaktflächen herrschende Lichtbogen wird im Verein mit der oben berechneten Stromübergangswärme die benachbarte Oelmenge verdampfen, so dass sich ohne allen Zweifel der Lichtbogen in einem Gasgemisch entwickeln wird. Mit wachsender Bogenlänge muss auch die Schaltarbeit wachsen, deren Wärmeäquivalent zum grössten Teil der den Lichtbogen umgebenden Gasmasse zugeführt wird. Hieraus resultiert eine stete Vergrösserung des Gasvolumens als Folge der Temperatursteigerung und des Verdampfens neuer Oelmengen. Die Existenzbedingungen der zusammenhängenden Gasmasse sind gegeben durch das Gleichgewicht zwischen dem inneren Gasdruck  $p_i$  und dem äusseren Flächendruck  $p_a$  der umgebenden Oelmasse. (Fig. 9.) Wird  $p_i$  dauernd grösser als  $p_a$  so verläuft der Abschaltvorgang abnormal, der Schalter „raucht“, „spritzt“ oder explodiert, wenn nicht ein rascher Druckausgleich möglich ist. Das Wachsen des Elektrodenabstandes und die Temperatursteigerung des Gases wirken beide auf eine Vergrösserung des scheinbaren Lichtbogenwiderstandes hin, so dass bei einer bestimmten Schalterstellung die Bedingungen für das Bestehen des Lichtbogens dauernd nicht mehr erfüllt sind, der Abschaltvorgang ist beendet. Die totale Schaltarbeit des Oelschalters wird beim normalen Abschaltvorgang vollständig in Wärme überführt, die teilweise zur Verdampfung und Dissociation eines Teils der

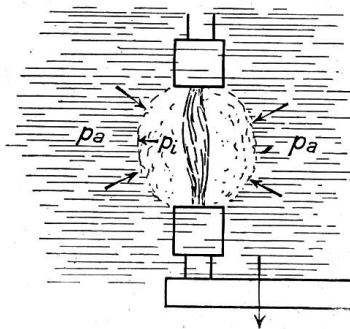


Fig. 9.

Oelmenge verbraucht wird, teilweise sich als eine Temperaturerhöhung der gesamten Oelmenge kundgibt.

Die entwickelte Hypothese, wonach der Abschaltvorgang unter der Voraussetzung  $\Delta e_i > g_{cu}$  als Lichtbogenscheinung im Gasgemisch gedeutet wird<sup>1)</sup>, erlaubt nun eine näherungsweise mathematische Behandlung des Problems. Es kann hier natürlich nicht die Stelle sein, die Gesamtheit aller Erscheinungsmöglichkeiten des Abschaltvorgangs theoretisch zu bearbeiten, es soll vielmehr an Hand des einfachen Wechselstromkreises untersucht werden, in wie weit die mathematische Formulierung die Vorgänge zu deuten vermag und welche Aufgaben dem Experiment zufallen, um den gewonnenen Resultaten zahlenmässige Form zu geben.

Wir gehen aus vom einfachen Wechselstromkreis, der gegeben ist durch die elektromotorische Kraft  $\mathcal{E}$  und durch den äusseren Widerstand  $w_a$  als induktionslose Belastung (Fig. 10). Zur Zeit  $t = 0$  möge der Schalter geöffnet werden, bezeichnet dann  $e_i$  die innere Schalterspannung, so gilt offenbar jederzeit:

$$\mathcal{E} \sin \omega t = i \cdot w_a + e_i$$

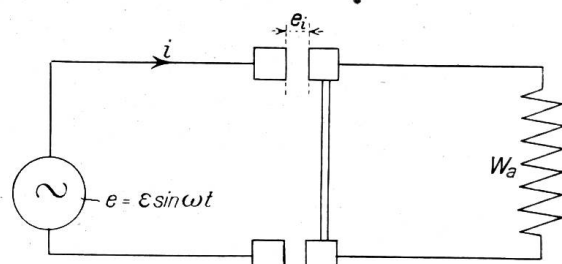


Fig. 10.

Ueber das Gesetz, das Elektrodenspannung, Strom und Bogenlänge eines Wechselstromlichtbogens verbindet, liegen noch keine Beobachtungen vor. Frau Ayrton hat für diese Verhältnisse beim Gleichstromlichtbogen die Formel aufgestellt:

$$e_i = g + a s + \frac{\gamma + \delta \cdot s}{i}$$

Volt  
Amp.  
cm

wobei  $s$  die jeweilige Bogenlänge bedeutet,  $g$ ,  $a$ ,  $\gamma$  und  $\delta$  Konstanten sind, die von Material, Grösse und Form der Elektroden abhängen;  $g$  ist die früher schon erwähnte erforderliche Anfangsspannung zum Lichtbogenansatz. Es steht prinzipiell nichts im Wege, das Gesetz auch auf Wechselstrom anzuwenden, nur muss hierbei jede halbe Periode der aufgedrückten EMK gesondert behandelt werden. Wir machen vorerst die Annahme, dass  $s$ , die Elek-

<sup>1)</sup> Auch von A. Simon, E. und M., 1913, pag. 673, befürwortet.

trodendistanz linear mit der Zeit wachse und setzen daher  $s = a \cdot t$ . Weiterhin sei vorausgesetzt, dass obige Konstanten der Ayrton'schen Gleichung über den Abschaltvorgang unveränderten Wert beibehalten, was freilich kaum zutreffen dürfte, vielmehr werden sie sich, dem veränderlichen Zustand des Gasgemisches gemäss, im Sinne eines früheren Abreissens des Lichtbogens konstellieren. Dann lautet die Zustandsgleichung des elektrischen Systems im Abschaltvorgang:

$$\mathcal{E} \sin \omega t = i \cdot w a + g + a \cdot a \cdot t + \frac{\gamma + \delta \cdot a \cdot t}{i}$$

nach  $i$  aufgelöst ergibt sich die Gleichung der Stromkurve

$$i = \frac{\mathcal{E} \sin \omega t - (g + a \cdot a \cdot t)}{2 w a} \pm \frac{\sqrt{\{\mathcal{E} \sin \omega t - (g + a \cdot a \cdot t)\}^2 - 4 w a (\gamma + a \cdot \delta \cdot t)}}{2 w a}$$

zur Zeit  $t = 0$  sei die EMK im Wert  $\mathcal{E} \sin \omega t_0$ , dann wird

$$i_{t=0} = \frac{\mathcal{E} \sin \omega t_0 - g}{2 w a} \pm \frac{\sqrt{\{\mathcal{E} \sin \omega t_0 - g\}^2 - 4 w a \cdot \gamma}}{2 w a}$$

Die Diskussion dieser Gleichungen lässt sich am besten an Hand des zugehörigen Kurvenbildes durchführen, nebenstehende Figur 11 ist der graphische Ausdruck der gewonnenen Beziehungen. Wie ersichtlich ergibt sich der Verlauf des Abschaltstromes durch Superposition zweier Stromwellen, der Grundwelle:

$$\frac{\mathcal{E} \sin \omega t - (g + a \cdot a \cdot t)}{2 w a}$$

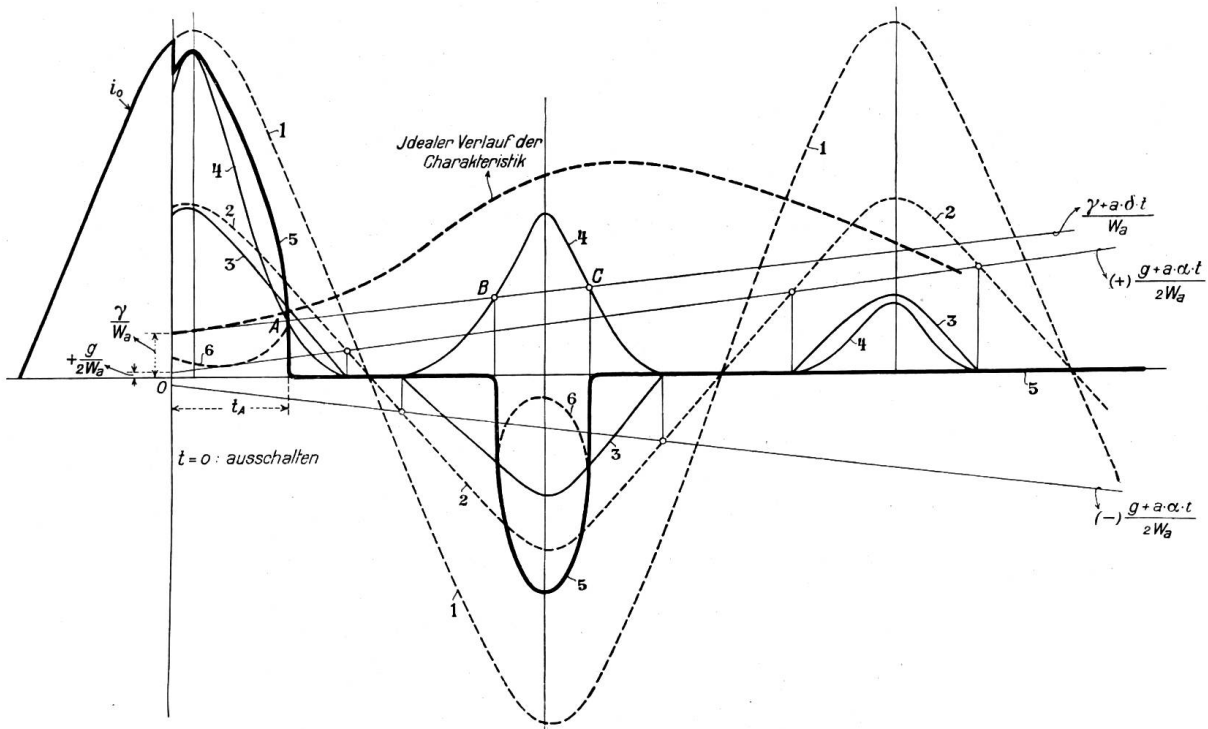


Fig. 11.

Legende: 1 Verlauf von  $\frac{\mathcal{E} \sin \omega t}{w a}$   
 2 " "  $\frac{\mathcal{E} \sin \omega t}{2 w a}$   
 3 " "  $\frac{\mathcal{E} \sin \omega t - (g + a \cdot a \cdot t)}{2 w a}$

Legende: 4 Verlauf von  $\left\{ \frac{\mathcal{E} \sin \omega t - (g + a \cdot a \cdot t)}{4 w a^2} \right\}$   
 5 " "  $i$  wirklicher, reeller Teil.  
 6 " "  $i$  imaginärer Teil.

und der Zusatzwelle:

$$\sqrt{\frac{\{\mathcal{E} \sin \omega t - (g + a \cdot \alpha \cdot t)\}^2 - 4 wa (\gamma + a \cdot \delta \cdot t)}{2 wa}}$$

positiv und negativ aufgetragen. Beachtet man, dass der Schalterstrom vor  $t = 0$  gleich dem Vollaststrom  $i_0 = \frac{\mathcal{E} \sin \omega t}{wa}$  ist, so wird die Deutung der Grundwelle sehr einfach, es folgt aus der Gleichung ohne weiteres, dass ihr Wert gleich dem halben Vollaststrom ist, vermindert um das stetig wachsende Glied  $\frac{g + a \cdot \alpha \cdot t}{2 wa}$ . Die Kurve ist in Figur 11 durch

Kombination der  $\frac{i_0}{2}$  - Kurve mit der  $\frac{g + a \cdot \alpha \cdot t}{2 wa}$  - Geraden konstruiert worden und mit 3 bezeichnet. Sie verläuft nicht kontinuierlich, sondern weist nach jedem Null-Wert eine Unstetigkeit auf. Das Zusatzglied ergibt sich dann einfach durch Quadratur der Grundwelle und nachfolgender Kombination mit der Geraden  $\frac{g + a \cdot \delta \cdot t}{wa}$ . Die quadratischen

Werte der Grundwelle sind in Figur 11 in anderem Massstab als Kurve 4 aufgetragen, ihre Schnittpunkte mit der vorerwähnten Geraden geben offenbar die Zeiten an, wo der Wurzelausdruck Null wird. Der Wurzelwert zwischen je zwei solchen Nullpunkten lässt durch dessen Kombination mit der Grundwelle die Kurven 5 und 6 aufzeichnen, welche nunmehr den Verlauf des Abschaltstromes illustrieren. Es ist ohne weiteres ersichtlich, dass das negative Wurzelzeichen (Kurve 6) unreelle Werte liefert; der Verlauf des Abschaltstromes erfolgt daher stets nach 5. In unserem Beispiel wird kurz vor der Amplitude des Stromes abgeschaltet, dieser sinkt dann zunächst sprunghaft um einen gewissen Betrag als Folge der sich einstellenden Anfangsspannung zum Lichtbogenansatz, von hier aus verläuft der Abschaltstrom nach Kurve 5 bis zum Zeitpunkt, wo das Zusatzglied zum ersten Male Null wird, die Zeit bestimmt sich aus der Gleichung

$$\{\mathcal{E} \sin \omega t - (g + a \cdot \alpha \cdot t)\}^2 - 4 wa (\gamma + a \cdot \delta \cdot t) = 0$$

(graphisch ermittelt: Schnittpunkt A). Hier muss der Lichtbogen abreißen, denn der weitere Verlauf der Gleichung liefert unreelle Werte (Kurve 6). Die dem Sinusgesetz folgende Kurve der aufgedrückten Klemmenspannung ist unserer Voraussetzung nach mit  $i_c$  in Phase und kann daher durch die strichpunktierte Kurve 1 dargestellt sein; wie man sieht, geht der Abschaltstrom *vor* der Spannung durch Null, was übrigens ohne weiteres begreiflich sein muss. Schaltgeschwindigkeit  $a$  und äusserer Widerstand  $wa$  sind nun aber in unserem Beispiel so gewählt, dass in der zweiten Hälfte der Spannungswelle nochmals Lichtbogenmöglichkeit auftritt. Der Zeitraum der Existenzmöglichkeit ist durch die Schnittpunkte B und C begrenzt, als weitere Lösungen der Bedingungsgleichung

$$\{\mathcal{E} \sin \omega t - (g + a \cdot \alpha \cdot t)\}^2 - 4 wa (\gamma + a \cdot \delta \cdot t) = 0$$

Wie die Figur zeigt, ist der zweite Lichtbogen der schon grossen Elektrodendistanz wegen nur von kurzer Dauer, auch ist die Stromamplitude in Folge des stetig wachsenden Schalterwiderstandes auf nahezu die halbe Vollaststromstärke  $i_0$  reduziert.

Es folgt aus den bisherigen Erörterungen, dass der Abschaltvorgang für eine gegebene Schaltleistung durch die beiden Geraden  $\pm \frac{g + a \cdot \alpha \cdot t}{2 wa}$  und  $\frac{\gamma + a \cdot \delta \cdot t}{wa}$  charakterisiert ist, wir wollen sie daher *die Charakteristiken der gegebenen Schaltertype* nennen. Ihr Verlauf wird für gewöhnlich nicht geradlinig sein, da die Schaltgeschwindigkeit keine Konstante ist, doch lässt auch unsere vereinfachte Annahme den uns interessierenden *Einfluss von Schaltgeschwindigkeit und Widerstand* erkennen. Für einen gegebenen äusseren Widerstand sind die Ordinatenabschnitte beider Charakteristiken eindeutig festgelegt, der Abschaltvorgang hängt alsdann nur noch von der Schaltgeschwindigkeit ab, um letzteren möglichst rasch zum Abschluss zu bringen, z. B. noch in der ersten Halbperiode der Spannungswelle, müssen wir einen steilen Anstieg der Charakteristik fordern. Dies rückt

aber andererseits den Punkt  $A$ , den Abreisspunkt des Lichtbogens, näher an den Zeit-Nullpunkt, was besagen will, dass die Abschaltstromstärke sehr steil abfällt; der Vorgang nähert sich also dem Abschalten der Oelsicherung. *Um den Vorteil der sanft abfallenden Stromkurve zu wahren, muss daher die Charakteristik und mit ihr die Geschwindigkeitskurve gekrümmt verlaufen und zwar zuerst möglichst flach und dann nach erfolgtem Abreißen des Lichtbogens steil ansteigend, um ein zweites Ansetzen des Bogens zu verhindern.* Der Verlauf ist in Figur 11 angedeutet. Im gleichen Sinne wie die Schaltgeschwindigkeit wirkt eine Vergrößerung des Widerstandes  $wa$ , der durch den Nutzwiderstand und einen Vorschaltwiderstand gegeben sein mag. Der Einfluss ist aus der abgeleiteten Gleichung für  $i$  ersichtlich, ein grösserer Wert von  $wa$  verringert bei gegebener Spannung nicht nur die Momentanwerte von  $i$ , sondern lässt auch den Vorgang rascher ausklingen. *Man hat es also durch den Einbau eines Vorschaltwiderstandes in der Hand, die Zeitdauer des Abschaltvorgangs beliebig zu regulieren.* Dies führt uns zur *Bedingung für Lichtbogenfreiheit.* Aus Figur 11 folgt, dass die Zeitdauer  $t_A$  des ersten Lichtbogens offenbar gleich null wird, wenn

$$1) \frac{g}{2wa} \geq \frac{\mathcal{E}}{2wa}$$

oder

$$2) \frac{\gamma}{wa} \geq \frac{(\mathcal{E} - g)^2}{4wa^2}$$

Gleichung 1) sagt aus, dass sich kein Lichtbogen bildet wenn  $\mathcal{E} < g$ ; das ist ohne weiteres klar, kommt aber praktisch nicht in Frage, da die Klemmenspannung von Oelschaltern die erforderliche Minimalspannung für Lichtbogenbildung stets um ein Vielfaches übersteigt.

Aus Gleichung 2) ziehen wir den Schluss, dass für einen bestimmten Wert des Vorschaltwiderstandes Lichtbogenfreiheit eintreten kann. Vernachlässigen wir den Wert von  $g$  gegenüber  $\mathcal{E}$ , so schreibt sich die Gleichung:  $\frac{\mathcal{E}^2}{wa} \leq 4\gamma$ . Nun ist aber  $\frac{\mathcal{E}^2}{wa} = \mathcal{E} \cdot J_0$  wobei  $\mathcal{E}$  und  $J_0$  Amplitudinalwerte bedeuten, in Effektivwerte umgerechnet lautet die Bedingung:

$$E \cdot I_0 \leq 2\gamma$$

d. h. die Konstante  $\gamma$  hat die Dimension einer Leistung und ist in ihrem Werte gleich der Hälfte jener Leistung, bei der die gegebene Schaltart eben noch ohne Lichtbogen abschaltet.

Nachdem bis jetzt der Abschaltvorgang reiner Wattleistungen studiert worden ist, wäre zu untersuchen, in wie weit die geschilderten Verhältnisse durch induktive oder kapazitive Belastungen beeinflusst werden. Die rechnerische Behandlung dieser Probleme bietet im Prinzip keine neuen Schwierigkeiten, da sie ohne weiteres auf der heute gewonnenen Basis aufgebaut werden kann, wenn der Verfasser dennoch davon absieht, solche wiederzugeben, so liegt dies in dem hierzu erforderlichen, etwas schwerfälligen Formelmateriale, das nicht recht in den Rahmen der vorliegenden Arbeit hineinpassen will. Es dürfte daher vorerst genügen, die neuen Erscheinungen an Hand der gewonnenen Vorstellungen im Prinzip zu verfolgen.

Das Abschalten phasenverschobener Belastungen (induktive oder kapazitive) bietet grundsätzlich das gleiche Bild wie oben besprochen, jedenfalls wird die Stromkurve in entwickelter Weise durch Null gehen. Während nun aber bei induktionsloser Belastung die Schalterspannung in unmittelbarer Nähe des Nullwertes von  $i$  die Richtung wechselt, steht sie in unserem Fall bei Nullwert des Stromes in einem, durch die Phasenverschiebung gegebenen Momentanwert, dieser kann trotz relativ geringer Vor- oder Nacheilung des Stromes bei steil abfallender Stromkurve den Amplitudinalwert erreichen und somit eine sofortige Neubildung des Lichtbogens veranlassen. *Es folgt aus dieser Ueberlegung, dass die Phasenverschiebung bei gleicher Schaltleistung und gleicher Schaltart*

das Bereich der Existenzmöglichkeit des Lichtbogens vergrößert. Natürlich verkürzt auch hier die Steigerung der Schaltgeschwindigkeit den Abschaltvorgang, zum gleichen Ziele führt, wie die Rechnung zeigt, die Anordnung eines zusätzlichen Widerstandes oder einer Induktivität in Form einer Drosselspule, ihre Wirkung ist aber sehr verschieden, je nachdem sie in Serie oder parallel zum abzuschaltenden Netzteil geschaltet werden. Im Fall der *Serieschaltung* wirkt der Vorschaltwiderstand oder die Vorschalt-drosselspule dämpfend auf die Momentanwerte des Abschaltstroms, sie reduzieren die im Lichtbogen umgesetzte Abschaltleistung, haben aber verhältnismässig geringen Einfluss auf die Zeitdauer des Abschaltvorgangs. Der dem Netz parallel geschaltete Vorschaltwiderstand wird die Grösse der Abschaltleistung wenig beeinflussen, hingegen ermöglicht er eine beliebige Einschränkung der Zeitdauer des Abschaltvorgangs. Die Serieschaltung wird daher hauptsächlich dort in Frage kommen, wo es sich um grosse abnormale Abschaltleistungen handelt; wie *Randall* im Oktoberheft der Proc. of the A. I. E. E. 1913 berichtet, werden hierbei mit Vorteil Drosselspulen verwendet, die in sinnigemäusser Weise an Hilfskontakte der Oelschalter angeschlossen werden. Der parallelgeschaltete Vorschaltwiderstand wäre umgekehrt da am Platz, wo stark phasenverschobene Belastungen abzuschalten sind, wie z. B. leerlaufende Transformatoren oder Kabel. Dies dürfte besonders für letzteren Fall zutreffen, wo die im Kabel restierende Ladung eine innere Schalterspannung veranlasst, die grösser als der Amplitudinalwert der Betriebsspannung werden kann. Es ist im zweiten Teil dieser Arbeit näher hierauf eingegangen worden, es möge daher auf daselbst verwiesen sein.

Nachdem sich bis hierher ergeben hat, dass im Vorschaltwiderstand ein Mittel vorliegt, den eigentlichen Abschaltvorgang im Oelschalter an Intensität und Zeitdauer zu beschränken, wäre nun noch zu untersuchen, welchen Anteil dieser am zeitlichen Verlauf der Schaltarbeit und der damit verbundenen Wärmeaufnahme des Oelschalters trägt. Hierbei ist natürlich vorausgesetzt, dass dieser Schutzwiderstand in den Schalter selbst eingebaut werde. Da diese Frage nicht in direktem Zusammenhang mit der vorliegenden Arbeit steht, behält sich der Verfasser vor, diesen Stoff in einer späteren Veröffentlichung zu behandeln.

Um nun aber die hier entwickelte Theorie des Abschaltvorgangs für Konstruktion und Betrieb fruchtbar zu machen, bedarf sie der Ergänzung durch das Experiment, dem vorerst die Aufgabe obliegt, die hier benutzten Konstanten zahlenmässig festzustellen. Es würde sich also vor allem darum handeln, die Koeffizienten der Ayrton'schen Gleichung für den Lichtbogen unter Oel zu ermitteln unter Benützung der zwei typischen Kontaktformen moderner Oelschalter<sup>1)</sup> als Elektroden. Die Anlehnung an die tatsächlichen Betriebsverhältnisse, dürfte dadurch erreicht werden, dass solche Versuche an vorliegenden Schaltertypen durchgeführt werden. Auf diese Weise könnten die Charakteristiken eines bestimmten Modells mit ziemlich guter Annäherung ermittelt werden, wodurch man bereits in den Stand gesetzt wäre, den Abschaltvorgang für den gegebenen Belastungsfall zahlenmässig zu umgrenzen. Hierdurch soll nur ein roher Umriss gegeben sein, in welcher Form sich Verfasser die Organisierung solcher Versuche denkt, ohne Zweifel wird jede methodisch durchgeführte Untersuchung, wenn sie auch mehr die praktische Seite des Problems beleuchten will, Material liefern, aus dem weitere Schlüsse über die inneren Vorgänge im Oelschalter zu ziehen sind.

<sup>1)</sup> Siehe: „Theorie, Berechnung, Konstruktion und Wirkung der Oelschalter“, von Prof. Ing. R. Edler, pag. 13.