

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 20 (1929)
Heft: 19

Artikel: Statische Kondensatoren zur Verbesserung des Leistungsfaktors in ihrer Rückwirkung auf das Netz
Autor: Hürbin, Max
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-1060779>

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: 17.05.2025

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

Seine vollen wirtschaftlichen Vorteile entfaltet also der Doppelfrequenzbetrieb dort, wo Uebertragungen über grössere Streckenlängen mit einheitlicher Bahnbetriebsspannung vom Kraftwerk aus in Frage kommen; für kürzere Streckenlängen ist er wirtschaftlich nur dann günstig, wenn unter Benutzung der Abtrennung vom Drehstromnetz bei Erdschluss das Bahnstromsystem sich einpolig erden lässt, ohne dass eine elektrische Trennung der Simultan-Bahnstromstrecke von der normalen Einphasen-Leitungsstrecke verlangt wird.

Statische Kondensatoren zur Verbesserung des Leistungsfaktors in ihrer Rückwirkung auf das Netz.

Von Max Hürbin, Ingenieur
der Technischen Prüfanstalten des S. E. V., Zürich.

621.315 + 621.312(0065)

Es wird gezeigt, dass die Kapazität eines an ein Verteilnetz angeschlossenen Kondensators mit der Induktivität des Netzes einen Schwingungskreis bildet, welcher durch Resonanzerscheinungen Anlass zu Verzerrungen der Strom- und Spannungskurve gibt. Die Grössenordnung der Induktivität eines Verteilnetzes ist aber derart, dass Resonanz nur mit Oberwellen zustande kommen kann. Anhand von theoretischen Ueberlegungen und Oszillogrammen wird untersucht, wie hoch in der Praxis derartige Resonanzüberspannungen werden können. Diese Ueberspannungen erreichen keine für die Isolation der Anlage gefährliche Höhe. Die Verzerrung der Spannungskurve ist im wesentlichen auf den Kondensator und die mit dessen Kapazität sich in Resonanz befindliche Induktivität, welche in der Hauptsache Streuinduktivität des direkt speisenden Transformators ist, beschränkt und tritt auf der Primärseite dieses Transformators nicht auf. Behandelt werden ferner Einschaltvorgänge und die zusätzlichen Verluste durch Oberströme. Zum Schlusse streift der Autor die Beeinflussung der Angaben der Messinstrumente durch verzerrte Strom- und Spannungskurven.

L'auteur montre que la capacité d'un condensateur branché sur un réseau de distribution constitue avec l'inductivité de celui-ci un circuit oscillant dont la résonance provoque la distorsion des courbes de courant et de tension. Mais l'ordre de grandeur de l'inductivité d'un réseau de distribution est tel que la résonance ne peut se produire qu'avec les harmoniques supérieurs. En partant de considérations théoriques et à l'aide d'oscillogrammes, l'auteur examine quelle amplitude peuvent atteindre dans la pratique des surtensions de résonance de ce genre. Ces surtensions ne sont pas dangereuses pour l'isolation de la ligne. La distorsion de la courbe de tension est localisée essentiellement au condensateur et à l'inductivité formant résonance avec lui, laquelle se compose principalement de l'inductivité par dispersion du transformateur d'alimentation directe; elle n'apparaît pas du côté primaire de ce transformateur. Cette étude traite ensuite des phénomènes d'enclenchement et des pertes additionnelles dues aux harmoniques. Pour finir l'auteur effleure l'influence de la distorsion des courbes de courant et de tension sur les indications des instruments de mesures.

Einleitung.

Statische Kondensatoren zur Verbesserung des Leistungsfaktors in Verteilnetzen gewinnen infolge ihrer Einfachheit in Bedienung und Aufbau und ihrer geringen Verluste in neuerer Zeit an Interesse. Auch die Elektrizitätswerke des Kantons Zürich (E. K. Z.) haben dieser Kompensationsmethode ihre Aufmerksamkeit geschenkt und zur Abklärung derjenigen elektrischen Vorgänge, welche mit dem Anschluss von Kondensatoren verbunden sind, die Technischen Prüfanstalten des S. E. V. mit der Durchführung einer grösseren Anzahl oszillographischer Versuche beauftragt. Diese Untersuchungen wurden teils in den Unterwerken Thalwil und Aathal der E. K. Z., teils im Laboratorium der Technischen Prüfanstalten vorgenommen. Die vorliegende Arbeit soll nun die theoretischen Grundlagen zu den auf experimentellem Wege erhaltenen Ergebnissen liefern und zugleich die Schlussfolgerungen aus den sowohl durch Ueberlegung als durch Versuche gewonnenen Erkenntnisse ziehen.

1. Ursachen der Kurvenverzerrung.

Der sich aus dem Anschluss eines Kondensators an irgend einer Stelle eines Netzes ergebende Stromkreis kann immer durch das in Fig. 1 wiedergegebene Er-

satzschema dargestellt werden. Induktivität (Streuinduktivität von Generatoren und Transformatoren, sowie Leitungsinduktivität) λ , Ohmscher Widerstand r und Kapazität (des Kondensators) C sind in Reihe geschaltet. Die Impedanz dieses Stromkreises berechnet sich nach folgender bekannten Gleichung:

$$Z = \sqrt{r^2 + \left(\omega\lambda - \frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

Trägt man Z in Funktion der aufgedrückten Frequenz f bzw. Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ für verschiedene Kapazitätswerte und konstante Induktivität auf, so erhält man Kurven, wie sie in Fig. 2 dargestellt sind. Dieselben weisen je ein Minimum auf entsprechend der Eigenschwingungszahl für kleinen Dämpfungswiderstand $\omega = \nu = \frac{1}{\sqrt{\lambda C}}$ und der zugehörigen Impedanz $Z = r$. Oberhalb der Eigen-

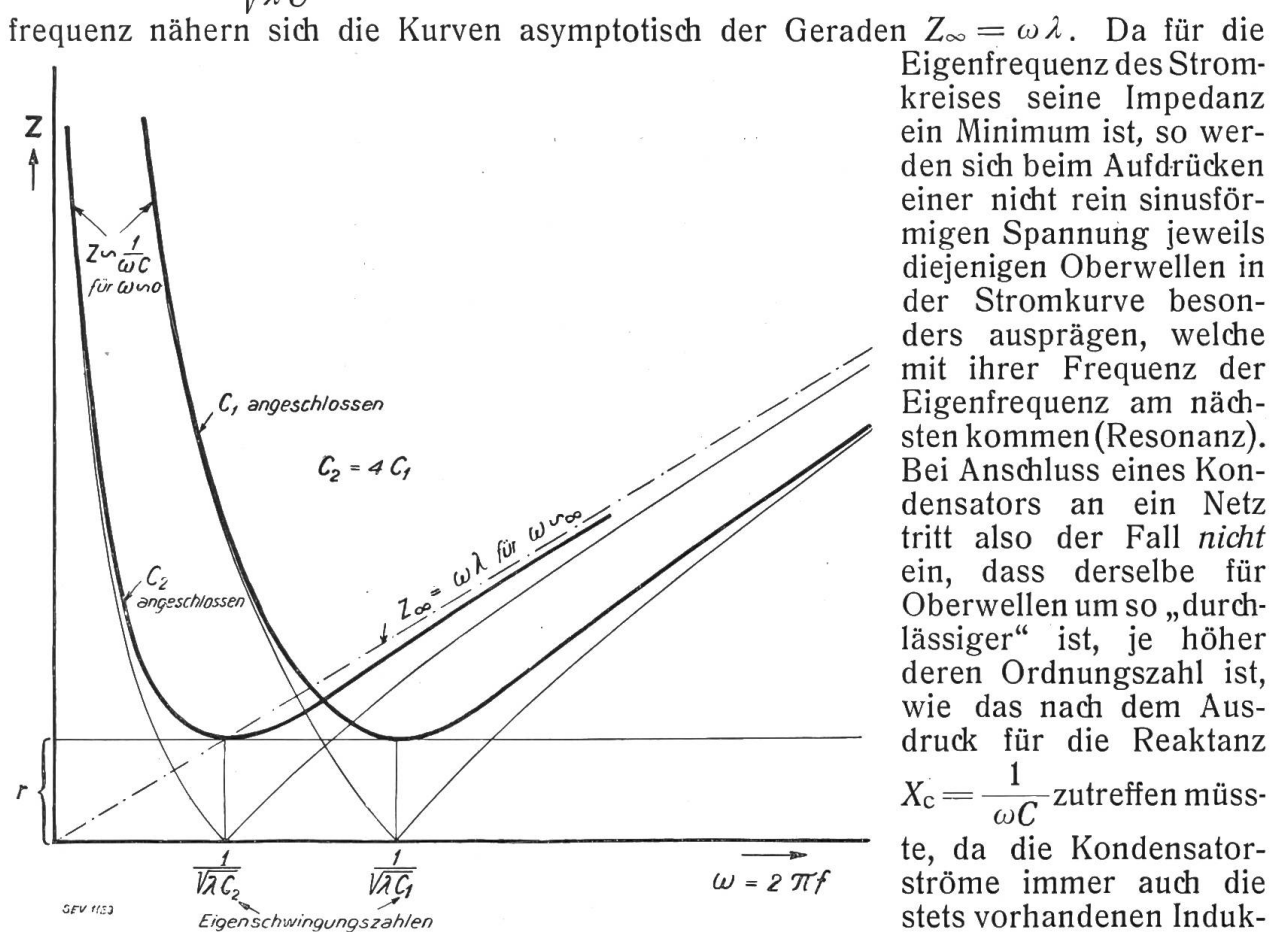


Fig. 2.
Impedanz des Stromkreises nach Fig. 1 in Funktion der Frequenz für zwei verschiedene Kapazitäten.

Periodenzahl immer mehr geltend, entsprechend $X_L = \omega\lambda$.

Anhand vorstehender Ausführungen sollte man nun offenbar bei Anschluss eines Kondensators in einem bestimmten Netzknoten diejenige Oberwelle, welche zur Resonanz kommt, rechnerisch vorausbestimmen können. Die Verhältnisse liegen jedoch in Wirklichkeit nicht so einfach; denn einerseits ändert die im betrachteten Netzknoten herrschende Spannung ihre Kurvenform infolge veränderten Schaltzustandes sowie variabler Belastungsverhältnisse, andererseits ist aus denselben Gründen und als Folge der Kompliziertheit im Aufbau der Netze die in Betracht kommende Induktivität unmöglich genau zu definieren. Immerhin lässt sich in einfachen

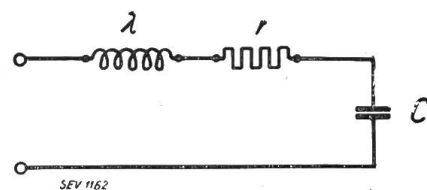


Fig. 1.
Streuinduktivität, Ohmscher Widerstand und Kapazität in Reihe.

frequenz des Stromkreises seine Impedanz ein Minimum ist, so werden sich beim Aufdrücken einer nicht rein sinusförmigen Spannung jeweils diejenigen Oberwellen in der Stromkurve besonders ausprägen, welche mit ihrer Frequenz der Eigenfrequenz am nächsten kommen (Resonanz). Bei Anschluss eines Kondensators an ein Netz tritt also der Fall nicht ein, dass derselbe für Oberwellen um so „durchlässiger“ ist, je höher deren Ordnungszahl ist, wie das nach dem Ausdruck für die Reaktanz $X_C = \frac{1}{\omega C}$ zutreffen müsste, da die Kondensatorströme immer auch die stets vorhandenen Induktivitäten zu durchfließen haben. Letztere machen sich aber mit steigender

Fällen unter gewissen Vernachlässigungen die wirksame Induktivität annähernd berechnen, so dass es möglich ist, die Behauptung, nach welcher immer diejenige höhere Harmonische im Kondensatorstrom besonders hervortritt, welche der Eigenfrequenz am nächsten kommt, mit Hilfe von Oszillogrammen zu belegen. Bei diesbezüglichen Versuchen im Unterwerk Aathal der E.K.Z. war an einen Dreiphasen-Transformator 280 kVA, 8550/540 V, 50 Per/s, Δ/Δ Schaltung und 5,6 % Kurzschlussspannung ein in Dreieck geschalteter dreiphasiger Kondensator für 21 kVA

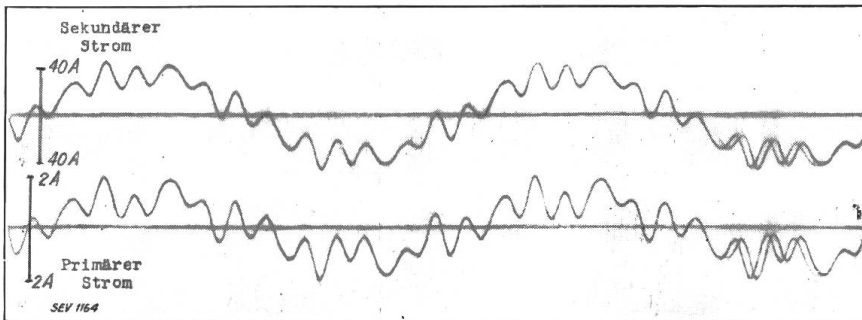


Fig. 3.

Verzerrung der Stromkurve durch angeschlossenen Kondensator. Dreiphasen-Transformator 280 kVA belastet mit Kondensator 3×7 kVA.

Blindleistung angeschlossen. Den im Transformator primär- und sekundärseitig fließenden Strom zeigt das Oszillogramm der Fig. 3. Die 13. Harmonische mit 650 Per/s tritt hierin deutlich hervor. Die Nachrechnung der Resonanzbedingung kann unter der Annahme durchgeführt werden, dass die ganze wirksame Induktivität in der Streuinduktivität des

zunächst liegenden Transformators enthalten sei. Die auf die Unterspannungsseite reduzierte Induktivität des weiter rückwärts sich ausbreitenden Netzes ist im Vergleich dazu klein, da der Ausbau dieses Netzes bei ungefähr gleichen prozentualen Spannungsabfällen für ein vielfaches der Leistung des vorerwähnten Transformators bemessen ist. Diese vereinfachende Annahme gibt naturgemäss etwas zu hohe Resonanzfrequenzen, wird aber dennoch in den meisten Fällen brauchbare Anhaltspunkte ergeben.

Sind im vorliegenden Falle die Streuinduktivität des Transformators pro Phase $\lambda = 0,182$ mH, die Kapazität des Kondensators pro Phase, Kondensator in Dreieckschaltung $C = 89 \mu F$, so ergibt sich daraus die Resonanzfrequenz

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{3\lambda C}} = 720 \text{ Per/s.}$$

Von den in einem verketteten Dreiphasensystem möglichen höheren Harmonischen kommt in der Tat die dreizehnte der gerechneten Eigenfrequenz am nächsten.

2. In Netzspannungen vorkommende Oberwellen und deren Ursprung.

Bevor näher auf die Art und Weise, wie sich die Resonanz auswirkt, eingetreten wird, sei noch kurz untersucht, mit was für Oberwellen man es in Dreiphasennetzen zu tun hat. Da Einphasennetze nur für Zwecke der Beleuchtung ($\cos \varphi = 1$) und der Traktion (niedere, für Kondensatorenkompensation unwirtschaftliche Frequenz) vorkommen, fallen diese für die vorliegende Untersuchung ausser Betracht. Ebenso kommt der Anschluss von Kondensatoren an die Phasenspannung, d. h. zwischen Nulleiter und einem Aussenleiter nicht in Frage. Man kann sich daher auf die Analyse der Kurve der verketteten Dreiphasen-Spannung beschränken. Für Wechselstromkurven im allgemeinen gilt, dass normale Oberwellen gerader Ordnungszahl zufolge des Stromerzeugungsprinzips nicht vorkommen, abgesehen von einem Sonderfall zeitlich beschränkter Periodizität, auf den weiter unten noch eingetreten werden soll. Ferner sind alle durch 3 teilbaren ungeraden höheren Harmonischen wie die 3., 9. usw. in den drei Phasen unter sich in Phase, so dass sie nur in der Phasenspannung, nicht aber in der verketteten Spannung zum Vorschein kommen. Die Oberwellen niederer Ordnungszahl, wie 5. und 7. Harmonische, sind bedingt durch die Ankerrückwirkung, speziell in Gene-

ratoren mit ausgeprägten Polen, ferner durch die Magnetisierungsströme von Transformatoren und Asynchronmotoren. Durch die Feldpulsationen, herrührend von der Nutung des Stators, werden in Dreiphasengeneratoren Oberwellen in der Spannung induziert von der Ordnungszahl $3 \cdot 2 \cdot q$, wenn mit q die Anzahl Nuten pro Pol und Phase bezeichnet ist. Diese Oberschwingungen weisen nun die Besonderheit auf, dass sie in jeder Halbperiode der Grundwelle in ihrer Phase eine sprunghafte Verschiebung von 180° erleiden, wodurch die Symmetrie bezüglich der Nulllinie zwischen positiver und negativer Halbwelle wiederum gewährleistet ist. In der verketteten Spannung erscheint diese Art Oberwellen auf einen Bereich von 120° mit der doppelten Amplitude wie in der Phasenspannung, in den anschließenden 60° jedoch verschwinden sie vollständig. Die Ordnungszahl der Nutenüberschwingungen in Generatoren liegt meistens zwischen 12 und 30. Die höchsten Periodenzahlen von Oberwellen in der Grössenordnung von 2000 bis 3000 Per/s entstehen als Folge der Stator- und Rotornutung in Asynchronmotoren. Auf die näheren Umstände, die zu all diesen Erscheinungen führen, einzudringen, ist hier nicht der Ort; es genügt der Hinweis, mit welchen Harmonischen man es im vorliegenden Fall tatsächlich zu tun hat.

3. Höhe der Resonanzüberspannungen.

Sind nun die Bedingungen für Resonanz erfüllt, so ist die nächstliegende Frage die, welche Ueberspannung bezüglich der eingepprägten Spannung gegebenenfalls am Kondensator bzw. der vorgeschalteten Induktivität (Transformator) auftritt. Bei Resonanz sind die vom Strom in der Induktivität resp. Kapazität induzierten elektromotorischen Kräfte einander entgegengesetzt gleich; sie heben sich somit auf und die Stromstärke stellt sich einzig und allein nach der Grösse des Ohmschen Widerstandes ein.

Bezeichnet man mit:

E die eingepprägte EMK

E_c die Spannung am Kondensator

E_λ die Spannung an der Induktivität,

so ergeben sich für den Resonanzfall, wo $\omega = \frac{1}{\sqrt{\lambda C}}$ ist, folgende Verhältnisse:

$$E_c = \frac{I_r}{\omega C} = \frac{I_r \sqrt{\lambda C}}{C} = I_r \sqrt{\frac{\lambda}{C}}$$

$$E_\lambda = I_r \omega \lambda = \frac{I_r \lambda}{\sqrt{\lambda C}} = I_r \sqrt{\frac{\lambda}{C}}$$

und da
$$I_r = \frac{E}{r}$$

$$E_c = E_\lambda = E \sqrt{\frac{\lambda}{C}}. \quad (1)$$

Der Ausdruck $\sqrt{\frac{\lambda}{C}}$ hat die Dimension eines Widerstandes und wird Schwingungswiderstand genannt. Die am Kondensator auftretende Ueberspannung ist somit proportional dem Produkt aus eingepprägter EMK und dem Quotienten aus Schwingungswiderstand und Ohmschem Widerstand (siehe auch Fig. 4).

Von allen Harmonischen einer verzerrten Spannungskurve nimmt nun die Grundharmonische bezüglich der Grösse ihrer Amplitude eine Sonderstellung ein. Nimmt man deren Höhe zu 100 % an, so bewegen sich die entsprechenden Werte aller höheren Harmonischen praktisch innerhalb 5 %. Es würde nun ganz beson-

ders der Fall gefährlich werden, wo es zur Resonanz mit der Grundwelle der Spannungskurve kommt. Es soll deshalb zunächst untersucht werden, wie es in der Praxis mit dieser Möglichkeit steht. Zu diesem Zwecke gibt man der Gleichung $\nu = \frac{1}{\sqrt{\lambda C}}$ (2) für die Resonanzbedingung eine für praktische Rechnungen etwas geeignetere Fassung. Unter Beiziehung der Gleichungen $E_\lambda = I \omega \lambda$ und $I_c = E \omega C$ erhält man durch Substitution in Gl. (2):

$$\nu = \frac{\omega}{\sqrt{\frac{E_\lambda I_c}{EI}}} \quad (2a)$$

E und I sind Nennspannung bzw. Nennstromstärke des betrachteten Stromkreises. Rechnet man für den praktisch ungünstigsten Fall mit einem induktiven Spannungsabfall von 20 % für den Strom I und einem Kondensatorstrom, der gleich der doppelten Nennstromstärke ist, so würde das Verhältnis Eigenfrequenz zu aufgedrückter Frequenz:

$$\frac{\nu}{\omega} = \frac{1}{\sqrt{0,2 \cdot 2}} = 1,58.$$

Um auf den Wert 1 herunterzukommen, müsste der Ausdruck unter dem Wurzelzeichen noch 2,5 mal grösser werden, was in Wirklichkeit kaum jemals zutreffen dürfte. Zu demselben Ergebnis gelangt man schon durch die einfache Ueberlegung, dass für Resonanz mit der Grundwelle die vom Kondensator-Ladestrom induzierte Streuspannung im Transformator und den Zuleitungen gleich der Klemmenspannung am Kondensator sein müsste. Die Resonanzbedingung könnte also erst in einem Netz mit mindestens 50 % induktivem Spannungsabfall, ein praktisch ausgeschlossener Wert, erfüllt werden.

Nachdem man sich darüber klar geworden ist, dass in einem Netz, welches mit Kondensatoren kompensiert wird, Resonanz nur mit höheren Harmonischen möglich ist, so sei im folgenden an Hand eines Beispiels untersucht, auf welchen Betrag im ungünstigsten Fall die Resonanzüberspannung ansteigen kann. Zu diesem Zweck greift man wiederum auf die Gleichung (1) zurück und formt sie, den Bedürfnissen besser entsprechend, um.

$$E_c = E \frac{\sqrt{\frac{\lambda}{C}}}{r} = E \frac{\sqrt{\frac{E_\lambda \nu E}{\nu I I_c}}}{\frac{E_r}{I}} = E \sqrt{\frac{E_\lambda}{E_r}} \frac{1}{\sqrt{\frac{E_r I_c}{E I}}} \quad (1a)$$

Die Gleichung für E_c zeigt, dass die Resonanz um so ausgesprochener ist, je grösser der prozentuale induktive Spannungsabfall und je kleiner der entsprechende Ohmsche Spannungsabfall und der Ladestrom des Kondensators sind. Es sei demzufolge das Beispiel wie folgt gewählt:

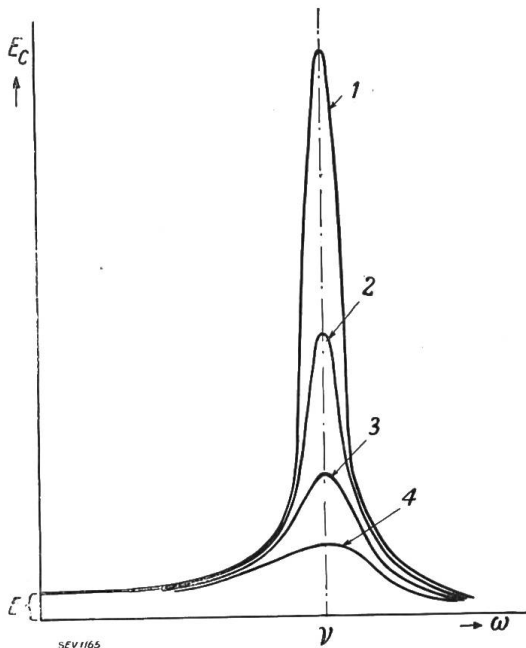


Fig. 4.

Resonanzkurven für variables $\frac{\sqrt{\frac{\lambda}{C}}}{r}$.

Kurve 1	$\frac{\sqrt{\frac{\lambda}{C}}}{r}$	= 100 %
" 2	"	= 50 %
" 3	"	= 25 %
" 4	"	= 12 1/2 %

induktiver Spannungsabfall $E_\lambda = 8\%$,
ohmscher Spannungsabfall $E_r = 2\%$,

Kondensatorstrom bei Kompensierung $\left. \begin{array}{l} \text{von } \cos \varphi = 0,7 \text{ auf } 0,8 \end{array} \right\} I_c = 25\%$ des Nennstromes.

$$E_c = E \sqrt{\frac{8}{2}} \frac{1}{\sqrt{0,02 \cdot 0,25}} = 28 E.$$

$$\text{für } \nu = \frac{\omega}{\sqrt{0,08 \cdot 0,25}} \sim 7 \omega.$$

Die beiden Gleichungen sagen aus, dass Resonanz mit der 7. Harmonischen auftritt und dass die Spannung am Kondensator den 28fachen Wert der eingepprägten EMK erreicht. Wird letztere 3 bis 4 % der Grundwelle angenommen, einen für moderne Generatoren reichlich hohen Wert, so würde die Resonanzspannung der 7. Oberwelle von der Höhe der Grundwelle sein und mit dieser zusammen am Kondensator die doppelte Nennspannung ergeben. Dieser Betrag erscheint nun auf den ersten Blick ziemlich hoch. Bedenkt man jedoch, dass die der Rechnung zugrunde gelegten Voraussetzungen so ungünstig getroffen worden sind, wie sie kaum jemals in der Praxis vorhanden sein dürften, dass ferner der gerechnete Wert nur für ganz scharfe Resonanz eintreten könnte, so werden die Vorgänge in Wirklichkeit stark verflacht sein. Denn zu einer scharfen Resonanz wird es infolge der beständig wechselnden Netzkonstellationen (Belastung und Schaltzustand) nur ganz vorübergehend kommen. Weicht aber die aufgedrückte Frequenz um nur 10 % von der Eigenfrequenz ab, so beträgt die Ueberspannung kaum noch 20 % des bei scharfer Resonanz auftretenden Wertes (siehe auch Fig. 4). Kurzzeitige Ueberspannungen von der doppelten Höhe der Nennspannung müssen aber schon mit Rücksicht auf die Einschaltvorgänge von einem Kondensator ohne weiteres ertragen werden. Es ist ferner zu beachten, dass, sobald neben der Belastung durch den Ladestrom des Kondensators noch eine Ohmsche oder induktive Belastung (Motoren) vorhanden ist, welcher Zustand in der Praxis immer erzielt werden kann, die Resonanzüberspannungen auf Bruchteile der aus Gleichung (1a) errechneten Werte zurückgehen.

Die Oszillogramme der Fig. 5, 6 und 7 veranschaulichen die Art und Grösse der Kurvenverzerrungen von Strom und Spannung bei Anschluss von Kondensatoren verschieden grosser Kapazitäten an ein und dasselbe Netz und bei gleicher Speisung desselben, jedoch zu verschiedenen Tageszeiten.

Die Oszillogramme der Fig. 8 und 9 sind aufgenommen worden, um den Einfluss des Schaltzustandes eines Netzes darzulegen. Die Speisung erfolgte hier aus zwei verschiedenen Kraftwerken; in beiden Fällen blieben sich aber der angeschlossene Kondensator, der davorliegende Transformator, sowie alle übrigen Verhältnisse genau dieselben. Die Oszillogramme geben auch ein Bild der Rückwirkung von stark verzerrten Stromkurven auf die Spannungskurve am Kondensator. Mit Hilfe der durch Abzählung bestimmten Ordnung der in der Stromkurve stark hervortretenden Oberwelle und Abschätzung ihrer Amplitude relativ zur Amplitude der Grundharmonischen lässt sich schon durch eine einfache Ueberlegung die prozentuale Grösse der überlagerten Spannungsoberwelle am Kondensator finden, nämlich:

Ist n die Ordnungszahl der am meisten hervortretenden Stromoberwelle,
 a_1 die Amplitude der Stromoberwelle in Prozent der Grundwelle,
 a_E die Amplitude der Spannungsoberwelle am Kondensator in Prozent der Grundwelle, so gilt folgende Relation:

$$a_E = \frac{a_1}{n}. \quad (3)$$

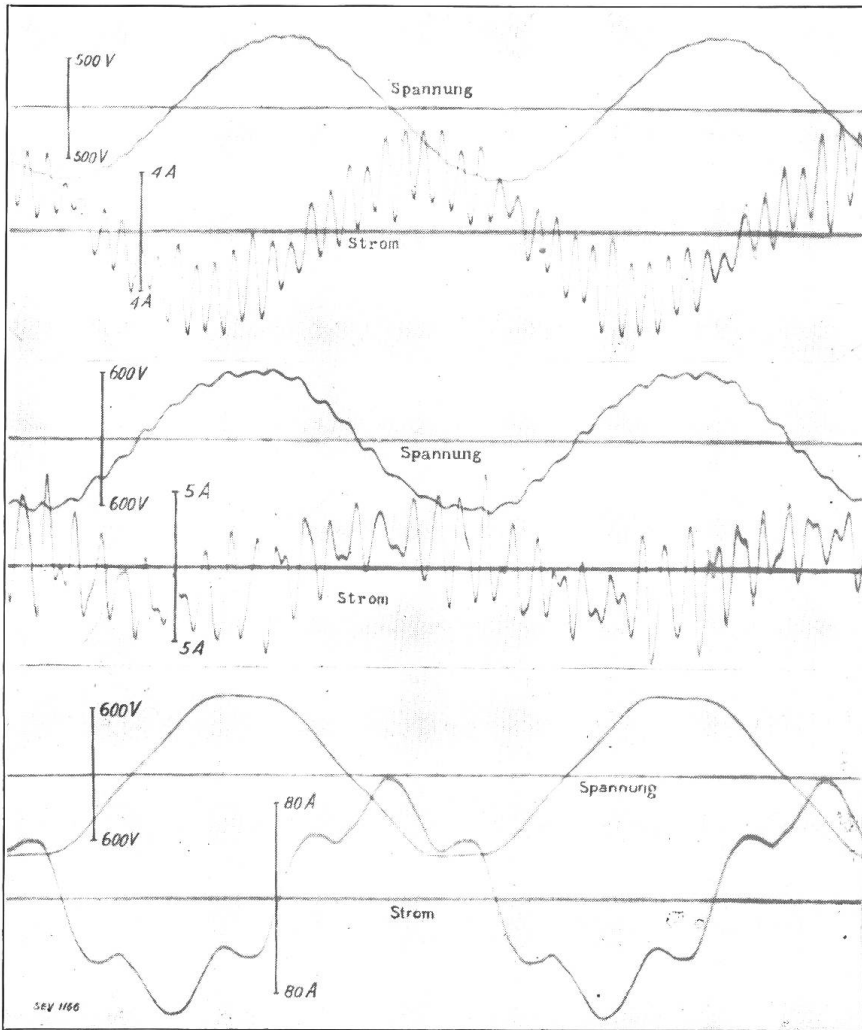


Fig. 5.
Angeschlossener Kondensator
3,2 kVA.

Fig. 6.
Angeschlossener Kondensator
1,6 kVA.

Fig. 7.
Angeschlossener Kondensator
45 kVA.

Fig. 5 bis 7.

Verzerrung der Strom- und Spannungskurve bei Anschluss verschieden grosser Kondensatoren.

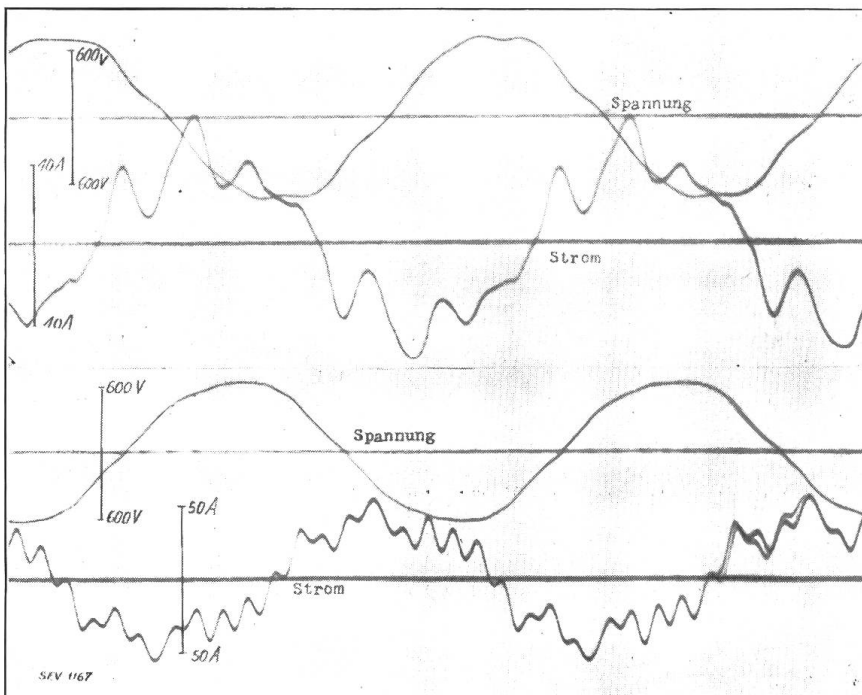


Fig. 8.
Angeschlossener Kondensator
24 kVA.

Fig. 9.
Angeschlossener Kondensator
24 kVA.

Fig. 8 bis 9.

Einfluss des Schaltzustandes eines Netzes auf die Ausbildung höherer Harmonischer.

Tabelle I.

Oszillogramme der Fig.	Ordnungszahl der hervortretenden Oberwelle	Amplitude in % zur Grundwelle des Kondensatorstromes	Amplitude in % zur Grundwelle der Kondensatorspannung
5	23	50	2
6	17	200	11
7	5	23	4,7
8	5 und 7	22 bzw. 23	4,4 bzw. 3,3
9	17	20	1,2

Man kann sich weiter fragen, ob die Höhe der Resonanzüberspannung abhängig ist von der Ordnungszahl der zur Resonanz kommenden Harmonischen. Bei oberflächlicher Betrachtung der Gl. (1) für E_c bzw. E_λ wäre die Frage zu verneinen, denn die Frequenz ist darin nicht enthalten. In Wirklichkeit verhält sich jedoch die Sache anders, wie anhand nachstehender Ueberlegung gezeigt werden kann.

Eliminiert man aus der Gleichung $E_c = E \sqrt{\frac{\lambda}{C}}$ mit Hilfe der Gleichung $\nu = \frac{1}{\sqrt{\lambda C}}$

die Kapazität C , so ergibt sich die umgeformte Gleichung $E_c = E \nu \frac{\lambda}{r}$. Der Quotient $\frac{\lambda}{r}$ variiert nun aber bei Veränderung der angeschlossenen Kapazität gar nicht, bei Zu- und Abschaltung von Transformatoren, Leitungen und Maschinen nur wenig, so dass die Höhe der Resonanzüberspannung der jeweiligen Eigenschwingungszahl des Stromkreises annähernd proportional ist. Je niedriger somit die Ordnungszahl der zur Resonanz kommenden Oberwelle, um so geringer ist bei gleicher eingepprägter EMK die Gefahr von Ueberspannungen (siehe Tabelle I mit den dort aufgeführten Oszillogrammen). Aber auch in entgegengesetzter Richtung sind letzteren Grenzen gesetzt, indem für sehr hohe Periodenzahlen, oberhalb derjenigen der Generator-Nutenpulsationen, der Ohmsche Wechselstromwiderstand infolge Stromverdrängung rasch zunimmt und dadurch auf die Resonanzspannung E_c gemäss Gleichung (1) reduzierend wirkt.

Eine nähere Betrachtung aller die Eigenschwingungszahl eines Stromkreises beeinflussenden Grössen zeigt, dass diese vor allem mit dem Leistungsfaktor, bei dem eine Anlage auf $\cos \varphi = 1$ kompensiert werden soll, in engem Zusammenhang steht. Setzt man nämlich

$$\sin \varphi = \frac{I_c}{I} = \frac{E_1 \omega_1 C}{p E_1} = \frac{\omega_1^2 \lambda C}{p},$$

worin E_1 die Spannung der Grundharmonischen,
 ω_1 die Kreisfrequenz der Grundharmonischen,
 pE_1 der induktive Spannungsabfall bedeutet,

so ergibt sich $\nu = \frac{1}{\sqrt{\lambda C}} = \frac{k}{\sqrt{\sin \varphi}}$. (4)

k ist eine Konstante.

Je grösser demnach die zu kompensierende Phasenverschiebung φ ist, um so niedriger ist die Ordnungszahl der Oberwellen, welche in den Resonanzbereich fallen, und um so kleiner sind deshalb auch gemäss Vorstehendem die möglichen Resonanzspannungen. Es soll hier noch speziell darauf verwiesen werden, dass bei Vergrösserung einer mit Kondensatoren kompensierten Anlage auf ihren a -fachen Umfang, sich bei verhältnismässiger Blindleistungskompensation mit einer entsprechend vergrösserten Kondensatorenbatterie sich weder Eigenschwingungszahl des Stromkreises noch die Grösse allfälliger Resonanzüberspannungen wesentlich ändern kann. Denn einerseits sinkt die Streuinduktivität λ und der Ohmsche Widerstand r auf den a^{ten} Teil, während andererseits die Kapazität auf den a -fachen Betrag

ansteigt. Unter dieser Voraussetzung bleiben aber sowohl der aus Gl. (1) hervorgehende Wert für E_c als auch die nach der Formel für die Eigenschwingungszahl resultierende Kreisfrequenz ν unverändert erhalten.

Niedrige Eigenschwingungszahlen sind auch von einem andern Gesichtspunkte aus erstrebenswert. Wird nämlich die Wahrscheinlichkeit des Resonanzeintrittes für die Grundharmonische zu 1 angenommen, so ergibt sich, wie leicht einzusehen ist, für die n^{te} Harmonische eine entsprechende Wahrscheinlichkeit von n . Eine Eigenschwingung hoher Frequenz wird also von den nächst gelegenen aufgedrückten Oberwellen durchschnittlich prozentual weniger abweichen, als eine solche niedriger Periodenzahl.

4. Stromkurve und Rückwirkung parallel geschalteter Motoren.

Nachdem man sich über die Verhältnisse, welche sich bei Anschluss eines Kondensators für sich allein einstellen, Rechenschaft gegeben hat, sei im folgenden der Einfluss dazu parallel geschalteter Motoren etwas näher untersucht. Motor und Kondensator bilden für sich einen geschlossenen Schwingungskreis. Es wäre nun denkbar, dass dessen Eigenschwingungszahl der Frequenz einer in der Spannungskurve enthaltenen Oberwelle gleichkäme und so Stromresonanz eintreten würde. Der im Kondensator fließende Strom höherer Periodenzahl würde somit auch den Motor durchfließen und den Wirkungsgrad des letzteren heruntersetzen, entsprechend erhöhter zusätzlicher Verluste in demselben. Es zeigt sich nun aber bei näherer Betrachtung, dass Stromresonanz mit einer höheren Harmonischen, wie oben geschildert, praktisch nie zu befürchten ist, somit der Motorstrom nur insofern ganz unbedeutende Oberwellen aufweist, als die aufgedrückte Spannung etwas verzerrt ist (vergl. in diesem Zusammenhang auch Oszillogramm der Fig. 16). Dadurch nämlich, dass man den Blindstrom des Motors mit dem Kondensator auf Null zu kompensieren trachtet, werden gleichzeitig auch die Bedingungen für Stromresonanz

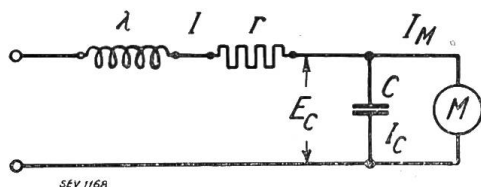


Fig. 10.

Schaltungsschema bei angeschlossenem Motor.

mit der Grundwelle erfüllt; für Resonanz mit der am nächsten gelegenen 5. Oberwelle dürfte die Kapazität nur $1/25$ der zur Kompensierung notwendigen betragen. Die Spannung am Kondensator, bzw. an der Motorinduktivität erleidet durch die Stromresonanz keine Erhöhung, sie ist immer gleich der aufgedrückten Spannung.

Es sei noch untersucht, inwieweit die Resonanzverhältnisse eines an ein Netz angeschlossenen Kondensators durch Parallelschalten eines Motors beeinflusst werden. Zu diesem Zwecke bedient man sich am besten der vektoriellen Darstellung. Das Schaltschema wird durch Fig. 10 erläutert. M stellt einen Asynchronmotor dar, I_M den zugehörigen Strom und I_{M0} dessen wattlose Komponente; die übrigen Bezeichnungen sind von früher her bekannt.

Unter der Annahme, dass für die Grundwelle gerade Kompensation vorliege, somit $\frac{I_c}{I_{M0}} = 1$ ist, so würde für die n^{te} Harmonische der Quotient $\frac{I_c}{I_{M0}} \cong n^2$, wenn der Motor bezüglich der n^{ten} Harmonischen bzw. Grundharmonischen mit ein und derselben Schlüpfung laufen würde. Da dies aber nicht der Fall ist, indem der Motor in Bezug auf Oberwellen bei seiner Normaldrehzahl fast wie im Kurzschluss arbeitet, so wird obenstehender Quotient schätzungsweise etwa 4 bis 5 mal kleiner. Die vorstehenden kurzen Erläuterungen dienen zum Verständnis der gewählten Größenverhältnisse von Kondensator- bzw. Motorstrom der Fig. 12. Die Diagramme der Fig. 11 und 12 gelten für Resonanz mit der 5. Harmonischen, ersteres ohne, letzteres mit parallel geschaltetem Motor; die eingeprägte EMK sei in beiden Fällen dieselbe.

Bei parallel geschaltetem Motor liegen bei Resonanz die algebraisch gleich grossen Spannungen E_c und E_λ nicht mehr in Phase; es muss nun infolgedessen

noch die Differenzspannung zwischen den beiden, zusammen mit dem Ohmschen Spannungsabfall, von der eingepprägten elektromotorischen Kraft gedeckt werden. Dementsprechend gehen sämtliche Ströme und somit auch die Resonanzüberspan-

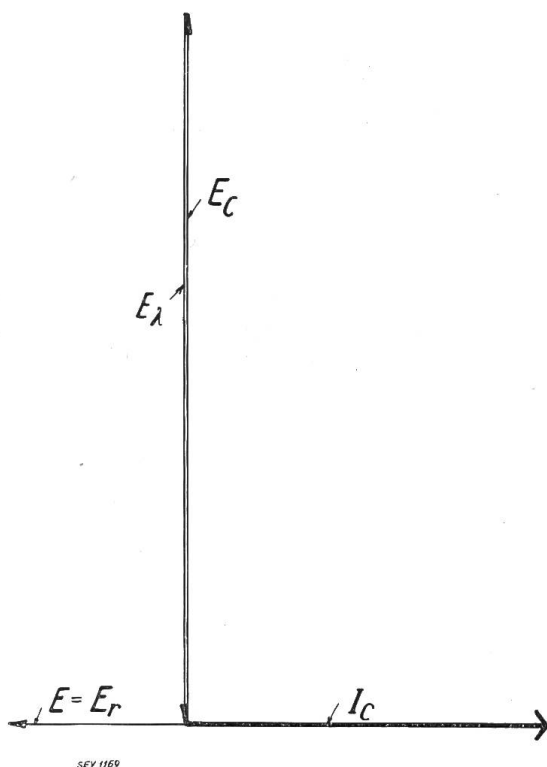


Fig. 11.

Resonanz wenn der Kondensator für sich allein angeschlossen ist.

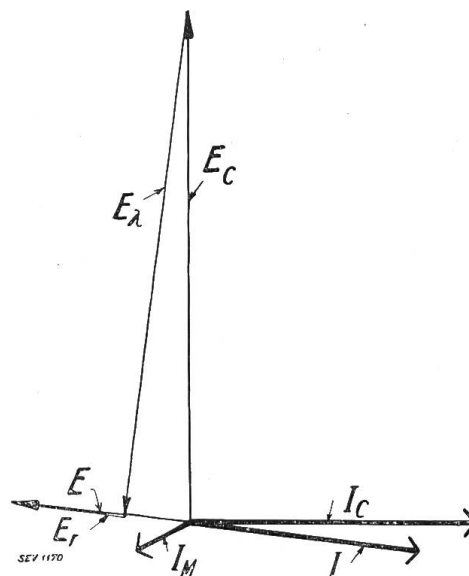


Fig. 12.

Resonanz wenn parallel zum Kondensator ein Motor angeschlossen ist.

nungen zurück. Es ist ferner noch zu beachten, dass sich die Eigenfrequenz bei angeschlossenem Motor etwas ändert:

ist ν die Kreisfrequenz bei Resonanz ohne Motor,

ν' die Kreisfrequenz bei Resonanz mit Motor,

so gilt:

$$\frac{I_c}{\nu C} \frac{\nu}{\nu'} = I \nu \lambda \frac{\nu'}{\nu}$$

$$\nu' = \frac{l}{\sqrt{\lambda C}} \sqrt{\frac{I_c}{I}} = \nu \sqrt{\frac{I_c}{I}} \quad (5)$$

Ob der Motor leer oder vollbelastet läuft, ist praktisch auf die Ausbildung von höheren Harmonischen in Strom oder Spannung ohne Belang, da die Motorschlüpfung bezüglich der synchronen Drehzahl von Oberwellen praktisch konstant ist. Es ist einzig zu sagen, dass die höheren Harmonischen im resultierenden Strom (Motor und Kondensator) mit zunehmendem Motorstrom natürlich verhältnismässig immer mehr zurücktreten, da letzterer, wie schon erwähnt, nur wenig verzerrt ist. Als experimenteller Beleg zu dem im vorstehend Gesagten mögen die Oszillogramme der Fig. 13 bis 16 dienen. Insbesondere sei auf die Oszillogramme 13 und 16 aufmerksam gemacht, auf welchen der im Motor fließende Strom zuerst ohne, nachher mit parallel geschaltetem Kondensator aufgenommen ist. Man ersieht daraus, dass dieser die Kurvenform des Motorstromes in keiner Weise beeinflusst. Unter Gesamtstrom ist die Summe aus Motor- und Kondensatorstrom zu verstehen.

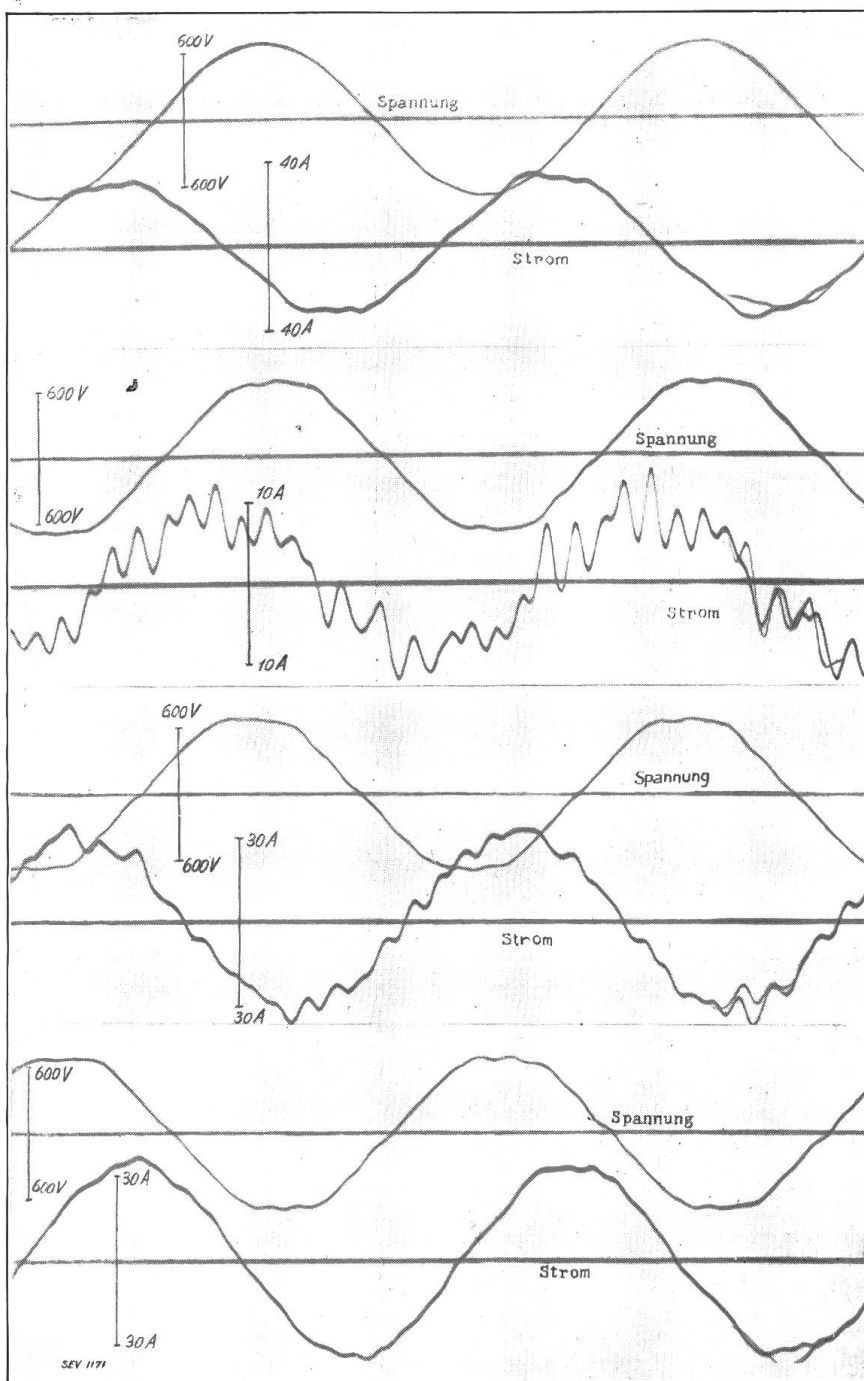


Fig. 13 bis 16.

Oszillogramme an einem 20 PS Asynchronmotor aufgenommen, kompensiert durch 6,5 kVA Kondensator, bei Vollast (Schema Fig.10).

5. Beeinflussung der Spannungskurve.

Alle bisherigen Betrachtungen über Kurvenverzerrungen von Strom und Spannung gelten für Verhältnisse, wie solche in unmittelbarer Nähe des angeschlossenen Kondensators herrschen. Dieser Bezugsort wird in der Regel nach dem speisenden Transformator liegen, da mit einer derartigen Kompensation gleichzeitig auch eine Entlastung desselben herbeigeführt wird, ganz abgesehen davon, dass in den meisten Fällen der Anschluss von Kondensatoren auf der Niederspannungsseite konstruktiv einfacher zu lösen und im allgemeinen auch betriebssicherer ist. Man wird sich nun fragen, in welchem Masse sich die Kurvenverzerrungen im Transformator übertragen und sich somit auch primärseitig geltend machen. Für den Strom ist die Sachlage sehr einfach. Da ohne Rücksicht auf die Frequenz der Oberströme deren primäre und sekun-

Fig. 13.
Motorstrom, wenn der Kondensator abgeschaltet ist.

Fig. 14.
Kondensatorstrom I_C .

Fig. 15.
Gesamtstrom I .

Fig. 16.
Motorstrom I_m .

däre Amperewindungszahl, abgesehen von den Magnetisierungs-Amperewindungen, einander gleich sein muss, so werden alle höheren Harmonischen in den sekundärseitigen Stromkurven entsprechend dem Uebersetzungsverhältnis auch auf der Primärseite zum Vorschein kommen. Dies wird experimentell durch die Aufnahme der Fig. 3 bestätigt, wo die Stromkurve gleichzeitig auf der Ober- und Unterspannungsseite oszillographiert worden ist. Die im Resonanzfall bei verteilter Induktivität an einem Netzpunkt herrschende Ueberspannung wird um so kleiner sein, je weiter dieser vom Kondensator entfernt ist; genau gesprochen beträgt der Anteil an der gesamten Resonanzspannung immer soviele Prozent, als die vor dem betrachteten Netzpunkt liegende Induktivität im Verhältnis zur totalen Induktivität ausmacht. Bei Messung unmittelbar am Kondensator erreicht die rückwärts liegende Induktivität 100 % der gesamten, somit die Resonanzspannung ebenfalls ihren Maximalbetrag. Könnte die Streuinduktivität der speisenden Generatoren vernachlässigt werden, so würde sich der Anteil der Resonanzspannung an den Generatorklemmen bis auf Null reduzieren, da dann alle Induktivität nach diesen zu liegen käme. Für den vorliegenden Zweck genügt es zu wissen, wie es mit der Verzerrung der Spannungskurve an den Primärklemmen des dem Kondensator zunächst befindlichen Transformators steht. Diese Frage kann dahin beantwortet werden, dass in diesem Transformator mit seiner relativ zur ganzen Netzleistung im allgemeinen geringen Leistung der überwiegende Teil der in Betracht fallenden Induktivität enthalten ist, wie dies bereits an anderer Stelle erwähnt wurde. Die Grösse der Amplituden der auf der Primärseite noch erfassbaren Spannungsoberwellen relativ zur Grundwelle stellt demzufolge nur noch einen kleinen Rest derjenigen an den Kondensatorklemmen dar. Die vorstehende Ueberlegung hat somit zu dem wichtigen Ergebnis geführt, dass Verzerrungen der Spannungswelle durch angeschlossene Kondensatoren auf deren nächste Umgebung lokalisiert bleiben.

6. Zusätzliche Verluste durch Oberströme.

Bis anhin wurde die Stromverzerrung durch angeschlossene Kondensatoren nur unter dem Gesichtspunkt von Resonanzüberspannungen und damit verbundener Verzerrung der Spannungskurve betrachtet, währenddem die Oberwellen in der Stromkurve noch in anderer Hinsicht unerwünscht sind. Es ist schon dargelegt worden, dass die fraglichen Oberströme nur den vom Generator über den Kondensator geschlossenen Stromkreis durchfliessen, nicht aber denjenigen über den zu kompensierenden Motor; sie leisten deswegen zur Drehmomentsbildung keinen Beitrag und fallen infolgedessen für die Nutzleistung ausser Betracht. Hingegen erzeugen diese Oberströme in den von ihnen durchflossenen Generatoren, Transformatoren und Leitungen zusätzliche Kupferverluste, wodurch einerseits die Antriebsmaschinen um $\sum I_n^2 r$ mehr belastet werden, was zwar praktisch nicht sehr ins Gewicht fällt, andererseits aber die Ausnützung der elektrischen Anlageteile infolge stärkerer Erwärmung heruntergesetzt wird.

Bei Anschluss eines Kondensators zur Kompensierung geht unter Umständen die resultierende Stromstärke nicht ganz auf den nach der Berechnung zu erwartenden Wert zurück. Es ist dies auf den Umstand zurückzuführen, dass das zur Kontrolle benützte Amperemeter nicht allein auf die Grundwelle reagiert, wofür unsere Berechnungen aufgestellt sind, sondern durch Messung des Effektivwertes der Stromstärke $I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 + \dots}$ den Anteil aller als Folge des Kondensatoranschlusses sich einstellenden höheren Harmonischen mitberücksichtigt. Tatsächlich interessiert uns auch der gemessene Effektivwert des Stromes in erster Linie, denn dieser ist es allein, welcher für die Grösse der Stromwärmeverluste in Maschinen, Transformatoren und Leitungen massgebend ist. Immerhin kommt auch der Grundharmonischen im resultierenden Strom, deren Wert sich immer mit den Ergebnissen der Vorausberechnung, d. h. dem günstigsten mög-

lichen Falle deckt, eine gewisse Bedeutung zu. Da für den Betrieb der Stromverbraucher praktisch nur die Grundwelle der Klemmenspannung in Frage kommt, so spielen nur die Spannungsabfälle des Grundwellenstromes in der Zuleitung bis zu den Anschlussklemmen eine Rolle; die Spannungsabfälle der Oberströme fallen in diesem Zusammenhang vollständig ausser Betracht. Die bezüglich Spannungsverbesserung an die Kompensierung mit statischen Kondensatoren gestellten Anforderungen werden somit unter allen Umständen erfüllt, auch wenn den Erwartungen mit Bezug auf Stromentlastung von Leitungen, Transformatoren etc. nicht in vollem Umfang Genüge getan sein sollte.

Es soll noch gezeigt werden, welchen Grad die Verzerrung des resultierenden Stromes annehmen muss, damit die kompensierende Wirkung des Kondensators in der effektiven Stromstärke gerade nicht mehr in Erscheinung tritt. Sind

I_1 die eff. Stromstärke vor der Kompensation,

$I_1 \cos \varphi$ die eff. Stromstärke der Grundwelle nach der Kompensation auf $\cos \varphi = 1$,

I_n die eff. Stromstärke derjenigen Oberwelle,

für welche die Resonanzbedingung ganz oder annähernd erfüllt ist, dann drückt sich der Inhalt des vorstehenden Satzes durch folgende Gleichung aus:

$$\begin{aligned} \sqrt{(I_1 \cos \varphi)^2 + I_n^2} &= I_1 \\ I_n^2 &= I_1^2 (1 - \cos^2 \varphi) = I_1^2 \sin^2 \varphi \\ I_n &= I_1 \sin \varphi \end{aligned}$$

oder es darf das Verhältnis von Oberwelle zu Grundwelle höchstens nachstehenden Betrag annehmen:

$$\left(\frac{I_n}{I_1 \cos \varphi} \right) = \operatorname{tg} \varphi. \quad (6)$$

Wird beispielsweise bei den Leistungsfaktoren $\cos \varphi = 0,5$ und $\cos \varphi = 0,7$ kompensiert, so tritt erst von dem Moment an kein Stromrückgang mehr ein, in dem die Amplituden der Oberwellen die $\sqrt{3}$ - bzw. 1fache Grösse der Grundwellen erreicht haben. Ein solcher Zustand hat aber zur Voraussetzung, dass erstens die Resonanz ganz scharf ist und zweitens die induzierte Oberwellen-EMK mindestens ebensoviel Prozent von der Grundwellen-EMK ausmacht als der Ohmsche Spannungsabfall der Zuleitung beträgt. Beide Bedingungen werden jedoch nur in den seltensten Fällen erfüllt sein, erstere zudem infolge der ständig wechselnden Netzkonstellationen immer nur ganz vorübergehend. Es besteht daher praktisch keine Gefahr ungenügender Kompensation als Folge sich einstellender höherer Harmonischen.

7. Einschalten und Kurzschliessen von Kondensatoren.

Mit Rücksicht darauf, dass diese Vorgänge in der Literatur bereits nach allen Richtungen hin erschöpfend behandelt worden sind, kann man sich darauf beschränken, nur die hier in Betracht kommenden Lösungen der als Ausgangsbasis dienenden Differenzialgleichungen anzuführen. Ausgehend davon, dass dem Kondensator immer Induktivitäten (Streuung von Transformatoren und Generatoren, Reaktanz der Leitungen) vorgeschaltet sind, dass ferner nur der Anschluss an eine Wechselspannung in Frage kommt, genügt es, den Fall der Ladung eines Schwingungskreises mit Wechselstrom heranzuziehen. Hievon scheidet wiederum der Fall für Einschalten im Nulldurchgang der stationären Kondensatorspannung aus. Denn der Einschaltstromstoss erreicht hier für Dämpfung Null nur die doppelte Höhe des Dauerstromes, und die Ueberspannung am Kondensator wird erst für Eigenfrequenzen, die in unmittelbarer Nähe der erzwungenen liegen, gleich der doppelten Nennspannung. Solch niedrige Eigenschwingungszahlen können jedoch aus Gründen, die bereits früher erläutert worden sind, nicht vorkommen; bei den praktisch möglichen Eigenfrequenzen jedoch findet überhaupt keine Span-

nungserhöhung statt. Von Wichtigkeit ist der Schalt Augenblick im Maximum der Kondensatorspannung, denn einerseits ist dies der weitaus ungünstigste Fall, sowohl bezüglich Strom als auch Spannung, andererseits ist mit einem verhältnismässig häufigen Eintreffen desselben, infolge vorzeitigen Funkenüberspringens im Scheitelpunkt der Spannung, zu rechnen. Die Momentanwerte von Strom und Spannung drücken sich durch nachstehende beiden Gleichungen¹⁾ aus:

$$i = I'_{\max} \left(-\sin \omega t + \frac{\nu}{\omega} \varepsilon^{-\frac{t}{2T}} \sin \nu t \right) \quad (7)$$

$$e_c = E'_{c\max} \left(\cos \omega t - \varepsilon^{-\frac{t}{2T}} \cos \nu t \right) \quad (8)$$

Darin sind $I'_{\max}$ und $E'_{c\max}$ die Amplitudenwerte des Ladestroms bzw. der Kondensatorspannung nach Erreichen des stationären Zustandes. $T = \frac{\lambda}{r}$ wird Zeitkonstante des Schwingungskreises genannt;

$$\nu = \sqrt{\frac{1}{\lambda C} - \left(\frac{r}{2\lambda}\right)^2} \quad (9)$$

ist der genaue Wert der Eigenschwingungszahl, wenn Dämpfung vorhanden ist. Die beiden Gleichungen sagen in erster Linie folgendes aus: Der Ausgleichstromstoss ist gleich dem Produkt aus Dauerstrom mal dem Quotienten aus Eigenfrequenz durch erzwungene Frequenz. Je höher also die Eigenschwingungszahl im Verhältnis zur aufgedrückten Frequenz, um so höher ist auch der zu erwartende Stromstoss.

Die Kondensatorspannung wird eine halbe Eigenperiode nach dem Schaltmoment für normale Dämpfung nahezu verdoppelt.

Der Ausgleichsvorgang ist um so schneller abgeklungen, je kleiner die Zeitkonstante, d. h. je kleiner die Induktivität λ und je grösser der Ohmsche Widerstand r ist.

Erreicht oder überschreitet der Ohmsche Widerstand den doppelten Wert des Schwingungswiderstandes $r \geq 2 \sqrt{\frac{\lambda}{C}}$, so wird die Eigenfrequenz $\nu = 0$ bzw. imaginär und der ganze Ausgleichsvorgang verläuft aperiodisch. Diese Möglichkeit kann praktisch aber nur dann eintreten, wenn in einen Stromkreis zum normalerweise vorhandenen noch künstlich Ohmscher Widerstand eingefügt wird.

In Tabelle II sind die Erläuterungen zu den Oszillogrammen der Fig. 17 bis 23 enthalten. Die theoretisch abgeleiteten Gesetze für die Einschaltüberspannungen bzw. Ueberströme bestätigen sich anhand dieser oszillographisch gefundenen Versuchsergebnisse im grossen und ganzen. Die Versuche sind der besseren Uebersichtlichkeit halber zum grössten Teil einphasig durchgeführt worden.

Für die Einschaltvorgänge der Oszillogramme 22 und 23 der Tabelle II soll der wirksame Schwingungswiderstand berechnet werden. Für die Streuinduktivität pro Phase des speisenden Transformators wurde früher auf Seite 654 $0,182 \cdot 10^{-3} \text{ H}$ berechnet. Da der Anschluss einphasig an die verkettete Spannung des Δ/Δ geschalteten Transformators erfolgte, so hat man mit $2 \cdot 0,182 \cdot 10^{-3} = 0,364 \cdot 10^{-3} \text{ H}$ zu rechnen. Die Kapazität betrug $134 \mu \text{ F}$. Der Schwingungswiderstand daher $\sqrt{\frac{\lambda}{C}} = \sqrt{\frac{0,364 \cdot 10^{-3}}{134 \cdot 10^{-6}}} = 1,65 \Omega$.

¹⁾ S. R. Rüdenberg. Elektrische Schaltvorgänge, 1926, S. 45.

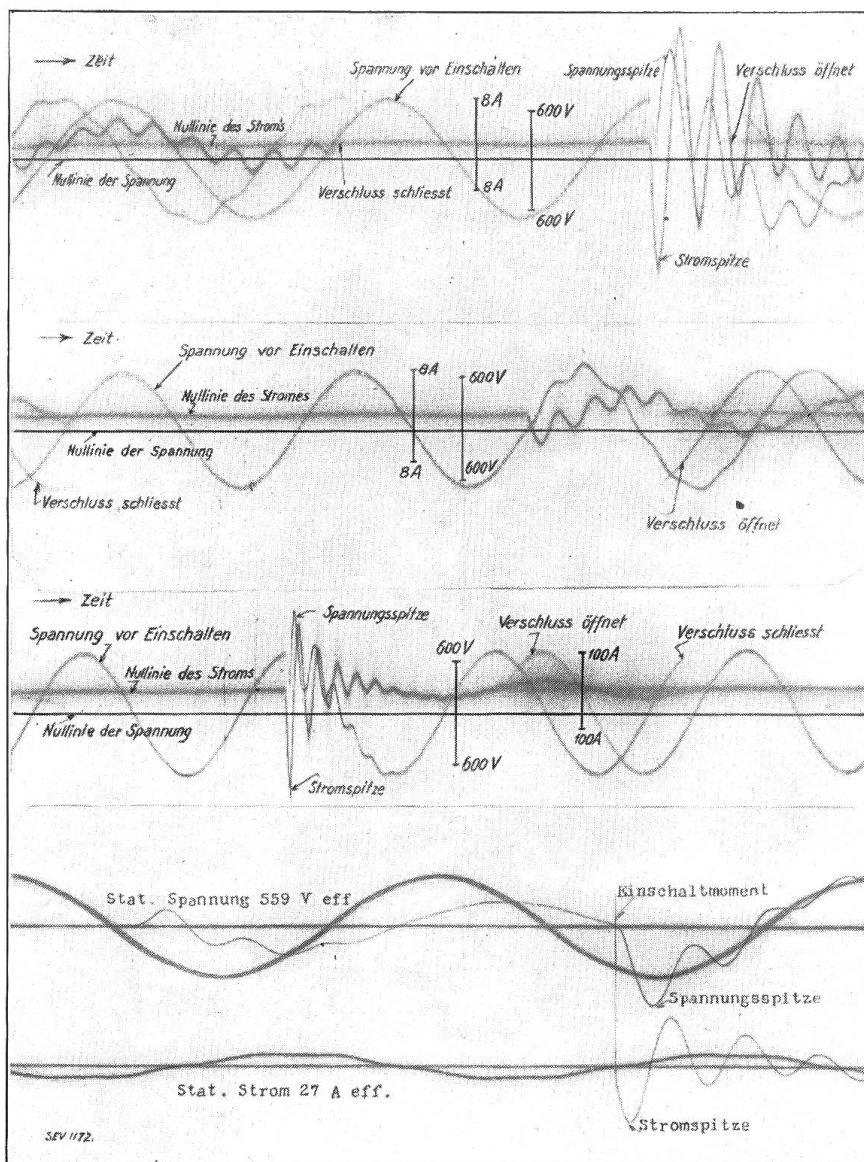


Fig. 17.
Kapazität $13 \mu\text{F}$
Schaltmoment im Spannungs-
maximum.

Fig. 18.
Kapazität $13 \mu\text{F}$
Schaltmoment im Nulldurchgang
der Spannung.

Fig. 19.
Kapazität $82 \mu\text{F}$
Schaltmoment im Spannungs-
maximum.

Fig. 20.
Kapazität $3 \times 85 \mu\text{F}$
Schaltmoment im Nulldurchgang
des Stromes.

Fig. 17 bis 20. Einschaltvorgänge.

Tabelle II.

Osz. No.	Ange- schlos- sene Ka- pazität μF	Phasen- zahl	Vorschalt- Widerstand Ω	Schalt- Augenblick bei Spannung	Spannung vor dem Schalten V	Frequenz der Eigen- schwingung Per/s	Dauer des Ausgleich- vorganges s	Spannungs- spitze divi- diert durch Amplitude der stati- schen Span- nung	Stromspitze dividiert durch Am- plitude des Dauer- stromes	Spannungs- quelle
17	13	1	kein	max.	505	350	0,017	1,8	7	Induktions- regler 35 kVA
18	13	1	kein	null	495	350	0	1	1	
19	82	1	kein	max.	540	ca. 650	0,014	1,75	12	Transf. 40 kVA
20	3×89	3	Drossel- spule	Strom 0	504	300	0,02	1,56	4,7	
21	ca. 2	1	kein	beliebig	ca. 520	3000	0,008			Transf. 50 kVA
22	134	1	1	beliebig	ca. 520	fast 0				Transf. 280 kVA
23	134	1	2	beliebig	ca. 520	aperiodisch				

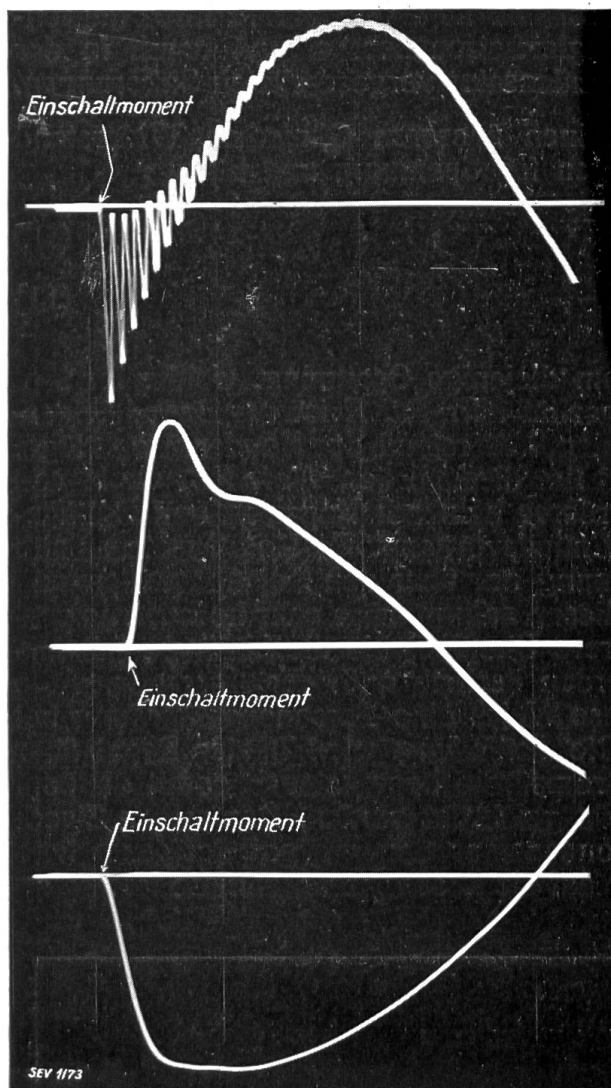


Fig. 21.
Kapazität 2 μ F.

Fig. 22.
Kapazität 134 μ F mit 1 Ω Vorschaltwiderstand.

Fig. 23.
Kapazität 134 μ F mit 2 Ω Vorschaltwiderstand.

Fig. 21 bis 23.
Einschaltvorgänge.
Spannung oszillographiert mittels Kathodenstrahloszillograph.

Der kritische Wert des Ohmschen Widerstandes für den Uebergang der Ausgleichsschwingung in aperiodischen Verlauf ist $2\sqrt{\frac{\lambda}{C}} = 3,3 \Omega$. Für 1 Ohm Vorschaltwiderstand erfolgt der Ausgleich noch oszillierend. Für 2 Ohm vorgeschalteten Widerstand hingegen ist bereits Aperiodizität festzustellen; zusammen mit dem innern Widerstand, insbesondere demjenigen der Kondensatorbeläge, scheint demnach in letzterem Falle der kritische Wert des Dämpfungswiderstandes erreicht zu sein.

Der Schutzwiderstand zur Strom- und Spannungsbegrenzung braucht übrigens nicht so gross zu sein, dass der Einschaltvorgang aperiodisch verläuft. Schon durch seine dämpfende Wirkung ist er imstande, die Ausgleichsschwingung so stark abzdämpfen, dass die sich erst nach einer halben Eigenperiode einstellende höchste Ueberspannung schon auf ein erträgliches Mass abgeschwächt ist. Die Hälfte des Schwingungswiderstandes, bzw. $\frac{1}{4}$ des kritischen Wertes, genügt, um die Ueberspannungsspitze auf ca. 140% der Amplitude der stationären Spannung zu reduzieren.

Es ist übrigens zu sagen, dass durch die Einschaltüberströme, selbst wenn Schutzwiderstände nicht vorhanden sind, an Transformatoren infolge übermässiger mechanischer Beanspruchung unseres Wissens bis jetzt keine Schäden verursacht worden sind. Der Grund dafür liegt offenbar in der Kürze des Einschaltvorganges.

Der Hauptwert der Einschalt-Schutzwiderstände liegt offenbar in ihrer begrenzenden bzw. dämpfenden Wirkung des Ausgleichstromstosses, und damit in der Verhütung des Durchschmelzens der dem Kondensator vorgeschalteten Sicherungen.

Die *Entladung* von Kapazitäten über einen äusseren Ohmschen Widerstand erfolgt nach den folgenden beiden Gleichungen für Spannung und Strom:

$$e_c = E \varepsilon^{-\frac{t}{T}} \quad (10)$$

$$i = \frac{E}{R} \varepsilon^{-\frac{t}{T}} \quad (11)$$

E ist die Anfangsspannung, bei Wechselstrom diejenige Spannung, welche im Moment der Abtrennung vom Netz an der Kapazität herrscht. R ist der Entladewiderstand zusammen mit dem in Betracht fallenden Widerstand der Kondensatorbeläge. T bedeutet wiederum die Zeitkonstante und hat diesmal den Wert RC , wenn von Induktivität abgesehen werden kann. Je grösser demnach Kapazität und Entladewiderstand sind, um so länger dauert der Entladevorgang. Da Kondensatoren sich ohne besondere Hilfsmittel nach der Abtrennung nur über den Isolationswiderstand ihres Dielektrikums entladen können und dieser naturgemäss sehr hoch ist, so verstreicht längere Zeit (unter Umständen mehrere Stunden) bis die Ladung ganz verschwunden ist. Für grössere Einheiten werden deshalb nach der Abschaltung die Kondensatoren kurzgeschlossen, um auf diese Weise eine Personengefährdung bei Berührung der Klemmen zu vermeiden. Die Entladung wird in der Regel über Widerstände vorgenommen, wodurch die Stromstärke begrenzt und somit die dem Kondensator vorgeschalteten Sicherungen nicht gefährdet werden. Den selben Zweck erfüllen bei gewissen Fabrikanten dem Kondensator dauernd parallel geschaltete hochohmige Widerstände. Ihre Rückwirkung auf die Resonanzverhältnisse ist analog

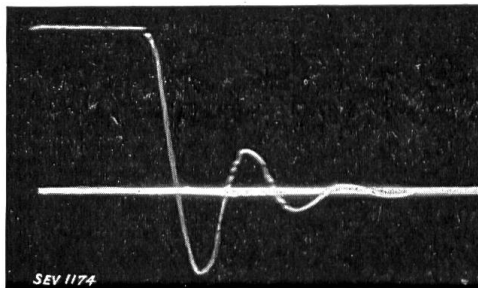


Fig. 24.

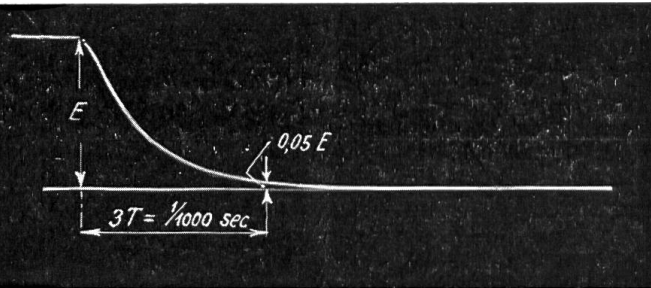
Kapazität $134 \mu\text{F}$, kein Entladewiderstand.

Fig. 25.

Kapazität $134 \mu\text{F}$, Entladewiderstand 2Ω .

Fig. 24 und 25.

Entladungsvorgänge. Spannung oszillographiert mittels Kathodenstrahloszillograph.

derjenigen eines zugeschalteten Motors und lässt sich ohne weiteres aus dem im bezüglichen Abschnitt 4 gesagten ableiten. Bei der Entladung ist *nie* eine Spannungserhöhung zwischen den Kondensatorbelägen zu befürchten, selbst wenn Entladewiderstände weggelassen werden und der Ausgleichsvorgang sich oszillierend abspielen sollte. Die Oszillogramme der Fig. 24 und 25 stellen das Abklingen der Spannung beim Kurzschliessen eines Kondensators von $134 \mu\text{F}$ dar, und zwar bei direktem Kurzschluss bzw. 2Ω Entladewiderstand. Aus dem Oszillogramm der Fig. 25 errechnet sich in folgender Weise die Zeitkonstante des Kurzschlusskreises. Nach Ablauf einer Zeit $t = 3T$ hat sich der Kondensator gemäss Gl. (10) auf eine Spannung $e_c = E \varepsilon^{-\frac{3T}{T}} = 0,05 E$ entladen. Die Zeitdauer $3T$ bis zur Entladung auf 5% der Anfangsspannung beläuft sich nun auf $\frac{1}{1000} \text{ s}$; demnach $T = 0,00033 \text{ s}$. Die aus Kapazität und Entladewiderstand berechnete Zeitkonstante beträgt $T = RC = 2 \cdot 134$

$\cdot 10^{-6} = 0,00027$ s. Die Differenz gegenüber dem experimentell ermittelten Wert rührt von der Vernachlässigung des innern Widerstandes der Kondensatorelemente her.

8. Verluste in Kondensatoren.

Diese sind in der Hauptsache dielektrischer Art; dazu kommen noch die Stromwärmeverluste in den Kondensatorbelägen. Die Gesamtheit dieser Verluste ist an einem 500 V-Dreiphasenkondensator mit Anzapfungen und 21 kVA totaler Blindleistung gemessen worden. Es wurde dabei nach zwei verschiedenen Messmethoden gearbeitet, nämlich einerseits mit der bekannten Brückenschaltung von Schering, andererseits mit einem Quadrantenelektrometer. Beide Verfahren gaben praktisch übereinstimmende Resultate. Der Verlustwinkel schwankte je nach der verwendeten Anzapfung zwischen $14'$ und $21'$ entsprechend einem Leistungsfaktor $\cos \varphi = 0,004$ bis $0,006$. Im Mittel kann demnach mit einem Verlust von $0,5\%$, bezogen auf die Blindleistung, gerechnet werden.

9. Angaben von elektrischen Messinstrumenten, insbesondere Zählern bei verzierter Kurvenform.

Für Instrumente, welche nach dem Hitzdrahtprinzip gebaut sind, ist die Sachlage zum vorneherein gegeben. Da deren Anzeigewert von der in einem besonderen Draht erzeugten Wärmemenge abhängt und letztere dem Quadrat des Effektivwertes der Stromstärke proportional ist, so können auf diese Weise ganz unabhängig von Kurvenverzerrungen effektive Spannung und Stromstärke unter allen Umständen richtig gemessen werden.

Aehnlich verhält es sich mit dynamometrischen Instrumenten, zu welchen auch die im Laboratorium und bei Kontrollmessungen verwendeten Präzisionswattmeter gehören. Die von einem verzerrten Wechselstrom in einem Verbraucher erzeugte Leistung ist gleich der Summe der Leistungen der einzelnen Harmonischen =

$\sum E_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi_n$. Da nun in einem Wattmeter eine Drehmomentsbildung nur zwischen Wellen gleicher Ordnungszahl in Strom und Spannung zustande kommen kann, so ist auch hier eine richtige Leistungsmessung gewährleistet. Das Analoge gilt für Volt- und Amperemeter dieser Bauart. Frequenzabhängigkeit in den Angaben unter dem Einfluss der Abgleichwiderstände fällt praktisch für die Oberwellen der üblichen Ordnungszahl, wie angestellte Vergleichsmessungen gezeigt haben, nicht ins Gewicht.

Wesentlich anders verhält es sich mit Instrumenten der Ferraristype, wozu insbesondere die Zähler und gewisse schreibende Instrumente gehören. Hier sind die Verhältnisse weit weniger durchsichtig und es können deshalb nur ausgedehnte Versuche über die Rückwirkung verzerrter Kurvenformen auf die Messgenauigkeit den gewünschten Aufschluss geben. Derartige Messungen sind vorgenommen worden, jedoch bis heute noch nicht zu einem Abschluss gelangt, so dass noch kein entgültiges Ergebnis mitgeteilt werden kann. Immerhin konnte bereits festgestellt werden, dass Oberwellen bis zu 60% der Grundwellenamplitude und von der Ordnungszahl 19, die Messgenauigkeit eines Dreiphasenzählers normaler Ausführung um nicht mehr als $1,5\%$ beeinflussen. Umfangreichere Versuche der E. K. Z. zeitigten das Ergebnis, dass das stärkere Hervortreten von Oberwellen beliebiger Ordnungszahl beim Anschluss von Kondensatoren die mit Zählern gemessene Energiemenge um nicht mehr als 2% beeinflusst. Ueber die Beeinträchtigung der Messgenauigkeit von Ferrarisinstrumenten durch verzerrte Spannungs- und Stromkurven zufolge des Anschlusses von Kondensatoren soll an gleicher Stelle später genaueres berichtet werden.