

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

Band: 68 (1977)

Heft: 20

Artikel: Experimentelle Bestimmung der Frequenzabhängigkeit von Quellenimpedanzen

Autor: Weiler, J.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-915078>

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: 15.10.2024

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

Experimentelle Bestimmung der Frequenzabhängigkeit von Quellenimpedanzen

Von J. Weiler

621.317.332:621.316.1

Nichtlineare Verbraucher wie z.B. Geräte mit Phasenanschnittsteuerung verursachen nichtsinusförmige Netzströme, welche ihrerseits über der Netzimpedanz eine nichtsinusförmige Verzerrung der Netzspannung verursachen. Zur Bestimmung der Spannungsverzerrung ist demnach die Kenntnis des Frequenzganges der Netzimpedanz, vom Verbraucherpunkt her gesehen, notwendig. Die zu dieser Messung möglichen Verfahren werden vorgestellt und kritisch in bezug auf Aufwand und Genauigkeit verglichen.

De l'utilisation d'appareils électriques à caractéristique non linéaire résulte un courant de réseau non sinusoïdal qui provoque, par l'intermédiaire de l'impédance du réseau, une distorsion de la tension du réseau. La prédétermination de cette distorsion nécessite, par conséquent, la connaissance de l'impédance du réseau vue du côté du consommateur. Des méthodes de mesures adaptées aux besoins spécifiques sont présentées et comparées sous les points de vue du matériel requis et de la précision et fiabilité des résultats.

1. Einleitung

Die Bestimmung der Innenimpedanz von Quellen und deren Frequenzabhängigkeit war lange Zeit ein Problem, das nur die Hersteller von Leistungsverstärkern interessierte. In letzter Zeit gewinnt es auch in der Energietechnik an Interesse: Das Aufkommen von billigen Phasenanschnittsystemen und deren Verbreitung, vor allem auch in Haushaltgeräten (Mixer, Handbohrmaschinen, Helligkeits- und kleine Temperaturregler, Farbfernsehgeräte), hat mit sich gebracht, dass bereits ein nicht mehr vernachlässigbarer Anteil der bezogenen Leistung durch Verzerrung der Kurvenform des Stromes gesteuert wird. Im Gegensatz zu den Grossverbrauchern treten diese Kleinverbraucher unkontrolliert und häufig zeitlich massiert auf.

Diese Stromverzerrungen und damit Stromoberwellen bewirken über der Netzimpedanz zusätzliche Spannungsabfälle, so dass auch die Kurvenform der Spannung messbar verzerrt wird, was wiederum Rückwirkungen auf andere Bezüger, wie z.B. Rechnerspeisungen, hat.

Bei Kenntnis der zulässigen Spannungsverzerrungen sehen sich die Elektrizitätswerke also mit dem Problem konfrontiert, an den Bezugspunkten die wirksame Netzimpedanz im interessierenden Frequenzbereich von der Netzfrequenz bis etwa zur hundertsten oder zweihundertsten Oberwelle (also z.B. 50...5000...10000 Hz) zu bestimmen, ein Unterfangen, das bei den heutigen stark vermaschten Netzen mit vielen Speiseleitungen, Speisetransformatoren und Kompensationskondensatoren rein rechnerisch nicht mehr lösbar ist. Es muss also ein Weg gefunden werden, die Frequenzabhängigkeit der Netzimpedanz *experimentell* zu bestimmen, wobei die Messung natürlich im normalen Betrieb vorzunehmen ist. Zur Durchführung dieser Messung bieten sich in erster Linie drei mögliche Wege an:

a) Schrittantwort, d.h. Bestimmung der transienten und stationären Spannungsänderung beim sprunghaften Einschalten einer linearen (ohmschen) Last.

b) Anschluss eines oberwellenerzeugenden Verbrauchers und simultane Analyse der auftretenden Strom- und Spannungsüberwellen nach Betrag und Phase (Stichwort: Mehrfrequenzsignal).

c) Einspeisung eines sinusförmigen Stromes variabler Frequenz im Messpunkt und Bestimmung der mit dem Strom gleichfrequenten Spannung nach Betrag und Phase (Stichwort: Einfrequenzsignal).

Allen drei Methoden ist gemeinsam, dass die zu messenden Spannungen einer wesentlich höheren Spannung (z.B. der Netzspannung von 220 V) überlagert sind. Einen Anhaltspunkt

über die Grössenordnung dieser Signalspannung erhält man aus folgender Überlegung: Nach CENELEC kann im Mittelwert für einen Niederspannungsanschluss bei 50 Hz eine Quellenimpedanz von $(0,4 + j 0,25) \Omega$ angenommen werden [1; 2]¹⁾. Nimmt man einen noch einfach realisierbaren Strom (als Laststoss oder als Oberwellenstrom) von einigen Ampère an, so folgen maximal einige Volt (auf jeden Fall weniger als 10 V), die auf einem Hintergrund von 220 V gemessen werden müssen, d.h. ein Signal/Störungs-Verhältnis von höchstens einigen Prozenten. Die Messung erfordert also Geräte mit einer Dynamik von mindestens 60...80 dB! Im Lichte dieser Überlegungen scheidet Methode a) sofort aus, lediglich die Methoden b) und c) erscheinen erfolgversprechend. Ihre Realisierbarkeit soll im folgenden diskutiert werden.

2. Messung mit Mehrfrequenzsignal

Das Prinzip dieser Messmethode ist in Fig. 1 schematisch dargestellt: Über einen geeigneten elektronischen Schalter S und eine komplexe Last Z wird ein verzerrter Netzstrom erzwungen. Netzstrom und Netzspannung werden im Analysator nach Betrag und, falls möglich, Phase analysiert und daraus in den Messpunkten die Impedanz (oder zumindest ihr Betrag) bestimmt. Zwei Probleme müssen speziell behandelt werden:

- Optimale Lastkonfiguration und eventuell Zündwinkel, so dass der Netzstrom möglichst viele und starke Oberwellen enthält.
- Auswahl eines geeigneten Analysators mit der notwendigen Auflösung und Dynamik.

Die optimale Last muss so gewählt werden, dass in Verbindung mit dem elektronischen Schalter (Diode, Thyristor, Triac) eine Stromform entsteht, welche Oberwellen genügender Amplitude enthält.

¹⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes

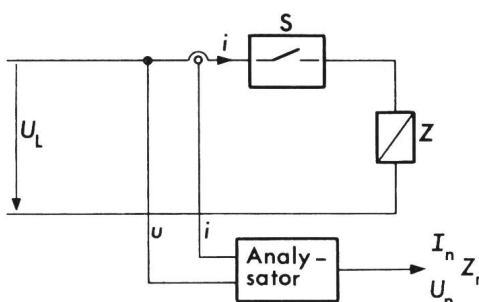


Fig. 1 Prinzip der Bestimmung der Netzimpedanz mit durch einen nichtlinearen Verbraucher erzeugtem nichtsinusförmigem Strom

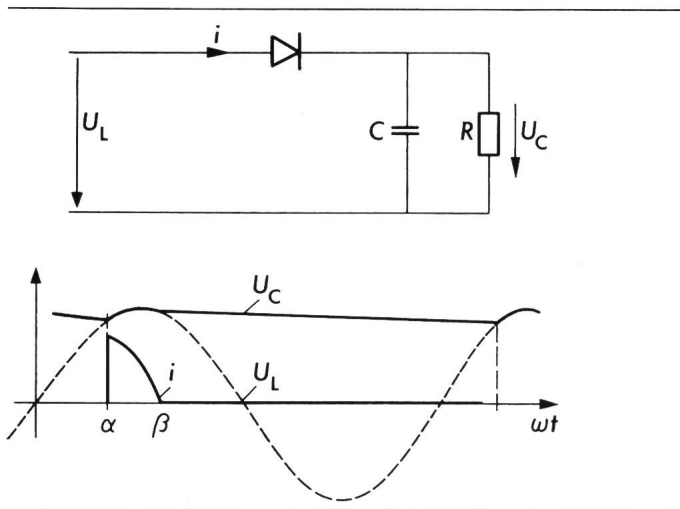


Fig. 2 Einpulsiger Gleichrichter mit RC-Last: Schaltung und Oszillogramme

plitude zu jeder Ordnungszahl (ungeradzahlig und geradzahlig) erzeugt. Damit scheidet die meisten symmetrischen Schaltungen der Stromrichtertechnik aus. Übrig bleiben nur die einpulsigen, da nur bei diesen auch geradzahlige Oberwellen auftreten, d. h. die Lösungsvarianten einpulsiger Gleichrichter mit RC-Last, zwangskommutierter einphasiger Gleichrichter mit R-Last oder natürlichkommutierender steuerbarer Gleichrichter mit LC-Last.

Bei allen drei Varianten muss aufgrund der Erkenntnisse der experimentellen Systemanalyse ein möglichst kurzer Stromimpuls angestrebt werden, damit ein Signal mit möglichst hohen Oberwellenamplituden entsteht. Ein Spitzenstrom von 50...100 A mit einer Dauer von etwa 500 μ s soll für den realen Entwurf angenommen werden.

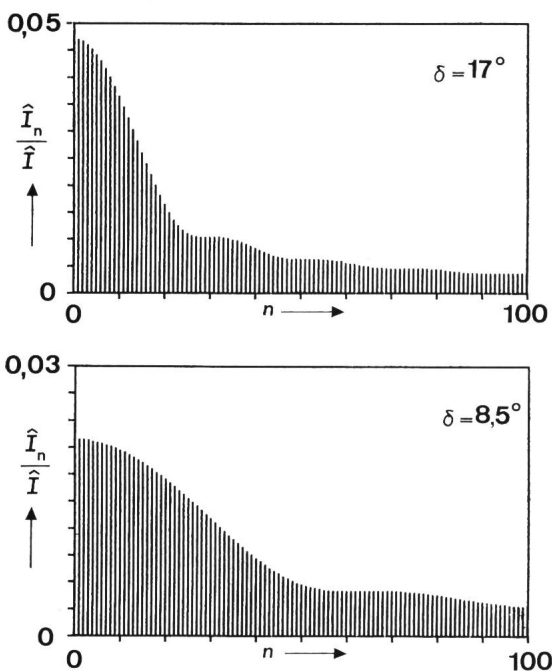


Fig. 3 Einpulsiger Gleichrichter mit RC-Last
Spektrum des Netzstromes für zwei verschiedene Leitwinkel
 $\delta = \beta - \alpha$
 \hat{I}_n Scheitelwert der n -ten Oberwelle
 \hat{I} Scheitelwert des Strompulses
 n Ordnungszahl der Oberwelle

2.1 Einpulsiger Gleichrichter mit RC-Last

Die Schaltung sowie der Stromverlauf bei Annahme idealer Schaltungselemente sind in Fig. 2 angegeben. Aus elementaren Überlegungen folgt für den Verlauf von i im Bereich $\alpha \leq \omega t \leq \beta$ bei Annahme sinusförmiger Speisespannung:

$$i = \hat{U}\omega C \cos \omega t + \frac{\hat{U}}{R} \sin \omega t$$

β bestimmt sich aus der Bedingung $i = 0$, α aus der exponentiellen Entladung des Kondensators über den Lastwiderstand und der Leitbedingung der Diode zu

$$\operatorname{tg} \beta = -\omega RC \quad (\text{d.h. } \frac{\pi}{2} \leq \beta \leq \pi)$$

$$\sin \alpha = \sin \beta \exp\left(-\frac{2\pi - (\beta - \alpha)}{\omega RC}\right)$$

Für die hier vorgesehenen Anwendungen können einige vereinfachende Annahmen gemacht werden: Im Leitbereich wird nur der kapazitive Strom betrachtet, d. h.

$$i \approx \hat{U}\omega C \cos \omega t$$

Damit folgt, dass der Löschwinkel $\beta \approx \frac{\pi}{2}$ wird. Aus der Annahme der kurzen Stromstöße folgt zugleich, dass auch $\alpha \approx \frac{\pi}{2}$ ist, so dass die Entladung des Kondensators als über eine Periode T der Netzfrequenz stattfindend angenommen werden kann. Aus der Gleichheit der Ladungen beim Lade- und Entladevorgang folgt dann

$$\sin \alpha \approx e^{-\frac{T}{RC}} \approx 1 \quad (\text{d.h. } \alpha \approx \beta)$$

Damit ergibt sich folgende Näherungslösung für den Stromverlauf:

$$\text{Leitwinkel } \delta = \beta - \alpha \approx \frac{\pi}{2} - \alpha \approx \sqrt{\frac{2T}{RC}}$$

für $\delta < 20^\circ$ bzw. $RC > 16 T$

$$\text{Spitzenstrom } \hat{I} = \hat{U}\omega C \delta$$

Mit diesen vereinfachenden Annahmen kann auch das Spektrum des Stromes bestimmt werden, die n -te Oberwelle wird

$$\hat{I}_n = \hat{I} \frac{\sqrt{2(1 - \cos n\delta) + n\delta(n\delta + 2 \sin n\delta)}}{n^2 \pi \delta}$$

Dieser analytische Ausdruck ist allerdings sehr unübersichtlich. Charakteristische Verläufe des Spektrums für zwei verschiedene Leitwinkel zeigt Fig. 3. Es folgt, dass zwar das Spektrum bis zu relativ hohen Ordnungszahlen ($n \approx 30$) noch vergleichbar auswertbare Amplituden aufweist, dass die einzelnen Oberwellen jedoch verglichen mit der Amplitude des Stromes klein sind (Größenordnung Prozent).

Mit den angenommenen Werten für \hat{I} von 50...100 A, bei einem Leitwinkel δ von rund 9° , ergeben sich Kapazitätswerte von 3000...6000 μ F, welche praktisch nicht mehr mit vernünftigen Aufwand zu realisieren sind.

Erschwerend kommt hinzu, dass bei der Ableitung des Stromverlaufes das Netz als ideal starr angenommen wurde. Das reale Netz besitzt aber eine gewisse Impedanz, deren induktiver Anteil den Stromanstieg sehr stark verflacht, so dass nur noch Anstiegszeiten des Stromes von der Größenordnung

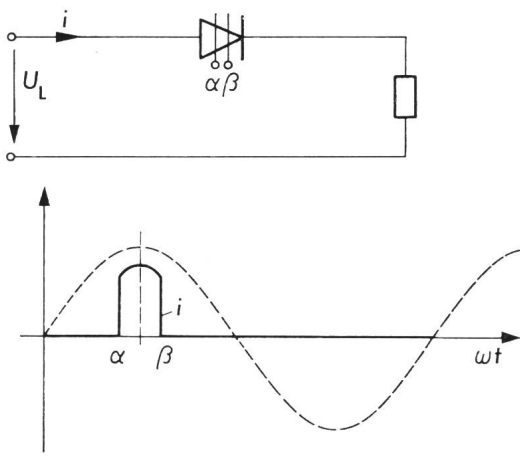


Fig. 4 Zwangskommutierter einpulsiger Stromrichter: Schaltung und Oszillogramme

100 μ s erreichbar sind. Damit gehen aber in starkem Mass hochfrequente Komponenten im Stromspektrum verloren, das sich mehr dem Verlauf des Sinusstromes von Variante 2.3 nähert.

Damit muss die Lösung «einpulsiger Gleichrichter mit RC-Last» als nur bedingt befriedigend und bedingt realisierbar bezeichnet werden, trotzdem sie auf den ersten Blick wegen ihrer Einfachheit und wegen des relativ breitbandigen Spektrums sehr vielversprechend aussieht. Sie ist mit realistischen Labormitteln für Stösse von ca. 20 A noch realisierbar, womit lediglich Messungen an ziemlich hochohmigen Netzen durchführbar wären.

2.2 Zwangskommutierter Einpulsleichrichter mit R-Last

Die Schaltung für einen zwangskommutierten einphasigen Gleichrichter ist in Fig. 4 angegeben. Ihr besonderes Merkmal ist es, dass mit ihrer Hilfe der Stromfluss nicht nur auf Zündimpuls hin freigegeben, sondern auch gesperrt werden kann.

Der Netzstrom kann in guter Näherung als ein Ausschnitt aus der sinusförmigen Netzspannung (unter Vernachlässigung des Umladevorganges des Löschkondensators) angesehen werden.

$$i = \frac{\hat{U}}{R} \sin \omega t = \hat{I} \sin \omega t \quad (\alpha \leq \omega t \leq \beta)$$

Ist der Leitbereich bei kleinem Leitwinkel $\delta = \beta - \alpha$ um 90° zentriert, so wird auch ein kurzer Rechteckimpuls gut approximiert, dessen Fourierzerlegung lautet:

$$\hat{I}_n = \hat{I} \frac{2 \sin n\delta/2}{n\pi}$$

Ein entsprechendes Spektrum ist in Fig. 5 für einen Leitwinkel von 17° aufgeführt.

2.3 Natürlichkommutierender steuerbarer Gleichrichter mit LC-Last

Schaltung und Stromverlauf zu dieser Variante sind in Fig. 6 angegeben. Durch Zünden von Th 1 entsteht ein erster Ladestromstoss, der bei kleiner Kreisdämpfung angenähert einer Sinushalbwellen entspricht. Seine Dauer lässt sich aus der Berechnung des Schwingkreises bestimmen zu

$$T_i = \pi \sqrt{LC}$$

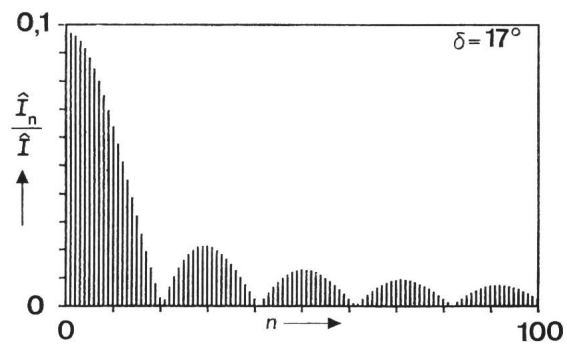


Fig. 5 Zwangskommutierter einpulsiger Stromrichter: Stromspektrum

Anschliessend wird der Kondensator über den Thyristor Th 2 umgeladen. Bei vernachlässigbarem Widerstand R_4 sind die positive und die negative Ladespannung gleich gross, so dass gilt

$$- \hat{U}_C \approx \hat{U} \sin \alpha$$

Beim nächsten Zündvorgang von Th 1 wird der Kondensator wieder umgeladen auf

$$+ \hat{U}_C = \hat{U} \sin \alpha$$

Damit folgt für die Amplitude des Stromstosses

$$\hat{I} = \frac{2 \hat{U} \sin \alpha}{\sqrt{L/C}}$$

Die Fourierzerlegung dieses Stromstosses ergibt nach Einführung des Leitwinkels δ entsprechend T_i

$$\hat{I}_n = \hat{I} \frac{2 \delta \cos n\delta/2}{\pi^2 - n^2 \delta^2}$$

Für einen Leitwinkel von 17° ist der Verlauf dieses Spektrums in Fig. 7 aufgetragen.

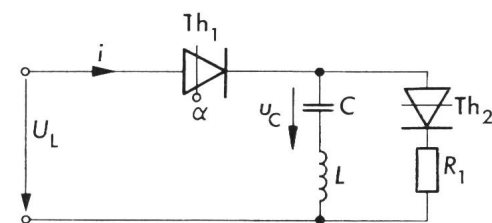


Fig. 6 Einpulsiger Stromrichter mit LC-Last: Schaltung und Oszillogramme

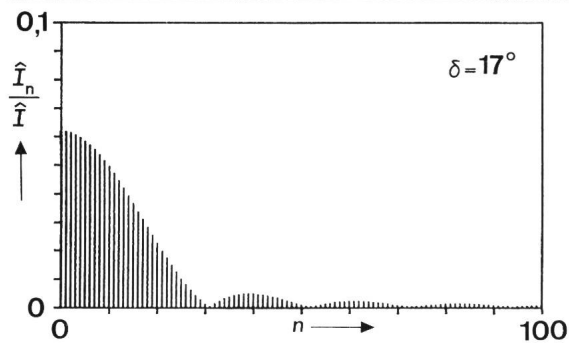


Fig. 7 Einpulsiger Stromrichter mit LC-Last: Stromspektrum

2.4 Verwendbarkeit von Mehrfrequenzsignalen

Ein Vergleich der Bilder 3, 5 und 7 zeigt sofort, dass alle drei Varianten sehr ähnliche Spektren ergeben, dass also von diesem Gesichtspunkt her keine Schaltung besondere Vorteile aufweist.

Zur Überprüfung der Verwendbarkeit von Mehrfrequenzsignalen wurde deshalb die einfachste Schaltung, nämlich diejenige des einpulsigen Gleichrichters, gemäss Fig. 2, mit den Werten $C = 300 \mu\text{F}$ ($6 \times 50 \mu\text{F}$ parallel) und $R = 215 \Omega$ im Labor aufgebaut, woraus ein Leitwinkel $\delta \approx 45^\circ$ resultiert. Ein kleinerer Leitwinkel konnte mit Rücksicht auf die vorhandenen Möglichkeiten nicht gewählt werden. In Fig. 8 sind das Spektrum dieses Stromes sowie dessen Oszillogramm angegeben, welche in relativ guter Übereinstimmung mit den theoretischen Erwartungen sind.

Die Spannungsmessung erfolgte mit einem speziellen Analysator für Netzoberwellen, mit einer Dynamik von ca. 70 dB (entsprechend ca. 70 mV im 220-V-Bereich). Bei dieser Messung zeigte sich nun das Hauptproblem der Verwendung von netzsynchronen Mehrfrequenzsignalen: Die durch andere nichtlineare Verbraucher hervorgerufenen Oberwellen sind zum Teil von der gleichen Grössenordnung, wie die vom Meßstrom erzeugten und sind zeitlich stark veränderlich. Eine Separierung durch zwei getrennte Messungen ist wegen der unbekanntenen Phasenlage nicht möglich. Fig. 9 illustriert diesen Zustand

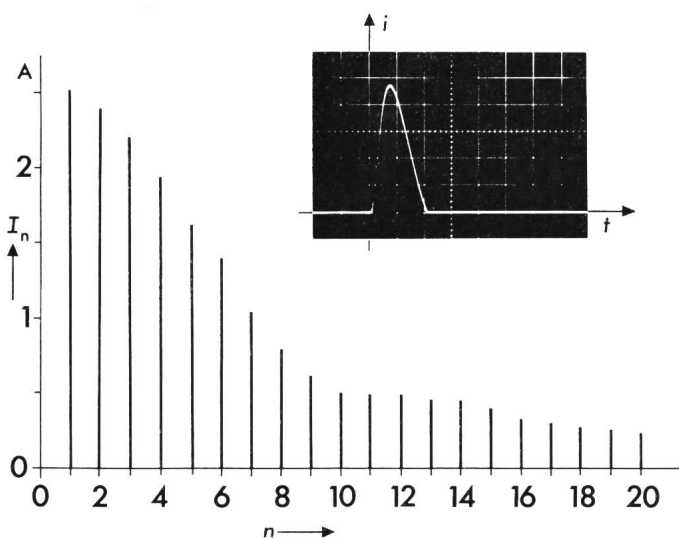


Fig. 8 Stromoszillogramm und gemessenes Spektrum für die Variante einpulsiger Stromrichter
 n Ordnungszahl der Oberwellen,
 Eichung: vertikal 5 A/Teil, horizontal 1 ms/Teil

anhand der Ergebnisse einer durchgeführten Messung. Die von den Stromoberwellen erzeugten Spannungen liegen dabei in der Grössenordnung von einigen 100 mV, sind also mit dem angegebenen Messgerät noch relativ gut erfassbar. Auffällig sind die «Ausreisser» bei der 5., 7., 11. und 13. Oberwelle. Hier dürften sich der Messung Oberwellen eines sechspulsigen Stromrichters überlagert haben, so dass diesen Werten keine Aussagekraft zukommt. Für die restlichen Messpunkte wurde $Z = U_n / I_n$ berechnet und der Verlauf eingezeichnet, wobei nicht abgeklärt werden konnte, welcher Verlauf strichpunktiert oder gestrichelt (Hinweis auf eine Resonanz?), nun der Realität besser entspricht. Interessant ist bei diesen Messungen nur der Betrag der Impedanz bei niederen Ordnungszahlen, mit rund $0,4 \Omega$, sowie die erwartete steigende Tendenz mit steigender Ordnungszahl, womit zumindest recht schnell ein Anhaltswert für die Netzimpedanz erhalten wird. Brauchbar sind für die Auswertung vor allem die Ergebnisse bei geradzahligem Oberwellen.

Aufgrund dieser Situation wurde eine intensivere Verfolgung der Messmethode mit Mehrfrequenzsignalen wegen der unbefriedigenden Repräsentativität und Auflösung aufgegeben. Die Methode gestattet lediglich mit einfachen Mitteln eine Grobmessung der Netzimpedanz bei tiefen Frequenzen, wobei allerdings auch diese schon sehr brauchbare Informationen liefern kann.

3. Messung mit sinusförmigem Strom

3.1 Messprinzip

Zur Durchführung der Messung mit sinusförmigem Strom wurde auf die Analyse mit dem orthogonalen Korrelator zurückgegriffen, eine Methode, welche in der Systemanalyse bei stark gestörten Systemen gerne verwendet wird [3]. Das Prinzip dieser Messmethode zeigt Fig. 10: Aus einem Generator wird eine sinusförmige Anregung $x = \hat{x} \sin \omega t$ in das unbekannte System eingespielt. Die Antwort y des Systems, die im ungestörten Falle wiederum einen sinusförmigen Verlauf, allerdings mit verschiedener Amplitude und Phasenlage, aufweist, kann in eine Komponente in Phase mit der Anregung ($\text{Re } y$) und in eine dazu orthogonale ($\text{Im } y$) zerlegt werden, gemäss:

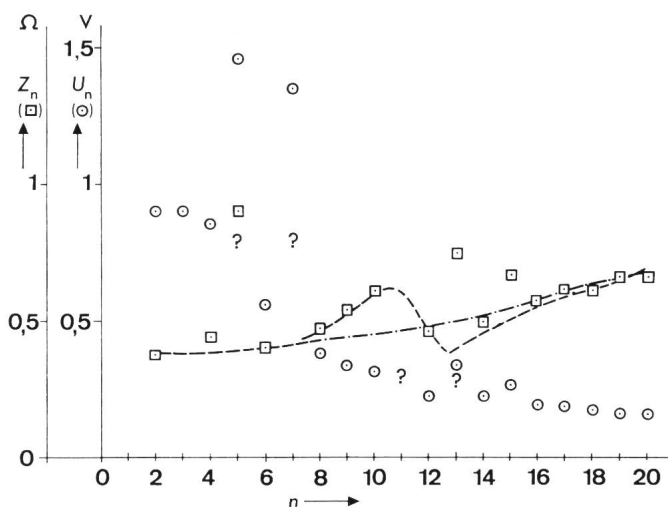


Fig. 9 Netzimpedanzmessung mit Strom gemäss Fig. 8
 Verlauf der Spannung U_n und der Impedanz Z_n als Funktion der Ordnungszahl n der Oberwelle

$$\operatorname{Re} y = \frac{2}{mT} \int_0^{mT} y(t) \sin \omega t \, dt$$

$$\operatorname{Im} y = \frac{2}{mT} \int_0^{mT} y(t) \cos \omega t \, dt$$

Die Integration wird dabei über m Perioden ($m = 1, 2, \dots$) der Anregungsfrequenz erstreckt.

Ist das System gestört, so tritt eine zusätzliche additive Komponente $z(t)$ im Ausgangssignal auf, auf welche gleichzeitig die genannte Rechenvorschrift angewendet wird. Da diese Komponente beliebig sein kann, wird das Integral bei genügend langer Integrationszeit mT verschwinden.

Im vorliegenden Problemkreis der Messung von Netzimpedanzen wird als Anregung ein sinusförmiger Strom I der Kreisfrequenz ω dem Netz der Kreisfrequenz ω_z aufgeprägt. Am Einspeisepunkt im Netz wird dann eine Spannung auftreten, welche aus der Summe der Netzspannung

$$U_z = \hat{U}_z \sin(\omega_z t + \varphi_z)$$

und der eigentlichen Signalspannung

$$\hat{U}_y \sin(\omega t + \varphi) = I \cdot Z(\omega) \cdot \sin(\omega t + \varphi), \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\operatorname{Im}(Z)}{\operatorname{Re}(Z)}$$

besteht. ω wird zweckmässig so gewählt, dass es nicht mit einer Oberwelle des Netzes ($n \cdot \omega_z$) übereinstimmt. Damit können im Netz vorhandene Oberwellen das Messergebnis nicht beeinflussen.

Zu diesem Nutzanteil gehören die Komponenten

$$\operatorname{Re} y = I Z(\omega) \cos \varphi$$

$$\operatorname{Im} y = I Z(\omega) \sin \varphi$$

woraus bei bekanntem I sofort Z nach Betrag und Phase bestimmt werden kann. Welche zusätzlichen Anteile die sinusförmige Störung in u_z zu diesen Werten beiträgt, soll nun untersucht werden.

3.2 Einfluss der sinusförmigen Störung

Zu einer beliebigen Messfrequenz ω wird die Störungskomponenten der Grösse

$$\operatorname{Re} z = \frac{1}{mT} \int_0^{mT} \hat{U}_z \sin(\omega_z t + \varphi_z) \cdot \sin \omega t \, dt$$

$$\operatorname{Im} z = \frac{1}{mT} \int_0^{mT} \hat{U}_z \sin(\omega_z + \varphi_z) \cos \omega t \, dt$$

beitragen. Extreme Zustände liegen vor, wenn $\varphi_z = 0$ oder $\pm \pi/2$ (entsprechend $u_z = \hat{U} \cos \omega_z t$) ist. Für diese Fälle ergibt die Integration folgende Zusammenhänge mit $\alpha = f_z/f$:

$$u_z = \hat{U}_z \cos \omega_z t \left\{ \begin{array}{l} \operatorname{Re} = \hat{U}_z \frac{\sin^2 \pi m \alpha}{m \pi (1 - \alpha^2)} \quad (a) \\ \operatorname{Im} = \hat{U}_z \frac{\alpha \sin 2 m \pi \alpha}{2 m \pi (1 - \alpha^2)} \quad (b) \end{array} \right.$$

$$u_z = \hat{U}_z \cos \omega_z t \left\{ \begin{array}{l} \operatorname{Re} = \hat{U}_z \frac{\alpha \sin 2 m \pi \alpha}{2 m \pi (1 - \alpha^2)} \quad (c) \\ \operatorname{Im} = \hat{U}_z \frac{\sin^2 \pi m \alpha}{m \pi (1 - \alpha^2)} \quad (d) \end{array} \right.$$

$$u_z = \hat{U}_z \sin \omega_z t \left\{ \begin{array}{l} \operatorname{Re} = \hat{U}_z \frac{\sin 2 m \pi \alpha}{2 m \pi (1 - \alpha^2)} \quad (c) \\ \operatorname{Im} = \hat{U}_z \frac{\alpha \sin^2 \pi m \alpha}{4 \pi m (1 - \alpha^2)} \quad (d) \end{array} \right.$$

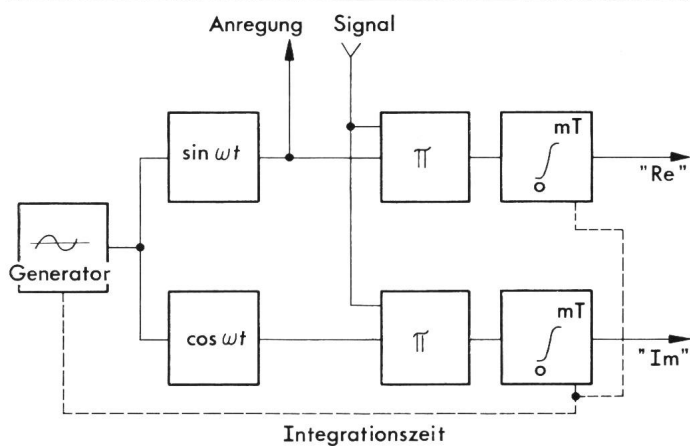


Fig. 10 Prinzip des orthogonalen Korrelators

Im Rahmen der vorliegenden Überlegung ist dabei besonders der Bereich $0 \leq \alpha \leq 1$, d.h. Messfrequenz $f \geq$ Netzfrequenz f_z , interessant. Der charakteristische Verlauf der oben auftretenden Funktionen ist für diesen Bereich am Beispiel der Fälle a) und c) in Fig. 11 aufgetragen. Aus diesen Darstellungen ist sofort ersichtlich, dass mit zunehmender Anzahl Integrationen m und zunehmendem Abstand von der Messfrequenz ($\alpha = 1$) die durch u_z erzeugte Störung stark abnimmt, und zwar (worst case) mit dem Faktor $1/[\pi m(1 - \alpha^2)]$. So kann bei gegebenem α und bekanntem \hat{U}_z die Anzahl Integrationen, nach denen der Störeinfluss genügend klein geworden ist, bestimmt werden. Im vorliegenden Fall der Netzimpedanzmessung wird dies zu Faktoren m der Grössenordnung 1000...10000, also zu sehr langen Messzeiten führen.

Eine wesentlich günstigere Meßstrategie ergibt sich bei Berücksichtigung des kompletten Verlaufs, welcher entsprechend dem Term $\sin^2 \pi m \alpha$ Nullstellen aufweist bei $m \alpha = (0), 1, 2, 3, \dots, p$. Damit kann nach Wahl von m an diskreten Messpunkten $f = f_z m/p$ ($m/p < 1$) eine praktisch totale Störunterdrückung bei kurzen Messzeiten erreicht werden.

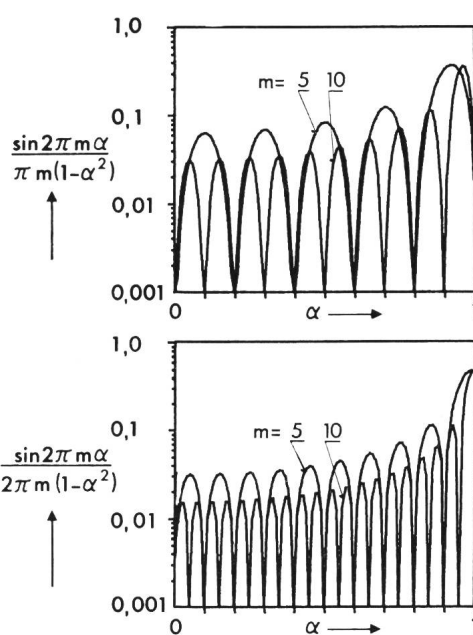


Fig. 11 Zur Unterdrückung störender sinusförmiger Signale beim orthogonalen Korrelator
Erläuterungen siehe im Text

3.3 Verwendbarkeit der Methode

Zur Abklärung der Verwendbarkeit der Methode wurde eine Impedanzmessung in der Schaltung gemäss Fig. 12 durchgeführt. Der verwendete orthogonale Korrelator gestattete direkt die Bildung des Verhältnisses von 2 Messgrössen (in diesem Fall U und I) und somit eine sofortige Bestimmung der Netzimpedanz Z . Allerdings war es nicht möglich, die Anzahl Integrationen m beliebig einzustellen, so dass zur suboptimalen Meßstrategie mit möglichst langer Integrationszeit gegriffen werden musste. Dabei wird in den Gerätegrenzen die Streuung

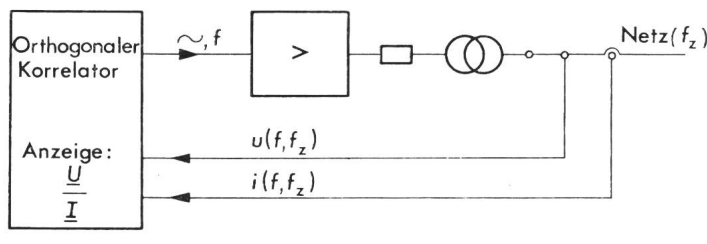


Fig. 12 Netzimpedanzmessung mit dem orthogonalen Korrelator: Schema

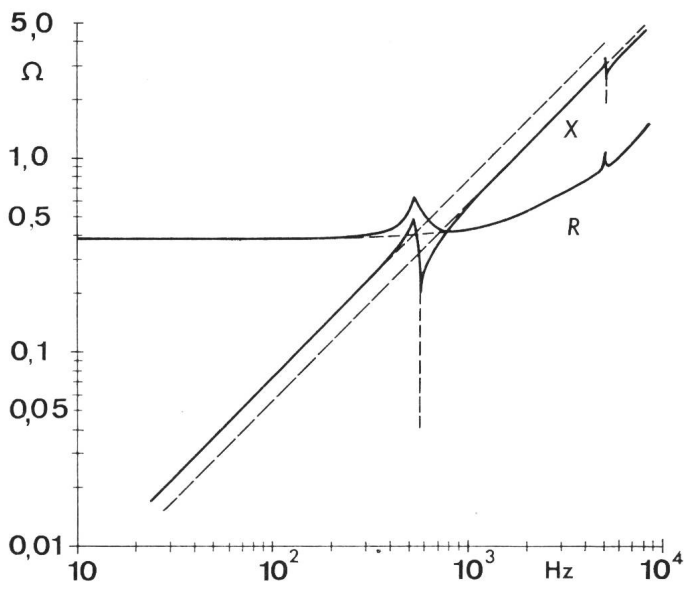


Fig. 13 Netzimpedanzmessung mit dem orthogonalen Korrelator: Messergebnisse
R: ohmscher Anteil, X: Blindanteil

der Messergebnisse unterhalb etwa 150...200 Hz noch relativ gross; bei höheren Frequenzen (ab ca. 400 Hz im vorliegenden Fall) werden die Ergebnisse eindeutig reproduzierbar. Die Ergebnisse einer ausgeführten Messung am gleichen Netzpunkt wie in Fig. 9 sind in Fig. 13 angeführt. Das Auftreten einer Resonanz bei ca. 560 Hz und einer weiteren bei 5 kHz ist eindeutig nachweisbar.

4. Schlussfolgerung

Von den möglichen Messmethoden zur Bestimmung der Netzimpedanz sind zwei Verfahren mit den heutigen Messgeräten durchführbar:

– Zur Messung mit Mehrfrequenzsignalen ist als einfachste Quelle ein einpulsiger Gleichrichter mit RC-Last geeignet. Auswertbar sind vor allem die Messpunkte bei geradzahligem Oberwellen, da hier andere Verbraucher nur wenig zusätzliche Störungen liefern. Die Grenze der Messbarkeit liegt auch mit modernsten Analysatoren (verwendet wurde ein Analysator für diskrete Oberwellen der Firma Camille Bauer Messgeräte AG, Wohlen) bei rund der 30. Oberwelle entsprechend 1500 Hz. Die Messungen ergeben bei relativ geringem Aufwand eine für viele praktische Zwecke ausreichende Grobschätzung der Netzimpedanz.

– Bei der Messung mit sinusförmigem Strom variabler Frequenz wird die notwendige Unterdrückung der Netzspannung nur mit einem orthogonalen Korrelator (verwendet wurde der «Frequency response Analyser 1170» von Schlumberger, in Verbindung mit einem Leistungsverstärker 120 V/7 A) erreicht. Die erreichbare Messgenauigkeit ist sehr hoch, die maximale Messfrequenz ist vom Gerät abhängig und liegt zurzeit bei 10 kHz. Eine vollständige Messeinrichtung, die nach einem ähnlichen Messprinzip arbeitet, ist in [4] beschrieben.

Literatur

- [1] Begrenzung von Rückwirkungen in Stromversorgungsnetzen, die durch Elektrogeräte für den Hausgebrauch und ähnliche Zwecke mit elektronischen Steuerungen verursacht wurden. Publikation des SEV-EN 50006.1976.
- [2] Beeinflussung in Netzen durch Einrichtungen der Leistungselektronik. Informationstagung 12. und 13. November 1974 Zürich. Zürich, SEV, 1974.
- [3] R. Isermann: Experimentelle Analyse der Dynamik von Regelsystemen. B.I.-Hochschultaschenbücher Bd. 515. Mannheim/Wien/Zürich, Bibliographisches Institut, 1971.
- [4] F. Müller: Beeinflussungsfragen: Messung der Netzimpedanz in Niederspannungsnetzen. Der Elektroniker 14(1975)2, S. EL 1...EL 4.

Adresse des Autors

Dr. sc. techn. J. Weiler, wiss. Adjunkt, Lehrstuhl für industrielle Elektronik und Messtechnik, ETH-Zentrum, 8092 Zürich.

2x Unkosten senken!



1. Mit Blindleistungs-Kondensatoren sparen Sie Elektroenergie-Kosten — —

(das ist schon lange kein Geheimnis mehr)

2. Beim Einkauf einer Kondensatoren-Anlage können Sie Investitions-Kosten einsparen — —

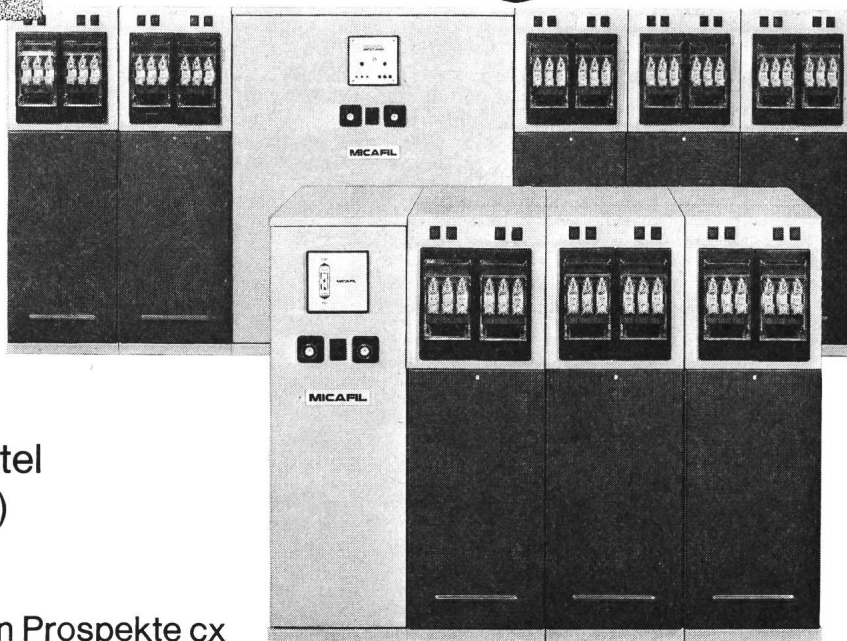
(seit Micafil-SE-Kondensatoren erhältlich sind, ist auch das kein Geheimnis mehr!)

SE-Kondensatoren

eine neue Generation von Blindleistungs-Niederspannungs-Kondensatoren:

- umweltfreundliches, ungiftiges Imprägniermittel
- verlustarm ($< 0,5 \text{ W/kvar}$)
- unbrennbar

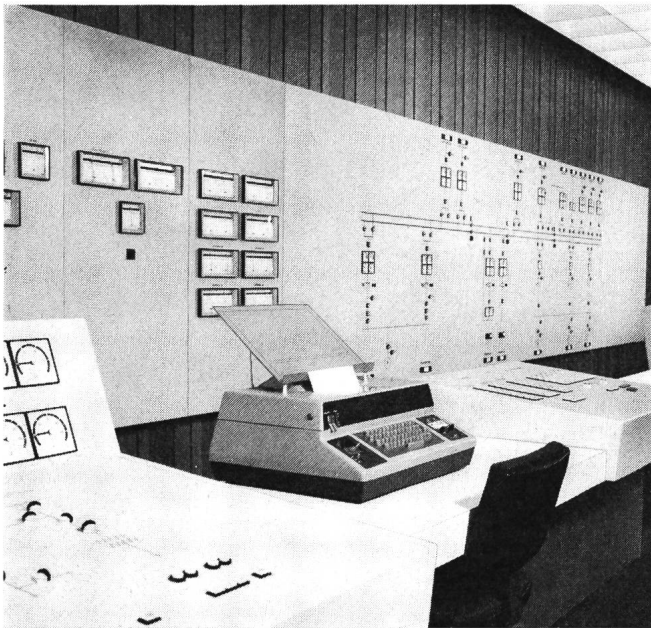
Verlangen Sie die ausführlichen Prospekte cx



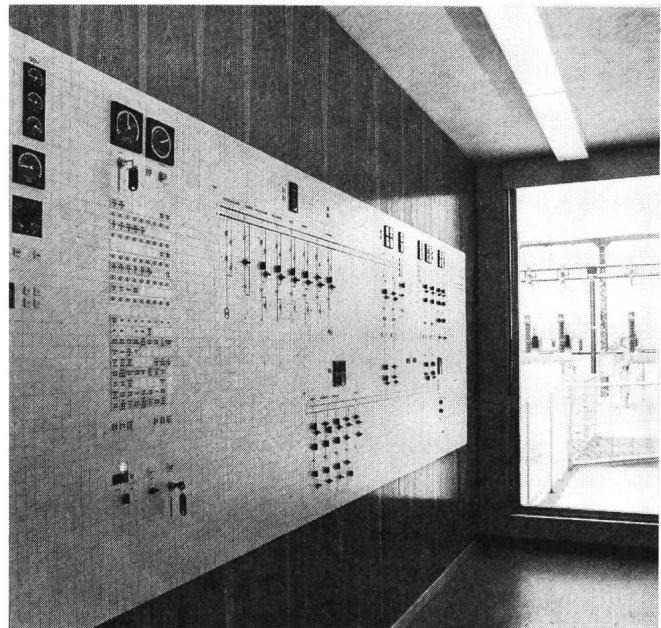
MICAFIL

Micafil AG CH-8048 Zürich
Telefon 01-62 52 00 Telex 52560

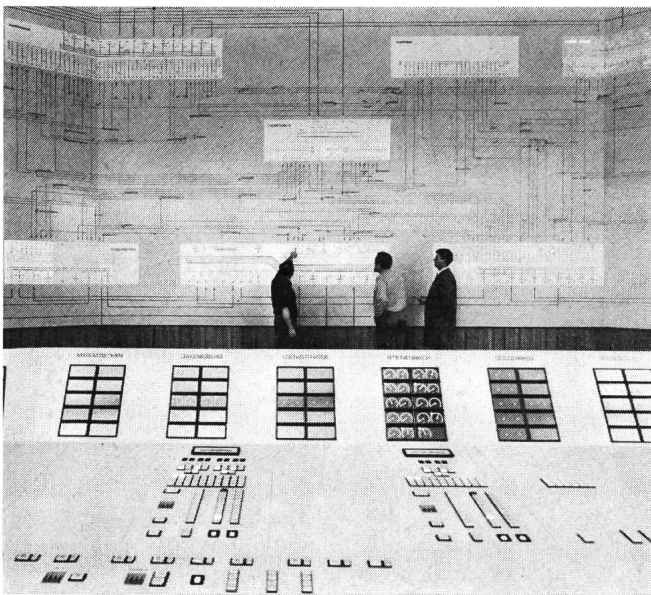
Leistungsfähig und zuverlässig — Kommandoanlagen von Sprecher + Schuh



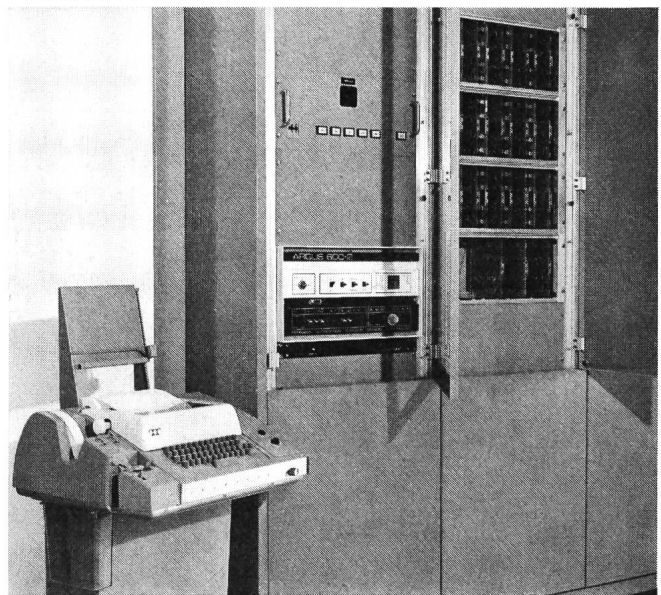
Kraftwerke



Unterwerke



Betriebszentren



Automatisierungen

In Kraftwerken, Unterwerken und Betriebszentren werden heute moderne und leistungsfähige Automatiksysteme eingesetzt. Ihr Partner für Projektierung und Lieferung solcher Anlagen muss über ein komplettes Know-How der dabei zur Anwendung gelangenden Techniken verfügen. Er muss sich über reiche Erfahrung in der Ausführung von Direkt- oder Anwahlsteuerungen ausweisen und einfache wie auch komplexe Steuerungs- und Überwachungssysteme übersichtlich, bedienungsfreundlich und betriebssicher gestalten können.

Sprecher + Schuh ist dieser Partner. Wir liefern Automatiksysteme in Relais-technik, elektronischer Logik und Prozessrechner-technik. Eine besondere Spezialität sind Anfahr- und Abstellautomaten mit programmierbaren Steuergeräten

für Turbinen-, Pumpen- und Dieselgruppen. Prozessrechner zur Erfassung von Störungen sowie deren Verwendung im on-line closed loop-Betrieb gestatten die Lösung umfangreicher Automatisierungsaufgaben.

Verlangen Sie weitere Informationen bei:

sprecher+schuh

Sprecher + Schuh AG
CH - 5001 Aarau/Schweiz
Tel. 064 252121

751 I