

EINE NEUE PHASENEMPFINDLICHE INDIKATORSCHALTUNG FÜR WECHSELSTROM-MESSBRÜCKEN

Von

K. TARNAY und A. AMBRÓZY

Lehrstuhl für Nachrichtentechnik an der Technischen Universität, Budapest

(Eingegangen am 3. Juni 1958)

Bezeichnungen

$D = \operatorname{tg} \delta$	Verlustfaktor	U_c	Amplitude der Brückenausgangsspannungs-Komponente, die mit der Speisespannung in Phase ist
$i_a(t)$	Momentanwert des Anodenstromes	U_s	Amplitude der Brückenausgangsspannungs-Komponente, deren Phase zur Speisespannung um 90° verschoben ist
I_A	Anodengleichstrom	U_n	Amplitude der n-ten Harmonischen in der Brückenausgangsspannung
ΔI_A	Unterschied der Anodengleichströme	U_0	Amplitude der Brückenspeisespannung
ΔI_{An}	Unterschied der Anodengleichströme, hervorgerufen durch die n-te Harmonische	$u_1(t)$	Momentanwert der Wechselspannung am 1. Gitter
ΔI_{AH}	Unterschied der Anodengleichströme, hervorgerufen durch sämtliche Harmonische	$u_3(t)$	Momentanwert der Wechselspannung am 3. Gitter
$j = \sqrt{-1}$	imaginäre Einheit	U_{10}	Sperrspannung des 1. Gitters
k_n	Relativwert der n-ten Harmonischen	U_{30}	Sperrspannung des 3. Gitters
L_{eff}	effektive Induktivität	Z_N	Normalimpedanz
L_N	Normalinduktivität	Z_X	zu messende Impedanz
L_X	unbekannte Induktivität	$X = Z_X $	Absolutwert der zu messenden Impedanz
n	Ordnungszahl der Harmonischen	Δ	Relative Impedanzabweichung
$N = Z_N $	Absolutwert der Normalimpedanz	Δ_H	Meßfehler der relativen Impedanzabweichung
$S(t)$	Steilheit des Eingangsgitters der Mischröhre	Φ_N	Phasenwinkel der Normalimpedanz
S_c	Mischteilheit	Φ_X	Phasenwinkel der zu messenden Impedanz
S_{Max}	Maximalwert der Eingangsgitter-Steilheit	$\varphi = \Phi_X - \Phi_N$	Phasenwinkelunterschied der zu vergleichenden Impedanzen
S_n	n-te harmonische Komponente von $S(t)$	ω_0	Eigenfrequenz der Spule
U	Amplitude der Brückenausgangsspannung	Ω	relative Frequenz

1. Einleitung

Bei der Lösung verschiedener technischer und wissenschaftlicher Probleme erweist es sich häufig als nötig, die verhältnismäßig kleine relative Änderung irgendeiner Impedanz zu messen. In den meisten Fällen muß nicht nur die Größe, sondern auch die Richtung der Änderung festgestellt werden. Man benutzt zu diesem Zwecke am besten eine Wechselstrom-Meßbrücke mit

phasenempfindlichem Indikator, der den großen Vorzug hat, gegen Störspannungen wie z. B. Netzbrummspannungen, die an der zu messenden Impedanz auftreten, sowie gegen die Harmonischen des Generators, der die Brücke speist, unempfindlich zu sein. Die allgemein gebräuchlichen Schaltungen enthalten einen Röhrengenerator mit einer oder mit zwei Röhren, einen zwei-stufigen Verstärker und einen phasenempfindlichen Detektor mit Doppel-diode.

Im folgenden soll eine schaltungstechnisch neue Meßbrücke mit phasenempfindlichem Indikator beschrieben werden, deren Lösung sehr einfach ist, und die nur zwei Röhren mit je zwei Steuergittern (Hexode, Heptode, Penta-grid usw.) benötigt. Die Stabilität der Schaltung wird durch symmetrischen Aufbau und negative Rückkopplung gesichert.

2. Die Differentialbrücke [1], [2]

Zwei Impedanzen können mit einer Differenzialbrücke verglichen werden.

Die zu messende Impedanz beträgt :

$$Z_X = X e^{j\varphi_X}$$

die Normalimpedanz hingegen

$$Z_N = N e^{j\varphi_N}.$$

Die Ausgangsspannung der Differentialbrücke, die durch einen Generator mit der Spannung $U_0 \cos \omega t$ gespeist wird, beträgt :

$$u = \frac{1}{2} U_0 \frac{Z_X - Z_N}{Z_X + Z_N} \cos \omega t.$$

Die Ausgangsspannung kann in zwei Komponenten zerlegt werden, deren eine die parallele, mit U_0 in Phase, die andere hingegen — die senkrechte — gegen U_0 um 90° in Phase verschoben ist :

$$u = U \cos (\omega t - \varphi) = U \cos \omega t \cos \varphi + U \sin \omega t \sin \varphi = U_c \cos \omega t + U_s \sin \omega t.$$

Die parallele Komponente der Brückenausgangsspannung beträgt

$$U_c = \operatorname{Re} \frac{1}{2} U_0 \frac{Z_X - Z_N}{Z_X + Z_N} = \frac{1}{2} U_0 \frac{\left(\frac{X}{N}\right)^2 - 1}{\left(\frac{X}{N}\right)^2 + 1 + 2 \left(\frac{X}{N}\right) \cos \varphi},$$

die senkrechte Komponente dagegen

$$U_s = \operatorname{Im} \frac{1}{2} U_0 \frac{Z_X - Z_N}{Z_X + Z_N} = \frac{1}{2} U_0 \frac{2 \left(\frac{X}{N} \right) \sin \varphi}{\left(\frac{X}{N} \right)^2 + 1 + 2 \left(\frac{X}{N} \right) \cos \varphi},$$

wobei der Phasenwinkelunterschied zwischen den beiden Impedanzen

$$\varphi = \Phi_X - \Phi_N.$$

Weichen die Absolutwerte der beiden Impedanzen wenig voneinander ab, beträgt also der Absolutwert der zu messenden Impedanz

$$X = N(1 + \Delta)$$

wobei

$$\Delta \ll 1,$$

so gilt mit guter Annäherung

$$U_c = \frac{1}{2} U_0 \frac{\Delta}{1 + \cos \varphi}$$

und

$$U_s = \frac{1}{2} U_0 \frac{\sin \varphi}{1 + \cos \varphi}.$$

Gelangen auf kapazitivem oder auf induktivem Wege Störspannungen vom Leitungsnetz an das Meßobjekt — was in der Praxis oft vorkommt —, werden diese vom Indikator mitgemessen. Einen weiteren Fehler verursacht

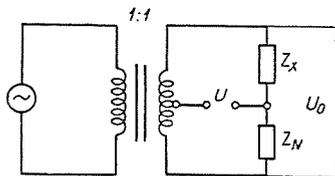


Bild 1. Die Differentialbrücke

der Umstand, daß die Brücke, die auch Reaktanzglieder enthält, auf die vom Speisegenerator erzeugten Harmonischen nicht abgeglichen ist. Wird ein phasenempfindlicher Indikator benutzt, so gibt die Messung nicht nur die Richtung des Unterschiedes der beiden Impedanzen an, sie ist auch gegenüber Störspannungen weitgehend unempfindlich.

In der Schaltung gemäß Bild 2 wird die Meßbrücke von einem Oszillator gespeist. Die Ausgangsspannung der Brücke wird erst verstärkt und dann einem Phasendetektor [3] zugeführt, der seine Vergleichsspannung von dem die Brücke speisenden Oszillator erhält. Die Verstärkerstufe zwischen Brückenausgang und Phasendetektor ist erforderlich, weil der Phasendetektor einen

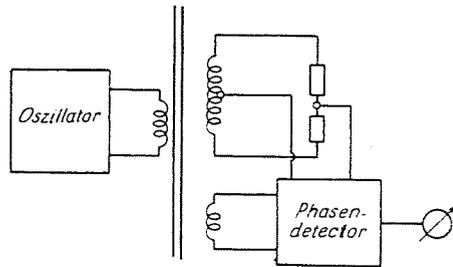


Bild 2. Meßbrücke mit phasenempfindlichem Indikator

kleinen Eingangswiderstand und eine geringe Spannungsempfindlichkeit besitzt.

3. Ausgangsspannung der Differentialbrücke, wenn die Speisespannung Harmonische enthält

Wie bereits festgestellt, ist die Differentialbrücke abgeglichen, wenn sowohl die Absolutwerte, als auch die Phasenwinkel der zu messenden Impedanzen gleich sind. Haben die zu messenden Impedanzen gleichen Charakter (z. B. Kondensatoren mit in Reihe geschalteten Verlustwiderständen), können die Abgleichbedingungen bei jeder beliebigen Frequenz erfüllt werden. Befindet sich jedoch in dem einen Zweig der Brücke ein Kondensator mit in Reihe

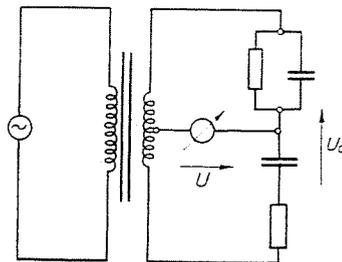


Bild 3. Messung verlustbehafteter Kondensatoren mit Differentialbrücke

geschaltetem Verlustwiderstand, im anderen Zweig hingegen ein Kondensator mit parallelgeschaltetem Verlustwiderstand, kann die Brücke nur bei einer einzigen Frequenz abgeglichen werden (Bild 3).

Im folgenden wird vorausgesetzt, daß die Brücke bei der Grundfrequenz abgeglichen wurde. Eine der zu vergleichenden Impedanzen hat Reihen-, die andere Parallelverluste. Der Verlustfaktor der beiden Impedanzen bei der Grundfrequenz ist

$$D = \operatorname{tg} \delta.$$

Setzt man voraus, daß die Ohmschen Komponenten frequenzunabhängig sind, die reaktiven Komponenten jedoch mit der Frequenz proportional (Induktivitäten) oder umgekehrt proportional (Kondensatoren) wachsen, ist die Ausgangsspannung, der n -ten Harmonischen mit der Amplitude $k_n U_0$

$$U_n = \frac{k_n U_0}{2} \frac{n - \frac{1}{n}}{D + \frac{1}{D} + j \left(n - \frac{1}{n} \right)}.$$

Der Absolutwert der Ausgangsspannung ist

$$|U_n| = \frac{k_n U_0}{2} \frac{n - \frac{1}{n}}{\sqrt{\left(D + \frac{1}{D} \right)^2 + \left(n - \frac{1}{n} \right)^2}}.$$

Bild 4 zeigt den für den Absolutwert der Ausgangsspannung charakteristischen Quotienten $|U_n|/k_n U_0$.

Wird ein phasenempfindlicher Indikator benützt, ist nur diejenige Ausgangsspannungskomponente von Bedeutung, die mit der Speisespannung in Phase liegt, in obigem Falle also

$$U_{nc} = \frac{k_n U_0}{2} \frac{\left(D + \frac{1}{D} \right) \left(n - \frac{1}{n} \right)}{\left(D + \frac{1}{D} \right)^2 + \left(n - \frac{1}{n} \right)^2}.$$

Diese Spannungskomponente erreicht bei

$$D + \frac{1}{D} = n - \frac{1}{n}$$

ein Maximum. In diesem Falle wird

$$U_{nc} = \frac{k_n U_0}{4}.$$

Bild 5 zeigt die auf die Harmonischen bezogene Ausgangsspannungskomponente, die mit der Speisespannung in Phase liegt, in Abhängigkeit von dem auf die Grundharmonische bezogenen Verlustwinkel.

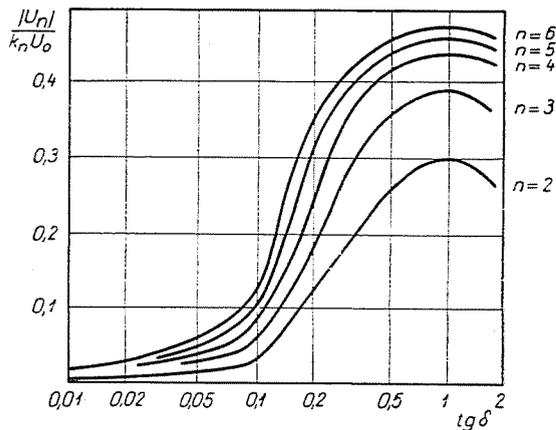


Bild 4. Amplitude der Harmonischen in der Ausgangsspannung einer Differentialbrücke, die auf die Grundharmonische abgeglichen ist

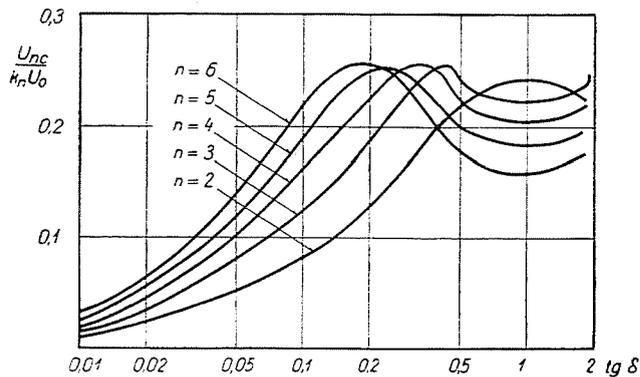


Bild 5. Komponente der Harmonischen, die mit der Speisespannung in Phase liegen, im Ausgangssignal einer auf die Grundharmonische abgeglichenen Differentialbrücke

Beim Messen von Induktivitäten können die Harmonischen zufolge der Eigenkapazität der Spulen sehr stören. Die Brücke ist bei Grundfrequenz abgeglichen, wenn die effektive Induktivität in beiden Brückenzweigen den

gleichen Wert hat. Die wirksame Induktivität einer Spule mit der Induktivität L und der Streukapazität C beträgt

$$L_{eff} = \frac{L}{1 - \omega^2 LC} = \frac{L}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2},$$

worin

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

die Eigenfrequenz der Spule ist.

Es soll nun jener Extremfall untersucht werden, bei dem die eine Induktivität vollkommen frei von Kapazitäten ist, während im anderen untersuchten

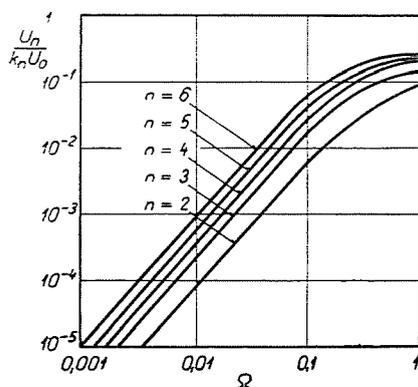


Bild 6. Amplitude der Harmonischen in der Ausgangsspannung einer Differentialbrücke, die auf die Grundharmonische abgeglichen ist

Fall eine Streukapazität C besteht, die man sich als zu der zu messenden Induktivität parallelgeschaltet vorstellt. Die Kreisfrequenz der Grundwellenkomponente der Speisespannung sei ω_1 . Wird die Bezeichnung

$$\Omega = \frac{\omega_1}{\omega_0}$$

eingeführt, ist die Abgleichbedingung

$$L_N = \frac{L_X}{1 - \Omega^2}.$$

Nach Abgleichen auf die Grundharmonische liefert die n -te Harmonische eine Ausgangsspannung

$$U_n = \frac{k_n U_0}{2} \frac{\Omega^2 (1 - n^2)}{2 + \Omega^2 (1 - n^2)}.$$

Bild 6 zeigt die Brückenausgangsspannung als Funktion der Ordnungszahl der Harmonischen bei verschiedenen Eigenfrequenzen der Spule.

4. Beschreibung einer neuen Speise- und Indikatoreinheit [4]

Im folgenden soll die neue schaltungstechnische Lösung einer Meßbrücke mit phasempfindlichem Indikator beschrieben werden. Die Schaltung ist bedeutend einfacher als die der üblichen Lösungen, und außerdem benötigt sie nur zwei Röhren mit je zwei Steuergittern (Bild 7).

Die Röhren werden doppelt ausgenützt. Bei Pentagridröhren arbeitet das System drittes Gitter-Anode als Gegentaktoszillator, dessen Kreisinduktivität im Schwingkreis im Anodenkreis aus der Primärwicklung des Transformators besteht. Die symmetrischen Sekundärwicklungen dieses Transformators bilden die beiden Zweige der Differentialbrücke, während sich in den

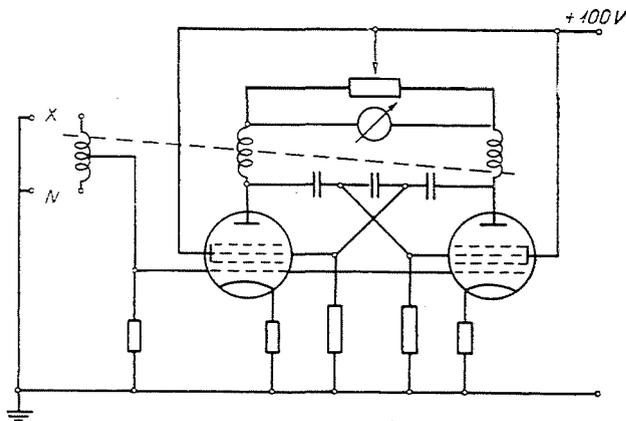


Bild 7. Schaltung der Meßbrücke mit phasempfindlichem Indikator

beiden anderen Zweigen die zu messende und die bekannte Impedanz befinden. Weicht der Wert der zu messenden Impedanz von demjenigen der Normalimpedanz ab, entsteht eine Fehlerspannung. Die Größe der mit der Oszillatorspannung in Phase liegenden Fehlerspannungskomponente hängt von der Größe des Unterschiedes der beiden Impedanzen, die Richtung der Fehlerspannung von der Richtung des Unterschiedes ab. Die Fehlerspannung wird an die beiden miteinander verbundenen ersten Steuergitter der Röhren gelegt. Da die Spannungen am ersten und dritten Gitter der beiden Röhren gleiche Frequenzen haben, wird die eine Komponente der multiplikativen Mischung Gleichstrom sein. Die Oszillatorspannungen an den dritten Gittern der beiden Röhren sind zueinander um 180° in Phase verschoben, die Gleichstromkomponente wird sich somit zum Ruhestrom der einen Röhre addieren, während sie sich von dem der anderen Röhre abzieht. Schaltet man also zwischen die beiden Anoden ein Gleichstrominstrument, wird dieses nur den Anodenstromunterschied messen, der wieder vom Unterschied der an die beiden ersten Röhren- gitter gelegten Wechselspannung, also vom Unterschied der beiden Impedanzen

abhängt. Das Instrument kann mithin direkt auf prozentuale Abweichung geeicht werden. Die gute Stabilität der Anordnung wird durch den symmetrischen Aufbau und durch die negative Rückkopplung am Kathodenwiderstand gesichert. Die Schaltung kann auch mit zwei Trioden-Hexoden aufgebaut werden. Die beiden Trioden bilden dann den Oszillator, der die Brücke speist. Die Schaltung ist der in Bild 3 gezeigten ähnlich. Die Verwendung von Trioden-Hexoden hat den Vorzug, daß der Generator und der Detektorteil in gewissem Sinne voneinander unabhängig sind.

5. Phasenempfindliche Anzeige [5], [6], [7]

Man lege an das erste Gitter einer Röhre mit zwei Steuergittern die Spannung

$$u_1(t) = U_{1c} \cos \omega t + U_{1s} \sin \omega t.$$

Da am dritten Gitter der Röhre die Wechselspannung

$$u_3(t) = U_3 \cos(\omega t + k\pi)$$

liegt, ist die auf die Anode bezogene Steilheit des ersten Gitters zeitlich ver-

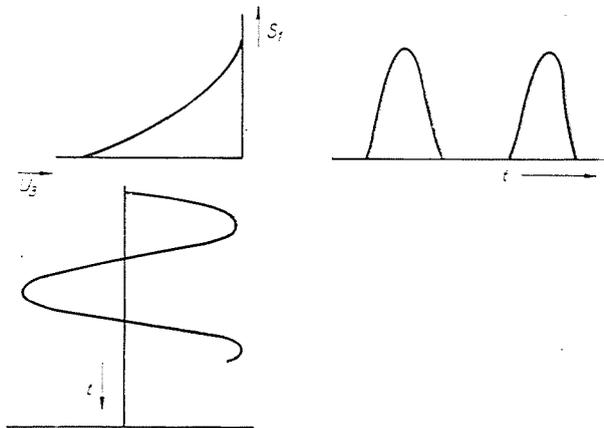


Bild 8. Zeitlicher Verlauf der Steilheit

änderlich. Ohne Phasenverschiebung ist diese Steilheit eine eindeutige Funktion der Spannung des dritten Gitters (Bild 8).

Der Anodenstrom ist

$$i_a(t) = S(t) u_1(t).$$

Da $S(t)$ eine ganze periodische Funktion ist, schreibt sich ihre FOURIERSche Reihe

$$\begin{aligned} S(t) &= S_0 + S_1 \cos(\omega t + k\pi) + S_2 \cos 2(\omega t + k\pi) + \dots \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} S_n \cos n(\omega t + k\pi). \end{aligned}$$

Die Koeffizienten der FOURIERSchen Reihe können aus der Charakteristik $S-U_{g3}$ graphisch oder analytisch bestimmt werden.

Setzt man die FOURIERSche Reihe der Steilheit in die Formel des Anodenstromes ein, erhält man

$$i_a(t) = (U_{1c} \cos \omega t + U_{1s} \sin \omega t) \sum_{n=0}^{\infty} S_n \cos n(\omega t + k\pi),$$

und nach entsprechender Umformung dieses Ausdruckes läßt sich der Anodenstrom in Komponenten zerlegen, deren eine die Summen, der andere die Differenzen der verschiedenen Frequenzen enthält. Das Kosinusglied der Differenzen bedeutet im Falle $n = 1$ Gleichstrom, dessen Größe

$$I_A = \frac{1}{2} S_1 U_{1c} \cos k\pi.$$

In der Schaltung sind die Phasen der an das dritte Gitter der beiden Röhren gelegten Spannungen entgegengesetzt

$$k^{(1)} = 0$$

$$k^{(2)} = 1,$$

weshalb sich der Anodenstrom der einen Röhre verkleinern, der anderen Röhre vergrößern wird.

Die beiden Gleichstromkomponenten sind also

$$I_A^{(1)} = \frac{1}{2} S_1 U_{1c} \cos 0 = \frac{1}{2} S_1 U_{1c}$$

und

$$I_A^{(2)} = \frac{1}{2} S_1 U_{1c} \cos \pi = -\frac{1}{2} S_1 U_{1c},$$

während der Unterschied zwischen den beiden Anodenströmen

$$\Delta I_A = I_A^{(1)} - I_A^{(2)} = S_1 U_{1c}$$

beträgt.

Da die Mischsteilheit

$$S_c = \frac{1}{2} S_1$$

ein im Katalog angegebener Röhrenkennwert ist, kann unter Benutzung desselben der Anodenstromunterschied

$$\Delta I_A = 2 S_c U_{1c}$$

leicht errechnet werden.

6. Die Wirkung der Harmonischen

Die Harmonischen in der Wechselspannung die an die verbundenen ersten Gitter der beiden Röhren gelegt wird, können Meßfehler verursachen. Da die Brücke durch einen Transformator im Gegentakt-Anodenkreis gespeist wird, findet man in der Speisespannung der Brücke infolge der Gegentakt-schaltung beinahe ausschließlich Harmonische mit ungeraden Ordnungszahlen. Es soll nun untersucht werden, wie empfindlich sich der Indikator den Harmonischen gegenüber verhält. Hierbei wird vorausgesetzt, daß die Charakteristik der Mischröhren als bilinear angesehen werden kann, daß also

$$I_a = a (u_{g1} - U_{10}) (u_{g3} - U_{30}).$$

In diesem Falle schreibt sich die auf die Anode bezogene Steilheit des ersten Gitters

$$S = \frac{\partial i_a}{\partial u_{g1}} = a (u_{g3} - U_{30}).$$

Die Vorspannung des dritten Gitters wird nun so hoch gemacht, daß der Arbeitspunkt in den unteren Knick (U_{30}) der Charakteristik zu liegen kommt. Die Amplitude der Wechselspannung am dritten Gitter ist gleich der Vorspannung dieses Gitters. Diese Einstellung entspricht der Normaleinstellung von Mischröhren. In diesem Falle ist die Steilheit als Funktion der Zeit

$$S(t) \begin{cases} a U_{30} \cos \omega t = S_{\text{Max}} \cos \omega t & \text{wenn } -\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq +\frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{wenn } \begin{cases} -\pi \leq \omega t \leq -\frac{\pi}{2} \\ \frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \pi \end{cases} \end{cases}$$

Die FOURIER-Koeffizienten der Steilheit sind

$$S_n = \frac{S_{\text{Max}}}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos \omega t \cos n \omega t d(\omega t) = \begin{cases} \frac{1}{\pi} S_{\text{Max}}, & \text{wenn } n = 0 \\ \frac{1}{2} S_{\text{Max}}, & \text{wenn } n = 1 \\ (-1)^{\frac{n}{2} + 1} \cdot \frac{2 S_{\text{Max}}}{n^2 - 1}, & \text{wenn } n = 2, 4 \dots 2k \\ 0 & \text{wenn } n = 3, 5 \dots 2k + 1 \end{cases}$$

Ist die Steuerspannung nicht verzerrt und die Charakteristik linear, ist das Indikatorsystem nur den geraden Harmonischen gegenüber empfindlich. Da jedoch in Wirklichkeit das Oszillatorsignal verzerrt, und auch die Röhrencharakteristik nicht vollkommen linear ist, wird sich die Zeit-Funktion der Steilheit ebenfalls deformieren. Ein Spezialfall dieser Deformation besteht darin, daß an Stelle der halben Sinuswellen Dreieckimpulse entstehen. Der zeitliche Verlauf der Steilheit ist dann durch den Zusammenhang

$$S(t) = S_{\text{Max}} \left[\frac{1}{4} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{\pi^2 n^2} \left(1 - \cos \frac{n\pi}{2} \right) \cos n \omega t \right]$$

gegeben. In diesem Falle fehlen nur die 4., 8., ..., Harmonischen.

In einem anderen Grenzfall der Signaldeformation entstehen an Stelle der halben Sinuswellen Rechteckimpulse; es gilt dann

$$S(t) = S_{\text{Max}} \left[\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n} \cos n \omega t \right],$$

wobei nur ungerade Harmonische auftreten.

Weicht das Signal und die Charakteristik von der idealen Form ab, enthält die FOURIERSche Reihe der Steilheit auch ungerade Glieder, welche mit den ungeraden Harmonischen des Gegentaktoszillators eine Gleichstromkomponente ergeben, die von der Phasenlage abhängt.

Ist die relative Abweichung der zu messenden Impedanzen Δ , so tritt an den Ausgangsklemmen der mit U_0 gespeisten Brücke eine parallele Spannungskomponente der Größe

$$U_{1c} = \frac{U_0 \Delta}{4}$$

auf, was einen Unterschied der Anodengleichströme von

$$\Delta I_A = S_1 U_{1c} = S_1 \frac{U_0 \Delta}{4}$$

bedeutet.

Enthält die Speisespannung der Brücke eine n -te Harmonische mit der Amplitude $k_n U_0$, so ist — in dem in Punkt 2 behandelten ungünstigen Fall — die parallele Ausgangsspannungskomponente der n -ten Harmonischen

$$U_{nc} \leq \frac{k_n U_0}{4}$$

Diese Spannung ruft einen Anodenstromunterschied von

$$\Delta I_{An} = S_n U_{nc} \leq \frac{S_n k_n U_0}{4}$$

hervor. Im ungünstigsten Falle also (bei Addieren der Absolutwerte) erzeugen die Harmonischen einen Stromunterschied von

$$\Delta I_{AH} \leq \sum_{n=2}^{\infty} \Delta I_{An} \leq \frac{U_0}{4} \sum_{n=2}^{\infty} S_n k_n$$

was einer Impedanzabweichung von

$$J_H = \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{S_n}{S_1} \right) k_n$$

entspricht. Dies ist somit der größte Meßfehler, den die Harmonischen erzeugen.

7. Meßergebnisse

Bild 9 zeigt die Schaltung eines fertigen Modells der oben beschriebenen Vergleichsmeßbrücke, Bild 10 die Außenansicht des Modellsstückes.

Im weiteren sollen nun die mit der Meßbrücke erzielten Meßergebnisse erörtert werden.

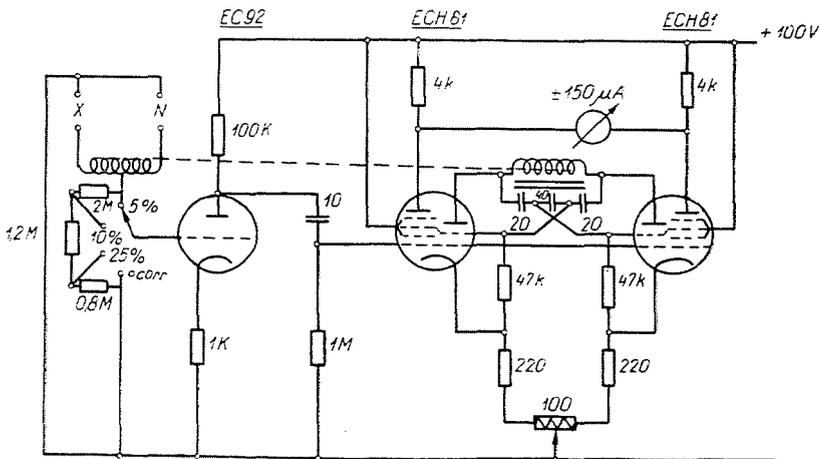


Bild 9. Schaltung der Vergleichsmeßbrücke

Bild 11 veranschaulicht den Ausschlag des Instruments als Funktion der relativen Abweichung zwischen den zu vergleichenden Widerständen.

Der Spannungsabfall, der am Innenwiderstand des Differentialtransformators und des Oszillators entsteht, verringert beim Messen kleiner Wider-

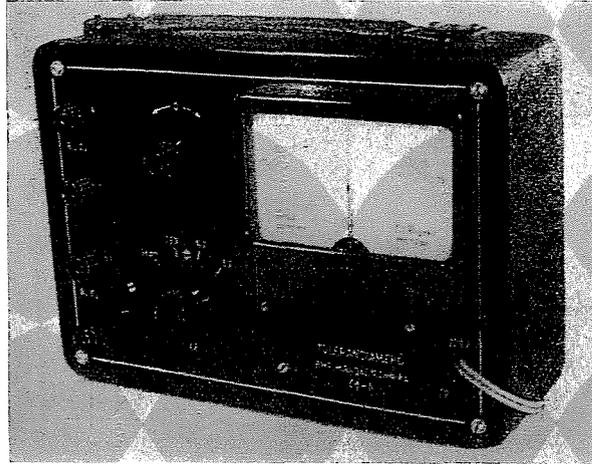
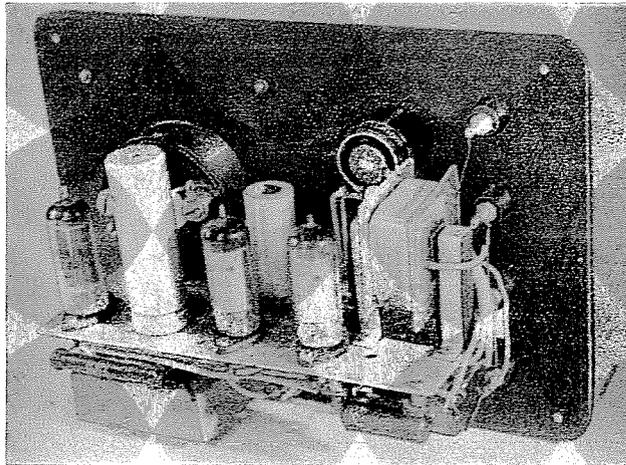


Bild 10. a) Vorderansicht der Vergleichsmeßbrücke



b) Innenansicht der Vergleichsmeßbrücke

stände die an die Brücke gelangende Spannung. Die Empfindlichkeit der Brücke ist deshalb bei derartigen Messungen etwas geringer.

Das Diagramm 12 zeigt den Zusammenhang zwischen der Empfindlichkeit und dem zu messenden Widerstand in einer Meßeinrichtung ohne Verstärkerstufe.

Es läßt sich feststellen, daß die Belastung durch den zu messenden Widerstand bei einer einfach ausgeführten Brücke bei Widerständen von

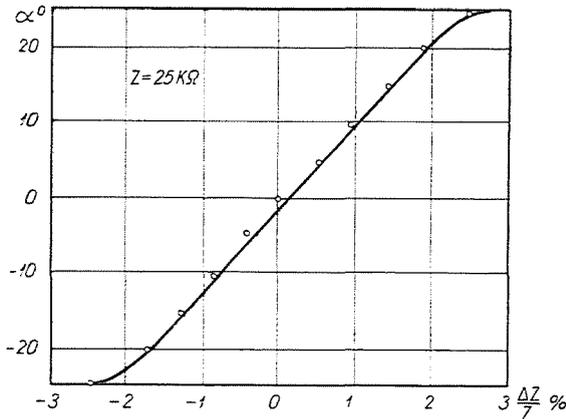


Bild 11. Zusammenhang zwischen Instrumentausschlag und relativer Widerstandsabweichung

10 kΩ die Empfindlichkeit bereits bedeutend herabsetzt. Die Abhängigkeit der Empfindlichkeit von der Belastung kann durch Verringern der Übersetzung des Differentialtransformators aufgehoben werden, sollen jedoch Wider-

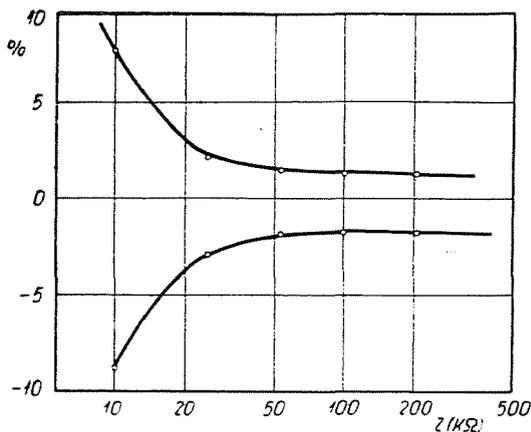


Bild 12. Zusammenhang zwischen Empfindlichkeit und Belastung

stände in der Größenordnung von einigen Ohm gemessen werden, wobei die Brückenspannung stark abfällt, muß zum Ausgleich die Fehlerspannung durch

Zwischenschalten einer Verstärkerstufe auf ein dem phasenempfindlichen Indikator entsprechendes Pegel gehoben werden. Mit Hilfe einer einzigen Verstärkertriode mit der Verstärkung A sinkt die zu messende kleinste Impedanz auf den A^2 -ten Teil des ursprünglichen Wertes, vorausgesetzt, daß die Übersetzung des Differentialtransformators gleichzeitig auf den A -ten

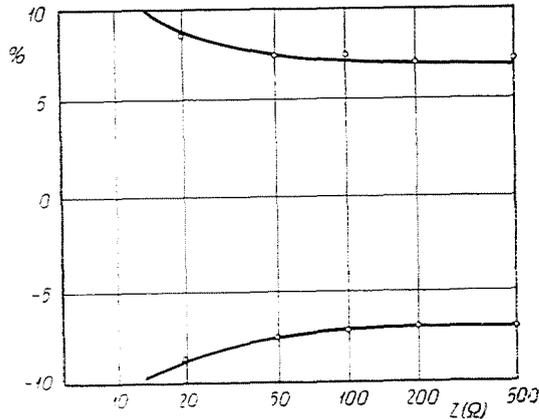


Bild 13. Zusammenhang zwischen Empfindlichkeit und Belastung bei Verwendung einer Verstärkerstufe

Teil des ursprünglichen Wertes verringert wird. Bild 13 zeigt den Zusammenhang zwischen Empfindlichkeit und Belastung bei 40facher Verstärkung.

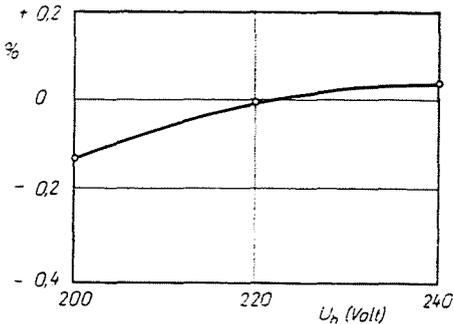


Bild 14. Nullpunktverschiebung infolge Netzspannungsschwankungen

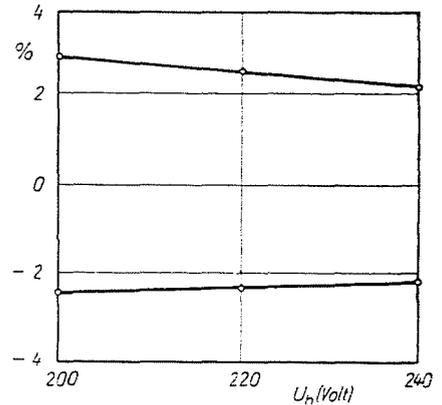


Bild 15. Empfindlichkeit in Abhängigkeit von Netzspannungsschwankungen

Die Nullpunktstabilität kann der an den Kathodenwiderständen auftretenden negativen Rückkopplung und des symmetrischen Aufbaues wegen als sehr gut bezeichnet werden.

Bild 14 stellt die Nullpunktverschiebung dar, die infolge der Netzspannungsschwankungen auftritt, auf die die gleichen Zeigerausschläge bewirkenden relativen Widerstandsabweichungen bezogen.

Die Netzspannungsschwankungen beeinträchtigen auch die Empfindlichkeit, weil sich die Oszillatorspannung ändert. Bild 15 veranschaulicht die

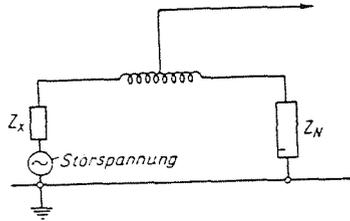


Bild 16. Meßanordnung zur Untersuchung der Wirkung von Störspannungen

relative Impedanzabweichung, die den Endausschlag des Instrumentes bewirkt, in Abhängigkeit von der Netzspannungsschwankung.

Es wurden weiterhin Messungen mit der Schaltung gemäß Bild 16 durchgeführt, um den Einfluß der an der zu messenden Impedanz liegenden Störspannungen auf die Arbeitsweise der Brücke festzustellen.

Solange am ersten Steuergitter keine Übersteuerung infolge der Störspannung auftritt, ist das Gerät praktisch unempfindlich gegen Störspannungen, deren Frequenz von derjenigen der Meßfrequenz abweicht.

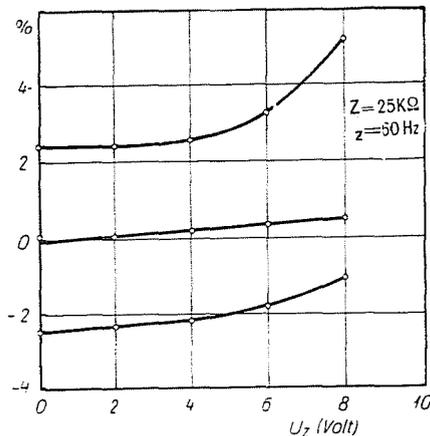


Bild 17. Wirkung der Störspannung

Im Diagramm des Bildes 17 sind diesbezügliche Meßergebnisse aufgetragen.

Die Harmonischen des Oszillators und die nichtlineare Charakteristik der Mischröhre bewirken eine Reaktion des Indikators auch auf die Harmo-

nischen. Bild 18 veranschaulicht die Empfindlichkeit des Indikators für die Harmonischen bei 25 mV. Es fällt auf, daß die vierte Harmonische praktisch wirkungslos ist. Untersucht man das Signal des Oszillators, so kann man feststellen, daß es sich der ungeraden Harmonischen wegen an beiden Scheiteln

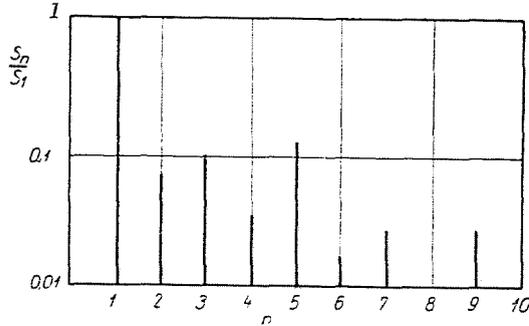


Bild 18. Empfindlichkeit des Indikators auf die Harmonischen

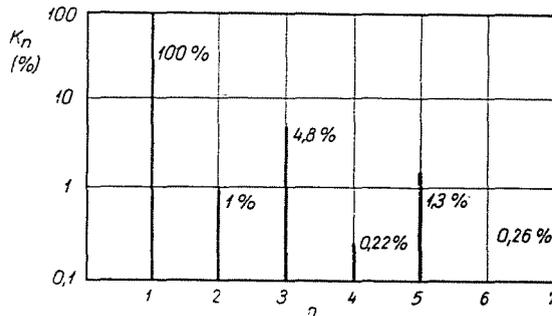


Bild 19. Harmonische Komponenten des Oszillatortausgangssignals

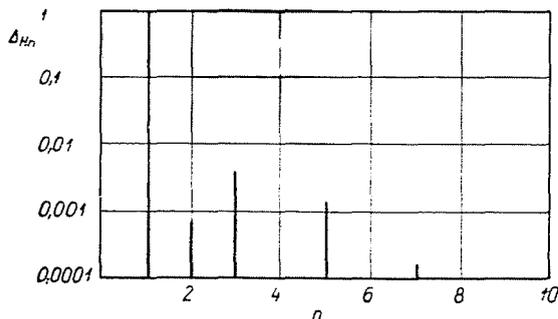


Bild 20. Meßfehler, hervorgerufen durch die Harmonischen

zuspitzt und dem im Punkt 6 beschriebenen Dreieckssignal ähnlich gestaltet. Infolge dieser Signalform entsteht in der Steilheit keine vierte harmonische Komponente.

Bild 19 zeigt die Harmonischen im Ausgangssignal des Oszillators. Die hier folgende Tabelle gibt das Verhältnis der Mischteilheit der einzelnen Harmonischen zur Mischteilheit der Grundfrequenz, den Gehalt an Harmonischen und den für die Wirkung der Harmonischen charakteristischen Wert

$$\frac{S_n}{S_1} k_n$$

an.

n	S_n/S_1	k_n	$(S_n/S_1) \cdot k_n$
1	1,00	1,00	1,0
2	0,08	0,01	$0,8 \cdot 10^{-3}$
3	0,10	0,048	$4,8 \cdot 10^{-3}$
4	0,04	0,0022	$0,088 \cdot 10^{-3}$
5	0,12	0,013	$1,56 \cdot 10^{-3}$
6	0,02	0,00	0,00
7	0,04	0,0026	$0,104 \cdot 10^{-3}$
8	0,00	0,00	0,00
9	0,04	0,00	0,00

Im Bild 20 ist die für die Wirkung der Harmonischen charakteristische Größe $k_n S_n/S_1$ als Funktion der Ordnungszahlen der Harmonischen aufgetragen.

In der beschriebenen Anordnung ist

$$\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{S_n}{S_1} \right) k_n = 7,25 \cdot 10^{-3},$$

der durch die Harmonischen verursachte prozentuale Fehler beträgt also

$$\Delta_H = 7,25 \cdot 10^{-3} = 0,725\%.$$

Besteht ein Phasenunterschied zwischen der zu messenden und der Vergleichsimpedanz, so wird Nullindikation erzielt, wenn die Absolutwerte

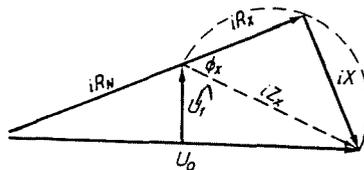


Bild 21. Vektorbild der auf Absolutwerte abgeglichenen Brücke

genau abgeglichen werden. Aus den Vektoren in Bild 21 geht hervor, daß die Ausgangsspannung der Brücke in diesem Falle keine Komponente enthält, die mit der Speisespannung der Brücke in Phase liegt, ist somit

$$\Delta I_A = 2 S_c U_{1c} = 0.$$

Gleichzeitig kann jedoch die senkrechte Spannungskomponente

$$U_{1s} = \frac{U_0}{2} \operatorname{tg} \frac{\Phi_X}{2}$$

einen beträchtlichen Wert haben. Dieses Signal erzeugt Übersteuerung, was

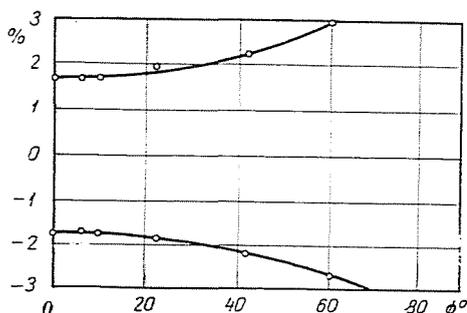


Bild 22. Zusammenhang zwischen Phasenwinkel und Empfindlichkeit

in der aus Bild 22 ersichtlichen Empfindlichkeitsverringering in Erscheinung tritt.

3. Anwendungsgebiete

1. Grundlegend finden die phasenempfindlichen Indikatoreinheiten bei Impedanzmeßbrücken Verwendung. Bei einem Teil der Brückenschaltungen geschieht der Abgleich komplexer Impedanzen derart, daß erst auf Absolutwert, danach auf Phase abgeglichen wird. Ist die Vergleichsspannung des phasenempfindlichen Indikators bei dieser Art von Brücken während der ersten Messung in Phase mit der Speisespannung der Brücke, bei der zweiten Messung dagegen um 90° verschoben, läßt sich der Abgleich an Stelle sukzessiver Annäherung direkt durchführen.

2. Brücken mit phasenempfindlichem Indikator können bei der fabrikmäßigen Herstellung nachrichtentechnischer Bauelemente vorteilhaft angewendet werden, besonders zur Kontrolle der Toleranzen von Widerständen und Kondensatoren.

3. Die Meßbrücke mit phasenempfindlichem Indikator kann zur ständigen Fabrikationskontrolle lackierter Kupferdrähte benützt werden [8]. Nach dem Patent Ingenieur H. PRUNKL [9] läuft der lackierte Draht, dessen

Kupferleiter geerdet ist, durch ein Quecksilbergefäß das mit dem Draht einen Kondensator bildet, wobei die Lackschicht als Dielektrikum wirkt. Die in geeigneter Weise ausgebildete Kapazitätsmeßbrücke wird auf die durchschnittliche Lackdicke abgeglichen. Jede Abweichung der Lackschichtdicke vom Durchschnittswert löst dann einen Ausschlag des Instrumentes aus. Zwischen den Änderungen der Schichtdicke und der Kapazität wurde bei den ersten Versuchen ein nichtlinearer Zusammenhang festgestellt, der jedoch zuerst durch Verwendung einer Kristalldiode als Nebenschluß später aber durch entsprechende Ausbildung der Polschuhe des Drehspulinstrumentes linearisiert werden konnte.

4. Auf Grund einer Idee des Ingenieurs L. ΤΟΤΗ wurden Versuche mit einem batteriegespeisten kleindimensionierten Gerät zur Ermittlung des Stempeldruckes in Kohlenbergwerken angestellt. Zur Messung wurde ein Meßkondensator mit Gummidielektrikum benützt. Durch diese Messung konnten bisher unbekannte Druckwerte festgestellt werden.

5. Nach einer Idee des Ingenieurs T. ALKÉR [10] ließ sich mit dem beschriebenen Gerät die Tiefe der gehärteten Schicht von Stählen feststellen: In die beiden Zweige der Differentialbrücke wurden induktive Meßköpfe eingesetzt. Der eine Meßkopf nahm das Werkstück auf, dessen Härtungstiefe bekannt war, während auf den anderen Meßkopf das Prüfstück aufgesetzt wurde. Die Induktivität der Meßköpfe hängt von der Härteschichttiefe ab, so daß auch diese Messung mit Hilfe des phasenempfindlichen Indikators durchgeführt werden konnte.

Meßbrücken mit phasenempfindlichem Indikator können bei der Lösung vieler technischer Probleme gut benutzt werden und sind besonders dort vorteilhaft, wo die zu lösenden Aufgaben auf die Messung von Kapazitäten oder größeren Widerständen zurückgeführt werden kann.

Danksagung

An dieser Stelle möchten wir Herrn Professor Dr. I. BARTA unseren Dank aussprechen für seine wertvollen Ratschläge, mit denen er unsere Arbeit unterstützte, sowie für die von ihm stammende Anregung, die Wirkung der Harmonischen zu untersuchen.

Zusammenfassung

Bei vielen wissenschaftlichen und technischen Problemen ist es nötig, die Größe und Richtung der verhältnismäßig kleinen Änderung irgendeiner Impedanz festzustellen. Im allgemeinen benutzt man zu diesem Zweck Wechselstrommeßbrücken mit phasenempfindlichem Indikator. Die Arbeit beschreibt eine neuartige Schaltung für die Speise- und Indikatoreinheit und gibt einige Anwendungsbeispiele.

Schrifttum

1. BENZ: Meßtechnik für Funkingenieure, Springer, S. 159, 1952.
2. HAGUE: A. C. Bridge Methods, Pitman, S. 421, 1946.
3. ROTHE, H.—KLEEN, W.: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter. Akad. Verlag. 2. Auflage. S. 221, 1949.
4. Ungarisches Patent TA 299 (4. Nov. 1955. K. TARNAY—A. AMBRÓZY).
5. WINTER et al.: Vákuumtechnika II. (Rédl, Elektroncsövek alapvető villamos tulajdonságai) Nehézipari Kiadó. S. 448, 1954.
6. BARTA: Rádiókészülékek és erősítők, Tankönyvkiadó. S. 629, 1956.
7. ROTHE, H.—KLEEN, W.: Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker. Akad. Verlag, 2. Auflage. S. 209, 1953.
8. AMBRÓZY, A.—PRUNKL, H.—TARNAY, K.: Layer Thickness Measurement of Enamel Covered Wire. Periodica Polytechnica Vol 2. No 4. (1958).
9. Ungarisches Patent 142 043—75 (4. Mai 1951. H. PRUNKL).
10. ALKÉR, T. F.—SCHALK, E.: A Non-destructive Method for Measuring the Depths of Metallic Surface Layers of Metals. Acta Technica. Tom. XV. 1—2 (1956).

K. TARNAY }
 A. AMBRÓZY } Budapest, XI., Stoczek u. 2, Ungarn