Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 58 (1967)

Heft: 23

Artikel: Dämpfungsverbesserung von Differentialbrückenfiltern durch Verminderung der Übertragereinflüsse

Autor: Giloi, H.-G. / Herzog, W.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-916301

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 09.07.2025

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

Dämpfungsverbesserung von Differentialbrückenfiltern durch Verminderung der Übertragereinflüsse [1])

Von *H.-G. Giloi* und *W. Herzog*, Mainz

621.372.542.22 : 621.3.091.1

Verluste und reale (nicht ideal unendlich grosse) Induktivitäten des Übertragers verändern die Dämpfung von Differentialbrückenfiltern. Die Verluste lassen sich durch Änderung der Kopplung kompensieren, doch ist diese Möglichkeit durch die geringen Variationsmöglichkeiten der Kopplung begrenzt. Einfacher und wirkungsvoller erreicht man eine Verlustkompensation durch Änderung des Übersetzungsverhältnisses. Geeignete Schaltungen lassen sich so umwandeln, dass der Einfluss der Übertragerinduktivität verschwindet.

L'amortissement de filtres en pont différentiels est modifié par des pertes et une inductance réelle (non idéale et infiniment grande) du transformateur. Ces pertes peuvent être compensées en modifiant le couplage, mais cette solution demeure limitée par les faibles facultés de variation de ce dernier. La comensation des pertes est réalisée plus facilement et avec davantage d'efficacité en modifiant le rapport de transformation. Des circuits appropriés peuvent être transformés de manière à éliminer l'influence de l'inductance de transformation.

1. Einleitung

Unter den symmetrischen Filtern sind die Brücken die allgemeinsten Schaltungen. Da aber bei der Brücke Sender und Empfänger nicht zugleich geerdet werden können, da weiterhin der Aufwand an Schaltteilen sehr hoch und die Abstimmung recht umständlich ist, wandelt man sie üblicherweise in eine Differentialbrückenschaltung oder ein überbrücktes T-Glied um (Fig. 1). Die Differentialbrücke entspricht nur mit einem idealen Übertrager exakt der vollständigen Brücke. Sie soll daher näher untersucht werden.

Definitionsgemäss hat der ideale Übertrager unendliche Induktivitäten und keine Verluste. Die Kopplung k_{13} zwischen Primär- und Sekundärwicklung und beim Differentialübertrager die Kopplung k_{12} zwischen den beiden Teilen der Wicklung, an der die Brückenzweige angeschlossen sind, haben den Wert 1. Nicht immer erfüllt der reale Übertrager in einer Filterschaltung diese Forderungen in genügender Näherung. In einer Arbeit [1][2]) wurde theoretisch untersucht, wie sich die Induktivität, die Verluste und die Kopplungen auf die

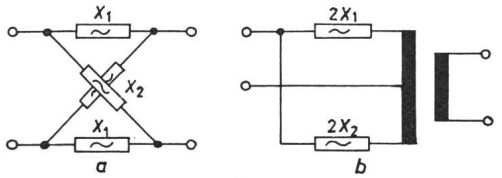


Fig. 1
Brückenschaltungen
a vollständige Brückenschaltung; *b* Differentialbrückenschaltung
X_1; X_2 Brückenzweige

Dämpfung eines Filters auswirken und wie die Verluste kompensiert werden können. Diese Untersuchungen sollen hier erweitert und durch Experimente unterstützt werden.

2. Theoretische Unterlagen [1]

Man geht von dem Ersatzschaltbild des Übertragers nach *Wallot* aus [2], das in Fig. 2 durch zwei Scheinwiderstände $\underline{C}$ und durch die Brückenzweige 2 $\underline{X}_1$ und 2 $\underline{X}_2$ zu einem Filter ergänzt ist.

[Unterstreichung der Buchstaben bedeutet komplexe oder imaginäre Werte (s. z. B. Gl. (1).]

Die zwischen den Klemmen a und b gemessene Impedanz des Übertragers ist:

$$\underline{L} = \mathrm{j}\,\omega\,L_1 + r = \mathrm{j}\,\omega\,L_1\left(1 - \frac{\mathrm{j}}{\varrho}\right) \tag{1}$$

wobei ϱ die Spulengüte darstellt:

$$\varrho = \frac{\omega\,L_1}{r} \tag{2}$$

Mit dem kapazitiven Widerstand:

$$\underline{C} = \frac{1}{\mathrm{j}\,\omega\,C} \tag{3}$$

wird der Übertrager auf die Resonanzfrequenz ω_0 abgestimmt

$$\omega_0{}^2 = \frac{1}{L_1\,(1 + k_{12})\,C} \tag{4}$$

Setzt man $n = 1/2$ in Fig. 2 und führt die Abkürzungen:

$$\overline{\underline{C}} = \frac{\underline{C}\,\underline{L}\,(1 + k_{12})}{\underline{C} + \underline{L}\,(1 + k_{12})} \tag{5}$$

und

$$K = \frac{2\,k_{13}}{1 + k_{12}} \tag{6}$$

ein, so erhält man die Vierpolparameter der Schaltung in Fig. 2 näherungsweise zu:

$$W_{1\mathrm{L}} = \frac{4\,\underline{X}_1\,\underline{X}_2 + \overline{\underline{C}}\,(\underline{X}_1 + \underline{X}_2)}{2\,(\underline{X}_1 + \underline{X}_2 + \overline{\underline{C}})} \tag{7}$$

$$M = K\,\frac{\overline{\underline{C}}\,(\underline{X}_2 - \underline{X}_1)}{2\,(\underline{X}_1 + \underline{X}_2 + \overline{\underline{C}})} \tag{8}$$

$$W_{2\mathrm{L}} = K^2\,\frac{\overline{\underline{C}}\,(\underline{X}_1 + \underline{X}_2)}{2\,(\underline{X}_1 + \underline{X}_2 + \overline{\underline{C}})} \tag{9}$$

Lässt man $K \to 1$ und $\overline{\underline{C}} \to \infty$ gehen, so erhält man aus den Gln. (7), (8) und (9) die bekannten Beziehungen für die Brücke:

$$\underline{W}_{1\mathrm{L}} = \frac{\underline{X}_1 + \underline{X}_2}{2} \tag{10}$$

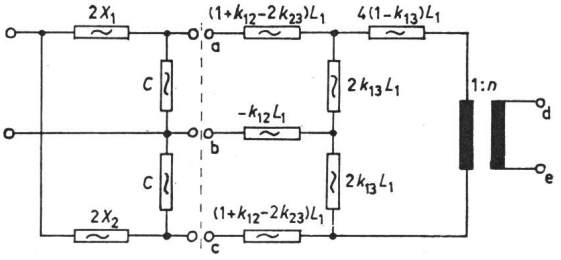


Fig. 2
Das Ersatzschaltbild des Übertragers ergänzt zu einem Filter
a, b, c Eingangsklemmen des Übertragers; *d, e* Ausgangsklemmen des Übertragers; *C* Scheinwiderstand, in der Praxis meist Kapazität; k_{12}, k_{13}, k_{23} Kopplungen; L_1 Induktivität einer Übertragerwicklung; X_1; X_2 Brückenzweige

[1]) Mitteilung des Institutes für Elektrotechnik der Universität Mainz.
[2]) Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

$$\underline{M} = \frac{\underline{X}_2 - \underline{X}_1}{2} \tag{11}$$

$$\underline{W}_{2L} = \frac{\underline{X}_1 + \underline{X}_2}{2} = \underline{W}_{1L} \tag{12}$$

Mit der Resonanzfrequenz ω_0 aus Gl. (4) erhält man aus Gl. (5):

$$\underline{C}_r = \varrho\, \omega_0 L_1 (1 + k_{12}) \tag{13}$$

die Hälfte des Parallelverlustwiderstandes, der zwischen den Klemmen a – c des Übertragers in Fig. 2 bei offenen Klemmen d – e gemessen wird.

Schliesst man das Filter beiderseits mit dem Widerstand R ab, so kann man für die Brückenzweige die Grössen:

$$\mathrm{j}\, X_1' = \mathrm{j}\, \frac{X_1}{R} = \frac{\underline{X}_1}{R}, \quad \mathrm{j}\, X_2' = \mathrm{j}\, \frac{X_2}{R} = \frac{\underline{X}_2}{R} \tag{14}$$

einführen. Bei Bandfiltern schreibt man die Frequenz in der Form:

$$f^2 = f_0^2 (1 + 2\, \delta' z) \tag{15}$$

wobei $2\, \delta'$ die relative Durchlassbreite des Filters und z die neue Variable ist [3].

Mit den Ausdrücken:

$$\overline{K}^2 = K^2 + v_1 = K^2 + \frac{2\, R}{\underline{C}_r} \tag{16}$$

$$v_2 = v_1\, \varrho \cdot 2\, \delta' = \frac{2\, R\, \delta'}{\omega_0 L_1 (1 + k_{12})} \tag{17}$$

von denen der erste die Kopplungen und die Verluste, der zweite als wesentlichste Grösse die Übertragerinduktivität enthält, sowie den Gln. (7), (8) und (9) ergibt sich für die Betriebsdämpfung a_B die Formel:

$$e^{a_B} = \frac{1 + \overline{K}^2}{2\, K} \sqrt{1 + \frac{(1 + X_1' X_2')\,(1 + \overline{K}^4 X_1' X_2') - 2\, v_2\, z\, (1 + X_1' X_2')\,(X_1' + X_2') + v_2^2\, z^2\, [(X_1' + X_2')^2 + 4\, X_1'^2 X_2'^2]}{\left(\frac{1 + \overline{K}^2}{2}\right)^2 (X_2' - X_1')^2}} \tag{18}$$

Für

$$\overline{K}^2 = 1 \tag{19}$$

$$v_2 = 0 \tag{20}$$

geht die Betriebsdämpfung, abgesehen von der Grunddämpfung

$$e^{a_g} = \frac{1 + \overline{K}^2}{2\, K} \tag{21}$$

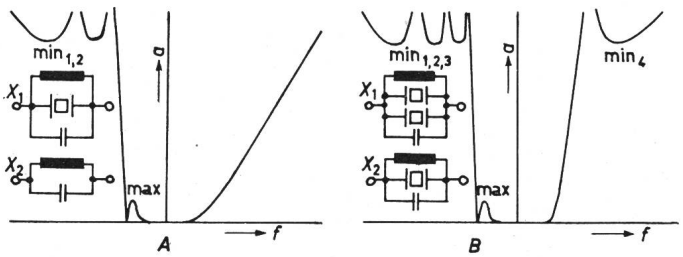


Fig. 3
Brückenzweige und qualitativer Verlauf der Dämpfung mit Minima und Maxima
A bei einem Einquarzfilter; *B* bei einem Dreiquarzfilter
a Dämpfung; *f* Frequenz; X_1 Brückenzweig mit einem bzw. zwei Quarzen, Parallelinduktivität und -kapazität; X_2 Brückenzweig ohne Quarz bzw. mit einem Quarz, Parallelinduktivität und -Kapazität

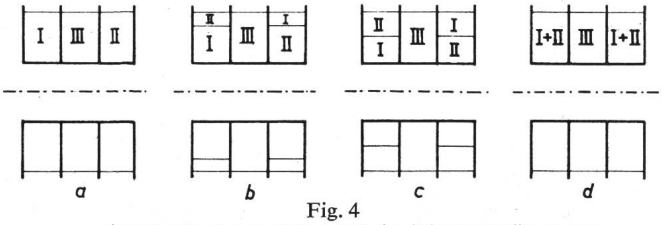


Fig. 4
Anordnung der Wicklungen beim Differentialübertrager
An den Wicklungen *I* und *II* werden die Filterzweige und an *III* der Lastwiderstand angeschaltet. Von *a* ausgehend vergrössert man die Kopplung zwischen *I* und *II*, indem man zu den verschachtelten Wicklungen von *b* und *c* übergeht. Bei *d* sind I und II bifilar gewickelt

in die von der vollständigen Brücke her bekannte Form über:

$$e^{a_0} = \sqrt{1 + \left(\frac{1 + X_1' X_2'}{X_2' - X_1'}\right)^2} \tag{22}$$

Ist bei den Bandfiltern (Fig. 3) mit einem bzw. mit drei Quarzen $\overline{K} > 1$ aber $v_2 = 0$, d. h. hat der Übertrager Verluste aber unendliche Induktivitäten, so ergibt sich aus Gl. (20), dass sich mit wachsendem $\overline{K}$ die Minima im Sperrbereich zu kleineren Dämpfungen verschieben, das Dämpfungsmaximum im Durchlassbereich auf nicht mehr erträgliche Werte ansteigt und die Bandbreite der Filter geringer wird.

Hat der Übertrager eine endliche Induktivität und ist abgestimmt, hat aber dafür keine Verluste, d. h. wächst v_2 von Null aus an, so erhöht sich zwar die Dämpfung im Sperrbereich, aber das Dämpfungsmaximum im Durchlassbereich wird ebenfalls höher und die Bandbreite geringer.

Es wird im folgenden untersucht in wie weit sich im Experiment Gl. (19) durch Änderung der Kopplung k_{12} erfüllen lässt (s. Abschnitt 4). Eine weitere Möglichkeit der Verlustkompensation wird in Abschnitt 5 gefunden. Durch Änderung der Schaltung gelingt es auch, den Einfluss der Übertrager-induktivität zu eliminieren, d. h. $v_2 = 0$ zu machen (s. Abschnitt 6).

3. Aufbau und Eigenschaften der Differentialübertrager

Die Übertrager wurden auf Spulenkörper mit drei Kammern gewickelt und aus Ferritschalenkernen mit Luftspalt aufgebaut. Damit Gl. (16) erfüllt werden kann, muss nach Gl. (14) gelten:

$$K < 1 \tag{23}$$

Bei den Kopplungen, die ja stets etwas unterhalb von eins liegen, wird man also versuchen, k_{13} klein und k_{12} gross zu machen. Da die Kopplung von zwei Spulen grösser ist, wenn sie übereinander gewickelt sind, als wenn sie in verschiedenen Kammern nebeneinander liegen, wurden die Wicklungsanordnungen von Fig. 4a . . . 4c gewählt.

Der Wicklungssinn von I und II ist entgegengesetzt. Indem man aus den äusseren Kammern (Fig. 4a) einige Windungen abwickelt und diese dann jeweils über die auf der entgegengesetzten Seite liegenden wickelt (Fig. 4b), kann man die Kopplung k_{12} erhöhen und damit den Wert von K verkleinern.

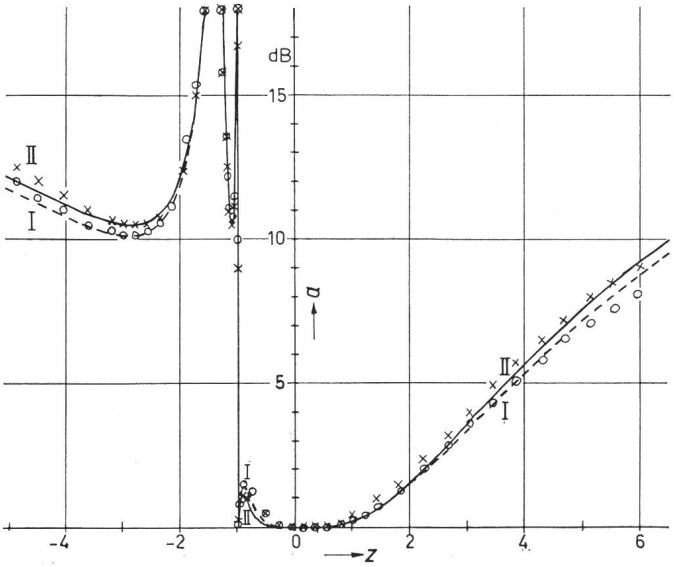


Fig. 5

Kompensation der Verluste durch Änderung der Kopplung bei dem Einquarzfilter gemäss Fig. 3a

I theoretische Dämpfungskurve ohne Kompensation (gestrichelt), $\overline{K}^2 = 1{,}13$, Anordnung der Übertragerwicklungen nach Fig. 4a, Messpunkte: ○

II theoretische Dämpfungskurve mit Kompensation (ausgezogen), $\overline{K}^2 = 1$, Anordnung der Übertragerwicklungen nach Fig. 4c, Messpunkte: ×

a Dämpfung; *z* Frequenzmaßstab gemäss Gl. (15)

Dieser erreicht sein Minimum, wenn die Hälfte der Spule I über die Hälfte der Spule II gewickelt ist (Fig. 4c). In Fig. 4d sind die Spulen I und II bifilar gewickelt. Die Übertrager werden für ein Einquarzfilter bei 620 kHz mit einem Abschlusswiderstand von 10 kΩ nach Fig. 3a und für ein Dreiquarzfilter nach Fig. 3b bei 120 kHz und mit einem Abschlusswiderstand von 144 kΩ aufgebaut. Ihre Daten sind in den Tabellen I und II zusammengestellt. Die Kerne sind durch den Al-Wert gekennzeichnet, der zur Berechnung der Induktivität L_1 aus der Windungszahl w_1 dient:

$$L_1 \approx \mathrm{Al} \cdot w^2 \tag{24}$$

Mit C_w wird die zur Induktivität $L_1\,(1 + k_{12})$ gehörende Wicklungskapazität bezeichnet. Will man den Übertrager auf die Mittenfrequenz des Filters f_0 abstimmen, so begrenzt sie den Frequenzbereich, in dem der Übertrager noch zu verwenden ist, nach oben.

Übertrager für das Einquarzfilter bei 620 kHz

Tabelle I

Nr.	Al-Wert	w_1	Wicklung nach Fig. 4	k_{12}	k_{13}	K	$\overline{C}_r$ kΩ	$L_1\,(1+k_{12})$ µH	C_w pF
1	160	72	a	0,696	0,857	1,01	787	1750	27
2	160	72	c	0,979	0,932	0,942	930	1800	33
3	160	50	a	0,699	0,856	1,01	695	815	33
4	160	50	c	0,974	0,922	0,934	543	815	28
5[1])	160	50	c	0,983	0,961	0,969	154	815	30
6	160	40	a	0,770	0,892	1,01	807	526	15
7	160	40	c	0,979	0,946	0,956	704	540	16
8	160	36	d	1,000	0,946	0,946	168	450	117
9	60	40	a	0,542	0,763	0,990	310	218	12
10	60	40	c	0,882	0,860	0,882	313	216	20

[1]) Während die übrigen Übertrager mit einer HF-Litze 40×0,04 gewickelt sind, wurde bei diesem Übertrager Cu-Lackdraht, ϕ = 0,28 mm, verwendet. Auch das Ferritmaterial weicht von dem der anderen Übertrager ab. Es ist identisch mit demjenigen der Übertrager von Tabelle II.

Übertrager für ein Dreiquarzfilter bei 120 kHz

Tabelle II

Nr.	Al-Wert	w_1	Wicklung nach Fig. 4	k_{12}	k_{13}	K	$\overline{C}_r$ MΩ	$L\,(1+k)$ mH	C_w pF
1	1000	170	a	0,941	0,973	1,003	3,4	55,5	31
2	1000	140	a	0,940	0,975	1,005	1,7	40,5	36
3	1000	120	c	0,998	0,988	0,989	2,3	28,7	41
4	1000	104	a	0,941	0,972	1,002	2,1	21,6	31
5	1000	104	c	0,996	0,998	0,999	2,2	21,8	42

Vergleicht man in den Tabellen I und II die Werte von k_{12} für nicht verschachtelte Wicklungen (Fig. 4a) mit denen für verschachtelte Wicklungen (Fig. 4c), so findet man die erwartete Erhöhung dieser Kopplung. Allerdings ändert sich auch der Wert von k_{13}. Immerhin zeigt in Tabelle I der Vergleich von Übertrager Nr. 1 mit Nr. 2, Nr. 3 mit Nr. 4, Nr. 6 mit Nr. 7, Nr. 8 mit Nr. 9 und in Tabelle II von Nr. 4 mit Nr. 5, dass sich K in der gewünschten Richtung ändert. Da sich gleichzeitig $\overline{C}_r$ etwas ändert, kann man die notwendige Variation von K nur ungefähr berechnen.

Die Kerne der Übertrager 9 und 10 in Tabelle I unterscheiden sich von denen der Übertrager 7 und 8 nur durch den grösseren Luftspalt. Wie hier ein Vergleich von K zeigt, lässt der grössere Luftspalt eine grössere Variation dieser Werte zu. Dafür haben aber die Übertrager mit kleinerem Al-Wert kleinere Parallelverlustwiderstände, die nach Gl. (16) und (19) schwerer zu kompensieren sind.

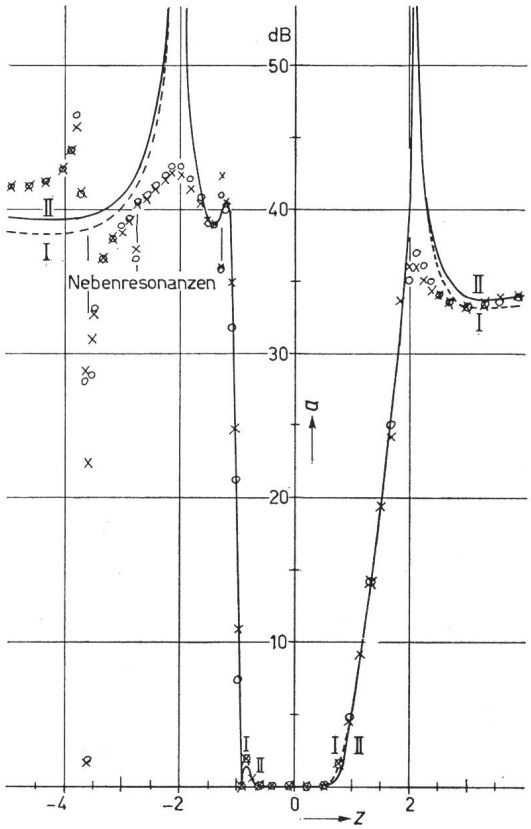


Fig. 6

Dämpfungskurve eines Dreiquarzfilters gemäss Fig. 3b, welche durch Änderung der Kopplung nicht verbessert werden kann

Mit dem Übertrager nach Fig. 4a (Messpunkte ○) und dem Übertrager nach Fig. 4c (Messpunkte ×) erhält man $\overline{K}^2 = 1{,}12$ (theoretische Dämpfungskurve I, gestrichelt). Die Dämpfungskurve II (ausgezogen) mit $\overline{K}^2 = 1$ kann nicht erreicht werden

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 5

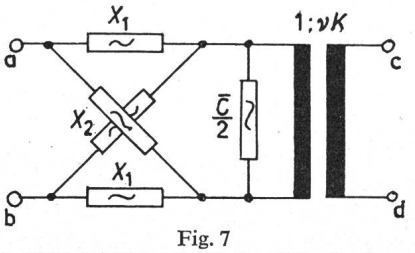


Fig. 7
Ersatzschaltbild des Vierpols mit den Widerstandsparametern W_{1L}, W_{2L} und M gemäss Gl. (25)...(27)

X_1 und X_2 Brückenzweige
C Blind- und Wirkwiderstand des abgestimmten Übertragers gemäss Gl. (5)
a; b Eingangsklemmen; *c; d* Ausgangsklemmen;

Die Übertrager der Tabelle I — abgesehen von Nr. 5 — sind aus einem anderen Ferritmaterial aufgebaut als die von Tabelle II. Es zeigt sich, dass der Variationsbereich von K vom Ferritmaterial abhängt, denn in Tabelle II weichen die Werte von K nur wenig von eins ab.

Die Wicklungskapazität liegt bei den Filtern mit verschachtelten Wicklungen (Fig. 4c) meist etwas höher als bei den nichtverschachtelten (Fig. 4a). Anschaulich ist das auch zu erwarten, da im ersten Fall der Abstand zwischen den Wicklungen grösser ist. Eine starke Abweichung zeigt hier aber der Übertrager mit der bifilaren Wicklung Nr. 8 aus Tabelle I. Da er demnach eine niedrigere Eigenfrequenz hat als die

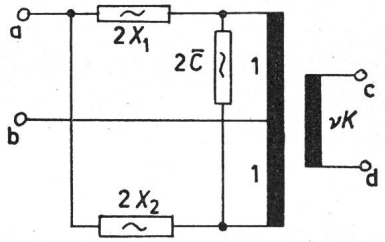


Fig. 8
Die zur Schaltung in Fig. 7 äquivalente Differentialbrücke
Bezeichnungen siehe Fig. 7

entsprechenden Übertrager Nr. 6 und 7 und auch bezüglich seines Verlustwiderstandes $\overline{C}_r$ sehr ungünstig liegt, ist diese Wicklungsart bei den betrachteten Filtern zu vermeiden.

4. Kompensation der Verluste durch Kopplungsänderung

Fig. 5 und 6 zeigen die Kompensation der Verluste durch Variation der Kopplung im Experiment. Die Verluste der Übertrager wurden in einigen Fällen durch Ohmsche Widerstände erhöht. Bei diesen Experimenten ist der Einfluss der Übertragerinduktivität nach dem in Abschnitt 6 beschriebenen Verfahren eliminiert. Der Frequenzmaßstab z ergibt sich aus Gl. (15).

Fig. 5 zeigt, dass man beim Einquarzfilter, indem man den nicht verschachtelten Übertrager Nr. 3 der Tabelle I durch den verschachtelten Übertrager Nr. 4 ersetzt, den Wert 1,13 von $\overline{K}^2$ auf 1 erniedrigen und damit die gewünschte Dämpfungskurve II erreichen kann. Damit lassen sich geringe Verluste kompensieren.

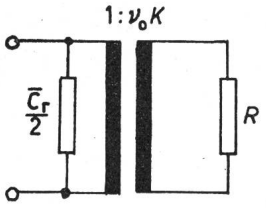


Fig. 9
Ohmscher Anteil des Abschlusswiderstandes der Brücke in Fig. 7
R Lastwiderstand; $\overline{C}_r$ Parallelverlustwiderstand des Übertragers

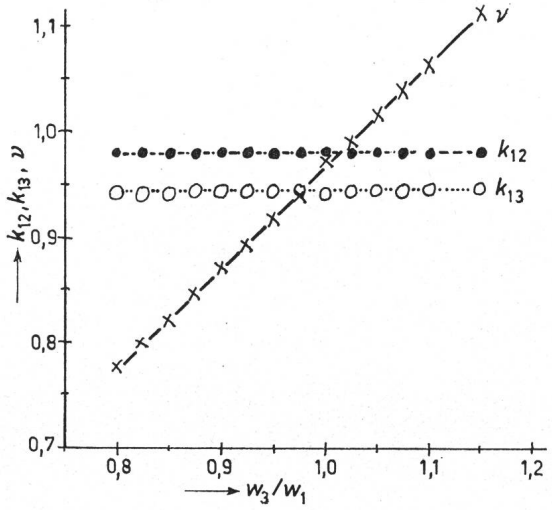


Fig. 10
Das Übersetzungsverhältnis ν und die Kopplungen k_{12} und k_{13} als Funktion der ausgangsseitigen Windungszahl w_3, normiert auf w_1

Bei den in Fig. 6 wiedergegebenen Versuchen gelang dagegen durch Änderung des Wickelschemas nur eine geringe Herabsetzung von $\overline{K}$ in Richtung der Grösse eins und damit praktische keine Verbesserung. In beiden Fällen entsprechen die Messpunkte, wenn man von den Nebenresonanzen der Quarze absieht, der Kurve I mit $\overline{K}^2 = 1{,}12$, während die kompensierte theoretische Kurve II besser ist.

5. Kompensation der Verluste durch Änderung des Übersetzungsverhältnisses

Gibt man dem Übersetzungsverhältnis des Übertragers in Fig. 2 den Wert $\nu : 2$ statt $1 : 2$, so erhält man die Vierpolgrössen:

$$\underline{W}_{1L} = \frac{4\,\underline{X}_1\,\underline{X}_2 + \overline{C}\,(\underline{X}_1 + \underline{X}_2)}{2\,(\underline{X}_1 + \underline{X}_2 + \overline{C})} \tag{25}$$

$$\underline{M} = \nu K \frac{\overline{C}\,(\underline{X}_2 - \underline{X}_1)}{2\,(\underline{X}_1 + \underline{X}_2 + \overline{C})} \tag{26}$$

$$\underline{W}_{2L} = (\nu K)^2 \frac{\overline{C}\,(\underline{X}_1 + \underline{X}_2)}{2\,(\underline{X}_1 + \underline{X}_2 + \overline{C})} \tag{27}$$

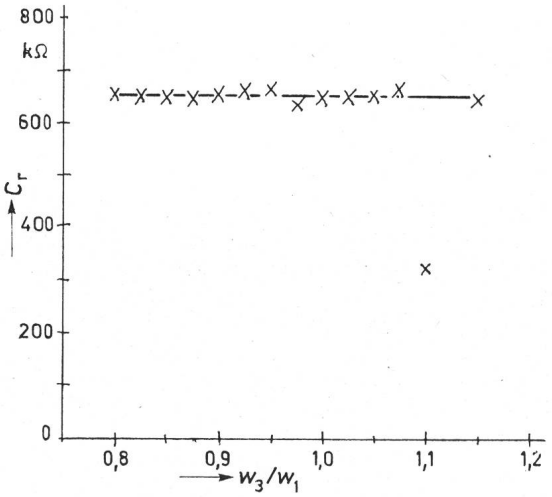


Fig. 11
Der Parallelverlustwiderstand der filterseitigen Wicklungen (Windungszahlen $w_1 = w_2$) als Funktion der ausgangsseitigen Windungszahl w_3, normiert auf w_1
$\overline{C}_r$ Parallelverlustwiderstand des Übertragers gemäss Gl. (13)

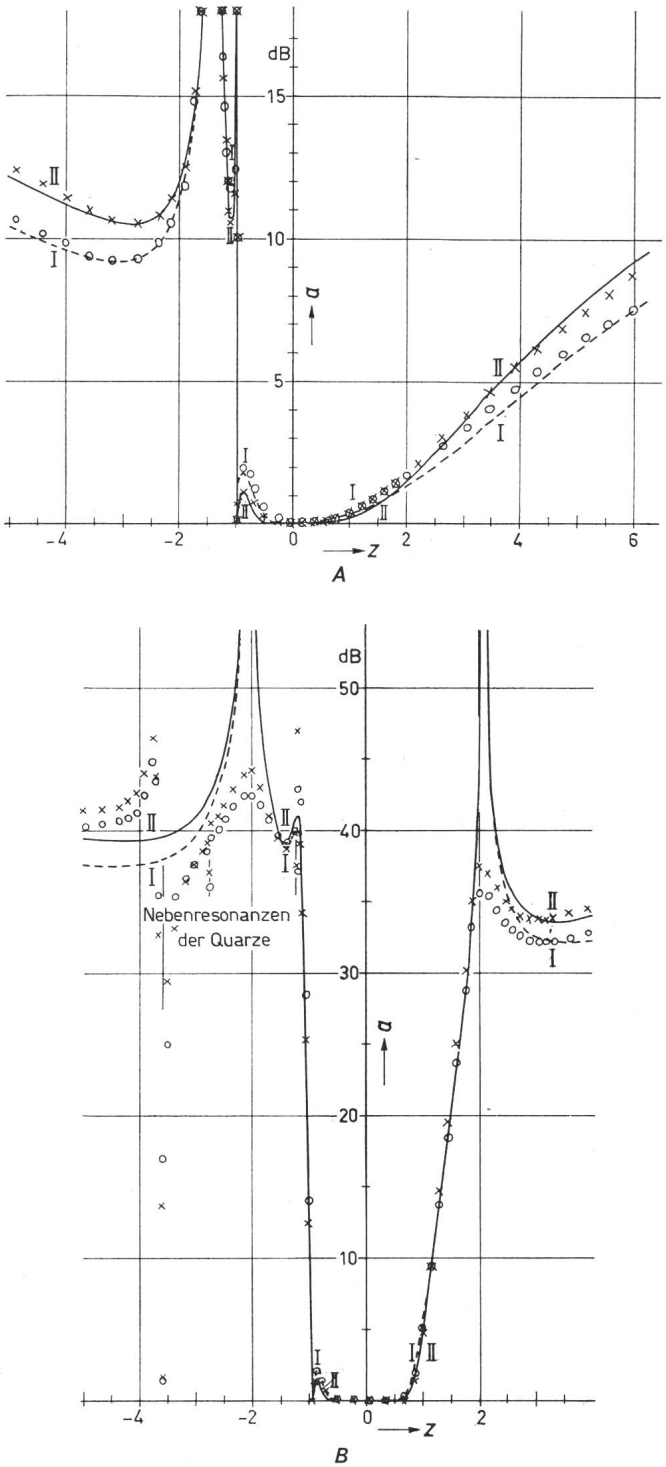


Fig. 12

Kompensation der Verluste durch Änderung des Übersetzungsverhältnisses

A bei dem Einquarzfilter (Fig. 3a)

I theoretische Dämpfungskurve ohne Kompensation: $\overline{K}^2 = 1{,}56$ (Messpunkte ○); *II* theoretische Dämpfungskurve mit Kompensation ($\overline{K}^2 = 1$) durch Reduzierung der Windungszahl auf der Ausgangsseite des Differentialübertragers von $w_3 = 50$ auf $w_3 = 29$ (Messpunkte ×)

B bei dem Dreiquarzfilter (Fig. 3b)

I theoretische Dämpfungskurve ohne Kompensation: $\overline{K}^2 = 1{,}25$ Messpunkte ○); *II* theoretische Dämpfungskurve mit Kompensation ($\overline{K}^2 = 1$) durch Reduzierung von $w_3 = 104$ auf $w_3 = 68$ Windungen (Messpunkte ×)

Sie unterscheiden sich von den Gln. (7) . . . (9) nur durch die Grösse vK statt K. Nach seiner Stellung in den Gln. (7) . . . (9) stellt also auch K ein Übersetzungsverhältnis dar. Etwas derartiges kennt man auch von dem L-Ersatzschaltbild des gewöhnlichen Übertragers [4]. Die den Streuinduktivitäten entsprechenden Glieder sind hier vernachlässigt.

Wie in den Gln. (7) . . . (9) kann man auch in Gl. (16) K durch vK ersetzen und erhält so:

$$\overline{K}^2 = (vK)^2 + \frac{2R}{\underline{C}_r} \tag{28}$$

Die Kompensationsbedingung (19) kann man jetzt erfüllen, indem man dem Übersetzungsverhältnis den Wert v_0 gibt

$$v_0 = \frac{1}{K}\sqrt{1 - \frac{2R}{\underline{C}_r}} \tag{29}$$

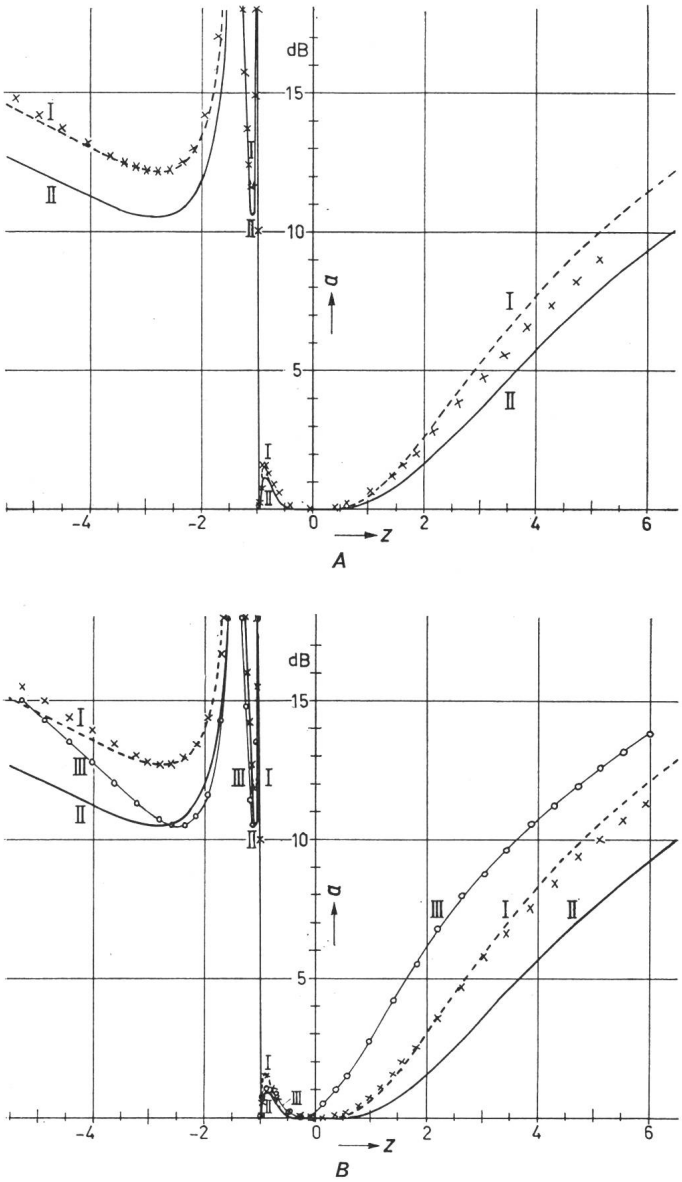


Fig. 13

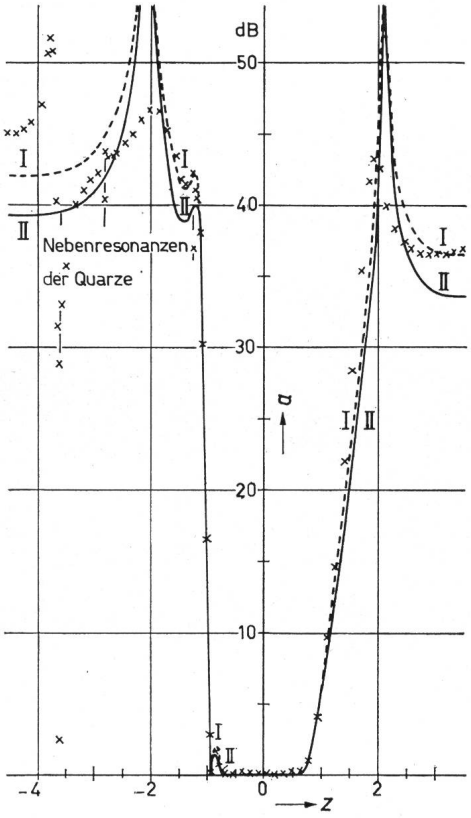
Der Einfluss endlicher Übertragerinduktivitäten auf die Dämpfung des Einquarzfilters (Fig. 3a)

I theoretische Dämpfungskurve bei endlicher Induktivität: *A* Windungszahl $w_1 = w_2 = 72$, $v_2 = 0{,}109$; *B* Windungszahl des Übertragers $w_1 = w_2 = 64$, $v_2 = 0{,}147$; Messpunkte ×

II theoretische Dämpfungskurve mit $v_2 = 0$; sie passt in das beim Entwurf des Filters vorgegebene Dämpfungsschema

III Dämpfungskurve durch die Messpunkte ○, bei der versucht wurde, trotz endlicher Übertragerinduktivität die Welligkeit und Rückkehrdämpfung der Kurve *II* zu erreichen

w_1 und w_2 Windungszahlen der filterseitigen Übertragerwicklungen; v_2 Einfluss der Übertragerinduktivität gemäss Gl. (17)



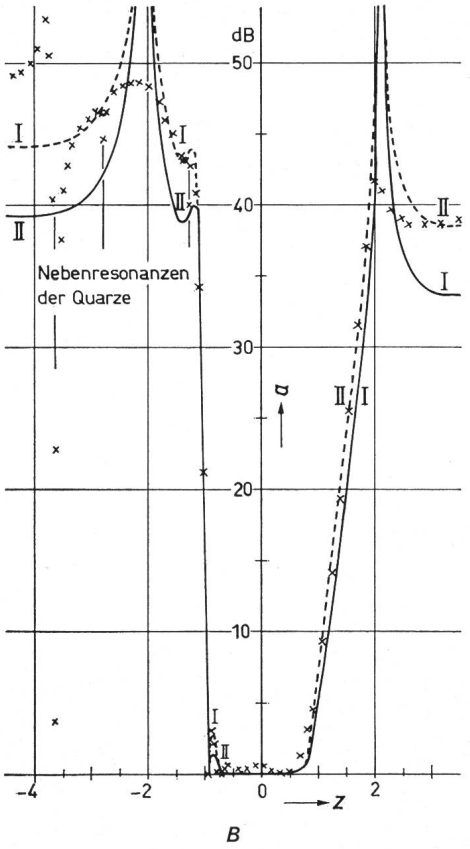


Fig. 14
Der Einfluss endlicher Übertragerinduktivitäten auf die Dämpfung des Dreiquarzfilters (Fig. 3b)

I theoretische Dämpfungskurve bei endlicher Induktivität: *A* Windungszahl des Übertragers $w_1 = w_2 = 170$, $v_2 = 0{,}194$; *B* Windungszahl $w_1 = w_2 = 120$, $v_2 = 0{,}374$; Messpunkte ×

II theoretische Dämpfungskurve mit $v_2 = 0$; sie passt in das beim Entwurf des Filters vorgegebene Dämpfungsschema

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 13

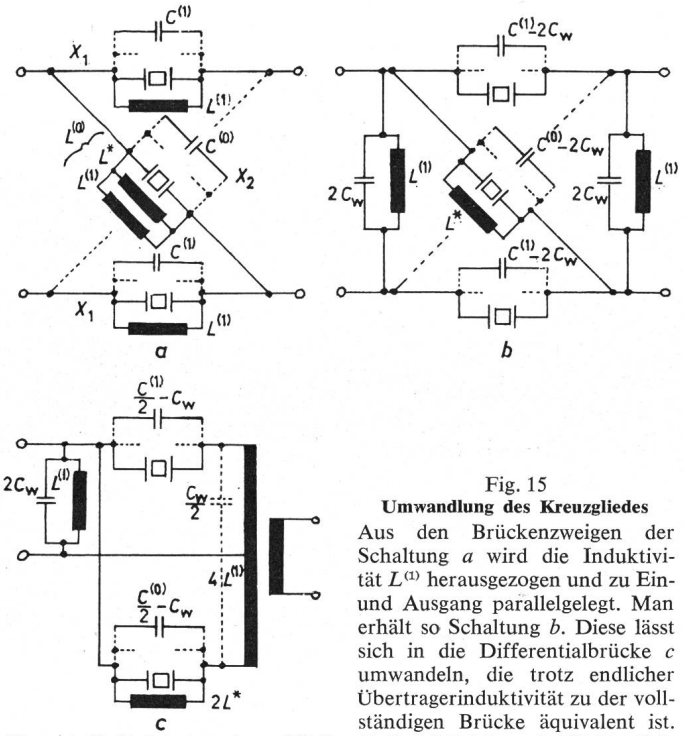


Fig. 15
Umwandlung des Kreuzgliedes

Aus den Brückenzweigen der Schaltung *a* wird die Induktivität $L^{(1)}$ herausgezogen und zu Ein- und Ausgang parallelgelegt. Man erhält so Schaltung *b*. Diese lässt sich in die Differentialbrücke *c* umwandeln, die trotz endlicher Übertragerinduktivität zu der vollständigen Brücke äquivalent ist. X_1 und X_2 Brückenzweige; $L^{(1)}$ Parallelinduktivität und $C^{(1)}$ Parallelkapazität von X_1; $L^{(0)}$ die als Parallelschaltung von $L^{(1)}$ und L^* gedachte Parallelinduktivität von X_2; $C^{(0)}$ Parallelkapazität von X_2; $C_w/2$ Wicklungskapazität des Differentialübertragers

Wie man leicht nachrechnet, kann man den Vierpol mit den Widerstandsparametern (25) . . . (27) durch das Ersatzschaltbild 7 darstellen, bei dem zum Ausgang einer Brücke eine Impedanz $\underline{\overline{C}}/2$ und ein Übertrager $1 : \nu K$ in Kette geschaltet sind. Diese Schaltung lässt sich leicht in die Differentialbrückenschaltung gemäss Fig. 8 umwandeln.

Berücksichtigt man nur die Verluste des Übertragers, d. h. setzt man in Fig. 7 statt $\underline{\overline{C}}/2$ nur den Ohmschen Anteil $\underline{\overline{C}}_r/2$ ein, so ist bei Abschluss der Schaltung mit R an den Klemmen c – d auch die Brücke an ihrem Ausgang mit R abgeschlossen, wenn die Schaltung gemäss Fig. 9 den Widerstand R hat:

$$\frac{1}{R} = \frac{2}{\underline{\overline{C}}_r} + \frac{(\nu_0 K)^2}{R} \tag{30}$$

Aus Gl. (30) erhält man sofort Gl. (29). Man sieht hier auch, dass die Möglichkeit, die Verluste zu kompensieren, begrenzt ist durch die Bedingung:

$$\underline{\overline{C}}_r > 2\,R \tag{31}$$

Die Windungszahl w_3 der Wicklung am Übertragerausgang lässt sich in sehr weiten Grenzen variieren. Wie die in den Fig. 10 und 11 wiedergegebenen Messungen an einem Übertrager zeigen, bleiben hierbei die Grössen k_{12}, k_{13} und $\underline{\overline{C}}_r$ konstant, während sich die Grösse ν proportional zu w_3 ändert. Die Änderung des Wickelschemas zeigt unerwünschte Änderungen von k_{13} und $\underline{\overline{C}}_r$, wie sie die Tabellen I und II wiedergeben.

Fig. 12 gibt zwei Versuche zur Kompensation der Verluste durch Änderung der Windungszahlen wieder.

Der Vergleich der Fig. 12 mit den Fig. 5 und 6 zeigt, dass mit dem letzten Verfahren bei dem Einquarzfilter wesentlich höhere Verluste kompensiert werden können, und dass diesmal auch bei dem Dreiquarzfilter eine Kompensation möglich ist.

6. Einfluss der Übertragerinduktivität und seine Beseitigung

Die Fig. 13 und 14 veranschaulichen den Einfluss der Übertragerinduktivität auf die Dämpfung.

Auch durch diese Induktivitäten wird die Dämpfungskurve stark verändert. Die theoretischen Kurven I nehmen reale Übertrager und richtig abgestimmte Filterzweige an [Gl. (18)]. Beide Annahmen verknüpfen sich in der Praxis und machen es unmöglich, die Filterzweige richtig abzustimmen. Die Kurven, die man dann findet, werden möglicherweise in einigen Punkten besser mit vorgegebenen Kurven übereinstimmen. Dafür sind dann, wie z. B. Kurve III in Fig. 13b zeigt, andere Abweichungen von der gewünschten Kurve II um so grösser.

Die Tatsache, dass man aus einer Brücke Parallelwiderstände, die beiden Zweigen gemeinsam sind, herausziehen und dem Ein- und Ausgang parallel legen kann [3], gibt die Möglichkeit bei der Differentialbrückenschaltung den Einfluss der Übertragerinduktivität zu eliminieren, falls die Brückenzweige Parallelinduktivitäten enthalten.

Für die Induktivitäten von Fig. 15a gelte:

$$L^{(1)} > L^{(0)} \tag{32}$$

Man zieht aus den Brückenzweigen den Parallelkreis $L^{(1)}$, 2 C_w heraus und legt ihn zu Ein- und Ausgang parallel. Von der Induktivität $L^{(0)}$ bleibt im Brückemzweig X_2 nur der Anteil

$$L^* = \frac{L^{(1)} \cdot L^{(0)}}{L^{(1)} - L^{(0)}} \tag{33}$$

Das Kreuzglied in Fig. 15b lässt sich in eine Differentialbrücke umwandeln, deren Übertrager eine endliche Induktivität hat (Fig. 15c). Die gesamte Sekundärseite hat die Induktivität 4 $L^{(1)}$ und die Wicklungskapazität $C_w/2$. Der Übertrager kann damit kleiner aufgebaut werden als bei der normalen Differentialbrückenschaltung, für deren Übertragerinduktivität nach Gl. (17) gelten müsste:

$$L_1 > \frac{2\,R\,\delta'}{\omega_0\,(1 + k_{12})} \tag{34}$$

Die Schaltung Fig. 15c kann aufgebaut werden, wenn sich L^* mit einer genügend kleinen Wicklungskapazität realisieren lässt. Die Übertragerverluste werden wieder nach Gl. (19) kompensiert. Die Spule am Eingang kann zur Verlustkompensation oder zur Anpassung an einen von R abweichenden Generatorwiderstand als Sparübertrager ausgeführt werden.

Das hier beschriebene Verfahren wurde bei den Filterschaltungen angewendet, an denen die Messungen in den Abschnitten 4 und 5 ausgeführt wurden. Wie die Kurven II in den Fig. 5, 6 und 12 und die entsprechenden Messpunkte zeigen, kann man mit derartigen Schaltungen die nach Gl. (22) berechneten Dämpfungskurven, bei denen Verluste und Induktivität des Übertragers nicht berücksichtigt sind, und die daher dem beim Filterentwurf vorgegebenen Dämpfungsschema entsprechen, recht gut verwirklichen.

Literatur

[1] *W. Herzog:* Der Einfluss des Differentialübertragers auf den Dämpfungsverlauf von Differentialbrückenfiltern. Frequenz 15(1961)11, S. 344...353.

[2] *J. Wallot:* Einführung in die Theorie der Schwachstromtechnik. 5. Auflage. Berlin/Göttingen/Heidelberg, Springer-Verlag, 1948, § 195.

[3] *W. Herzog:* Siebschaltungen mit Schwingkristallen. 2. Auflage. Braunschweig, Verlag Vieweg, 1962.

[4] *W. Klein:* Theorie der Netzwerke. 1. Grundgesetze und Schaltungsumwandlungen. In: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker. Herausgegeben von C. Rint. 2. Auflage. Berlin, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, 1949.

Adresse der Autoren:

Dr. rer. nat. *Hans Georg Giloi,* Diplom-Physiker, und Prof. Dr. phil., Dr.-Ing. *W. Herzog,* Direktor des Institutes für Elektrotechnik der Universität Mainz, Joh.-Joachim-Becher-Weg 14, Postfach 606, D - 6500 Mainz.

Steuerungssysteme für die Kraftwerk-Automatisierung

Vortrag, gehalten an der Diskussionsversammlung des SEV vom 19. September 1967 in Zürich

von *A. Hauri,* Baden

65.011.56:621.39:621.31

Unter Automatisierung wird der prozessgekoppelte Betrieb des Steuersystems verstanden, welches mit Befehlen im geschlossenen Kreis auf den Prozess zurückwirkt. Eine solche Automatik ist auch im ungestörten Normalbetrieb dauernd zum Eingriff bereit und wirkt als übergeordneter Schutz. Höher organisierte Steuersysteme lassen sich ganz allgemein hierarchisch gliedern in Schaltanlage, Einzelsteuerebene, Funktionsgruppen-Ebene und Programm-Ebene. Für jede dieser Ebenen wurden normierte Steuerbausteine in Halbleitertechnik entwickelt, welche die Projektierung vereinfachen und eine einheitliche Steuertechnik und Informationsvermittlung an das Betriebspersonal gewährleisten.

Das Steuergerät der Programmebene benötigt ein dem Kraftwerk-Prozess entsprechendes verfahrenstechnisches Programm, welches in diesem sogenannten Prozessleitgerät gespeichert wird. Als Leitgeräte kommen festverdrahtete, programmierbare Folgesteuerungen oder Prozessrechner in Frage. Die Anwendung von Prozessrechnern für die automatische Steuerung ist dann gegeben, wenn sie in derselben Anlage für Aufgaben der Datenverarbeitung oder eigentliche Berechnungsaufgaben eingesetzt werden.

Sous le terme d'automatisation on entend l'exploitation d'un système de commande à processus couplé, lequel réagit en circuit fermé par des commandes sur ce processus. Un tel automatisme demeure même en cours d'exploitation normale, dépourvue de perturbations, sans cesse prêt à intervenir et sert de protection primordiale. Des systèmes de commande supérieurement organisés peuvent d'une manière générale faire l'objet d'un classement hiérarchique, établissant une distinction entre les installations de couplage, le plan de commande individuelle, le plan du groupe fonctionnel et le plan du programme. Des éléments constitutifs normalisés de la technique des semi-conducteurs furent développés pour chacun de ces plans, ce qui simplifie les projets tout en assurant au personnel d'exploitation une technique de commande et une transmission d'informations uniformes.

Le dispositif de commande du plan du programme nécessite un programme d'opérations adapté au processus d'une centrale électrique; un programme emmagasiné dans le dispositif de direction du processus. Comme dispositifs de guidage on peut servir des commandes à séquence à câblage fixe ou des calculateurs opérationnels. L'application de calculateurs opérationnels est indiquée lorsque ces derniers servent dans la même installation au traitement d'informations ou à l'exécution de calculs proprement dits.

1. Was bedeutet Kraftwerk-Automatisierung?

In allen modernen Kraftwerk-Anlagen sind Teilautomatisierungen seit langem verwirklicht, z. B. automatische Spannungsregelung oder Drehzahlregelung. Das Anfahren und Abstellen der Maschinen oder des Prozesses wird jedoch meist vom Betriebspersonal vorgenommen. Dabei wer-