

Berechnung und Aufbau von Breitband-Leitungstransformatoren.

=====

W. Pauls, Berlin.

I. Einleitung.

=====

Als Transformatoren verwendet man in der Hochfrequenztechnik Vierpole aus Induktivitäten und Kapazitäten, die eine Widerstandsübersetzung aufweisen. Für sehr kurze Wellen ist es schwierig, Vierpole aus konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten aufzubauen. Man benutzt dann zweckmässig Leitungen entweder allein oder in Verbindung mit konzentrierten Induktivitäten oder Kapazitäten. Wie Kùpfmùller [1] gezeigt hat, lässt sich für einen vorgegebenen Zweck eine Anzahl von Ausführungsmöglichkeiten solcher Resonanztransformatoren angeben.

Die einfachste Ausführung eines Resonanztransformators ist eine Leitung der Länge $\lambda/4$ mit geeignetem Wellenwiderstand. Im Gegensatz zu den in der Tonfrequenztechnik üblichen Transformatoren haben diese Resonanztransformatoren den Nachteil, dass die Transformationsbedingungen nur für eine Frequenz erfüllt sind, für Breitbandanlagen also unbrauchbar erscheinen.

Es ist nun bekannt, dass man mit Hilfe von Exponentialleitungen [2] Transformatoren herstellen kann, die über einen sehr grossen Frequenzbereich ein praktisch konstantes und reelles Uebersetzungsverhältnis haben. Bei diesen Leitungen ändert sich der Wellenwiderstand stetig nach einer Exponentialfunktion. Die Leitung verhält sich wie ein Hochpassfilter mit einer Widerstandsübersetzung, die durch den Anstieg des Wellenwiderstandes bestimmt und von einer unteren Grenzfrequenz an praktisch konstant ist. Vom Nachteil bei solchen Exponential-Leitungstransformatoren sind die verhältnismässig grosse Baulänge und die schwierige Herstellung.

Bei Leitungstransformatoren gibt es noch zwei weitere Möglichkeiten, die mit der Frequenz veränderliche Widerstandsübersetzung über einen grösseren Frequenzbereich praktisch konstant und reell zu machen. Man kann einmal, wie Meinke und Ruhrmann [3] vorgeschlagen haben, in mehreren Stufen transfor-

mieren. Ob eine solche Stufentransformation auch bei Transformatoren aus konzentrierten Schaltelementen zum Ziele führt, ist noch nicht untersucht. Dann kann man den unerwünschten Frequenzgang der Transformatoren durch Schaltelemente mit gegenläufigem Frequenzgang über einen grösseren Frequenzbereich kompensieren. Solche Kompensationsschaltungen sind sowohl bei Leitungstransformatoren wie bei Transformatoren aus konzentrierten Schaltelementen möglich. Zuerst hat Mason [4] eine Reihe solcher Breitbandtransformatoren angegeben, deren Bauelemente Leitungsstücke und Kapazitäten sind. Diese Transformatoren verhalten sich wie Bandpassfilter.

In der vorliegenden Arbeit sollen nur einige einfache, für die Praxis sehr gut brauchbare Transformatoren untersucht werden, deren Transformations- und Kompensationselemente ausschliesslich Leitungsstücke der Länge $\lambda_0/4$ sind.

II. Ortskurven der Breitband-Leitungstransformatoren

und die Berechnung der Transformations- und

Kompensationselemente.

1. Unkompensierte Leitungstransformatoren.

a. Einstufige Transformatoren.

Abb.1 zeigt das Schema des einstufigen Leitungstransformators der Länge $\lambda_0/4$, wobei λ_0 die Wellenlänge der Bandmitte ist.

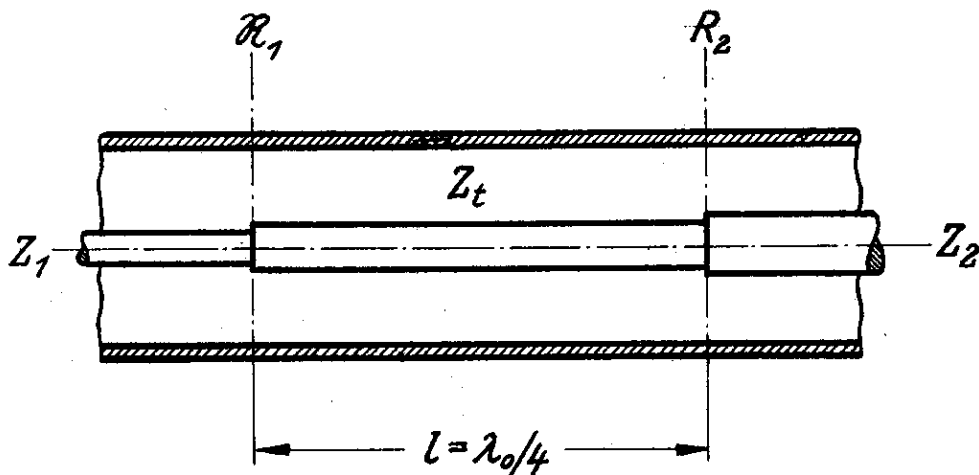


Abb.1 Einstufiger Leitungstransformator.

Der reelle frequenzunabhängige Abschlusswiderstand $R_2 = Z_2$ ist über den Transformator an den Kabelwiderstand Z_1 anzupassen. Für die Wellenlänge λ_0 der Bandmitte ist der Eingangswiderstand des Transformators R_1 gleich dem Widerstand Z_1 , wenn :

$$l = \lambda_0/4 \quad (1)$$

$$a) \quad Z_1 > Z_2 : Z_t = \sqrt{Z_1 Z_2} = Z_2 \cdot \sqrt{u_0} \quad \text{mit } u_0 = Z_1/Z_2 \quad (2)$$

$$b) \quad Z_2 > Z_1 : Z_t = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = Z_2 / \sqrt{u_0} \quad \text{mit } u_0 = Z_2/Z_1$$

u_0 ist die Widerstandsübersetzung der Bandmitte.

Für Frequenzen, die von der Bandmitte abweichen, ist der Eingangswiderstand des Transformators R_1 von dem Widerstand Z_1 verschieden. Für die Berechnung der Fehlanpassung, die durch diese Abweichung auftritt, bezieht man den Widerstand R_1 auf Z_1 .

Nun rechnet man zweckmässig mit dem Eingangswiderstand

R_1 wenn $Z_1 > Z_2$ ist, dagegen mit dem Eingangsleitwert G_1 , wenn $Z_2 > Z_1$ ist, da man dann für beide Fälle gleiche Formeln und Ortskurven erhält.

$$a) \quad Z_1 > Z_2 : \quad \frac{R_1}{Z_1} = P + jQ = \frac{j}{u_0} \quad (3)$$

$$b) \quad Z_2 > Z_1 : \quad G_1 \cdot Z_1 = P + jQ = \frac{j}{u_0}$$

Für \ddot{u}_0 ist dabei die Beziehung (2) zu beachten.

Die schematischen Darstellungen der Transformatoren gelten für den Fall $Z_1 > Z_2$, dementsprechend ist für die Formeln überall \mathcal{R}_1/Z_1 gesetzt, es ist aber zu beachten, dass für den Fall $Z_2 > Z_1$ derselbe Ausdruck gilt, dann aber gleich $\mathcal{G}_1 \cdot Z_1$ zu setzen ist.

Für den einstufigen Transformator berechnet man aus den Leitungsgleichungen

$$\frac{\mathcal{R}_1}{Z_1} = P + jQ = \frac{1 + a^2 - j.a. \sqrt{\ddot{u}_0} \cdot (1 - 1/\ddot{u}_0)}{1 + a^2 \cdot \ddot{u}_0} \quad (4)$$

In dieser Formel ist :

$$a = \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \right) \quad (5)$$

worin $\Delta f/f_0$ die relative Frequenzverstimmung gegenüber der Bandmitte ist. Der Ausdruck lässt sich bei Einführung von Sinus- und Cosinusfunktionen etwas einfacher schreiben, ist aber in der obigen Schreibweise für die Berechnung zweckmässiger, da hier nur die Tangensfunktion auftritt, und ist deshalb hier wie auch für die Berechnung der übrigen Transformatoren beibehalten worden. Die Ortskurve für \mathcal{R}_1/Z_1 , die Abb.2 zeigt, ist ein Kreis, der durch die Punkte 1 und $1/\ddot{u}_0$ auf der reellen Achse bestimmt ist. Diese Ortskurve wie auch die folgenden gelten für $\ddot{u}_0 = 2$.

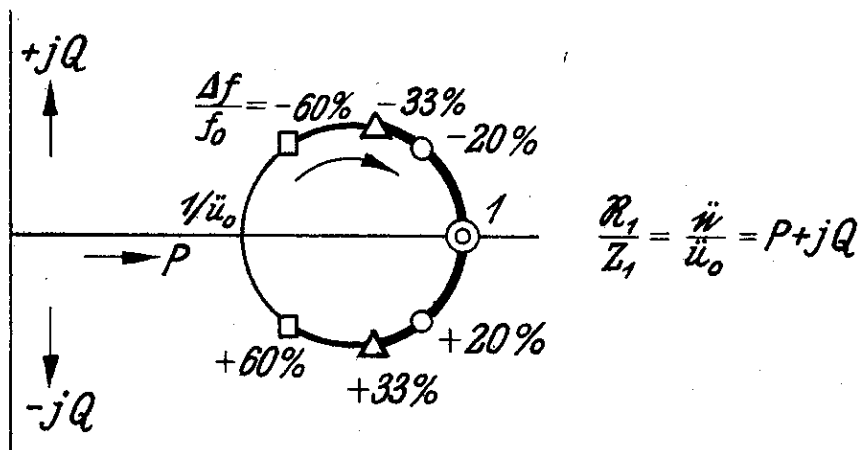


Abb.2 Ortskurve des einstufigen Leitungstransformators für $\ddot{u}_0 = 2$.

Die Punkte für einige wichtige Frequenzwerte sind besonders hervorgehoben. Die Bandmitte ist durch einen Doppelkreis gekennzeichnet. Die Punkte für $\pm 20\%$ Verstimmung gegenüber der Frequenz der Bandmitte, entsprechend einem Frequenzbereich 1,5:1, sind durch kleine Kreise gekennzeichnet, die Dreiecke sind die Werte für $\pm 33\%$ Verstimmung, entsprechend einem Frequenzbereich einer Oktave, die Vierecke legen den Frequenzbereich 4:1 fest, also $\pm 60\%$ Verstimmung. Für einen Frequenzbereich von einer Oktave sind die Ortskurven stark ausgezogen, bis 60% schwächer, der übrige Teil ist dünn ausgezogen.

Für kleine Verstimmungen bleibt zunächst der Realteil ungefähr konstant, die Blindkomponente wächst dagegen ungefähr linear mit der Verstimmung. Erst bei grösseren Verstimmungen ändert sich auch der Realteil in stärkerem Maße.

Für Breitbandzwecke ist der einstufige Transformator also bei grösserem Übersetzungsverhältnis u_0 ungeeignet, da schon bei kleinen Frequenzabweichungen proportional mit der Verstimmung Blindkomponenten auftreten.

b) Zweistufige Transformatoren.

Bei einer Transformation in zwei Stufen nach Abb.3

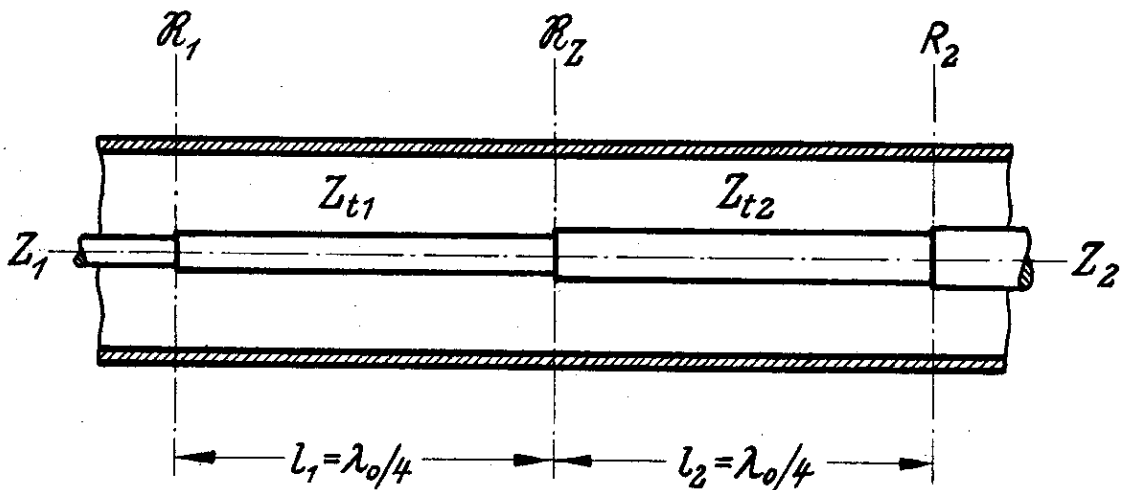


Abb.3 Zweistufiger Leitungstransformator.

bleiben die bei mässigen Frequenzabweichungen auftretenden Blindkomponenten und die Abweichungen im Realteil klein, wenn die Transformationsleitungen folgenden Bedingungen genügen :

$$l_1 = l_2 = \lambda_0/4$$

$$a) \quad Z_1 > Z_2 : Z_{t2} = Z_2 \cdot \sqrt[4]{\dot{u}_0} ; Z_{t1} = Z_2 \cdot \sqrt[4]{\dot{u}_0^3} ; Z_{t1} = Z_{t2} \cdot \sqrt{\dot{u}_0} \quad (6)$$

$$b) \quad Z_2 > Z_1 : Z_{t2} = \frac{Z_2}{4\sqrt{\dot{u}_0}} ; Z_{t1} = Z_2 \cdot \frac{1}{4\sqrt{\dot{u}_0^3}} ; Z_{t1} = Z_{t2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\dot{u}_0}}$$

$$a) \quad Z_1 > Z_2 : \frac{Z_1}{Z_{t1}} = \frac{Z_{t2}}{Z_2} = \sqrt[4]{\dot{u}_0} \quad (7)$$

$$b) \quad Z_2 > Z_1 : \frac{Z_2}{Z_{t2}} = \frac{Z_{t1}}{Z_1} = \sqrt[4]{\dot{u}_0}$$

Die Transformation muss also in einer geometrischen Stufung erfolgen. Der Ausdruck für den Eingangswiderstand des zweistufigen Transformators lautet dann :

$$\frac{R_1}{Z_1} = \frac{1 + 2a^2 + a^4 - j \cdot [a^3 \cdot \sqrt[4]{\dot{u}_0} \cdot (1 + \sqrt{\dot{u}_0} - \sqrt{\frac{1}{\dot{u}_0}} - \frac{1}{\dot{u}_0})]}{1 + a^2 \cdot (2 + \sqrt{\frac{1}{\dot{u}_0}} - \sqrt{\dot{u}_0}) + a^4 \cdot \dot{u}_0} \quad (8)$$

$$\text{wobei } a = \text{tg}\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{4f}{f_0}\right) \text{ ist.} \quad (5)$$

Die Bedingungen(6) und (7) sind so aufgestellt, dass die Blindkomponente nicht mehr mit a wie in (4) sondern nur noch mit a^3 anwächst.

Die Ortskurve für R_1/Z_1 zeigt Abb.4 ebenfalls für eine Widerstandsübersetzung $\dot{u}_0 = 2$.

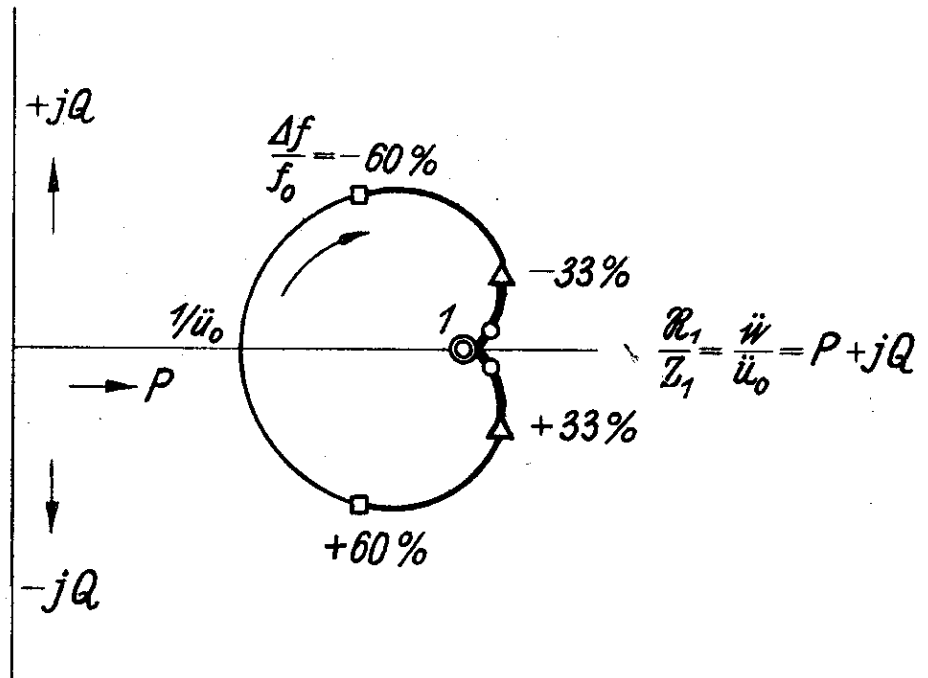


Abb.4 Ortskurve des zweistufigen Leitungstransformators für $\ddot{u}_0 = 2$.

Aus der Ortskurve ersieht man, dass die bei mässiger Verstim-
mung auftretenden Blindkomponenten und Aenderungen des Real-
teils klein bleiben, der stark ausgezogene Teil der Ortskurve,
der den Frequenzbereich einer Oktave erfasst, ist wesentlich
kürzer geworden als beim einstufigen Transformator; und zwar
treten bei Verstimnungen bis zu 20 % im wesentlichen Aenderungen
des Realteils auf.

Der zweistufige Transformator hat also im Gegensatz
zum einstufigen Transformator bereits einen sehr guten Breit-
bandcharakter. Man kann durch eine weitere Erhöhung der Stufen-
zahl die Breitbandeigenschaften weiter verbessern, wie Meinke
und Ruhrmann [3] gezeigt haben, muss dann aber für wesentliche
Verbesserungen eine hohe Stufenzahl wählen. Es ist dann zweck-
mässiger, kompensierte Leitungstransformatoren zu verwenden.

2. Einfach kompensierte Leitungstransformatoren.

a) Ausführung für kleine Welligkeit in Bandmitte.

Abb.5 zeigt, dünn ausgezogen, wie Abb.2 noch einmal die Ortskurve des einstufigen Leitungstransformators. Wie bereits ausgeführt, entstehen bei kleinen Verstimmungen Blindkomponenten proportional der Frequenzabweichung, während der Realteil in erster Näherung konstant bleibt, und zwar werden bei positiven Verstimmungen die Blindkomponenten negativ und umgekehrt.

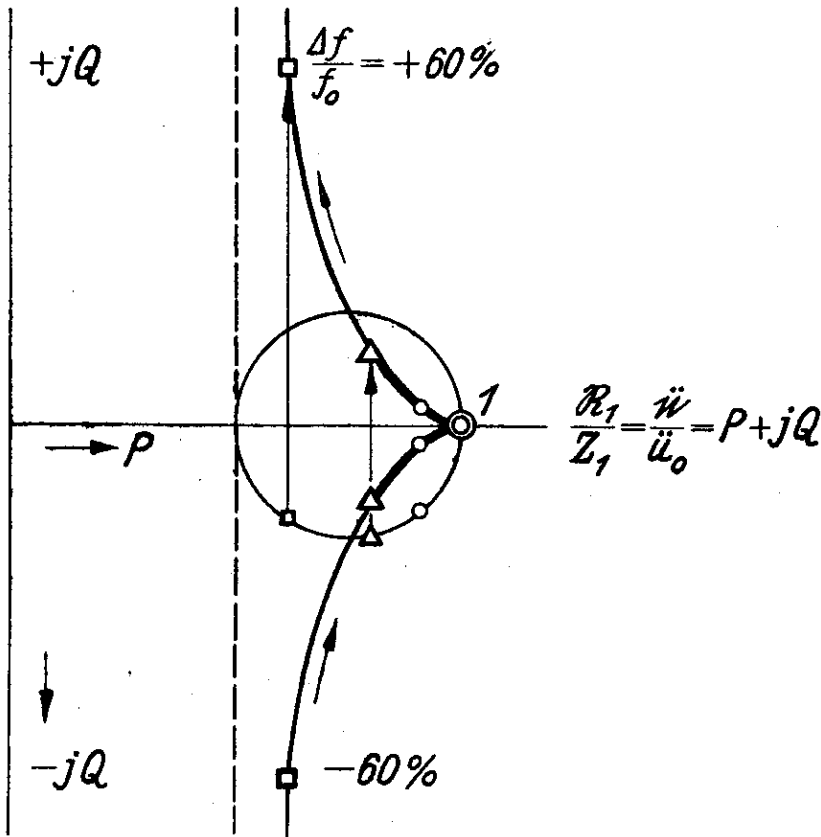


Abb.5 Ortskurve des eingangsseitig einfach kompensierten Leitungstransformators für $\ddot{u}_0 = 2$.

Da die Ortskurve für den Fall $Z_1 > Z_2$ die auf Z_1 bezogene Widerstands Ortskurve für R_1 ist, muss zu R_1 ein Zweipol in Reihe geschaltet werden, der bei positiver Verstimmung positive Blind-

widerstandskomponenten liefert, also z.B. eine offene Leitung der Länge $\lambda_0/4$ mit dem Wellenwiderstand Z_s , die Saugkreischarakter hat.

Für den Fall $Z_2 > Z_1$ ist die Ortskurve eine Leitwertortskurve, es muss dann zu \mathcal{G}_1 ein Zweipol parallelgeschaltet werden, der bei positiver Verstimmung positive Blindleitwerte liefert, also z.B. eine kurzgeschlossene $\lambda_0/4$ -Leitung mit geeignetem Wellenwiderstand Z_p , die Sperrkreischarakter hat. Für mäßige Verstimmungen sind dann die restlichen Blindkomponenten klein und es bleiben im wesentlichen die Änderungen des Realteils übrig. Den schematischen Aufbau eines solchen auf der Eingangsseite einfach kompensierten Transformators zeigt Abb.6.

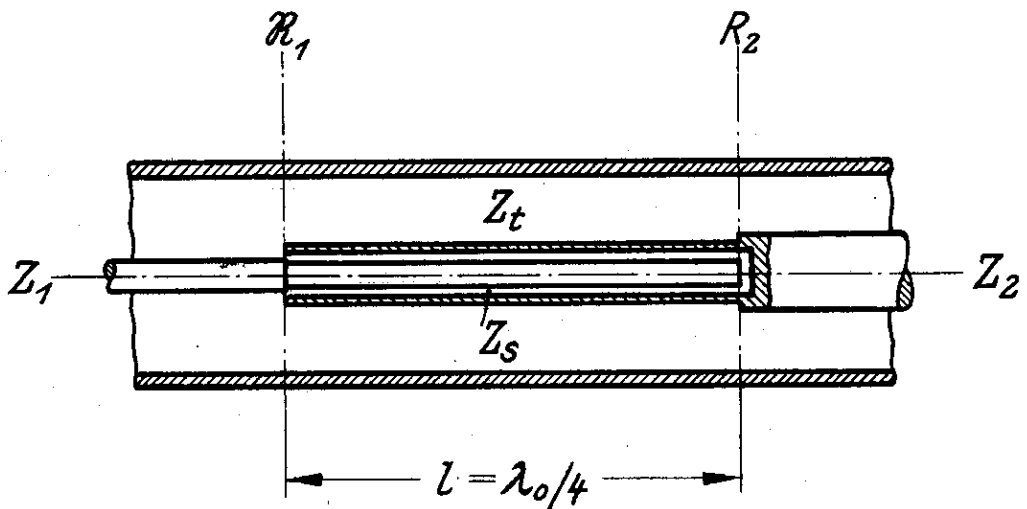


Abb.6 Einfach kompensierter Leitungstransformator mit Kompensation am Eingang.

Für Transformations- und Kompensationsleitungen gelten folgende Beziehungen :

$$l = \lambda_0/4 \quad (1)$$

$$a) \quad Z_1 > Z_2 : \quad Z_t = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = Z_2 \cdot \sqrt{u_0} \quad (2)$$

$$Z_s = Z_t (u_0 - 1) \quad (9)$$

$$b) \quad Z_2 > Z_1 : \quad Z_t = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = Z_2 / \sqrt{\dot{u}_0} \quad (2)$$

$$Z_p = Z_t \cdot \frac{1}{\dot{u}_0 - 1} \quad (10)$$

Die Gleichung für die Ortskurve des Transformators lautet :

$$\frac{\mathcal{R}_1}{Z_1} = P + jQ = \frac{1 + a^2 + j \cdot a^3 \cdot \sqrt{\dot{u}_0} (\dot{u}_0 - 1)}{1 + a^2 \cdot \dot{u}_0} \quad (11)$$

mit :

$$a = \operatorname{tg}\left(\frac{\pi \cdot \Delta f}{2 f_0}\right) \quad (5)$$

Man erkennt an der Formel, dass die Blindkomponenten mit a^3 zunehmen, also für kleine Verstimmungen sehr klein bleiben, die Änderungen des Realteils gehen mit a^2 .

Man kann natürlich ebenso auf der Ausgangsseite des Transformators kompensieren. Für den Fall $Z_1 > Z_2$ muss die Kompensation dann durch Parallelschaltung einer kurzgeschlossenen $\lambda_0/4$ -Leitung mit geeignetem Wellenwiderstand Z_p erfolgen, für den Fall $Z_2 > Z_1$ wird die Kompensation durch Serienschaltung einer offenen $\lambda_0/4$ -Leitung erreicht.

Abb.7 zeigt den Aufbau eines auf der Ausgangsseite kompensierten Transformators für den Fall $Z_1 > Z_2$.

Für Transformations- und Kompensationsleitungen gelten gleiche Beziehungen wie für den eingangsseitig kompensierten Transformator.

$$l_1 = l_2 = \lambda_0/4 \quad (1)$$

$$a) \quad Z_1 > Z_2 : \quad Z_t = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = Z_2 \cdot \sqrt{\dot{u}_0} \quad \dot{u}_0 = \frac{Z_1}{Z_2} \quad (2)$$

$$Z_p = Z_t \cdot \frac{1}{\dot{u}_0 - 1} \quad (10)$$

$$b) \quad Z_2 > Z_1 : \quad Z_t = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = Z_2 / \sqrt{\dot{u}_0} \quad \dot{u}_0 = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (2)$$

$$Z_s = Z_t (\dot{u}_0 - 1) \quad (9)$$

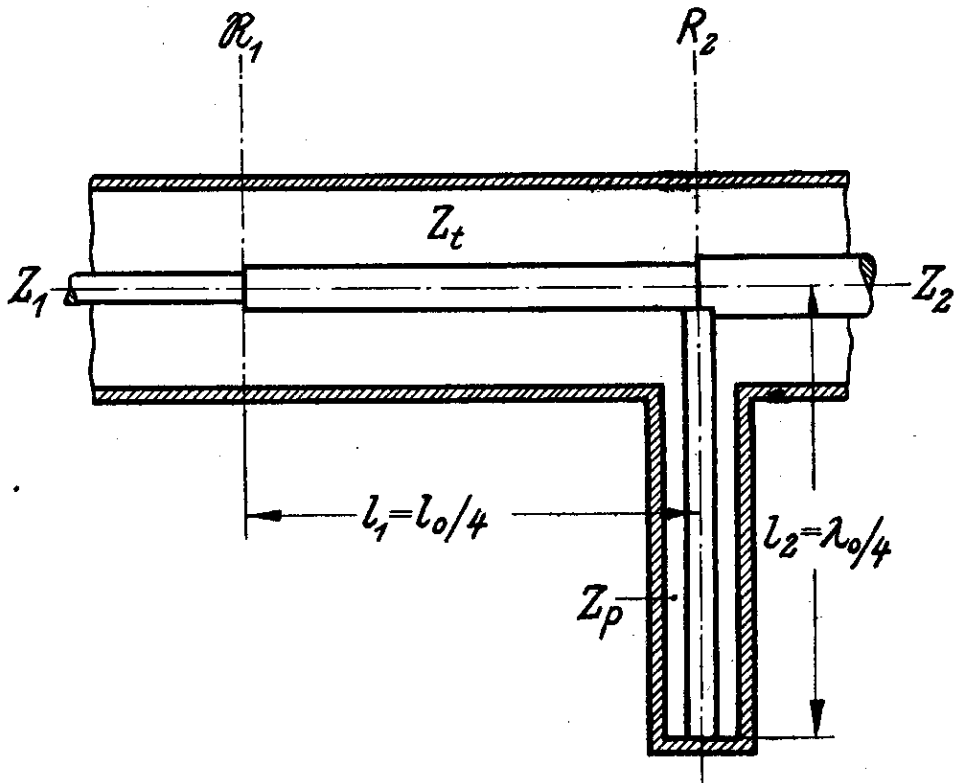


Abb.7 Einfach kompensierter Transformator mit Kompensation am Ausgang.

Die Formel für die Ortskurve lautet jetzt :

$$\frac{R_1}{Z_1} = P + jQ = \frac{1 + a^2 - j \cdot a^3 \cdot \sqrt{\dot{u}_0} (\dot{u}_0 - 1)}{1 - a^2 (\dot{u}_0 - 2) + a^4 (\dot{u}_0 - 1)^2} \quad (12)$$

mit :

$$a = \operatorname{tg}\left(\frac{\pi \cdot \Delta f}{2 f_0}\right) \quad (5)$$

Abb.8 zeigt die Ortskurve für R_1/Z_1 , und zwar ist die Ortskurve die auf Z_1 bezogene Widerstands Ortskurve, falls $Z_1 > Z_2$ ist, für $Z_2 > Z_1$ ist sie die auf $1/Z_1$ bezogene Leitwert Ortskurve.

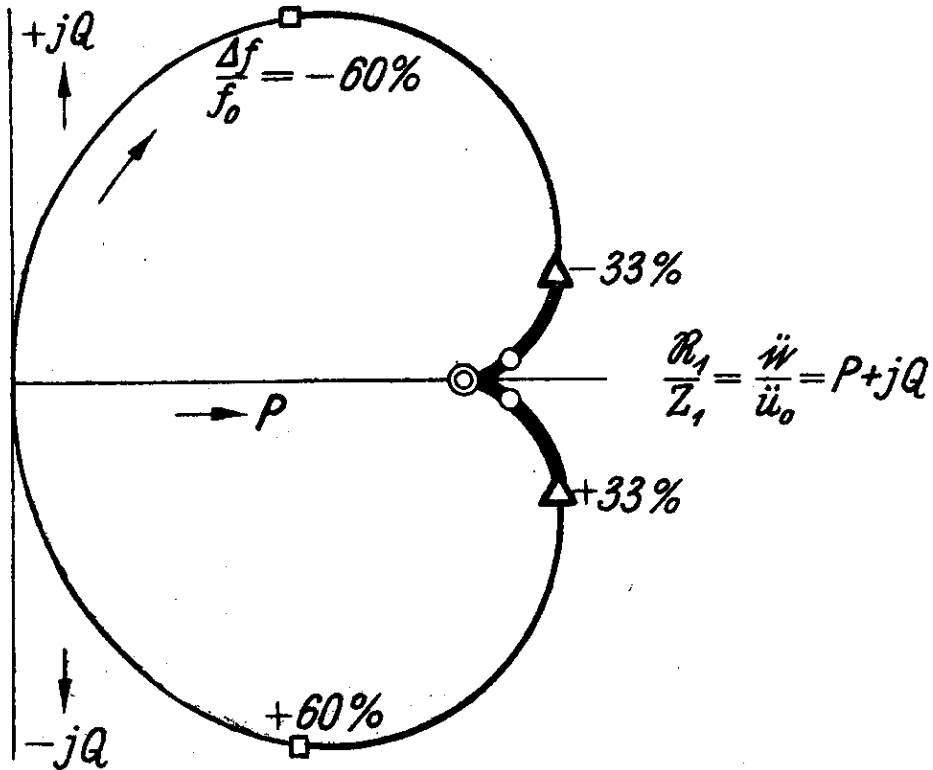


Abb.8 Ortskurve des einfach kompensierten Transformators mit Kompensation am Ausgang für $\dot{u}_0 = 2$.

Die Formel (12) ist invers zur Formel (11), entsprechend ist also die Ortskurve Abb.8 die zur Abb.5 inverse Ortskurve. Auch hier treten bei mässigen Verstimmungen im wesentlichen Aenderungen im Realteil auf. Aus der Inversion ergibt sich natürlich, dass die Fehlanpassung für irgend eine Verstimmung bei der gleichen Übersetzung gleich gross ist, ob man nun auf der Eingangsseite des Transformators kompensiert oder am Ausgang. Es gilt dabei folgende Regel :

Auf der hochohmigen Seite wird immer durch Serienschaltung einer offenen $\lambda_0/4$ -Leitung mit Saugkreischarakter und auf der niederohmigen Seite immer durch Parallelschaltung einer kurzgeschlossenen $\lambda_0/4$ -Leitung mit Sperrkreischarakter kompensiert. Es ist dagegen gleichgültig, ob man an der Eingangsseite des Transformators kompensiert oder am Ausgang.

b) Ausführung für möglichst grossen Frequenzbereich.

Die im vorigen Abschnitt behandelten einfach-kompensierten Transformatoren sind so dimensioniert, dass in der Bandmitte der Transformationsfehler Null ist. Durch eine davon etwas abweichende Bemessung kann man nun erreichen, dass der Fehler an den Bandgrenzen kleiner wird, wenn man schon in der Bandmitte einen Fehler zulässt. Für einen vorgegebenen Frequenzbereich ist die optimale Ausführung eines einfach kompensierten Breitbandtransformators dann gegeben, wenn der Transformationsfehler in der Bandmitte und an den Bandgrenzen gleich gross ist. Abb.9 zeigt das Entstehen und den Verlauf der Ortskurve für den günstigsten, einfach kompensierten Transformator, und zwar für den Fall der Kompensation am Eingang des Transformators.

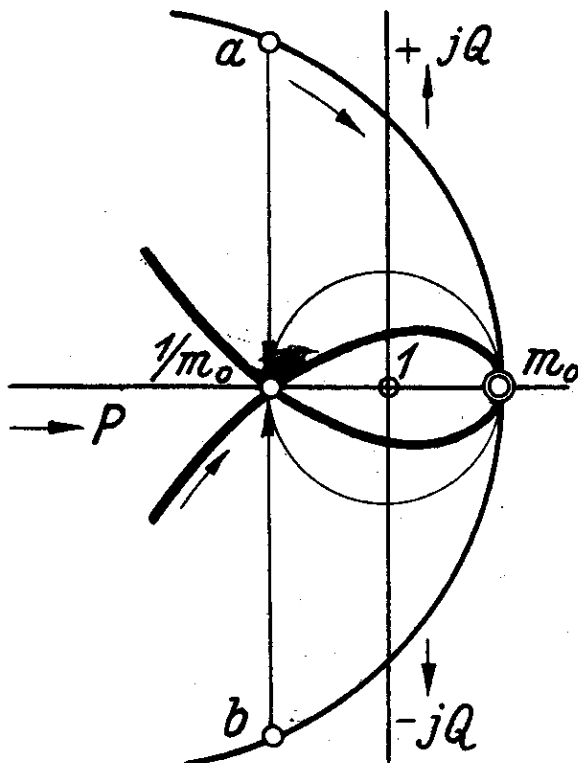


Abb.9 Ortskurve des einfach kompensierten Transformators für möglichst grossen Frequenzbereich bei gegebenem m_0 .

Der Kreisbogen $a - m_0 - b$ sei ein Ausschnitt der Ortskurve des unkompenzierten einstufigen Leitungstransformators. Vorgegeben sei ferner der Kreis grössten und gleichen Transformationsfehlers, der durch die Punkte m_0 und $1/m_0$ bestimmt ist. Soll der grösste zugelassene Transformationsfehler für die Bandmitte erreicht werden, so muss zunächst die Uebersetzung für Bandmitte um den Faktor m_0 grösser werden als \dot{u}_0 . Damit ist der Wellenwiderstand der Transformationsleitung gegeben :

$$a) \quad Z_1 > Z_2 \quad Z_t = Z_2 \cdot \sqrt{\dot{u}_0 \cdot m_0} \quad (13)$$

$$b) \quad Z_2 > Z_1 \quad Z_t = Z_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{\dot{u}_0 \cdot m_0}}$$

Die Länge der Transformationsleitung bleibt unverändert.

$$l = \lambda_0 / 4 \quad (1)$$

Weiter ist der Wellenwiderstand der Kompensationsleitung so zu wählen, dass die Punkte a und b der Ortskurve des unkompenzierten Transformators durch Addition der Blindkomponenten der Kompensationsleitung in den Punkt $1/m_0$ auf der Abszisse gebracht werden. Die Ortskurve erhält dadurch die Form einer Schleife um den Punkt 1.

Die Wellenwiderstände der Kompensationsleitungen sind dafür folgendermaßen zu wählen.

$$Z_1 > Z_2 : \quad Z_s = Z_t \cdot k(\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1) \quad (14)$$

$$Z_2 > Z_1 : \quad Z_p = Z_t \cdot \frac{1}{k(\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1)} \quad (15)$$

k ist bestimmt durch den Ausdruck :

$$k = \frac{\dot{u}_0 / m_0 - 1}{\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1} \quad (16)$$

Zwischen $a_m = \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Delta f_m}{f_0}$ und m_0 , das den grössten Transformationsfehler bestimmt, besteht der Zusammenhang :

$$a_m^2 = \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Delta f_m}{f_0} \right) = \frac{m_0 - 1/m_0}{\dot{u}_0 - m_0} \quad (17)$$

Damit kann man bei vorgegebenem Uebersetzungsverhältnis leicht bestimmen, wie gross die Bandbreite bei einem noch zulässigen Transformationsfehler wird bzw. welcher kleinste Transformationsfehler bei einer gewünschten Bandbreite möglich ist.

Die Gleichung für die Ortskurve lautet ;

$$\frac{R_1}{Z_1} = \frac{m_0(1+a^2) + j \left[a^3 \cdot \sqrt{\dot{u}_0 \cdot m_0} \cdot \sqrt{m_0} \cdot k(\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1) - a(1-k) \sqrt{\frac{m_0}{\dot{u}_0}} (\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1) \right]}{1 + a^2 \cdot \dot{u}_0 \cdot m_0} \quad (18)$$

3. Doppelt kompensierte Leitungstransformatoren.

a) Ausführung für kleine Welligkeit in Bandmitte.

Bei den einfach kompensierten Transformatoren wurde entweder auf der hochohmigen Seite mittels einer Leitung mit Saugkreischarakter oder auf der niederohmigen Seite mittels einer Leitung mit Sperrkreischarakter kompensiert.

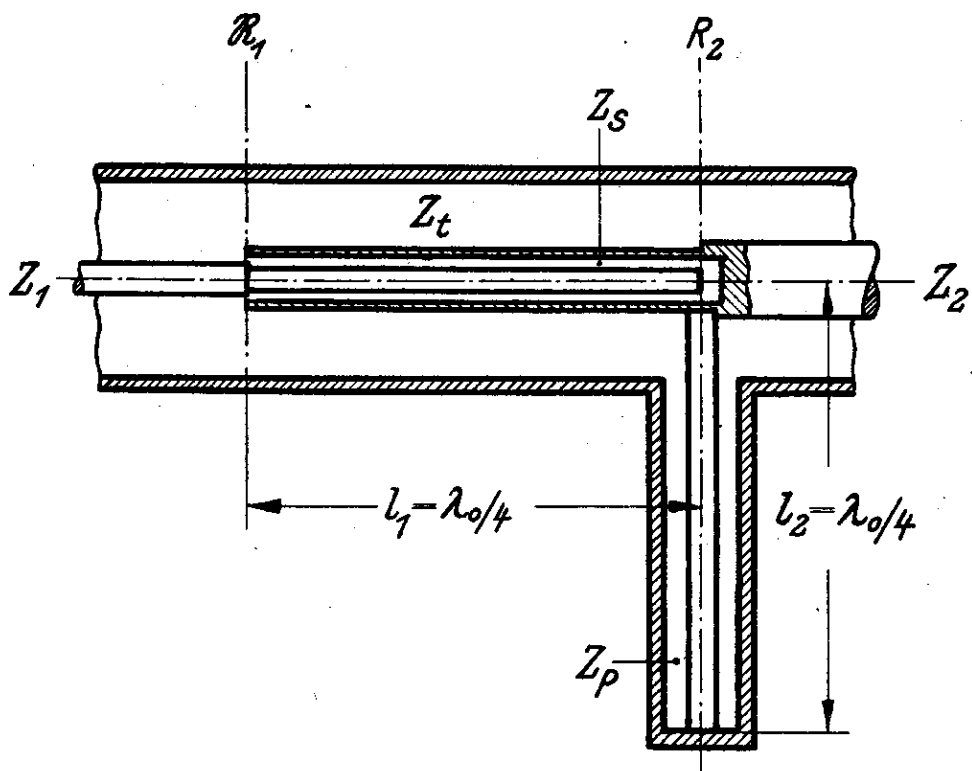


Abb. 10 Doppelt kompensierter Leitungstransformator.

Es liegt nahe, beide Kompensationselemente gleichzeitig zu verwenden. Auf die Ortskurve wirkt sich das so aus, dass die bei einfacher Kompensation noch verbleibenden Änderungen des Realteils ebenfalls noch unterdrückt werden. Man erhält dann bei geeigneter Dimensionierung der Kompensationswellenwiderstände einen Transformator mit sehr guten Breitbandeigenschaften. Abb.10 zeigt das Schema des doppelt kompensierten Transformators.

Die Transformations- und Kompensationswellenwiderstände sind folgendermaßen zu wählen :

$$a) \quad Z_1 > Z_2 : \quad Z_t = Z_2 \cdot \sqrt{\bar{u}_0} \quad (2)$$

$$b) \quad Z_2 > Z_1 : \quad Z_t = Z_2 / \sqrt{\bar{u}_0}$$

$$Z_s = Z_t \cdot \frac{\bar{u}_0 - 1}{2} \quad (19)$$

$$Z_p = Z_t \cdot \frac{2}{\bar{u}_0 - 1} \quad (20)$$

$$l_1 = l_2 = \lambda_0 / 4 \quad (1)$$

damit besteht aber auch folgender Zusammenhang :

$$Z_t = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = \sqrt{Z_s \cdot Z_p}$$

wie sich aus (2), (19) und (20) ergibt.

Abb.11 zeigt die Ortskurve des doppelt kompensierten Transformators. Die Ortskurve hat den Verlauf einer flachen Schleife. Die Breitbandeigenschaften sind jetzt so gut geworden, dass bei diesem Übersetzungsverhältnis die Punkte für ± 20 und ± 33 % Verstimmung noch ungefähr mit dem Punkt für Bandmitte übereinstimmen, d.h. also, dass für den Frequenzbereich einer Oktave noch kein merklicher Transformationsfehler auftritt. Das kommt auch in der Formel für die Ortskurve zum Ausdruck :

$$\frac{R_1}{Z_1} = P + jQ = \frac{1 + a^2 - j \sqrt{\frac{1}{\bar{u}_0}} \left[a^3 \frac{(\bar{u}_0 - 1)^2}{4} - a^5 \frac{(\bar{u}_0 - 1)^3}{8} \right]}{1 + a^2 + a^4 \frac{(\bar{u}_0 - 1)^2}{4}} \quad (21)$$

$$\text{mit} \quad a = \text{tg} \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \right) \quad (5)$$

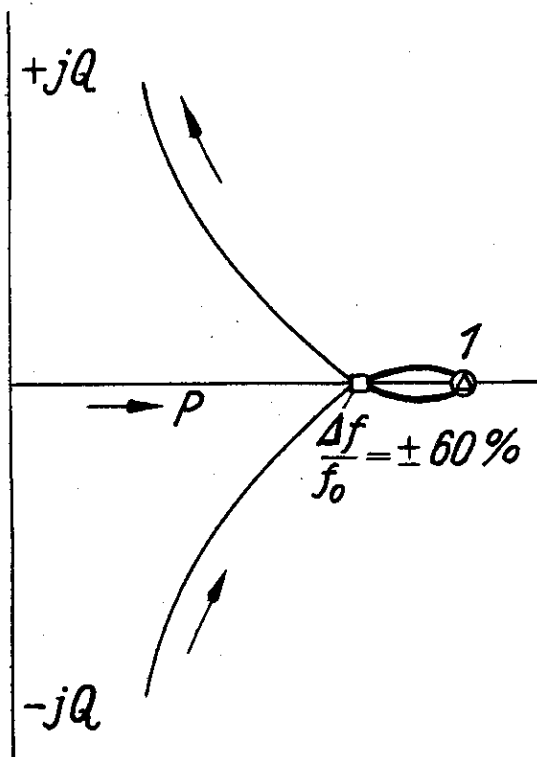


Abb.11 Ortskurve des doppelt kompensierten Transformators für $\bar{u}_0 = 2$.

Die Blindkomponenten wachsen zunächst wie bei der einfachen Kompensation mit a^3 , erst bei grossen Verstärkungen wird das Glied mit a^5 überwiegend, während die Änderungen des Realteils nur mit $\frac{a^4}{1+a^2}$ erfolgen.

b) Ausführung für möglichst grossen Frequenzbereich.

Die doppelt kompensierten Leitungstransformatoren lassen sich ebenso wie die einfach kompensierten Transformatoren derart ausführen, dass der Transformationsfehler an den Bandgrenzen kleiner wird, wenn schon in der Bandmitte ein Fehler zugelassen wird. Man erhält damit die günstigste Ausführung des doppelt kompensierten Leitungstransformators. Die Ortskurve verläuft dann wieder in Form einer Schleife um den Punkt 1 (Abb.12). Da die Ortskurve des doppelt kompensierten Transformators bereits schleifenförmig verläuft (Abb.11), sind gegenüber der normalen Ausführung nur geringe Änderungen erforderlich.

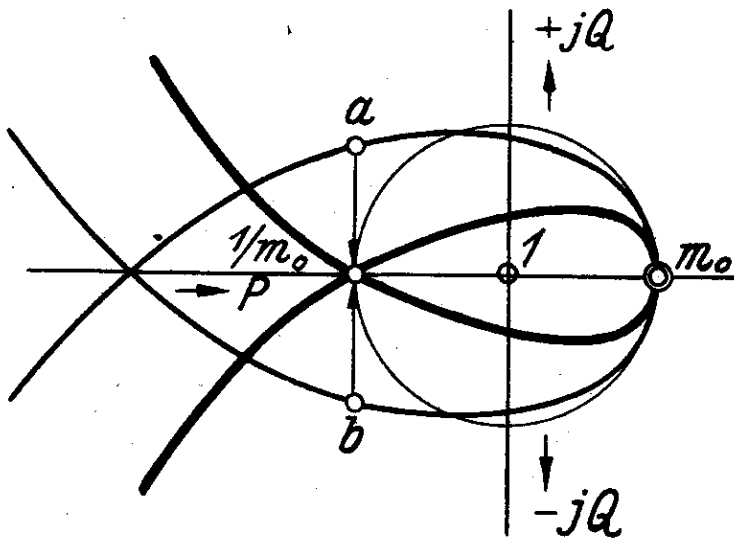


Abb.12 Ortskurve des doppelt kompensierten Leitungs-
transformators für möglichst grossen
Frequenzbereich.

Vorgegeben sei wieder der Kreis grössten und gleichen Transformationsfehlers, der durch die Punkte m_0 und $1/m_0$ auf der reellen Achse bestimmt sei. Die Übersetzung für Bandmitte muss um den Faktor m_0 grösser werden, damit der Punkt für Bandmitte mit dem Wert m_0 übereinstimmt. Damit ist wie beim einfach kompensierten Transformator der Wellenwiderstand der Transformationsleitung gegeben.

$$a) \quad Z_1 > Z_2 : \quad Z_t = Z_2 \cdot \sqrt{\dot{u}_0 \cdot m_0} \quad (13)$$

$$b) \quad Z_2 > Z_1 : \quad Z_t = Z_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{\dot{u}_0 \cdot m_0}}$$

Durch geeignete Wahl des Wellenwiderstandes der Kompensationsleitung auf der Eingangsseite des Transformators kann der Schnittpunkt der Schleife an die gewünschte Stelle, also an den Punkt $1/m_0$ gebracht werden. Die Wellenwiderstände der Kompensationsleitungen am Eingang des Transformators sind dann folgendermaßen zu wählen :

$$\begin{aligned}
 \text{a) } z_1 > z_2 & \quad z_s = z_t \cdot \frac{k}{2} (\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1) \\
 \text{b) } z_2 > z_1 & \quad z_p = z_t \cdot \frac{1}{\frac{k}{2} (\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1)}
 \end{aligned}
 \tag{22}$$

k ist bestimmt durch den Ausdruck :

$$k = \frac{a^2 \cdot \frac{1}{2} (\dot{u}_0 \cdot m_0 + 1) + 1}{1 + a^2 + \frac{a^4}{4} (\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1)^2}
 \tag{23}$$

Darin ist a^2 einzusetzen mit :

$$a^2 = 2 \frac{m_0^2 - 1}{(\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1)^2} \cdot \left[1 + \sqrt{\frac{(\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1)^2}{m_0^2 - 1} + 1} \right]
 \tag{24}$$

a bedeutet wieder $\text{tg} \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Delta f_m}{f_0} \right)$

Die Wellenwiderstände am Transformatorausgang sind entsprechend der normalen Ausführung folgendermaßen zu wählen :

$$\text{a) } z_1 > z_2 : \quad z_p = \frac{z_t}{\frac{1}{2} (\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1)}
 \tag{25}$$

$$\text{b) } z_2 > z_1 : \quad z_s = z_t \cdot \frac{1}{2} (\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1)$$

Die Formel für die Ortskurve lautet :

$$\frac{R_1}{z_1} = P + jQ
 \tag{26}$$

$$P = \frac{m_0 (1 + a^2)}{1 + a^2 + \frac{a^4}{4} (\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1)^2}$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{m_0}{\dot{u}_0}} \left[\frac{a}{2} (\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1) (1 - k) + a^3 \frac{1}{2} (\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1) \left[\frac{1}{2} (\dot{u}_0 \cdot m_0 + 1) - k \right] - a^5 \cdot \frac{k}{8} (\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1)^3 \right]}{1 + a^2 + \frac{a^4}{4} (\dot{u}_0 \cdot m_0 - 1)^2}$$

Es besteht noch eine weitere Möglichkeit, doppelt kompensierte Leitungstransformatoren zu verbessern, indem man die Wellenwiderstände auf beiden Seiten des Transformators abweichen

von der normalen Ausführung wählt. Der Wellenwiderstand der Transformationsleitung wird dann aber wie bei der normalen Ausführung gewählt, also :

$$Z_t = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \quad (2)$$

Dann wird der Transformationsfehler in der Bandmitte also wieder Null. Abb.13 zeigt die Ortskurve eines so dimensionierten Transformators.

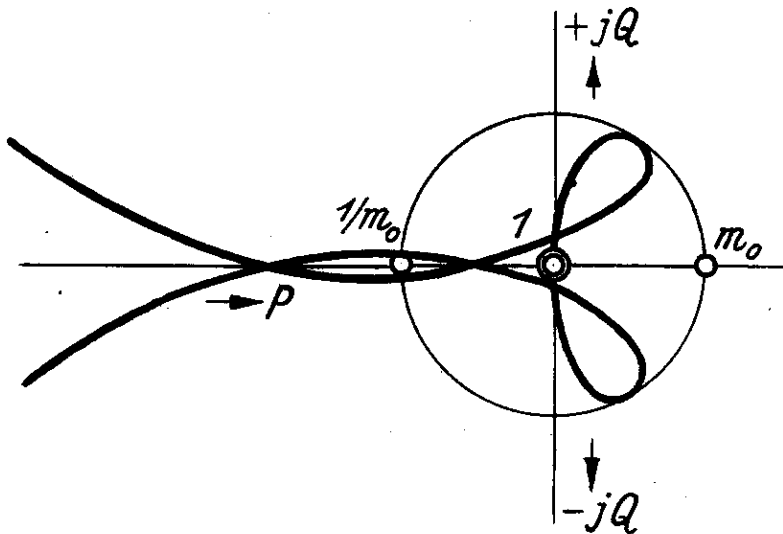


Abb.13 Mehrfach verschleifte Ortskurve des doppelt kompensierten Transformators.

Die Wellenwiderstände der Kompensationsleitungen sind so zu wählen, dass sich die erste Schleife an den vorgegebenen Fehlerkreis anschmiegt und die zweite Schleife sich ungefähr am Punkt $1/m_0$ ausbildet. Da die rechnerische Bestimmung der Wellenwiderstände schwieriger ist und die erreichbare Verbesserung gegenüber der oben beschriebenen Ausführung nur gering bleibt, greift man besser auf diese zurück.

III. Vergleich der verschiedenen Transformatoren

in Bezug auf Fehlanpassung und Bandbreite.

Bisher sind nur die Formeln zur Berechnung der Breitbandtransformatoren angegeben und die Ortskurven untersucht worden. In diesem Abschnitt sollen die wichtigsten Kurven mit der zahlenmässigen Auswertung wiedergegeben werden. Man kann daraus dann ablesen, wie gross beispielsweise bei einem Transformator für ein bestimmtes Uebersetzungsverhältnis bei vorgegebener Bandbreite die Fehlanpassung wird bzw. wie gross bei einer zulässigen Fehlanpassung die Bandbreite wird. Ferner kann man daraus entscheiden, welcher Transformator für eine bestimmte Aufgabe der am besten geeignete ist.

Die Fehlanpassung wird folgendermaßen ermittelt :

Der Eingangswiderstand des Transformators in Abhängigkeit von der Verstimmung wird berechnet. Der auf den Wellenwiderstand bezogene Eingangsscheinwiderstand ist gesetzt :

$$\frac{\mathcal{R}_1}{Z_1} = P + jQ \quad (3)$$

Damit ist die Welligkeit m auf der Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_1 bestimmt. Die Welligkeit ist das Verhältnis von grösster Spannung zu kleinster Spannung :

$$m = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \quad (27)$$

Zwischen m und $P + jQ$ besteht folgender Zusammenhang :

$$m = \frac{P^2 + Q^2 + 1}{2P} + \sqrt{\left(\frac{P^2 + Q^2 + 1}{2P}\right)^2 - 1} \quad (28)$$

Im allgemeinen wird man jedoch m nicht berechnen, sondern graphisch aus dem Leitungsdiagramm nach O. Schmidt [5] bestimmen. Aus m ergibt sich dann die Fehlanpassung w :

$$w = \left(1 - \frac{1}{m}\right) \cdot 100 \% \quad (29)$$

Abb.14 zeigt die Fehlanpassung in Abhängigkeit von der Bandbreite für $u_0 = 2$; Abb.15 und 16 für $u_0 = 4$ und $u_0 = 10$.

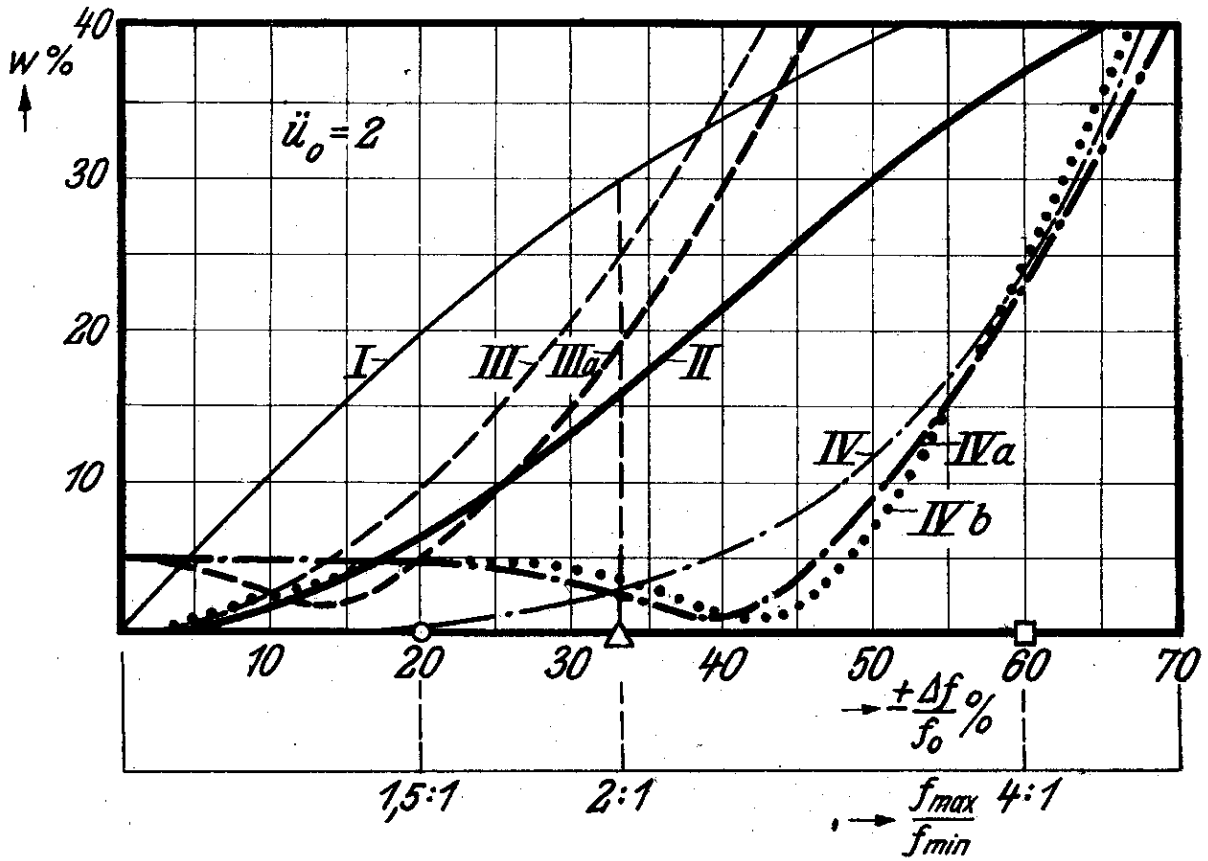


Abb.14 Fehlanpassung und Bandbreite für $\ddot{u}_0 = 2$.

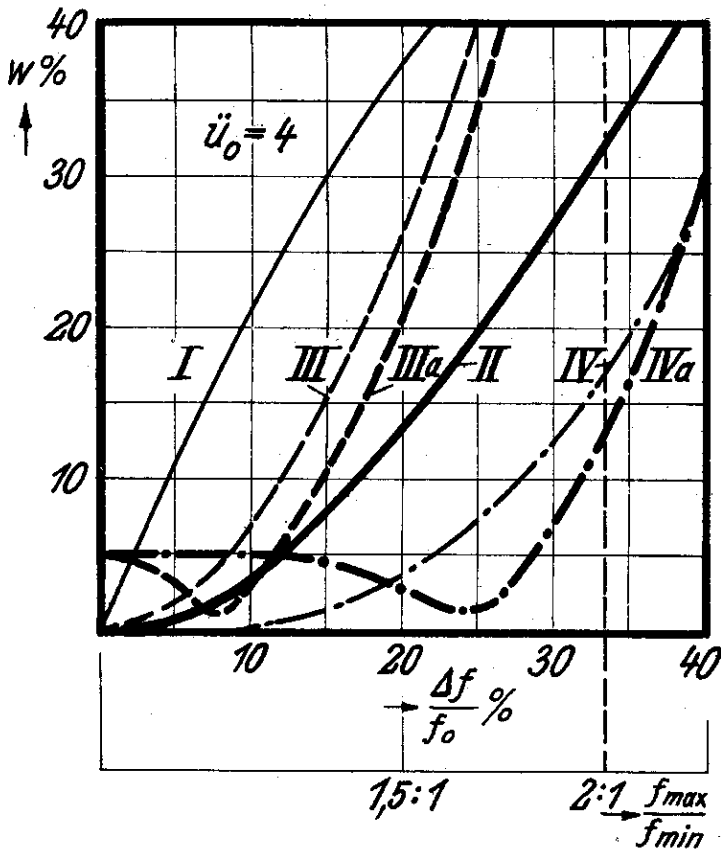


Abb.15 Fehlanpassung und Bandbreite für $\ddot{u}_0 = 4$.

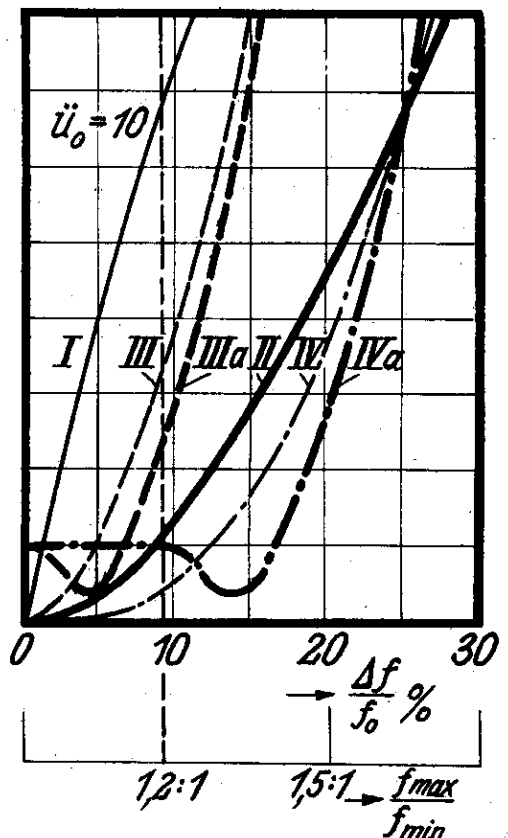


Abb.16 Fehlanpassung und Bandbreite für $\ddot{u}_0 = 10$.

Die Kurven der Abb.14...18 sind mit römischen Ziffern bezeichnet und beziehen sich auf folgende Ausführungen :

- I. Einstufiger Leitungstransformator.
- II. Zweistufiger Leitungstransformator.
- III. Einfach kompensierter Leitungstransformator mit kleiner Fehlanpassung in Bandmitte.
- IIIa. Einfach kompensierter Leitungstransformator für möglichst grossen Frequenzbereich.
- IV. Doppelt kompensierter Leitungstransformator mit kleiner Fehlanpassung in Bandmitte.
- IVa. Doppelt kompensierter Leitungstransformator für möglichst grossen Frequenzbereich.
- IVb. Desgleichen (Ausführung mit Ortskurve nach Abb.13).

Für kleine Uebersetzungsverhältnisse wie $u_0 = 2$ ist danach der einfach kompensierte Transformator etwas ungünstiger als der Stufentransformator, der doppelt kompensierte Transformator im Vergleich zu den übrigen wesentlich besser. Bei einem Frequenzbereich von einer Oktave beträgt die grösste Fehlanpassung an den Bandgrenzen nur etwa 3 %, während sie beim Stufentransformator immerhin schon 17 % und beim einfach kompensierten Transformator 26 % ausmacht. Die Kurven IIIa und IVa zeigen die Fehlanpassung für die günstigste Bemessung der einfach und doppelt kompensierten Transformatoren für eine vorgegebene grösstzulässige Fehlanpassung von 5 %. Dieser Wert ist natürlich willkürlich gewählt und für andere Werte haben die Kurven dann einen entsprechend anderen Verlauf. Die Kurve IVb gibt die Fehlanpassung des doppelt kompensierten Transformators für eine Ortskurve, wie sie Abb.12 zeigt. Wie man sieht, ist die Verbesserung gegenüber der Kurve IVa unwesentlich. Die Kurven für $u_0 = 4$ und $u_0 = 10$ zeigen einen ähnlichen Verlauf wie die für $u_0 = 2$, nur sind natürlich bei gleichen Fehlanpassungen die Bandbreiten wesentlich geringer.

In den meisten Fällen wird eine grösste Fehlanpassung vorgegeben sein. Dann ist eine andere Darstellungsart übersichtlicher, wie sie Abb.17 und 18 zeigen. Dort ist für grösste Fehlanpassungen von 5 bzw. 10 % das Uebersetzungsverhältnis u_0 in Abhängigkeit von der Bandbreite aufgetragen. Daraus lässt sich dann leicht bestimmen, welcher Transformator zu verwenden ist und wie gross die nutzbare Bandbreite wird.

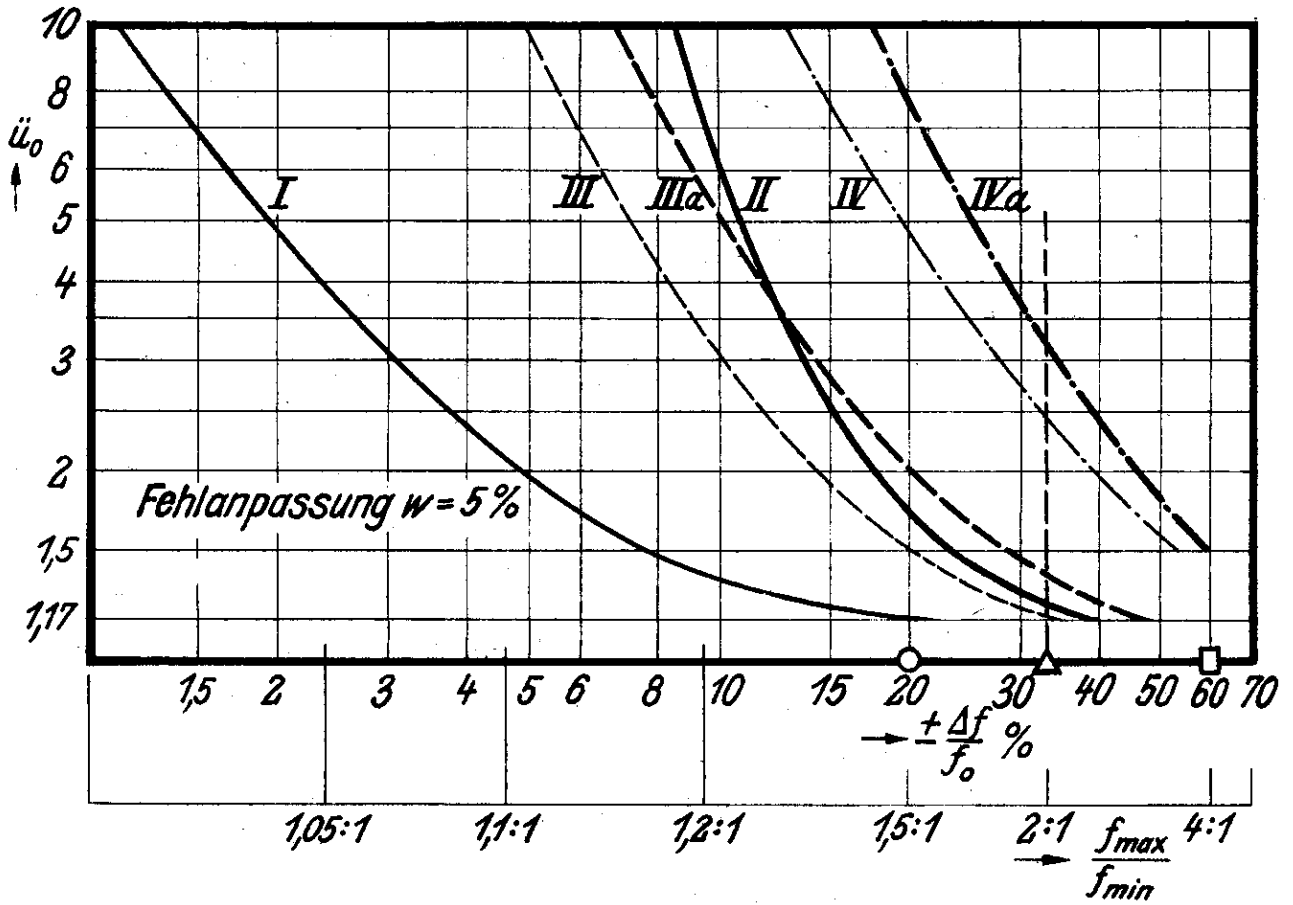


Abb. 17 Übersetzungsverhältnis und Bandbreite bei einer Fehlanpassung von 5 %.

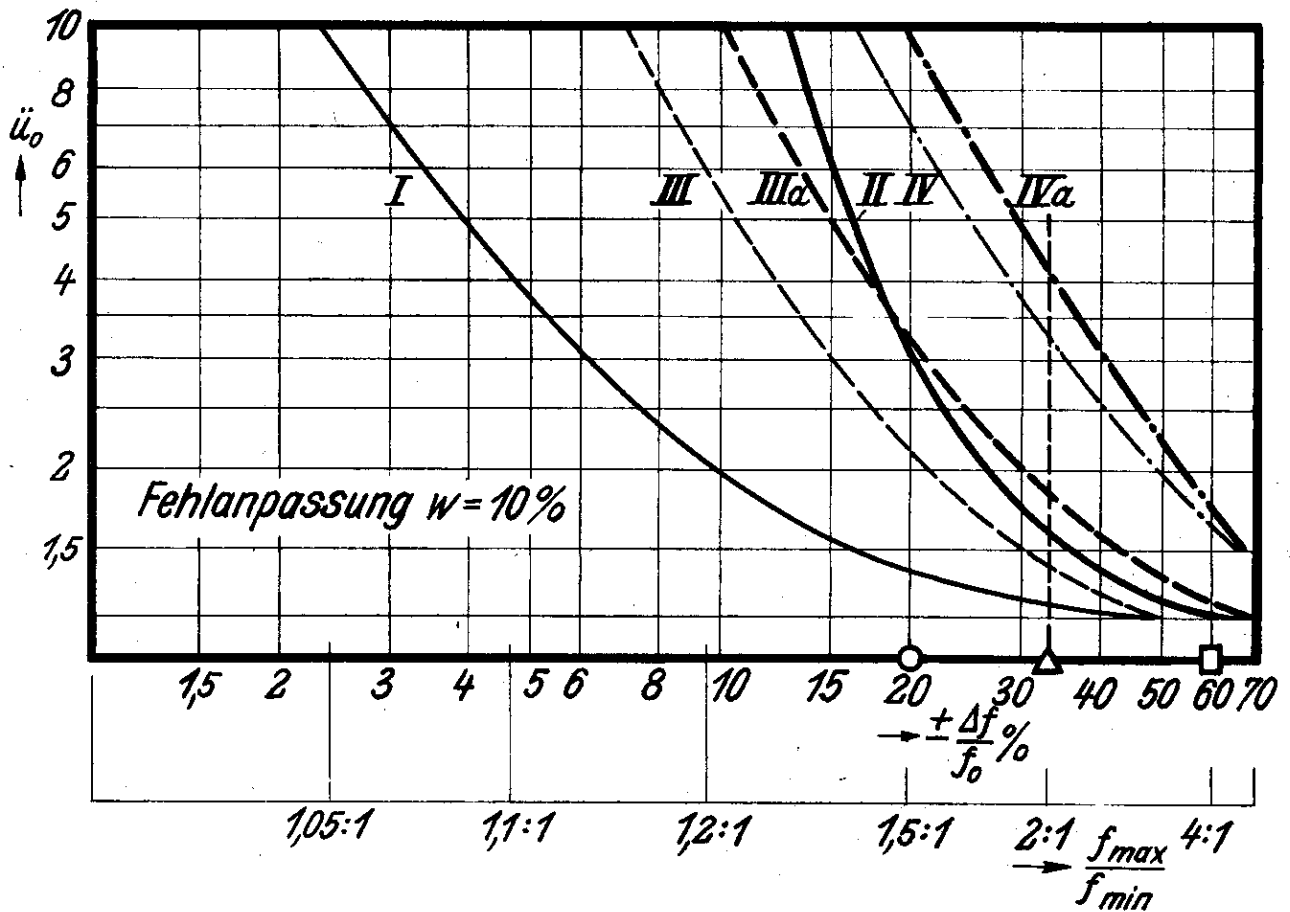


Abb. 18 Übersetzungsverhältnis und Bandbreite bei einer Fehlanpassung von 10 %.

Auffallend an diesen Kurven ist, dass der Stufentransformator bei kleinen Uebersetzungsverhältnissen ungefähr die gleiche Bandbreite gibt wie der einfach kompensierte Transformator, bei besonders hohen Uebersetzungsverhältnissen werden die Bandbreiten schliesslich gleich denen des doppelt kompensierten Transformators und grösser. Die Ursache ist folgende : Bei einer Verstimmung von 100 % wird die Fehlanpassung der kompensierten Transformatoren ebenfalls $w = 100 \%$, da die Kompensationselemente dann den Leerlauf oder Kurzschlussfall herbeiführen, während beim einstufigen unkompensierten Leitungstransformator und auch beim mehrstufigen Transformator die Fehlanpassung höchstens den Wert annehmen kann :

$$w = \left(1 - \frac{1}{u_0}\right) \cdot 100 \% \quad (30)$$

In den Ortskurven kommt das dadurch zum Ausdruck, dass bei den kompensierten Transformatoren für $\Delta f/f_0 = \pm 100 \%$ der Wert Null oder Unendlich erreicht wird, dagegen bei den unkompensierten Transformatoren dann der Wert $1/u_0$ erreicht wird. Die kompensierten Transformatoren verhalten sich also wie Filter die aus reinen Blindwiderständen aufgebaut sind. Diese Selektionseigenschaften sind manchmal ein zusätzlicher Vorteil der kompensierten Breitbandtransformatoren.

IV. Spannungs- und Stromübersetzung der kompensierten Leitungstransformatoren.

Um einen Ueberblick über die Filterwirkung der kompensierten Transformatoren zu erhalten, werden die Dämpfungskurven ermittelt. Als Dämpfungsmaß ist der natürliche Logarithmus des Verhältnisses von Eingangsspannung zu Ausgangsspannung definiert

$$b_u = \ln \frac{U_1}{U_2} \quad (31)$$

Eingangsspannung und Ausgangsspannung werden aus den Leitungsgleichungen ermittelt, daraus lässt sich mit Hilfe der Beziehung (31) das Dämpfungsmaß ermitteln. Ganz entsprechend kann man als Dämpfungsmaß auch die Beziehung ansetzen :

$$b_1 = \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (32)$$

Bei einem Transformator sind die Spannungs- bzw. Stromübersetzungen bei der Dämpfung zu berücksichtigen, es ist dann zu setzen :

$$\begin{aligned} \text{a) } Z_1 > Z_2 : \quad b_u &= \ln \frac{1}{\sqrt{\dot{u}'_0}} \cdot \frac{U_1}{U_2} ; \quad b_i = \ln \sqrt{\dot{u}'_0} \cdot \frac{I_1}{I_2} \\ \text{b) } Z_2 > Z_1 : \quad b_u &= \ln \sqrt{\dot{u}'_0} \cdot \frac{U_1}{U_2} ; \quad b_i = \ln \frac{1}{\sqrt{\dot{u}'_0}} \cdot \frac{I_1}{I_2} \end{aligned} \quad (33)$$

1. Einfach kompensierte Transformatoren.

a) Saugkreis-kompensation.

Aus den Leitungsgleichungen ergibt sich die Spannungsübersetzung zu :

$$\frac{\mathcal{U}_1}{\mathcal{U}_2} \sqrt{\dot{u}'_0} \text{ bzw. } \frac{\mathcal{U}_1}{\mathcal{U}_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\dot{u}'_0}} = -\sqrt{\dot{u}'_0} \sin \alpha + j \cos \alpha \cdot [1 - (\dot{u}'_0 - 1) \operatorname{tg}^2 \alpha] \quad (34)$$

$$\text{mit } \alpha = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \quad (35)$$

Daraus ergibt sich das Verhältnis der Spannungsbeträge :

$$\frac{U_1}{U_2} \cdot \sqrt{\dot{u}'_0} \text{ bzw. } \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\dot{u}'_0}} = \sqrt{\dot{u}'_0 \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha \cdot [1 - (\dot{u}'_0 - 1) \operatorname{tg}^2 \alpha]^2} \quad (36)$$

Führt man für die Sinus- und Cosinusfunktionen die Tangensfunktion ein und setzt :

$$\operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \right) = \operatorname{tg} \alpha = a \quad (5)$$

dann wird :

$$\frac{U_1}{U_2} \cdot \sqrt{\ddot{u}_0} \text{ bzw. } \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\ddot{u}_0}} = \sqrt{\frac{1 - a^2(\ddot{u}_0 - 2) + a^4(\ddot{u}_0 - 1)^2}{1 + a^2}} \quad (37)$$

b) Sperrkreis-kompensation.

Bei Sperrkreis-kompensation ist die Spannungsübersetzung :

$$\frac{U_1}{U_2} \cdot \sqrt{\ddot{u}_0} \text{ bzw. } \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\ddot{u}_0}} = -\sqrt{\ddot{u}_0} \sin \alpha + j \cos \alpha \quad (38)$$

daraus das Verhältnis der Spannungsbeträge :

$$\frac{U_1}{U_2} \cdot \sqrt{\ddot{u}_0} \text{ bzw. } \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\ddot{u}_0}} = \sqrt{\ddot{u}_0 \cdot \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha} \quad (39)$$

und mit der Einführung von a :

$$\frac{U_1}{U_2} \cdot \sqrt{\ddot{u}_0} \text{ bzw. } \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\ddot{u}_0}} = \sqrt{\frac{1 + a^2 \cdot \ddot{u}_0}{1 + a^2}} \quad (40)$$

Damit ist das Dämpfungsmaß b_u zu berechnen. Für das Dämpfungsmaß b_1 , das aus der Stromübersetzung berechnet wird, ergibt sich folgendes :

Das Dämpfungsmaß b_1 für Saugkreis-kompensation ist gleich dem Dämpfungsmaß b_u für Sperrkreis-kompensation und umgekehrt.

Abb. 19 zeigt die Kurven für das Dämpfungsmaß b_u bei Saugkreis-kompensation in Abhängigkeit von der Frequenz, die also auch zugleich das Dämpfungsmaß b_1 für Sperrkreis-kompensation wiedergeben, und zwar für die Übersetzungsverhältnisse $\ddot{u}_0 = 2$, ferner 4 und 10. Die Kurven zeigen einen ausgeprägten Filtercharakter mit Durchlassbereichen für $f = f_0$; $2f_0$; $4f_0$ usw. und Sperrbereichen für $f = 0$, $3f_0$, $5f_0$ usw.

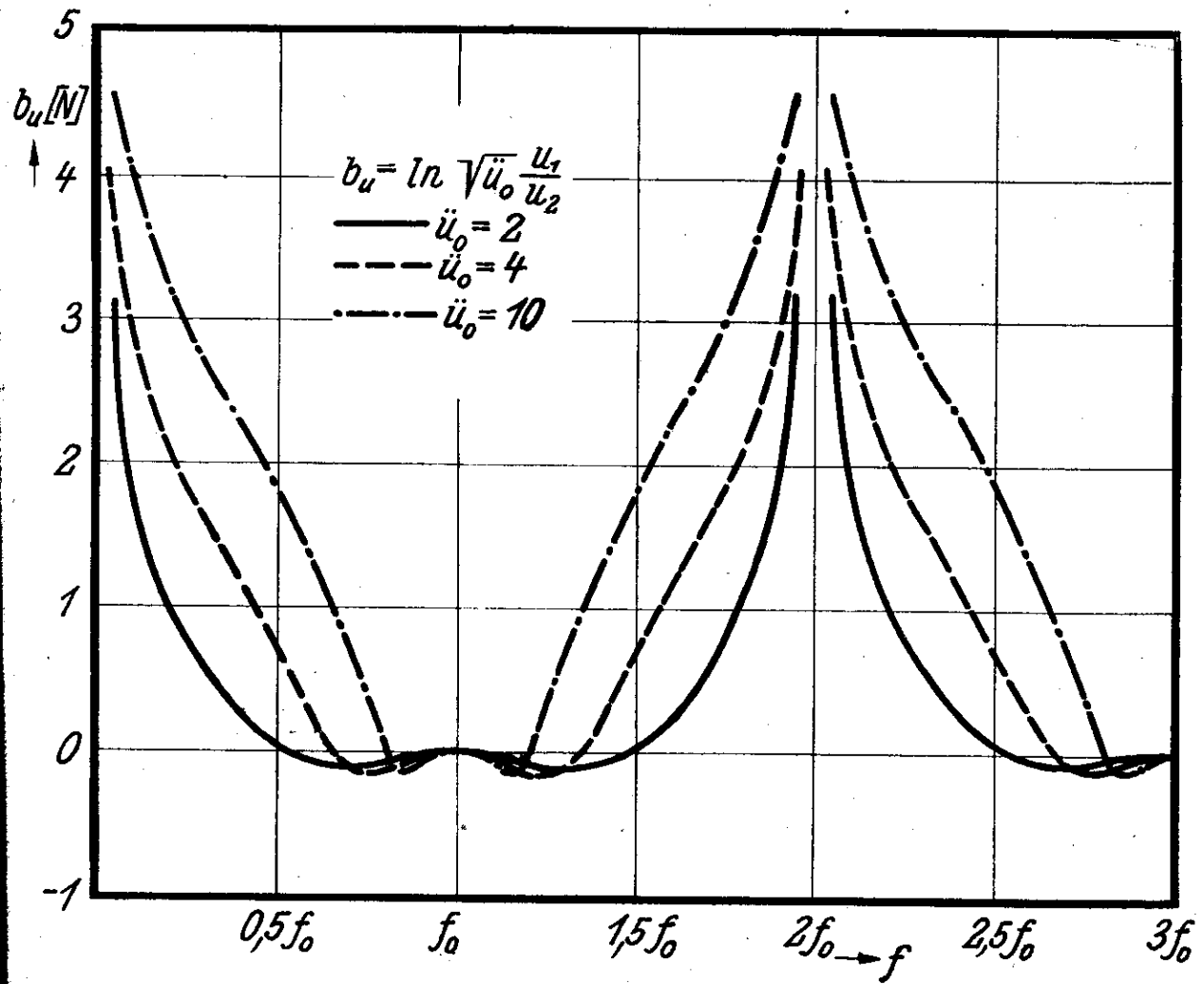


Abb.19 Spannungsübersetzung des einfach kompensierten Transformators bei Saugkreis-kompensation.

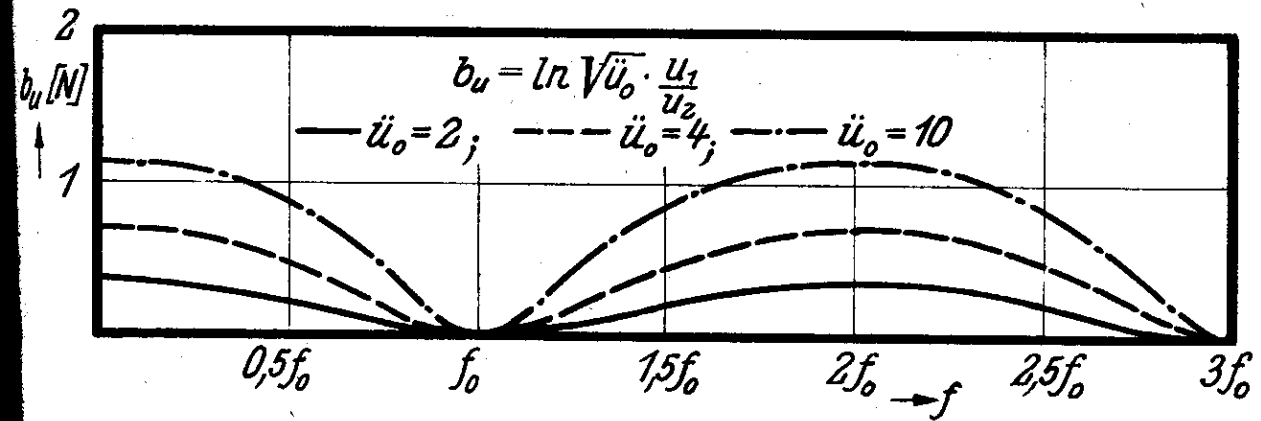


Abb.20 Spannungsübersetzung des einfach kompensierten Transformators bei Sperrkreis-kompensation.

Abb.20 zeigt die Dämpfungskurven b_u bei Sperrkreis-
kompensation bzw. b_i bei Saugkreis-kompensation für dieselben
Uebersetzungsverhältnisse. Diese Kurven zeigen keinen Filter-
charakter und damit auch keinen Sperrbereich, denn bei Sperr-
kreis-kompensation wird für 100 % Verstimmung, also z.B. für
Gleichstrom, die Spannungen am Eingang und Ausgang des Trans-
formators gleich und Null, damit ist die grösste auftretende
Dämpfung gegeben durch :

$$b_u = \ln \sqrt{\ddot{u}_0} \quad (41)$$

Es erfolgt aber auch keine Leistungsübertragung, da ja die
Spannungen bzw. die Ströme Null werden.

2. Doppelt kompensierte Transformatoren.

Bei den doppelt kompensierten Transformatoren erhält
man zwei Ausdrücke für die Spannungs- und Stromübersetzung, und
zwar einen Ausdruck für niederohmigen Ausgang des Transformators
und einen für hochohmigen Ausgang. Die Spannungsübersetzung für
niederohmigen Ausgang ist gleich der Stromübersetzung für hoch-
ohmigen Ausgang und umgekehrt.

a) Transformatoren mit niederohmigen Abschluss.

$$Z_1 > Z_2$$

Der Ausdruck für die Spannungsübersetzung lautet :

$$\frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\ddot{u}_0}} = -\sqrt{\ddot{u}_0} \cdot \sin \alpha \cdot \left[1 - \frac{(\ddot{u}_0 - 1)^2}{4\ddot{u}_0} \operatorname{tg}^2 \alpha \right] + j \cos \alpha \cdot \left[1 - \frac{1}{2}(\ddot{u}_0 - 1) \operatorname{tg}^2 \alpha \right] \quad (42)$$

Damit ist der Betrag der Spannungsübersetzung

$$\frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\ddot{u}_0}} = \sqrt{\ddot{u}_0 \cdot \sin^2 \alpha \cdot \left[1 - \frac{(\ddot{u}_0 - 1)^2}{4\ddot{u}_0} \operatorname{tg}^2 \alpha \right]^2 + \cos^2 \alpha \cdot \left[1 - \frac{1}{2}(\ddot{u}_0 - 1) \operatorname{tg}^2 \alpha \right]^2} \quad (43)$$

Mit Einführung von $a = \operatorname{tg} \alpha = \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \right)$ ist dann :

$$\frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\ddot{u}_0}} = \sqrt{\frac{1 + a^2 - a^4 \frac{(\ddot{u}_0 - 1)^2}{4} + a^6 \frac{(\ddot{u}_0 - 1)^4}{16 \cdot \ddot{u}_0}}{1 + a^2}} \quad (44)$$

Die Formel (44) ist zugleich der Ausdruck für $\frac{I_1}{I_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\dot{u}_0}}$, wenn $Z_2 > Z_1$ ist.

Abb.21 zeigt das nach (44) berechnete Dämpfungsmaß bei niederohmigem Ausgang für die Übersetzungsverhältnisse $\dot{u}_0 = 2$, ferner 4 und 10. Der Flankenanstieg der Dämpfungskurven ist ziemlich steil, die Durchlassbereiche liegen auch hier natürlich bei $f = f_0, 3f_0, 5f_0$ usw., die Sperrbereiche bei $f = 0, 2f_0, 4f_0$ usw.

b) Transformatoren mit hochohmigem Abschluss.

$$Z_2 > Z_1$$

Für hochohmigen Ausgang ist die Spannungsübersetzung :

$$\frac{U_1}{U_2} \cdot \sqrt{\dot{u}_0} = -\sqrt{\dot{u}_0} \cdot \sin \alpha + j \cos \alpha \cdot \left[1 - \frac{1}{2}(\dot{u}_0 - 1) \operatorname{tg}^2 \alpha \right] \quad (45)$$

und der Betrag der Spannungsübersetzung :

$$\frac{U_1}{U_2} \cdot \sqrt{\dot{u}_0} = \sqrt{\dot{u}_0 \cdot \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha \left[1 - \frac{1}{2}(\dot{u}_0 - 1) \operatorname{tg}^2 \alpha \right]^2} \quad (46)$$

Mit Einführung von $a = \operatorname{tg} \alpha = \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \right)$ wird :

$$\frac{U_1}{U_2} \cdot \sqrt{\dot{u}_0} = \sqrt{\frac{1 + a^2 + a^4 \frac{(\dot{u}_0 - 1)^2}{4}}{1 + a^2}} \quad (47)$$

Das ist auch zugleich der Ausdruck für $\frac{I_1}{I_2} \cdot \sqrt{\dot{u}_0}$, wenn $Z_1 > Z_2$ ist.

Abb.22 zeigt die Kurven für das Dämpfungsmaß bei hochohmigem Ausgang für die Übersetzungsverhältnisse $\dot{u}_0 = 2$, ferner 4 und 8.

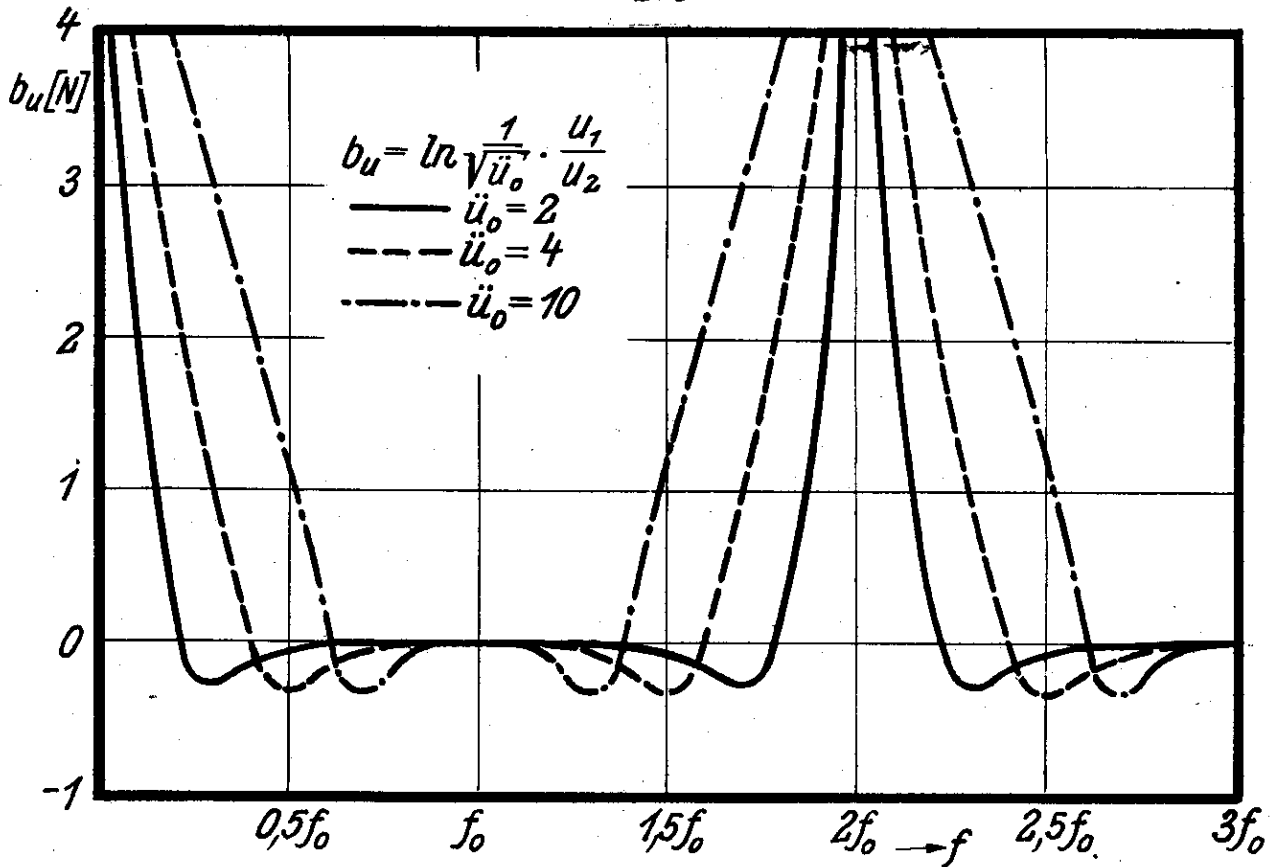


Abb.21 Spannungsübersetzung des doppelt kompensierten Transformators bei niederohmigem Abschluss.

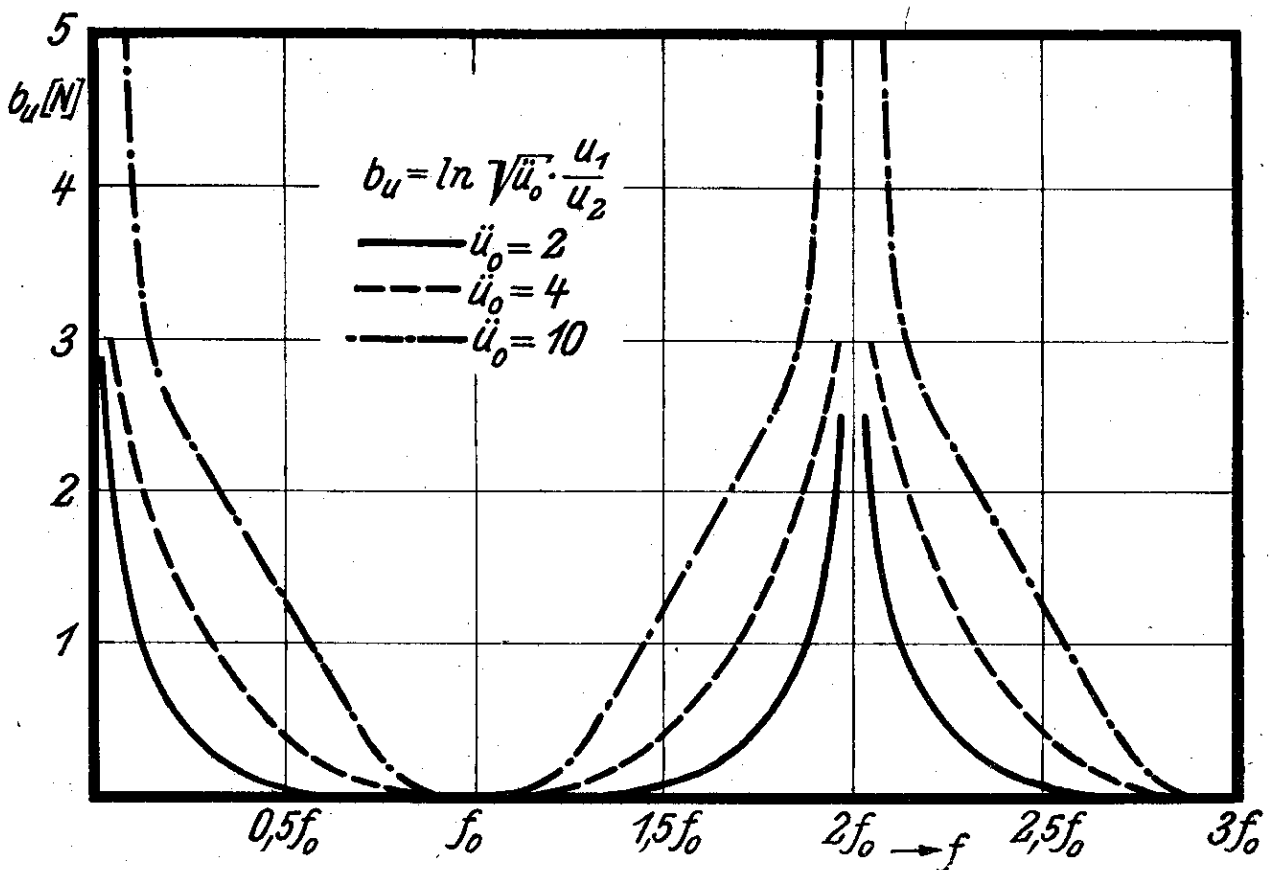


Abb.22 Spannungsübersetzung des doppelt kompensierten Transformators bei hochohmigem Abschluss.

V. Berechnung, Aufbau und Messung eines doppelt kompensierten

Transformators.

Für den Frequenzbereich 300...600 MHz wurde ein doppelt kompensierter Breitbandtransformator in der Ausführung für kleine Welligkeit in der Bandmitte für ein Uebersetzungsverhältnis 2:1 gebaut. Der Transformator ist zum Anschluss an 70 Ohm-Kabel bestimmt, und zwar werden im Ausgang zwei 70 Ohm-Kabel parallelgeschaltet, am Eingang wird ein 70 Ohm-Kabel angeschlossen. Dadurch ergibt sich eine Transformation von 70 Ohm auf 35 Ohm. Mit diesen Angaben lassen sich bereits alle Bauelemente bestimmen.

Uebersetzungsverhältnis	$\dot{u}_0 = 2$
Kabelwellenwiderstand	$Z_1 = 70 \text{ Ohm}$
Abschlusswiderstand	$Z_2 = 35 \text{ Ohm}$
Wellenwiderstand der Transformationsleitung	$Z_t = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \cong 50 \text{ Ohm}$
Wellenwiderstand der auf der hochohmigen Seite in Serie geschalteten offenen $\lambda/4$ -Leitung mit Saugkreischarakter	$Z_s = Z_t \cdot \frac{1}{2}(\dot{u}_0 - 1) = \frac{Z_t}{2} = 25 \text{ Ohm}$
Wellenwiderstand der auf der niederohmigen Seite parallelgeschalteten kurzgeschlossenen $\lambda/4$ -Leitung mit Sperrkreischarakter	$Z_p = Z_t \frac{1}{\frac{1}{2}(\dot{u}_0 - 1)} = 2Z_t = 100 \text{ Ohm}$
Frequenzbereich	300...600 MHz ($\lambda=50...100 \text{ cm}$)
Frequenz der Bandmitte	$f_0 = 450 \text{ MHz}$
Wellenlänge der Bandmitte	$\lambda_0 = 66,7 \text{ cm}$
Verstimmung an den Bandgrenzen	$\frac{\Delta f}{f_0} = \pm \frac{150}{450} = \pm 33 \%$
Länge der Transformations- und Kompensationsleitungen	$l = \lambda_0/4 = 16,7 \text{ cm}$

Abb.23 zeigt die Konstruktionszeichnung des Breitbandtransformators.

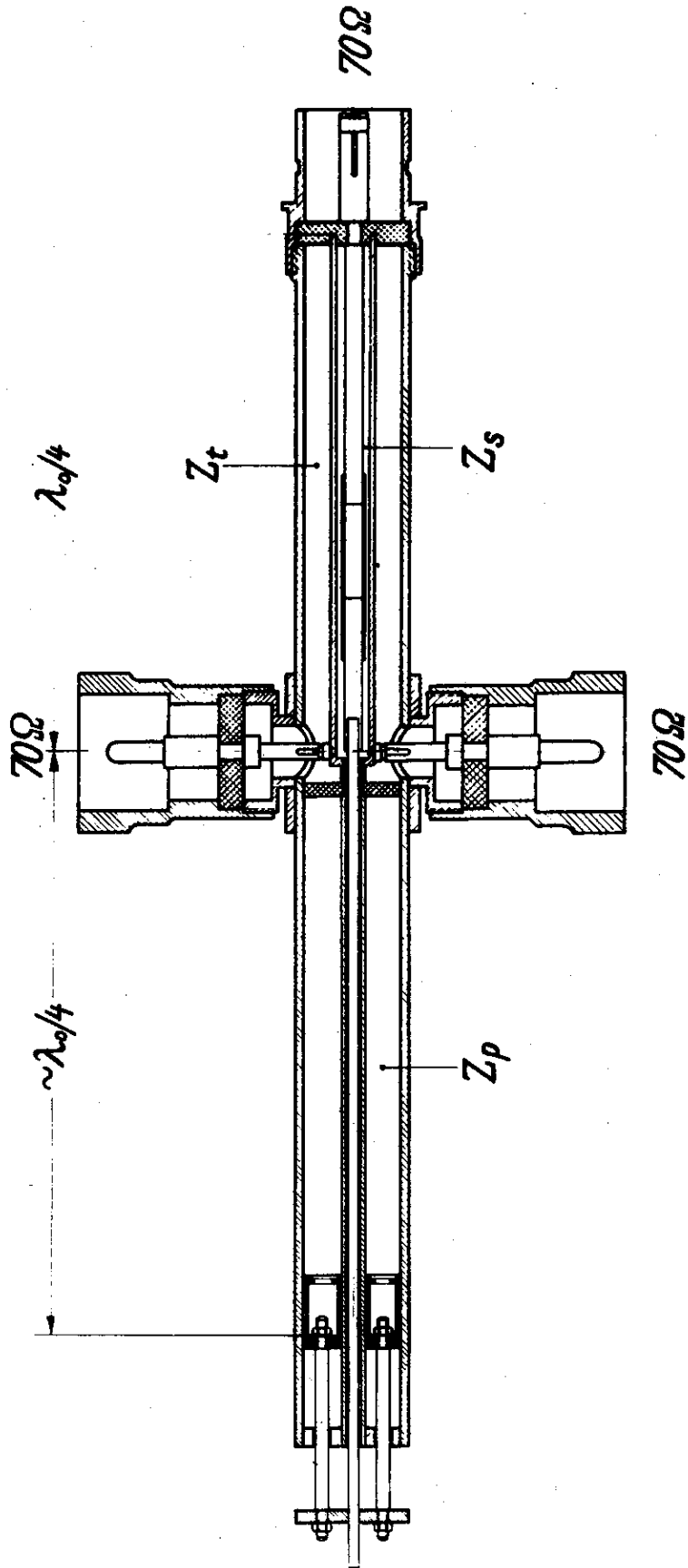


Abb. 23. Doppelt kompensierter Transformator für $70/35\Omega$.

In der Mitte des Transformators werden zwei 70 Ohm-Kabel über Stecker an die Transformationsleitung Z_t angeschlossen. Ebenfalls an die Transformationsleitung angeschlossen und nach links weggeführt ist die parallelgeschaltete Kompensationsleitung Z_p mit Sperrkreischarakter. Die Länge dieser Leitung ist durch einen Kurzschlusskolben einstellbar. Die Transformationsleitung führt vom Anschluss der beiden 70 Ohm-Leitungen nach rechts. Die Länge der Transformationsleitung ist nicht veränderlich. Am Ende der Transformationsleitung ist dann die in Serie geschaltete Kompensationsleitung Z_s mit Saugkreischarakter angeschlossen und zwar ist sie innerhalb der Transformationsleitung untergebracht. Das offene Ende der Kompensationsleitung Z_s liegt also innerhalb der Transformationsleitung ungefähr in Höhe des Anschlusses der beiden 70 Ohm-Kabel. Die Leitung ist ausziehbar und kann durch eine Stange aus Isolierstoff, die durch die Leitung Z_p nach links herausgeführt ist, auf verschiedene Längen eingestellt werden. Am Ende der Transformationsleitung ist der Stecker für den 70 Ohm-Anschluss angebracht. Die Messung wurde folgendermaßen durchgeführt :

Auf die beiden 70 Ohm-Anschlüsse in der Mitte des Transformators, die ja den Ausgang darstellen, wurden zwei 70 Ohm-Abschlüsse gesteckt und der Transformator eingangsseitig an eine Messleitung "Lotos" angeschlossen. Damit kann dann die Fehlanpassung und der Eingangswiderstand des Transformators gemessen werden.

Abb.24 zeigt das Ergebnis einer Messreihe.

Die gemessene Ortskurve zeigt gegenüber der berechneten Abweichungen von ungefähr 6 % für Frequenzverstimmungen von ± 33 %. Ursache dafür ist einmal, dass die Abschlusswiderstände, die zur Messung benutzt wurden, nicht genau 70 Ohm betragen und ausserdem frequenzabhängig sind. Die Fehler betragen bis zu 5 %. Dann gelten die berechneten Werte für verlustfreie Leitungen ohne Stoßstellen.

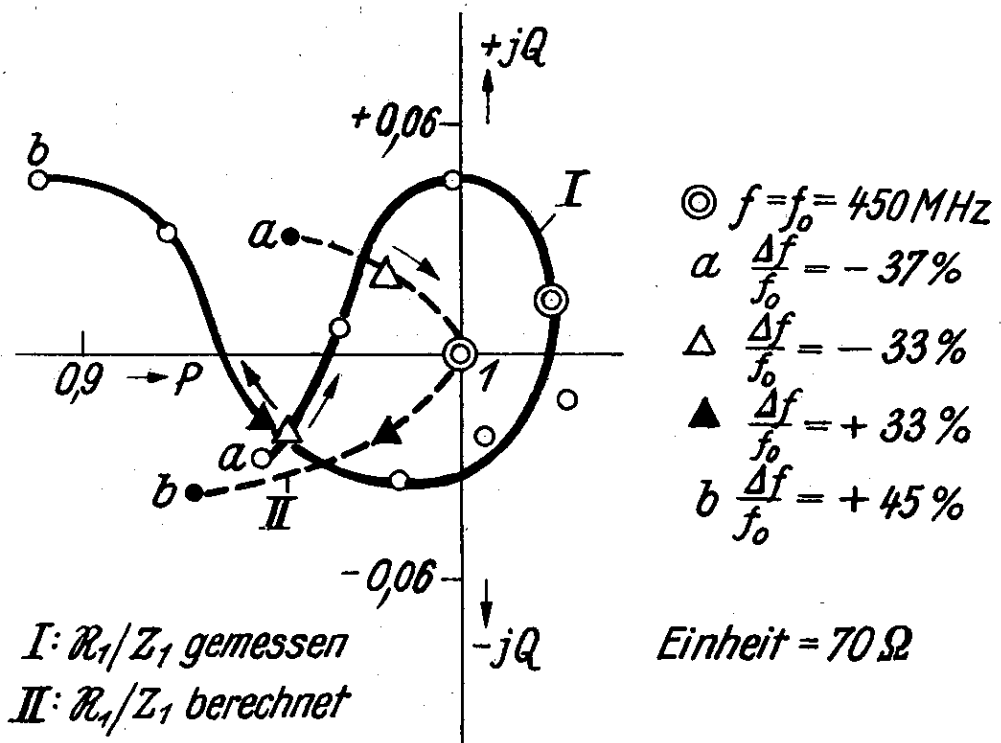


Abb.24 Messergebnisse.

- I. Gemessene Ortskurve des Transformator-Eingangswiderstandes, bezogen auf $Z_1 = 70 \text{ Ohm}$.
- II. Berechnete Ortskurve.

Der Transformator hat aber mehrere Stoßstellen, z.B. am Kreuzteil und am Ende der Transformationsleitung. Ueber die stoßstellenfreie Ausbildung so verwickelter Leitungselemente wie das Kreuzstück und die Stütze rechts an der Transformationsleitung sind Unterlagen bisher nicht vorhanden. Man kann zwar durch geeignetes Abstimmen der Kompensationsleitungen solche Störungen durch Stoßstellen weitgehend vermindern, jedoch ist eine solche Abstimmung naturgemäss frequenzabhängig, was gerade bei Transformatoren für grosse Frequenzbereiche unangenehm ist. Es ist also für eine möglichst stoßfreie Ausbildung der Stellen Sorge zu tragen, an denen Kompensationsleitungen eingeschaltet werden.

Die Trimmung von Kompensationsleitungen, wie sie hier ausgeführt ist, ist nur für Versuchsausführungen erforderlich und kann bei einer Serienfertigung fortfallen.

VI. Vollständig kompensierte Leitungstransformatoren.

=====

Benutzt man zur Kompensation ausser reinen Blindwiderständen auch Wirkwiderstände, so ist eine vollständige Kompensation der Transformatoren möglich, d.h. der Eingangswiderstand des Transformators ist dann für jede beliebige Frequenz konstant und reell.

Bei Saugkreiskompensation wird parallel zum Saugkreis ein Widerstand geschaltet. Der Wellenwiderstand des Saugkreises ist wie im Abschnitt 2a :

$$Z_s = Z_t (\ddot{u}_0 - 1) \quad (9)$$

$$l = \lambda_0/4 \quad (1)$$

Der Kompensationswiderstand R_k wird :

$$R_k = Z_2 (\ddot{u}_0 - 1) = Z_1 - Z_2 \quad (48)$$

Bei Sperrkreiskompensation wird der Kompensationswiderstand in Reihe mit dem Sperrkreis geschaltet. Für die Kompensationselemente gelten folgende Beziehungen :

$$Z_p = Z_t \frac{1}{\ddot{u}_0 - 1} \quad (10)$$

$$l = \lambda_0/4 \quad (1)$$

$$R_k = Z_2 \frac{1}{\ddot{u}_0 - 1} \quad (49)$$

Bei vollständiger Kompensation wird ein Teil der Leistung vom Kompensationswiderstand aufgenommen. Bei einer Verstimmung von $\Delta f/f_0 = \pm 100\%$, also im ungünstigsten Falle, ist das Verhältnis von Nutzleistung N zur vom Sender abgegebenen optimalen Leistung N_{opt}

$$\frac{N}{N_{opt}} = \frac{1}{\ddot{u}_0} \quad (50)$$

Dagegen ist beim unkompensierten einstufigen Leitungs-
transformator das Verhältnis der Nutzleistung N , die bei der
Verstimmung $\pm 100\%$ an den Verbraucher abgegeben wird, zur
vom Sender optimal abgegebenen Leistung N_{opt} (bei $\Delta f/f_0 =$
 0%)

$$\frac{N}{N_{opt}} = \frac{4 \dot{u}_0}{(1 + \dot{u}_0)^2} = \frac{1}{\dot{u}_0} \frac{4 \dot{u}_0^2}{(1 + \dot{u}_0)^2} \quad (51)$$

also wesentlich günstiger als für den mit Widerständen kom-
pensierten Transformator. Der vollständig kompensierte Trans-
formator wird also hauptsächlich dann Verwendung finden,
wenn ohne Rücksicht auf guten Wirkungsgrad über grosse Fre-
quenzbereiche sehr gute Anpassung gefordert wird.

VII. Zusammenfassung.

=====

Leitungstransformatoren, deren Bauelemente ausschliesslich Leitungsstücke der Länge $\lambda_0/4$ sind, werden auf ihre Breitbandeigenschaften untersucht, die Ortskurven werden dargestellt und die zur Berechnung erforderlichen Formeln angegeben.

Ferner werden Kurven gebracht, die die zahlenmässigen Zusammenhänge zwischen Uebersetzungsverhältnis, Fehlanpassung und Bandbreite wiedergeben.

Es lassen sich zwei Gruppen von Transformatoren unterscheiden : Einstufige und mehrstufige unkompenzierte Transformatoren und einstufige kompenzierte Transformatoren. Der einstufige Transformator ist für Breitbandzwecke ungeeignet, durch eine zweistufige Transformation erhält man einen Transformator mit sehr gutem Breitbandcharakter. Der einstufige Transformator erhält durch Kompensation Breitbandcharakter. Die Kompensation erfolgt immer entweder auf der hochohmigen Seite mit einer in Serie geschalteten offenen $\lambda_0/4$ -Leitung mit Saugkreischarakter oder auf der niederohmigen Seite mit einer parallelgeschalteten kurzgeschlossenen $\lambda_0/4$ -Leitung mit Sperrkreischarakter. Der einfach kompenzierte Transformator weist bereits gute Breitbandeigenschaften auf, der doppelt kompenzierte Transformator ist der beste der untersuchten Breitbandtransformatoren, eine weitere Verbesserung ist dann nur noch durch Transformation mit Kompensation in Kaskadenschaltung möglich, oder durch Verwendung von Exponentialleitungen.

Die kompenzierten Transformatoren sind im Gegensatz zu den unkompenzierten Schwingungssiebe mit stetig sich abwechselnden Durchlass- und Sperrbereichen. Es werden Dämpfungskurven der kompenzierten Transformatoren abgeleitet.

Zum Schluss wird die Berechnung eines doppelt kompenzierten Transformators durchgeführt, seine Konstruktion erläutert und die Messergebnisse mit den Berechnungen verglichen.

Schrifttum

=====

- [1] K. Küpfmüller, Leitungsanpassung in Hochfrequenzkreisen
ENT Bd.12 (1937) S.107
- [2] K.W. Wagner, Die Theorie ungleichförmiger Leitungen
Arch.Elektrotechn. Bd.36 (1942) S.69
- [3] A. Weigert, Widerstandstransformation für grössere
Frequenzbereiche mit Leitungsstücken von
verschiedenen Wellenwiderständen
Telefunken, Interner Bericht E A 1/19
- [4] J.O. Mason u. R.A. Sykes, Coaxial and Balanced Transmission
Lines
Bell Syst.Techn.Journ. Bd.16 (1937) S.275
- [5] O. Schmidt, Das Paralleldrahtsystem als Meßinstrument
in der Kurzwellentechnik
Hochfrequenztechn. Bd.41 (1933) S.2
- [6] W. Lippert, Zur Frage der idealen Kompensation des
Scheinwiderstandes oder Leitwertes von
Zweipolschaltungen.
Hochfrequenztechn. Bd.60 (1942) S.11