Aus FUNKSCHAU 20-21-22/1988, im Original 3-spaltig. Digitalisiert 11/2016 von Eike Grund für http://www.radiomuseum.org mit freundlicher Genehmigung der FUNKSCHAU-Redaktion. Die aktuellen Ausgaben der FUNKSCHAU finden Sie unter http://www.funkschau.de



# Die Anpassung

## 1. Anpassungs-Begriffe

### 1.1. Anpassung allgemein

Die Signalquelle (z. B. Antenne, Generator, Verstärkerausgang) und die nachfolgende Schaltung (z. B. Verstärkereingang, Arbeitswiderstand, Verbraucher) lassen sich, je nach dem angestrebten Ziel, unter verschiedenen Bedingungen zusammenschalten. Diese beziehen sich auf das Verhältnis von Innenwiderstand (Ausgangswiderstand) der vorhergehenden Schaltung zum Eingangswiderstand der nachfolgenden Schaltung. Durch Transformieren lassen sich die Werte dieser Widerstände auf andere umsetzen. Es sind folgende Fälle möglich:

### 1.2. Einfügung (insertion)

Die betreffenden Schaltungseinheiten werden mit den ihnen eigenen Ausgangs- und Eingangswiderständen einfach aneinandergefügt. So geht man vor, wenn es weder auf optimale Leistungsverstärkung noch auf Rauscharmut ankommt oder wenn eine Anpassung keinen nennenswerten Vorteil bringt, sondern wenn die Einfachheit der Schaltung Vorrang hat.

### 1.3. Anpassung (auch Leistungsanpassung genannt)

Der Ausgangswiderstand der vorhergehenden Stufe und der Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe werden gleich groß gewählt, oder es wird die Übereinstimmung durch eine Transformation erreicht. Dabei sind die Blindanteile etwaiger komplexer Widerstände einander entgegengesetzt gleich zu machen (Abstimmung auf Resonanz). Die „Anpassung" hat Bedeutung, wenn eine maximal mögliche Leistungsübertragung (z. B. von einem Generator auf einen Verbraucher) oder die maximal mögliche Leistungsverstärkung gefordert wird.

### 1.4. Unteranpassung, Überanpassung

Unteranpassung liegt vor, wenn der Eingangswiderstand der nachfolgenden Schaltung *kleiner* als der Ausgangswiderstand der vorhergehenden ist. Bei Überanpassung ist umgekehrt der Eingangswiderstand der nachfolgenden Schaltung *größer* als der Ausgangswiderstand der vorhergehenden.

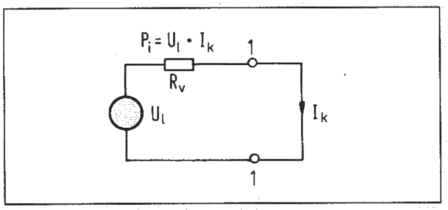
### 1.5. Fehlanpassung

Diese Bezeichnung gilt, wenn entweder Unter- oder Überanpassung vorliegt. Eine Fehlanpassung kann durchaus gewollt eingestellt werden; eine Überanpassung z. B. durch Wahl eines möglichst hohen Arbeitswiderstandes, wenn eine hohe Spannungsverstärkung (ohne Rücksicht auf die Leistungsverstärkung) angestrebt wird. Die Unteranpassung kann z. B. zur Bedämpfung eines Schwingkreises durch den kleinen Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe, und zwar zum Erreichen einer größeren Bandbreite, genutzt werden.

## 2. Leistungsbegriffe

Das Ausmaß der Übertragung von Leistung von einem Generator (Signalquelle, Antenne usw) auf die nachfolgende Schaltung hängt von der Anpassung ab. Zunächst ist zu definieren, was unter „Leistung eines Generators" (eines aktiven Zweipols) zu verstehen ist.

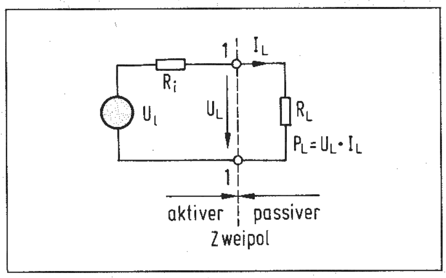
## 2.1. Innere Leistung $P_i$




① **Schaltung zur Definition der inneren Leistung $P_i$.**

Sie ist gegeben als Produkt aus Leerlaufspannung $U_l$ und Kurzschlußstrom $I_k$ des aktiven Zweipols. Bei Kurzschluß des Ausgangsklemmenpaares wird diese Leistung am Innenwiderstand verbraucht; $P_i = U_l^2/R_i$ Diese Rechengröße $P_i$ hat keine praktische Bedeutung *(Bild 1)*.

## 2.2. Klemmenleistung $P_L$




② **Schaltung zur Definition der Klemmenleistung $P_L$.**

Zu ihrer Definition wird der aktive Zweipol als mit einem passiven Zweipol zusammengeschaltet betrachtet. Da meist nur die Wirkleistung interessiert, werden der Innenwiderstand $R_i$ des aktiven Zweipols und der Lastwiderstand $R_L$ − als reell angenommen.

Die Klemmenleistung $P_L$ ist dann diejenige Leistung, die durch das Klemmenpaar 1, 1 − bei beliebigem Lastwiderstandswert $R_L$ − in den Lastwiderstand fließt *(Bild 2)*. Sie errechnet sich zu

$$P_L = U_L \cdot I_L \qquad (1)$$

## 2.3. Verfügbare Leistung $P_v$

Formt man die Gleichung (1) für die Klemmenleistung so um, daß ihre Abhängigkeit vom Verhältnis des Lastwiderstandes $R_L$ zum Innenwiderstand $R_i$ erkennbar wird, nämlich

$$P_L = U_L \cdot I_L \quad \text{mit} \quad U_L = R_L \cdot I_L \quad \text{und} \quad I_L = \frac{U_l}{R_i + R_L}$$

so erhält man

$$P_L = R_L \cdot I_L^2 = \frac{U_l^2 \cdot R_L}{(R_i + R_L)^2} = \frac{U_l^2}{R_i} \cdot \frac{R_L/R_i}{\left(1 + \frac{R_L}{R_i}\right)^2} \qquad (2)$$

In Gleichung (2) stellt der Ausdruck $U_l^2/R_i$ die erwähnte innere Leistung $P_i$ dar. Der nachfolgende Faktor hat beim Verhältnis $R_L/R_i = 1$ seinen Maximalwert, nämlich ¼.

Unter dieser Bedingung: *Lastwiderstand gleich Innenwiderstand des Generators* erreicht also *die an die Last gelieferte Leistung ihren Maximalwert;* das ist ein Viertel der inneren Generatorleistung $P_i$. Diese Leistungsgröße ist eine praktische Kenngröße des Generators und wird *verfügbare Leistung $P_v$* genannt, weil sie in jedem Fall verfügbar ist, auch wenn sie in einer praktischen Schaltung mit Fehlanpassung $R_L \neq R_i$ nicht genützt wird.

Es ist also

$$P_v = \frac{U_l^2}{4R_i} \qquad (3)$$

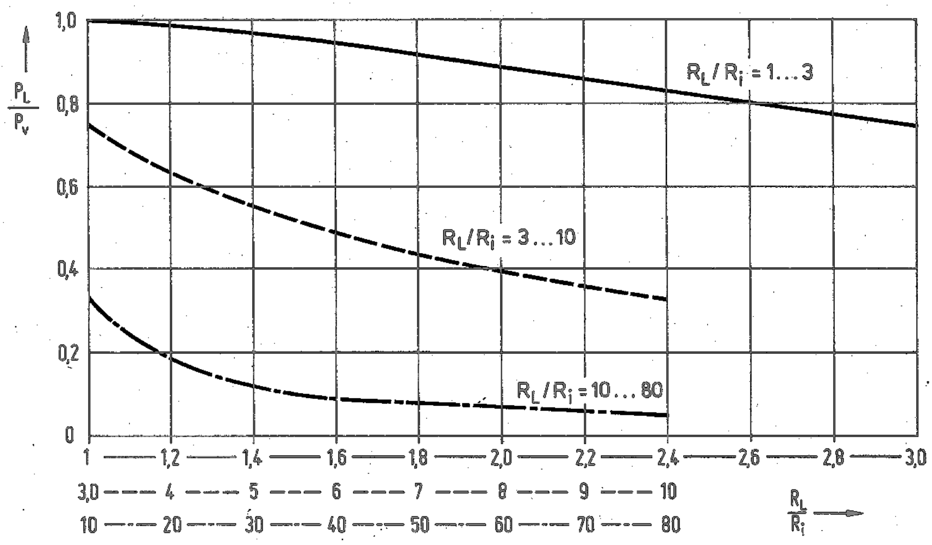
In Gleichung (3) treten nur Größen des Generators, des aktiven Zweipols auf.

## 2.4. Klemmenleistung bei Fehlanpassung

Der wirklich an die Last abgegebene Teilbetrag $P_L$ der verfügbaren Leistung $P_v$ hängt, wie erwähnt, vom Verhältnis des Lastwiderstandes $R_L$ zum Generatorwiderstand $R_i$ ab. Dividiert man Gleichung (2) durch Gleichung (3), so erhält man für diesen Zusammenhang

$$\frac{P_L}{P_v} = \frac{4 \cdot \frac{R_L}{R_i}}{\left(1 + \frac{R_L}{R_i}\right)^2} \qquad (4)$$

In *Bild 3* ist diese Abhängigkeit anschaulich dargestellt. Man erkennt, daß eine merkliche Fehlanpassung noch keine große Einbuße an abgegebener Leistung bewirkt, denn z. B. ist noch bei einem Verhältnis $R_L/R_i = 3$ die abgegebene Leistung 75 % der verfügbaren. Bild 3 gilt aber nicht nur für die dort an der Abszisse angeschriebenen Werte für Überanpassung ($R_L > R_i$), sondern auch für Unteranpassung ($R_L < R_i$), wenn der Kehrwert eingesetzt wird. Ebenso gilt diese Darstellung, wenn statt der Widerstandsverhältnisse mit den Leitwertverhältnissen gearbeitet wird.




**(3) Diagramm für das Verhältnis $P_L$ (Klemmenleistung) zu $P_v$ (verfügbare Leistung) in Abhängigkeit von der Fehlanpassung $R_L/R_i$** (siehe Gleichung (2)). **Um die Werte PL/Pv besser ablesbar zu machen, gilt jede der drei Kurven für je eine der drei unterschiedlichen Abszissenteilungen.**

Die Gleichung (4) und Bild 3 gelten, wenn es sich bei $R_L$ und $R_i$ um Wirkwiderstände handelt bzw. wenn vorhandene Blindkomponenten herausgestimmt sind.

Für den Fall, daß Innenwiderstand $Z_i$ und Lastwiderstand $Z_L$ komplexe Größen sind, gilt folgendes:
Innenwiderstand:
$Z_i = R_i + j\,X_i$
Lastwiderstand:
$Z_L = R_L + j\,X_L$
Strom $I_L$ durch $Z_L$:

$$I_L = \frac{U_1}{Z_i + Z_L} = \frac{U_1}{R_i + R_L + j(X_i + X_L)}$$

Leistung $P_L$ an $R_L$:

$$P_L = R_L \cdot |I_L|^2 = \frac{|U_1|^2 \cdot R_L}{(R_i + R_L)^2 + (X_i + X_L)^2} \qquad (5)$$

Den nach *Bild 4* ist $[R_i + R_L + j(X_i+X_L)]^2 = (R_i + R_L)^2 + (X_i+X_L)^2$

Damit wird für $R_i \neq 0$, $X_i \neq 0$, $R_L \neq 0$, $X_L \neq 0$

$$\frac{P_L}{P_v} = \frac{4 \cdot R_L / R_i}{\left(1 + \frac{R_L}{R_i}\right)^2 + \left(\frac{X_i}{R_i}\right)^2 \cdot \left(1 + \frac{X_L}{X_i}\right)^2} \qquad (5a)$$

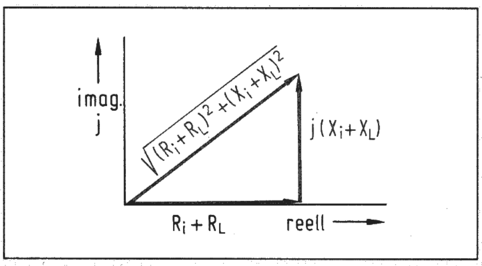
Und für $R_i \neq 0$, $X_i \neq 0$, $R_L \neq 0$, $X_L \neq 0$

mit Gleichung (4) $$\frac{P_L}{P_v} = \frac{|U_1|^2 \cdot R_L}{(R_i + R_L)^2 + X_L^2} \cdot \frac{4 \cdot R_i}{|U_1|^2} = \frac{4 \cdot R_i \cdot R_L}{(R_i + R_L)^2 + X_L^2}$$

## 3. Leistungsverstärkung, Begriffe

In der Literatur tauchen dafür eine Reihe von Begriffen auf; diese werden hier kurz erläutert.

## 3.1. Leistungsverstärkung, allgemein




**④ Die Zusammensetzung von Real- und Imaginärteil zum komplexen Widerstand.**

In Abschnitt 2 wurde die Leistungsübertragung, die Leistungsabgabe eines aktiven Zweipols an eine Last, betrachtet. Ein vollständiges elektrisches Übertragungssystem dagegen kann als eine Kettenschaltung, bestehend aus einem Sender (Generator), einem Übertragungsvierpol (z. B. einem Verstärker) und einem Empfänger als Last, beschrieben werden *(Bild 5).* Die Leistungsübertragung vom Generator zur Last kann bei einer solchen Anordnung mit verschiedenen Begriffen ausgedrückt werden, die alle unter dem Oberbegriff „Leistungsverstärkung" einzuordnen sind. Mit ihr wird das Verhältnis der Wirkleistung am Vierpolausgang ($P_{22}$) zur Wirkleistung am Vierpoleingang ($P_{11}$) bestimmt, also das Verhältnis der Klemmenleistung, die der Übertragungsvierpol an seine Last am Ausgang abgibt, zur Klemmenleistung, die der Vierpol an seinem Eingang vom Generator aufnimmt. Sie ist also gegeben durch

$V_p = P_{22}/P_{11}$

und wird auch mit *„Klemmen-Leistungsverstärkung"* (power gain) bezeichnet.

Ist $V_p$ kleiner als 1, spricht man von *Dämpfung.* Sie ist definiert als Verhältnis der Wirkleistung am Eingang des Vierpols zur Wirkleistung an seinem Ausgang ($P_{11}/P_{22}$ = Kehrwert der Verstärkung).

Je nachdem, wie nun die Wirkleistungen am Vierpoleingang und -ausgang im Sinne von Abschnitt 2 definiert werden, ergeben sich verschiedene Bezeichnungen für die Leistungsverstärkung.

## 3.2. Einfügungs-Verstärkung $V_{pz}$ (insertion gain), Zwischenschalt-Verstärkung

Hierbei handelt es sich um das Verhältnis der Wirkleistung, die vom Vierpol an die Ausgangslast $R_L$ abgegeben wird, zu derjenigen Wirkleistung, die vom Generator direkt in $R_L$ hineinfließt, wenn also der Vierpol nicht zwischengeschaltet ist.

$V_{pz} = P_{22}/P_L \qquad (6)$

($P_{22}$ siehe Bild 5; $P_L$ siehe *Bild* 6).

In beiden Fällen muß der Lastwiderstand $R_L$ den gleichen Wert aufweisen.

In äquivalenter Weise ist der Einfügungs-Verlust (insertion loss) definiert.

Die Klemmen- und die Einfügungs-Leistungsverstärkung sind zwar ein Maß für die Verstärkung der Anordnung unter den jeweiligen Arbeitsbedingungen, jedoch kein Gütemaß für den Übertragungsvierpol, den Verstärker. Brauchbare Kenngrößen für die Leistungsfähigkeit eines Verstärkers sind die nachstehend genannten.

## 3.3. Übertragungs-Leistungsverstärkung $V_{pü}$ (Übertragungs-Gewinn, transducer gain)

Zur Definition dieser Kenngröße wird am Ausgang keine Leistungsanpassung vorausgesetzt. Es wird die Klemmenleistung am Ausgang ($P_{22}$) ins Verhältnis gesetzt zur verfügbaren Leistung des Generators ($P_{v\,Gen}$) (Abschnitt 2.3).

$V_{pü} = P_{22}/P_{v\,Gen}$

Bei passiven Vierpolen, die eine Dämpfung bewirken, wird der Kehrwert der Übertragungs-Leistungsverstärkung auch als „Betriebsdämpfung" bezeichnet.

## 3.4. Verfügbare Leistungsverstärkung $V_{pv}$ (available power gain)

Bei dieser Definition ist der Vierpolausgang an die Last angepaßt. Die Bezugsgröße ist also die verfügbare Leistung, die der Vierpol maximal an die Last abgeben kann. Sie wird zur verfügbaren Leistung des Generators ins Verhältnis gesetzt. Eine Eingangsanpassung wird hier nicht vorausgesetzt.

$V_{pv} = P_{22\,v}/P_{v\,Gen}$

## 3.5. Maximale Leistungsverstärkung $V_{p\,max}$ (maximum power gain); auch: maximal verfügbare Leistungsverstärkung (maximum available power gain)

Wenn die maximal mögliche Verstärkung des in Bild 5 dargestellten Übertragungssystems genutzt werden soll, dann muß sowohl die verfügbare Generatorleistung an den Vierpoleingang geliefert werden, am Eingang also Anpassung vorliegen, als auch am Ausgang die verfügbare Leistung des Vierpols in die Last eingespeist werden, am Ausgang demnach ebenfalls Anpassung bestehen.

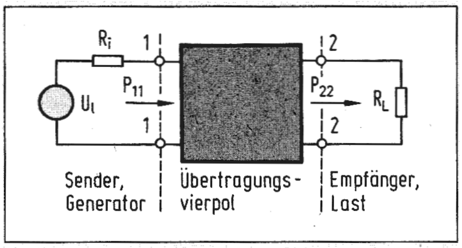
$V_{p\,max} = P_{22\,max}/P_{11\,max} = P_{22\,v}/P_{11\,max}$

Sind die Bedingungen von Abschnitt 3.5 erfüllt, so erhält man gleiche Zahlenwerte für die Verstärkungsbegriffe: Klemmen-Leistungsverstärkung (Abschnitt 3.1),

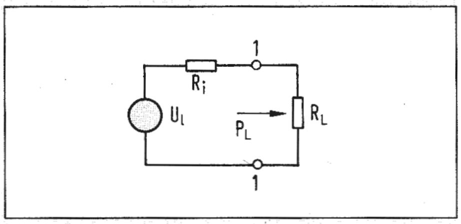
Übertragungs-Leistungsverstärkung (Abschnitt 3.3),

verfügbare Leistungsverstärkung (Abschnitt 3.4) und

maximale Leistungsverstärkung (Abschnitt 3.5).




⑤ **Die Leistungsverstärkung in einer Kettenschaltung, bestehend aus Generator, Übertragungsvierpol und Last.**




⑥ **Diese Schaltung dient zusammen mit der von Bild 5 zur Definition der Einfügungs-Verstärkung.**

Für die Einfügungs-Verstärkung läßt sich diese Übereinstimmung nur erreichen, wenn der Lastwiderstand an den Vierpolausgang angepaßt ist, denn dann wird in Gleichung (6) $P_{22} = P_{22\,v}$; ferner, wenn der Vierpol-Eingangswiderstand an den Generatorwiderstand angepaßt ist, damit wird in Gleichung (6) $P_{22} = P_{22\,max}$; und schließlich, wenn der Lastwiderstand an den Generatorwiderstand angepaßt ist, dadurch kann in Gleichung (6) für $P_L$ die Größe $P_{11\,max}$ eingesetzt werden.

### 3.6. Beispiele zu den Leistungsverstärkungs-Begriffen

Die Wahl des zu verwendenden Begriffs hängt davon ab, welche Größen für die Leistungsverstärkung in der zu beurteilenden Schaltung bekannt bzw. unbekannt sind. Das sei an drei Beispielen gezeigt.

*Beispiel 1*: Innenwiderstand der Signalquelle sowie Eingangs- und Ausgangswiderstand des Verstärkers seien unbekannt

Dieser Fall kann z. B. eintreten, wenn ein Verstärker, dessen Eigenschaften weitgehend unbekannt sind, in eine Antennenanlage eingefügt wird und die erzielte Verstärkung zu messen ist.

Die Antennenklemmen werden — ohne Verstärker — z. B. mit einem 60-Ω-Widerstand abgeschlossen. An ihm wird bei einer bestimmten Frequenz (selektiv) die HF-Spannung gemessen, sie betrage 100 µV. Die dazu gehörende Leistung (Bild 6) ist

$$P = \frac{U_L^2}{R_L} = \frac{\left(100\cdot 10^{-6}\right)^2 V^2}{60\ \Omega} = 167\cdot 10^{-12}\ W$$

Nun wird zwischen Antennenklemmen und Lastwiderstand der Verstärker eingefügt. Der Verstärkereingang bildet für die Antenne einen gewissen, allerdings unbekannten Abschlußwiderstand. Die nun am Verstärkerausgang, d. h. am 60-Ω − Lastwiderstand, gemessene HF-Spannung betrage 500 µV; die dazu gehörende Leistung (Bild 5) ist

$$P_{22} = \frac{U_{22}^2}{R_L} = \frac{\left(500\cdot 10^{-6}\right) V^2}{60\ \Omega} = 4167\cdot 10^{-12}\ W$$

Für die Einfügungs-Verstärkung (Abschnitt 3.2) erhält man

$$V_{pz} = \frac{P_{22}}{P_L} = \frac{4167\cdot 10^{-12}\,W}{167\cdot 10^{-12}\,W} = 25\text{fach}$$

Die Messung und die dazu gehörende Definition haben durchaus eine praktische Bedeutung, denn der ermittelte Leistungs-Verstärkungswert sagt aus, was geschieht, wenn der gegebene Verstärker in die Antennenanlage − bei einem Lastwiderstand von 60 Ω − eingefügt wird. Über diesen speziellen Fall hinaus gibt dieser Wert aber keine Information über den generellen Leistungsgewinn des Verstärkers, denn mit einem anderen Lastwiderstand und einem anderen Innenwiderstand der Antenne erhielte man

einen anderen Meßwert.
Hier handelt es sich auch nicht um die Klemmen-Leistungsverstärkung (Abschnitt 3.1), denn dazu müßte die aufgenommene Leistung $P_{11}$ des Verstärkers bekannt sein. Dafür ist aber neben der Kenntnis der Spannung $U_{11}$ an seinen Eingangsklemmen auch die seines Eingangswiderstandes erforderlich.

*Beispiel 2:* Innenwiderstand der Signalquelle und Ausgangswiderstand des Verstärkers seien unbekannt, dagegen seien der Eingangswiderstand des Verstärkers und der Lastwiderstand bekannt.
Dieser Fall kann z. B. bei einer Antennenanlage mit folgenden Eigenschaften gegeben sein: Die Anlage enthält einen Verstärker, dessen Eingangswiderstand 50 Ω beträgt, sein Lastwiderstand wird durch eine mit einem symmetrischen 240-Ω-Ausgang ausgestattete Antennensteckdose zum Anschluß eines Empfangsgerätes dargestellt.
An der Antennensteckdose, also am 240-Ω-Lastwiderstand $R_L$, werde bei einer bestimmten Frequenz eine Spannung von 1 mV gemessen. Gleichzeitig betrage die Spannung am Verstärkereingang 50 µV.
Die in den Verstärker fließende Leistung ergibt sich zu

$$P_{11} = \frac{{U_{11}}^2}{R_{11}} = \frac{\left(50 \cdot 10^{-6}\right)^2 V^2}{50\ \Omega} = 50 \cdot 10^{-12}\ W$$

Die Leistung, die an den 240-Ω-Lastwiderstand am Verstärkerausgang geliefert wird, beträgt

$$P_{22} = \frac{{U_{22}}^2}{R_L} = \frac{\left(1 \cdot 10^{-3}\right)^2 V^2}{240\ \Omega} = 4{,}17 \cdot 10^{-9}\ W$$

Damit erhält man als Klemmen-Leistungsverstärkung (Abschnitt 3.1) unter diesen
Betriebsbedingungen $$V_p = \frac{P_{22}}{P_{11}} = \frac{4{,}17 \cdot 10^{-9}\ W}{50 \cdot 10^{-12}\ W} = 83\text{fach}$$

Diese Zahl gibt also an, um wieviel die vom Verstärker an den Verbraucher (240 Ω) gelieferte Leistung größer als die von der Antenne dem Verstärkereingang zugeführte ist.
Über die maximale Verstärkerleistung, also über die „Güte" des Verstärkers, wird damit keine Aussage gemacht, denn es kann ja sein, daß weder der Antennenwiderstand an den Verstärker-Eingangswiderstand angepaßt ist noch der Verstärker-Ausgangswiderstand 240 Ω beträgt.

*Beispiel* 3: Eingangs- und Ausgangswiderstand des Verstärkers seien unbekannt, Signalquellen-Innenwiderstand und Lastwiderstand dagegen bekannt.

Dazu wird der Fall eines Senderverstärkers betrachtet, der (über ein Transformationsglied) auf einen Antennenwiderstand von 5 Ω arbeitet. Der vorgeschaltete Oszillator mit Vorverstärker habe einen Quellenwiderstand von 60 Ω. Zur Bestimmung der Verstärkung wird die Spannung am Ausgang des Vorverstärkers (in seinem Leerlauf) gemessen. Sie betrage 25 V. Damit erhält man die verfügbare Leistung des „Generators" (des Vorverstärkers) zu

$$P_{v\,Gen} = \frac{{U_1}^2}{4 \cdot R_i} = \frac{25^2\, V^2}{4 \cdot 60\ \Omega} = 2{,}6\ W$$

Diese Leistung würde in die Antenne geliefert, wenn sie — ohne Zwischenschalten des Senderverstärkers — über ein Anpaßnetzwerk direkt an den Vorverstärker-Ausgang angeschlossen wäre. Nun ist aber der Senderverstärker ohne ein richtig eingestelltes Anpaßglied an den Vorverstärker angekoppelt.

Zur Leistungsbestimmung wird an den Ausgang des Senderverstärkers ein 5-Ω-Ersatzwiderstand gelegt und an ihm die HF-Spannung gemessen, sie betrage 40 V. Damit erhält man

$$P_{22} = \frac{40^2 V^2}{5\ \Omega} = 320\ W$$

und eine Übertragungs-Leistungsverstärkung von $V_{pü} = \frac{P_{22}}{P_{v\,Gen}} = \frac{320\ W}{2{,}6\ W} = 123\text{fach}$

Bei dieser Messung spielt es keine Rolle, ob eine Ausgangsanpassung (Senderverstärker-Ausgang zu Antennenwiderstand 5 Ω) vorhanden ist oder nicht (Abschnitt 3.3).
Bei diesem Beispiel 3 sind nun drei Spezialfälle denkbar:

a) Es wird Eingangsanpassung hergestellt, Ausgangsanpassung besteht nicht.

b) Es wird Ausgangsanpassung hergestellt, Eingangsanpassung besteht nicht.

c) Eingangs- und Ausgangsanpassung sind hergestellt.

Im Fall a) ist durch ein Anpaßglied — mit Kontrolle durch ein Reflektometer — für exakte Anpassung des Senderverstärker-Eingangs an den Vorverstärker zu sorgen, so daß dessen verfügbare Leistung als Klemmenleistung am Senderverstärker-Eingang auftritt. Der unter diesen Bedingungen gemessene Zahlenwert kann dann als Klemmen- Leistungsverstärkung bezeichnet werden. Die $V_{pü}$- und $V_p$-Werte stimmen überein.

Im Fall b) wird voraussetzungsgemäß die volle verfügbare Leistung des Senderverstärkers (ohne Rücksicht darauf, ob Eingangsanpassung besteht) an den Lastwiderstand (Meßwiderstand) $R_L$ geliefert. Der dabei gemessene Wert stellt dann die verfügbare Leistungsverstärkung $V_{pv}$ (Abschnitt 3.4) dar.

$V_{pv} = P_{22v}/P_{v\,Gen}$

Im Fall c) erhält man, da hierbei Eingangs- und Ausgangsanpassung vorliegen, den Meßwert für die maximale Leistungsverstärkung $V_{p\,max}$ (Abschnitt 3.5).

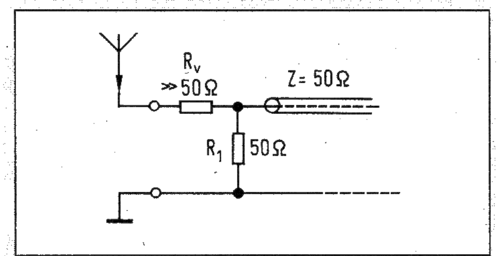
$V_{p\,max}\ P_{22\,max}/P_{11\,max}$

Nur dieser Wert $V_{p\,max}$ ist eine eindeutige Kenngröße für die Verstärkereigenschaft, ähnlich wie die verfügbare Leistung $P_v$ eine eindeutige Kenngröße für einen aktiven Zweipol ist.

## 4. Anpaß-Schaltungen

### 4.1. Die einfachste Art der Anpassung, Entkopplung

Kommt es bei einer Schaltungsaufgabe nicht auf maximale Leistungsübertragung, sondern ausschließlich auf reflexionsfreie Anpassung von Schaltelementen aneinander an, so kann dafür ein Netzwerk aus ohmschen Widerständen eingesetzt werden; die einfachste Form zeigt *Bild 7.* Mit dieser Widerstandsanordnung soll der Empfängereingang (50 Ω) über ein Kabel mit. dem Wellenwiderstand Z = 50 Ω an eine Antenne, z. B. eine Langdrahtantenne mit hoher und über die Frequenz variabler Impedanz, reflexionsarm angekoppelt werden. Ein Verlust an Signalenergie ist bei dieser Schaltung unvermeidlich.




**⑦ Die Anpassung wird durch die ohmschen Widerstände $R_v$ und $R_1$ bewirkt.**

### 4.2. Transformatorische Anpassung

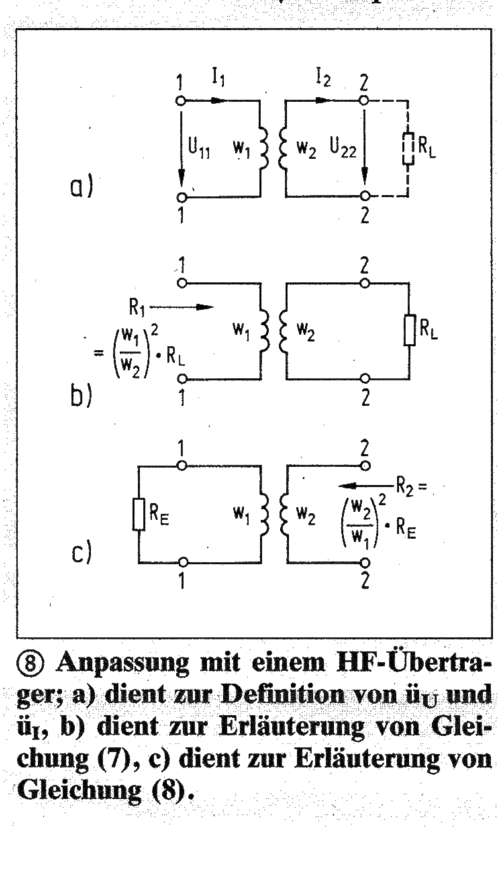
Bei der Anpassung mit einem HF- Übertrager sind die Verluste an Signalenergie auf die im Übertrager auftretenden begrenzt. Die Signalenergie wird über die Primärwicklung, deren Daten (Windungszahl) an die Quelle angepaßt sind, im Magnetfeld gespeichert und über die Sekundärwicklung, deren Daten (insbesondere die Windungszahl) an die nachfolgende Schaltung angepaßt sind, an diese weitergegeben. Die wichtigen Größen eines solchen Übertragers sind:

Windungszahl primär ($w_1$) und sekundär ($w_2$),

Übersetzungsverhältnis (ü),

Ein- und Ausgangswiderstand ($R_1$, $R_2$) bei bestimmtem Abschlußwiderstand auf der jeweiligen Gegenseite, Induktivität der Primär- ($L_1$) und Sekundärseite ($L_2$),Streuung (σ),

ohmscher Widerstand der Primär($R_{w1}$) und der Sekundärseite ($R_{w2}$).




**⑧ Anpassung mit einem HF-Übertrager; a) dient zur Definition von $ü_U$ und $ü_I$, b) dient zur Erläuterung von Gleichung (7), c) dient zur Erläuterung von Gleichung (8).**

Nicht alle diese Größen sind in den verschiedenen Anwendungsfällen gleich wichtig; oft reicht es aus, mit dem idealisierten Fall zu rechnen, bei dem die Verluste im Übertrager und die Streuung zu vernachlässigen sind und ferner der induktive Widerstand der Wicklungen groß gegen Generator- und Verbraucherwiderstand ist. Dafür gelten folgende Zusammenhänge *(Bild* 8):

Spannungs-Übersetzung $\ddot{u}_U = \frac{U_{22}}{U_{11}} = \frac{w_2}{w_1}$

Strom-Übersetzung $\ddot{u}_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{1}{\ddot{u}_U}$

Die letzte Gleichung gilt genau nur für $R_L = 0$ (sekundärseitiger Kurzschluß).
Die beiden für das Anpassen wichtigsten Formeln sind:
Eingangswiderstand $R_1$ bei Abschluß mit einem Lastwiderstand $R_L$:

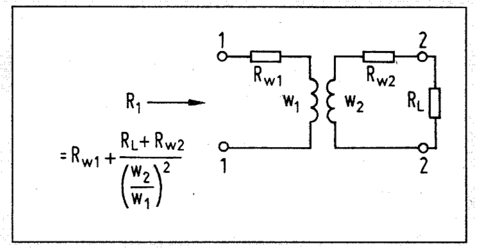
$$R_1 = \frac{R_L}{\ddot{u}_U^{\,2}} = R_L \cdot \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \qquad (7)$$

Ausgangswiderstand $R_2$ bei einem Abschluss der Eingangsklemmen mit einem Widerstand $R_E$:

$$R_2 = \ddot{u}_U^{\,2} \cdot R_E \cdot \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 \qquad (8)$$

*4.2.1. Berücksichtigung des ohmschen Wicklungswiderstandes*

In seltenen Fällen kommt es vor, daß der Anpassungswiderstand − mindestens auf einer Übertragerseite − sehr klein ist (z. B. einige Ohm am Ausgang von Stufen in Kollektorschaltung). Dann muß für die Rechnung der Wicklungswiderstand $R_w$ zum Anpassungswiderstand hinzu addiert werden. Beispiel: Es sollen auf beiden Seiten die Wicklungswiderstände $R_{w1}$ und $R_{w2}$ *(Bild 9)* berücksichtigt werden. Ein am Ausgang angeschlossener Lastwiderstand $R_L$ (5 Ω) soll zur eingangs-seitigen Anpassung auf 0,8 Ω transformiert werden. Der ohmsche Widerstand der Ausgangswicklung $R_{w2}$ betrage 0,1 Ω, der der Eingangswicklung sei $R_{w1}$ = 0,02 Ω. Da an den Eingangsklemmen ein Widerstand von $R_1$ = 0,8 Ω auftreten soll, muß die Summe von $R_L$ = 5 Ω und $R_{w2}$= 0,1 Ω auf den Wert 0,8 Ω − 0,02 Ω transformiert werden, denn die Eingangswicklung hat ja bereits einen Widerstand von 0,02 Ω.




**⑨ Die Bestimmung von $R_1$ unter Berücksichtigung der Wicklungswiderstände $R_{w1}$ und $R_{w2}$.**

Es ist also $\frac{R_L + R_{w2}}{R_1 - R_{w1}} = \ddot{u}_U^{\,2} = \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2$

Und das Windungszahlen-Verhältnis $w_2/w_1$

$$\frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R_L + R_{w2}}{R_1 - R_{w1}}}$$

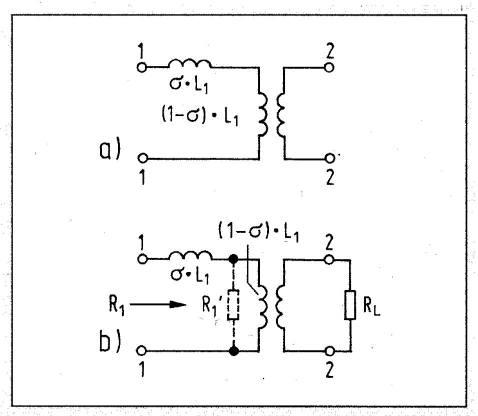
Im Beispiel $\frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{(5+0{,}1)\Omega}{(0{,}8-0{,}02)\Omega}} = 2{,}56 \qquad (9)$

Vernachlässigt man die Wicklungswiderstände, dann erhält man $\frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{5\ \Omega}{0{,}8\ \Omega}} = 2{,}5$

d. h. bei diesen Werten ergibt sich kein wesentlicher Unterschied.

*4.2.2. Berücksichtigung der Wicklungsinduktivität*

Die Gleichungen (7) und (8) sagen zwar etwas über das Windungszahlenverhältnis aus, nicht aber über die Win-




**⑩ a) Bei Streuung teilt sich die Gesamtinduktivität z. B. im Eingangskreis auf die Teilinduktivität σ · $L_1$ und die Restinduktivität (1 − σ) · $L_1$ auf. b) Die Streuung z. B. im Eingangskreis hat Einfluß auf den Frequenzgang und die Eingangsimpedanz.**

dungszahlen selbst. Diese sind aber maßgebend für die Induktivitätswerte der Wicklungen nach
$L = w^2 \cdot k$
wobei k ein Faktor ist, der den Spulenaufbau (die Spulengeometrie) und den magnetischen Leitwert des Magnetfeld- Mediums (z B. Ferritkern) berücksichtigt [1]).

Beim idealen Übertrager wird davon ausgegangen, daß die Induktivitäten $L_1$ und $L_2$ bzw. deren Blindwiderstände unendlich große Werte haben. Durch eine ausreichend große Windungszahl muß in der Praxis_dafür gesorgt werden, daß bei der niedrigsten Betriebsfrequenz der induktive Widerstand groß gegen den angeschlossenen bzw. transformierten ohmschen Widerstandswert ist.
Ferner sei darauf hingewiesen, daß. die Induktivität mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses auf die Gegenseite transformiert wird. Mißt man die Induktivität auf der Primärseite mit $L_1$ (bei Leerlauf der Sekundärseite), so beträgt die Induktivität auf der Sekundärseite $L_2$ (bei Leerlauf der Primärseite)

$$L_2 = \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 \cdot L_1$$

Wird im Zahlenbeispiel (Gleichung (9)) mit einer unteren Frequenz von 50 MHz gearbeitet und wird z. B. der Blindwiderstand der Primärwicklung zehnmal so hoch wie der Anpassungswiderstand, nämlich $j \cdot 10 \cdot 0{,}8\ \Omega = j \cdot 8\ \Omega = j\omega \cdot L_1$ angesetzt, so ergibt sich für die Induktivität $L_1$

$$L_1 = \frac{8\ \Omega}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 1/s} = 0{,}025\ \mu H$$

Damit kann mit Hilfe der üblichen Induktivitätsformeln (siehe Fußnote [1]) die erforderliche Windungszahl $w_1$ berechnet werden.

*4.2.3. Einfluß der Streuung*

Insbesondere bei HF-Übertragern ohne Ferritkern ist die Kopplung[2]) $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$

kleiner als 1, d. h. nicht alle magnetischen Feldlinien der Primärspule schneiden die Wicklung der Sekundärspule; es tritt eine Streuung der Feldlinien auf. Man definiert diese Streuung σ so:

$$\sigma = 1 - k^2 = 1 - \frac{M^2}{L_1 \cdot L_2}$$

Für das Ersatzschaltbild des Übertragers folgt daraus, daß die Gesamtinduktivität am Eingang 1, 1 auf die nun als Vorschaltinduktivität wirkende Teilinduktivität $\sigma \cdot L_1$ und den Restanteil $(1 - \sigma) \cdot L_1$ aufgeteilt ist *(Bild 10a).* Ist nun jedoch der Blindwiderstand von $(1 - \sigma) \cdot L_1$, wie vorstehend gefordert, groß gegen den von der Gegenseite (Sekundärseite) transformierten Widerstandswert $R_1'$ (Bild 10b), so erkennt man zwei Einflüsse der Streuung: Die obere Grenzfrequenz nimmt mit steigender Streuung ab, und der an den Klemmen 1, 1 gemessene Widerstand $R_1$ erhält eine induktive Komponente.

Die Messung der Streuung ist auf folgende Weise möglich: Messung von $L_1$ bei Leerlauf an 2, 2 ergibt $L_{1l}$, Messung von $L_1$ bei Kurzschluß an 2, 2 ergibt $L_{1k}$. Dann ist $\sigma = L_{1k}/L_{1l}$

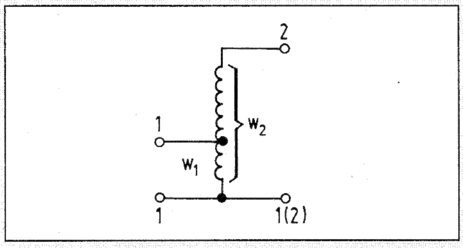
*4.2.4. Spartransformator, Autotransformator*

Der beschriebene Übertrager mit zwei getrennten Wicklungen hat den Vorteil, daß Priinär- und Sekundärkreis gleichspannungsmäßig voneinander getrennt sind. Dieser Vorteil entfällt beim Autotransformator, der nur eine Wicklung aufweist *(Bild 11).* Die Klemmen 1, 1 bilden den Eingang, die Klemmen 2, 1 den Ausgang (oder umgekehrt). Mit den Bezeichnungen $w_1$ und $w_2$ für die Primär- bzw. Sekundärwindungszahlen gelten die Formeln, die in den Abschnitten 4.2 bis 4.2.2 für den Übertrager mit getrennten Wicklungen gebracht wurden.

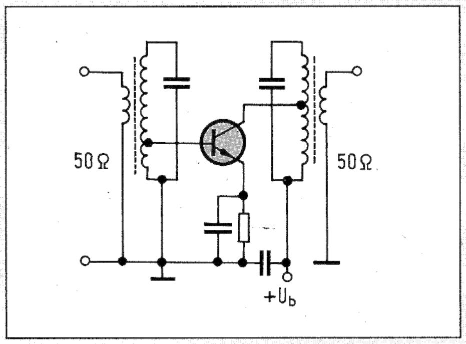
[1]) Induktivitäten einfacher Leitergebilde, FtA Ind 11. Funkschau 1966, Heft 24. Induktivitätsformeln für Zylinderspulen, FtA Ind 21/22, Funkschau1957, Heft 22.
[2]) Abschnitt 2.3.2. Ferner Gegeninduktivität und Kopplungsfaktor, FtA Ind 12, Funkschau 1967, Heft 4.

Der Aufbau eines solchen Spartrafos ist einfach. Man spart eine Wicklung und hat für die Anpassung lediglich eine Anzapfung an der Spule vorzusehen, die bei einer einlagigen Spule auch bei Bedarf leicht verändert werden kann.

In den Fällen, in denen einerseits eine bestimmte Induktivität für einen Resonanzkreis gefordert ist und andererseits mehrere Anpassungen erreicht werden sollen, kann eine Kombination des Spartransformators mit dem Zwei Wicklungs-Übertrager günstig sein *(Bild 12)*. Hierbei wird gleichzeitig eine Abtrennung der Transistor-Gleichspannungen vom Ein- und Ausgang bewirkt.




**⑪ Der Spartransformator (Autotransformator).**

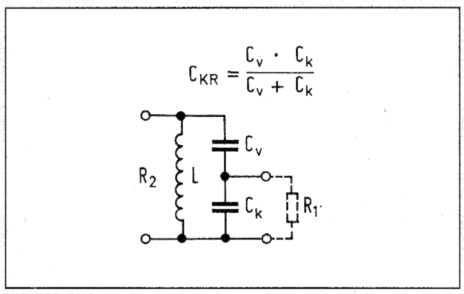



**⑫ Kombination aus Spartransformator und Zwei-Wicklungs-Übertrager.**

## 4.3. Anpassung durch Abgriff am Schwingkreis

Die in Bild 12 gezeigte Anpassung des Transistor-Eingangs an den Resonanzwiderstand des Schwingkreises läßt sich auch so auffassen: Zwischen dem oberen und dem unteren Anschlußpunkt des Kreises tritt der volle Wert des Resonanzwiderstandes auf. Verschiebt man den Anschlußpunkt in Richtung nach unten, so nimmt der an ihm gemessene Widerstand stetig ab, wie bei einem ohmschen Spannungsteiler (Potentiometer). Man findet also auf diese Weise immer einen Anschlußpunkt, an dem der gewünschte Anpassungswiderstand auftritt.

Dieser Abgriff muß nun nicht unbedingt an der Induktivität, er kann auch an der Kapazität des Schwingkreises vorgenommen werden. Dazu wird die Kapazität aus zwei in Reihe geschalteten Kondensatoren *(Bild* 13) gebildet. Ihre Größen müssen so gewählt werden, daß an ihrem gemeinsamen Verbindungspunkt der erforderliche Anpaßwiderstand auftritt. Die Kapazität Ck kann bei gegebener Gesamtkapazität CKR und mit dem Verhältnis des Lastwiderstandes Ri zu dem Widerstand R2 (z. B. Ausgangswiderstand eines Transistors), auf den anzupassen ist, wie folgt berechnet werden:




**⑬ Die Anpassung von $R_1$ an $R_2$ wird dadurch erreicht, daß die Kapazität aus zwei in Reihe geschalteten Kondensatoren $C_k$ und $C_v$ gebildet wird.**

$$C_k = C_{KR} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \qquad (10)$$

Wie Bild 13 zeigt, wird die gesamte Kreiskapazität $C_{KR}$ aus der Reihenschaltung der Koppelkapazität $C_k$ mit einer Vorschaltkapazität $C_v$ gebildet, und es ist

$$C_{KR} = \frac{C_k \cdot C_v}{C_k + C_v} = \frac{C_k}{\frac{C_k}{C_v} + 1} \qquad (11)$$

$$C_v = \frac{C_k}{\frac{C_k}{C_{KR}} - 1} \qquad (12)$$

*Beispiel:* Für den Widerstand $R_2$ werde der Kreiswiderstand $R_{KR}$ mit dem Wert 12 kΩ eingesetzt. Auf ihn ist der Transistor-Eingangswiderstand von 800 Ω anzupassen; der Blindanteil des Transistor-Eingangs sei so gering, daß er bei der Kreisabstimmung mit erfaßt wird. Die Induktivität sei so bemessen, daß eine Gesamtkreiskapazität $C_{KR}$ von 56 pF zur Abstimmung erforderlich ist. Dann muß für die Anpassung eine Kapazität $C_k$ *(Bild 14)* gewählt werden von

$$C_k = 56\ \text{pF} \cdot \sqrt{\frac{12\,000\ \Omega}{800\ \Omega}} = 56\ \text{pF} \cdot 3{,}87 = 217\ \text{pF} \qquad (13)$$

Die vorzuschaltende Kapazität $C_v$ beträgt dann

$$C_v = \frac{217\ \text{pF}}{\frac{217\ \text{pF}}{56\ \text{pF}} - 1} = \frac{217\ \text{pF}}{2{,}875} = 75{,}5\ \text{pF} \qquad (14)$$

Diese einfache Berechnung aus der Spannungsteilung an den Teilkapazitäten führt aber nur dann zu einem richtigen Ergebnis, wenn der Kreis durch den zu transformierenden Widerstand nicht zu stark bedämpft wird, wenn also gleichzeitig mit der Transformation auch eine hohe Selektionswirkung verbunden sein soll. Ob das erfüllt wird, hängt von der Wahl des LC-Verhältnisses bei gegebenem zu transformierenden Widerstand ab.
Im übrigen zeigt Bild 13 (siehe auch Abschnitt 4.2.2), daß durch die Gleichungen (11) und (12) nur das Verhältnis von $C_k$ zu $C_v$ festgelegt, aber nichts über die Kapazitätswerte selbst ausgesagt wird. Dafür ist nun ein weiteres Kriterium erforderlich, und dies ist, wie schon angedeutet, die Kreisgüte Q.
Benützt man also für eine richtige Anpassung die Schaltung von Bild 13 − $R_1$ soll auf $R_2$ angepaßt werden −, so muß man als zusätzliche Bedingung verlangen, daß bei Belastung des Kreises mit $R_1$ und $R_2$ noch eine bestimmte Kreisgüte (eine Mindest-Kreisgüte) erhalten bleibt. Je geringer dabei diese Kreisgüte wird, um so mehr weicht das nach den Gleichungen (11) und (12) errechnete Ergebnis von dem wirklich geforderten Wert ab.

Diese Einflüsse werden mit den folgenden Bemessungsformeln [46] erfaßt; darin ist G eine Hilfsgröße, die ungefähr die Kreisgüte widerspiegelt. Für G gilt die Voraussetzung

$$G > \sqrt{(R_2/R_1) - 1} \qquad (15)$$

Dabei soll $R_1 < R_2$ sein.

Statt der Kapazitäten $C_1$ und $C_2$ selbst *(Bild 15)* werden die Beträge der zugehörigen Blindwiderstände,

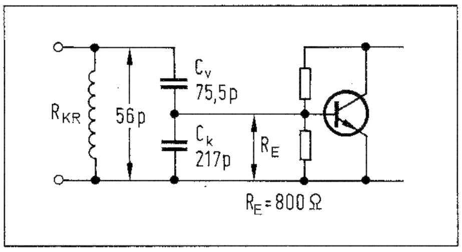
also $\quad |X_{C1}| = \dfrac{1}{\omega \cdot C_1} \quad$ und $\quad |X_{C2}| = \dfrac{1}{\omega \cdot C_2}$

zur Rechnung herangezogen. Diese können dann wie folgt bestimmt werden:

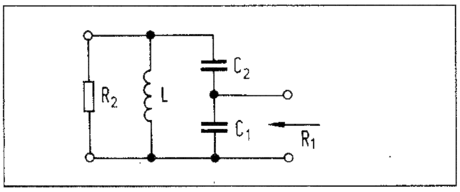
$$|X_{C2}| = \frac{G \cdot R_2}{G^2 + 1} \cdot \left(1 - \frac{R_1}{G \cdot |X_{C1}|}\right) \qquad (16)$$

$$|X_{C1}| = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{R_1 \cdot (G^2 + 1)}{R_2} - 1}} \qquad (17)$$

$$|X_L| = \omega \cdot L = \frac{R_2}{G}$$




**⑭ Ein Beispiel zu der Schaltung von Bild 13. Der Transistor-Eingangswiderstand $R_E$ ist auf den Kreiswiderstand $R_{KR}$ anzupassen.**




**⑮ Die Definitionsschaltung zur Bestimmung der Bemessungsformeln für eine Anpaßschaltung mit kapazitiver Spannungsteilung.**

Eine Betrachtung des eingangs gebrachten Zahlenbeispiels nach diesen Formeln sagt folgendes aus: Für $R_2 = 12\,000\ \Omega$ und $R_1 = 800\ \Omega$ wird

$$G = \sqrt{\frac{12\,000\ \Omega}{800\ \Omega} - 1} = 3{,}74$$

Das wäre, da nach Gleichung (15) G größer als der Wert des Wurzel-Ausdrucks sein soll, der nicht praktikable Grenzwert. Um noch gute Selektion zu erreichen, wird z. B. G = 20 gewählt. Mit den Werten des Zahlenbeispiels ($R_1 = 800\ \Omega$ wird auf $R_2 = 12\,000\ \Omega$ transformiert, der Leerlauf-Kreiswiderstand sei wesentlich größer) und den Gleichungen (16) und (17) wird

$$|X_{C2}| = 447\ \Omega \quad \text{und} \quad |X_{C1}| = 158\ \Omega \quad \text{sowie} \quad |X_L| = \frac{12\,000\ \Omega}{20} = 600\ \Omega$$

Das auf diese Weise sich ergebende Kapazitätsverhältnis $\frac{|X_{C2}|}{|X_{C1}|} = \frac{C_1}{C_2} = \frac{447}{158} = 2{,}83$

stimmt gut mit dem nach den Gleichungen (13) und (14) errechneten überein.

Anders verhält es sich, wenn mit einem geringeren G-Wert, der in der Nähe des Grenzwertes liegt, also mit kleinerer Kreisgüte, gerechnet wird. Nimmt man z. B. im vorliegenden Beispiel einen Wert für G von 5 an, so erhält man $|X_{C2}| = 1913\ \Omega$ und $|X_{C1}| = 934\ \Omega$ sowie $|X_L| = \frac{12\,000\ \Omega}{5} = 2400\ \Omega$

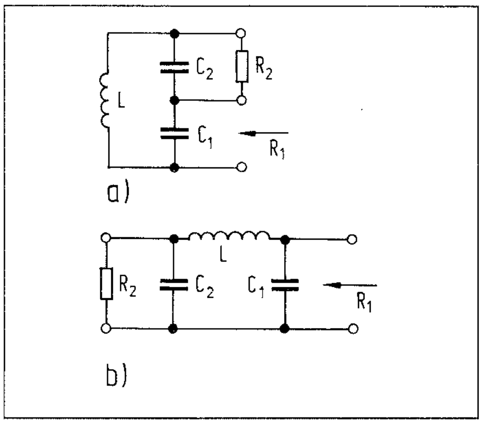
Zu diesen höheren $X_C$ − und $X_L$-Werten gehören − bezogen auf eine gegebene Frequenz − viel kleinere Kapazitäten und eine viel höhere Induktivität; d. h. das L/C-Verhältnis ist − bei gleichen ohmschen Widerständen − wesentlich größer. Das bedeutet aber einen kleineren Gütewert[3]).

In diesem Fall erzielt man ein Kapazitätsverhältnis von

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{1913}{934} = 2{,}05$$

Man sieht also, daß für kleinere Kreisgüten nicht mehr mit den Gleichungen (13) und (14) gearbeitet werden kann.

Die praktische Ausführung kann nun entweder mit $C_1$ und $C_2$ als Festkondensatoren erfolgen, oder es können $C_1$ bzw. $C_2$ zur genauen Einstellung der Anpassung variabel sein. Dann muß aber auch die Induktivität L einstellbar gestaltet sein, um wieder Resonanz bzw. den Frequenz-Durchlaßbereich richtig einstellen zu können.




**⑯ Die Anpassung mit einer π-Schaltung. a) Der Widerstand $R_2$ wird parallel zu $C_2$ angeschaltet. b) Die zur Schaltung (Bild 16a) äquivalente Darstellung ist die π-Schaltung.**

## 4.4. Anpassung mit einer π-Schaltung

Statt den Widerstand $R_2$ am Hochpunkt des L-C-Kreises (Bild 15) anzuschließen bzw. $R_1$ dorthin zu transformieren, kann er auch parallel zu $C_2$ *(Bild 16a)* angeschaltet werden. Die dazu übliche und völlig äquivalente Darstellung bringt Bild 16b. Nach ihr ist die Schaltung als π − Schaltung oder als π − Filter benannt. Sie hat nämlich eine Tiefpaß-Filterwirkung zwischen den Anschlußklemmen von $R_1$ und $R_2$.

Auch hier besteht eine Mehrdeutigkeit für die Festlegung der Kapazitätswerte. Sie kann nur eingeschränkt werden, wenn mit Gleichungen, die auf der Hilfsgröße G aufbauen, gearbeitet wird. Mit den Bezeichnungen von Bild 16b gelten für diese Dimensionierung folgende Formeln [46]:

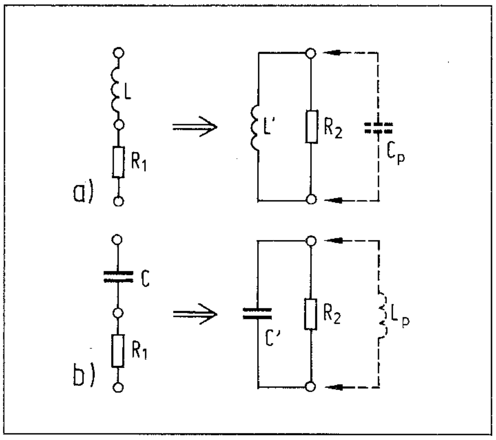
$$R_1 > R_2 \quad \text{und} \quad G > \sqrt{(R_1/R_2) - 1}$$

$$|X_{C1}| = R_1/G$$

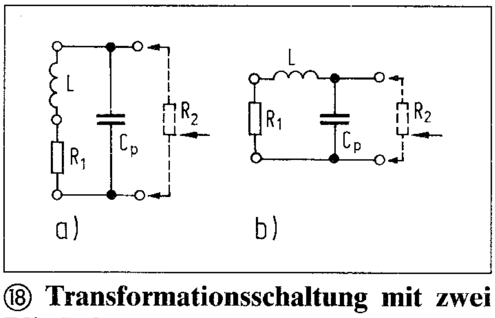
$$|X_{C2}| = \frac{R_2}{\sqrt{(R_2/R_1)\cdot(1+G^2) - 1}}$$

$$|X_L| = R_1 \cdot \frac{G + (R_2/|X_{C2}|)}{G^2 + 1}$$

Hierzu ein praktisches *Beispiel:* Der Ausgang eines Transistorverstärkers soll an ein konzentrisches Kabel mit dem Wellenwiderstand von 60 Ω angepaßt werden. Der Transistor habe einen Ausgangswiderstand von 3 kΩ. Es ist




**⑰ Die Umwandlung einer Reihenschaltung aus R und X in die äquivalente Parallelschaltung. a) Die Reihenschaltung besteht aus $R_1$ und L, b) sie besteht aus $R_1$ und C.**




**⑱ Transformationsschaltung mit zwei Blindwiderständen; a) entstanden aus der Schaltung Bild 17a, b) umgeformt in die übliche Darstellung (L-Schaltung).**

3) Kreisgüte $Q = \omega_0 \cdot C \cdot R_o \approx 1/d$ Dämpfungsfaktor
$d \approx \omega_0 \cdot L/R_o$ $R_0$ = Parallel-Resonanzwiderstand

also

$R_1 = 3000\ \Omega \qquad R_2 = \quad 60\ \Omega$

$$G > \sqrt{\frac{3000}{60} - 1} > 7$$

Gewählt wird G zu 15. Damit wird

$|X_{C1}| = 3000\ \Omega / 15 = 200\ \Omega$
$|X_{C2}| = 32\ \Omega$
$|X_L| \ = 224\ \Omega$

Bei einer angenommenen Arbeitsfrequenz von 14 MHz gehören dazu die folgenden Werte:

$$C_1 = \frac{1}{|X_{C1}| \cdot \omega} = \frac{1}{200\ \Omega \cdot 87{,}96 \cdot 10^6 \text{Hz}} = 56{,}8\ \text{pF}$$

$$C_2 = \frac{1}{|X_{C2}| \cdot \omega} = 355\ \text{pF}$$

$$L = \frac{|X_L|}{\omega} = 2{,}54\ \mu\text{H}$$

## 4.5. Anpassung mit zwei Blindwiderständen (L-Schaltung)

Die Grundlage zu dieser Anpassung ist mit der Umwandlung der Reihenschaltung eines Wirkwiderstandes mit einem Blindwiderstand in die äquivalente Parallelschaltung [4]) gegeben. Dafür gilt mit Bild 17a

$$R_1 \cdot R_2 \approx (\omega \cdot L)^2 = |X_L|^2;$$

$$R_2 \approx \frac{|X_L|^2}{R_1} \qquad (R_2 > R_1) \qquad (18)$$

Und für Bild 17b

$$R_1 \cdot R_2 \approx \left(\frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2 = |X_C|^2;$$

$$R_2 \approx \frac{|X_C|^2}{R_1} \qquad (R_2 > R_1) \qquad (19)$$

Diese Näherungen gelten für kleine Verluste.

Die Gleichungen (18) und (19) können nun zur Widerstandstransformation genutzt werden. Der Widerstand $R_1$ stellt zwar in den beiden Ersatzschaltungen jeweils den Verlustwiderstand einer Spule oder eines Kondensators dar, man kann jedoch auch an dieser Stelle einen Widerstand $R_1$ einschalten, den man auf einen (größeren) Widerstandswert $R_2$ transformieren will.

Auf diese Weise erhält man jedoch am Ausgang für $R_2$ keinen reinen Wirkwiderstand, wie das allgemein gewünscht wird, sondern zusätzlich einen $R_2$ parallel liegenden Blindwiderstand (Bild 17a und b). Dabei sind C‘ und L‘ nur geringfügig kleiner als C bzw. L. Um eine rein ohmsche Widerstandstransformation zu erhalten, sind also die erwähnten Blindwiderstände durch jeweils einen gleich großen − aber mit entgegengesetztem Vorzeichen − zu kompensieren. In Bild 17a dient dazu die Kapazität $C_p$, in Bild 17b die Induktivität $L_p$.

Damit ergeben sich dann zwei Transformations-Schaltungen mit jeweils zwei Blindwiderständen, die eine *(Bild 18a),* wie sie direkt aus Bild 17a mit Zuschalten der Kapazität $C_p$ hervorgeht, und die andere (Bild 18b) in einer völlig identischen, jedoch der meist üblichen Darstellung (bekannt als L-Schaltung).

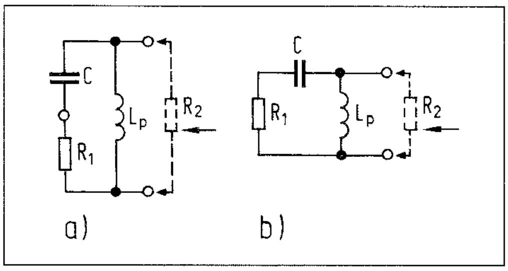
Die andere Transformations-Schaltung, die sich aus Bild 17b durch Zuschalten von $L_p$ ergibt, ist in

[4]) Wechselstrom-Zweipole, FtA We 01. Funkschau 1953, Heft 20.
Schwingkreisdämpfung, FtA Sk 21. Funkschau 1966, Heft 4.
Der Schwingkreis, FtA Sk 01. Funkschau 1964, Heft 8.

gleicher Weise mit ihren zwei Versionen in den *Bildern 19a* und *b* wiedergegeben. Für die Kompensation der Blindkomponenten muß nun sein: $jX_L = -jX_C$, also $|X_L| = |X_C| = |X|$. Damit wird sowohl aus Gleichung (18) als auch aus Gleichung (19) $R_2 = \frac{|X_L| \cdot |X_C|}{R_1}$ und mi $|X_L| = \omega \cdot L$ sowie

$|X_C| = \frac{1}{\omega \cdot C}$ wird $R_2 = \frac{L}{C \cdot R_1}$

Daraus ist zu ersehen, daß es mit Hilfe einer entsprechenden Wahl des L/C-Verhältnisses möglich ist, das gewünschte Transformationsverhältnis $R_2/R_1$ zu erreichen.




**⑲ Transformationsschaltung mit zwei Blindwiderständen; a) entstanden aus der Schaltung Bild 17b, b) umgeformt in die L-Schaltung.**

Unter Berücksichtigung der Arbeitsfrequenz f, für die sich mit der Induktivität bzw. der Kapazität ein bestimmter Blindwiderstandsbetrag $|X_L|$ bzw. $|X_C|$ ergibt, können die zur Transformation notwendigen Schaltungswerte nach Bild 18b folgendermaßen berechnet werden [46]:

$$|X_L| = \sqrt{R_2 \cdot R_1 - R_1^2} \qquad (R_2 > R_1)$$

$$|X_{Cp}| = \frac{R_2 \cdot R_1}{|X_L|}$$

*Beispiel:* Eine Vorstufe mit einem Transistor in Kollektorschaltung weist einen Ausgangswiderstand von $R_1 = 10\ \Omega$ auf. Darauf folgt eine Stufe mit einem Eingangswiderstand von $R_2 = 200\ \Omega$. Es wird

$$|X_L| = \sqrt{200 \cdot 10 - 10^2} = \sqrt{1900} = 43{,}6\ \Omega$$

$$|X_{Cp}| = \frac{200\ \Omega \cdot 10\ \Omega}{43{,}6\ \Omega} = 45{,}9\ \Omega$$

Für f = 5 MHz gehören dazu eine Kapazität von $C_p = \frac{1}{\omega \cdot |X_C|} = 693\ \text{pF}$

und eine Induktivität von $L = \frac{|X_L|}{\omega} = 1{,}4\ \mu\text{H}$

Daß hier die Werte für $|X_L|$ und $|X_C|$ nicht, wie bei Resonanz sonst üblich, gleich groß ausfallen, liegt an der hohen Dämpfung des Kreises bei den gewählten Werten. Die Werte für $|X_L|$ und $|X_C|$ nähern sich um so mehr, je größer das Verhältnis von $R_2/R_1$ ist, d. h. je höher die Kreisgüte ist.

Für die Anpaßschaltung in Bild 19b gelten folgende Bemessungsformeln:

$$|X_{Lp}| = R_2 \cdot \sqrt{\frac{R_1}{R_2 - R_1}} \qquad (R_2 > R_1)$$

$$|X_C| = \frac{R_2 \cdot R_1}{|X_{Lp}|}$$

*Beispiel:* Über ein Kabel mit einem Wellenwiderstand von $52\ \Omega = R_1$ soll der Senderausgang an eine abgestimmte Langdrahtantenne, die einen Widerstand von $R_2 = 2000\ \Omega$ haben möge, angepaßt werden.

Damit wird

$$|X_{Lp}| = 2000 \cdot \sqrt{\frac{52}{2000 - 52}} = 326{,}8\ \Omega$$

$$|X_C| = \frac{2000 \cdot 52}{326{,}8} = 318{,}2\ \Omega$$

Dazu gehören bei einer angenommenen Frequenz von 3,5 MHz die Schaltungwerte

$$L_p = \frac{|X_{Lp}|}{\omega} = 14,86\ \mu H$$

$$C = \frac{1}{\omega \cdot |X_C|} = 143\ pF$$

Der Vorteil der Schaltung (Bild 19b) liegt in der galvanischen Trennung der beiden zu $R_1$ bzw. R2 gehörenden Schaltungsteile. Nachteilig bei vielen Anwendungen ist jedoch die Tatsache, daß höhere Frequenzen als die Arbeitsfrequenz, also im vorliegenden Beispiel die Oberwellen des Senders, nicht geschwächt werden. Das ist dagegen der. Fall bei der Schaltung nach Bild 18b, die ja einen Tiefpaß darstellt. Noch wirksamer werden höhere Frequenzen als die Sollfrequenz durch die $\pi$−Schaltung (Bild 16b) unterdrückt.

A. Köhler, R. Schiffel

**Literatur**

*[461 The Radio Amateurs Handbook 1984, S. 2...49. Publ. by the American Radio Relay League.*