

A. Bedingungen für die Anpassung

Bei der Anpassung von Antennen an die Sender-Endstufe sind folgende Bedingungen zu erfüllen:

- a) Die Sender-Endröhre benötigt zur optimalen HF-Leistungsabgabe einen ohmschen Außenwiderstand R_L bestimmter Größe (Größenordnung einige Kilo-Ohm).
- b) Die angeschlossene Antenne stellt nur in Sonderfällen einen ohmschen Widerstand (Größenordnung einige Ohm bis einige Kilo-Ohm) dar, nämlich wenn sie auf die Sendefrequenz (z. B. Dipol, $\lambda/2$ -Antenne) abgestimmt ist. Ihr Widerstand muß auf den unter a) angegebenen Außenwiderstand R_L angepaßt werden.

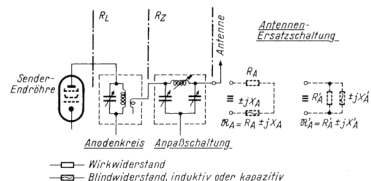


Bild 1. Blockschaltung einer Antennenanpassung mit Serien- und Parallelersatzschaltung der Antenne

c) Im allgemeinen hat die Antenne einen Scheinwiderstand, der von der Sendefrequenz abhängig ist. Er kann entweder als Serienschaltung $\tilde{R}_A = R_A \pm jX_A$ oder als Parallelschaltung $\tilde{R}_A' = R_A' \pm jX_A'$ von Wirk- und Blindwiderstand dargestellt werden, siehe Bild 16 Abschnitt F1) (Umformung siehe Funktechnische Arbeitsblätter, Uf 11/2. Ausgabe). Die Anpassschaltung muß also erstens die Blindkomponente $\pm jX_A$ ausgleichen und zweitens die ohmsche Komponente des Antennenscheinwiderstandes auf den optimalen Röhrenaußenwiderstand R_L transformieren.

d) Man richtet solche Anpassschaltungen nach Möglichkeit so ein, daß außerdem noch unerwünschte Oberwellen ausgeblendet werden (Tiefpaßwirkung).

B. Übersicht über die Anpassschaltung

Aufgrund dieser Bedingungen ergibt sich das allgemeine Blockschaltbild 1:

Der Antennenscheinwiderstand \tilde{R}_A wird durch die Anpassschaltung in einen Wirkwiderstand R_L transformiert, dieser wiederum durch Transformation am Anodenkreis auf den erforderlichen Außenwiderstand R_L der Sender-Endröhre gebracht. Für die Oberwellen stellt die Anpassschaltung infolge der Fehlanpassung ein Dämpfungsglied dar.

Das allgemeine Blockschaltbild 1 läßt sich nun für bestimmte Fälle und Anforderungen vereinfachen, und zwar:

Fall 1 : Eine abgestimmte Antenne (Blindwiderstand jX_A für die Sollfrequenz gleich Null) wird in einem bestimmten, schmalen Frequenzband um die Sollfrequenz herum benutzt, so daß sich nur kleine Blindkomponenten ergeben und diese mit den Abstimmitteln des Anodenkreises noch ausgeglichen werden können.

¹⁾ folgt auf Blatt 4

In diesem Falle kann die Anpassung nach Bild 2 erfolgen; die Blindkomponente wird durch entsprechende Abstimmung des Anodenkreises der Sender-Endröhre ausgeglichen, die Anpassung der Wirkkomponente kann durch entsprechende Anpassung am Kreis erfolgen (kapazitiv, induktiv galvanisch oder transformatorisch induktiv). Eine besondere Anpassschaltung ist also nicht erforderlich. Die Oberwellensiebung ist schlecht, so daß die Anordnung nur für einfache Kleinstsender in Frage kommt.

Fall 2 : Die Blindkomponente der Antenne kann nicht von den Abstimmitteln des Anodenkreises ausgeglichen, sondern es muß dazu eine besondere Anpassschaltung herangezogen werden, die zusätzliche Blindwiderstände enthält. Aus diesem Grunde ergibt sich auch eine zusätzliche, je nach der Wahl der Schaltung mehr oder weniger große Oberwellensiebung.

Diese Anpassschaltung kann nun auf verschiedene Weise gestaltet werden, und zwar so, daß sich nach Ausgleich der Blindkomponente

- a) ein verschiedenes großer Wirkwiderstand R_Z und
- b) ein bestimmter, konstanter Wirkwiderstand R_Z ergibt.

Fall 2a : Antennenanpassschaltungen mit veränderlichem Widerstand R_Z

Durch die Anpassschaltung wird nur der Blindwiderstand zu Null gemacht; der bei Abstimmung der Antenne auf verschiedene Frequenzen veränderliche Wirkwiderstand R_Z muß so an den Anodenkreis angekoppelt werden, daß sich eine Transformation auf den gewünschten Wert R_L ergibt.

Anpassschaltung und Anodenkreis müssen räumlich zusammengebaut werden; eine Verbindung beider über längere Kabel ist nicht möglich, da R_Z veränderlich ist und das Kabel daher nicht angepaßt werden kann.

Die Prinzipschaltung einer solchen Anpassung ist in Bild 3 dargestellt. Sie besteht aus einem Blindwiderstand X_L (Längszweig) in Reihe mit der Antenne, dessen Größe entgegengesetzt gleich sein muß der Summe aus dem Blindwiderstand der Antenne X_A und der Blindkomponente, die durch die Ankopplung an den Anodenkreis entsteht (Koppelblindwiderstand X_{kL}).

$$-X_L = X_A + X_{kL}$$

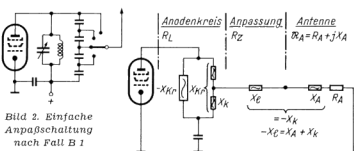


Bild 2. Einfache Anpassschaltung nach Fall B 1

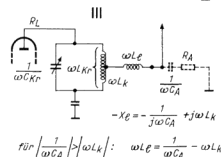


Bild 3. Prinzipschaltung für eine Anpassung auf je nach Arbeitsfrequenz d. Antenne veränderliches R_Z (Fall B 2a)

$$-X_L = -\frac{1}{j\omega C_A} + j\omega L_k$$

$$\text{Für } \left| \frac{1}{\omega C_A} \right| > \omega L_k : \omega L_k = \frac{1}{\omega C_A} - \omega L_k$$

Fi 31

Die Größe des Koppelwiderstandes ergibt sich bei Abstimmung zu

$$\left| \frac{X_k}{X_{kr}} \right| = \sqrt{\frac{R_A}{R_L}}; \quad |X_k| = |X_{kr}| \cdot \sqrt{\frac{R_A}{R_L}}$$

Die Prinzipschaltung (Bild 3) läßt sich auf verschiedene Weise praktisch ausführen. Die Ankopplung an den Anodenkreis kann erfolgen:

- | | |
|---|---|
| L. Im induktiven Zweig des Anodenkreises | g. induktiv galvanisch
t. induktiv transformatorisch
c. kapazitiv |
| C. Im kapazitiven Zweig des Anodenkreises | g. induktiv galvanisch
t. induktiv transformatorisch
c. kapazitiv |

Es ergeben sich also die Schaltungskombinationen:

- L - g, L - t, L - c und
C - g, C - t, C - c

Davon scheiden C - g und C - t praktisch aus, da bei einer induktiven Kopplung im kapazitiven Zweig als Längsblindwiderstand eine Kapazität auftreten würde, somit ergibt sich eine Hochpaßschaltung und die Oberwellen werden nicht unterdrückt (siehe hierzu Bild 4 a, oben).

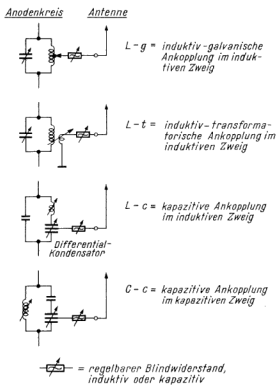


Bild 4. Ausführungsformen für eine Anpassung auf ein veränderliches R_L (Fall B 2a)

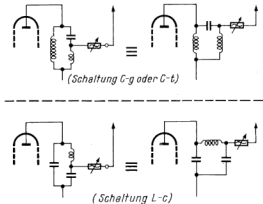


Bild 4a. Oben: Die Schaltungen nach Fall B 2a, C-g und C-t stellen eine Hochpaßschaltung mit Induktivitäten als Querglieder und einer Kapazität als Längsglied dar; ungünstige Schaltung in bezug auf Oberwellensiebung

Unten: Die Schaltung L-c stellt eine Tiefpaßschaltung mit guter Oberwellensiebung dar

Die Möglichkeiten:

- L - g induktiv-galvanische Auskopplung
- L - t induktiv-transformatorische Auskopplung
- L - c kapazitive Auskopplung im induktiven Zweig des Anodenkreises
- C - c kapazitive Auskopplung im kapazitiven Zweig des Anodenkreises

sind in Bild 4 zusammengestellt.

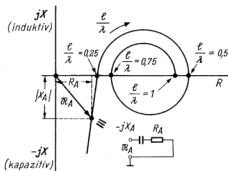


Bild 5. Ortskurve des Scheinwiderstandes einer Ein Draht-Antenne, Serienresonanz bei $l = \lambda/4, 3\lambda/4, \dots$ Parallelresonanz bei $l = \lambda/2, \lambda, \dots$

Die Schaltung nach Bild 4 - L - c weist die beste Oberwellensiebung auf, denn die im Längszweig liegende Kreisinduktivität und die im Querszweig liegende Fußpunkt-Koppelkapazität bilden eine Tiefpaßschaltung, siehe hierzu Bild 4a, unten. Beim praktischen Aufbau einer Schaltung nach Bild 4 - L - t (transformatorische Auskopplung) muß beachtet werden, daß die Spulen gegeneinander statisch durch einen Faraday-Schirm abzuschirmen sind, um eine Übertragung von Oberwellen über die Streukapazität der Spulen gegeneinander zu verhindern. Siehe dazu Funktechnische Arbeitsblätter, As 01, Blatt 1, Abschnitt B.

Fall 2b: Antennenanpaßschaltungen mit konstantem Widerstand R_L

Ist die räumliche Trennung von Sender-Endstufe und Antennenanpaßschaltung erwünscht (größere Sender oder ungünstiger Aufstellungsort eines kleineren Senders), so muß sie

1. die Blindkomponente der Antenne herausstimmen und
2. den Außenwiderstand auf einen konstanten Wirkwiderstand R_L bestimmter Größe transformieren.

Die Größe dieses Widerstandes muß gleich dem Wellenwiderstand des Verbindungskabels sein.

Die endgültige Transformation des Widerstandes R_L auf den Außenwiderstand R_A der Sender-Endstufe wird wiederum am Anodenkreis vorgenommen; ihre Einstellung ist jedoch nur einmal erforderlich.

C. Betrachtung der Anpaßschaltungen mit Hilfe des Transformationsdiagrammes¹⁾

Die Möglichkeiten zur Dimensionierung einer Anpaßschaltung lassen sich am besten übersehen, wenn man das Transformationsdiagramm für die komplexe Widerstandsebene dafür heranzieht (Mth 85, Blatt 1a, Bild 6), und die Ortskurve für den Scheinwiderstand in Abhängigkeit von der Frequenz ebenfalls in der komplexen Widerstandsebene darstellt.

Die Transformation soll ausschließlich durch Blindwiderstände erfolgen, denn mit der Heranziehung von ohmschen Widerständen für diese Aufgabe ergäben sich Leistungsverluste.

1. Ortskurve der Antenne

Den grundsätzlichen Verlauf des Scheinwiderstandes am Fußpunkt einer Ein Draht-Antenne zeigt Bild 5: Die Ortskurve hat die Gestalt einer Spirale. Sie schneidet die reelle Achse an den Stellen $l/\lambda = 0,25, 0,5, 0,75, 1, \dots$. Hier ist die Antenne in Resonanz und der Fußpunkt-widerstand reell. Er hat ein Maximum bei $l/\lambda = 0,5$ und ein Minimum bei $l/\lambda = 0,25$. Ist die Länge kleiner als ein Viertel der Wellenlänge, so hat der Fußpunkt-widerstand neben der ohmschen eine kapazitive Komponente, liegt die Länge zwischen einer viertel und einer halben Wellenlänge, so hat der Fußpunkt-widerstand neben der ohmschen eine induktive Komponente.

¹⁾ Über die graphische Lösung von Transformationsaufgaben mit Hilfe des Leitwert- und Widerstandsdiagramms unterrichten die Funktechnischen Arbeitsblätter Mth 85.

2. Die Ortskurve der Antenne im Transformationsdiagramm

Zeichnet man die Ortskurve der anzupassenden Antenne in das Transformationsdiagramm ein, so kann man sofort die zur Anpassung möglichen Dipolantenne ablesen. In Bild 6 ist der Fall einer Dipolantenne dargestellt, deren Gesamtlänge klein gegen $\lambda/2$ ist. Bei der Dipolantenne tritt die erste Serienresonanz bei $l/\lambda = 0,5$ auf, wobei l/λ die Gesamtlänge beider Strahler zusammen ist (jeder Strahler ist $\lambda/4$ lang). Ihr Scheinwiderstand \tilde{R}_A hat daher außer der ohmschen (R_A) eine kapazitive Komponente $-jX_A$. Es wird der Anschaulichkeit halber die Darstellung in der Widerstandsebene (entsprechend Mth 85 — Bild 6) gewählt.

3. Anpassung auf einen nicht vorgegebenen Wirkwiderstand R_Z nach Fall 1 bzw. 2a

Es soll lediglich die Blindkomponente herausgestimmt werden, der Wirkwiderstand R_Z , der sich dann ergibt, wird am Anodenkreis der Sender-Endröhre auf den Sollwert R_L transformiert. Nach den unter Mth 85, Blatt 1a, Bild 7, gegebenen Regeln gelangt man auf zwei Wegen von dem im Bild 6 gegebenen Vektorendpunkt A aus auf die reelle Achse:

- a) senkrecht nach oben bis zur reellen Achse (Punkt B), dann ergibt sich R_Z ,
- b) vom Vektorendpunkt A aus auf dem G-Kreis, der die Vektorspitze schneidet, linksdrehend bis zur reellen Achse (Punkt C); dann ergibt sich R_Z' .

Diese beiden Fälle bedeuten praktisch (nach Mth 85, Bild 7):

- a) Man schaltet am Fußpunkt der Antenne eine Induktivität (Blindwiderstand X_{LA}) in Reihe.

Hierbei geht man von der Reihenersatzschaltung aus; die kapazitive Komponente $-jX_A$ wird durch die Zusatzinduktivität $+jX_{LA}$ aufgehoben (Serienresonanz). Es ergibt sich als Fußpunktwiderstand $R_Z = R_A$ (Bild 7 a).

- b) Man schaltet am Fußpunkt der Antenne eine Induktivität (Blindwiderstand $X_{LP} = 1/Y_{LP}$) parallel. Der Leitwert Y_{LP} ergibt sich aus dem Weg A—C auf dem G-Kreis.

Hierbei geht man von der Parallelersatzschaltung aus; die kapazitive Komponente wird durch die Parallelinduktivität herausgestimmt (Parallelresonanz). Es ergibt sich als Fußpunkt-widerstand (Bild 7 b) $R_Z' = R_A' > R_A$.

Die zahlenmäßige Auswertung kann ebenfalls an Hand des Transformationsdiagrammes erfolgen, dazu gelten die in Mth 85 gegebenen Regeln.

Ist nicht nur der Antennenblindwiderstand X_A , sondern noch wie in Fall 2a (Bild 3) ein Kopplungswiderstand X_k in Reihe damit zu berücksichtigen, so ist dies ebenfalls auf einfachste Weise im Transformationsdiagramm zu übersehen (Bild 8). Die Bezeichnung der Vektoren in Bild 8 bezieht sich auf die Schaltung Bild 3.

Tabelle zu Bild 9

Gebiet N	Blindwiderstand negativ (kapazitiv)	
N_A	Wirkwiderstand (Seriensatzschaltung)	$\left\{ \begin{array}{l} < R_Z \\ > R_Z \end{array} \right.$
	Wirkwiderstand (Parallelersatzschaltung)	
N_B	Wirkwiderstand (Seriensatzschaltung)	$\left\{ \begin{array}{l} < R_Z \\ > R_Z \end{array} \right.$
	Wirkwiderstand (Parallelersatzschaltung)	
N_C	Wirkwiderstand (Seriensatzschaltung)	$\left\{ \begin{array}{l} < R_Z \\ > R_Z \end{array} \right.$
	Wirkwiderstand (Parallelersatzschaltung)	
Gebiet P	Blindwiderstand positiv (induktiv)	
P_A	Wirkwiderstand (Seriensatzschaltung)	$\left\{ \begin{array}{l} < R_Z \\ > R_Z \end{array} \right.$
	Wirkwiderstand (Parallelersatzschaltung)	
P_B	Wirkwiderstand (Seriensatzschaltung)	$\left\{ \begin{array}{l} < R_Z \\ > R_Z \end{array} \right.$
	Wirkwiderstand (Parallelersatzschaltung)	
P_C	Wirkwiderstand (Seriensatzschaltung)	$\left\{ \begin{array}{l} < R_Z \\ > R_Z \end{array} \right.$
	Wirkwiderstand (Parallelersatzschaltung)	

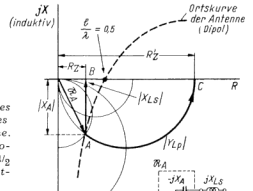


Bild 6. Ortskurve des Scheinwiderstandes einer Dipolantenne. Die erste Serienresonanz tritt bei $l = \lambda/2$ auf, l ist die Gesamtlänge des Dipoles

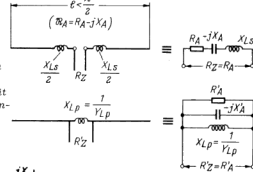


Bild 7. Praktische Ausführung der in Bild 6 gezeigten Transformation mit Parallel- oder Serienschaltung

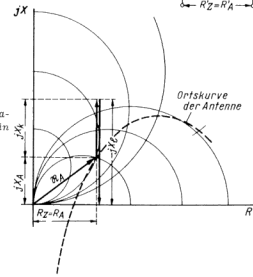


Bild 8. Transformationsdiagramm der in Bild 3 gezeigten Transformationschaltung

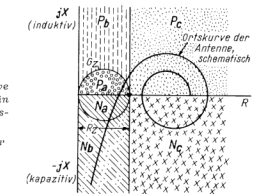
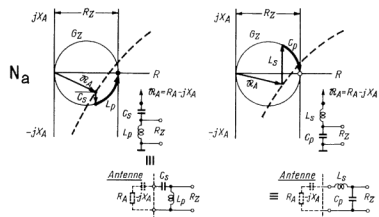


Bild 9. Die Ortskurve der Antenne wird in verschiedene Transformationsgebiete N_A, N_B, N_C und P_A, P_B, P_C aufgeteilt

In jedem Falle ist nur ein zusätzlicher Blindwiderstand zur Transformation erforderlich, wenn R_Z beliebig sein darf und anschließend gesondert auf R_L transformiert wird.

Sind verschiedene Antennen anzupassen, oder wird eine bestimmte Antenne bei mehreren Frequenzen benutzt, so müssen allerdings Kapazitäten und Induktivitäten wahlweise angeschaltet werden. In diesem Falle kann man dann aber auch, wie nachstehend gezeigt wird, beide Blindwiderstände gleichzeitig zur Transformation heranziehen und damit bei gleichem Aufwand eine Transformation auf ein bestimmtes, gleichbleibendes R_Z erzielen.



4. Transformation auf ein vorgegebenes R_Z (Fall 2b) mit Hilfe von zwei Blindwiderständen
 Die Ortskurve der Antenne wird wieder in das Transformationsdiagramm der Widerstandsebene eingezeichnet. Das gewünschte R_Z , auf welches der Scheinwiderstand der Antenne transformiert werden soll, wird durch den G_Z -Kreis, der R_Z auf der reellen Achse schneidet, dargestellt (Bild 9).

Man kann das Diagramm jetzt in sechs verschiedene Gebiete unterteilen, in denen der Endpunkt des Antennenscheinwiderstands-Vektors (Serien- oder Parallelschaltung, siehe Abschnitt A—c) liegen kann. Diese sind entsprechend der Tabelle zu Bild 9 gekennzeichnet.

Es wird jetzt für jedes Gebiet getrennt untersucht, welche Möglichkeiten zur Anpassung des Antennenscheinwiderstandes auf den gewünschten Wert von R_Z bestehen:

Transformationsdiagramme und die entsprechenden Schaltungen sind jeweils zusammen in den Bildern 10 N_a bis P_c dargestellt.

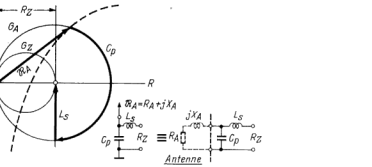
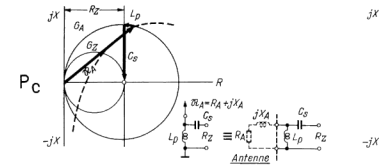
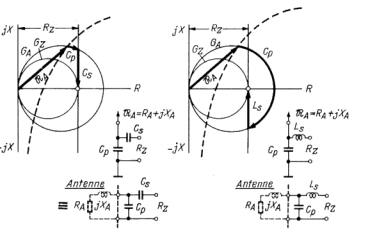
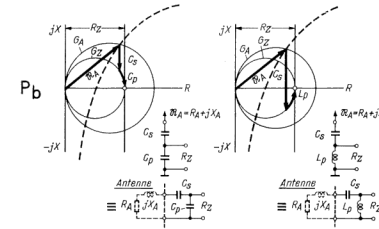
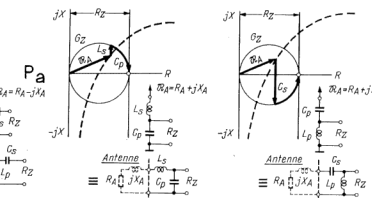
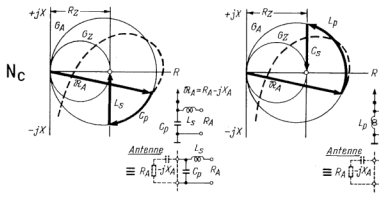
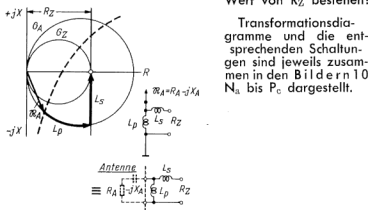
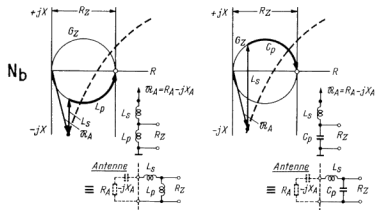


Bild 10. Transformationsmöglichkeiten aus den Gebieten N_a bis P_c von Bild 9 mit Darstellung der Ersatzschaltung

In Bild 11 sind die für die einzelnen Scheinwiderstandsgebiete nach Bild 10 möglichen Anpassungsschaltungen übersichtlich zusammengestellt. Nicht in allen Fällen ergeben sich gleichviel Möglichkeiten zur Anpassung.

In den Gebieten N_a und P_a können die Schaltungen (1) oder (2) verwendet werden (man wählt wegen der besseren Oberwellenleistung [2]).

In den Gebieten N_c und P_c können die Schaltungen (3) oder (7) verwendet werden (man wählt wegen der besseren Oberwellenleistung [3]).

Im Gebiet N_b sind die Schaltungen (2), (4) oder (6) brauchbar (man wird [2] wählen, 1. weil auch im Gebiet N_a und P_a damit angepaßt werden kann und 2. wegen besserer Oberwellenleistung).

Im Gebiet P_b können die Schaltungen (1), (3), (5) oder (8) benutzt werden (man wird [3] wählen, 1. weil auch im Gebiet N_c und P_c damit angepaßt werden kann und 2. wegen besserer Oberwellenleistung).

Aus der Zusammenstellung in Bild 11 geht nun hervor, daß es

1. keine Schaltung mit zwei Blindwiderständen gibt, die jeden Scheinwiderstand in ein vorgegebenes R_Z transformieren kann, also in allen Gebieten N_a bis P_c benutzbar wäre

und

2. daß die Schaltungen (2) und (3), wahlweise benützt, universelle Verwendbarkeit mit dem Vorzug guter Oberwellenleistung vereinigen.

5. Transformation mit drei Blindwiderständen: Tiefpaß- π -Schaltung, Collinsfilter

Die Schaltungen (2) und (3) lassen sich in einfacher Weise zur Tiefpaß- π -Schaltung ergänzen: (2) durch Zuschaltung eines Kondensators im Querzweig am Antennenende, (3) durch Zuschalten eines Kondensators am Kabelende.

Mit dieser Anordnung kann man jetzt beliebige Transformationen erzielen, wie eine Untersuchung der in Bild 12 gezeigten Schaltung im Transformationsdiagramm beweist. Diese Untersuchung ist in Bild 13 für alle Gebiete N_a bis P_c durchgeführt.

Da die Filterschaltung, vom Serienschaltbild am Fußpunkt der Antenne aus gesehen, mit einer Parallelkapazität (C_A , Bild 12) beginnt, muß in jedem Falle zunächst vom Vektorendpunkt des Antennenscheinwiderstandes auf dem G_A -Kreis rechts drehend ein Weg zurückgelegt werden, und zwar mindestens so weit, bis die Projektion des neuen Vektorendpunktes auf die reelle Achse sich innerhalb des Bereiches $O...R_Z$ befindet (d. h. der Serienschaltwiderstand des neuen Scheinwiderstandes $< R_Z$ wird). Dann gelangt man durch senkrechtes Heraufgehen (Reihenschaltung einer Induktivität L, Bild 12) bis auf den G_Z -Kreis, von dort aus wieder rechts drehend auf dem G_Z -Kreis entlang (Parallelschalten einer Kapazität C_Z in Bild 12) bis zum gewünschten Anpaßwiderstand R_Z . Wie sich nun aus Bild 13 ergibt, ist der oben beschriebene Transformationsweg in allen Fällen N_a bis P_c gangbar und somit die π -Schaltung Bild 12 universell verwendbar. Eine solche Schaltung ist auch unter dem Namen Collinsfilter bekannt.

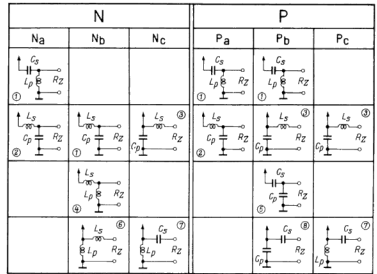


Bild 11. Zusammenstellung der möglichen Transformationsschaltungen mit zwei Blindwiderständen für vorgegebenes R_Z

D. Collins-Tankkreis

Man kann mit dieser Schaltung auch, anstatt vom Antennenwiderstand zunächst auf einen Kabelwiderstand R_Z anzupassen, direkt vom Antennenwiderstand auf den für die Endröhre erforderlichen Außenwiderstand R_A transformieren. In diesem Falle ist dann kein besonderer Anodenkreis erforderlich, sondern das π -Filter selbst wird für diese Aufgabe herangezogen, Collins-Tankkreis, Bild 14. Die Oberwellenleistung einer solchen Anordnung ist natürlich nicht so

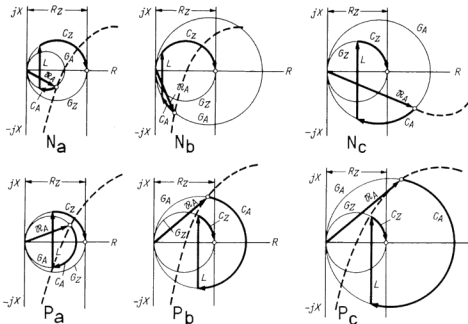


Bild 13. Transformation aus den Gebieten N_a bis P_c mit der π -Schaltung auf eingegebenes R_Z

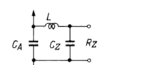


Bild 12. π -Schaltung zur Anpassung, Collinsfilter

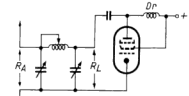


Bild 14. Collins-Tankkreis. R_A wird direkt auf einen erforderlichen Röhren-Außenwiderstand R_L angepaßt

gut, als wenn Anodenkreis und Filter zusammen verwendet werden. Die Schaltung kann auch als Abart der in Bild 4 — L - c gezeigten Anpassschaltung mit kapazitiver Auskopplung im induktiven Zweig aufgefaßt werden.

E. Berechnung des Collinsfilters für reelle Antennenwiderstände

Sind nur die Größen $R_A =$ Antennenwiderstand (reell) und $R_Z =$ Wellenwiderstand des Kabels bzw. Anpasswiderstand an den Anodenkreis

vorgegeben, so gibt es theoretisch beliebig viele Tiefpaß- π -Filter, welche die Transformationsaufgabe $R_A \rightarrow R_Z$ lösen, denn man kann im Transformationsdiagramm nach Bild 13 auf verschiedene Weise von R_A nach R_Z gelangen. Diese Filter unterscheiden sich jedoch durch die Werte für L, C_A und C_Z , d. h. sie haben eine unterschiedliches L/C-Verhältnis und daher bei gegebenen Widerständen R_A und R_Z unterschiedliche Dämpfung. Man muß also, um eindeutige Berechnungsformeln zu erhalten, die Kreisgüte des Filters vorgeben.

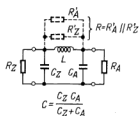


Bild 15. Ersatzschaltbild zur Berechnung der Kreisgüte Q des Collinsfilters

Für solche Filter gilt nun, daß aus Gründen der Oberwellensiebung die Kreisgüte nicht zu niedrig sein soll, andererseits soll sie nicht zu hoch sein, da sonst Schwierigkeiten bei der Abstimmung infolge der kleinen Bandbreite zu erwarten sind.

Der Wert für Q soll daher zwischen 10 und 20 liegen; ein praktisch häufig verwendeter Wert ist 12.

Mit den drei vorgegebenen Größen Q, R_A und R_Z lassen sich die Werte L, C_A und C_Z nun auf folgende Weise berechnen, siehe Bild 15:

Die Kreisgüte Q ergibt sich als Verhältnis des Parallelwiderstandes R zum Blindwiderstand $\frac{1}{\omega C}$ oder ωL (siehe Funk-

technische Arbeitsblätter — Sk 21)

$$Q = \omega RC \quad \text{oder} \quad Q = \frac{R}{\omega L}$$

Aus diesen Beziehungen kann C bzw. L ermittelt werden. Für R muß die Parallelschaltung der an die Anschlussklemmen von L transformierten Werte R'_Z und R'_A eingesetzt werden (Bild 15), für C die Serienschaltung von C_A und C_Z .

Es ist
$$\frac{1}{R'_Z} = G'_Z = G_Z \left(\frac{C_A}{C_Z + C_A} \right)^2 \tag{1a}$$

und
$$\frac{1}{R'_A} = G'_A = G_A \left(\frac{C_Z}{C_Z + C_A} \right)^2 \tag{1b}$$

und damit
$$\frac{1}{R} = G = G'_A + G'_Z = \frac{G_A C_Z^2 + G_Z C_A^2}{(C_Z + C_A)^2}$$

$$R = \frac{(C_Z + C_A)^2}{C_Z^2/R_A + C_A^2/R_Z} \tag{1}$$

In die Gleichung $Q = \omega RC$ wird für R der Ausdruck (1) und für C die Serienschaltung $C = \frac{C_A C_Z}{C_A + C_Z}$ eingesetzt; das ergibt:

$$Q = \omega \cdot \frac{C_A C_Z^2 + C_Z C_A^2}{\frac{C_Z^2}{R_A} + \frac{C_A^2}{R_Z}} \tag{2}$$

Man kann nun C_Z durch C_A ausdrücken, da beide wegen des vorgegebenen Übersetzungsverhältnisses $\sqrt{\frac{R_Z}{R_A}}$ miteinander

verknüpft sind und erhält dann einen Ausdruck, aus dem sich C_A ermitteln läßt. Weiterhin kann man umgekehrt C_A durch C_Z ausdrücken und erhält damit eine Gleichung für C_Z . Mit

$$C_A = C_Z \sqrt{\frac{R_Z}{R_A}} \tag{3}$$

erhält man aus (2):

$$Q = \frac{\omega C_Z}{2} (\sqrt{R_A R_Z} + R_Z) \tag{4}$$

und daraus:

$$C_Z = \frac{2Q}{\omega (R_Z + \sqrt{R_A \cdot R_Z})} \tag{5}$$

sowie mit $C_Z = C_A \sqrt{\frac{R_A}{R_Z}}$... (6) aus Gleichung (2):

$$Q = \frac{\omega C_A}{2} (\sqrt{R_A R_Z} + R_A) \tag{7}$$

$$C_A = \frac{2Q}{\omega (R_A + \sqrt{R_A \cdot R_Z})} \tag{8}$$

Ist C_A oder C_Z errechnet, so kann der andere Wert auch mit Hilfe von Gleichung (6) oder (3) ermittelt werden. Die entsprechenden Formeln für C_A und C_Z für den Fall, daß die Bandbreite Δf vorgegeben ist, sind:

$$C_A = \frac{1}{\pi \cdot \Delta f (R_A + \sqrt{R_A R_Z})} \tag{9}$$

$$C_Z = \frac{1}{\pi \cdot \Delta f (R_Z + \sqrt{R_A R_Z})} \tag{10}$$

Diskussion der Formeln (9) und (10): Wird $R_A = R_Z$, so muß auch $C_Z = C_A$ gewählt werden. Dann geht Formel (9) bzw. (10) über in:

$$C_A = C_Z = \frac{1}{\pi \Delta f 2 R_A}, \quad \text{daraus} \quad \Delta f = \frac{1}{\pi C_A 2 R_A}$$

$$d = \frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2\pi f C_A R_A}, \quad Q = \frac{1}{d} = \omega \cdot C_A \cdot R_A$$

Nach Bild 15 ist der an den Spulenanschlüssen liegende Widerstand $R = 4R_A \parallel 4 \cdot R_A = 2R_A$ und die Kapazität $C = C_A/2$. Das ergibt eine Güte von

$$Q = \omega \cdot \frac{C_A}{2} \cdot 2R_A = \omega \cdot C_A \cdot R_A$$

was mit der oben aus (9) abgeleiteten Formel übereinstimmt.

Die benötigte Induktivität L kann nun entweder nach der Reso-

nanzbedingung $L = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{C_Z + C_A}{\omega^2 C_Z C_A}$

ermittelt werden, oder man erhält ausgehend von (1) und mit

$$Q = \frac{R}{\omega L}; \quad L = \frac{(C_Z + C_A)^2}{\omega Q (G_A C_Z^2 + G_Z C_A^2)} \tag{11}$$

In Gleichung (11) wird C_A durch C_Z ausgedrückt mit Hilfe von (3) und man erhält:

$$L = \frac{\left(C_Z + C_L \sqrt{\frac{R_Z}{R_A}} \right)^2}{\omega Q \left(\frac{C_Z^2}{R_A} + \frac{C_L^2}{R_A} \right)}$$

$$L = \frac{R_A + R_Z + 2\sqrt{R_A \cdot R_Z}}{2Q\omega} \quad (12)$$

Für den Fall $R_A = R_Z$ (d. h. also Transformation 1 : 1, also lediglich Ausnutzung der Tiefpaßwirkung) wird

$$L = \frac{2R_A}{\omega Q} \quad \text{und} \quad Q = \frac{2R_A}{\omega L}$$

was mit der bekannten Formel für Q übereinstimmt, denn parallel zu der Induktivität erscheint, wenn $R_A = R_Z$, der Wert $2R_A$ (siehe Bild 15).

Geht man von der Bandbreite Δf aus, so ergibt sich L zu

$$L = \frac{\Delta f}{4\pi f^2} (R_A + R_Z + 2\sqrt{R_A R_Z}) \quad (13)$$

Berechnungsbeispiel:

Antennenwiderstand	$R_A = 70 \Omega$
Kabelwiderstand	$R_Z = 240 \Omega$
Frequenz	$f = 14,2 \text{ MHz}$ $\omega = 89,18 \cdot 10^6$
Güte	$Q = 15$

Die antennenseitige Kapazität C_A wird nach (8):

$$C_{A [\text{pF}]} = \frac{2 \cdot 15 \cdot 10^{12}}{89,18 \cdot 10^6 (70 + \sqrt{70 \cdot 240})} = 1685 \text{ pF}$$

Die kabelseitige Kapazität C_Z wird nach (6)

$$C_{Z [\text{pF}]} = 1685 \sqrt{\frac{70}{240}} = 910 \text{ pF}$$

Aus (12) kann die Induktivität L ermittelt werden zu:

$$L_{[\text{µH}]} = \frac{70 + 240 + 2\sqrt{70 \cdot 240}}{2 \cdot 15 \cdot 89,18 \cdot 10^6} \cdot 10^6 = 0,212 \text{ µH}$$

Eine Kontrolle nach der Resonanzbedingung ergibt die Richtigkeit der Werte für L und C . Die Güte wird (siehe 1a und 1b)

$$R_Z' = R_Z \left(\frac{C_A + C_Z}{C_A} \right)^2 = 240 \left(\frac{1685 + 910}{1685} \right)^2 = 570 \Omega$$

$$R_A' = R_A \left(\frac{C_A + C_Z}{C_Z} \right)^2 = 70 \left(\frac{1685 + 910}{910} \right)^2 = 570 \Omega$$

$$R = R_A' \parallel R_Z' = 285 \Omega$$

$$Q = \frac{R}{\omega L} = \frac{285}{89,18 \cdot 10^6 \cdot 0,212 \cdot 10^{-6}} = 15$$

wie gefordert.

F. Berechnung des Collinsfilters für komplexe Antennenwiderstände

Die Berechnung wird in ähnlicher Weise vorgenommen wie unter a); man kann dies tun, wenn die von der Antenne herührende Blindkomponente bei der Berechnung der antennenseitigen Kapazität des Filters mit berücksichtigt wird. Es ist daher zweckmäßig, zunächst den als Reihenschaltung $\tilde{R}_A = R_A \pm jX_A$ gegebenen Scheinwiderstand der Antenne in die Parallelerschaltung umzuwandeln. Siehe hierzu Funktechnische Arbeitsblätter, Üf 11, 2. Ausgabe, Blatt 1, Abschnitt Aa. Danach ist, siehe Bild 16:

$$|R_A'| = R_A + \frac{|X_A|^2}{R_A} \quad (14)$$

und

$$|X_A'| = |X_A| + \frac{R_A^2}{|X_A|} \quad (15)$$

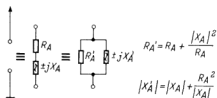


Bild 16. Der Antennen-Fußpunktwiderstand wird entweder als Serien- oder als Parallel-Ersatzschaltung dargestellt

C_Z und L werden nach den Formeln (5) und (12) berechnet, es muß jedoch an Stelle von R_A der Parallel-Ersatz-Widerstand R_A' nach Formel (14) eingesetzt werden

$$C_Z = \frac{2Q}{\omega (R_Z + \sqrt{R_A' \cdot R_Z})} \quad (16)$$

$$L = \frac{R_A' + R_Z + 2\sqrt{R_A' \cdot R_Z}}{2Q\omega} \quad (17)$$

Für die antennenseitige Kapazität kann man nach Formel (8) unter Einsetzen von R_A' ebenfalls einen Wert C_A' errechnen. Dieser entspricht jedoch noch nicht dem in das Filter einzusetzenden Wert, denn parallel dazu liegt die Blindkomponente $\pm jX_A'$ der Antenne (siehe Bild 17). Ist $|X_A'|$ induktiv, so muß diese Blindkomponente durch eine Zusatzkapazität mit dem Blindwiderstand $-jX_A'$ herausgestimmt, die aus Formel (8) errechnete Kapazität also um $C_A = \frac{1}{\omega \cdot X_A'}$ vergrößert werden. Ist $-jX_A'$ dagegen kapazitiv, so muß die aus Formel (8) errechnete Kapazität um $C_A = \frac{1}{\omega \cdot X_A'}$ vermindert werden.

errechnete Kapazität also um $C_A = \frac{1}{\omega \cdot X_A'}$ vergrößert werden. Ist $-jX_A'$ dagegen kapazitiv, so muß die aus Formel (8)

errechnete Kapazität um $C_A = \frac{1}{\omega \cdot X_A'}$ vermindert werden.

errechnete Kapazität um $C_A = \frac{1}{\omega \cdot X_A'}$ vermindert werden.

Für die in das Filter einzusetzende Kapazität C_A ergibt sich dann (siehe Bild 17)

bei Antennen mit induktiver Blindkomponente

$$C_A = \frac{1}{\omega} \left(\frac{2Q}{R_A' + \sqrt{R_A' \cdot R_Z}} + \frac{1}{|X_A'|} \right) \quad (18)$$

und bei Antennen mit kapazitiver Blindkomponente

$$C_A = \frac{1}{\omega} \left(\frac{2Q}{R_A' + \sqrt{R_A' \cdot R_Z}} - \frac{1}{|X_A'|} \right) \quad (19)$$

Fi 31

Eine weitere Möglichkeit C_A auszurechnen, wenn C_Z bekannt ist, ergibt sich mit der Beziehung

$$C_A' = C_Z \sqrt{\frac{R_Z}{R_A'}}$$

(siehe Formel 3 auf Blatt 3a).

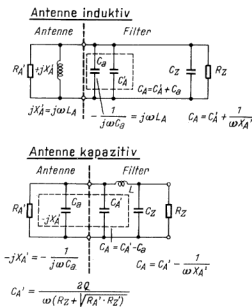


Bild 17. Zusammenfassung der Blindkomponente der Antenne mit der Eingangskapazität des Collinsfilters

Dann wird

bei Antennen mit induktiver Blindkomponente

$$C_A = C_Z \sqrt{\frac{R_Z}{R_A'}} + \frac{1}{\omega X_A'} \quad (18a)$$

und

bei Antennen mit kapazitiver Blindkomponente

$$C_A = C_Z \sqrt{\frac{R_Z}{R_A'}} - \frac{1}{\omega X_A'} \quad (19a)$$

Beispiel 2: Eine Antenne mit dem Scheinwiderstand $90 + j20 \Omega$ soll mit Hilfe eines Collins-Tankkreises auf einen optimalen Senderöhren-Außenwiderstand von 5000Ω angepaßt werden.

Geforderte Kreisgüte $Q = 20$
 Frequenz $f = 3,5 \text{ MHz}$
 $\omega = 2,2 \cdot 10^7 \text{ Hz}$
 $R_Z = 5000 \Omega$

Zunächst wird die Parallelersatzschaltung ermittelt nach (14) und (15)

$$R_A' = 90 + \frac{20^2}{90} = 94,44 \Omega$$

$$jX_A' = 20 + \frac{90^2}{20} = j425 \Omega$$

Die Induktivität L des Filters wird dann nach (17):

$$L_{\mu H} = \frac{94,44 + 5000 + 2 \sqrt{94,44 \cdot 5000}}{2 \cdot 20 \cdot 2,2 \cdot 10^7} \cdot 10^6 = 7,35 \mu H$$

Die röhrenseitige Kapazität C_Z wird nach (16):

$$C_{Z,pF} = \frac{2 \cdot 20}{2,2 \cdot 10^7 \cdot (5000 + \sqrt{94,44 \cdot 5000})} \cdot 10^{12} = 320 \text{ pF}$$

Die antennenseitige Kapazität C_A wird nach (18a):

$$C_A = \frac{320 \cdot 10^{-12} \sqrt{5000}}{2330 \text{ pF}} + \frac{1}{2,2 \cdot 10^7 \cdot 425} = 2440 \text{ pF}$$

Das gleiche Ergebnis gibt die Ausrechnung von C_A nach Formel (18):

$$C_{A,pF} = \frac{10^{12}}{2,2 \cdot 10^7} \left(\frac{2 \cdot 20}{94,44 + \sqrt{94,44 \cdot 5000}} + \frac{1}{425} \right) = 2440 \text{ pF}$$

Die Kontrolle der Resonanzbedingung ergibt mit der Serienschaltung von C_A und C_Z ($= 283 \text{ pF}$) und mit L ($= 7,35 \mu H$) die richtige Resonanzfrequenz von $3,55 \text{ MHz}$. Eine Kontrollrechnung ähnlich Beispiel 1, Abschnitt E) ergibt die geforderte Güte von 20.

Schrifttum

- Funktechnische Arbeitsblätter, Uf 11/2. Ausg., Mith 85/1-2
 FUNKSCHAU, 1956, Heft 7, Seite 264: Abstimmen von Pi-Filter-Endstufen
 FUNKSCHAU, 1955, Heft 19, Seite 52: Der π -Resonanzkreis und seine Anwendung in der HF-Technik
 Funktechnik, 1955, Heft 8, Seite 222: Hochfrequenz-Leistungsgeneratoren
 Funktechnik, 1953, Heft 13, Seite 392: Die Ortskurventheorie der Transformationsschaltungen
 QST, August 1955, Seite 20
 FUNKSCHAU, 1955, Heft 19, (Ing.-Beilage Nr. 7, S. 49): Die Berechnung beliebiger Kombinationen von Blindwiderständen
 Funktechnik, 1955, Heft 8, Seite 221: Hochfrequenz-Leistungsgeneratoren
 Electronics, 1952, Juni: Vertical Antenna Impedance Characteristics
 QRV, 1950, Heft 9: Der Collins-Antennen-Transformator
 P. Williams: Antenna Theory and Design. Pittman Son, London 1950
 H. Brückmann: Antennen, ihre Theorie und Technik. S. Hirzel, Leipzig 1939
 Proceedings IRE, 1949, Dezember, S. 1427: Design Procedures for Pi-Network Antenna Couplers