

Hochfrequenzleitungen

FUNKSCHAU 1954 / Heft 13 263

Von Ing. Otto Limann

In dieser neuen Aufsatzreihe wird in der bewährten Form des Buches „Funktechnik ohne Ballast“ und der Artikelserie „Fernsehtechnik ohne Ballast“ das so wichtige Gebiet der Hochfrequenzleitungen, Antennenanpassungen usw. behandelt.

Hochfrequenzleitungen und Hochfrequenzkabel dienen zum möglichst verlustarmen Transport von Hf-Energie, zur Herstellung von „Stichleitungen“ mit den Eigenschaften von Resonanzkreisen und als Transformationsstücke zur richtigen Anpassung von Antennen. Hf-Leitungen mit besonders genauen Abmessungen werden unter der Bezeichnung „Lechersystem“ oder „Meßleitung“ auch für Meßzwecke im UKW- und Dezimetergebiet benutzt.

Die physikalischen Gesetze für das Verhalten elektromagnetischer Schwingungen auf Leitungen wurden bereits vor langem für die Draht-Telegrafie und -Telefonie erforscht. (K. W. Wagner, Archiv der Elektrotechnik 1915, und Breisig, Theoretische Telegraphie, 2. Auflage 1924). Die dabei gefundenen Gesetze gelten genau so für höchste Frequenzen. Im UKW-Gebiet läßt sich jedoch das Verhalten viel anschaulicher darstellen, weil die Wellenlänge der Schwingungen in die Größenordnung der Kabellängen kommt. Grundsätzlich gelten alle Gesetze sowohl für Zweidrahtleitungen (symmetrische Leitungen) als auch für Koaxialkabel (unsymmetrische Leitungen). Wir betrachten hier vorzugsweise Zweidraht- oder Paralleldrahtleitungen, weil diese durch das vielfach verwendete UKW-Bandkabel besonders bedeutungsvoll sind.

Die wichtigsten Eigenschaften von Hf-Leitungen werden durch zwei Begriffe festgelegt: Wellenwiderstand und Dämpfung.

Energieleitungen

Bild 1. Unendlich lange Leitung

Koppelt man einen Hf-Generator an eine unendlich lange Paralleldrahtleitung an, so wandert die Hf-Energie an den Drähten entlang und verschwindet im Unendlichen. Dem Generator wird also Energie entzogen. Die Leitung wirkt als Verbraucher, sie belastet den Generator wie ein ohmscher Widerstand, in dem die entnommene Energie verzehrt wird. Diesen Widerstandswert der unendlich langen Leitung nennt man ihren Wellenwiderstand und bezeichnet ihn mit dem Buchstaben Z . Ob dabei der Generator eine Frequenz von 50, 100 oder 200 MHz besitzt, ist ohne Bedeutung. Der Wellenwiderstand einer Leitung ist für alle Frequenzen gleich. Die Leitung schluckt die Energie unabhängig von der Frequenz unter den gleichen Bedingungen in sich hinein, so wie auf einem einsamen Gebirgsgipfel tiefe und hohe Schallfrequenzen gleichmäßig im Raum verschwinden.

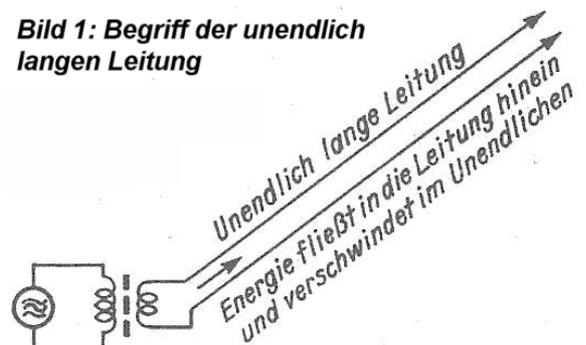


Bild 1: Begriff der unendlich langen Leitung

Bild 2. Richtig abgeschlossene Leitung

Den Wellenwiderstand einer Leitung kann man berechnen oder mit Wechselstrom messen. Bei den üblichen UKW-Bandleitungen beträgt er etwa 240Ω .

Verwendet man nun statt der unendlich langen Leitung nur ein kurzes Leitungsstück von z. B. 10 oder 30 m Länge und verbindet die freien Enden durch einen ohmschen Widerstand, dessen Wert genau dem Wellenwiderstand Z der Leitung entspricht, dann verhält sich dieses Leitungsstück dem Generator gegenüber ebenso wie vorher die unendlich lange Leitung, also wie eine Belastung mit dem Wert des Wellenwiderstandes Z . Die Energie fließt über die Leitung zum „Abschlußwiderstand“ und wird dort restlos verbraucht. Die Leitung dient dabei nur zum Transport der Energie,

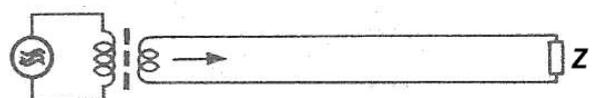


Bild 2: Mit ihrem "Wellenwiderstand" Z abgeschlossene Leitung

ähnlich wie die Lichtleitung, die elektrische Energie zu einer Glühlampe hintransportiert.

Die Verhältnisse entsprechen jetzt, um beim vorigen Vergleich zu bleiben, nicht mehr dem Verschwinden des Schalles im freien Raum auf einem hohen Berggipfel, sondern der Abschlußwiderstand verhält sich etwa wie der poröse Wandbelag eines schalltoten Raumes, der die Schallenergie in sich hineinschluckt.

Bild 3. Größe des Wellenwiderstandes

Die beiden parallelen Drähte einer Bandleitung kann man einmal als Kapazität auffassen, die sich aus lauter kleinen Teilkapazitäten ΔC zusammensetzt. Der Wellenwiderstand der Leitung wird um so geringer sein, je größer ihre Kapazität ist, denn ein großer Kondensator besitzt einen geringeren Wechselstromwiderstand als ein kleiner. In einer Formel für den Wellenwiderstand wird also die Kapazität mit ihrem Kehrwert eingehen, man sagt:

Z ist eine Funktion von $1/C$ oder mathematisch ausgedrückt: $Z = f \cdot \left(\frac{1}{C} \right)$

Andererseits besitzen die Leitungsdrähte eine Selbstinduktion, die aus den in Reihe liegenden Teilinduktionen ΔL besteht. Eine größere Selbstinduktion bedeutet aber einen höheren Widerstand für Wechselströme. Eine Leitung mit höherer Selbstinduktion je Längeneinheit besitzt also auch einen höheren Wellenwiderstand. Z ist daher eine Funktion der Selbstinduktion L.

$$Z = f \cdot (L)$$

Multipliziert man diese beiden Formeln, so ergibt sich daraus: $Z^2 = f \cdot \left(\frac{L}{C} \right)$

oder angenähert $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$ (Ω , H, F)

Für L und C sind die Werte für beliebige, aber gleichlange Leitungsstücke z. B. für 100 m einzusetzen. L und C können mit einer normalen Tonfrequenzbrücke gemessen werden. Dies ist sogar zweckmäßig, denn die Messung mit UKW-Frequenzen ist umständlich und erfordert eingehende Kenntnisse der Leitungstheorie. Da der Wellenwiderstand frequenzunabhängig ist, gelten die mit Tonfrequenz gemessenen und errechneten Werte auch für UKW.

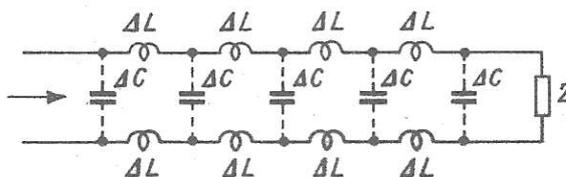


Bild 3. Eine Doppelleitung besteht aus gleichförmig verteilten Kapazitäten und Selbstinduktionen

Zur Messung von L wird das Leiterstück an einem Ende kurzgeschlossen, so daß es eine Schleife oder eine einzige langgestreckte Spulenwindung bildet. Bei der C-Messung wird einfach die gegenseitige Kapazität der Drähte des gleichen Leiterstückes, aber mit offenen Enden gemessen.

Bild 4. Hf-Leitungen mit verschiedenen Wellenwiderständen

Je enger die Drähte einer Doppelleitung zusammenliegen und je größer der Drahtdurchmesser ist, um so größer ist die Kapazität zwischen den beiden Drähten. Größere Kapazität bedeutet aber geringeren Wellenwiderstand, wie wir vorhin überlegt hatten. Je geringer der Wellenwiderstand einer Leitung ist, desto enger liegen also die Drähte zusammen.

Die Selbstinduktion dagegen ist um so größer, je weiter die Drähte voneinander entfernt sind, denn man erhält dadurch gewissermaßen eine einzige sehr große Spulenwindung. Jedoch besteht hier eine Grenze: Der Abstand der Drähte muß stets viel kleiner als die verwendete Wellenlänge sein! Ist dies nicht der Fall, dann beginnt die Leitung zu strahlen, wie eine richtige Spule. Dadurch geht sehr viel Hf-Energie nutzlos verloren. Bei dem für Meterwellen benutzten Bandkabel betragen deshalb die Abstände der Drähte nur einige Millimeter. KW-Amateure dagegen verwenden als Hf-Leitungen für Wellenlängen von 20 bis 80 m Drähte mit Abständen bis zu 15 cm, um die Isolationsfestigkeit und Sprühsicherheit der Speiseleitungen von Sendeantennen zu erhöhen.

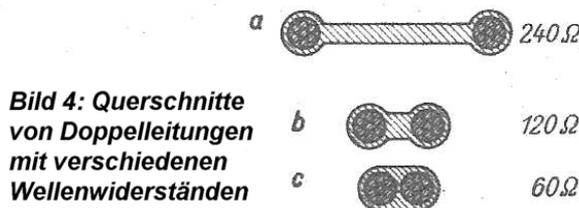


Bild 4: Querschnitte von Doppelleitungen mit verschiedenen Wellenwiderständen

Sowohl bei zu weitem, als auch bei zu engem Drahtabstand wachsen die Leitungsverluste. Die besten Eigenschaften von Doppelleitungen erhält man bei Wellenwiderständen um 240Ω . Diesen Wert hat man daher für die hauptsächlich verwendete UKW-Bandleitung gewählt. Die Entfernung der beiden Leiter hängt dabei vom Drahtdurchmesser und auch von der Dielektrizitätskonstante des Isoliermaterials ab. Stellt Bild 4a z. B. den Querschnitt eines $240\text{-}\Omega$ -Kabels dar, so müssen unter sonst gleichen Bedingungen für 120Ω Wellenwiderstand die Drähte auf den Abstand von Bild 4b und für 60Ω nach 4c genähert werden. Eine $60\text{-}\Omega$ -Leitung läßt sich daher behelfsmäßig aus zwei verdrehten isolierten Drähten herstellen. (Vgl. Funktechnische Arbeitsblätter Sk 81, Franzis-Verlag, München.)

Bild 5. Leitungsdämpfung

Wie bei anderen Bauelementen entstehen auch in der Selbstinduktion und der Kapazität von Hf-Leitungen Verluste. Sie lassen sich angenähert durch ohmsche Serienwiderstände r im Zuge der Leitungen ausdrücken und durch Ableitwiderstände G , die die Verluste im Isoliermaterial darstellen. Die beiden Erscheinungen setzen sich zu einem Gesamtverlust zusammen. Er bewirkt, daß unterwegs auf der Leitung bereits Energie verbraucht wird, so daß nicht die gesamte hineingeschickte Leistung zum Abschlußwiderstand Z gelangt. Als Maß für diese Verluste gibt man meist die Leitungsdämpfung in Neper/km an. Diese Leitungsdämpfung ist aber nicht frequenzunabhängig wie der Wellenwiderstand, sondern die Verluste wachsen mit höheren Frequenzen. Eine Leitung, die bei 100 MHz eine Dämpfung von 6 Np/km besitzt, kann für 200 MHz leicht auf 9 Np/km kommen.

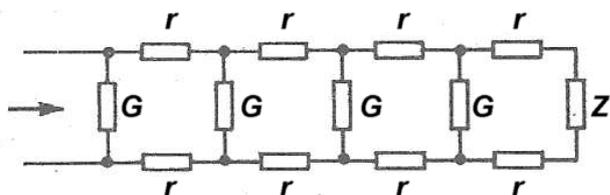


Bild 5. Die Hf-Verluste einer Leitung lassen sich durch Serienwiderstände r und Ableitungen G darstellen. Sie bewirken zusammen eine Spannungsteilung, so daß nicht die gesamte Leistung zum Abschlußwiderstand Z gelangt. Je länger die Leitung ist, um so größer sind die Verluste

Die Herstellerfirmen sind bestrebt, durch versilberte Leitungen und hochwertige Isolierstoffe die Verluste möglichst gering zu halten. Untersucht man für die eben angegebenen Werte die Verluste für ein Leitungsstück von 20 m Länge, so ergibt sich:

Dämpfung Np/km	Dämpfung Np/20m	Spannungs- verlust	Leistungs- verlust
6	0,12	11,3%	21%
9	0,18	16,5%	30%

(Funktechnische Arbeitsblätter Mth 11, Franzis-Verlag, München)

Da Hf-Leitungen beim UKW- und Fernsehempfang die aufgenommene Leistung (nicht die Spannung) übertragen sollen, fällt der Leistungsverlust von 30% für 200 MHz schon sehr ins Gewicht, besonders wenn noch andere Verluste hinzukommen.

Bild 6. Schlauchkabel

Bei dem üblichen UKW-Bandkabel verlaufen die Feldlinien zwischen beiden Leitern nach Bild 6a zum größten Teil durch die Luft, und Luft ist ja im allgemeinen der beste Isolator. Kritische Untersuchungen ergaben jedoch, daß die Dämpfung eines solchen Kabels stark vom Wetter abhängt. Dies wirkt sich besonders schädlich im Fernsehband IV, bei Frequenzen um 500 MHz aus. Messungen zeigten, daß die Dämpfung einer Leitung bei nassem Wetter in diesem Frequenzgebiet auf das fünffache anstieg. Ebenso ungünstigen Einfluß haben Schnee, Salzniederschläge (in Küstengebieten) und Schmutzansätze, denn die Feldlinien verlaufen hierbei zum Teil durch schlechtes Dielektrikum. Salz und Schmutzschichten sind besonders störend, weil sie dauernd am Kabel haften bleiben.

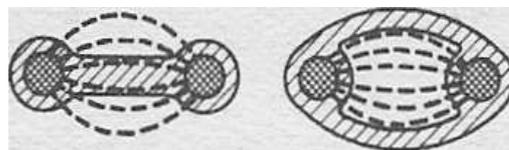


Bild 6. Profil eines normalen Bandkabels (a) und eines Schlauchkabels (b)

Neuerdings fertigt man Schlauchkabel deshalb mit einem Profil nach Bild 6b an. Hierbei verlaufen die Feldlinien vollkommen geschützt im Innern des Schlauches durch die Luft. Schädliche Staubablagerungen, Nässe usw. bleiben dadurch außerhalb der größten Felddichte und haben keinen Einfluß auf die Leitungsdämpfung mehr. Die guten elektrischen Eigenschaften des Kabels bleiben daher bei jedem Wetter erhalten. Das Eindringen von Nässe in das Kabelinnere ist durch Abdichten der

Kabelenden zu verhindern.

(FUNKSCHAU 1953, Heft 17, Seite 342, und 1954, Heft 6, Seite 119.)

Bild 7. Abgeschirmtes Bandkabel

Während das Schlauchkabel nur von einem mechanischen Schutz umgeben ist, um Schmutzablagerungen dicht an den Adern zu vermeiden, besitzt das abgeschirmte zweiadrige Hf-Kabel eine zusätzliche elektrische Abschirmung, um Störfelder fernzuhalten. Diese Kabelart wird vor allem für Gemeinschaftsantennen-Anlagen und hinter Antennenverstärkern verwendet, und zwar in wetterfester Ausführung für im Freien verlaufende Leitungen und in einfacherer Form für die Verlegung unter Putz.



Bild 7. Die beiden symmetrischen Adern sind von einer Abschirmung umgeben

Bild 8. Koaxialkabel

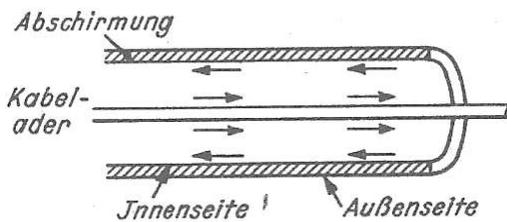


Bild 8. Stromverteilung auf einem Koaxialkabel. Nur die Innenseite der Abschirmung dient zur Rückleitung. Der Außenmantel ist neutral und schirmt Störungen ab.

Beim Koaxialkabel befindet sich nur eine Leitung, durch geeignete Isoliermaterialien gehalten, zentrisch im Innern einer Abschirmhülle. Die Innenseite der Abschirmung dient hier gewissermaßen als zweite Ader oder als Rückleitung. Das Feld der Nutzschiwingung verläuft ausschließlich im Kabelinnern. Störungen können infolge der Abschirmung nicht eindringen. Das günstigste Verhältnis von Innen- zum Außendurchmesser liegt bei dieser Kabelart etwa bei Wellenwiderständen von 55 bis 70 Ω . Sie werden deshalb meist für $Z = 60 \Omega$ hergestellt.

Hf-Kabel als Resonanzkreise

Bild 9. Die fehlangepaßte Leitung

Weicht der Abschlußwiderstand R_A der Leitung von dem Wellenwiderstand Z ab, so spricht man von Fehlanpassung. Dabei ergeben sich recht verschiedenartige Wirkungen je nach der Größe des Widerstandes und der Länge der Leitung. Der Widerstand am Ende kann von sehr hohen ($R_A = \infty$) bis zu sehr niedrigen Werten ($R_A = 0$), also vom Leerlauf (offene Leitung) bis zum Kurzschluß geändert werden. Dabei ändert sich dann auch der Eingangswiderstand R_E der Leitung, er stimmt dann nicht mehr mit dem Wellenwiderstand Z überein! Statt ohmscher Widerstände kann man aber auch Kapazitäten oder Selbstinduktionen am Ende der Leitung anschließen. Von diesen verschiedenen Möglichkeiten sind vor allem Kurzschluß und Leerlauf wichtig.

Während bei richtig mit dem Wellenwiderstand abgeschlossenen Energieleitungen die Länge keinen Einfluß auf die Leitungseigenschaften hat, spielt sie bei Fehlanpassung eine große Rolle. Besonders wichtig sind hierbei Leitungsstücke, die einer viertel oder einer halben Wellenlänge oder Vielfachen davon entsprechen. Man bezeichnet sie abgekürzt mit $\lambda/4$ - und $\lambda/2$ -Leitungen. Diese Leitungsstücke nehmen Resonanzeigenschaften für die betreffende Wellenlänge an. In diesen Fällen ist es zweckmäßiger, mit Wellenlängen zu rechnen, während sonst bei Überlagerungsempfängern, Bandbreiten, Durchlaßkurven usw. stets das Rechnen mit Frequenzen anschaulicher ist.

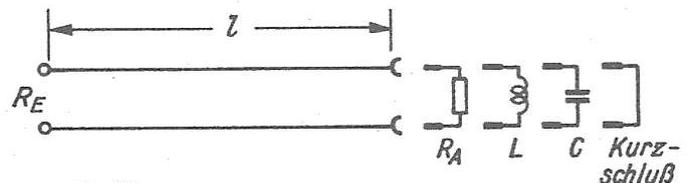


Bild 9. Bei richtig mit dem Wellenwiderstand Z abgeschlossenen Energieleitungen ist die Leitungslänge l ohne Einfluß. Bei andersartigen Abschlußwiderständen ergeben sich je nach der Länge der Leitung ganz verschiedene Eingangswiderstände R_E

Bild 10. Fortschreitende und stehende Wellen

Ist der Abschlußwiderstand nicht mit dem Wellenwiderstand identisch, dann kann die am Leitungsende ankommende Energie dort nicht restlos verbraucht werden. Der nicht aufgenommene Anteil wird reflektiert und wandert an den Leitungsanfang zurück. Auf unser Schallbeispiel übertragen, heißt dies, daß der Schall weder im freien Raum verschwindet wie auf einem Berggipfel (unendlich lange Leitung), noch restlos von den Wänden eines schalltoten Raumes aufgenommen wird (richtig abgeschlossene Leitung), sondern der Schall wird als Echo von einer glatten Wand zurückgeworfen.

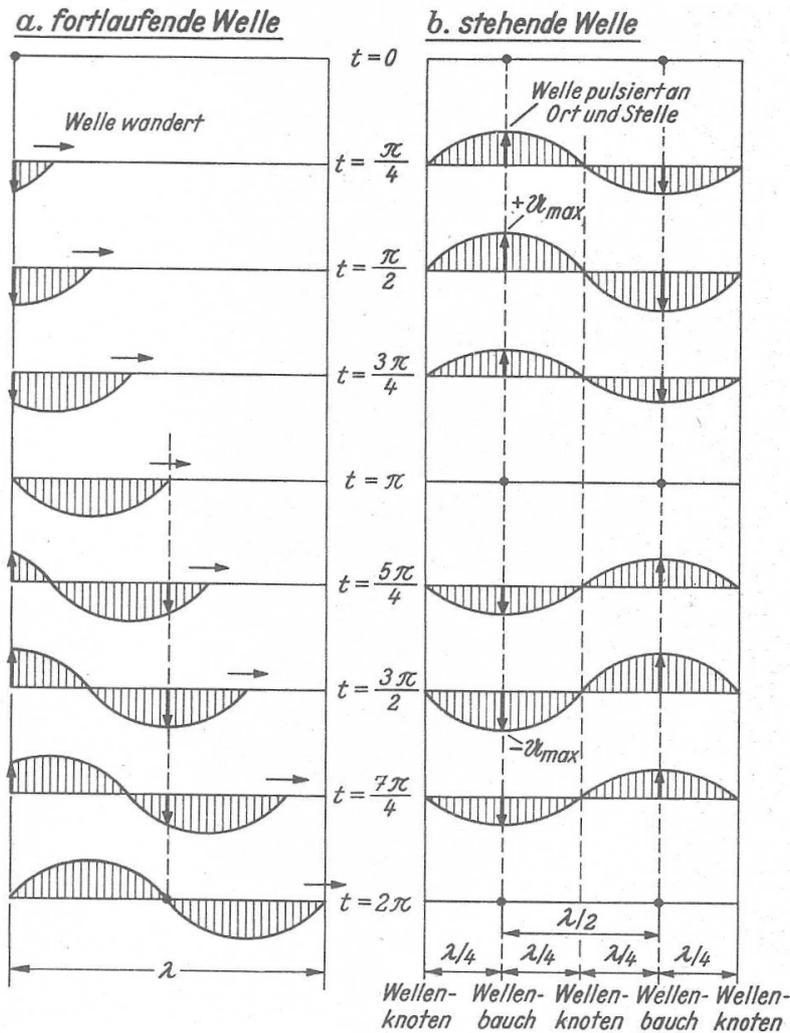


Bild 10. Fortlaufende und stehende Wellen auf Leitungen
(Darstellung nach L. Ratheiser)

Spannung wieder Null sein. Hier liegt ein „Spannungsknoten“. Der schwingende Zustand drückt sich dadurch aus, daß die Bäuche nicht wie die Wellenberge fortschreitender Wellen weiterrollen (Meereswellen), sondern stets an der gleichen Stelle von positiven zu negativen Werten pulsieren (schwingende Saiten einer Geige).

Bei einer fehlangepaßten Leitung überlagern sich hin- und rücklaufende Wellen. Dies ergibt wellenförmige Strom- und Spannungsverteilungen längs der Leitung. Man bezeichnet sie als stehende Wellen oder Stehwellen. Zum Vergleich sind in Bild 10a und 10b fortschreitende und stehende Wellen gegenübergestellt. In 10a wandert die als Beispiel gewählte Spannungswelle an der Leitung entlang. Die Wellenberge bewegen sich also über die ganze Leitungslänge hinweg. Ein Voltmeter zeigt an jeder Stelle der Leitung den gleichen Spannungswert an so wie bei einer ganz gewöhnlichen Wechselstromleitung.

In Bild 10b ist eine am Ende kurzgeschlossene Leitung von der Länge $l = \lambda$ dargestellt. An diesem Kurzschluß kann sich keine Spannung aufbauen, hier herrscht also stets die Spannung Null zwischen beiden Leitern. Dagegen muß im Abstand $\lambda/4$ vom kurzgeschlossenen Ende das eigentliche Spannungsmaximum der Sinuswelle entstehen. Hier befindet sich also ein „Spannungsbauch“. Im Abstand $\lambda/2$ vom Kurzschluß muß dagegen, entsprechend dem sinusförmigen Verlauf, die

(Fortsetzung folgt)

Hochfrequenzleitungen

2. Folge

Geht man davon aus, daß am Ende einer kurzgeschlossenen Leitung die Spannung gleich Null sein muß und am Ende einer offenen Leitung kein Strom fließen kann, so ergibt sich daraus die Tatsache, daß Leitungsstücke bestimmter Länge als Schwingkreise wirken müssen.

Bild 11. Praktischer Nachweis

Mißt man bei der am Ende kurzgeschlossenen Hf-Leitung die Spannung zwischen den Leitungsdrähten an verschiedenen Punkten, so ergibt sich tatsächlich an den Stellen $\lambda/2$ ein Spannungsminimum und an den Stellen $\lambda/4, 3\lambda/4$ ein Spannungsmaximum. Bei Vorführungen mit einem Sender von genügender Leistung läßt sich dies sehr schön mit kleinen Glühlampenbrücken nachweisen, die zwischen den freitragend ausgespannten Leitungsdrähten verschoben werden. — Alle Vorgänge an fehlangepaßten Leitungen wiederholen sich auch bei längeren Leitungsstücken, also wenn die Leitung $2\lambda, 3\lambda$, usw. lang gemacht wird.

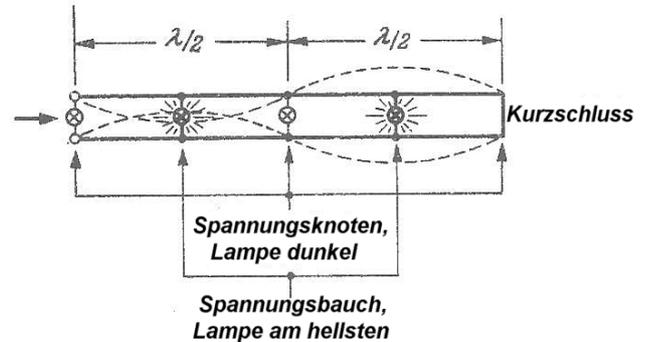


Bild 11. Nachweis von stehenden Wellen

Bild 12. Die kurzgeschlossene $\lambda/2$ -Leitung

Schließt man eine $\lambda/2$ -Leitung am Ende kurz, so bricht dort, wie bei jedem Kurzschluß, die Spannung zusammen, sie wird Null. Dagegen fließt in dem Kurzschlußbügel der größte Strom. Durch die Reflexion der Sinuswellen an dieser Fehlanpassung muß dann in der Mitte des Leitungsstückes ein Spannungsbauch und am Anfang wieder ein Spannungsknoten entstehen. Umgekehrt bildet der Strom in der Mitte einen Knoten und am Leitungsanfang einen Bauch. Aus dieser Überlegung ergibt sich, daß am Leitungsanfang ebenfalls die Spannung ein Minimum ist, aber ein großer Strom fließt, d. h. daß hier ebenfalls eine Kurzschlußwirkung vorhanden ist. Der Kurzschluß im Abstand $\lambda/2$ überträgt sich also auf den Leitungsanfang.

Dies gilt aber nur für die Wellenlänge λ ! Ändert man die Frequenz des Generators, macht man also die Wellenlänge größer oder kleiner, dann wird nicht direkt ein Kurzschluß am Leitungsanfang wirksam, sondern nur ein mehr oder weniger großer Widerstand, je nachdem ob die Frequenz stark oder nur wenig von der ursprünglichen abweicht. Das ganze Gebilde besitzt also Resonanzeigenschaften, bei der Resonanzfrequenz oder bei der Wellenlänge λ wird der größte Strom aus dem Generator entnommen.

Das bedeutet aber, daß die kurzgeschlossene $\lambda/2$ -Leitung die Eigenschaften eines Saugkreises hat! Sie wirkt wie die Serienschaltung eines abgestimmten Kreises aus Spule und Kondensator, also ähnlich wie z. B. ein Zf-Saugkreis parallel zur Antennenspule eines Überlagerungsempfängers. Auch dieser soll ja die störende Zwischenfrequenz kurzschließen.

Wir merken uns also:

1. Ein Kurzschluß am Ende einer $\lambda/2$ -Leitung wirkt wie ein Kurzschluß unmittelbar am Leitungsanfang.
2. Eine kurzgeschlossene $\lambda/2$ -Leitung hat die Eigenschaften eines Saugkreises.

Bild 13. Die offene $\lambda/2$ -Leitung

Läßt man die λ -Leitung am Ende leer laufen, so kann dort kein Strom von einem Leiter zum anderen fließen, der Strom ist Null. Infolge der sich ausbildenden wellenförmigen Stromverteilung entsteht aber jetzt im Leitungsdraht im Abstand $\lambda/4$ vom Ende ein Strommaximum. Ein dort eingeschaltetes Amperemeter würde tatsächlich einen hohen Strom anzeigen. Am Anfang der Leitung ist dagegen der Strom wieder Null. Umgekehrt verhält sich wieder die Spannung. Zwischen den offenen Enden herrscht die größte Spannung, in der Mitte ein Spannungsknoten und am Anfang besteht wieder ein großer Spannungsunterschied zwischen beiden Leitern. Betrachtet man also nur den Leitungsanfang, so liegt hier

jetzt eine hohe Spannung, aber es fließt kein Strom; das bedeutet, daß ebenfalls wieder der Zustand im Abstand $\lambda/2$ auf den Leitungsanfang übertragen wurde. Die Leitung wirkt hier wie ein sehr hoher Widerstand, aber nur für die Wellenlänge λ ! Macht man die Frequenz größer oder kleiner, oder macht man das Leitungsstück bei gleichbleibender Frequenz kürzer oder länger, dann wird der Widerstand am Leitungsanfang geringer.

Auch diese Anordnung besitzt also Resonanzeigenschaften, sie wirkt wie ein Parallel-Resonanzkreis oder wie ein Sperrkreis; im Resonanzfall ist der Widerstand am größten. Er wird zwar infolge der unvermeidlichen Hf-Verluste — wie bei jedem Kreis — nicht unendlich groß, aber die Güte ist meist besser als bei einem konzentriert aus Spule und Kondensator aufgebauten UKW-Schwingkreis.

Wir merken uns hierfür:

1. Eine offene $\lambda/2$ -Leitung wirkt am Anfang wie ein sehr hoher Widerstand.
2. Eine offene $\lambda/2$ -Leitung hat die Eigenschaft eines Sperrkreises.

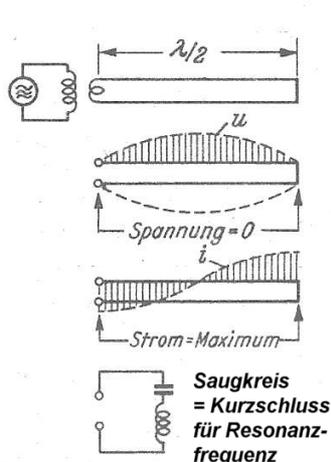


Bild 12 . Spannungs- und Stromverteilung auf einer kurzgeschlossenen $\lambda/2$ -Leitung

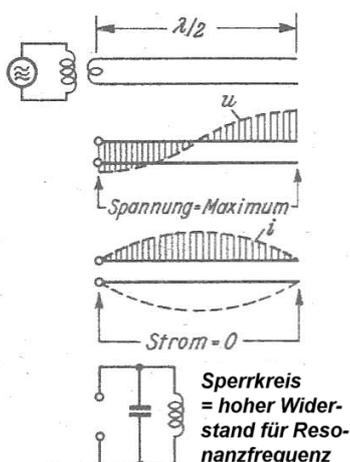


Bild 13. Spannungs- und Stromverteilung auf einer offenen $\lambda/2$ -Leitung

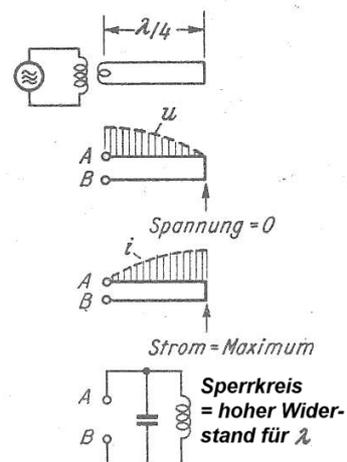


Bild14. Eine $\lambda/2$ -Leitung überträgt Blindwiderstände am Leitungsende unverändert auf den Anfang der Leitung

Bild 14. Die kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung

Die bisherigen Überlegungen lassen sich sinngemäß auch auf $\lambda/4$ -Leitungen übertragen. Bei einer kurzgeschlossenen $\lambda/4$ - Leitung fließt im Kurzschlußbügel der größte Strom, und die Spannung daran bricht auf Null zusammen. Da jetzt aber nur eine viertel Wellenlänge bis zum Eingang reflektiert werden kann, bedeutet dies am Anfang einen Stromknoten — kleinster Strom — und einen Spannungsbauch.

Beides gilt aber wieder nur für den Resonanzfall, also für die Wellenlänge λ , wenn die Leitung gleich $\lambda/4$ ist. Hohe Resonanzspannung bei kleinem Strom, also bei einem großen Widerstand, bedeutet aber einen Parallel - Resonanzkreis. Die kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung stellt also einen Sperrkreis mit hohem Widerstand dar.

Bild 15. $\lambda/2$ -Leitung mit Blindwiderständen

Aus Bild 12 und 13 haben wir die Erkenntnis gewonnen, daß der Zustand am Ende einer $\lambda/2$ -Leitung auf den Leitungsanfang übertragen wird, ein Kurzschluß wirkt als Kurzschluß, eine offene Leitung als sehr hoher Widerstand. Das legt den Schluß nahe, daß die Werte anderer Widerstände genau so auf den Leitungsanfang übertragen werden.

Dies trifft in der Tat zu! Eine Spule oder eine Kapazität am Ende einer $\lambda/2$ - Leitung wirken genau so, als wenn sie unmittelbar am Leitungsanfang liegen würden. Man könnte also z. B. bei einem UKW-Schwingkreis den Kondensator über eine

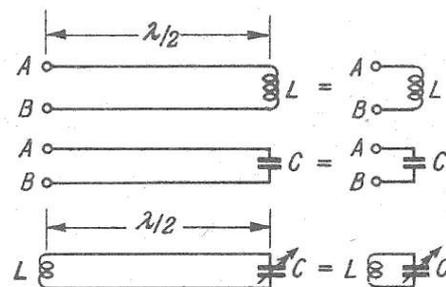


Bild 15. Spannungs- und Stromverteilung auf einer kurzgeschlossenen $\lambda/2$ -Leitung

$\lambda/2$ -Leitung an die Spule anschließen; die Abstimmung würde sich dadurch nicht ändern. Allerdings gilt dies streng nur für die genaue Resonanzfrequenz von λ . Man kann also keinen veränderlichen Schwingungskreis mit einem Drehkondensator so aufbauen, weil man dann die Leitungslänge für jede Kondensatoreinstellung mitändern müßte. Für ganz geringe Verstimnungen ist das Verfahren jedoch durchaus angängig. Man kann auf diese Weise einen vielleicht mechanisch schlecht zugänglichen UKW-Schwingkreis mit einer Feineinstellung über eine $\lambda/2$ - Leitung versehen.

Ing. O. Limann

(Fortsetzung folgt)

FUNKSCHAU 1954 Heft 15 331

Hochfrequenzleitungen

3. Folge

Hf-Leitungen mit den Eigenschaften von Schwingkreisen werden oft in der UKW- Technik angewendet. Im folgenden werden einige interessante Beispiele hierfür gebracht

Bild 16. Quasistationäre Schwingkreise und Hf-Leitungen

Dem Funktechniker alter Schule leuchtet zunächst sehr schwer ein, daß ein kurzes Stück Paralleldrahtleitung mit einem faustdicken Kurzschluß am Ende ausgerechnet einen sehr hohen Widerstand besitzen soll. Er kann sich dies aber etwa so klarmachen, daß die beiden Drähte mit dem Kurzschluß eine langgestreckte Spulenwindung, also das L eines Schwingkreises darstellen. Die verteilte Kapazität zwischen den beiden Leitern stellt dagegen den Parallelkondensator C dar, und so kommt man zwanglos zu der Übersetzung in den gewohnten Parallelschwingkreis aus L und C.

Schwingkreise der normalen Rundfunktechnik bezeichnet man als quasistationäre Kreise, weil ihre Kapazitäten und Selbstinduktionen gleichsam oder scheinbar (lateinisch „quasi“) auf einen Punkt konzentriert und räumlich getrennt sind. Kreise aus Hf-Leitungen dagegen nennt man nichtquasistationär, denn C und L sind hier nach Bild 3 in kleine Teilelemente entlang der Leitung verteilt. Ein weiterer Unterschied liegt darin, daß ein quasistationärer Kreis auf Resonanz abgestimmt wird, indem man den induktiven gleich dem kapazitiven Widerstand macht: $\omega L = \frac{1}{\omega C}$.

Hf-Leitungen dagegen stimmt man ab, indem man sie auf die Länge $\lambda/4$ oder ein Vielfaches davon abgleicht.

Maßgebend für die Resonanz ist also wieder die Leitungslänge. Man kann mit einer solchen Leitung durchaus einen Dreipunktoszillator nach Bild 17b aufbauen. Die $\lambda/4$ -Leitung wirkt hier genau wie ein Dreipunktschwingkreis. Allerdings liegen über den Anfang der Leitung noch die Röhrenkapazitäten $C_{g/a}$, $C_{g/k}$ und $C_{a/k}$. Sie vergrößern also die Kapazität der Leitung etwas. Daher muß der Abstand des Kurzschlusses etwas geringer als $\lambda/4$ sein. Die Anodenspannung wird zweckmäßig über eine Drossel zugeführt. Macht man den Kurzschluß verschiebbar, dann kann man den Oszillator auf verschiedene Wellenlängen abstimmen. Der Schieber muß jedoch sehr guten Kontakt geben, sonst wird die Kreisgüte stark herabgesetzt und die Schaltung schwingt nicht! Schlechter Kontakt bedeutet ja einen hohen Serienwiderstand in der Spule, und zwar an einer Stelle, an der hier der größte Strom fließt.

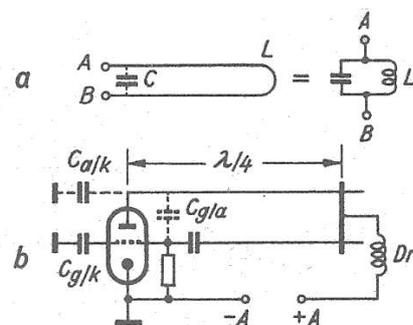


Bild 16. $\lambda/4$ -Leitung als Parallelschwingkreis

Bild 17. Die offene $\lambda/4$ -Leitung

Der gedankliche Übergang zur offenen $\lambda/4$ -Leitung bedeutet nun keine Schwierigkeiten mehr. Am offenen Leitungsende kann kein Strom fließen: Stromknoten! Eine viertel Wellenlänge vorher, am Leitungsanfang, muß das Strommaximum liegen. Andererseits bildet sich am leerlaufenden Leitungsende die Leerlaufspannung, die höchste Spannung aus. Eine viertel Wellenlänge vorher läuft dann die Sinuswelle durch Null. Am Leitungsanfang fließt also ein starker Strom, und die Spannung bricht gewissermaßen auf

Null zusammen. Das sind aber die Eigenschaften eines Kurzschlusses für die Resonanzfrequenz. Die offene $\lambda/4$ -Leitung wirkt als Kurzschlußkreis, Saugkreis oder Serienresonanzkreis.

Bild 18. Offene $\lambda/4$ -Leitung als Saugkreis

Auch die Tatsache, daß zwei nicht verbundene kurze parallele Drähte für eine bestimmte Frequenz einen sehr niedrigen Widerstand darstellen, ist für denjenigen, der bisher nur mit quasistationären Kreisen arbeitete, sehr verblüffend. Auch dazu eine Gedankenbrücke. Man stelle sich die Leitungskapazität konzentriert am offenen Ende der Leitung vor. Die beiden Drähte selbst bilden dann je die halbe Windung einer langgestreckten Spule, die in der Mitte durch den Kondensator C geschlossen ist. Damit ergibt sich zwanglos die Schaltung eines Serienresonanzkreises, der für die Resonanzfrequenz den geringsten Widerstand besitzt. Man vergleiche wieder damit den Zf-Sperrkreis parallel zur Antennenspule eines AM-Superhets, dieser Kreis stellt ebenfalls einen Kurzschluß für die Zwischenfrequenz dar.

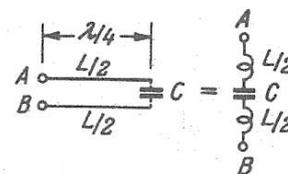
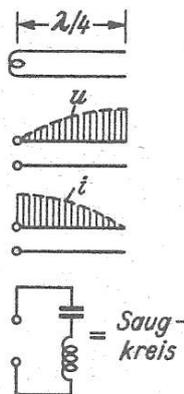


Bild 18.
Offene $\lambda/4$ -Leitung
als Saugkreis

**Bild 17. Spannungs- und
Stromverteilung auf
Einer offenen $\lambda/4$ -Leitung**

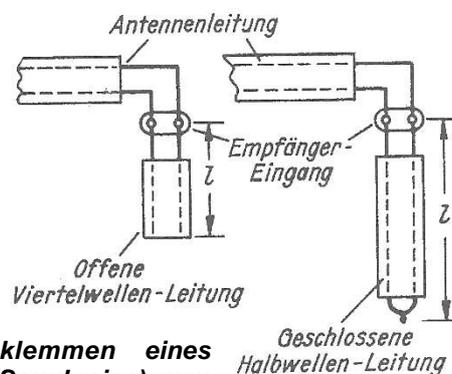
Bild 19. Stichleitungen

Aus Hf-Leitungen bestehende Schwingkreise werden vielfach auch als „Stichleitungen“ bezeichnet, weil sie als langgestreckte Gebilde mit einem Ende an die übrige Schaltung angeschlossen oder angestochen werden.

Stichleitungen dienen bei UKW- und Fernsehempfängern zum Aussperren von Störsendern. Man ordnet dazu parallel zu den Antennenklemmen eine als Saugkreis wirkende Stichleitung, also eine offene $\lambda/4$ - oder eine kurzgeschlossene $\lambda/2$ -Leitung an und stimmt sie auf die Störfrequenz ab. Die erforderliche Länge l kann man für 240- bis 300- Ω -Flachkabel etwa nach folgenden Faustformeln vorausberechnen:

offene $\lambda/4$ -Leitung	kurzgeschlossene $\lambda/2$ -Leitung
$l_{cm} = \frac{6400}{f_{MHz}}$	$l_{cm} = \frac{12400}{f_{MHz}}$

f ist dabei die Störfrequenz, deren Wert vorher zu ermitteln ist.



**Bild 19. Parallel zu den Antennenklemmen eines
Empfängers angeordnete Stichleitungen (Saugkreise) zum
Kurzschließen der Frequenzen von störenden Sendern**

Fernsehempfänger werden häufig durch Harmonische von UKW-Rundfunksendern oder UKW-Empfänger-Oszillatoren gestört. Für die UKW-Frequenz 91,3 MHz zum Beispiel beträgt die zweite Harmonische 182,6 MHz. Diese Frequenz liegt im Fernsehkanal 6 mit dem Bildträger 182,25 MHz und verursacht ein störendes Moire im Bild. Eine $\lambda/4$ -Stichleitung zur Abhilfe müßte also

$$f = \frac{6200}{182,6} = 34 \text{ cm} \quad \text{lang sein.}$$

Zweckmäßig macht man das Kabelstück zunächst etwas länger und schneidet im Betrieb Stück um Stück ab, bis die Störung am schwächsten wird. — Bei kurzgeschlossenen $\lambda/2$ -Leitungen überbrückt man probeweise die beiden Drähte durch Einschneiden in die Isolierung mit einer Rasierklinge. An der günstigsten Stelle wird dann die Isolierung entfernt, und die Adern werden endgültig verdreht und verlötet. (FUNKSCHAU 1953, Heft 23, S. 452)

Bild 20. Vereinfachtes Abgleichen von Stichleitungen

Das Abschneiden und Kurzschließen von Leitungsstücken in der vorher beschriebenen Weise ist etwas unbequem. Man kann dies umgehen und zu einer stetigen Abstimmung kommen, die sich zudem wiederholen läßt, indem man das Kabelende mit einem Trimmerkondensator abschließt und mit diesem auf Störungsminimum abgleicht. Die im Bild dargestellte Bemessung wurde von der Firma Nordmende für Störsender im Fernsehband III angegeben. (FUNKSCHAU 1954, Heft 6, Seite 118)

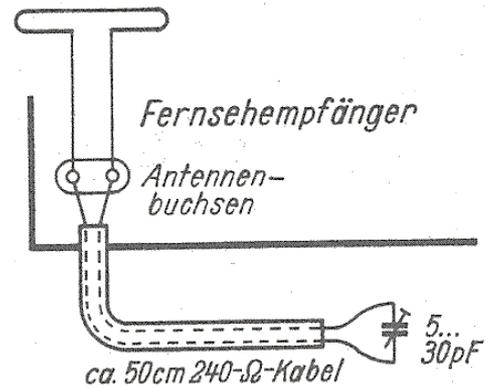


Bild 20. Abstimmung des aus einer Hf-Leitung bestehenden Saugkreises durch einen Trimmer

Bild 21. Hf-Leitungen im UKW-Empfänger

Die zweite Harmonische eines UKW-Oszillators fällt bei der üblichen Zwischenfrequenz von 10,7 MHz in den Frequenzbereich (Band III).

UKW-Bereich	87...100 MHz
Oszillatorbereich	
87 + 10,7...100 + 10,7	≈ 98...111 MHz
Zweite Harmonische	≈ 196...222 MHz

Der UKW-Teil eines Empfängers muß daher so ausgebildet werden, daß diese Störstrahlung bestimmte, von der Bundespost festgelegte Werte nicht überschreitet. Dies wird im Empfängerbau durch sorgfältige Abschirmung, günstige Verdrahtung und richtige Erdungspunkte des UKW-Teiles erzielt. Beim Telefunken-Super „Allegro“ wurden außerdem folgende zusätzliche Maßnahmen ergriffen:

Parallel zu den Antennenklemmen liegt eine offene $\lambda/4$ -Leitung, die auf Bandmitte der zu unterdrückenden Störstrahlung (196...222 MHz) abgestimmt ist. Sie wirkt für diese Frequenzen als Kurzschluß. Zwischen den Antennenklemmen und der eigentlichen Antennenspule befindet sich eine weitere $\lambda/4$ -Leitung für das gleiche Frequenzgebiet. Sie wirkt, vom Oszillator aus gesehen, als kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung, wobei der Kurzschluß durch den an den Antennenklemmen befindlichen Saugkreis gebildet wird. Eine kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung wirkt aber als Sperrkreis. Die vom Oszillator herrührenden Störfrequenzen werden also zunächst durch diesen Sperrkreis gehindert, bis zur Antenne vorzudringen. Etwa doch hindurchkommende Reste werden außerdem durch den Saugkreis kurzgeschlossen.

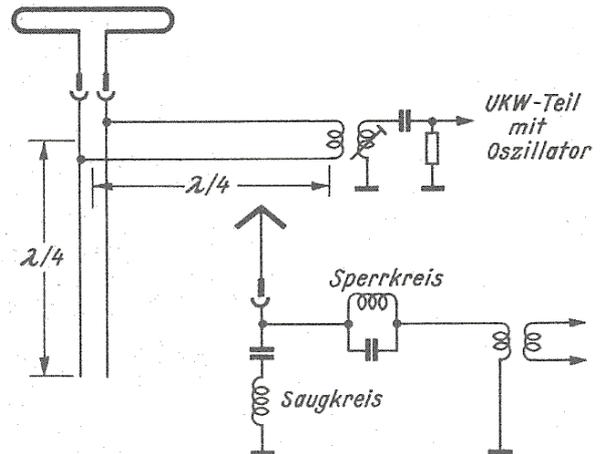


Bild 21. Prinzip der UKW-Antennenschaltung des Telefunken-Supers „Allegro“. Die $\lambda/4$ -Leitungen sind auf die zu unterdrückende Oszillatorstörstrahlung abgestimmt

In Bild 21b sind diese Verhältnisse auf normale Schaltzeichen übertragen. Zum besseren Verständnis ist diese Schaltung unsymmetrisch dargestellt.

Im Originalgerät besitzt die Antennenspule eine Mittelanzapfung zum Anschluß der AM-Antenne. Die zu der Mittelanzapfung führende Leitung ist gegen die beiden Außenleiter gleichfalls in der beschriebenen Weise entstört. Dies ergibt eigentlich drei Leitungspaare, die zu drei dreieckförmig angeordneten Drähten zusammengefaßt wurden.

Auf den normalen UKW-Empfang haben die $\lambda/4$ -Leitungen keinen Einfluß, da der Sperrkreis für die Empfangsfrequenz einfach ein etwas längeres Stück Antennenkabel darstellt, das nur zum Energietransport dient. Der Saugkreis bedeutet für das UKW-Band lediglich eine Kapazität, die in die Abstimmung des Eingangskreises eingeht. (FUNKSCHAU 1953, Heft 5, S. 86)

Bild 22. Stehwellenverhältnis

Stehende Wellen auf Leitungen brauchen nicht immer bis auf Null herunterreichende Strom- oder Spannungsknoten zu haben. Wird z. B. eine Energieleitung nicht ganz richtig angepaßt, ist also R_A verschieden von Z , dann wird wohl ein Teil der Energie im Abschlußwiderstand verbraucht und ergibt fortschreitende Wellen, also gleiche Strom- und Spannungsverteilung an allen Punkten der Leitung (vgl. Bild 10a). Ein anderer Teil wird jedoch reflektiert und bildet stehende Wellen. Sie überlagern sich mit der gleichmäßigen Strom- und Spannungsverteilung. Ähnliches tritt auf, wenn bei kurzgeschlossenen (Bild 22b) oder offenen Leitungen (Bild 22c) sich die Leitungslänge nicht genau durch $\lambda/4$ teilen läßt. Die Spannungs- und Stromknoten reichen dann nicht bis auf Null herunter. In allen diesen Fällen ergeben sich also Spannungs- oder Stromverteilungen längs der Leitung wie Bild 22d. Man bezeichnet sie als **Stehwellen**. Das Verhältnis der größten zur kleinsten Amplitude wird „Stehwellenverhältnis“ genannt. In Bild 22d beträgt es z. B. 3 : 2 oder 1,5 : 1. Je geringer die Welligkeit ist, desto besser ist die Leitung angepaßt.

Diese Stehwellen lassen sich auf besonderen "Meßleitungen" eindeutig nach Amplitude und Abstand der Knoten von den Enden (Maß l_a und l_b) ausmessen. Aus diesen Daten kann man rückwärts mit Formeln und Diagrammen die genauen Werte der Abschlußwiderstände, getrennt nach ohmschen, induktiven oder kapazitiven Anteilen, ausrechnen. Diese Meßleitungen stellen damit das wichtigste Hilfsmittel der UKW- und Dezi-Meßtechnik dar. Sie vermeiden die sonst in diesen Frequenzgebieten unvermeidlichen Meßfehler durch verteilte Kapazitäten und Selbstinduktionen, indem diese Erscheinungen bewußt zu dem eigentlichen Meßverfahren ausgebaut wurden.

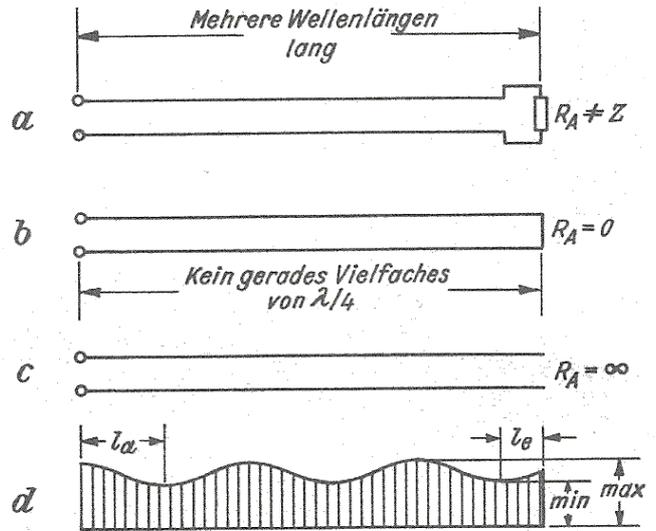


Bild 22. Stehwellen auf Leitungen

Ing. O. Limann
(Fortsetzung folgt)

Hochfrequenzleitungen

4. Folge

Der folgende Beitrag befaßt sich mit den Eigenschaften von Hf-Leitungen beliebiger Länge im Leerlauf und im Kurzschluß. Auf Grund einfacher Überlegungen ergibt sich, daß man je nach der Länge der Leitungsstücke hiermit Kapazitäten, Induktivitäten oder Schwingkreise bilden kann.

Bild 23. Offene Hf-Leitungen verschiedener Länge

Wir haben bereits zwei Spezialfälle der offenen Hf-Leitung kennengelernt: die offene $\lambda/2$ -Leitung (Bild 13); sie verhält sich wie ein Parallelresonanzkreis und die offene $\lambda/4$ -Leitung (Bild 17), die einem Serienresonanzkreis entspricht. Wie wirken nun Leitungen mit anderen Längen?

Für Leitungsstücke, die kürzer als $\lambda/4$ sind, ist dies leicht zu überlegen: die beiden nebeneinander liegenden kurzen Drahtenden stellen einfach einen Kondensator dar (Bild 23a). Verlängert man sie bis auf $\lambda/4$, so tritt der bereits bekannte Fall der Serienresonanz ein (Bild 23b). Die Anordnung verhält sich in jeder Hinsicht wie ein

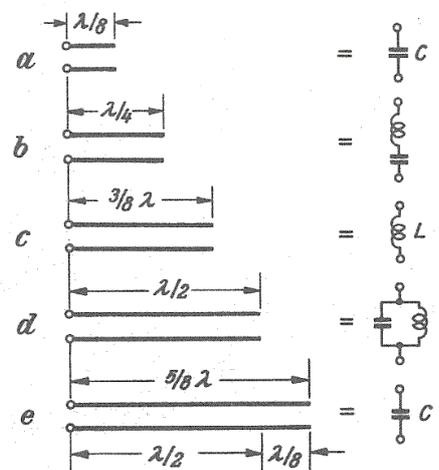


Bild 23. Impedanzen von offenen Leitungsstücken verschiedener Länge

Schwingkreis. Erhält er bei der Verstimmung in einer Richtung kapazitiven Charakter (Fall 23a), so muß er beim Verstimmen in der anderen Richtung (länger als $\lambda/4$) der induktive Anteil überwiegen. Bei $3/8 \lambda$ wirkt die offene Leitung als reine Selbstinduktion. Bei der Länge $\lambda/2$ (Bild 23d) geht sie dann wieder in den schon bekannten Fall der Parallelresonanz über.

Geht man darüber hinaus, so muß logischerweise bei $5/8 \lambda$ wieder eine reine Kapazität entstehen. Sie besitzt jedoch den gleichen Kapazitätswert wie im Fall a, die längere Leitung wirkt nicht etwa kapazitätserhöhend. Dies ist leicht einzusehen, wenn man zunächst nur das kleine Stück $\lambda/8$ in Bild 23e betrachtet. Es besitzt die gleiche Kapazität wie das $\lambda/8$ -Stück im Fall a. Diese Kapazität wird nun über das davorliegende $\lambda/2$ -Stück an den Leitungseingang übertragen. Eine $\lambda/2$ -Leitung überträgt aber nach Bild 14 Blindwiderstände mit ihrem unveränderten Wert auf den Leitungseingang. Die Kapazität ist also im Fall 23e genau so groß wie bei 23a.

Diese Zustände für die verschiedenen Leitungslängen wiederholen sich stetig in gleichen Abständen.

Bild 24. Kurzgeschlossene Hf-Leitungen verschiedener Länge

Für kurzgeschlossene Leitungen lassen sich ähnliche Überlegungen anstellen. Kurze Drahtbügel von weniger als einer viertel Wellenlänge wirken als Selbstinduktion (24a). Ein $\lambda/4$ -Stück stellt nach Bild 14 einen Parallelschwingkreis dar (24b). Beim Durchstimmen auf die andere Seite in Richtung auf $3/8 \lambda$ muß die Leitung kapazitiven Charakter erhalten (24c). Die kurzgeschlossene $\lambda/2$ -Leitung ist uns bereits aus Bild 12 als Saugkreis bekannt, und so wiederholen sich auch hier die einzelnen Wirkungen, lediglich um eine halbe Wellenlänge gegenüber Bild 23 versetzt.

Man kann also sowohl mit offenen, als auch mit kurzgeschlossenen Leitungen die gleichen Wirkungen erzielen, also Kapazitäten, Induktivitäten, Reihen- oder Parallelschwingkreise darstellen. Zu beachten ist jedoch stets, daß sich diese Eigenschaften immer nur für eine bestimmte Wellenlänge ergeben. Eine Kapazität für die Wellenlänge λ , (z. B. Bild 24c) kann für eine längere Welle gleichzeitig eine Induktivität bedeuten.

Bild 25. „Pfeifen“ und „Posaunen“

Welche Art von Leitungen, ob offen oder kurzgeschlossen, man in einem bestimmten Fall wählt, hängt von der übrigen Schaltung ab. Zunächst einmal wird man aus Raumgründen nach Möglichkeit die kürzere Leitungsform wählen, also z. B. einen Antennensperrkreis lieber durch eine offene $\lambda/4$ -Leitung als durch eine kurzgeschlossene $\lambda/2$ -Leitung darstellen.

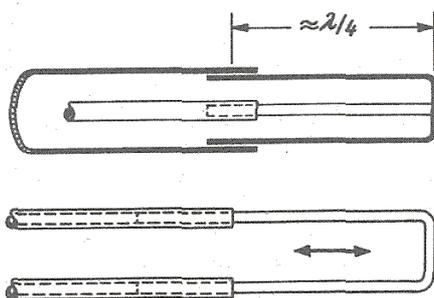


Bild 25.
Leitungen
als Ab-
stimmele-
mente;

a = Pfeife,
b = Posaune

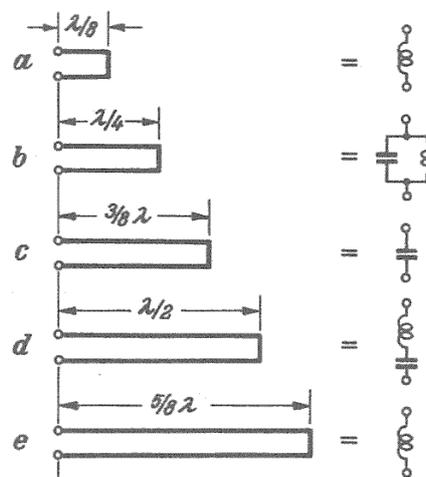


Bild 24. Impedanzen von
kurzgeschlossenen Leitung-
stücken verschiedener Länge

Kurzgeschlossene Leitungen lassen sich jedoch leichter auf eine bestimmte Wellenlänge abstimmen, indem der Kurzschlußbügel verschoben wird. In der kommerziellen Dezitechnik werden hierfür zwei Konstruktionen angewendet. Koaxialleitungen werden nach Bild 25a als „Pfeifen“ ausgebildet. Mittelleiter und Außenmantel bestehen aus teleskopartig ineinander verschiebbaren Rohren. Soll die Pfeife nur zur Feineinstellung beispielsweise eines Sperrkreises dienen, dann werden die Außenleiter nicht einfach längsverschieblich angeordnet, sondern mit Gewinde gegenseitig verschraubt. Durch Drehen des Kurzschlußsteiles nach Art einer Mikrometerschraube kann man dann sehr fein abstimmen. Günstig ist hierbei, die Übergangsstelle etwa im Abstand $\lambda/4$ vom Kurzschluß anzuordnen. Am kurzgeschlossenen Ende fließt bekanntlich der maximale Strom, während sich im Abstand von einer

viertel Wellenlänge das Stromminimum (Knoten) befindet. Übergangswiderstände an dieser Stelle wirken sich also weniger schädlich als im Strombauch aus.

Zum Abstimmen von Parallel-Leitungen verwendet man posaunenartige Rohrstücke. Auch hier gehen der Name und die Wirkungsweise klar aus der Anordnung hervor. Posaunen können als Koaxialleitungen aufgebaut sein, sie erhalten dann zusätzlich entsprechend ineinander verschiebliche Innenleiter. Hier wird also kein Kurzschluß verschoben, sondern die gesamte Leitungslänge wird verändert. Man kann mit dieser „Umwegleitung“ also die Knoten und Bäuche längs der Leitung verschieben, so daß man am Ende gerade auf einen bestimmten Wert des Leitungswiderstandes abstimmen kann.

Bild 26. Auf Oberwellen abgestimmte Resonanzleitungen

Die Eigenschaften von offenen und kurzgeschlossenen Hf-Leitungen wiederholen sich stets bei bestimmten Vielfachen ihrer Wellenlänge. Das bedeutet, daß auch für Harmonische der Grundfrequenz Resonanzwirkungen entstehen, im Gegensatz zu quasistationären Schwingkreisen, die stets alle Frequenzen außer der Grundfrequenz unterdrücken. Beispiel:

Grundfrequenz = 62,5 MHz,

d. h. $\lambda_1 = 4,80 \text{ m}$ $\frac{1}{4} \lambda_1 = 1,20 \text{ m}$

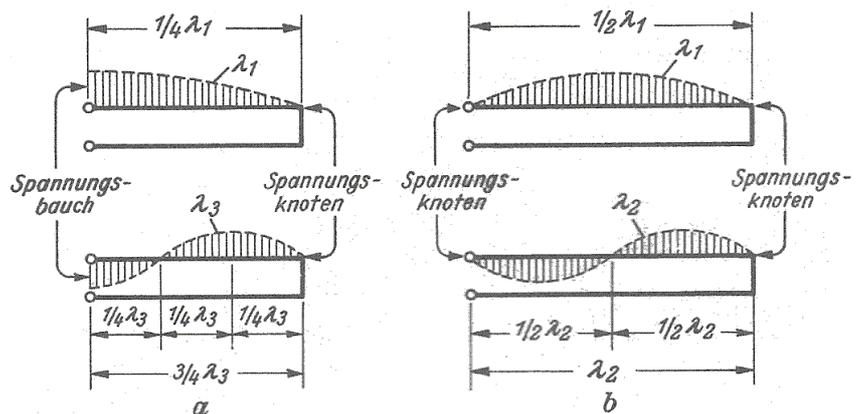
3. Harmonische = 187,5 MHz,

d. h. $\lambda_3 = 1,60 \text{ m}$ $\frac{1}{4} \lambda_3 = 0,40 \text{ m}$

Eine auf 62,5 MHz abgestimmte offene Leitung von 1,20 m Länge stellt damit gleichzeitig für 187,5 MHz ein Stück von $1,20 : 1,60 = \frac{3}{4} \lambda_3$ dar, das für diese Frequenz ebenfalls als Saugkreis wirkt. Unterdrückt man also durch eine solche Stichelitung eine Störfrequenz von 62,5 MHz im Fernsehband I, so entzieht diese Leitung auch im Band III bei 187,5 MHz Energie. Sie muß also beim Empfang in der Nähe dieser Frequenz abgeschaltet werden.

Grundsätzlich gilt, daß $\lambda/4$ -Leitungen für die dritte, fünfte, siebente Harmonische usw. gleiche Eigenschaften besitzen (Bild 26a). $\lambda/2$ -Leitungen dagegen geraten in Resonanz für die zweite, vierte, sechste Harmonische usw. (Bild 26b). Bei Senderschaltungen bevorzugt man daher Anordnungen mit $\lambda/4$ -Leitungen, weil die störende dritte Harmonische im allgemeinen mit kleinerer Amplitude auftritt und sich daher auf der gleichen Leitung nicht so stark ausbilden kann, wie eine zweite Harmonische auf einer $\lambda/2$ -Leitung.

Bild 26. Oberwellenresonanz bei Hf - Leitungen; a = kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung. Hierbei bildet eine Oberwelle mit einem Drittel der Länge der Grundwelle einen Spannungsbauch am Eingang. Die Leitung wirkt hierfür ebenfalls als Sperrkreis; b= kurzgeschlossene $\lambda/2$ -Leitung. Eine Oberwelle mit der halben Wellenlänge bildet ebenfalls am Eingang und am Ausgang einen Spannungs-knoten. Die Leitung besitzt für die zweite Harmonische die gleichen Eigenschaften wie für die Grundfrequenz



Ing. O. Limann
(Fortsetzung folgt)

Hochfrequenzleitungen

5. Folge

Eine wichtige Aufgabe erfüllen Leitungsstücke von einem Viertel der Wellenlänge als Transformationsglieder zur Anpassung verschieden großer Wellenwiderstände.

Bild 27. Die $\lambda/4$ -Leitung mit verschiedenen Abschlußwiderständen

In Bild 23 und 24 hatten wir Hf-Leitungen mit gleichbleibendem Abschlußwiderstand — Null oder Unendlich — aber verschiedener Länge betrachtet. Wie verhält sich nun eine gleichlang bleibende Leitung bei verschiedenen Abschlußwiderständen? Wir wählen für diese Untersuchung die $\lambda/4$ -Leitung. Drei Fälle kennen wir bereits:

Die offene $\lambda/4$ -Leitung wirkt als Serienresonanzkreis, also als sehr niedriger ohmscher Widerstand für die Resonanzfrequenz. Die kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung bedeutet einen Parallel-Schwingkreis, also einen sehr hohen ohmschen Widerstand für die Resonanzfrequenz. Ferner wissen wir aus dem Kapitel Energieübertragung, daß jede mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossene Leitung einen Eingangswiderstand von der Größe des Wellenwiderstandes besitzt. Der Wellenwiderstand Z liegt aber jeweils zwischen dem niedrigen Widerstand des Serienkreises und dem hohen des Parallelkreises. Wir erhalten also folgendes Schema:

Kennwerte einer $\lambda/4$ -Leitung

Abschlußwiderstand	Eingangswiderstand
$R_A = \infty$ (Leerlauf)	sehr niedrig (Serienresonanzkreis)
$R_A = Z$	$R_E = Z$ (für UKW-Bandkabel = 240 Ω)
$R_A = 0$	sehr hoch (Parallel-Resonanzkreis)

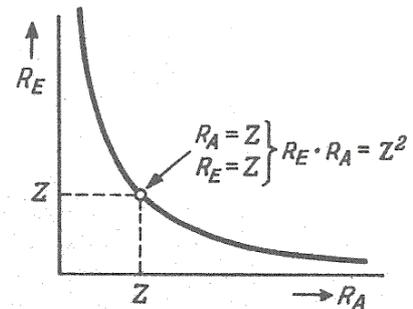


Bild 27. Abhängigkeit der Eingangsimpedanz vom Abschlußwiderstand bei einer $\lambda/4$ -Leitung

Grundsätzlich ergibt sich also: die $\lambda/4$ -Leitung verwandelt niedrige Abschlußwiderstände in hohe Werte am anderen Ende und umgekehrt. Trägt man dieses Verhalten als Schaubild auf, so ergibt sich mathematisch etwa eine gleichseitige Hyperbel, eine Kurve, die der Formel

$$R_E \cdot R_A = c = \text{const}$$

entsprechen würde. Den Wert für c findet man aber aus der Gleichung für die richtige Anpassung mit dem Wellenwiderstand. Dort ist $R_A = Z$ und $R_E = Z$, also

$$R_E \cdot R_A = Z^2$$

oder $R_E = \frac{Z^2}{R_A}$ bzw. $Z = \sqrt{R_E \cdot R_A}$

Einige Zahlenbeispiele erläutern diese Verhältnisse: Ein UKW-Bandkabel mit einem Wellenwiderstand $Z = 120 \Omega$ und der Länge $\lambda/4$ sei an einem Ende mit einem Widerstand $R_A = 240 \Omega$ abgeschlossen. Dann beträgt der Widerstand am anderen Ende

$$R_E = \frac{Z^2}{R_A} = \frac{120^2}{240} = 60 \Omega$$

Oder: Ein $\lambda/4$ -Kabel mit $Z = 240 \Omega$ werde mit $R_A = 100 \Omega$ belastet; dann ist $R_E = \frac{240^2}{100} = 576 \Omega$

Ein reiner ohmscher Widerstand wird also durch eine $\lambda/4$ -Leitung wie durch einen Transformator auf andere Werte transformiert, und zwar auf einen größeren Wert, wenn er kleiner ist als der Wellenwiderstand der verwendeten Leitung, auf einen kleineren Wert dagegen, wenn er größer ist als der Wellenwiderstand.

Bild 28. $\lambda/4$ -Leitung als Übertrager

Die $\lambda/4$ -Leitung wirkt also wie ein Transformator, und die Widerstandsübersetzung

$$Z = \sqrt{R_A \cdot R_E}$$

ähnelt sogar der Widerstandsübersetzung eines Übertragers.

Für die $\lambda/4$ -Leitung gilt aber diese Formel nur jeweils für eine bestimmte Wellenlänge bzw. die entsprechende Frequenz. Eine $\lambda/4$ -Leitung für die UKW-Rundfunkfrequenz von 100 MHz ($\lambda = 3$ m) ist z. B. $3:4 = 0,75$ m lang. Sie läßt sich dann nicht mehr für Fernsehfrequenzen von z. B. 200 MHz ($\lambda = 1,5$ m) verwenden, weil sie hier $1,5 : 4 = 0,375$ m lang sein müßte. Da die Transformationseigenschaften also nur für die Resonanzfrequenz gelten, bezeichnet man $\lambda/4$ -Leitungen auch als **Resonanz-Transformatoren**.

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_E}{R_A}}$$

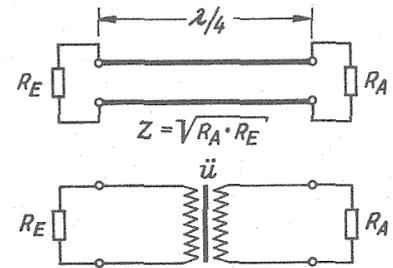


Bild 28. Die $\lambda/4$ -Leitung als Hilfsmittel zur Widerstandsanpassung

Bild 29. Anwendung von $\lambda/4$ -Transformatoren

$\lambda/4$ -Transformatoren sind in der UKW- und Dezitechnik besonders wichtig zum richtigen Anpassen verschiedener Leitungswiderstände. Wie im Abschnitt Energieleitungen behandelt, läßt sich Hf-Energie auf Leitungen nur dann verlustfrei übertragen, wenn die Leitungen richtig mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen werden.

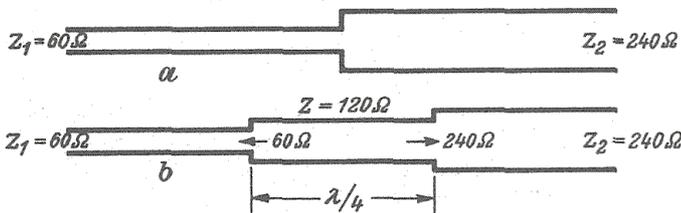


Bild 29. Anpassung von Hf-Leitungen verschiedener Wellenwiderstände; a = bei unmittelbaren Verbindungen zweier Leitungsstücke mit verschiedenen Wellenwiderständen entstehen störende Reflexionen; b = durch Zwischenschalten eines $\lambda/4$ -Transformators werden die verschiedenen Wellenwiderstände der Leitungen richtig aufeinander angepaßt

Verbindet man jedoch z. B. ein 60- Ω -Kabel direkt mit einem 240- Ω -Kabel (Bild 29a), so besteht keine richtige Anpassung. An der Stoßstelle treten Reflexionen auf, und auf beiden Kabeln bilden sich stehende Wellen, die den Energie-transport stören und andere Schwierigkeiten verursachen. Schaltet man jedoch einen $\lambda/4$ -Transformator mit $Z = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = \sqrt{60 \cdot 240} = 120 \Omega$

dazwischen (Bild 29b), dann übersetzt er in der einen Richtung die 240 Ω auf 60 Ω . Für das 60- Ω -Kabel wirkt also an der Stoßstelle die Anordnung wie 60 Ω , und die Energie wird reflexionsfrei nach rechts übertragen. In der anderen Richtung ergeben sich 240 Ω , auch hier stimmt dann die Anpassung. Die einzelnen Stücke des Leitungszuges sind richtig aufeinander angepaßt, Ströme, Spannungen und Leistungen werden mit dem besten Wirkungsgrad von einem Ende zum anderen übertragen.

Die Anpassung gilt ohne allzu großen Fehler für eine gewisse Bandbreite. Für das UKW-Band von 88 bis 100 MHz beispielsweise würde man eine solche $\lambda/4$ -Leitung für eine mittlere Frequenz

$f = \sqrt{88 \cdot 100} = 94 \text{ MHz}$ bemessen. Dann herrscht sowohl für 88 MHz als auch für 100 MHz noch eine ausreichend gute Anpassung. Dagegen ist ein $\lambda/4$ -Transformator für das gesamte Fernsehband III von 174 bis 223 MHz bereits zu ungünstig. In solchen Fällen paßt man den Transformator besser nur für ein oder zwei benachbarte Kanäle an.

Bild 30. Breitband- $\lambda/4$ -Transformatoren

Soll ein $\lambda/4$ -Transformator zur Anpassung von Leitungsstücken in einem breiteren Frequenzband dienen, so schaltet man besser zwei Transformatoren mit geometrisch gestaffelten Wellenwiderständen hintereinander. Für die mittlere Stoßstelle wird bei dem in Bild 29 gewählten Zahlenbeispiel (60 : 240 Ω) wieder der Wert von 120 Ω zu Grunde gelegt. Dann ist der linke

Transformator für $Z_{11} = \sqrt{60 \cdot 120} = 85 \Omega$ Und der rechte für $Z_{12} = \sqrt{120 \cdot 240} = 170 \Omega$ zu bemessen.

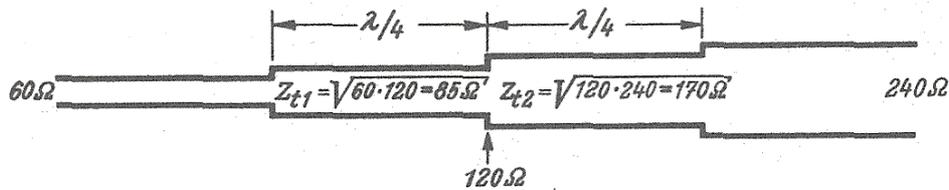


Bild 30. Breitbandanpassung durch zwei hintereinander geschaltete $\lambda/4$ -Transformatoren

In der Praxis ist stets zu beachten, daß die geometrische Lage von Resonanzleitungen und $\lambda/4$ -Transformatoren kleiner ist, als sich aus der elektrischen Wellenlänge ergibt. Der Verkürzungsfaktor ist beim Kabelhersteller zu erfahren, oder er kann durch Resonanzmeßverfahren ermittelt werden. Kabel mit verschiedenen Wellenwiderständen liefern auch die Antennenfirmen.

Bild 31. Verzweigung von Hf-Leitungen

Eine richtig mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossene Leitung wirkt für Hochfrequenz wie ein ohmscher Widerstand. Schaltet man zwei solcher Leitungen zusammen, so liegen also an der Verzweigungsstelle zwei Widerstände parallel.

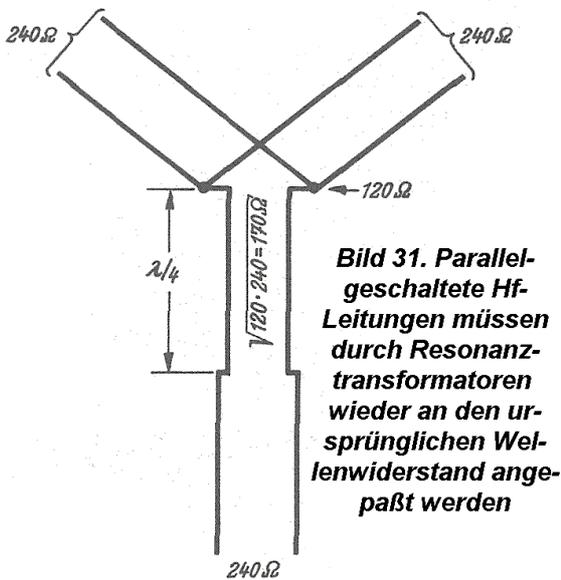


Bild 31. Parallelgeschaltete Hf-Leitungen müssen durch Resonanztransformatoren wieder an den ursprünglichen Wellenwiderstand angepaßt werden

Der Gesamtwiderstand ist daher halb so groß. Dieser Fall tritt in der Praxis oft auf, wenn Dipolantennen mit mehreren Ebenen an ein UKW-Bandkabel angeschlossen werden sollen. Werden bei einer Zwei-Ebenenantenne zwei Antennenkabel mit je 240Ω Wellenwiderstand zusammengeschaltet, so beträgt der Widerstand an der Verbindungsstelle nur noch 120Ω . Man kann also hier nicht eine Antennenniederführung mit 240Ω Wellenwiderstand unmittelbar anschließen, sondern muß erst wieder einen $\lambda/4$ -Transformator mit dem Anpassungswiderstand

$$Z = \sqrt{120 \cdot 240} = 170 \Omega$$

dazwischenschalten. Dabei ist stets zu beachten, daß der $\lambda/4$ -Transformator ein Resonanzglied ist. Die Anpassung stimmt also (mit einer gewissen Bandbreite) nur für die

Wellenlänge λ . Für selektiv abgestimmte Antennenkombinationen ist daher ein solcher $\lambda/4$ -Transformator ebenfalls sorgfältig abzugleichen.

Zusammenfassung

Hochfrequenzleitungen dienen:

1. Zur Energieübertragung bei beliebigen Frequenzen. Die Leitungen müssen dann richtig mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen werden;
2. als abgestimmte Schwingkreise in Form offener oder kurzgeschlossener $\lambda/4$ - und $\lambda/2$ -Leitungen;
3. als abgestimmte Anpassungstransformatoren für verschieden große Hf-Widerstände. In diesem Fall sind $\lambda/4$ -Leitungen mit Wellenwiderständen $Z = \sqrt{R_E \cdot R_A}$ zu verwenden.

Ing. O. Limann