HAMFU
HISTORY

KRIEG IM AETHER

Vorlesungen an der Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich
im Wintersemester 1969/1970
Leitung: Abteilung für Übermittlungstruppen, Oberstdivisionär E. Honegger

Antennen für den beweglichen VHF-Bodenfunk

Referent: H. Van der Floe

Diese Vorlesung wurde durch die Stiftung HAMFU digitalisiert und als
PDF Dokument für www.hamfu.ch aufbereitet.

ANTENNEN FÜR DEN BEWEGLICHEN VHF-BODENFUNK

1. Einleitung

Antennen sind die Verbindungsglieder zwischen Sendern und dem Raum,bzw. zwischen dem Raum und Empfängern. Wegen dieser Schlüsselstellung der Antennen sind ihre Eigenschaften in starkem Masse mitbestimmend für Reichweite und Zuverlässigkeit einer drahtlosen Verbindung. Hersteller und Anwender von Funkgeräten werden daher sehr sorgfältig die Antennen wählen, welche sie zur Lösung einer Uebertragungsaufgabe benötigen.

Dabei gilt es oft, wie auch anderswo in der Technik, unterschiedliche und sich widersprechende Forderungen zu berücksichtigen.

Hart kann diese Aufgabe beispielsweise dann werden, wenn zusätzlich zu aussergewöhnlichen elektrischen Eigenschaften kleine Abmessungen verlangt werden. Das ist bei Antennen für fahrbare und tragbare Funkanlagen fast durchwegs so.

Wir wollen uns heute ausschliesslich mit solchen Antennen befassen. Dabei werden wir uns auf den VHF-Bereich beschränken, also auf Frequenzen zwischen 30 und 300 MHz. Ich werde von elektrischen Eigenschaften sprechen; auf einige sehr wichtige konstruktive Aspekte, wie Wetterfestigkeit, Feldtüchtigkeit usw., muss ich im Rahmen dieses Vortrages verzichten.

Meistverwendete Antennen des VHF-Bodenfunks sind elektrische. Wir haben es mit Dipolen zu tun - mit realen Dipolen oder mit Monopolen und ihren Spiegelbildern. Diese elementaren Strahler kommen für sich allein vor oder als wichtige Antennenkomponenten.

Ueber die Vorgänge am Dipol und seine Wirkung als Antenne brauche ich nicht zu sprechen. Hierüber existieren zahlreiche Veröffentlichungen. Gestatten Sie mir aber, an einige wichtige Begriffe der Antennentechnik zu erinnern. Diese werde ich auf ideale Dipole anwenden und dann zur Beschreibung spezieller Antennen brauchen.

Zuerst wollen wir uns auf passive und elektrisch lineare Antennen beschränken. Wegen des Reziprozitätsgesetzes, das für diese Art von Antennen in isotropen Medien gilt, genügt es, beispielsweise nur den Sendefall zu besprechen. Beim Empfang ergeben sich - sinngemäss interpretiert - gleiche Eigenschaften.

2. Einige Begriffe der Antennentechnik

Eine sehr aussagekräftige Grösse ist der Antennengewinn [1]. Er charakterisiert den Leistungsaustausch zwischen Antennenklemmen und Raum und wird mit demjenigen einer Bezugsantenne verglichen.

Der Antennengewinn beruht auf zwei verschiedenen physikalischen Ursachen, nämlich den reinen Strahlungseigenschaften und den Verlusten des Antennensystems. Man drückt den Antennengewinn daher aus als das Produkt des Richtfaktors und des Wirkungsgrades (Abb. 1).

Der Richtfaktor (englisch: directivity) heisst auch Strahlungsgewinn. Er ist z.B. im Sendefalle das Verhältnis der von der Antenne nach der Hauptstrahlungsrichtung im Fernfeld erzeugten Strahlungsdichte zu der maximalen Strahlungsdichte, welche dort von einer Bezugsantenne gleicher Strahlungsleistung bewirkt wird. Dabei versteht man unter Strahlungsleistung die gesamte in den Raum abgestrahlte Leistung.

Entsprechend den Antennenverlusten muss den Antennenklemmen eine höhere Leistung zugeführt werden. Wenn man nun die zugeführten Leistungen konstant hält, so ist das Verhältnis der von Antenne und Bezugsantenne herrührenden Strahlungsdichten der Antennengewinn. Dabei wird noch oft unterschieden zwischen dem verfügbaren Antennengewinn und dem praktischen.

Den verfügbaren Antennengewinn (englisch: available gain) erhält man bei Leistungsanpassung zwischen Antenne und Quellen- bzw. Lastwiderstand. Der praktische Gewinn (actual gain) enthält die im tatsächlichen Betriebsfalle vorkommenden Fehlanpassdämpfungen.

Manchmal wird der Gewinn nicht auf die Hauptstrahlrichtung bezogen, dann spricht man vom Gewinn für die betreffende Richtung. Wie dies für relative Fernfeldstärken gebräuchlich ist, so ist es durchaus sinnvoll, auch die Gewinne in Richtdiagrammen als Funktion der räumlichen Richtung darzustellen:

Das Vertikaldiagramm gibt die Winkelabhängigkeit in einer Ebene, die die Antenne enthält und die senkrecht zur Erdoberfläche steht. Entsprechendes gilt für das Horizontaldiagramm. Das Vertikaldiagramm eines vertikalen Dipols ist bekanntlich eine Figur "Acht", das Horizontaldiagramm ein Kreis. Abweichungen von einer angestrebten Rundstrahlcharakteristik werden durch die Unrundheit beschrieben, und man versteht darunter die grösste Abweichung vom Mittelwert des Gewinnes nach allen Richtungen der Horizontalebene.

Bezugsantennen für die Gewinnangaben sind stets verlustfreie und leistungsmässig angepasste Antennen, und zwar bezieht man sich entweder auf den Halbwellendipol oder auf den isotropen Strahler. Letzterer ist eine hypothetische Antenne, die gleichmässig nach allen Richtungen des Raumes strahlt. Sie kann nur angenähert verwirklicht werden. Wir werden im folgenden häufig den Halbwellendipol als Referenz wählen.

Die Energie, die der Halbwellendipol in seine Achsenrichtungen nicht abstrahlt, kommt den anderen Richtungen zugute. Er weist deshalb gegenüber dem isotropen Strahler einen Strahlungsgewinn auf, der 2,15 dB beträgt. Interessanterweise sind die Vertikaldiagramme von vertikalem Halbwellendipol und vergleichsweise sehr kurzem Dipol wenig verschieden, so dass der kurze Dipol gegenüber dem isotropen Strahler immer noch einen Strahlungsgewinn von 1,76 dB aufweist [2] (Abb.2).

Der Antennengewinn eines kurzen Dipols ist allerdings ganz wesentlich kleiner als sein Strahlungsgewinn. Das bedeutet, dass beim kurzen Dipol das Verhältnis der abgestrahlten zur zugeführten Leistung, also der Wirkungsgrad, klein ist.

Ganz allgemein gehen in den Wirkungsgrad die Wärmeverluste auf den Strahlern selbst ein, die jedoch meist vernachlässigbar klein sind. Bestimmend sind aber die Verluste in zur Antenne gehörenden Schaltungen, wie sie zur Verbesserung der Impedanzanpassung, also zur Verkleinerung der Fehlanpassverluste verwendet werden. Menschen und Erdboden in unmittelbarer Nähe von Strahlern sind weitere bedeutende Verlustquellen.

Die gesamte Verlustleistung denke man sich in einem Verlustwiderstand entstanden, die abgestrahlte Leistung im Strahlungswiderstand umgesetzt. In diese Komponenten wird der Realteil der Eingangsimpedanz der Antenne aufgespalten.

3. Dipole und Gegengewichtsantennen

Bezüglich der Eingangsimpedanz sehr günstig sind Halbwellendipole; das sind symmetrische Dipole, welche über beide Arme gemessen ungefähr eine halbe Betriebswellenlänge lang sind. Beim periodischen Zerfall des elektrischen Feldes eines Halbwellendipols wird nämlich dessen nicht abgestrahlte Energie vollständig zum Aufbau eines magnetischen Feldes verwendet. Anschliessend wird das elektrische Feld im wesentlichen aus der schon vorhandenen Energie im magnetischen Dipolfeld wiederaufgebaut. Als Folge dieses Wechsels zwischen zwei Energieformen am Dipol selbst sind Speiseleitung und Sender von Blindenergie entlastet. Der Halbwellendipol hat die Eigenschaften eines Resonanzkreises. Für Frequenzen unterhalb seiner Resonanzfrequenz ist er kapazitiv. Der Halbwellendipol zeigt also Serienresonanzverhalten.

Der Eingangswiderstand der Halbwellenantenne beträgt rd. 70 Ω. Auf Transformationsmittel zur Anpassung an die übliche Geräteimpedanz 50 Ω kann deshalb wenigstens bei Schmalbandübertragungen verzichtet werden, und man vermeidet Transformationselemente mit Verlusten.

Demgegenüber haben kürzere Dipole schwer transformierbare Impedanzen. Das Verhältnis ihres Blindanteils zum Wirkanteil ist sehr gross. Das führt nicht nur zu Transformationsverlusten, sondern auch zu äusserst kleinen Anpassbandbreiten.

Von einer Antenne für bewegliche Funkanlagen wird man in der Regel Rundstrahlcharakteristik verlangen. Das ist eine Eigenschaft vertikaler Dipole. Halbwellendipole, die man aus den eben genannten Gründen bevorzugen möchte, sind nun aber für viele Anwendungen im langwelligeren Teil des VHF-Bereiches unzulässig hoch. Wenn man nun den unteren Dipolarm weglässt und die verbleibende Hälfte gegen eine leitende Ebene erregt, dann entsteht ein sog. Monopol oder eine Gegengewichtsantenne.

Ergänzt man spiegelbildlich die Gegengewichtsantenne und ihr Feld, so entsteht wieder der uns vertraute Dipol mit seinem Feld.

Real ist aber natürlich nur das, was sich im oberen Halbraum befindet. Die Gegengewichtsantenne wird also, wenn sie mit dem gleichen Strom wie ein Dipol gespeist wird, nur halb soviel Leistung abstrahlen wie dieser. Daraus folgt beispielsweise, dass der Strahlungswiderstand der Gegengewichtsantenne gleich dem halben Strahlungswiderstand des Dipols ist.

Vertikaldiagramme von Dipol und Gegengewichtsantenne sind im Halbraum identisch. Das gilt allerdings nur solange, als das Gegengewicht unendlich gut leitet und unendlich weit ausgedehnt ist. Sie sehen hier zwei Diagramme (Abb. 3), welche für endliche Gegengewichtsflächen berechnet worden sind. Man erkennt, wie mit dem Verkleinern des Gegengewichts eine Schrägstrahlung entsteht, welche für unsere Anwendungen natürlich unerwünscht ist [3].

4. Gebräuchliche Fahrzeugantennen

Da Gegengewichtsantennen nur halb so hoch sind wie Dipole, sind sie zur beliebten und manchmal allein anwendbaren Antenne für Fahrzeuge geworden. Auf Personenwagen ist mit dem Dach in nahezu idealer Form ein Gegengewicht schon vorhanden. Benützer von Radiotelephonen, die Wert auf gute Rundstrahlcharakteristik ohne Verluste legen, scheuen sich daher nicht, mitten auf dem Dach ihres Wagens eine Antenne montieren zu lassen.

Ueberwiegend arbeitet man mit Viertelwellenstrahlern. Die Antenne ist dann ungefähr auf Resonanz, und sie kann mit geringer Fehlanpassung direkt an ein übliches 50 Ω - Koaxialkabel angeschlossen werden.

Ein einfaches Transformationsglied wird nötig, wenn man längere Stäbe verwendet. Längere Antennen ergeben eine mässige Strahlungsbündelung in der Horizontalen, also höheren Strahlungsgewinn. Wie Sie im nächsten Bild (Abb. 4) sehen, muss man aufpassen, dass man beim Verlängern nicht über das Ziel hinausschiesst. Auf der Ordinate ist der Strahlungsgewinn aufgetragen, bezogen auf den Viertelwellenmonopol, bzw. den Halbwellendipol. Die Abszisse gibt die relative Stablänge der Gegengewichtsantenne [3].

Optimal ist die berühmte $\frac{5}{8}\lambda$ - Antenne. Praktisch erzielt man mit ihr Antennengewinne um 2 dB. Voraussetzung ist jedoch stets ein im Vergleich zur Wellenlänge ausreichend grosses Gegengewicht. Da dessen Abmessungen beim Auto festliegen, kann dieser Antennentyp nur für verhältnismässig kurze Wellenlängen erfolgreich angewandt werden.

Für Gegengewichtsantennen ist es nicht nur wichtig, dass das Gegengewicht ausreichend gross ist, vielmehr sollte dieses auch eben sein oder gleichmässig nach allen Seiten abfallen. Die Nachbarschaft der Antenne muss frei von Strahlungshindernissen sein. Wenn die Geometrie der Antennenanordnung unsymmetrisch ist, kann man keine Rundstrahlcharakteristik erwarten.

Wir haben Horizontaldiagramme eines Viertelwellenstrahlers für verschiedene Montagestellen an einem mittelgrossen Pw aufgenommen. Das erste Diagramm (Nr. 1 in Abb. 5a) gilt für Wagendachmitte. Die Unrundheit ist verschwindend klein. Der Monopol strahlt praktisch gleich wie ein an Stelle des Fahrzeuges frei aufgestellter Halbwellendipol.

Das nächste Diagramm (Nr. 2 in Abb. 5a) bezieht sich auf Mitte Dach-Vorderkante als Montageort.

Besonders ungünstig schneidet die Kotflügelantenne ab (Diagramm Nr. 3 in Abb. 5b). Sie hat eine ausgesprochene Richtwirkung. Das Gegengewicht ist hier gesamthaft nicht mehr horizontal, und der Strahlerstab wird abgeschattet. Im Schattensektor fällt der Strahlungsgewinn im Vergleich zum Dachstrahler unter -7 dB.

Wenn man nun über dem Kotflügel eine Antenne betreibt, welche überhaupt kein Gegengewicht benötigt und deren Teile, die den grössten Strom führen, höher über die Karrosserie hinausragen, bessern sich die Verhältnisse sofort. Wir konnten dies mit einem Dipol zeigen, den wir anstelle des Monopols auf dem Kotflügel befestigt hatten (Diagramm Nr. 4 in Abb. 5b).

Auf einem Motorrad findet man bekanntlich keine grossen Metallflächen. Eine Gegengewichtsantenne wird hier schlecht funktionieren. Sie wäre auch zu sehr vom Fahrer verdeckt. Daher empfiehlt es sich, auf Motorrädern wenigstens den Speisepunkt der Antenne in einem Rohr hochzuziehen - das wäre dann die sog. Sleeve-Antenna, also wörtlich übersetzt: Aermel-Antenne. Noch bessere Resultate wird ein Dipol ergeben, der durch geeignete Mittel, über die ich später zu sprechen gedenke, vom Motorrad zu entkoppeln ist.

Sie werden gleich Horizontaldiagramme von Panzer-Antennen sehen. Wie die vorangegangenen, so sind auch diese Diagramme gemessen worden. Hierzu wurde von der Gruppe für Rüstungsdienste ein Panzer bereitgestellt, und die Messungen waren naturgemäss mit grösserem Aufwand verbunden. Es ist natürlich auch gar nicht leicht, ein freies Messgelände zu finden, das ausgedehnt eben und hindernisarm ist und erst noch das Manövrieren schwerer Fahrzeuge erlaubt. An sich wäre es denkbar, mit einem kleinen Modell des Prüflings zu arbeiten, mit welchem sich einfach manipulieren liesse. Es wären so auch leicht verschiedene Antennen miteinander zu vergleichen oder auf Grund der laufend erhaltenen Ergebnisse abzuändern.

Bei solchen Modellversuchen benützt man um den Massstabsfaktor verkleinerte Wellenlängen. Nur sollte um eben diesen Faktor die Leitfähigkeit der Materialien erhöht werden - aber auch die Leitfähigkeit des Messgeländes, denn der Boden ist wegen seiner Nähe zu stromführenden Teilen des Fahrzeuges mitbestimmend auf die Antenneneigenschaften. Daraus entstehen gewisse Schwierigkeiten für einen Modellversuch, so dass Ergebnisse aus Messungen an Modellen von bodennahen Antennen höchstens näherungsweise als gültig angesehen werden dürfen - es sei denn, man mische

sich eine geeignete Modellerde. Tatsächlich hat man in den U.S.A. damit begonnen, verlustbehaftete Dielektrika als Bodensubstanz für Modellversuche zu gebrauchen.

Kehren wir nun zurück zum Panzer! Als Militärfahrzeug ist er ein typisches Beispiel für ein antennenfeindliches Vehikel. Ideale Gegengewichtsflächen bietet er nicht an. Wenn solche Schwierigkeiten auftreten, überlegt man sich den Verlauf des elektrischen Feldes und passt den Antennenstab der Feldrichtung an.

Für die oberen Stabpartien einer längeren Antenne wird das Feld noch einigermassen ungestört durch das Fahrzeug sein, so dass die Feldlinien einer empfangenen Welle in etwa der Polarisation der Sendeantenne folgen. Somit sollte der Antennenstab im Falle von Vertikalpolarisation oben senkrecht stehen. Sie erkennen aus den Richtdiagrammen der Pz-Antennen, wie das Sekrechtstellen des Stabes aus der abgespannten Lage heraus tatsächlich grösseren Strahlungsgewinn bedeutet (Abb. 6). Gegenüber einem Halbwellendipol vergleichbarer Höhe sind die mittleren Antennengewinne -3 bzw. -5 dBd.

Für die Wurzel des Stabes oder für sehr kurze Antennen überhaupt gilt die Regel, dass sie normal zum Gegengewicht zu befestigen sind, denn die elektrischen Feldlinien können ja nur senkrecht auf leitende Flächen auftreffen. Das kommt daher, dass es auf dem Gegengewicht keine Potentialunterschiede gibt, also auch kein elektrisches Feld. Wegen der Stetigkeitsbedingung für die Tangentialkomponente des elektrischen Feldes in Grenzschichten darf auch unmittelbar oberhalb der Metallebene kein zu dieser paralleler Feldanteil existieren.

Die Feldverzerrung an der Karrosserie mit senkrecht darauf endenden Feldlinien ist übrigens der Grund dafür, dass mit kurzen senkrechten und gegengewichtsnormalen Autoantennen horizontal polarisierte UKW-Rundfunksender gehört werden.

Wir haben nun einige Fahrzeugantennen nach ihren Strahlungseigenschaften behandelt und die verfügbaren Antennengewinne verglichen. Diese können definitionsgemäss nur bei Impedanzanpassung realisiert werden, und da muss man sich bewusst sein, dass für Monopole dem Gegengewicht auch hinsichtlich der Impedanzen eine wichtige Rolle zukommt. Ein und derselbe Gegengewichtsstrahler sollte also für jeden Fahrzeugtyp und für jeden Montageort individuell impedanzangepasst werden.

5. Untengespeiste Stabstrahler für tragbare Funkgeräte

Standardantenne für tragbare Funkgeräte ist wie beim Fahrzeug ein Stabstrahler, welcher ungefähr eine Viertelwellenlänge lang ist. Dazu gehört das elektrisch leitende Gehäuse des Funkgerätes, das meist als Gegengewicht bezeichnet wird. Mit zunehmenden Erfolgen der Miniaturisierung funktionieren die Funkgeräte in dieser Eigenschaft allerdings immer schlechter. Im VHF-Bereich sind sie durchwegs so klein, dass man die Kombination aus Stab und Funkgerät als asymmetrischen Dipol beschreibt.

Der Benützer dieses Dipols macht nun aber die Verhältnisse recht kompliziert. Er erscheint nämlich als parasitäres Strahlerelement, denn der menschliche Körper leitet den Strom, allerdings mit Verlusten [4]. Offenbar wirkt er wie ein dicker, verlustbehafteter Vertikalstrahler, der wegen des kleinen Abstandes stark mit Funkgerät und Antennenstab verkoppelt ist (Abb. 7). An den Antennenklemmen erscheint daher zusätzlich zur Impedanz des asymmetrischen Dipols die transformierte Impedanz des Sekundärstrahlers. Deren Realteil setzt sich zusammen aus einer ersten Komponente, die die Eigenschaft des Funkers als Sekundärstrahler repräsentiert, und aus einer zweiten Komponente, welche sich aus seinen Wärmeverlusten ergibt.

Beides ist unerwünscht. Wegen der Sekundärstrahlung wird das Horizontaldiagramm des Dipols unrund, und der Verlustwiderstand verkleinert den Wirkungsgrad des Gesamtsystems Stab, Funkgerät, Mensch. Daher ist es günstig, wenn die transformierten Wirkwiderstände des Parasitärstrahlers klein sind im Vergleich zum Strahlungswiderstand des Dipols, mit dem sie in Reihe liegen. Das ist dann der Fall, wenn man nicht sehr kurze Stabstrahler verwenden muss, denn der Strahlungswiderstand ist in einem gewissen Bereich dem Quadrat der Stablänge proportional, weshalb mit abnehmender Stablänge der Strahlungswiderstand des Dipols rasch an Einfluss verliert. (Aus dieser Betrachtung erscheint übrigens eine Funkgeräteantenne auf Parallelresonanz besonders vorteilhaft).

Als parasitärer Strahler gibt der Funker selbst dem Antennensystem eine Richtwirkung, ganz ähnlich wie die passiven Stäbe einer Yagi-Uda-Antenne. Von dieser Antenne weiss man, dass ein Parasitärstrahler als Reflektor wirkt, wenn er länger als eine halbe Wellenlänge ist, und er ist Direktor, wenn er kürzer als die halbe Wellenlänge ist. So erstaunt es nicht, dass der Funker nicht nur abzuschatten vermag, sondern in der Richtung vom Stabstrahler durch ihn sogar verstärken kann. Dieser Direktor-Effekt ist für die tieferen Frequenzen des VHF-Bereiches zu erwarten, und ich kann ihn mit einem gemessenen Richtdiagramm belegen (Abb. 8). Beim Funkgerät handelte es sich um eine Tornisterausführung, die Frequenz war etwas über 40 MHz. Im Grundriss sind oben die Antenne, unten der Funker, dessen Grösse nur etwa $\lambda/4$ war.

Bei der doppelten Frequenz zeigt der Funker schon Reflektoreigenschaften. Das sieht man etwa beim SE-125, für das das nächste Richtdiagramm aufgenommen worden ist (Abb.9). Der Funker schaut geradeaus nach oben; das SE-125 wird über der Brust getragen. In beiden Bildern ist also die Reihenfolge Funker-Antenne die gleiche.

Die hier untersuchte Antenne hat einen 105 cm langen Stab. Für diese Länge macht sich der Mensch mit rund 5 dB mittlerem Verlust bemerkbar, welcher im Vergleich zu einem frei aufgestellten Dipol gleicher Höhe entsteht.

Manchmal ist man allerdings bereit, einen noch grösseren Abstrahlungsverlust zuzulassen, wenn nur die Antenne als Gegenleistung dafür handlicher wird. Falls relativ kleine Reichweiten verlangt werden - denken Sie an den Rangierfunk oder an Kurzdistanzverbindungen auf einer Baustelle - kann man diesen Wunsch erfüllen.

So wurde für das 4m-Band eine Antenne entwickelt, die nur etwa eine Zehntelwellenlänge lang ist, also nur 40% der Länge der üblichen Viertelwellenstrahler erreicht. Abbildung 10 gibt den Grössenvergleich von Zehntel- und Viertelwellenstrahler im Einsatz. Die verkürzte Antenne hat gegenüber der Viertelwellenantenne einen Antennengewinn von weniger als -7 dB. Er setzt sich zusammen aus einem Transformationsverlust und aus Strahlungs- bzw. Absorptionsverlusten:

1. Der Transformationsverlust

Dieser entsteht im Impedanzanpassnetzwerk der Antenne. Beim Verkürzen verkleinert sich der Strahlungswiderstand rasch. Andererseits weist eine kurze, dünne Antenne eine sehr hohe kapazitive Reaktanz auf. Hier ein konkretes Beispiel: Aus der Theorie folgt unter gewissen Annahmen für den Eingangswiderstand einer $\lambda/10$-Antenne $Z_A = 3{,}5 - j\ 400\ \Omega$ [2]. Ein Teil des Problems der Anpassung dieser Impedanz an die Geräteimpedanz 50 Ω besteht nun darin, den Blindanteil mit einer etwa gleich grossen Reaktanz entgegengesetzten Vorzeichens zu kompensieren. Man braucht also eine Spule, und deren Güte ist vielleicht $Q_L = 100$. Folglich beläuft sich der Verlustwiderstand auf $R_L = \frac{400}{100} = 4\ \Omega$. Das ist das 1,14-fache des Strahlungswiderstandes, und die Verlustleistung ist somit sogar noch etwas höher als die Strahlungsleistung.

Mehr als 3 dB macht also der Transformationsverlust aus.

2. Die Strahlungs- und Absorptionsverluste

Wenn man einen idealen Dipol verkürzt, wird die Stromverteilung auf dem Strahlerstab linearer. Als Folge davon weitet sich das Horizontaldiagramm leicht auf. Sie erinnern sich an die entsprechenden "Achter-Diagramme" für symmetrische Dipole, die wir vorhin gesehen haben, und Sie wissen, dass sich die Diagramme eines Halbwellendipols und eines kurzen Dipols sehr wenig unterscheiden. Dementsprechend wird der Strahlungsverlust unbedeutend sein, wenn der ideale Dipol unter eine halbe Wellenlänge,bzw. die ideale Gegengewichtsantenne unter eine Viertelwellenlänge verkürzt wird. Dies zeigt Kurve 1 in Abb. 11.

Wie steht es nun mit praktischen kurzen Antennen? Die Kurven 2 der Abb. 11 haben wir für die Stabantenne eines Tornisterfunkgerätes aufgenommen, und man ist leider ziemlich weit vom Ideal entfernt. Für den Viertelwellenstrahler ergab sich ohne Transformationsverluste ein verfügbarer Antennengewinn von rund -5 dB. Würde man diese Antenne auf eine Zehntelwellenlänge abschneiden, so wäre, extrapoliert, ein weiterer Verlust von etwa 4 dB zu erwarten.

Günstiger schneiden Fahrzeugantennen ab. Kurve 3 (Abb. 11), als weiteres Beispiel, gilt für eine mitten auf dem Dach eines Kastenwagens montierte Antenne. Sie strahlt allerdings weniger ab als die vorhin behandelte Pw-Antenne, bedingt durch ein relativ zur Wellenlänge kleineres Gegengewicht.

In der Regel ist die Stromverteilung auf den uns bekannten Antennen optimal, so dass der Strahlungsgewinn nicht verbessert werden kann - es sei denn, man dürfe die Antenne vergrössern oder man finde eine weniger abgeschattete Montagestelle.

6. Aktive Antennen

Der Strahlungsgewinn würde auch dann nicht vergrössert, wenn man die passive Antenne durch eine aktive ersetzte. Wohl gelingt es aber mit aktiven Antennen jenen Verlustanteil, der bei der Impedanzanpassung entsteht, zu vermeiden oder wenigstens zu vermindern. Wenn also die Impedanztransformation einer passiven Antenne Verluste verursacht, so ist dies ein wichtiger Grund, die Anwendbarkeit aktiver Antennen zu prüfen.

In den letzten Jahren sind diese Antennen definiert und ihre Eigenschaften experimentell und theoretisch erarbeitet worden. Die Ergebnisse wurden in zahlreichen Veröffentlichungen bekanntgemacht [5,6,7], und die kommerzielle Verwertung hat eingesetzt. Lassen Sie mich ein paar Aspekte für Anwendungen beim Mobilfunk herausgreifen:

Wir sind es kaum anders gewohnt, als dass die Antenne unmittelbar über eine Leitung mit dem Funkgerät verbunden ist. Die Impedanzanpassung der Antenne erfolgt auf den Wellenwiderstand der Leitung (Abb. 12, oben). Geräteseitig gibt es ebenfalls Anpassnetzwerke, über die die Senderendstufe, bzw. hier in diesem Bild, der erste Verstärkertransistor des Empfängers angepasst werden.

Die Transformation wird nun aber in der Regel einfacher, wenn die Antenne ohne Umweg auf die Ausgangs- oder Eingangsimpedanzen der Verstärker angepasst wird (Abb. 12, Mitte). Diese einfachere Transformation bedeutet weniger verlustbehaftete Komponenten, also kleinere Verluste.

Mit dem Weglassen der Leitung vor dem Verstärker, also mit dem Heranbringen des Verstärkers an den Strahlerfusspunkt, hat man den ersten Schritt getan zur aktiven Antenne. Diese setzt sich zusammen aus strahlenden, passiven und aktiven Teilen. Letztere können z.B. Transistoren sein.

Sofern die Eingangs- oder Ausgangsnetzwerke für die aktiven Elemente im wesentlichen von den Strahlerimpedanzen selbst dargestellt werden (Abb. 12, unten), spricht man von einer integrierten Antenne. Dies ist in verschiedener Hinsicht die günstigste elektrische Lösung, denn die Strahlergebilde haben doch im Vergleich zu anderen Schaltungselementen grosse Abmessungen, und die Güten der durch sie dargestellten Reaktanzen sind deshalb hoch. Man hat folgendes Rezept befolgt: Anschluss eines aktiven Elementes an einen Strahler über ein Minimum von Reaktanzen, die verlustarm sind. Als Gegenleistung erhält man nicht nur kleinere Wärmeverluste, sondern oft auch höhere Bandbreite.

Während passive Antennen gleichermassen als Sende- und Empfangsantennen eingesetzt werden können, ist dies für aktive Antennen meist nicht möglich. Besonders wichtig sind Transistoren als aktive Elemente. Damit ausgerüstete Antennen sind nicht reziprok und so sind wir auf den Hauptnachteil aktiver Antennen gestossen: Sie funktionieren exklusiv entweder als Sende- oder als Empfangsantennen. Es ist allerdings denkbar, dass in gewissen Fällen ein und derselbe Strahler umschaltbar für beide Funktionen gebaut werden kann.

Ein Beispiel für eine integrierte aktive Sendeantenne zeigt Abb. 13. Es stammt aus einem Patent von Motorola [8]. Als Antenne wirkt eine an den Enden HF-mässig kurzgeschlossene Leitung. Sie ist etwas kürzer als eine halbe Wellenlänge, da sie in der Mitte kapazitiv belastet ist. In eine Hälfte wird direkt aus einem Transistor Leistung eingekoppelt. Wegen dieser direkten Methode der Anpassung soll die gezeigte Anordnung mit 80% Wirkungsgrad arbeiten, obwohl sie nur 1/50 der Wellenlänge hoch und 1/20 breit ist. Anwendung fand dieses Antennenprinzip auf den Helmen von Astronauten und gehört somit nur gelegentlich in die Kategorie des Bodenfunks, dem Thema dieses Vortrages.

Breitere Anwendung scheinen aktive Antennen im Empfangsfalle zu finden. Auf verschiedene Weise verbessern sie das Signal-Rausch-Verhältnis, z.B. ermöglichen sie die Rauschanpassung von Transistor und Quellenwiderstand des Strahlers, wobei als zusätzlicher Vorteil die Bandbreite der Empfindlichkeit des Empfangssystems grösser ist als bei Leistungsanpassung [9].

Zweckmässig veranschaulichen wir uns dies mit den Rauschtemperaturen eines passiven und eines aktiven Systems, letzteres sowohl mit Leistungs- als auch mit Rauschanpassung. Bezugsebene für die Rauschtemperaturen der Empfangsantenne soll in jedem Falle der Strahlerfuss sein, weil man dort stets dieselbe Nutzleistung hat.

In einem ersten Bild (Abb. 14) werden die Verhältnisse für ein passives System behandelt. Zunächst sind getrennt für die Eingänge aller rauschenden Stufen die Rauschtemperaturen angegeben. Diese wurden alsdann auf den Strahlerfusspunkt reduziert und aufaddiert.

Ganz entsprechend ist das Verfahren für ein aktives Empfangssystem (Abb. 15). Jedoch können sich einige Rauschquellen gar nicht mehr auswirken, sofern die Verstärkung des aktiven Netzwerkes genügend hoch ist und sofern der Wirkungsgrad von Anpasselementen vor dem Verstärker gegen 1 geht.

Mit einigen Beispielen wollen wir nun die Rauschtemperaturen passiver und aktiver Systeme gegenüberstellen (Abb. 16). Zunächst die Voraussetzungen:

Die Leitungsdämpfung ist für passive Systeme zu berücksichtigen, und sie erhöht deren Rauschen. Beim Mobilfunk wird man allerdings kaum mehr als das im Zahlenbeispiel eingesetzte 1/2 dB haben. In der Näherungsgleichung für die Rauschtemperatur aktiver Systeme fehlt die Leitungsdämpfung. Das Heranbringen eines Verstärkers an den Strahlerfusspunkt im Interesse kleinen Systemrauschens, weil dieses dann durch die Leitung nicht mehr beeinflusst wird, ist ja das seit langem bekannte Prinzip des Antennenverstärkers.

Wenn man aber noch weiter geht und ohne vorherige Transformation auf die Leitungsimpedanz den Transistor direkt an die Antenne anpasst, vermeidet man bei kurzen dünnen Strahlern Transformationsverluste, z.B. die vorhin berechneten 3 dB. Diese 3 dB verwendeten wir nun zur Berechnung der Rauschtemperatur eines passiven Empfangssystems.

Bei der Ableitung der Näherungsgleichung für die Rauschtemperatur des aktiven Systems hatten wir indessen Verlustfreiheit des Impedanztransformators vorausgesetzt. Immer wenn dies zutrifft, bringt das "aktive" Prinzip noch einmal eine Verkleinerung der Rauschtemperatur.

Für das Transistorrauschen wurden im Zahlenbeispiel zwei Annahmen getroffen, je nachdem ob Leistungs- oder Rauschanpassung gewählt wird. Leider bietet die Rauschanpassung, die bei aktiven Antennen verwirklicht werden kann, im VHF- Band nur noch mässige zusätzliche Vorteile. Das hängt damit zusammen, dass moderne Transistoren in diesem Frequenzband schon bei Leistungsanpassung recht kleine Rauschzahlen haben.

Im Beispiel 1 ist die Rauschtemperatur des Strahlers selbst den üblichen 290° K eines Generatorwiderstandes gleichgesetzt worden. Vergleichen wir nun die Resultate für die Rauschtemperaturen der Empfangssysteme:

Die aktive Antenne ist bei Leistungsanpassung der passiven um 3,5 dB überlegen. Rauschanpassung bietet zusätzlich nur noch etwa 1 dB Verbesserung.

Meistens rauscht nun allerdings eine VHF-Antenne stärker als ein gewöhnlicher Widerstand, weil die Antenne ausser dem Nutzsignal auch nennenswerte Störungen äusserer Rauschquellen, etwa von den Sternen der Milchstrasse, empfängt. Die Intensität dieses Rauschens ist frequenzabhängig. Im Beispiel 2 ist kosmisches Rauschen berücksichtigt worden, indem das Antennenrauschen zehnmal intensiver als das thermische gewählt wurde. Das trifft für die tieferen Frequenzen des VHF-Bereiches in der Tat zu. Vielfach ist die Antennentemperatur sogar beträchtlich höher, wenn zusätzlich Zivilisationsstörungen (man made noise) vorhanden sind. Aber schon die nur noch wenig verschiedenen Ergebnisse des Beispiels 2 zeigen, dass der Einsatz von aktiven Antennen als Mittel zur Verkleinerung des Gesamtrauschens seinen Sinn verliert, wenn das äussere Rauschen den wesentlichen Anteil am Systemrauschen hat.

In Abb. 17 finden wir einen allgemeinen Ausdruck für das Signal-Rauschverhältnis eines Empfangssystems. Daraus folgen einige Vorschriften für gutes Signal-Rausch-Verhältnis:

Vergrösserung von P_S/P_N durch grösseres G_S/G_N, zusätzlich jedoch nur bei rel. kleinem äusserem Rauschen - durch

- Vergrösserung des Uebertragungswirkungsgrades η

  (Keine Leitungen bis zum Verstärker, weniger und verlustärmere Transformationselemente, z.B. durch Integration von Strahler und Verstärkerelementen)

- Verkleinerung der Verstärkerrauschtemperatur T_V

  (ev. Rauschanpassung)

- Vergrösserung des Gewinnes G_S

  (grössere Antennenabmessungen).

Beizufügen ist noch, dass aktive Empfangsantennen auch dann noch, wenn sie die Empfindlichkeit eines Systems nicht zu steigern vermögen, einige Vorzüge anzubieten haben. Diese sind grössere Bandbreite und die Möglichkeit, kleine Richtantennen mit elektronisch einstellbarer Richtcharakteristik zu bauen, wovon für bewegliche Dienste allerdings nur ausnahmsweise Gebrauch gemacht werden dürfte.

Unsere Betrachtungen haben uns über kurze passive Antennen zu den Prinzipien der aktiven Antennen geführt. Wir haben gesehen, dass damit zwar Wärmeverluste vermieden werden können, so dass nur noch Strahlungsgewinn und Absorption der näheren Strahlerumgebung den Antennengewinn zu beeinflussen vermögen. Letzteren wird man nun allerdings oft vergrössern wollen - im Empfangsfalle dann, wenn die äusseren Rauscheinstrahlungen so klein sind, dass zufolge des grösseren Gewinns wohl das Nutzsignal, nicht aber das Antennenrauschen vergrössert wird. Im Sendefalle ist hoher Gewinn immer erstrebenswert, ganz besonders bei Mobilanlagen mit verhältnismässig kleiner Sendeleistung, welche man ohne Verluste in horizontale Richtungen abstrahlen möchte. Immer dann, wenn grosser Antennengewinn verlangt wird, scheint es nun aber unumgänglich zu sein, auf die Miniaturisierung der Antenne zu verzichten. Der Traum von der unscheinbaren "Mini-Antenne" wird also für viele Anwendungen nicht Wirklichkeit werden.

7. Trägerentkoppelte Dipole

So hat trotz seiner relativ grossen Höhe der Halbwellendipol eine gewisse Bedeutung auch für die Verwendung auf Kleinfunkgeräten erlangt. Ich möchte Sie mit dieser Antenne bekannt machen, weil hier nicht einfach ein Monopol verlängert wurde, um den Gewinn zu steigern. Hier reichte die zugestandene Höhe aus, um sogar ein günstigeres Prinzip zu verwirklichen [10].

Der Halbwellendipol benötigt ja kein Gegengewicht, ist also auf das in dieser Beziehung sowieso unzulängliche Funkgerät gar nicht angewiesen. Grosse, für die Abstrahlung massgebende Antennenpartien werden vom Körper nicht verdeckt. Der grösste Strom fliesst in Dipolmitte, also in einer gewissen Höhe über dem Funkgerät und seinem Benützer. Die Ankopplung des Menschen als Parasitärstrahler an den Halbwellendipol ist daher gering.

Eine Ausführung, die wir für das 160 MHz-Band entwickelt haben, ist 99 cm hoch. Für den Fall, dass das Funkgerät auf der Brust getragen wird, haben Messungen im Mittel einen praktischen Gewinn der Halbwellenantenne von 4 ... 5 dB gegenüber dem konventionellen Viertelwellenstrahler ergeben. Wenn beide Partner einer Funkverbindung ihre Viertelwellenstrahler durch Halbwellendipole ersetzen, ist dies in der Wirkung gleich, wie wenn sie die Sendeleistung etwa verzehnfachten. Wie Sie aus dem Diagramm der Abb. 18 ersehen, kann mit der Halbwellenantenne besser die für bewegliche Dienste anzustrebende Rundstrahlung verwirklicht werden. Ein weiterer Vorteil der Halbwellenantenne ist, dass ihre Eingangsimpedanz relativ wenig von der Tragart abhängt. Man kann sie ohne weiteres in der Hand halten oder auf einem Mast befestigen.

Um jedoch die Halbwellenantenne als Aufsteckantenne für Funkgeräte zu verwirklichen, war ein recht komplizierter innerer Aufbau erforderlich. Sie sehen diesen in Abb. 19. Als elektrisch wirksame Konstruktionselemente sind hauptsächlich koaxiale Kabel verwendet worden. Selbstverständlich wird

man in mechanischer Hinsicht verlangen, dass die Antenne die nötige Festigkeit bei einer gewissen Flexibilität aufweise. Diese Eigenschaften werden der Antenne im wesentlichen durch Stahldrähte verliehen, die als Einzelstab (8), als Innenleiter des Kabels (7) oder als Reusenstäbe (6) erscheinen. Der innere Aufbau wird durch einen Mantel (9) aus Kunstgummi geschützt.

Zum Verständnis der elektrischen Wirkungsweise der einzelnen Teile ist es nützlich, sich zunächst die Tatsache zu vergegenwärtigen, dass hochfrequente Ströme, die auf der Innenseite des Geflechtes eines Koaxialkabels fliessen, praktisch nicht auf die Aussenseite übertreten können. Entsprechend verhindert der Skineffekt natürlich auch einen Stromdurchgang von aussen nach innen. Aussenbelag und Innenbelag des Geflechtes können also völlig getrennte Funktionen übernehmen.

Der untere Dipolarm der Halbwellenantenne wird dargestellt durch den Aussenbelag des Geflechtes eines koaxialen Kabels (3-4-5) und auch durch die umschliessenden Stäbe der tragenden Reusenkonstruktion (6). Der obere Dipolarm entsteht aus dem Aussenbelag des Geflechtes eines weiteren Kabels (7) und dem Stab (8), in den dieses zur Antennenspitze hin ausläuft.

Dipolspeisepunkt (10) und Anschlussstecker (1) sind über ein Kabel (3-4-5) miteinander verbunden, das hier in der gewohnten Eigenschaft als Leitung benützt wird. Zum Zwecke einer Impedanztransformation ist der Wellenwiderstand des oberen Leitungsabschnittes (5) wesentlich hochohmiger ausgeführt als der untere (3-4), der dem Nennwert der Anschlussimpedanz entspricht.

Mit Rücksicht auf die geforderte relativ grosse Bandbreite der Antenne ist noch ein weiteres Transformationsglied erforderlich. Dieses wird durch ein Kabel (7) dargestellt, das an einem Ende kurzgeschlossen ist und mit dem anderen parallel zu den beiden Dipolarmen geschaltet ist. Seine Länge wurde so bemessen, dass es sich im Betriebsfrequenzbereich gleich wie ein Parallelresonanzkreis verhält.

Die Antenne wird über den Anschlussstecker (1) gehalten. Voraussetzung für ein definiertes Funktionieren der Halbwellenantenne ist, dass der Antennenstrom nicht über diesen Stecker weiterfliesst auf das Funkgerät oder irgendeine andere Tragkonstruktion. Es gibt nun aber Mittel zur hochfrequenten Isolierung, nämlich sogenannte Entkopplungstöpfe. Im einfachsten Falle ist ein Entkopplungstopf eine am Ende kurzgeschlossene koaxiale Leitung, welche eine Viertelwellenlänge lang ist. Eine solche Leitung stellt eine sehr hohe Impedanz dar. Bei unserer Antenne hier ist die Stecker-Hülse (2) von innen gesehen der Aussenleiter eines solchen Topfes. Der Innenleiter (3) des Topfkreises ist dasselbe Kabel, dessen Aussenbelag weiter oben als unterer Dipolarm funktioniert. Im Topf ist es gewendelt; erstens, um eine sehr kleine Bauhöhe des Topfkreises, zweitens, um breitbandig eine hohe Eingangsimpedanz zu erreichen. Diese Impedanz liegt in Serie zum unteren Dipolarm und der Steckeraussenseite, und hieraus ergibt sich der Entkopplungseffekt, auf dem das gleichmässige Funktionieren der Antenne beruht: Unabhängig über welchem Funkgerät, auf welchem Mast oder an welchem Fahrzeug sie eingesetzt wird, bleiben Strahlungseigenschaften und Eingangsimpedanz nahezu unverändert.

Ein ähnliches Konzept ist in U.S.A. für Militärfunkanlagen verwirklicht worden. Es handelt sich um eine Peitschenantenne für Fahrzeuge [11,12]. Auch hier ist der Speisepunkt hochgezogen, und die Stromverteilung auf der Antenne wird mit einer Reaktanz zwischen unterem Strahler und Gegengewicht kontrolliert.

Die Antenne wird in einer ca. 3 m langen Ausführung hergestellt. Sie ist für den Frequenzbereich 30 ... 76 MHz bestimmt und elektromechanisch umschaltbar in 10 Teilbereichen, wobei der unterste lediglich 3 MHz breit ist.

Interessant ist die Weiterentwicklung der Antenne, deren Ziel eine Verkürzung von 3 m auf etwa 1,8 m war [13]. Die Aufgabe konnte gelöst werden mit gewendelten Dipolarmen. Die Steigung der Wendel ist örtlich verschieden und wurde so gewählt, dass sich maximaler Wirkungsgrad ergab. Die Verluste sind grösser als in der unverkürzten Antenne. Auch die verkürzte Antenne arbeitet in 10 Teilbereichen.

Der aufwendige elektrisch wirksame Teil der kurzen Antenne befindet sich in einem Phenolrohr von 1 Zoll Durchmesser. Den günstigen Abstrahlungsverhältnissen steht als elektrischer Nachteil eine relativ kleine Bandbreite gegenüber.

8. Bandbreite der Impedanzanpassung

Im Verlaufe unserer Betrachtungen habe ich hin und wieder Bemerkungen zur Bandbreite gemacht. Diese ist in der Tat eine wichtige Grösse für die Beurteilung einer Antenne. Möglichst hohe Bandbreite zu erhalten - sei es bezüglich der Anpassung oder bezüglich den Strahlungseigenschaften - ist zu einem wichtigen Anliegen geworden, überstreichen doch moderne Funkgeräte sehr grosse Frequenzbereiche, und eine Antennenumstimmung bei Kanalwechsel ist recht aufwendig. Ich möchte daher zum Problem der Breitbandantenne einige Bemerkungen folgen lassen, diese aber auf die Impedanzanpassung beschränken. In diesem Sinne ist unter Bandbreite der Frequenzbereich zu verstehen, in welchem die Fehlanpassung unter einem vorgeschriebenen Wert bleibt.

Um es vorwegzunehmen: Optimales Breitbandverhalten zeigen aktive Antennen. Es interessieren jedoch meist passive Antennen, da sie reziprok sind. Untersuchen wir nun diesen Fall, so können wir unterscheiden zwischen dem Breitbandverhalten des Strahlers selbst und demjenigen des Strahlers mit Anpassnetzwerk.

Eine Antenne sollte wenigstens nach zwei Dimensionen gebaut werden, um die Prinzipien anwenden zu können, auf denen eigentliche verlustfreie Breitbandstrahler beruhen, z.B. das Prinzip der periodischen Strukturen. Die meisten mobilen Anwendungen verlangen nun aber dünne, also sozusagen eindimensionale und zudem oft kurze Strahlergebilde, und diese haben für sich allein nur beschränkte Bandbreite. Ihre Impedanzen durchlaufen bei Frequenzänderungen grosse Teile der komplexen Widerstandsebene.

Das Breitbandproblem wäre für dünne Strahler gelöst, wenn es ein Netzwerk gäbe, das für jede Frequenz die Antennenimpedanz verlustfrei auf den Nennwert der Geräteimpedanz transformiert. Fano und Tanner haben bewiesen, dass auch mit beliebig komplizierten Netzwerken aus reinen Blindwiderständen die Bandbreite nicht über eine bestimmte Grenze erhöht werden kann [2,14,15]. Diese Grenze ist festgelegt durch das maximale VSWR, welches mit Hilfe des Netzwerkes eingehalten werden soll, und durch die Frequenzabhängigkeit der zu transformierenden Antennenimpedanz.

Das VSWR (Voltage Standing Wave Ratio, im Deutschen "Stehwellenverhältnis" oder "Welligkeit") ist bekanntlich ein Mass für die Verluste zufolge Fehlanpassung - hier die Fehlanpassung der transformierten Antennenimpedanz an die Geräteimpedanz.

Der Frequenzgang der Antennenimpedanz schliesslich kann beschrieben werden durch die Güten von Schwingkreisen, durch welche die Antenne bezüglich ihres Impedanzverhaltens in kleinen Frequenzbereichen ersetzt werden kann.

Im nächsten Diagramm (Abb. 20) sehen Sie die Gütekurve eines Monopols. Man erkennt die ausserordentlich rasche Gütezunahme bei Verkürzung der Antenne im Bereich unter eine Viertelwellenlänge, bzw. beim entsprechenden Uebergang zu tieferen Betriebsfrequenzen. Das ist nicht verwunderlich, wenn man sich vergegenwärtigt, dass der Strahlungswiderstand verhältnisgleich zum Quadrat der Frequenz ist. Der Blindwiderstand kann näherungsweise durch eine Kapazität dargestellt werden, ändert also umgekehrt proportional mit der Frequenz. Das bedeutet grob approximativ für die Güte Abnahme mit der 3. Potenz der Frequenz.

Mit den Güten des Diagramms und mit der Vorschrift, dass mit dem Anpassnetzwerk das VSWR auf einen bestimmten Maximalwert gebracht werden muss, können die grösstmöglichen Bandbreiten ermittelt werden. Wir wollen annehmen, das höchstzulässige VSWR sei 1,5. Das bedeutet, dass nicht mehr als 5% der Leistung zufolge Fehlanpassung verlorengeht. Für diesen Fall gelten die in Abb. 20 gezeigten Kurven maximaler Bandbreite. Eine Kurve wurde für ein kompliziertes Netzwerk aus sehr vielen Reaktanzen berechnet, die andere für eine einfache Schaltung mit nur je einem Quer- und Längsglied.

Auf diese Art empfiehlt es sich, ein Anpassproblem zu beurteilen, bevor man beginnt, ein Anpassnetzwerk zu entwickeln. Man sieht dann sofort, ob eine vorgeschriebene Bandbreite überhaupt möglich ist, ohne dass prohibitiv hohe Stehwellenverhältnisse bzw. Fehlanpassdämpfungen entstehen. Wenn man feststellt, dass die gewünschten Wertepaare Bandbreite und VSWR nicht realisierbar sind, wird man auf die Strahlerkonstruktion zurückkommen. Zugeständnisse an die Stablänge und/oder im allgemeinen Sinne an den Schlankheitsgrad werden das Anpassproblem erleichtern.

Ein bekanntes Mittel zur Vergrösserung der Bandbreite sind Dachkapazitäten. So wird der Strahlungswiderstand sehr kurzer Antennen zufolge der kapazitiven Belastung viermal vergrössert. Für den Einsatz auf tragbaren Geräten oder auf Fahrzeugen empfindet man allerdings das dicke oder abgewinkelte Ende solcher Antennen als hinderlich. Dies veranlasste Prof. Meinke, einen Transistor in eine Empfangsantenne zu integrieren [7]. Eine kleine Dachkapazität konnte entsprechend der Stromverstärkung des Transistors vergrössert werden.

So wurde die Resonanzfrequenz herabgesetzt und die Bandbreite vergrössert. Es muss aber betont werden, dass solche Anordnungen oft relativ stark rauschen. Der Literatur entnimmt man, dass für Strahler gegebener Höhe Bandbreite und Rauschtemperatur durch Wahl der Schaltung gegeneinander abgetauscht werden können. Als experimentell gefundene Regel bleibt aber jedenfalls das Verhältnis von Bandbreite und Rauschtemperatur nahezu erhalten.

Antennen, die nicht genügend breitbandig angepasst werden können, erhalten in Teilbereichen umschaltbare Anpassnetzwerke. Es gibt auch selbstabstimmende Impedanztransformatoren, die sich jeder Betriebsfrequenz anpassen. Mit diesen Einrichtungen erübrigt es sich, den Einfluss etwa des gerade verwendeten Fahrzeuges als Gegengewicht oder der Umgebung überhaupt zu berücksichtigen. Deren Anteile an der zu transformierenden Impedanz können sich zufolge des automatischen Abgleiches nicht mehr auswirken. Zwangsläufig muss allerdings bei jedem Abgleich gesendet werden. Das ist für den Empfangsfall ein Nachteil, wenn Funkstille zu beachten ist.

9. Zusammenfassung

Wir kommen zum Schluss; lassen Sie mich zusammenfassen:

Die heute üblichen Antennen des VHF-Bodenfunks sind meist Stäbe, die zu Dipolen ergänzt werden, sei es durch Spiegelung in Fz-Karosserien oder direkt mit Funkgerätgehäusen. Diese Antennen sind seit langem eingeführt, ihre Eigenschaften wurden aber erst nach und nach quantitativ erfasst. So wurden Horizontaldiagramme aufgenommen, und es können einige Optimierungsregeln aufgestellt werden.

Für den Antennengewinn gibt es Zahlenwerte. Beim Verkürzen des Stabstrahlers nimmt der Antennengewinn ab. Die Abstrahlung von Antennen tragbarer Geräte wird vermindert durch die Verluste des Funkers als Parasitärstrahler. Ferner ist die Transformation der Impedanzen kurzer Antennen verlustbehaftet.

Durch Anwendung der Prinzipien aktiver Antennen werden unnötige Anpassungs- und Leitungsverluste vermieden. Ferner werden im Empfangsfalle die Strahler aktiver Antennen an den Verstärker rauschangepasst. Im unteren Teil des VHF-Bereiches bringt diese Massnahme allerdings noch keinen Vorteil. Im allgemeinen haben aktive Empfangsantennen bei gleichem Rauschen grössere Bandbreiten als passive Antennen.

Für den Empfang ist eine Steigerung des Antennengewinnes nur sinnvoll, wenn damit auch das Signal-Rauschverhältnis erhöht wird. Für Sendeantennen ist jedoch hoher Antennengewinn immer nützlich. Dem steht die anzustrebende Miniaturisierung der Strahler entgegen.

Wenn man längere oder dickere Antennen zulässt, werden andere Konzepte möglich, die vorteilhafter sind als die Gegengewichtsantenne. So werden Gewinn und Anpassung von trägerentkoppelten Dipolantennen vernachlässigbar wenig durch Funker oder Fahrzeug beeinflusst.

Die meist einsatzmässig gegebene Unmöglichkeit dicker Strahler und oft auch Einschränkungen der Bauhöhe bedeuten hinsichtlich Impedanzanpassung Bandbreitenprobleme. Es existieren hier physikalische Grenzen, die nicht überschreitbar sind.

H. van der Floe

10. Literatur

[1] Begriffe aus dem Gebiet der Antennen, NTG 1301 - Entwurf 1969. NTZ 6, 1969.

[2] H. Jasik: Antenna Engineering Handbook. New York 1961.

[3] J.D. Kraus: Antennas. New York 1950.

[4] Z. Krupka, "The effect of the human body on radiation properties of small-sized communication systems". IEEE Trans. Ant. and Propag., Vol. AP-16, Nr 2, March 1968.

[5] J.R. Copeland and W.J. Robertson: Antennaverters and Antennafiers. Electronics, Oct. 6, 1961.

[6] J.F. Rippin: Making the antenna an active partner. Electronics, Aug. 9, 1965.

[7] H.H. Meinke: Aktive Antennen. NTZ 12, 1966.

[8] U.S.A.-Patent Nr. 3,343,089, 19. Sept. 1967.

[9] H.H. Meinke: Aktive Empfangsantennen. Intern. Elektron. Rdsch. 6, 1969.

[10] Halbwellenantenne A 18 H 2. Autophon - Dok. 315'010, 24.7.1962.

[11] H. Brueckman: Theory and performance of vehicular centerfed whip antenna. IRE Trans. Vehicular Comm. VC-9 (1960).

[12] H. Brueckman: Improved wide-band VHF whip antenna. IEEE Trans. Vehicular Comm., VC-15, Nr 2.(1966).

[13] W.P. Czerwinski: On a foreshortened centerfed whip antenna. IEEE Trans. Vehicular Comm., VC-15, Nr.2 (1966).

[14] R.L. Tanner: Theoretical Limitations to Impedance Matching. Electronics, Febr. 1951.

[15] A. Vassiliadis and R.L. Tanner: Evaluating the impedance broadbanding potential of Antennas. IRE Trans. Ant. and Propag., July 1958.

11. Abbildungen

1 Definition des Antennengewinnes.

2 Vertikaldiagramme von Halbwellendipol und kurzem Dipol (aus Jasik, Antenna Eng. Hbook, New York 1961, Fig. 2-4).

3 Vertikaldiagramme eines Monopols über verschieden grossen Gegengewichtsflächen (aus Kraus, Antennas, New York 1950, Fig. 14-30).

4 Gewinn-Längen-Funktion des idealen Monopols (nach Kraus, Antennas, New York 1950, Fig. 11-35).

5a 160 MHz-Antennen für Personenwagen, Horizontaldiagramme.
Kurve 1: Monopol, Dachmitte
Kurve 2: Monopol, vordere Dachkante, Mitte.

5b 160 MHz-Antennen für Personenwagen, Horizontaldiagramme.
Kurve 1: Monopol, Dachmitte.
Kurve 3: Monopol, Kotflügel.
Kurve 4: Dipol, Kotflügel.

6 40 MHz-Panzerantenne, Horizontaldiagramme für senkrechten und für abgespannten Monopol.

7 Kopplung zwischen Funker und Antenne.

8 40 MHz-Tornistergeräteantenne, Horizontaldiagramm.

9 Antenne zu SE-125 (80 MHz-Band), Horizontaldiagramm.

10 Grössenvergleich von 80 MHz-Antennen für das Autophon-Kleinfunkgerät SE 18: Viertelwellenantenne A 18 V 4 und Zehntelwellenantenne A 18 Z 83.

11 Der Einfluss der relativen Stablänge auf den Gewinn von Antennen für Fahrzeuge und tragbare Funkgeräte.

12 Grundtypen von Empfangsantennen.

13 Aktive Sendeantenne nach US-Patent 3,343,089 (Motorola).

14 Die Rauschtemperatur eines Empfangssystems mit passiver Antenne.

15 Die Rauschtemperatur eines Empfangssystems mit aktiver Antenne.

16 Zahlenbeispiele für Rauschtemperaturen von Empfangssystemen.

17 Signal-Rauschverhältnis eines Empfangssystems.

18 Horizontaldiagramme verschiedener 160 MHz-Antennen für das Autophon-Kleinfunkgerät SE 18: Viertelwellenmonopol A 18 V 2, Halbwellendipol A 18 H 2 und Traggurtantenne.

19 Halbwellenantenne A 18 H 2 (Autophon AG), Schnittzeichnung.

20 Güte und Anpassbandbreite eines Monopols.

1. PASSIVE ANTENNEN:

G	=	D	·	η
(verfügbarer) Antennengewinn	=	Richtfaktor (Strahlungsgewinn)	x	Wirkungs – grad (< 1)

2. AKTIVE ANTENNEN:

G	=	D	·	g
(verfügbarer) Antennengewinn	=	Richtfaktor (Strahlungsgewinn)	x	verfügbare (Leistungs-) Verstärkung (O... ∞)

	Definition des Antennengewinnes	

Fig. 1

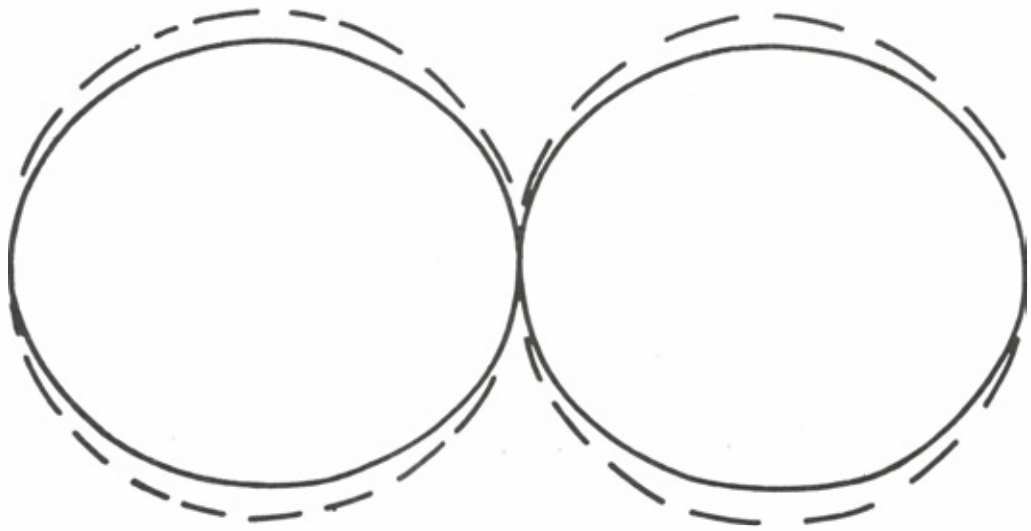
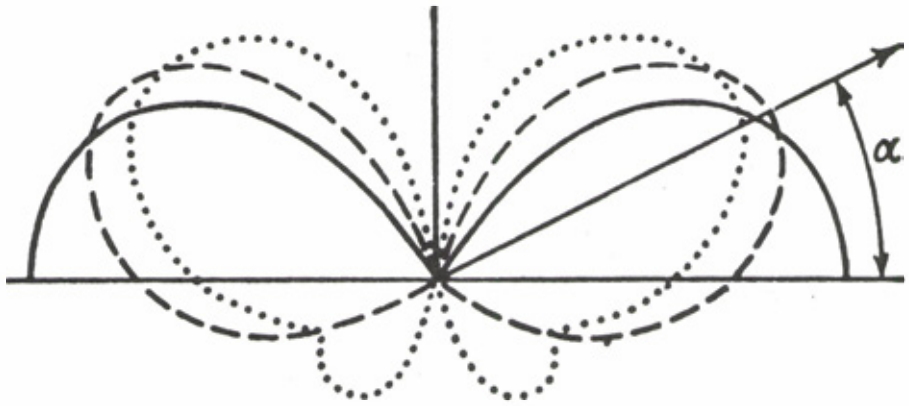


Fig. 2



Vertical-plane patterns of $\frac{1}{4}$-wavelength stub antenna on infinite ground plane (solid), and on finite ground planes several wavelengths in diameter (dashed) and about 1 wavelength in diameter (dotted).

Fig. 3

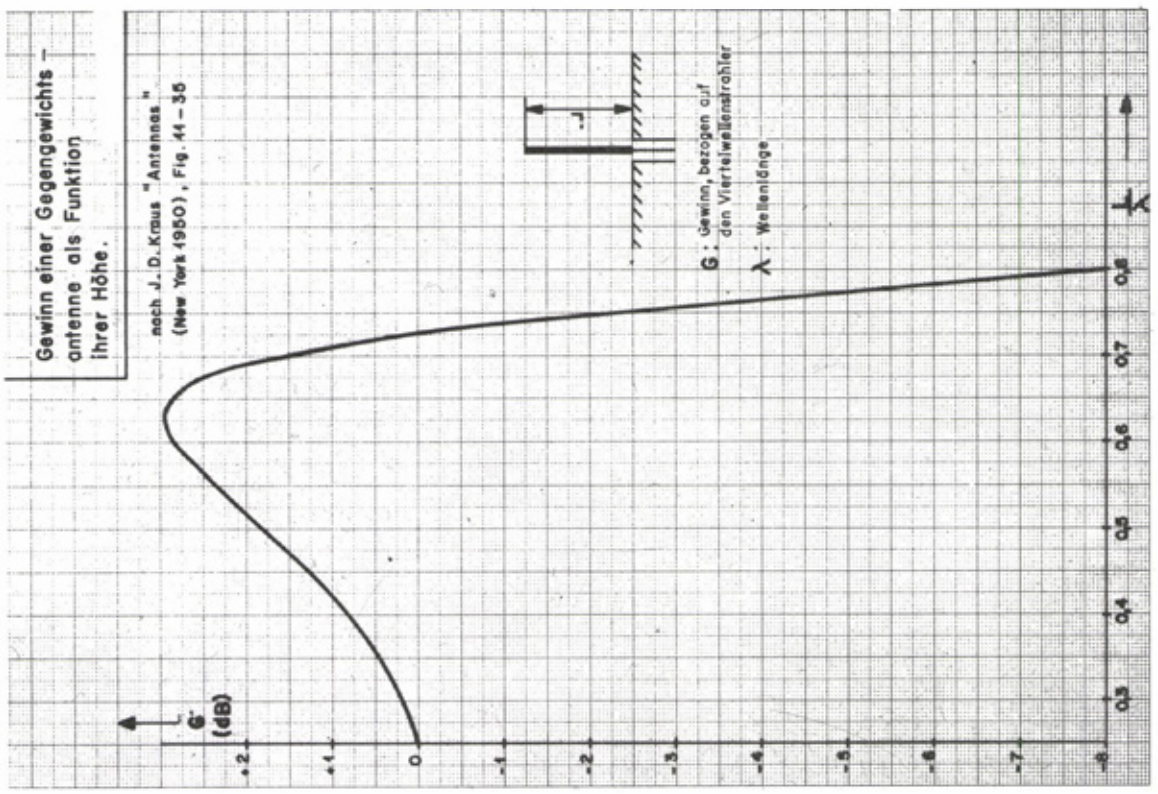


Fig. 4

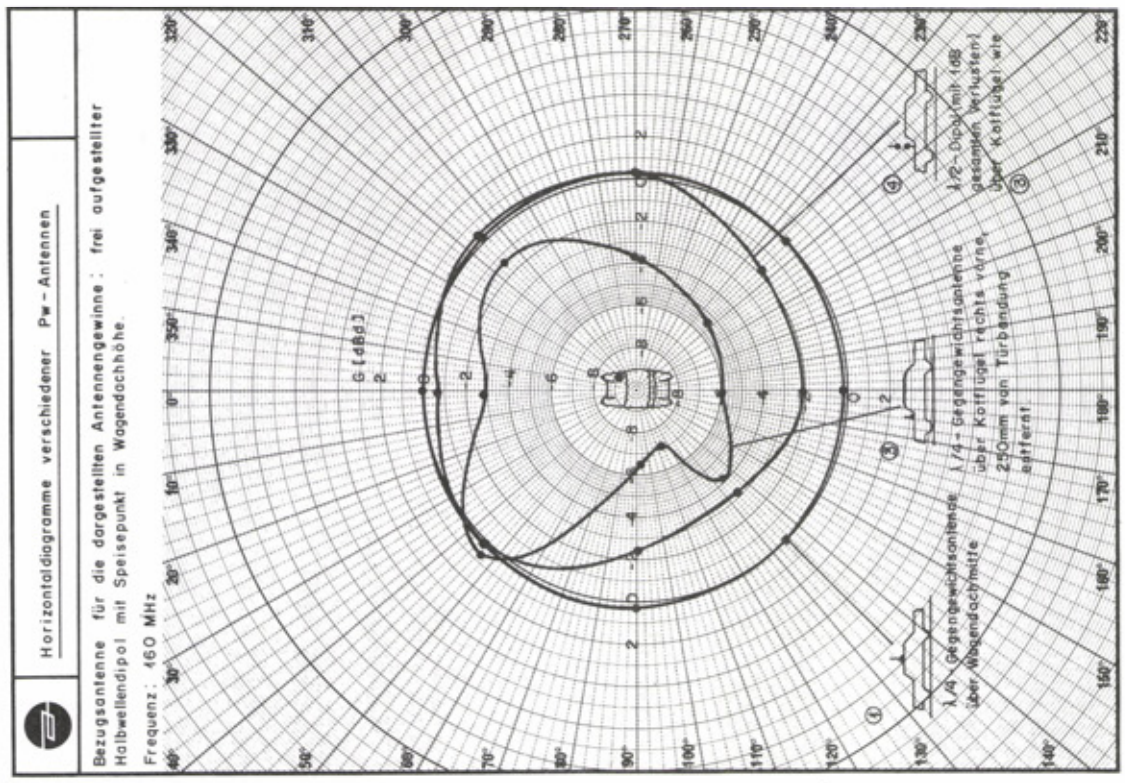

Horizontaldiagramme verschiedener Pw – Antennen
Bezugsantenne für die dargestellten Antennengewinne: frei aufgestellter Halbwellendipol mit Speisepunkt in Wagendachhöhe.
Frequenz: 160 MHz
G (dBd)
λ/4 - Gegengewichtsantenne über Wagendachmitte
λ/4 - Gegengewichtsantenne über Kotflügel rechts vorne, 250mm von Türbespannung entfernt
λ/2 - Dipol mit 10Ω gesamten Verlusten über Kotflügel wie

Fig. 5b

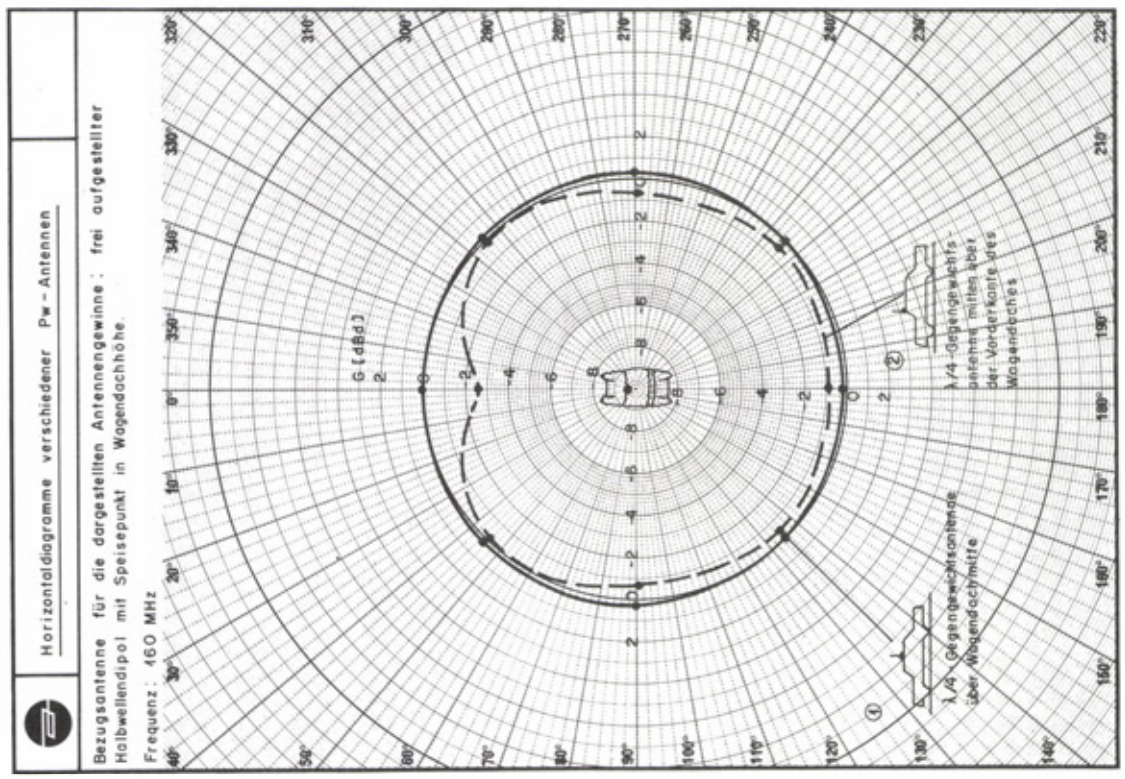

Horizontaldiagramme verschiedener Pw – Antennen
Bezugsantenne für die dargestellten Antennengewinne: frei aufgestellter Halbwellendipol mit Speisepunkt in Wagendachhöhe.
Frequenz: 160 MHz
G (dBd)
λ/4 - Gegengewichtsantenne über Wagendachmitte
λ/4 - Gegengewichtsantenne parallel mittig über der Vorderkante des Wagendaches

Fig. 5a

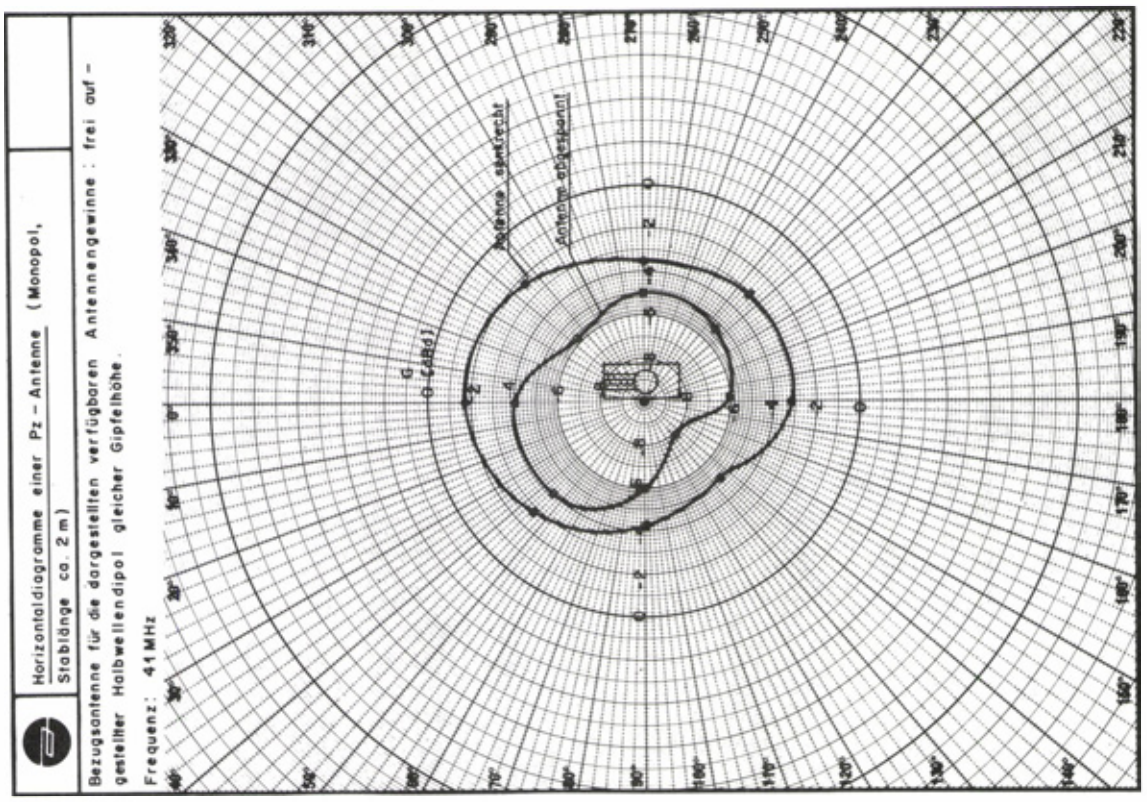
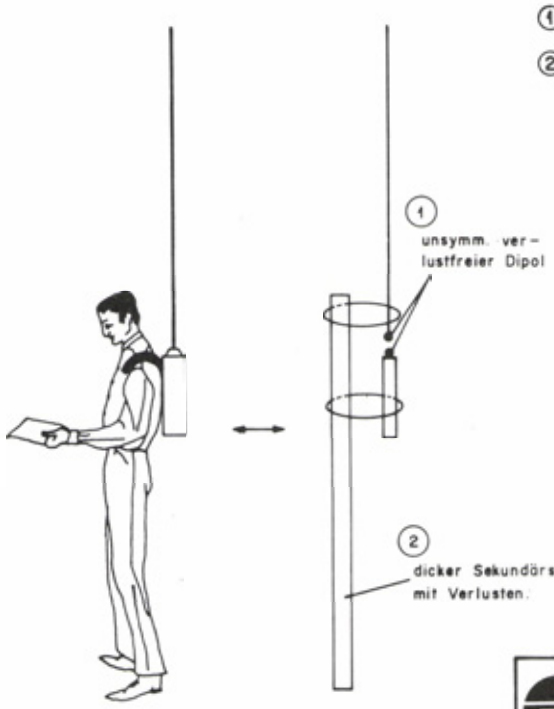


Fig. 9



① $\underline{U}_1 = \underline{Z}_{11}\,\underline{I}_1 + \underline{Z}_{12}\,\underline{I}_2$ für den gespeisten Strahler

② $0 = \underline{Z}_{21}\,\underline{I}_1 + \underline{Z}_{22}\,\underline{I}_2$ für den parasitären Strahler

$$\frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = \underline{Z}_i = \underline{Z}_{11} - \frac{\underline{Z}_{12}\,\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{22}}$$

$R_i = R_{1S} + \ddot{u}^2 (R_{2S} + R_{2V})$ — massgebend für Verzerrung der Richtcharakteristik

R_{1S}: Strahlungswid. des Dipols; R_{2V}: Verlustanteil

Weil $R_{1S} \approx$ const. $\left(\frac{l_1}{\lambda}\right)^2$ $\left(l_1 < \frac{\lambda}{4}\right)$,

wird R_i umso mehr von R_{1S} bestimmt, je länger der Stabstrahler ist. Daher hoher Wirkungsgrad u. kleine Verzerrung der Dipol-Richtcharakteristik (also hoher Antennengewinn) mit langem Stabstrahler!

Kopplung zwischen Funker u. Antenne

Fig. 7

© HAMFU - www.hamfu.ch

Horizontaldiagramm einer Tornistergerätantenne (Monopol, Stablänge 2m, Funker stehend, Antenne nahezu senkrecht).

Bezugsantenne für die dargestellten verfügbaren Antennengewinne: frei aufgestellter Halbwellendipol gleicher Speisepunktshöhe.

Frequenz: 44 MHz

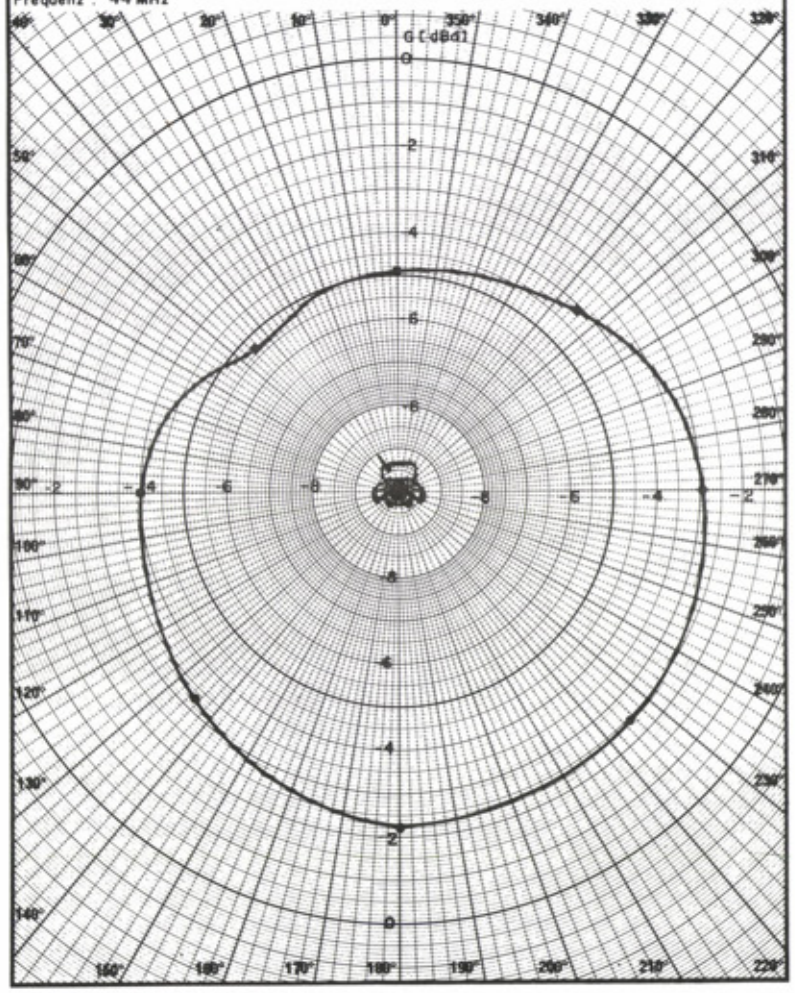


Fig. 8

Horizontaldiagramm SE 125 mit untengespeistem Stab-strahler (Stablänge 1,05 m)

Funker stehend, Gerät über Brust links, Antenne nahezu senkrecht Bezugsantenne für die dargestellten Antennengewinne: frei aufgestellter Halbwellendipol gleicher Speisepunktshöhe.

Frequenz: 81 MHz

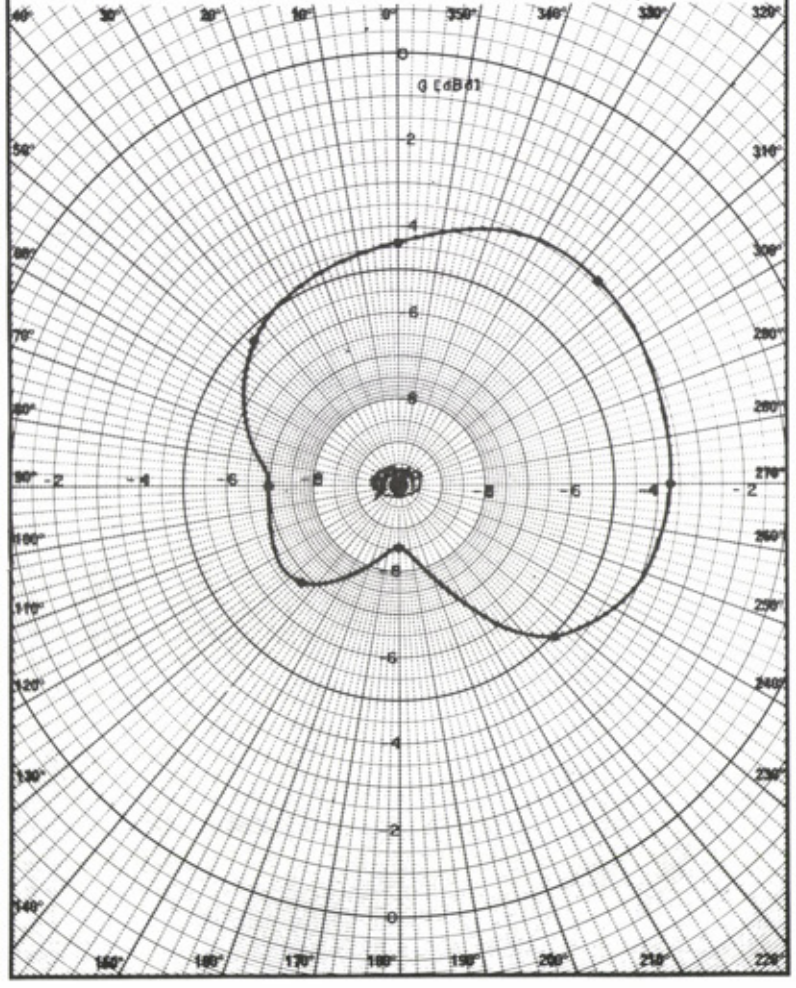


Fig. 9

Fig. 10

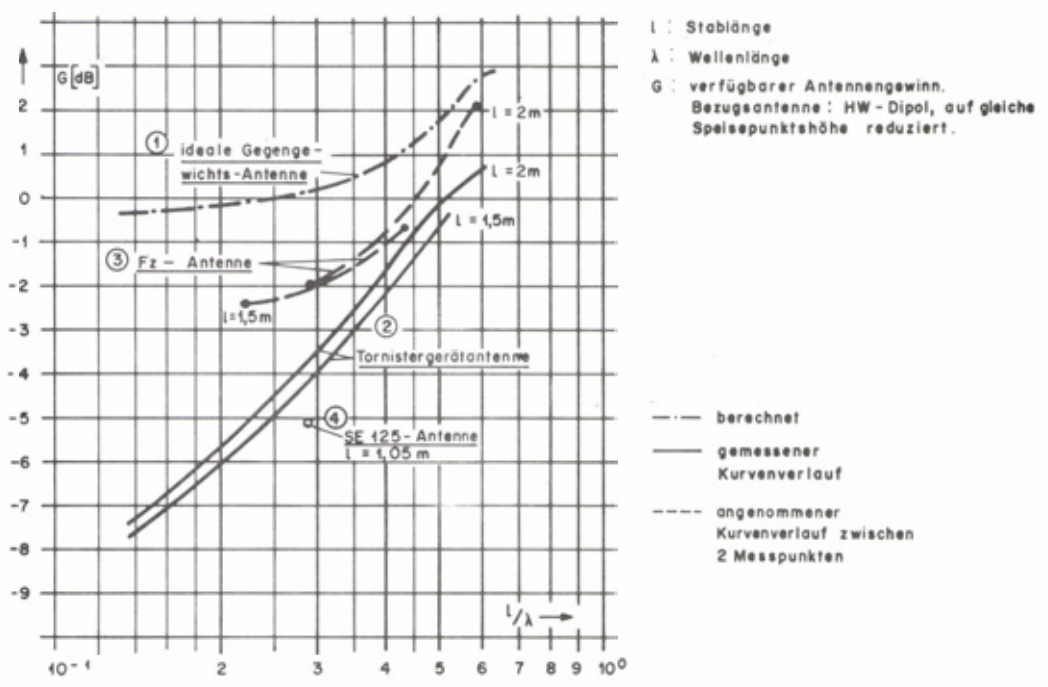
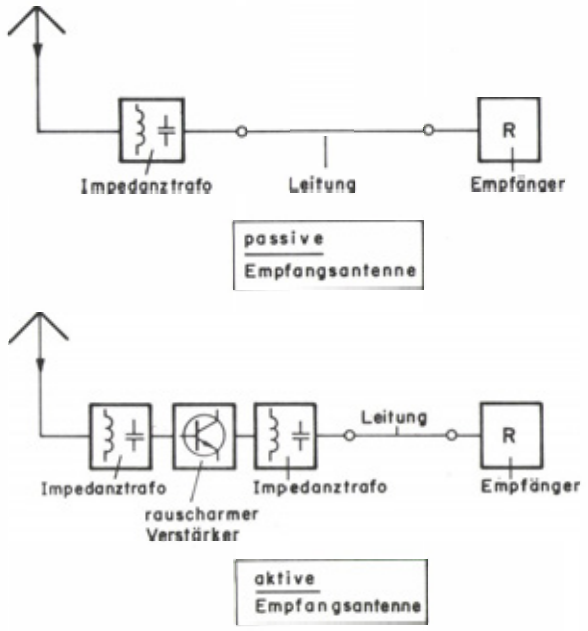
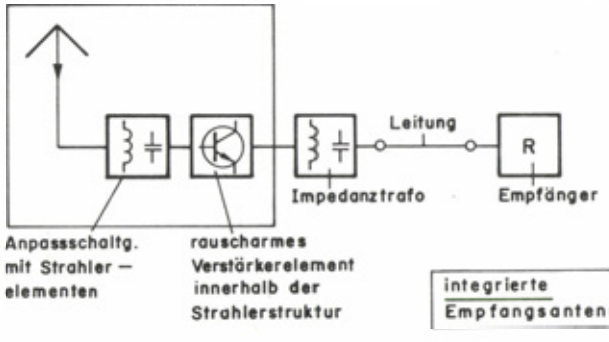

Der Einfluss der rel. Stablänge auf den Gewinn
G [dB]
2
1
0
-1
-2
-3
-4
-5
-6
-7
-8
-9
10⁻¹
2
3
4
5
6
7
8
9
10⁰
l/λ
① ideale Gegengewichts-Antenne
l = 2m
l = 2m
l = 1,5m
③ Fz – Antenne
l=1,5m
②
Tornistergerätantenne
④
SE 125 - Antenne
l = 1,05 m
l : Stablänge
λ : Wellenlänge
G : verfügbarer Antennengewinn. Bezugsantenne : HW - Dipol, auf gleiche Speisepunktshöhe reduziert.
berechnet
gemessener Kurvenverlauf
angenommener Kurvenverlauf zwischen 2 Messpunkten

Fig. 11

© HAMFU - www.hamfu.ch





Grundtypen von Empfangsantennen

Fig. 12

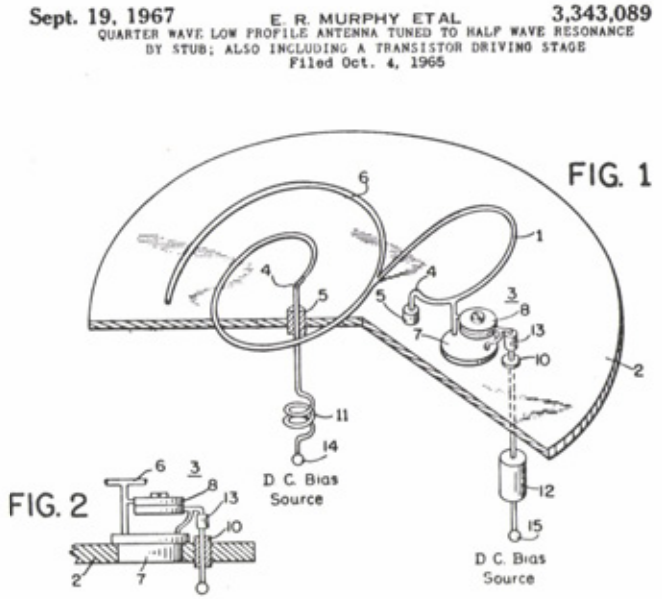


FIG. 2

FIG. 3

FIG. 4

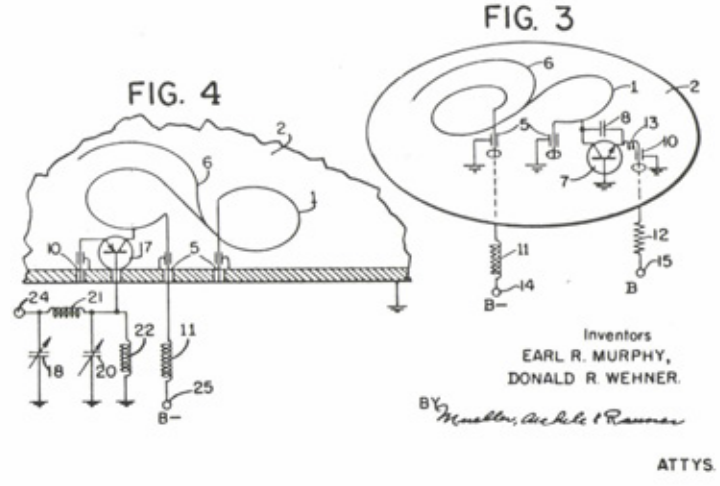
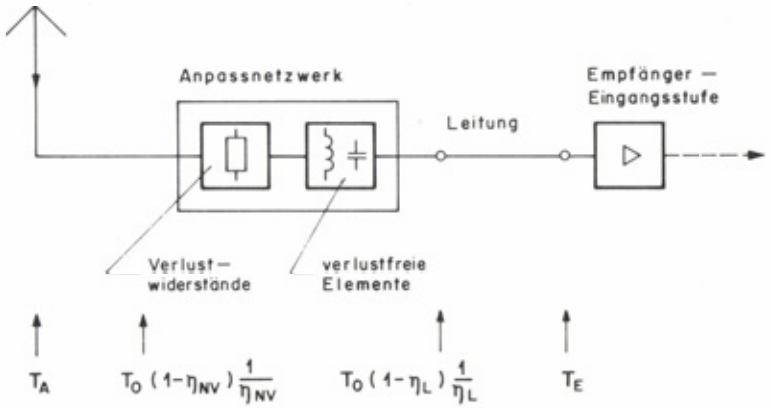


Fig. 13



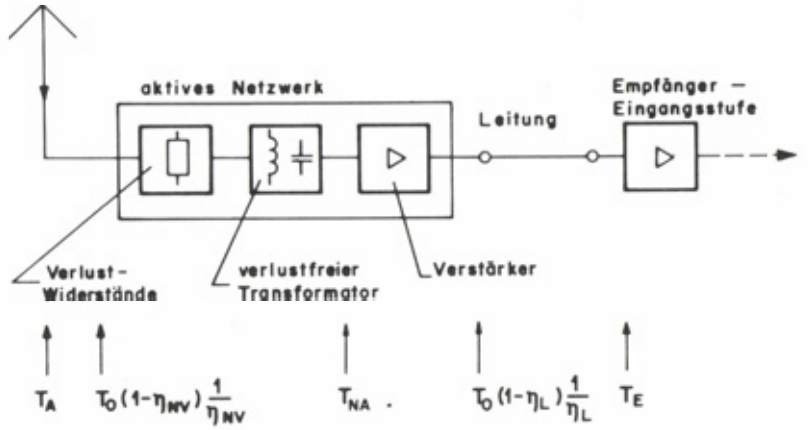
$$T_S = T_A + T_O\,(1-\eta_{NV})\,\frac{1}{\eta_{NV}} + \frac{1}{\eta_{NV}}\,T_O\,(1-\eta_L)\,\frac{1}{\eta_L} + \frac{1}{\eta_L\,\eta_{NV}}\,T_E$$

Legende:
- T_O: Rauschtemperatur thermisch rauschender Widerstände.
- T_A: Antennenrauschtemperatur
- T_E: Empfängerrauschtemperatur
- T_S: Rauschtemperatur des Empfangssystems

Bezugsebene f. die Rauschtemperaturen: Antennenfuss
- η_L: Wirkungsgrad der Leitung
- η_{NV}: Wirkungsgrad des Anpassnetzwerkes

Die Rauschtemperatur eines Empfangssystems mit passiver Antenne

Fig. 14



$$T_S = T_A + T_O\,(1-\eta_{NV})\,\frac{1}{\eta_{NV}} + \frac{1}{\eta_{NV}}\,T_{NA} + \frac{1}{\eta_{NV}\,g_{NA}}\,[\ldots]$$

Näherungsweise:

$T_S \approx T_A + T_{NA}$ für grosse Verstärkungen g_{NA} und $\eta_{NV} \approx 1$

Legende:
- T_O: Rauschtemperatur thermisch rauschender Widerstände
- T_A: Antennenrauschtemperatur
- T_E: Empfängerrauschtemperatur
- T_{NA}: Verstärkerrauschtemperatur im aktiven Anpassnetzwerk
- T_S: Rauschtemperatur des Empfangssystems

Bezugsebene f. die Rauschtemperaturen: Antennenfuss
- η_L: Wirkungsgrad der Leitung
- η_{NV}: Wirkungsgrad des Anpassnetzwerkes
- g_{NA}: Leistungsverstärkung des Verstärkerelementes im aktiven Netzwerk

Die Rauschtemperatur eines Empfangssystems mit aktiver Antenne

Fig. 15

© HAMFU - www.hamfu.ch

© HAMFU - www.hamfu.ch

PASSIVE ANTENNE

$$T_S = T_A + T_O\,(1-\eta_{NV})\,\frac{1}{\eta_{NV}} + \frac{1}{\eta_{NV}}\,T_O\,(1-\eta_L)\,\frac{1}{\eta_L} + \frac{1}{\eta_L\,\eta_{NV}}\,T_E$$

$\eta_{NV} = 0{,}5$ ($\hat{=}$ 3dB)

$\eta_L = 0{,}89$ ($\hat{=}$ 0,5dB)

$T_E = 290°K$ (F_E = 3dB)

Beispiel 1 : $T_A = T_O = 290°K$

$T_S = 1304°K$; $p_{RS} = 6{,}5$ dB κT_O

Beispiel 2 : $T_A = 10\,T_O = 2900°K$

$T_S = 3914°K$; $p_{RS} = 11{,}3$ dB κT_O

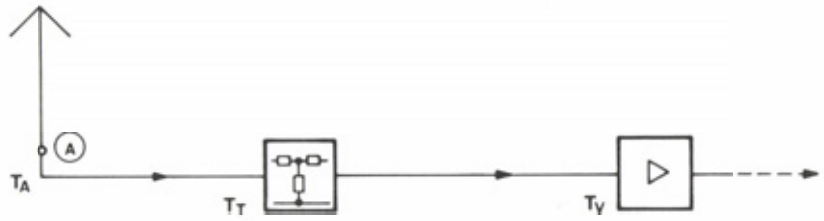
AKTIVE ANTENNE

$$T_S \approx T_A + T_{NA}$$

Leistungsanpassung	Rauschanpassung
$T_{NA} = T_E = 290°K$ (F_E = 3dB)	$T_{NA} = 150°K$
Beispiel 1: $T_A = T_O = 290°K$	
$T_S = 580°K$; $p_{RS} = 3$dB κT_O	$T_S = 440°K$; $p_{RS} = 1{,}8$dB κT_O
Beispiel 2: $T_A = 10\,T_O = 2900°K$	
$T_S = 3190°K$; $p_{RS} = 10{,}4$dB κT_O	$T_S = 3050°K$; $p_{RS} = 10{,}2$dB κT_O

Zahlenbeispiele für Rauschtemperaturen von Empfangssystemen

Fig. 16



Verlustfreie Antenne: Signalgewinn G_S; eff. Rauschgewinn G_N

Vierpol zur Darstellung der Antennen-Anpassungs- u. Leitungsverluste: Übertragungswirkungsgrad η; Rauschtemperatur $T_T = T_O\,(1-\eta)\,\frac{1}{\eta}$

Verstärker: Rauschtemp. T_V

P_S / P_N : HF – Signal – Rauschleistungsverhältnis
B : HF – Bandbreite
T_O : Temperatur thermischen Rauschens
T_{AO} : Rauschtemperatur einer Vergleichsantenne
A_O : Absorptionsfläche einer Vergleichsantenne für das Nutzsignal
S : Leistungsdichte der Nutzsignalwelle

Nutzleistung am Antennenfusspunkt (A)

$$\frac{P_S}{P_N} = \frac{G_S\,A_O\,S}{\kappa B\left\{\underbrace{G_N T_{AO}}_{\text{Ant.-rausch-temp.}} + \underbrace{\frac{1}{\eta}\,T_O(1-\eta)}_{\text{Rauschtemp. des Vierpols zw. Strahler u. Verst., bezogen auf den Ant.-fusspkt.}} + \underbrace{\frac{1}{\eta}\,T_V}_{\text{Rauschtemp. d. Verst. bezogen auf den Ant.-fusspkt.}}\right\}}$$

$$= \frac{A_O\,S}{\kappa B}\;\frac{1}{\frac{G_N}{G_S}\,T_{AO} + \frac{1}{\eta\,G_S}\,(T_O\,[1-\eta] + T_V)}$$

Signal – Rauschverhältnis eines Empfangssystems

Fig. 17

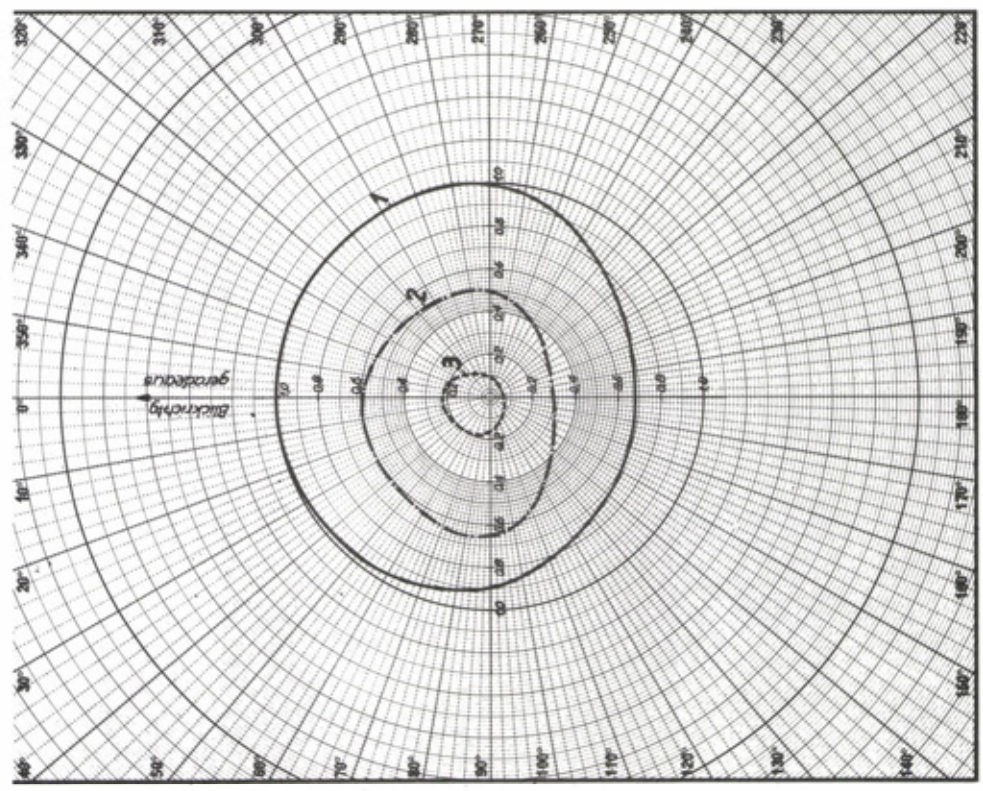

Rel. Feldstärken in der Horizontalebene, erzeugt durch
1 Halbwellen - Rutenantenne,
2 Viertelwellen - Stabantenne,
3 Viertelwellen - Traggurtantenne,
je über SE 18-2 in Brustlage. Sendeleistg. Konstant u. Anpassungsfall.
Blickrichtg. geradeaus

Fig. 18

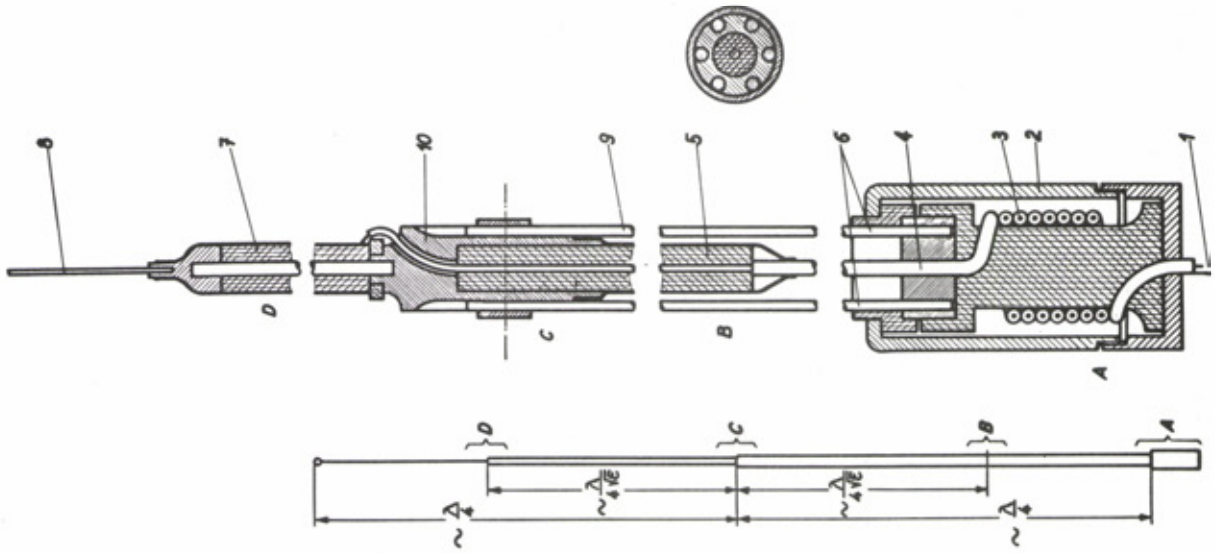


Fig. 19

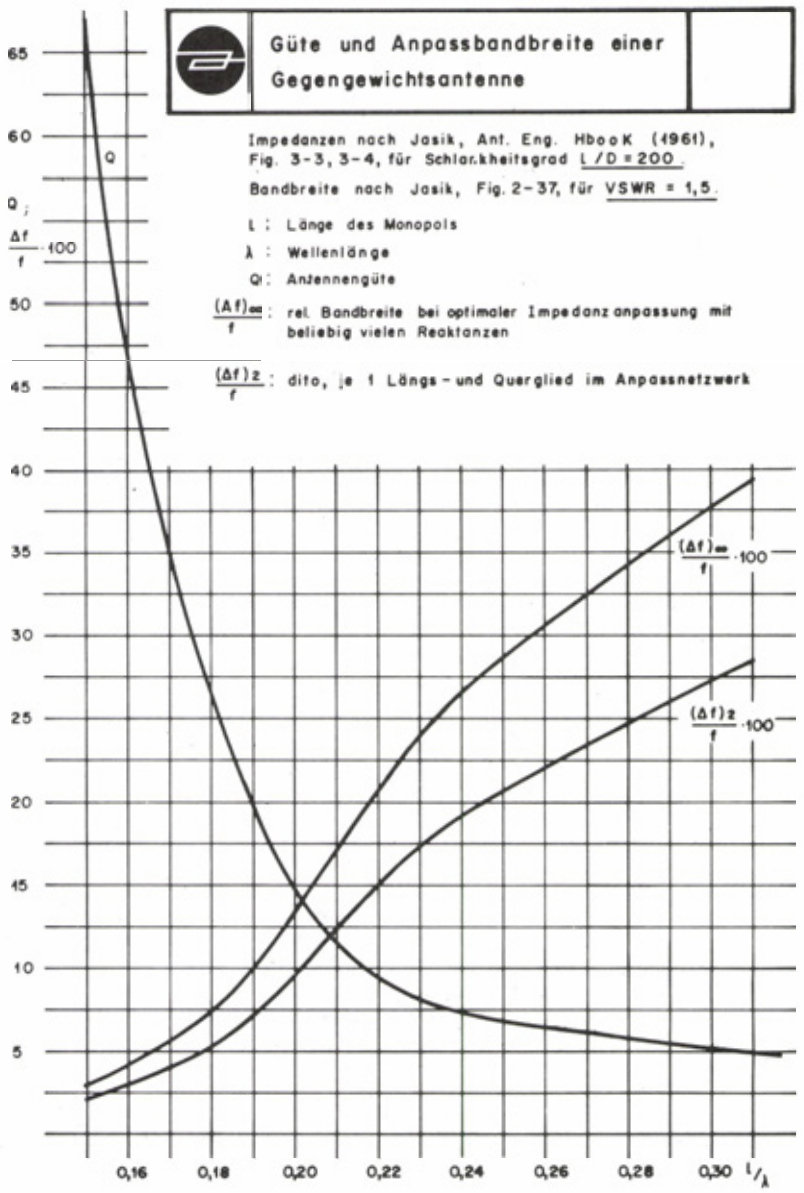

Güte und Anpassbandbreite einer Gegengewichtsantenne
Impedanzen nach Jasik, Ant. Eng. HbooK (1961), Fig. 3-3, 3-4, für Schlankheitsgrad L/D = 200.
Bandbreite nach Jasik, Fig. 2-37, für VSWR = 1,5.
l : Länge des Monopols
λ : Wellenlänge
Q : Antennengüte
(Δf)∞/f : rel. Bandbreite bei optimaler Impedanzanpassung mit beliebig vielen Reaktanzen
(Δf)z/f : dito, je 1 Längs- und Querglied im Anpassnetzwerk
Q ; Δf/f · 100
65
60
50
45
40
35
30
25
20
15
10
5
Q
(Δf)∞/f · 100
(Δf)z/f · 100
0,16
0,18
0,20
0,22
0,24
0,26
0,28
0,30
l/λ

Fig. 20