



(11) **EP 1 246 294 B1**

(12) **EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT**

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des
Hinweises auf die Patenterteilung:
22.05.2013 Patentblatt 2013/21

(51) Int Cl.:
H01Q 1/12 (2006.01) **H01Q 23/00** (2006.01)

(21) Anmeldenummer: **02004597.7**

(22) Anmeldetag: **28.02.2002**

(54) **Aktive Breitband-Fahrzeugempfangsantenne**

Active broadband vehicle receiving antenna

Antenne active réceptrice d'un véhicule à large bande

(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE TR**

(30) Priorität: **26.03.2001 DE 10114769**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
02.10.2002 Patentblatt 2002/40

(73) Patentinhaber: **Delphi Delco Electronics Europe
GmbH
42119 Wuppertal (DE)**

(72) Erfinder:
• **Lindenmeier, Heinz
82152 Planegg (DE)**
• **Hopf, Jochen
85540 Haar (DE)**
• **Reiter, Leopold
82205 Gilching (DE)**

(74) Vertreter: **Robert, Vincent
Delphi France SAS
Bât. le Raspail - ZAC Paris Nord 2
22, avenue des Nations
CS 65059 Villepinte
95972 Roissy CDG Cedex (FR)**

(56) Entgegenhaltungen:
**EP-A- 0 866 514 EP-A2- 0 155 647
DE-A- 3 315 458 DE-A- 4 216 376
DE-A- 4 303 072 US-A- 3 827 053
US-A- 4 875 019**

- **HEINZ LINDENMEIER: "Wirkungsweise und Leistungsvermögen moderner Autoantennen", NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT N.T.Z., vol. 27, no. 1, 1 January 1974 (1974-01-01), pages 17-23, XP001386476,**
- **LINDENMEIER H ET AL: "Elektronische Autoantennen - heute", FUNKSCHAU,, vol. 48, no. 14, 1 July 1976 (1976-07-01), pages 68-70, XP001389207,**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents im Europäischen Patentblatt kann jedermann nach Maßgabe der Ausführungsordnung beim Europäischen Patentamt gegen dieses Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist. (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

EP 1 246 294 B1

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine aktive Breitband-Fahrzeugempfangsantenne, bestehend aus einem passiven Antennenteil 1 mit einer frequenzabhängigen effektiven Länge l_o , dessen Ausgangsanschlüsse mit den Eingangsanschlüssen einer Verstärkerschaltung 21 verbunden sind. Elektrisch lange Antennen oder Antennen, die sich in direkter Kopplung mit elektrisch großen Körpern befinden, besitzen bei Erregung mit einer über der Frequenz konstant gehaltenen elektrischen Feldstärke eine frequenzabhängige Leerlaufspannung, die sich durch die effektive Länge $l_c(f)$ ausdrückt. Insbesondere im Frequenzbereich oberhalb 30 MHz ist die Antennenrauschtemperatur T_A bei tetrestrischer Umgebung - von tiefen Frequenzen kommend - soweit abgesunken, dass für Bipolartransistoren von Seiten des passiven Antennenteils eine Quellimpedanz in der Nahe der für den Transistor optimalen Impedanz Z_{opt} für Rauschanpassung zu fordern ist, um keinen wesentlichen Empfindlichkeitsverlust durch das Transistorrauschen zu erleiden. Die Grundform einer aktiven Antenne dieser Art ist in Fig. 2b dargestellt und ist bekannt z.B. aus der DE 23 10 616. Bei aktiven Breitbandantennen, welche nicht kanalselektiv, sondern auf ein Frequenzband, wie z.B. dem UKW-Rundfunkfrequenzbereich breitbandig abgestimmt sind, ist es notwendig, die Antennenimpedanz $Z_s(f)$ eines kurzen Strahlers in $Z_A(f)$ in die Nahe von Z_{opt} zu transformieren. Dies führt sowohl bei elektrisch großen als auch bei elektrisch kleinen Antennen zu einer frequenzabhängigen Leerlaufspannung am Transistoreingang, welche sich als stark frequenzabhängige effektive Länge $l_c(f)$ des passiven Antennenteils ausdrückt, woraus sich in Verbindung mit der Frequenzabhängigkeit des Spannungsteilungsfaktors zwischen Z_{opt} und dem davon abweichenden Eingangswiderstand des Transistors die Notwendigkeit ergibt, den daraus resultierenden Frequenzgang des Empfangssignals am Lastwiderstand Z_L mit Hilfe einer Anpassungsschaltung am Ausgang der aktiven Schaltung zu glätten. Dies ist auch zum Schutz der nachfolgenden Empfangsanlage gegen nichtlineare Effekte durch Pegelüberlastung notwendig.

[0002] Die Grundform einer aktiven Antenne dieser Art ist in Fig. 2b dargestellt und ist bekannt z.B. aus der DE 23 10 616. Aktive Antennen nach diesem Stand der Technik werden z.B. in großem Umfang oberhalb des Hochfrequenzbereichs mit Antennenanordnungen in einer Kraftfahrzeugfensterscheibe zusammen mit einem Heizfeld für die Scheibenheizung angebracht, wie z.B. in EP 0 396 033, EP 0 346 591 und in EP 0 269 723 beschrieben. Bei den als passiver Antennenteil 1 verwendeten Strukturen der Heizfelder handelt es sich um ursprünglich nicht für die Nutzung als Antenne vorgesehene Fahrzeugteile, welche aufgrund ihrer Funktion zur Heizung nur wenig veränderbar sind. Wird an einem derartigen Antennenelement eine aktive Antenne nach dem Stande der Technik wie in Fig. 2b realisiert, so ist die am Heizfeld vorliegende Impedanz mit Hilfe einer primären Anpassschaltung in die Nahe der Impedanz Z_{opt} für Rauschanpassung zu transformieren und der Frequenzgang der aktiven Antenne mit Hilfe eines ausgangsseitigen Anpassungsnetzwerks zu glätten. Dieses Vorgehen bedingt die relativ umständliche Dimensionierung zweier Filterschaltungen, welche für ein vorteilhaftes Gesamtverhalten der aktiven Antenne aufgrund der gegenseitigen Abhängigkeit voneinander nicht für jedes Filter getrennt erfolgen kann. Hinzu kommt, dass die Verstärkerschaltung zur Erzielung hinreichender Linearitätseigenschaften nicht als einfaches verstärkendes Element wie in Fig. 2b gestaltet werden kann, wodurch die gestalterische Freiheit der beiden Anpassnetzwerke nennenswert eingeengt ist. Zusätzlich ist mit der Gestaltung von zwei Filtern ein erhöhter Aufwand verbunden. Als weiterer nennenswerter Nachteil einer aktiven Antenne dieser Art zeigt sich die Belastung der an das Heizfeld angeschlossenen Anpassschaltung mit nachgeschaltetem Verstärker, wenn aus demselben Heizfeld mehrere aktive Antennen zur Bildung eines Antennendiversitysystems bzw. einer Gruppenantenne mit besonderen Richteigenschaften oder anderen Zwecken gestaltet sind. Dieser nachteilige Sachverhalt liegt bei allen Antennenanordnungen vor, deren passive Antennenteile in nennenswerter elektromagnetischer Strahlungskopplung zueinander stehen. Beispielsweise werden nach dem Stand der Technik bei einem aus dem Heizfeld gebildeten Mehrantennen-Scanning-Diversitysystem an den am Heizfeld gebildeten Anschlussstellen für die Antennenverstärker Schaltdioden angebracht, welche jeweils nur diejenige Anpassungsschaltung mit Verstärker anschaltet, deren Signal zum Empfänger durchgeschaltet wird und welche die übrigen Anschlussstellen freischalten. Dies führt in solchen Systemen zu einem erheblichen Aufwand und zu der zusätzlichen Forderung der genau mit der Antennenauswahl synchronen Umschaltung der Dioden.

[0003] Eine aktive Breitband-Fahrzeugempfangsantenne mit einem passiven Antennenteil, dessen Ausgangsanschlüsse mit der Steuerelektrode eines eingangsseitig kapazitiven Feldeffekttransistors verbunden ist und bei der das hochfrequente Empfangssignal zur Ansteuerung einer nachfolgenden Empfängerschaltung bezüglich der Wirkung unmittelbar an den Source-Anschluß des Feldeffekttransistors ausgekoppelt ist, ist bekannt aus der DE 43 03 072 für den Empfang von LMK-Signalen. Das Antennenteil ist für den niederfrequenten LMK-Frequenzbereich elektrisch extrem kurz und damit kapazitiv hochohmig. Die für Breitbandempfang mit einer aktiven Antenne notwendige Frequenzunabhängigkeit der Übertragungsfunktion der aktiven LMK-Antenne wird dabei dadurch erreicht, dass die dem Feldeffekttransistor nachfolgende Schaltung bezüglich der Wirkung in diesem Frequenzbereich direkt mit dem Sourceanschluss des Feldeffekttransistors verbunden ist. Für den UKW-Frequenzbereich ist ein passiver Übertragungsvierpol vorgesehen, der zum Zweck der Anpassung vor dem ersten verstärkenden gegebenenfalls auch aktiver Element in der Empfangslage platziert ist und der als gesonderter Übertragungsweg für UKW-Signale dem LMK-Übertragungsweg in der Antenne parallel geschaltet ist. Zum Zweck der Unterdrückung von unerwünschten UKW-Signalen im LMK-Pfad ist dem Feldeffekttransistor nachfolgend ein weiterer Verstärker vorgesehen, dessen Eingang mit dem Sourceanschluss des Feldeffekttransistors verbunden ist und dessen Ausgang mit dem Drainanschluss des Feldeffekttransistors verbunden ist.

fektttransistor eine im LMK-Bereich unwirksame, jedoch UKW-Signale unterdrückende Filterschaltung nachgeschaltet.

[0004] Aufgabe der Erfindung ist es deshalb, eine aktive Breitband-Fahrzeug-Empfangsantenne wie im Anspruch 1 definiert, so zu gestalten, dass bei vorgegebenem passiven Antennenteil unter Sicherstellung einer hohen Rauschempfindlichkeit eine weitgehend unabhängig von der Frequenzabhängigkeit der effektiven Länge und der Impedanz des passiven Antennenteils frei wählbare Frequenzabhängigkeit der Empfangsleistung erreicht wird.

[0005] Die mit der Erfindung erzielbaren Vorteile bestehen im Besonderen in der Reduzierung des Aufwands und in der Einfachheit zur Erzielung eines hinsichtlich des Signalrauschverhältnisses und hinsichtlich der Gefährdung durch nichtlineare Effekte optimalen Empfangssignals. Aufgrund des Wegfallens eines primären Anpassnetzwerkes in Verbindung mit der eingangsseitigen Hochohmigkeit der Verstärkerschaltung ergibt sich eine äußerst vorteilhafte Freiheit bei der Gestaltung komplizierter Mehrantennensysteme, deren passive Antennenteile in Strahlungskopplung zueinander stehen. Die im Zusammenhang mit der Diversityanordnung oben erwähnten Schaltdioden zur Freischaltung von Anschlussstellen, an denen jeweils kein Signal zur Durchschaltung zum Empfänger verwendet ist, sind demnach vorteilhaft nicht notwendig.

[0006] Ausführungsbeispiele erfindungsgemäßer aktiver Breitband-Fahrzeugempfangsantennen und Antennensysteme sind in den Zeichnungen dargestellt und werden im folgenden näher beschrieben. Im einzelnen zeigt:

Fig. 1:

Aktive Breitband-Fahrzeugempfangsantenne nach der Erfindung mit einer direkt an den passiven Antennenteil 1 angeschlossenen Verstärkerschaltung 21 mit einem Feldeffekttransistor 2, mit in der Sourceleitung befindlicher Eingangsadmittanz 7 der verlustarmen Filterschaltung 3 und ausgangsseitig wirksamem Wirkwiderstand 5.

Fig. 2:

a) Elektrisches Ersatzschaltbild einer aktiven Breitband-Fahrzeugempfangsantenne nach der Erfindung mit Serienrauschspannungsquelle u_r und in ihrer Wirkung vernachlässigbarer Parallelrauschstromquelle i_r des Feldeffekttransistors 2 mit einer außerhalb des Übertragungsbereichs eingangsseitig hochohmigen verlustarmen Filterschaltung 3.

b) Elektrisches Ersatzschaltbild einer aktiven Breitband-Fahrzeugempfangsantenne nach dem Stand der Technik mit Rauschanpassungsnetzwerk und frequenzabhängiger effektiver Länge des passiven Antennenteils 1 am Anschlusspunkt des Transistors und ausgangsseitigem Anpassungsnetzwerk zur Glättung des Frequenzgangs.

Fig. 3

a) Elektrisches Ersatzschaltbild wie in Fig. 2a, jedoch mit ausgangsseitigem Abschluß der verlustarmen Filterschaltung 3 mit einer Hochfrequenzleitung 10 und einer daran angeschlossenen Verstärkereinheit 11 mit Beitrag des Eigenrauschens der Verstärkereinheit 11 zum Gesamtuschen.

b) Elektrisches Ersatzschaltbild wie in Fig. 3a mit einer Verstärkereinheit 11 am Ausgang der verlustarmen Filterschaltung 3 mit einer Hochfrequenzleitung 10 und einer weiterführenden Verstärkerschaltung.

Fig. 4

Gestaltung eines erweiterten Feldeffekttransistors 2 mit Hilfe eines Eingangs-Feldeffekttransistors 13 und eines durch die Source angesteuerten Bipolartransistors 14 in Emitterfolgerschaltung

Fig. 5

Beispiel einer aktiven Breitband-Fahrzeugempfangsantenne nach der Erfindung mit einem miniaturisiert ausgeführten Frontend der aktiven Antenne, einer Hochfrequenzleitung 10 und einer ergänzenden Filterschaltung 3 zur Anbringung auf der Heckfensterscheibe eines Kraftfahrzeugs.

Fig. 6

a) Verlauf der seriellen Blindwiderstände X_1 und X_3 sowie des parallelen Blindleitwerts B_2 einer T-Filteranordnung in Fig. 6b über der Frequenz am Beispiel der breitbandigen Abdeckung der Rundfunkbereiche UKW-Hörrundfunk sowie VHF- und UHF-Fernsehrundfunk.

b) Elektrisches Ersatzschaltbild einer Antenne nach der Erfindung für die unter a) genannten Frequenzbereiche.

Fig. 7

Aktive Antenne nach der Erfindung mit zwei Übertragungswegen für unterschiedliche Übertragungsfrequenzbereiche und Aufspaltung der Signalwege am Ausgang des Eingangs-Feldeffekttransistors 13 mit jeweils einem Bipolartransistor 14 und nachgeschalteter verlustarmer Filterschaltung 3 für den betreffenden Übertragungsfrequenzbereich und Zusammenschaltung der Ausgangssignale am gemeinsam wirksamen Wirkwiderstand 5.

Fig. 8

a) Scanningdiversity-Antennenanlage gebildet aus auf die Fensterscheibe gedruckten Heizfeldern mit diversitätsmäßig geeignet positionierten Anschlussstellen 18 zur Erreichung diversitätsmäßig unabhängiger Empfangssignale 8.

b) Scanningdiversity-Antennenanlage wie unter a), jedoch mit einer auf die Fensterscheibe angebrachten leitenden Fläche mit hinreichend kleinem Oberflächenwiderstand und Gestaltung von Anschlussstellen 18 mit Hilfe galvanisch oder kapazitiv angekoppelter Sammelelektroden.

Fig. 9

a) und b): Beispielhafte Antennenkonfigurationen möglicher passiver Antennenteile 1

c) Impedanzverläufe der Antennenstrukturen A1, A2 und A3 in der Impedanzebene im Frequenzbereich von 76 bis 108 MHz und schraffierte Bereiche für $R_A < R_{Amin}$ und $R_A > R_{Amax}$

d) Realteile der Antennenimpedanzen nach c) mit zulässigem Wertebereich $R_{Amin} < R_A < R_{Amax}$

[0007] In Fig. 1 ist eine Antenne nach der Grundform der Erfindung dargestellt. Am Beispiel des auf eine Fensterscheibe gedruckten Heizfeldes eines Kraftfahrzeugs ist ersichtlich, dass der passive Antennenteil 1 nicht in einer Form gestaltet werden kann, dass sie hinsichtlich der Verwendung als Antenne im Meter- und Dezimeterwellenbereich besondere gewünschte Eigenschaften besitzt und somit eine entsprechend ihrer geometrischen Struktur und der metallischen Umrandung des Fensters eine zufällige Frequenzabhängigkeit sowohl der effektiven Länge l_e als auch ihrer Impedanz besitzt. Das Wesen der vorliegenden Erfindung besteht nun darin, eine aktive Antenne zu realisieren, welche es erlaubt, diese Zufälligkeit der Frequenzabhängigkeit des vorgegebenen passiven Antennenteils 1 mit Hilfe einer wenig aufwändigen und einfach zu ermittelnden und einfach zu realisierenden aktiven Antenne aufzufangen und bezüglich Eigenrauschen, Linearität und Frequenzgang frei zu gestalten und zwischen der einfallenden Welle mit der elektrischen Feldstärke E und dem hochfrequenten Empfangssignal 8 einen vorgegebenen Frequenzgang zu erreichen. Erfindungsgemäß wird die an einer Anschlussstelle 18 vorliegende Empfangsspannung der Verstärkerschaltung 21 zugeführt, wobei diese einen Feldeffekttransistor 2 aufweist, welcher in seiner Sourceleitung mit der Eingangsadmittanz 7 einer verlustarmen Filterschaltung 3 gegengekoppelt ist, welche an ihrem Ausgang mit einem wirksamen Wirkwiderstand 5 abgeschlossen ist. Die Eingangsadmittanz 7 ist derart zu gestalten, dass die starke Frequenzabhängigkeit, welche die Empfangsleerlaufspannung, ausgedrückt durch die wirksame Länge l_e des so gestalteten passiven Antennenteils 1 im hochfrequenten Empfangssignal 8 hat, weitgehend ausgeglichen ist.

[0008] Die Funktionsweise und der Gestaltungsgrundsatz einer Antenne nach der Erfindung werden an Hand der elektrischen Ersatzschaltbilder der Figuren 2a und 3a erläutert:

Die Eignung eines vorgegebenen passiven Antennenteils 1 für die Gestaltung einer hinreichend rauschempfindlichen aktiven Antenne kann anhand der im Übertragungsfrequenzbereich herrschenden Antennenrauschtemperatur abgeschätzt werden. Feldeffekttransistoren besitzen in der Regel eine extrem kleine Parallelrauschstromquelle i_r , so dass deren Beitrag $i_r \cdot Z_A$ bei vernachlässigbar kleinen Gate-Source- und Gate-Drain-Kapazitäten C_2 und C_1 und den in der Praxis auftretenden Antennenimpedanzen Z_A im Vergleich zur Serienrauschspannungsquelle u_r des Feldeffekttransistors, ausgedrückt durch seinen äquivalenten Rauschwiderstand R_{aF} , stets vernachlässigbar klein ist. Die Empfindlichkeitsforderung reduziert sich somit darauf, dass die Rauschspannungsquelle $u_r^2 = 4kT_0BR_{aF}$ im Verhältnis zur empfangenen Rauschspannungsquelle $u_{rA}^2 = 4kT_ABR_A$, welche durch die Antennenrauschtemperatur T_A und dem Realteil R_A der Antennenimpedanz Z_A gegeben ist, kleiner oder höchstens gleich groß ist. To ist hierbei die Umgebungstemperatur. Bei gleich großen Rauschbeiträgen ist somit als hinreichendes Empfindlichkeitskriterium bei vernachlässigbar kleinen Kapazitäten C_1, C_2 lediglich die einfach zu prüfende Forderung

$$R_A > R_{aF} \cdot T_0 / T_A \quad (1)$$

zu erfüllen. Moderne Gallium-Arsenid-Transistoren besitzen im Vergleich zur übrigen Beschaltung vernachlässigbare Kapazitäten C_1 und C_2 und eine im Hinblick auf die vorgesehene Anwendung vernachlässigbare Wirkung von i_r als Ursache für die bei Rauschanpassung solcher Transistoren extrem kleinen Rauschtemperatur T_{NO} . Der äquivalente Rauschwiderstand ist vom Ruhestrom abhängig und kann oberhalb 30 MHz breitbandig mit 30 Ohm und weniger angesetzt werden. Für das Beispiel einer Antenne für den UKW-Frequenzbereich und einer dort vorherrschenden Antennenrauschtemperatur von ca. 1000 K ist somit im Hinblick auf die Rauschempfindlichkeit für den Realteil der komplexen Antennenimpedanz, welcher bei verlustarmem Feldeffekttransistor 2 den Strahlungswiderstand darstellt, innerhalb des Übertragungsfrequenzbereichs ausschließlich $R_A(f) > \text{ca. } 10 \text{ Ohm}$ als hinreichende Bedingung zu fordern.

[0009] In Fig. 3a wird der Rauschbeitrag einer Verstärkereinheit 11 am Ende der an die verlustarme Filterschaltung 3 ausgangsseitig angeschlossenen Hochfrequenzleitung 10 betrachtet. Bei hinreichender Verstärkung in der Verstärkerschaltung 21 wird dieser Beitrag entsprechend klein gehalten. Zum Schutz der nachgeschalteten Verstärkereinheit 11 vor nichtlinearen Effekten ist es notwendig, diese Verstärkung innerhalb des Übertragungsfrequenzbereichs weitgehend frequenzunabhängig zu gestalten. Dies wird durch entsprechende vorzugsweise verlustfreie Transformation des wirksamen Wirkwiderstands 5 am Ausgang der verlustarmen Filterschaltung 3 in eine geeignet frequenzabhängige Eingangsadmittanz 7 erreicht. Ist die aufgrund der Frequenzabhängigkeit der effektiven Länge $l_e(f)$ für die Eingangsadmittanz 7 geforderte Frequenzabhängigkeit bekannt, so kann eine Schaltung aus Blindwiderständen für die verlustarme Filterschaltung 3 gefunden werden, welche dieser Forderung weitgehend entspricht.

[0010] Das Kriterium für die beispielhafte Gestaltung einer notwendigen und frequenzunabhängigen Empfangsleistung innerhalb des Übertragungsfrequenzbereichs wird für den terrestrischen Rundfunkempfang einer aktiven Fahrzeugantenne im Hinblick auf die Empfangsleistung in der nachgeschalteten Empfangsanordnung an Hand von Fig.3a erläutert. Das weitgehend frequenzunabhängige Empfangsverhalten ist zu fordern, um einerseits die Empfindlichkeit des Gesamtsystems durch den Rauschbeitrag des der aktiven Antenne nachgeschalteten Empfangssystems nicht nennenswert zu reduzieren und andererseits, um nichtlineare Effekte durch Verstärkungsüberhöhungen als Folge des frequenzabhängigen Empfangsverhaltens innerhalb eines Übertragungsfrequenzbereichs zu vermeiden. Das der aktiven Antenne nachgeschaltete Empfangssystem wird in Fig.3a durch die Verstärkereinheit 11 mit der Rauschzahl F_v repräsentiert. Sein Rauschbeitrag zum Gesamtrauschen ist in Fig.3b als äquivalenter Rauschwiderstand R_{ν} am Eingang der Verstärkerschaltung 21 dargestellt, wobei gilt:

$$R_{\nu} = \frac{(F_v - 1)}{4 \cdot G(f)} \quad (2)$$

[0011] Hierin ist mit $G(f)$ der frequenzabhängige Realteil der Eingangsadmittanz 7 der verlustarmen Filterschaltung 3 bezeichnet. Dieser Rauschbeitrag ist dann unwesentlich gegenüber dem unvermeidlichen empfangenen Rauschen des mit T_A rauschenden R_A , wenn gilt:

$$G(f) > \frac{(F_v - 1) \cdot T_0}{4 \cdot T_A} \cdot \frac{1}{R_A(f)} \quad (3)$$

[0012] Um die Empfindlichkeitsbedingung zu erfüllen, ist in einer aktiven Antenne nach der Erfindung die Frequenzabhängigkeit des Realteils $G(f)$ der Eingangsadmittanz 7 der verlustarmen Filterschaltung 3 reziprok zum Frequenzgang des Realteils $R_A(f)$ der komplexen Antennenimpedanz zu wählen. Für das Beispiel eines UKW-Rundfunkempfängers mit $F_v \sim 4$ wäre demnach angenähert $G(f) < 1/(3 \cdot R_A(f))$ zu wählen. Zum Schutz des Empfängers vor zu großen Empfangspegeln ist es andererseits zweckmäßig, die Leistungsverstärkung der aktiven Antenne nicht wesentlich größer als für optimale Empfindlichkeit des Gesamtsystems und somit $G(f)$ etwa so groß zu wählen wie im rechten Teil der Gleichung (3) angegeben.

[0013] Mit der Erfindung ist der große Vorteil verbunden, dass der aus $R_A(f)$ vorgegebene Frequenzgang für $G(f)$ deshalb leicht erfüllbar ist, weil weder die eingangsseitig ansteuernde Quellimpedanz der verlustarmen Filterschaltung 3, welche mit $1/g_m$ des Feldeffekttransistors 2 gegeben ist, noch der wirksame Wirkwiderstand 5 am Ausgang der verlustarmen Filterschaltung 3 nicht vermeidbare wesentliche Blindkomponenten besitzen, wobei g_m die Steilheit der Eingangskennlinie des Feldeffekttransistors 2 ist. Hieraus resultiert die vorteilhaft freie Gestaltbarkeit des Frequenzverhaltens der aktiven Antenne nach der vorliegenden Erfindung. Im Gegensatz hierzu ist bei einer aktiven Antenne nach dem Stand der Technik in Fig. 2b die frequenzabhängige Strahlerimpedanz $Z_s(f)$ zwangsweise und untrennbar als

Quellimpedanz des primärseitigen Transformationsnetzwerks vorhanden. Ihr Frequenzverhalten begrenzt die erreichbare Bandbreite der in die Nähe von Z_{opt} transformierten Impedanz und damit die Bandbreite des Signal-Rauschverhältnisses am Ausgang der aktiven Schaltung.

[0014] Im folgenden wird die beispielhafte Gestaltung des Frequenzverlaufs von $G(f)$ einer aktiven Fahrzeugantenne nach der Erfindung beschrieben, wenn die Forderung besteht, dass die Empfangsleistung P_a am Eingang des der aktiven Antenne nachgeschalteten Empfangssystems um einen Faktor V größer ist als mit einer passiven Referenzantenne, z.B. einer passiven Stabantenne am Fahrzeug bei deren Resonanzlänge. Aufgrund der zwangsweise unterschiedlichen Richtdiagramme wird dieser Faktor bezogen auf die azimutalen Mittelwerte unter einem definierten konstanten Elevationswinkel θ des Welleneinfalls. Durch vergleichende azimutale Richtfaktormessungen mit Hilfe einer Antennenmessstrecke mit Fahrzeugdrehstand am passiven Antennenteil 1 und an der Vergleichsantenne ergeben sich bei N Winkelschritten für eine volle Umdrehung und mit dem Richtfaktor $D_a(\phi_n, \theta)$ des vorgegebenen passiven Antennenteils 1 und entsprechend dem Richtfaktor $D_p(\phi_n, \theta)$ der passiven Referenzantenne jeweils für den n -ten Winkelschritt die folgende azimutalen Mittelwerte für die Richtfaktoren:

$$D_{am}(f) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N D_a(\phi_n, \theta, f) \quad (4a)$$

bzw. für die Referenzantenne bei der Bezugsfrequenz:

$$D_{pm} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N D_p(\phi_n, \theta) \quad (4b)$$

[0015] Das der aktiven Antenne nachgeschaltete Empfangssystem, welches in Fig.3a durch die Verstärkereinheit 11 repräsentiert wird, ist in der Regel auf den Leitungswellenwiderstand Z_L des Hochfrequenz-Leitungssystem bezogen. Die mittlere azimutale Empfangsleistung im Lastwiderstand 9 ergibt sich bei hinreichend großer Steilheit g_m der Eingangskennlinie des Feldeffekttransistors 2 zu:

$$P_{am} = \frac{1}{2} \cdot E^2 \cdot l_{em}^2(f) \cdot G(f) \quad (5)$$

wobei $l_{em}^2(f)$ den bei jeder Frequenz auftretenden azimutalen Mittelwert der quadratischen effektiven Länge des passiven Antennenteils 1 unter Berücksichtigung der sich mit $D_{am}(f)$ gem. Gleichung (4a) ergebenden effektiven Fläche des passiven Antennenteils 1 wie folgt darstellt:

$$l_{em}^2(f) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N l_{en}^2(f) = \frac{\lambda^2}{\pi} \cdot \frac{R_a(f)}{Z_0} \cdot D_{am}(f) \quad (6)$$

[0016] Die mittlere azimutale Empfangsleistung der passiven Referenzantenne beträgt mit D_{pm} aus Gleichung (4b):

$$P_{pm} = \frac{\lambda^2}{8 \cdot \pi} \cdot \frac{E^2}{Z_0} \cdot D_{pm} \quad (7)$$

[0017] Unter Berücksichtigung der Verstärkungsforderung $P_{am}/P_{pm} = V$ ergibt sich der erfindungsgemäß zu fordernde Frequenzverlauf für $G(f)$ zu:

$$G(f) = \frac{1}{R_A(f)} \cdot \frac{D_{pm}}{D_{am}(f)} \cdot V \cdot \frac{1}{4} \quad (8)$$

[0018] Für den Fall eines verlustbehafteten passiven Antennenteils 1 mit dem Wirkungsgrad η ist in Gleichung (8) der Richtfaktor $D_{am}(f)$ durch $D_{am}(f) \cdot \eta$ zu ersetzen. Die übrigen Dimensionierungsregeln sind dadurch nicht geändert.

[0019] Für den Fall etwa gleicher azimuthaler Mittelwerte D_{pm} und $D_{am}(f)$ ist die Frequenzabhängigkeit von $G(f)$ proportional zu $1/R_A(f)$ zu gestalten. Ist V so groß gewählt, dass

$$\frac{D_{pm}}{D_{am}(f)} \cdot V \gg \frac{(F_v - 1) \cdot T_0}{4 \cdot T_A} \quad (9)$$

gilt, dann ist der Rauschbeitrag des der aktiven Antenne nachgeschalteten Empfangssystems zum Gesamtrauschen vernachlässigbar klein. Ist zusätzlich die in Gleichung (1) angegebene Bedingung erfüllt, dann ist die Empfindlichkeit ausschließlich von der Richtwirkung des passiven Antennenteils 1 und der herrschenden Störeinstrahlung abhängig. Die minimal notwendige mittlere azimuthale Strahlungsdichte S_{am} für ein Signal-Störverhältnis = 1 lautet dann:

$$S_{am}(f) = \frac{k \cdot T_A \cdot B}{D_{am}(f)} \quad (10)$$

und steigt mit $1/\eta$ an, wenn $D_{am}(f)$ durch $D_{am}(f) \cdot \eta$ zu ersetzen ist.

[0020] Unter Berücksichtigung der vom Fahrzeug selbst ausgehenden Störstrahlung kann die Auswahl eines für eine erfindungsgemäße Antenne geeigneten passiven Antennenteils 1 als am Fahrzeug befindliche Struktur in Verbindung mit der in Gleichung (1) angegebenen und im folgenden näher diskutierten Bedingung für $R_A(f)$ deshalb treffsicher dadurch erfolgen, dass das Verhältnis $T_A/D_{am}(f)$ für den Übertragungsfrequenzbereich als hinreichend groß festgestellt wird.

[0021] In Fig. 9a und 9b sind beispielhaft Antennenkonfigurationen möglicher passiver Antennenteile 1 aktiver Antennen nach der Erfindung angegeben. An den Anschlussstellen 18 liegen die in der komplexen Impedanzebene in Fig. 9c dargestellten Impedanzverläufe $Z_A(f)$ in Abhängigkeit von der Frequenz vor. Der im linken Randbereich des Diagramms durch Schraffur gekennzeichnete Bereich ist einseitig durch den Wert $R_{Amin} = \text{const.}$ berandet. Impedanzverläufe, die außerhalb des so gekennzeichneten Bereich verlaufen, erfüllen somit die gemäß Gleichung (1) vorgegebene Bedingung des vernachlässigbaren Rauschens des Feldeffekttransistors 2 bei Vorliegen einer bestimmten Störeinstrahlung gemäß T_A . Das Diagramm zeigt überzeugend den Vorteil einer erfindungsgemäßen aktiven Antenne gegenüber einer aktiven Antenne gemäß Fig. 2b nach dem Stand der Technik, der darin liegt, dass ohne eingangsseitige Anpassungsmittel sämtliche Antennenstrukturen diese Bedingung ohne eingangsseitige Transformationsmittel erfüllen. In der Fig. 9d sind die Realteile der in Figuren 9a und b dargestellten passiven Antennenteile 1 über der Frequenz von 76 bis 108 MHz aufgetragen. Der Frequenzverlauf des Realteils der erfindungsgemäß zu gestaltenden Eingangsadmittanz 7 am Eingang der verlustarmen Filterschaltung 3 ist deshalb jeweils invertiert zu den in Fig. 9d dargestellten Kurvenverläufen nach Gesichtspunkten, wie sie im Zusammenhang mit den Gleichungen (3) und (8) erörtert wurden, zu gestalten.

[0022] Bei der Verstärkerschaltung 21 besteht naturgemäß aufgrund möglicher nichtlinearer Effekte, wie Intermodulation, auch eine obere Grenze für die Größe der am Eingang wirksamen tolerierbaren Spannung, welche sich im Empfangsfeld über die wirksame Länge l_e ergibt. Die maximal tolerierbare Spannung kann durch Auswahl eines geeigneten Feldeffekttransistors 2 und durch Wahl eines geeigneten Arbeitspunkts sowie durch andere an sich bekannte Schaltungsmaßnahmen gesteigert werden. Gleichung (6) kann einem maximal tolerierbaren azimuthalen Mittelwert I_{em} bei bekanntem azimuthalen Richtfaktor $D_{am}(f)$ ein maximal tolerierbarer Wirkanteil R_{Amax} zugeordnet werden. Der für die Dimensionierung unzulässige Wertebereich mit $R_A > R_{Amax}$ ist in den Figuren 9c und 9d ebenfalls schraffiert gekennzeichnet. Die Strahlungswiderstände R_A der Impedanzwerte besonders günstiger Strukturen für die Verwendung als passiver Antennenteil 1 befinden sich demnach außerhalb des schraffierten Wertebereichs mit $R_{Amin} < R_A < R_{Amax}$.

[0023] Die Linearitätsforderung wird durch eine hinreichend große Gegenkopplung, durch die in der Sourceleitung befindliche Eingangsadmittanz 7 erfüllt. Dies erfordert eine im Übertragungsbereich vergleichsweise niedrige Gegenkopplung, welche gemäß der Verstärkungsforderung z.B. entsprechend Gleichung (8) dimensioniert ist, die jedoch außerhalb des Übertragungsbereichs so groß wie möglich ist. In einer vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung werden

zur Realisierung solcher verlustarmer Filterschaltungen 3 bevorzugt T-Halbfilter oder T-Filter bzw. Kettenschaltungen solcher Filter eingesetzt. Solche Filter sind in ihrer Grundstruktur in den Figuren dargestellt. Zur Entsprechung eines komplizierteren Frequenzverlaufs des $G(f)$ können die Einzelelemente durch weitere Blindelemente ergänzt werden. Im Interesse der eingangsseitigen Hochohmigkeit und der Sperrwirkung im Sperrbereich ist es zweckmäßig, Serien- bzw. Parallelzweig jeweils aus einer Kombination von Blindwiderständen derart zu bilden, dass sowohl der Absolutwert eines Blindwiderstands im Serienzweig 28 als auch der Absolutwert eines Blindleitwerts im Parallelzweig 29 jeweils innerhalb eines Übertragungsfrequenzbereichs hinreichend klein und außerhalb eines solchen hinreichend groß ist (Fig. 6b).

[0025] In einer weiteren vorteilhaften Anwendung wird vorgeschlagen, für verschiedene charakteristische Verläufe von $G(f)$ entsprechende Grundstrukturen für verlustarme Filterschaltungen 3 mit zunächst unbekannten Werten für die Blindelemente in einem modernen Digitalrechner abzulegen und sowohl die Impedanz Z_A des passiven Antennenteils 1 messtechnisch als auch den azimutalen Mittelwert D_{am} des Richtfaktors messtechnisch oder rechnerisch zu ermitteln und ebenfalls im Digitalrechner abzulegen. Der somit anhand von Gleichung (8) ermittelte Frequenzverlauf von $G(f)$ ermöglicht die anschließende konkrete Ermittlung der Blindelemente der verlustarmen Filterschaltung 3 für eine geeignet ausgewählte Filtergrundstruktur mit Hilfe bekannter Strategien der Variationsrechnung für die vorgegebene Verstärkung V der aktiven Antenne.

[0026] Insbesondere bei solchen Antennensystemen, bei denen mehrere Antennen gebildet sind, wie z.B. bei Antennendiversitätssystemen, Gruppenantennenanlagen oder Mehrbereichsantennenanlagen, ist es hilfreich, wie in Fig. 3b angegeben, die Verstärkereinheit 11 als aktive Ausgangsstufe der Verstärkerschaltung 21 zu gestalten. Diese kann mit einem Ausgangswiderstand gleich dem Wellenwiderstand Z_L üblicher Koaxialleitungen versehen werden. Der wirksame Wirkwiderstand 5 wird dabei durch die Eingangsimpedanz der Verstärkereinheit 11 gebildet. $G(f)$ ist sinngemäß nach den o.g. Ausführungen mit Hilfe einer mit dieser Impedanz abgeschlossenen verlustarmen Filterschaltung 3 zu gestalten.

[0027] Um eine Vergrößerung der inneren Steilheit und damit besondere Linearitätseigenschaften des Feldeffekttransistors 2 zu erreichen, kann in einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung, wie in Fig. 4 gezeigt, ein erweiterter Feldeffekttransistor 2 mit Hilfe eines Eingangs-Feldeffekttransistors 13 und eines von dessen Source angesteuerten Bipolartransistor 14 in Emitterfolgerschaltung gestaltet werden.

[0028] Bei der Verwendung einer Antenne nach der Erfindung als eine aktive Fensterscheibenantenne ist es auf vorteilhafte Weise möglich, wie in Fig. 5 gezeigt, die Verstärkerschaltung 21 im sehr schmalen Randbereich des Fahrzeugfensters unsichtbar unterzubringen. Deshalb ist es wünschenswert, den an der Anschlussstelle 18 anzubringenden Teil miniaturisiert auszuführen und nur die dort funktionell notwendigen Teile der Verstärkerschaltung 21 anzubringen. Die weiteren Teile der verlustarmen Filterschaltung 3 sind abgesetzt platziert und über die Hochfrequenzleitung 10 angeschlossen.

[0029] In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung wird die aktive Antenne als Mehrbereichsantenne für mehrere Frequenzbereiche ausgerührt. Hierfür sind in Fig. 6a für die Frequenzbereiche UKW-Hörrundfunk sowie VHF- und UHF-Fernsehrundfunk die prinzipiellen Frequenzverläufe von Blindwiderständen X_1 , X_3 bzw. des Blindleitwerts B_2 einer T-Filteranordnung der in Fig. 6b angegebenen verlustarmen Filterschaltung 3 beispielhaft angegeben. Die T-Filterkonfiguration stellt hierbei die eingangsseitige Hochohmigkeit der verlustarmen Filterschaltung 3 zur Erreichung einer hinreichend großen Gegenkopplung des Feldeffekttransistors 2 in den Sperrbereichen sicher.

[0030] Die Schaffung mehrerer Frequenzbereiche kann in einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung anhand getrennter Übertragungswege für die betreffenden Übertragungsfrequenzbänder erfolgen. Hierbei werden, wie in Fig. 7 gezeigt, zur Gestaltung von mehreren Übertragungsfrequenzbändern mehrere Bipolartransistoren 14 zur Erweiterung des Feldeffekttransistors 2 eingesetzt, deren Basiselektroden an die Source-Elektrode des Eingangs-Feldeffekttransistors 13 angeschlossen sind und welche jeweils in Emitterfolger-Schaltung mit dem Eingang einer getrennten verlustarmen Filterschaltung 3 zur Bildung getrennter Übertragungswege für die betreffenden Frequenzbänder verbunden sind.

[0031] Die Effizienz von Antennendiversitätssystemen wird von der Anzahl der verfügbaren, voneinander diversitätsmäßig unabhängiger Antennensignale geprägt. Diese Unabhängigkeit drückt sich im Korrelationsfaktor zwischen den in einem Rayleigh-Wellenfeld während der Fahrt auftretenden Empfangsspannungen auf. In einer vorteilhaften Weiterbildung sind mehrere aktive Empfangsantennen nach der Erfindung in einer Antennendiversitätsanlage für Fahrzeuge verwendet, wobei die passiven Antennenteile 1 derart gewählt sind, dass ihre in einem Rayleigh-Empfangsfeld im Leerlauf an den Anschlussstellen 18 vorliegenden Empfangssignale E^*I_0 diversitätsmäßig möglichst unabhängig voneinander sind. Solche Systeme, bei denen die Anschlussstellen 18 unter diesem Gesichtspunkt und unter Berücksichtigung von fahrzeugtechnischen Aspekten gewählt sind, sind beispielhaft in den Figuren 8a und 8b dargestellt. Aufgrund der zwischen den Anschlussstellen 18 bestehenden elektromagnetischen Strahlungskopplungen trifft diese Unabhän-

gigkeit dann nur für die im Leerlauf betriebenen Anschlussstellen 18 zu. Durch Beschaltung der Anschlussstellen 18 mit den Verstärkerschaltungen 21 werden aufgrund von deren vernachlässigbar kleinen kapazitivem Eingangsleitwert die hochfrequenten Empfangssignale 8 rückwirkungsfrei an den Antennenausgängen abgegriffen. Die diversitätsmäßige Unabhängigkeit der Empfangssignale an den Anschlussstellen 18 wird somit durch diese Maßnahme in vorteilhafter Weise nicht beeinflusst und diese Unabhängigkeit besteht folglich in gleicher Weise für die Empfangssignale 8 an den Antennenausgängen. Somit stehen an den Antennenausgängen voneinander unabhängige Empfangssignale 8 zur Auswahl in einem Scanningdiversity-System bzw. zur Weiterverarbeitung in einem der weiteren bekannten Diversityverfahren zur Verfügung.

[0032] Im Gegensatz hierzu würde die Beschaltung der Anschlussstelle 18 mit einer Transformationsschaltung nach dem Stand der Technik gemäß Fig. 2b über die an der Anschlussstelle 18 fließenden Ströme eine Abhängigkeit der Antennensignale am Antennenausgang verursachen. Dieser Zusammenhang wird im folgenden für einen passiven Antennenteil 1 mit zwei Anschlussstellen 18 näher erläutert:

[0033] Sind U_{01} und U_{02} die Leerlaufspannungsamplituden an den Anschlussstellen 18 einer passiven Antennenanordnung 27 im Empfangsfeld und Z_{11} , Z_{22} die dort gemessenen Antennenimpedanzen und ist ferner Z_{12} die Wechselwirkungsimpedanz aufgrund der Verkopplung der Anschlussstellen 18 und sind Y_1 und Y_2 die Eingangsadmittanzen der Verstärker, mit denen die Anschlussstellen 18 belastet sind, so ergibt sich für die unter dieser Belastung auftretenden Spannungsamplituden an den Anschlussstellen 18 folgende Beziehung:

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{N} \cdot \begin{pmatrix} 1 - Z_{22} \cdot Y_2 & Z_{12} \cdot Y_2 \\ Z_{12} \cdot Y_1 & 1 - Z_{11} \cdot Y_1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{10} \\ U_{20} \end{pmatrix}$$

mit

$$N = 1 - Z_{11} \cdot Y_1 - Z_{22} \cdot Y_2 + Z_{11} \cdot Z_{22} \cdot Y_1 \cdot Y_2 - Z_{12}^2 \cdot Y_1 \cdot Y_2 \quad (11)$$

[0034] Der Korrelationsfaktor zwischen den Spannungsamplituden U_1 und U_2 und somit auch zwischen den Antennenausgangsspannungen ergibt sich mit Hilfe der zeitlichen Mittelwerte der Spannungen U_1 und U_2 zu:

$$\rho = \frac{\overline{U_1 \cdot U_2}}{\sqrt{\overline{U_1^2} \cdot \overline{U_2^2}}} \quad (12)$$

[0035] Für den hier vorausgesetzten Fall ergeben sich bei einer Fahrt im Rayleigh-Empfangsfeld voneinander unabhängige Leerlauf-Empfangsspannungsamplituden U_{10} und U_{20} . Dies drückt sich durch einen verschwindenden Korrelationsfaktor aus, d.h.:

$$\rho = \frac{\overline{U_{10} \cdot U_{20}}}{\sqrt{\overline{U_{10}^2} \cdot \overline{U_{20}^2}}} = 0 \quad (13)$$

[0036] Sind die Eingangsadmittanzen der Verstärker, mit denen die Anschlussstellen 18 belastet sind vernachlässigbar klein, d.h. $Y_1=0$ und $Y_2=0$, dann ergeben sich die Spannungen U_1 und U_2 aus Gleichung (11) wie folgt:

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{N} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{10} \\ U_{20} \end{pmatrix} \quad (14)$$

[0037] Die mit der Zahl 0 besetzten Wechselwirkungen in der Einheitsmatrix in Gleichung (13) zeigen, dass die in Gleichung (13) beschriebene verschwindende Dekorrelation in den Spannungen U_1 und U_2 bei einer Verstärkerschal-

tung 21 erhalten bleibt. Die Auswertung von Gleichung (11) dagegen ergibt eine Verknüpfung der beiden Leerlaufspannungen über die Wechselwirkungsparameter $Z_{12} \cdot Y_2$ bzw. $Z_{12} \cdot Y_1$ mit den jeweiligen Spannungen bei Belastung, denn es gilt dann:

$$U_1 = (1 - Z_{22} \cdot Y_2) \cdot U_{10} + Z_{12} \cdot Y_2 \cdot U_{20}$$

bzw.

$$U_2 = (1 - Z_{11} \cdot Y_1) \cdot U_{20} + Z_{12} \cdot Y_1 \cdot U_{10} \quad (15)$$

[0038] Es ist offensichtlich, dass bei nicht verschwindender Verkopplung der Anschlussstellen 18, d.h. nicht verschwindendem Z_{12} , der Korrelationsfaktor nur dann verschwindet, wenn $Y_1 = Y_2 = 0$ beträgt.

[0039] Andererseits zeigen die vorangegangenen Betrachtungen, dass bei bestehender gegenseitiger Abhängigkeit der Leerlaufspannungen U_{10} und U_{20} spezielle Werte für Y_1 und Y_2 gefunden werden können, welche über die in Gleichung (15) beschriebene Transformation die gegenseitige Abhängigkeit in den Verstärkereingangsspannungen U_1 und U_2 reduzieren oder verschwinden lassen.

Patentansprüche

1. Aktive Breitband-Fahrzeugempfangsantenne, bestehend aus einem passiven Antennenteil (1), dessen effektive Länge ($l_e(f)$) und Realteil ($R_A(f)$) der Impedanz ($Z_A(f)$) in einem im Meter- und Dezimeterwellenbereich liegenden Übertragungsfrequenzband eine vorgegebene, zufällige Frequenzabhängigkeit haben, und einer Verstärkerschaltung (21), deren Eingangsanschlüsse direkt mit den Ausgangsanschlüssen des Antennenteils (1) verbunden sind, wobei die Verstärkerschaltung (21) aus einem Feldeffekttransistor (2, 13), der mit seinem Gate-Anschluss direkt mit einem ersten (18) der Ausgangsanschlüsse des Antennenteils (1) verbundenen ist und einer verlustarmen Filterschaltung (3) aus Blindelementen besteht, die mit einem Eingang (6) an den Source-Anschluss des Feldeffekttransistors (2, 13) angeschlossen und mit einem anderen Eingang mit dem Drain-Anschluss des Feldeffekttransistors (2, 13) und einem zweiten der Ausgangsanschlüsse des Antennenteils (1) verbunden ist, wobei die verlustarme Filterschaltung (3) an ihrem Ausgang (4) mit einem dort wirksamen Wirkwiderstand (5) belastet und ein hochfrequentes Empfangssignal (8) zur Ansteuerung einer nachfolgenden Verstärkereinheit (11) an dem Ausgang (4) auszukoppeln ist, wobei die Blindelemente der verlustarmen Filterschaltung (3) derart gewählt sind, dass die verlustarme Filterschaltung (3) hochfrequente Signale im Übertragungsfrequenzband durchlässt und in einem außerhalb des Übertragungsfrequenzbands liegenden Sperrfrequenzbereich sperrt, und wobei die Blindelemente der verlustarmen Filterschaltung (3) weiter derart gewählt sind, dass die Eingangsdmittanz (7) der verlustarmen Filterschaltung (3) innerhalb des Übertragungsfrequenzbands einen frequenzabhängigen Realteil ($G(f)$) hat, dessen Frequenzgang entsprechend der Gleichung

$$G(f) = \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{R_A(f)} \cdot \frac{D_{pm}}{D_{am}(f)} \cdot V$$

reziprok zum Frequenzgang des Realteils ($R_A(f)$) der Impedanz des Antennenteils (1) ist, wobei $D_{am}(f)$ der azimutale Mittelwert des Richtfaktors des Antennenteils (1), D_{pm} der azimutale Mittelwert des Richtfaktors einer Referenzantenne in Form einer passiven Fahrzeug-Stabantenne, und V das Verhältnis der mittleren azimutalen Empfangsleistung in der nachfolgenden Verstärkereinheit (11) bezogen auf die mittlere azimutale Empfangsleistung der Referenzantenne ist.

2. Aktive Breitband-Fahrzeugempfangsantenne nach Anspruch 1, wobei der Feldeffekttransistor (2, 13) als erweiterter Feldeffekttransistor gestaltet ist, von dessen Source-Anschluss ein Bipolartransistor (14) in Emitterfolgerschaltung angesteuert ist, wobei dessen Emitteranschluss (12) den Source-Anschluss des erweiterten Feldeffekttransistors bildet.

3. Aktive Breitband-Fahrzeugempfangsantenne für den UKW-Rundfunkempfang in einem Kraftfahrzeug nach Anspruch 1 oder 2, wobei der passive Antennenteil (1) durch eine auf einen dielektrischen Träger gedruckte Leiterstruktur gestaltet ist.
4. Aktive Breitband-Fahrzeugempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei zum Zwecke der räumlichen Abtrennung eines miniaturisiert ausgeführten Frontends der aktiven Antenne die verlustarme Filterschaltung (3) zwei räumlich getrennte, durch eine Hochfrequenzleitung (10) miteinander verbundene Schaltungsteile aufweist.
5. Aktive Breitband-Fahrzeugempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei zur Gestaltung von mehreren Übertragungsfrequenzbändern mehrere Bipolartransistoren (14) zur Erweiterung des Feldeffekttransistors (2, 13) vorhanden sind, deren Basis-Anschlüsse an den Source-Anschluss des Feldeffekttransistors (13) angeschlossen sind, und welche jeweils in Emitterfolger-Schaltung mit dem Eingang je einer verlustarmen Filterschaltung (3) zur Bildung getrennter Übertragungswege für die betreffenden Frequenzbänder verbunden sind, wobei die verlustarmen Filterschaltungen (3) mit ihren Ausgängen gemeinsam an den Wirkwiderstand (5) angeschlossen sind.
6. Aktive Breitband-Fahrzeugempfangsantenne nach Anspruch 5, wobei die verlustarme Filterschaltung (3) als T-Halbfilter oder T-Filter bzw. als Kettenschaltung solcher Filter gestaltet ist, dessen bzw. deren Serien- bzw. Parallelzweig jeweils aus einer Kombination von Blindwiderständen derart gebildet ist, dass sowohl der Absolutwert des resultierenden Blindwiderstands im Serienzweig (28) als auch der Absolutwert des resultierenden Blindleitwerts im Parallelzweig (29) jeweils innerhalb des Übertragungsfrequenzbands hinreichend klein und außerhalb eines solchen hinreichend groß sind.

Claims

1. Active broadband vehicle receiving antenna, comprising a passive antenna part (1), whose effective length ($l_e(f)$) and real part ($R_A(f)$) of the impedance ($Z_A(f)$) in a transmission frequency band in the meter and decimeter wave range have a predetermined random frequency dependence, and an amplifier circuit (21) whose input terminals are connected directly to the output terminals of the antenna part (1), wherein said amplifier circuit (21) is comprised of a field effect transistor (2, 13), which is connected directly with its gate terminal to a first (18) of the output terminals of the antenna part (1), and a low-loss filter circuit (3) of reactive elements, which is connected with one input (6) to the source terminal of the field effect transistor (2,13) and is connected with another input to the drain terminal of the field effect transistor (2,13) and a second of the output terminals of the antenna part (1), wherein said low-loss filter circuit (3) is loaded with an effective resistance (5) at its output (4), effective thereat, and a high-frequency reception signal (8) is to be decoupled at the output (4) for driving a subsequent amplifier unit (11), wherein said reactive elements of the low-loss filter circuit (3) are selected such that the low-loss filter circuit (3) allows for high-frequency signals in the transmission frequency band to pass through and blocks said signals in a stop frequency range lying outside the transmission frequency band, and wherein said reactive elements of the low-loss filter circuit (3) are further selected such that the input admittance (7) of the low-loss filter circuit (3) has a frequency-dependent real part ($G(f)$) within the transmission frequency band, whose frequency response according to the equation

$$G(f) = 1/4 * 1/R_A(f) * D_{pm}/D_{am}(f) * V$$

is reciprocal to the frequency response of the real part ($R_A(f)$) of the impedance of the antenna part (1), wherein $D_{am}(f)$ is the azimuthal mean value of directivity of the antenna part (1), D_{pm} is the azimuthal mean value of directivity of a reference antenna in the form of a passive vehicle rod antenna, and V is the ratio of the mean azimuthal reception power in the subsequent amplifier unit (11) relative to the mean azimuthal reception power of the reference antenna.

2. Active broadband vehicle receiving antenna according to claim 1, wherein said field effect transistor (2, 13) is configured as extended field effect transistor, whose source terminal drives a bipolar transistor (14) in emitter follower circuit, wherein its emitter terminal (12) forms the source terminal of the extended field effect transistor.

3. Active broadband vehicle receiving antenna for VHF radio reception in a motor vehicle according to claim 1 or 2, wherein the passive antenna part (1) is formed by a conductor structure printed on a dielectric substrate.
4. Active broadband vehicle receiving antenna according to anyone of claims 1 to 3, wherein the low-loss filter circuit (3) comprises two spatially separated circuit parts interconnected by a high frequency line (10), for the purpose of spatial separation of a miniaturized frontend of the active antenna.
5. Active broadband vehicle receiving antenna according to anyone of claims 1 to 4, wherein, for configuration of a plurality of transmission frequency bands, a plurality of bipolar transistors (14) is provided to extend the field effect transistor (2, 13) whose base terminals are connected to the source terminal of the field effect transistor (13), and each are connected in emitter follower circuit to the input of a respective low-loss filter circuit (3) to form separate transmission paths for the relevant frequency bands, wherein said low-loss filter circuits (3) are collectively connected with their outputs to the effective resistance (5).
6. Active broadband vehicle receiving antenna according to claim 5, wherein the low-loss filter circuit (3) is configured as T-half-filter or T-filter or as chain connection of such filters, whose series or parallel branch is respectively formed of a combination of reactance such that both the absolute value of the resulting reactance in the series branch (28) and the absolute value of the resulting susceptance in the parallel branch (29) are each sufficiently small within the transmission frequency band and sufficiently large outside of such transmission frequency band.

Revendications

1. Antenne réceptrice active à large bande pour véhicules automobiles, constituée d'une partie d'antenne passive (1) dont la longueur effective ($l_e(f)$) et la partie réelle ($R_A(f)$) de l'impédance ($Z_A(f)$) présentent dans une gamme de fréquences de transmission située dans la gamme des ondes métriques et décimétriques une dépendance prédéterminée aléatoire vis-à-vis de la fréquence, et d'un circuit amplificateur (21) dont les bornes d'entrées sont reliées directement aux bornes de sortie de la partie d'antenne (1), dans laquelle le circuit amplificateur (21) est constitué d'un transistor à effet de champ (2, 13) qui est relié directement à une première (18) des bornes de sortie de la partie d'antenne (1), et d'un circuit filtre à faibles pertes (3) à partir d'éléments réactifs, qui est relié par une entrée (6) à la borne de source du transistor à effet de champ (2, 13) et est relié par une autre entrée à la borne de drain du transistor à effet de champ (2, 13) et à une seconde des bornes de sortie de la partie d'antenne (1), dans laquelle le circuit filtre à faibles pertes (3) est chargé à sa sortie (4) avec une résistance (5) effective à cet endroit et un signal de réception à haute fréquence (8) doit être découplé à la sortie (4) pour le pilotage d'une unité amplificatrice successive (11), dans laquelle les éléments réactifs du circuit filtre à faibles pertes (3) sont choisis de telle façon que le circuit filtre à faibles pertes (3) laisse passer des signaux à haute fréquence dans la gamme des fréquences de transmission et bloque dans une gamme de fréquences de blocage située à l'extérieur de la gamme de fréquences de transmission, et dans laquelle les éléments réactifs du circuit filtre à faibles pertes (3) sont en outre choisis de telle façon que l'admittance d'entrée (7) du circuit filtre à faibles pertes (3) présente à l'intérieur de la gamme de fréquences de transmission une partie réelle ($G(f)$) dépendant de la fréquence, dont l'évolution en fréquence est réciproque à l'évolution en fréquence de la partie réelle ($R_A(f)$) de l'impédance de la partie d'antenne (1) en correspondance de l'équation

$$G(f) = 1/4 * 1/R_A(f) * D_{pm}/D_{am}(f) * V,$$

dans laquelle $D_{am}(f)$ est la valeur moyenne azimutale du facteur directionnel de la partie d'antenne (1), D_{pm} est la valeur moyenne azimutale du facteur directionnel d'une antenne de référence sous la forme d'une antenne-tige passive pour véhicules automobiles, et V est le rapport de la puissance moyenne azimutale reçue dans l'unité amplificatrice successive (11) par référence à la puissance moyenne azimutale reçue de l'antenne de référence.

2. Antenne réceptrice active à large bande pour véhicules automobiles selon la revendication 1, dans laquelle le transistor à effet de champ (2, 13) est conçu comme transistor à effet de champ élargi, dont la borne source pilote

un transistor bipolaire (14) dans un circuit émetteur-suiveur, et dont la borne émettrice (12) forme la borne source du transistor à effet de champ élargi.

- 5 **3.** Antenne réceptrice active à large bande pour véhicules automobiles destinée à la réception radiophonique dans la gamme des ondes ultracourtes selon la revendication 1 ou 2, dans laquelle la partie d'antenne passive (1) est conçue au moyen d'une structure conductrice imprimée sur un support diélectrique.
- 10 **4.** Antenne réceptrice active à large bande pour véhicules automobiles selon l'une des revendications 1 à 3, dans laquelle, dans le but de la séparation dans l'espace d'une extrémité frontale, de réalisation miniaturisée, de l'antenne active, le circuit filtre à faibles pertes (3) comprend deux parties de circuits séparées dans l'espace et reliées l'une à l'autre par une ligne à haute fréquence (10).
- 15 **5.** Antenne réceptrice active à large bande pour véhicules automobiles selon l'une des revendications 1 à 4, dans laquelle pour la configuration de plusieurs gammes de fréquences de transmission, il est prévu plusieurs transistors bipolaires (14) pour l'élargissement du transistor à effet de champ (2, 13), dont les bornes de base sont raccordées à la borne source du transistor à effet de champ (13) et qui sont respectivement reliés, dans un circuit émetteur/suiveur à l'entrée d'un circuit filtre respectif à faibles pertes (3) pour former des voies de transmission séparées pour les gammes de fréquences concernées,
- 20 dans laquelle les circuits filtres à faibles pertes (3) sont branchés à leur sortie conjointement à la résistance (5).
- 25 **6.** Antenne réceptrice active à large bande pour véhicules automobiles selon la revendication 5, dans laquelle le circuit filtre à faibles pertes (3) est conçu comme un demi-filtre en T ou un filtre en T, ou encore sous forme d'un circuit en chaîne de tels filtres, dont la ramification série ou la ramification parallèle est formée d'une combinaison de résistances réactives de telle façon que la valeur absolue de la résistance réactive résultante dans la ramification série (28) tout comme la valeur absolue de la valeur de la conductance réactive résultante dans la ramification parallèle (29) sont suffisamment petites à l'intérieur de la gamme de fréquences de transmission et suffisamment grandes à l'extérieur d'une telle gamme.

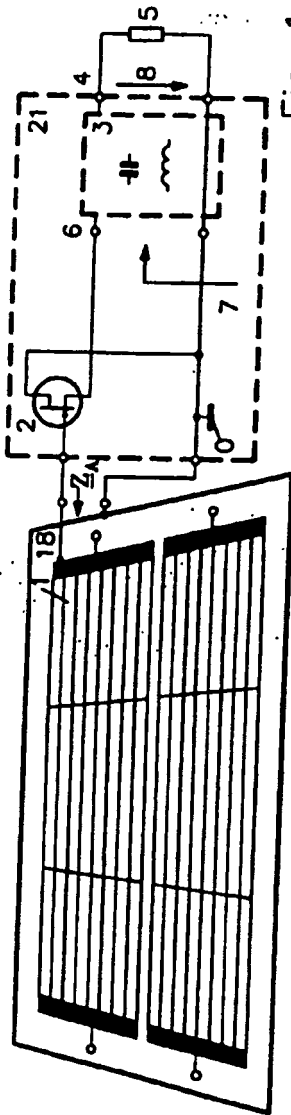


Fig. 1

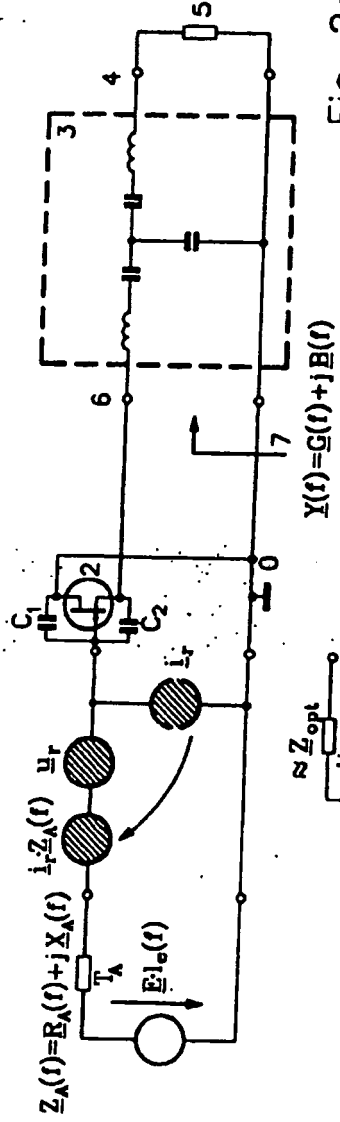


Fig. 2a

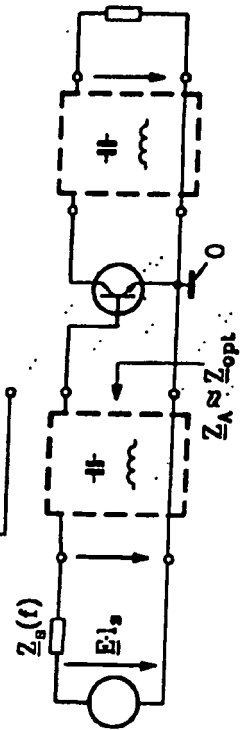


Fig. 2b

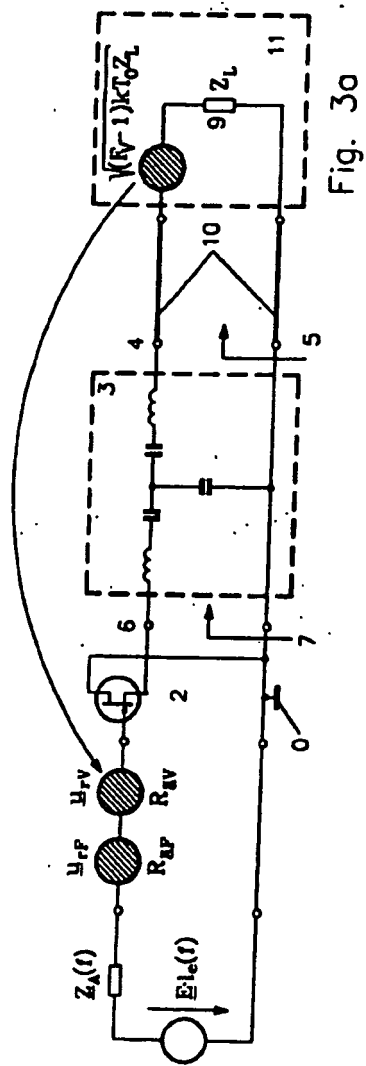


Fig. 3a

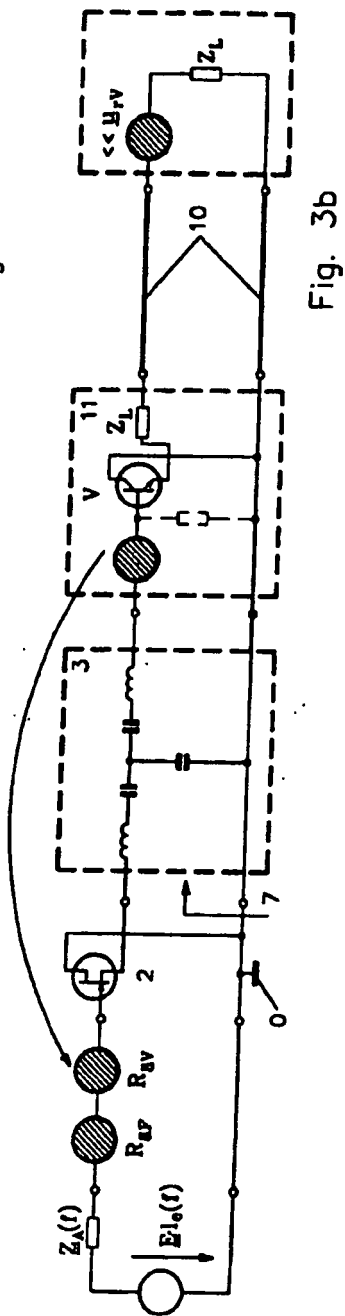


Fig. 3b

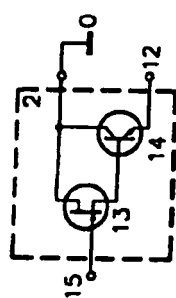


Fig. 4

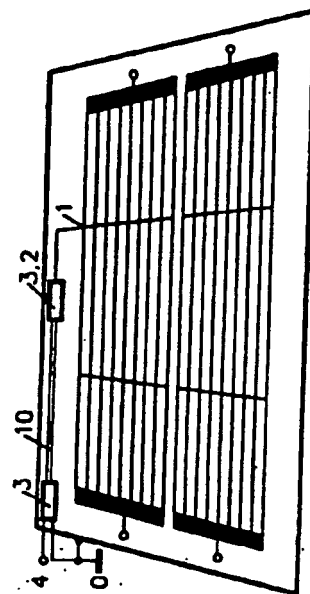
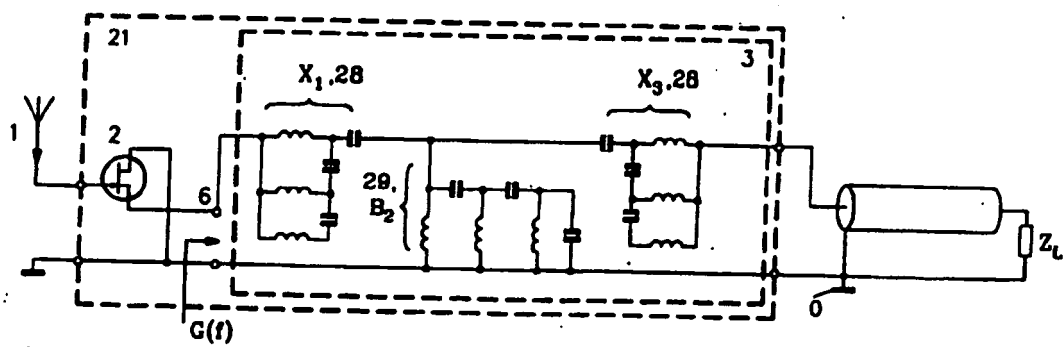
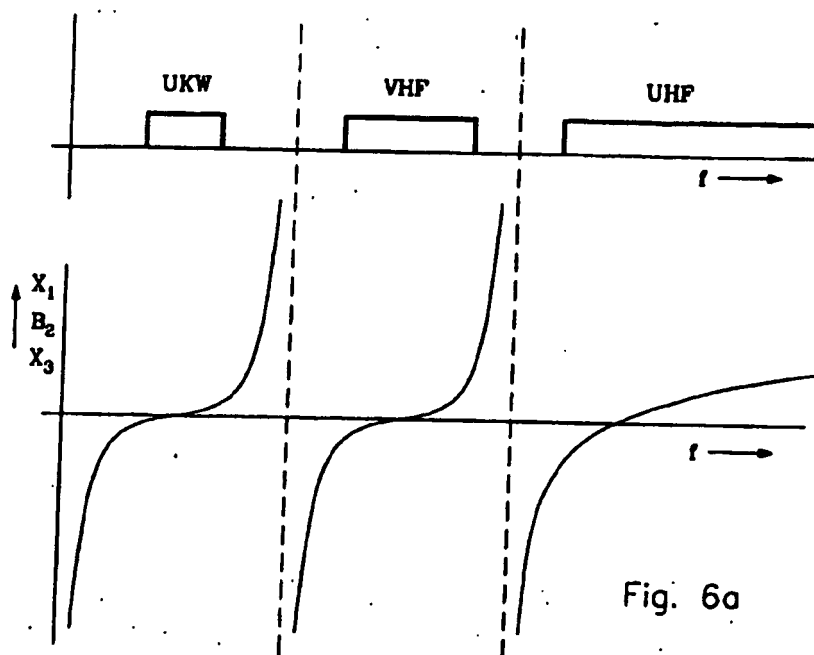


Fig. 5



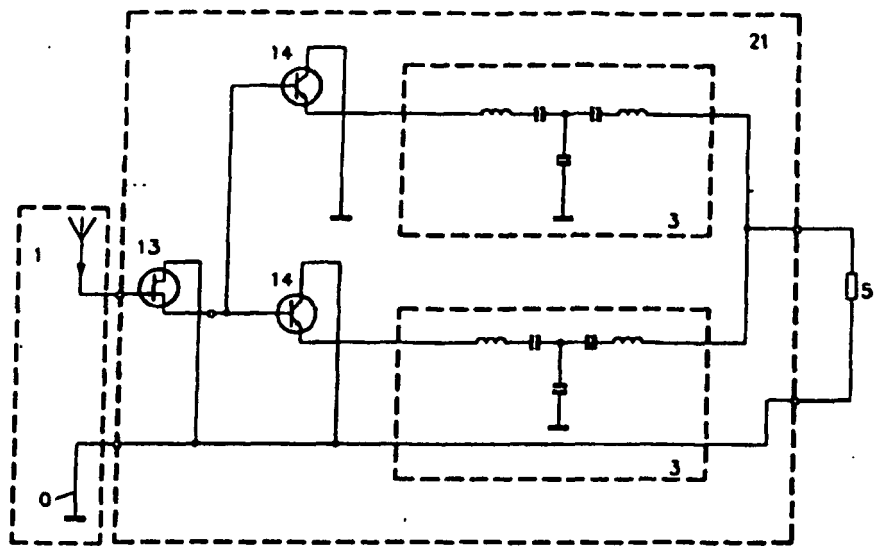


Fig. 7

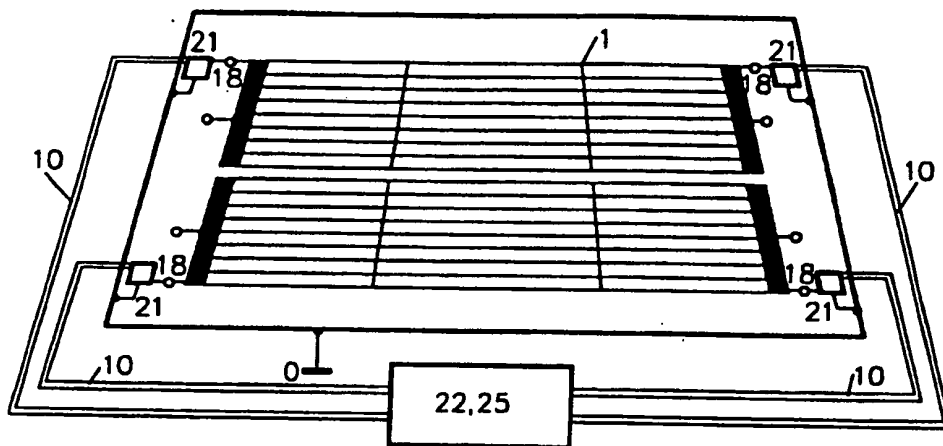


Fig. 8 a

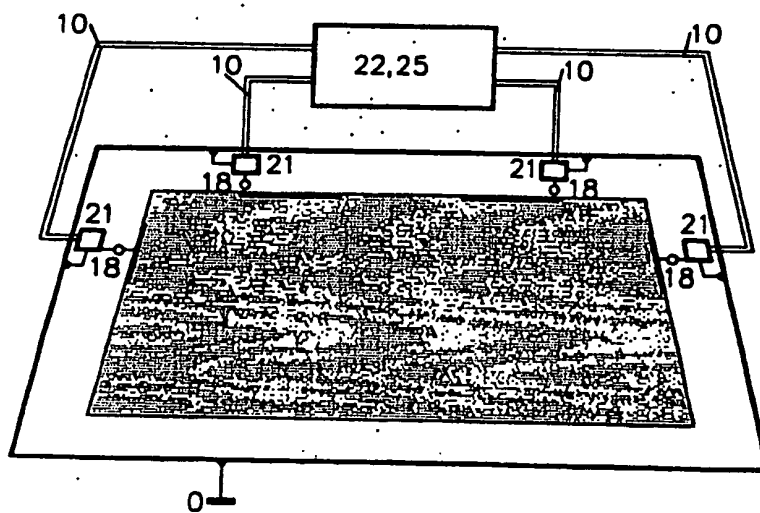


Fig. 8 b

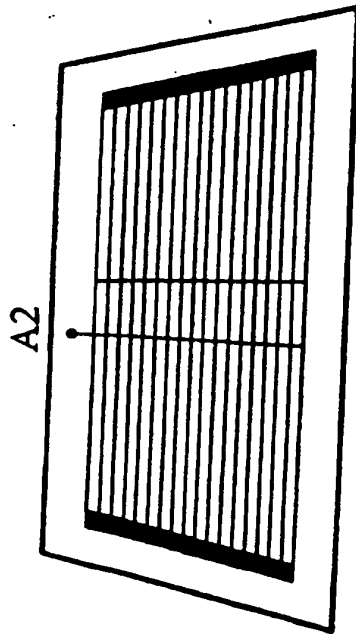


Fig. 9 a

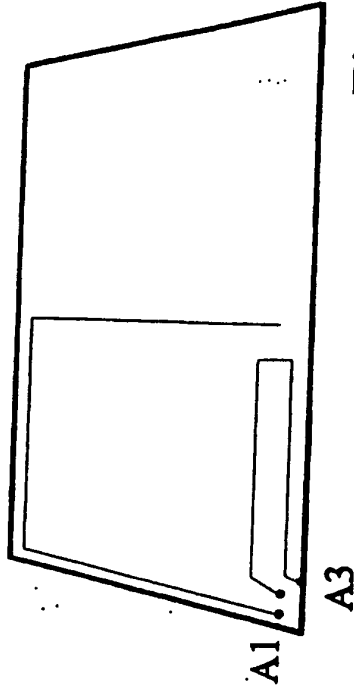
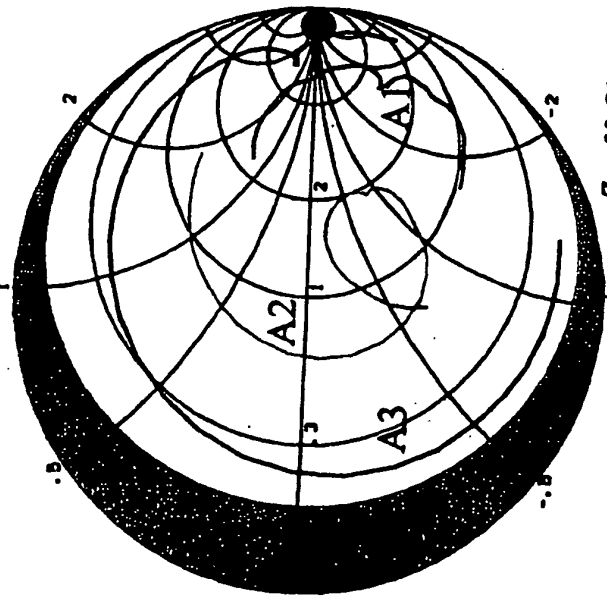


Fig. 9 b



$Z_0 = 50 \text{ Ohm}$

Fig. 9 c

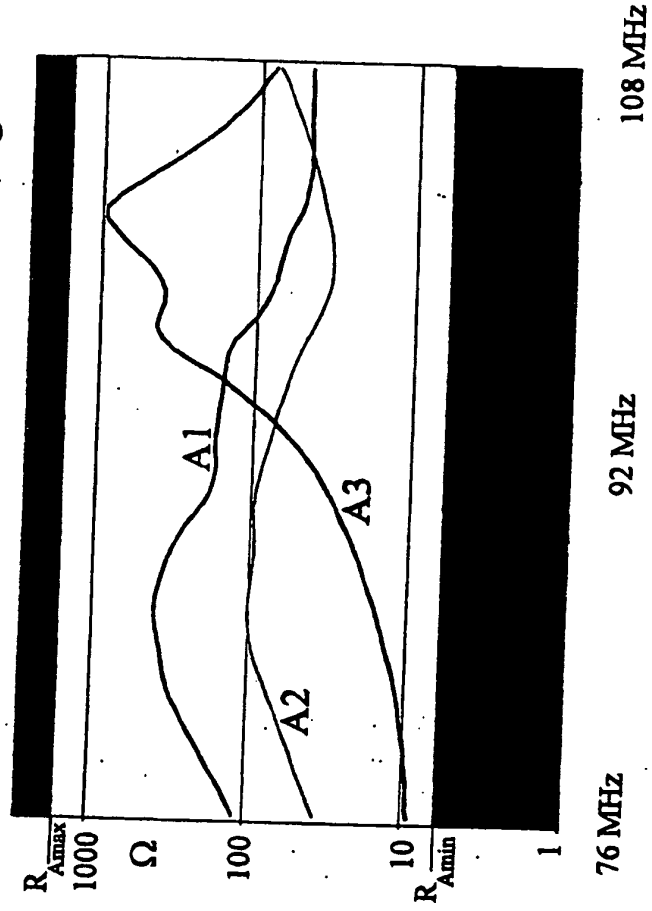


Fig. 9 d

IN DER BESCHREIBUNG AUFGEFÜHRTE DOKUMENTE

Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde ausschließlich zur Information des Lesers aufgenommen und ist nicht Bestandteil des europäischen Patentdokumentes. Sie wurde mit größter Sorgfalt zusammengestellt; das EPA übernimmt jedoch keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.

In der Beschreibung aufgeführte Patentdokumente

- DE 2310616 [0001] [0002]
- EP 0396033 A [0002]
- EP 0346591 A [0002]
- EP 0269723 A [0002]
- DE 4303072 [0003]