



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) **EP 1 406 349 A2**

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(43) Veröffentlichungstag:
07.04.2004 Patentblatt 2004/15

(51) Int Cl.7: **H01Q 23/00, H01Q 1/12**

(21) Anmeldenummer: **03019899.8**

(22) Anmeldetag: **02.09.2003**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR
HU IE IT LI LU MC NL PT RO SE SI SK TR**
Benannte Erstreckungsstaaten:
AL LT LV MK

(71) Anmelder: **FUBA Automotive GmbH & Co. KG**
31162 Bad Salzdetfurth (DE)

(72) Erfinder: **Lindenmeier, Heinz**
82152 Planegg (DE)

(30) Priorität: **01.10.2002 DE 10245813**

(54) **Aktive Breitband-Empfangsantenne mit Empfangspegel-Regelung**

(57) Die Erfindung bezieht sich auf eine aktive Breitbandempfangsantenne, in welcher bei Überschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels die innere Verstärkung der aktiven Antenne abgesenkt ist und die aus einem passiven Antennenteil mit Ausgangsanschlüssen besteht, die mit den Eingangsanschlüssen einer Verstärkerschaltung verbunden sind. Dabei enthält die Eingangsschaltung der Verstärkerschaltung ein dreipoliges verstärkendes Element, dessen hochohmiger Steueranschluss mit dem ersten Anschluss des passiven Antennenteils hochfrequent verbunden ist, wobei ferner in der hochfrequenzmäßigen Verbindung zwischen dem Quellenanschluss des dreipoligen verstär-

kenden Elements und dem zweiten Anschluss des passiven Antennenteils die Eingangsadmittanz eines im Falle kleiner hochfrequenter Empfangssignale verlustarm gestaltetes Übertragungsnetzwerks mit Filtercharakter gegenkoppelnd und linearisierend wirksam ist und das Übertragungsnetzwerk an seinem Ausgang mit der weiterführenden Schaltung belastet ist und mindestens ein einstellbares elektronisches Element zur einstellbaren Absenkung des Empfangspegels im Übertragungsnetzwerk derart vorhanden ist, dass die linearisierend wirkende Eingangsadmittanz des Übertragungsnetzwerks kleiner ist, wenn eine Absenkung des hochfrequenten Empfangssignals eingestellt ist (Fig. 1).

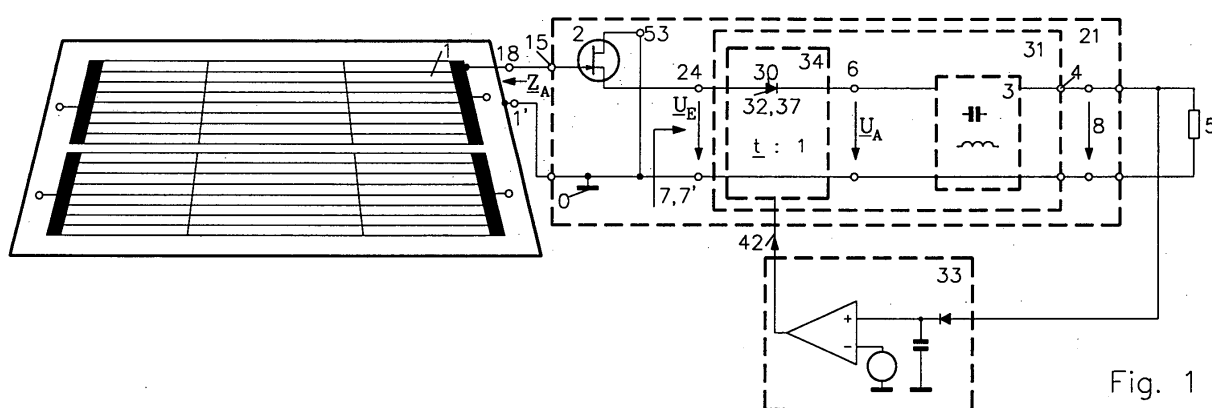


Fig. 1

EP 1 406 349 A2

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine aktive Breitbandempfangsantenne, bestehend aus einem passiven Antennenteil 1 mit einer frequenzabhängigen effektiven Länge l_e , dessen Ausgangsanschlüsse mit den Eingangsanschlüssen einer Verstärkerschaltung 21 hochfrequent 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 $l_e(f)$ ausdrückt. Insbesondere im Frequenzbereich oberhalb 30 MHz ist die Antennenrauschtemperatur T_A bei terrestrischer Umgebung - von tiefen Frequenzen kommend - soweit abgesunken, dass für Bipolartransistoren von Seiten des passiven Antennenteils eine Quellimpedanz in der Nähe 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 DT-AS 23 10 616, der DT-AS 15 91 300 bzw. AS 1919749. 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 Nähe von Z_{opt} zu transformieren (sh. UKW-Bereich in der DT-AS 23 10 616) oder den Strahler selbst derart zu gestalten, dass die Antennenimpedanz $Z_s(f)$ selbst in der Nähe von Z_{opt} liegt (sh. UKW-Bereich in der AS 1919749 und Strahler in der). 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 $l_e(f)$ 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] Bei breitbandigen Empfangsantennen kann es durch die hohen elektrischen Feldstärken in Sendernähe, z. B. auch durch bordeigene Sender, durch Intermodulations- und Begrenzungseffekte im elektronischen Verstärker der aktiven Empfangsantenne zu starken Empfangsstörungen kommen, da dieser im Hinblick auf hohe Empfindlichkeit und im Hinblick auf die breitbandige Einhaltung der elektrischen Eigenschaften dimensioniert ist. Die dabei angewandte Technik ist in der Regel sehr aufwändig, wobei der Aufwand mit wachsender Anforderung an die Intermodulationsfestigkeit stark zunimmt. Bei aktiven Empfangsantennen, die zur Feststellung der Signalpegel eine Gleichrichterschaltung mit Regelschaltung verwenden, können jedoch kostengünstigere Verstärker eingesetzt werden, da sie in der Lage sind, bei Überschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels die innere Verstärkung der aktiven Empfangsantenne abzusenken, um auf diese Weise Empfangsstörungen durch Intermodulations- und Begrenzungseffekte im Verstärker und in der weiterführenden Schaltung zu vermeiden.

[0003] In der DE 43 23 014 ist eine aktive Breitbandantenne beschrieben, bei welcher die zu messende Antennenimpedanz mittels eines verlustarmen Transformationsnetzwerks in die optimale Quellimpedanz des nachfolgenden elektronischen Verstärkers zur Erzielung eines optimalen Signal-Rauschverhältnisses transformiert ist. Zum Schutz der nachfolgenden Empfangsanlage gegen nichtlineare Effekte durch Pegelüberlastung ist häufig eine Absenkung der inneren Verstärkung der aktiven Antenne notwendig. In der DE 43 23 014 wird die Überschreitung eines vorgegebenen Empfangspegels mit Hilfe einer Gleichrichterschaltung festgestellt und mit Hilfe eines Regelverstärkers die innere Verstärkung der aktiven Antenne abgesenkt. Dies erfolgt in der Weise, dass ein passives, signalbedämpfendes Netzwerk vorhanden ist, das den aktiven Antennenteil überbrückt, und die Absenkung der inneren Verstärkung der aktiven Empfangsantenne dadurch erfolgt, dass der Signalweg über den elektronischen Verstärker an seinem Eingang, oder an seinem Ausgang oder an seinem Eingang und Ausgang durch die elektronischen Schalter aufgetrennt ist. Hierbei zeigt sich die am Verstärkereingang auftretende Belastung durch das überbrückende signalbedämpfende Netzwerk zusammen mit den dort anzubringenden Umschaltmaßnahmen als störend.

[0004] Die Grundform aktiver Antennen mit einem Transformationsnetzwerk am Verstärkereingang, wie sie z.B. als Breitbandantennen für den UKW-Bereich eingesetzt werden, ist in Fig. 2b dargestellt und ist bekannt z.B. aus der DT-AS 23 10 616, der DT-AS 15 91 300. 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 Stand der Technik wie in Fig. 2b realisiert, so ist die am Heizfeld vorliegende Impedanz mit Hilfe einer primären Anpassschaltung in die Nähe 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.

[0005] Aufgabe der Erfindung ist es deshalb, eine aktive Breitband-Empfangsantenne nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1 so zu gestalten, dass bei vorgegebenem passiven Antennenteil unter Sicherstellung einer hohen Rauschempfindlichkeit und einer hohen Linearität eine weitgehend unabhängig von der Frequenzabhängigkeit der effektiven Länge und der Impedanz des passiven Antennenteils frei wählbare Frequenzabhängigkeit der Empfangsleistung erreicht wird und dass eine wirkungsvolle Einrichtung zur Absenkung der inneren Verstärkung der aktiven Antenne bei Überschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels zum Schutz gegen nichtlineare Effekte gegeben ist.

[0006] Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch die kennzeichnenden Merkmale des Anspruchs 1 gelöst.

[0007] Die mit der Erfindung erzielbaren Vorteile bestehen im Besonderen in der Reduzierung des wirtschaftlichen Aufwands und in der Einfachheit zur Erzielung eines hinsichtlich des Signalrauschverhältnisses und hinsichtlich der Gefährdung durch nichtlineare Effekte optimalen Empfangssignals. Die durch die Merkmale des Hauptanspruchs erreichbare hohe Linearität des dreipoligen verstärkenden Elements 2 erlauben es, die Absenkung der inneren Verstärkung der aktiven Antenne am Ausgang dieses Elements in Verbindung mit einer zugleich erzielten Erhöhung der linearisierenden Gegenkopplung zu gestalten. 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. Daraus ergibt sich die vorteilhafte Eigenschaft, dass für Mehrantennenanordnungen die mehrfache Auskopp- lung von Empfangssignalen aus einer passiven Antennenanordnung mit mehreren Anschlussstellen, welche in elektromagnetischer Strahlungskopplung zueinander stehen, durch die Bildung der aktiven Antennen keine merkliche gegenseitige Beeinflussung der Empfangssignale gegeben ist. Im Zusammenhang mit der Diversityanordnung können die oben erwähnten Schaltdioden zur Freischaltung von Anschlussstellen, an denen jeweils kein Signal zur Durchschaltung zum Empfänger verwendet ist, demnach vorteilhaft entfallen.

[0008] Ausführungsbeispiele erfindungsgemäßer aktiver Breitbandempfangsantennen und Antennensysteme sind in den Zeichnungen dargestellt und werden im Folgenden näher beschrieben. Im Einzelnen zeigt:

Fig. 1:

Aktive Breitbandempfangsantenne nach der Erfindung mit einer direkt an den passiven Antennenteil 1 angeschlossenen Verstärkerschaltung 21 mit einem dreipoligen verstärkenden Element 2, mit in der Quellenleitung befindlicher Eingangsadmittanz 7 des Übertragungsnetzwerks 31 mit einstellbarem Übertragungsglied 34, z.B. in Form eines als einstellbares elektronisches Element 32 realisierten Längswiderstands, einer nachgeschalteten verlustarmen Filterschaltung 3 und einem ausgangsseitig wirksamen Wirkwiderstand 5 und Regelverstärker 33.

Fig. 2:

a) Elektrisches Ersatzschaltbild einer aktiven Breitbandempfangsantenne nach der Erfindung mit Serienrauschspannungsquelle u_r und in ihrer Wirkung vernachlässigbarer Parallelrauschstromquelle i_r eines Feldeffekttransistors als dreipoliges verstärkendes Element 2 mit einer außerhalb des Übertragungsbereichs eingangsseitig hochohmigen verlustarmen Filterschaltung 3.

b) Elektrisches Ersatzschaltbild einer aktiven Breitbandempfangsantenne 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:

Aktive Breitbandempfangsantenne gemäß Fig. 1 jedoch mit einem einstellbares Übertragungsglied 34 mit mehreren in Serie geschalteten Widerständen 35 mit jeweils einem dem Widerstand 35 parallel geschalteten und als Schaltdiode 36 ausgeführten einstellbaren elektronischen Element 34 zur Absenkung des Empfangspegels in

Stufen.

Fig. 4:

Aktive Breitbandempfangsantenne wie in den Figuren 1 und 3, jedoch mit einem einstellbarem Übertragungsglied 34 aus einem Übertrager 38 mit in Stufen verfügbarem Übersetzungsverhältnis (t), Schaltdioden 36 als einstellbare elektronische Elemente 32 zur Einstellung eines großen Übersetzungsverhältnisses (t) und damit eines großen Verhältnisses der Eingangsspannung U_E zur Ausgangsspannung U_A bei großen Empfangspegeln .

Fig. 5:

Aktive Breitbandempfangsantenne wie in den Figuren 1, 3 und 4, jedoch mit einem einstellbarem einstellbaren Längselement 30 als ein frequenzabhängiger Zweipol 47 mit einer zur Eingangsadmittanz 7 der verlustarmen Filterschaltung 3 ähnlichen, jedoch im Wesentlichen mit einer um einen frequenzunabhängigen Faktor ($t-1$) kleineren Zweipoladmittanz 46 als die Eingangsadmittanz 7 der verlustarmen Filterschaltung 3 mit einer dem frequenzabhängigen Zweipol 47 parallel geschalteten Schaltdiode 36.

Fig. 6:

Aktive Breitbandempfangsantenne wie in Fig. 4 mit Verstärkereinheit 11 mit der Rauschzahl F_v als weiterführende Schaltung; Gestaltung des Realteils G der bei kleinen Empfangspegeln wirksamen Admittanz 7 als hinreichend groß, so dass der Rauschbeitrag der Verstärkereinheit 11 kleiner ist als der Rauschbeitrag des Feldeffekttransistors 2.

Fig. 7:

Aktive Breitbandempfangsantenne wie in Fig. 2a mit mehreren verlustarmen Filterschaltungen, welche über Schaltdioden 36 alternativ zwischen dem Eingang und dem Ausgang des Übertragungsnetzwerks 31 zur alternativen Absenkung der inneren Verstärkung der aktiven Antenne angesteuert werden.

Fig. 8:

Aktive Breitbandempfangsantenne wie in Fig. 6 jedoch mit einer Filterschaltung 3 mit fest eingestellten Blindelementen 20 und mit Blindelementen 20a, welche mit Hilfe einstellbarer elektronischer Elemente 32 zur Absenkung der inneren Verstärkung zu- und abgeschaltet werden.

Fig. 9:

Gestaltung des dreipoligen verstärkenden Elements 2 als erweitertes dreipoliges verstärkendes Element

- a) aus einem Eingangs-Feldeffekttransistor 13 und einem Bipolartransistor 14 in Emitterfolgerschaltung
- b) aus einem Eingangs-Bipolartransistor 49 und einem weiteren Bipolartransistor 50 in Emitterfolgerschaltung
- c) aus einem Eingangstransistor und einem weiteren Transistor zur hochfrequenten Nachführung der Drain- bzw. der Kollektorelektrode des Eingangstransistors.
- d) aus einer kombinierten Transistorschaltung zur elektronischen Steuerung der Ruhespannungsquelle U_{D0} 45 und des Ruhestroms I_{S0} 50 des Eingangstransistors im Zusammenhang mit der Absenkung der inneren Verstärkung der aktiven Antenne aufgrund zu hoher Empfangspegel.

Fig. 10:

Passiver Antennenteil 1 mit einer Anschlussstelle 18, deren beide Anschlüsse gegenüber dem Masseanschluss hochliegen, mit einem Feldeffekttransistor 2a und einem weiteren Feldeffekttransistor 2b und einem als Trenntransformator ausgeführten Übertrager 38 mit Schaltdioden 36 zur Einstellung des Übersetzungsverhältnisses

Fig. 11:

Gestaltung von mehreren Übertragungsfrequenzbändern über mehrere getrennte Übertragungswege für die betreffenden Frequenzbänder. Jedem der Übertragungswege ist jeweils ein einstellbares Übertragungsglied 34, 34' und ein Regelverstärker 33, 33' frequenzselektiv zugeordnet.

Fig. 12:

Anordnung wie in Fig. 11, jedoch mit im Empfänger 44 selektiv angesteuerten Regelverstärkern 33, 33' zur Ansteuerung der einstellbaren Übertragungsglieder 34, 34' in der aktiven Antenne.

Fig.13:

Gruppenantenne zur Gestaltung von Richtwirkungen mit einer passiven Antennenanordnung 27 mit elektrischer

Strahlungskopplung zwischen den Anschlussstellen 18, welche jeweils mit einer Verstärkerschaltung 21 und einer Hochfrequenzleitung 10 beschaltet sind und deren Signale im Antennencombiner 22 zusammengefasst sind. Es ist ein gemeinsamer Regelverstärker 33 zur Überwachung des hochfrequenten Empfangssignals 8 am Antennen-
ausgang vorhanden.

Fig. 14:

Scanningdiversity-Antennenanlage mit einer Anordnung wie in Fig. 13, jedoch mit elektronischen Umschaltern 25 an Stelle des Antennencombiners 22 und jeweils einem Ersatzlastwiderstand 26 zur Belastung der nicht durchgeschalteten Antennenzweige. Es ist ein gemeinsamer Regelverstärker 33 zur Überwachung des ausgewählten hochfrequenten Empfangssignals vorhanden.

Fig. 15:

Scanningdiversity-Antennenanlage gebildet aus auf die Fensterscheibe gedruckten Heizfeldern mit diversitätsmäßig geeignet positionierten Anschlussstellen 18 zur Erreichung diversitätsmäßig unabhängiger Empfangssignale 8. Es ist ein gemeinsamer Regelverstärker 33 in zur Überwachung des ausgewählten hochfrequenten Empfangssignals im elektronischen Umschalter 25 vorhanden.

Fig. 16:

Scanningdiversity-Antennenanlage wie in Fig. 15, jedoch mit gesondert ermittelten Blindleitwerten 23 zur Verbesserung der diversitätsmäßigen Unabhängigkeit der Empfangssignale der passiven Antennenteile 1. Jeder aktiven Antenne ist ein gesonderter Regelverstärker 33 zugeordnet.

Fig. 17:

Aktive Antenne nach der Erfindung, jedoch mit einem Übertrager 24 mit hinreichend hochohmiger Primärinduktivität und hinreichend großem Übersetzungsverhältnis zur breitbandigen Erhöhung der effektiven Länge l_e .

Fig. 18:

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 $R_{Amin} < R_A < R_{Amax}$

Fig. 19:

a) Verlauf der seriellen Blindwiderstände X_1 und X_3 sowie des parallelen Blindleitwerts B_2 der erfindungsgemäßen 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.

[0009] 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, 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 am Eingang ein dreipoliges verstärkendes Element 2, vorzugsweise ein Element mit dem Charakter eines Feldeffekttransistors 2 enthält, 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. Bei einer Antenne dieser Art ist die Eingangsadmittanz 7 erfindungsgemäß z.B. 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 weitgehend ausgeglichen ist. Zur Absenkung

der Empfangspegel im Bereich zu grosser Empfangsfeldstärken ist ein einstellbares Längselement 30 im einstellbaren Übertragungsglied 34 vorhanden, welches im Bereich kleiner Empfangspegel als Durchschaltung wirkt. Wird das Längselement 30 im Bereich zu grosser Empfangspegel hochohmig eingestellt, so bewirkt es zum einen die Absenkung des hochfrequenten Empfangssignals 8 sowie eine Anhebung der in der Source-Leitung des Transistors gegenkop-

pelnd wirksamen Impedanz bzw. eine Verkleinerung der dort vorliegenden Admittanz 7'. Somit wird der Feldeffekttransistor 2 durch die Massnahme linearisiert und die weiterführende Schaltung vor zu grossen Empfangspegeln geschützt.

[0010] Die Funktionsweise und der Gestaltungsgrundsatz einer Antenne nach der Erfindung werden an Hand der elektrischen Ersatzschaltbilder der Figuren 2a und 5 erläutert:

Die Eignung eines vorgegebenen passiven Antennenteils 1 für die Gestaltung einer hinreichend rauschempfindlichen aktiven Antenne kann anhand der im Übertragungsfrequenzbereich herrschenden Antennentemperatur 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 Empfindlichkeits-

forderung 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 Antennentemperatur T_A und dem Realteil R_A der Antennenimpedanz Z_A gegeben ist, kleiner oder höchstens gleich groß ist. 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_{N0} . 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 vorherrschende Antennentemperatur 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.

[0011] In Fig. 5 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 häufig 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.

[0012] Das erfindungsgemäße 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.5 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 Empfangsverhalten innerhalb eines Übertragungsfrequenzbereichs zu vermeiden. Das der aktiven Antenne nachgeschaltete Empfangssystem wird Fig.5 durch die Verstärkereinheit 11 mit der Rauschzahl F_v repräsentiert. Sein Rauschbeitrag zum Gesamtrauschen ist in Fig.5 als äquivalenter Rauschwiderstand R_{aV} am Eingang der Verstärkerschaltung 21 dargestellt, wobei gilt:

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

[0013] 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:

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

[0014] Um die Empfindlichkeitsbedingung zu erfüllen, ist in einer vorteilhaften Ausführungsform 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.

[0015] 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. 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.

[0016] 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 folgenden 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:

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

[0017] Das der aktiven Antenne nachgeschaltete Empfangssystem, welches in Fig. 5 durch die Verstärkereinheit 11 repräsentiert wird, ist in der Regel auf den Leitungswellenwiderstand Z_L des Hochfrequenz-Leitungssystems bezogen. Die mittlere azimutale Empfangsleistung im Lastwiderstand 9 ergibt sich bei hinreichend großer Steilheit g_m der Eingangskennlinie des Feldeffekttransistors 2 zu:

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

wobei $I_{em}^2(f)$ 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 (2) ergebenden effektiven Fläche

des passiven Antennenteils 1 wie folgt darstellt:

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

[0018] Die mittlere azimutale Empfangsleistung der passiven Referenzantenne beträgt mit D_{pm} aus Gleichung (5):

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

[0019] Unter Berücksichtigung der Verstärkungsforderung $P_{am}/P_{pm} = V$ ergibt sich der erfindungsgemäß zu fordernde Frequenzverlauf für $G(f)$ zu:

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

[0020] 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.

[0021] Für den Fall etwa gleicher azimutaler 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 durch die Richtwirkung des passiven Antennenteils 1 und von der herrschenden Störeinstrahlung abhängig. Die minimal notwendige mittlere azimutale Strahlungsdichte S_{am} für ein Signal-Störverhältnis = 1 lautet dann:

$$S_{am}(f) = \frac{k \cdot T_A \cdot B}{D_{am}(f)} \cdot \frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2} \quad (10)$$

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

[0022] Unter Berücksichtigung der vom Fahrzeug selbst ausgehenden Störstrahlung kann die Auswahl einer 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.

[0023] In Fig. 18a und 18b 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. 18c 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. 18c sind die Realteile der in Figuren 18a 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. 18d dargestellten Kurvenverläufen nach Gesichtspunkten wie sie im Zusammenhang mit den Gleichungen (3) und (8)

erörtert wurden, zu gestalten.

[0024] Bei der erfindungsgemäßen 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 erfindungsgemäß einem maximal tolerierbaren azimutalen Mittelwert I_{em} bei bekanntem azimutalen 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 18c und 18d 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 $R_{Amin} < R_A < R_{Amax}$.

[0025] In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung wird eine vorgegebene Antennenstruktur durch Verwendung eines verlustarmen Übertragers mit dem Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$, wie in Fig. 17 angegeben, ergänzt, welcher zusammen mit der Antennenstruktur - z.B. einem Heizfeld auf der Fensterscheibe - den passiven Antennenteil 1 bildet. Das breitbandige Übersetzungsverhältnis wird vorteilhaft derart gewählt, dass die am Ausgang des Übertragers messbare Impedanz mit ihrem Realteil im Wertebereich mit $R_{Amin} < R_A < R_{Amax}$ platziert ist. Hierbei ist es günstig, die Primärinduktivität hinreichend hochohmig zu gestalten.

[0026] 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-Halbfiler 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. 19b).

[0027] In einer weiteren vorteilhaften Anwendung der Erfindung 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.

[0028] Insbesondere bei solchen Antennensystemen, bei denen mehrere Antennen gebildet sind, wie z.B. bei Antennendiversitätssystemen, Gruppenantennenanlagen oder Mehrbereichsantennenanlagen, ist es in einer vorteilhaften Weiterbildung der Erfindung hilfreich, wie in Fig. 6 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.

[0029] Aufgrund der Wirkungslosigkeit des einstellbaren Übertragungsglieds 34 im Falle kleiner Empfangspegel wird diese Empfindlichkeitsbetrachtung nicht beeinträchtigt. Die Spannungsabsenkung nach dem ersten verstärkenden Element der aktiven Antenne ist insbesondere deshalb vorteilhaft, weil sie eine optimale Wirkung im Hinblick auf die Frequenzabhängigkeit der zu erwartenden Intermodulationsstörung zulässt. Der Einfluss auf die Empfindlichkeit der gesamten Empfangsanlage wird somit nur durch den Einfluss der um die Spannungsabsenkung vergrößerten Rauschzahl der nachfolgenden Schaltung bestimmt.

[0030] Im Folgenden werden unterschiedliche Formen der Absenkung der inneren Verstärkung der aktiven Antenne gegenübergestellt. In den Figuren 1, 2a und 3 erfolgt die Spannungsabsenkung über ein Längselement 30, welches frequenzunabhängig gestaltet ist. In der Folge werden somit Empfangssignale bei Frequenzen, bei denen niederohmige Realteile der Antennenimpedanzen vorliegen und demzufolge erfindungsgemäß grosse Werte der Eingangsadmittanz $G(f)$ gestaltet sind, stärker abgeschwächt als Empfangssignale bei Frequenzen mit hochohmigem Realteil der Antennenimpedanzen. Bei Verwendung eines frequenzunabhängigen Längselements 30 muss für die Absenkung bei großen Empfangspegeln deshalb ein mittlerer Widerstandswert gewählt werden, welcher für intermodulierende Empfangssignale bei Frequenzen mit großem Realteil der Antennenimpedanzen zu klein und bei Frequenzen mit

kleinem Realteil der Antennenimpedanzen zu groß ist. Dies beinhaltet die Gefahr, dass intermodulierende Empfangssignale bei Frequenzen mit grossem Realteil der Antennenimpedanzen aufgrund der dort kleineren Gegenkopplungswirkung zu starke Intermodulationsstörungen hervorrufen und andererseits die verbleibende Verstärkung bei Frequenzen mit kleinem Realteil der Antennenimpedanzen zu klein ist und die Anordnung bei diesen Frequenzen zu unempfindlich ist.

[0031] In vorteilhafter Ausgestaltung der Erfindung werden deshalb solche Formen von einstellbaren Übertragungsgliedern 34 vorgeschlagen, welche die bei kleinen Empfangspegeln eingestellten Admittanzen 7 frequenzunabhängig um einen geeigneten Faktor herabsetzen. Bei den heute verfügbaren Verstärkerbauelementen ist z.B. für den UKW-Bereich und einer Anwendung im Kraftfahrzeug eine Pegelabsenkung zwischen $20 \cdot \log(t) = 10 \text{ dB}$ und $20 \cdot \log(t) = 20 \text{ dB}$ praktikabel. Dadurch wird die innere Verstärkung der aktiven Antenne frequenzunabhängig um einen gewünschten Faktor reduziert und der oben genannte frequenzabhängige Intermodulationseffekt tritt nicht auf. Erfindungsgemäss wird dies zum Beispiel durch eine Übertrageranordnung wie in Fig. 4 und in Fig. 6 erreicht. Hierzu wird das frequenzunabhängige Übersetzungsverhältnis des Übertragers mit Hilfe unterteilter Wicklungen und den dargestellten Schaltdioden 36 als einstellbare elektronische Elemente 32 in Stufen einstellbar gestaltet. Bei richtiger Wahl der Übersetzungsverhältnisse können die geeigneten Werte für den Wirkleitwert $G(f)$ in der Admittanz 7 bzw. $7'$ für den Bereich kleiner bzw. grosser Empfangspegel gewählt werden. Zur Erhöhung der Linearität und des Stromaussteuerbereichs des dreipoligen verstärkenden Elements 2 ist in Fig. 6 vorgesehen, den Ruhestrom in diesem Element zusammen mit der Absenkung der inneren Verstärkung der aktiven Antenne anzuheben.

[0032] Eine weitere Methode zur Erreichung einer frequenzunabhängigen Gegenkopplung ist durch die Anordnung in Fig. 5 gegeben. Hierbei wird zur frequenzunabhängigen Absenkung der hochfrequenten Empfangssignale 8 das einstellbare Längselement 30 als ein frequenzabhängiger Zweipol 47 gestaltet. Dieser wird mit einer zur Eingangsadmittanz 7 der verlustarmen Filterschaltung 3 ähnlichen, jedoch im Wesentlichen mit einer um einen frequenzunabhängigen Faktor $t-1$ kleineren Zweipoladmittanz 46 als die Eingangsadmittanz 7 des Übertragungsnetzwerk 31 bei kleinen Empfangspegeln. Durch Parallelschaltung einer Schaltdiode 36 zum frequenzabhängigen Zweipol 47, durch deren Einstellung im Sperrzustand die Zweipoladmittanz 46 wirksam ist und bei deren Einstellung im Durchlasszustand die Zweipoladmittanz 46 überbrückt ist, erfolgt bei gesperrter Schaltdiode 36 eine Absenkung der hochfrequenten Empfangssignale 8 um einen im Wesentlichen frequenzunabhängigen Faktor $t = U_E/U_A$.

[0033] In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung ist das Übertragungsnetzwerk 31 mit Filtercharakter in Fig. 8 als verlustarme Filterschaltung 3 mit fest eingestellten Blindelementen 20 ausgestaltet. Hierbei werden zuschaltbare Blindelemente 20a verwendet, welche mit Hilfe einstellbarer elektronischer Elemente 32 zu- und abgeschaltet werden derart, dass bei Unterschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels die gewünschte Frequenzabhängigkeit des größeren Wirkleitwerts $G(f)$ der am Quellenanschluss 24 wirksamen Eingangsadmittanz 7 für höhere innere Verstärkung der aktiven Antenne einerseits gegeben ist. Andererseits wird bei Überschreitung eines vorgegebenen Empfangspegels die gewünschte Frequenzabhängigkeit des entsprechend dem verkleinerten Wirkleitwert $G'(f)$ mit gleicher Frequenzabhängigkeit der am Quellenanschluss 24 wirksamen Eingangsadmittanz $7'$ für abgesenkte innere Verstärkung der aktiven Antenne eingestellt.

[0034] Im Übertragungsnetzwerk 31 in der vorteilhaften Anordnung in Fig. 7 sind mehrere verlustarme Filterschaltungen 3, 3a vorhanden, welche über Schaltdioden 36 alternativ zwischen dem Eingang und dem Ausgang des Übertragungsnetzwerks 31 geschaltet sind. Ihre Eingangsadmittanzen $7, 7b$ für kleine Empfangspegel bzw. $7', 7b'$ für grosse Empfangspegel sind mit fest eingestellten Blindelementen 20 jeweils derart gebildet, dass mit Hilfe der Schaltdioden 36 bei Unterschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels die gewünschte Frequenzabhängigkeit des Wirkleitwerts $G(f)$ der am Quellenanschluss 24 wirksamen Eingangsadmittanz 7 für höhere innere Verstärkung der aktiven Antenne und bei Überschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels die gewünschte Frequenzabhängigkeit des Wirkleitwerts $G'(f)$ der am Quellenanschluss 24 wirksamen Eingangsadmittanz $7'$ für abgesenkte innere Verstärkung der aktiven Antenne gegeben ist.

[0035] Bei der in Fig. 10 dargestellten Ausführungsform einer aktiven Antenne nach der Erfindung ist der passive Antennenteil 1 mit einer Anschlussstelle 18 ausgestaltet, deren beide Anschlüsse gegenüber der Masse 0 hochliegen. Jeder der beiden Anschlüsse ist mit je einem Steueranschluss 15a bzw. 15b eines dreipoligen verstärkenden Elements 2 verbunden. Die Quellenanschlüsse 24a und 24b sind mit der Primärseite eines als Trenntransformator ausgeführten Übertragers 38 verbunden, dessen Sekundärseite unterschiedliche Ausgänge zur Gestaltung unterschiedlicher Übersetzungsverhältnisse t besitzt. Das einstellbare Übertragungsglied 34 wird somit aus dem Übertrager und den Schaltdioden 36 gebildet. Die Senkenanschlüsse 53a und 53b der dreipoligen verstärkenden Elemente 2a bzw. 2b sind mit der Masse 0 verbunden.

[0036] In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung ist das dreipolige verstärkende Element 2, wie in Fig. 9a, als erweitertes dreipoliges verstärkendes Element gestaltet. Zur Erhöhung der wirksamen Steilheit der Übertragungskennlinie ist das erweiterte Element aus einem Eingangs-Feldeffekttransistor 13, von dessen Source der Bipolartransistor 14 in Emittterfolgerschaltung angesteuert ist und durch dessen Emittteranschluss 12 die Sourceelektrode des erweiterten dreipoligen verstärkenden Elements 2 gebildet ist, kombiniert.

[0037] In einer weiteren vorteilhaften Ausführungsform ist das dreipolige verstärkende Element 2 in Fig. 9b als erweitertes dreipoliges verstärkendes Element aus einem Eingangs-Bipolartransistor 49 und einem weiteren Bipolartransistor 50 in Emitterfolgerschaltung kombiniert. Der Emitteranschluss 12 des Bipolartransistors 50 bildet den Quellenanschluss 24 des dreipoligen verstärkenden Elements 2. Bei hinreichend klein eingestelltem Ruhestrom im Eingangs-Bipolartransistor 49 wird die geforderte Hochohmigkeit bei kleiner Eingangskapazität und hinreichend kleinem Parallelrauschestrom erreicht. Ein wesentlich grösser eingestellter Ruhestrom im weiteren Bipolartransistor 50 bewirkt eine hinreichend grosse Steilheit der Übertragungskennlinie für das gesamte Element.

[0038] In Fig. 9c ist das dreipolige verstärkende Element 2 als erweitertes dreipoliges verstärkendes Element aus einem Eingangs-Bipolartransistor 49 bzw. Eingangs-Feldeffekttransistor 13, gestaltet, dessen Kollektoranschluss bzw. Drainanschluss mit dem Source- bzw. Emitteranschluss eines zusätzlichen Transistors 51 verbunden ist und dessen Basis- bzw. Gate-Anschluss mit dem Emitter- bzw. Source-Anschluss des Eingangs-Bipolartransistors 49 bzw. Eingangs-Feldeffekttransistors 13 verbunden ist. Durch diesen Anschluss ist der Quellenanschluss 24 des dreipoligen verstärkenden Elements 2 gebildet. Ein erweitertes dreipoliges verstärkendes Element dieser Form verhindert durch Spannungsnachführung am Drain- bzw. Kollektoranschluss des Eingangstransistors den störenden Einfluss einer spannungsabhängigen Kapazität zwischen Steuerelektrode und der Drain- bzw. Kollektorelektrode.

[0039] In Fig. 9d ist das dreipolige verstärkende Element 2 als erweitertes dreipoliges verstärkendes Element gestaltet, in welchem eine elektronisch steuerbare Ruhestromquelle I_{S0} oder/und eine elektronisch steuerbare Ruhespannungsquelle U_{D0} vorhanden ist. Hierdurch wird bei Auftreten grosser Empfangspegel im Zusammenhang mit der erfindungsgemässen Absenkung der inneren Verstärkung der aktiven Antenne aufgrund zu hoher Empfangspegel der Ruhestrom I_{S0} oder/und die Ruhespannung U_{D0} im Eingangs-Bipolartransistor 49 bzw. Eingangs-Feldeffekttransistor 13 erhöht eingestellt.

[0040] Zur Gestaltung von mehreren Übertragungsfrequenzbändern sind in Fig. 11 mehrere Bipolartransistoren 14, 14' zur Erweiterung des dreipoligen verstärkenden Elements 2 und zur kombinierten Bildung mehrerer dreipoliger verstärkender Elemente 2, 2' vorhanden. Die Basiselektroden sind an die Source-Elektrode eines gemeinsamen Eingangs-Transistors 13 bzw. an den Quellenanschluss eines erweiterten dreipoligen verstärkenden Elements gemäß den Figuren 9a bis 9d angeschlossen. Die Bipolartransistoren 14, 14' sind jeweils in Emitterfolger-Schaltung mit dem Eingang einer verlustarmen Filterschaltung 3, 3' zur Bildung getrennter Übertragungswege für die betreffenden Frequenzbänder verbunden. In jedem der Übertragungswege befinden sich jeweils ein einstellbares Übertragungsglied 34, 34' und ein Regelverstärker 33, 33', welchem jeweils über Filtermassnahmen nur das dem betreffenden Übertragungsweg zugeordnete Frequenzband aus dem hochfrequenten Empfangssignal 8 zugeführt ist. Das Regelsignal 42, 42' ist jeweils dem zugeordneten einstellbaren Übertragungsglied 34, 34' zugeführt. Im Unterschied hierzu sind in Fig. 12 die Regelsignale 42, 42' durch Selektionsmittel und Regelverstärker 33, 33' im Empfänger 44 aus dem Ausgangssignal der aktiven Antenne abgeleitet und der aktiven Antenne über Steuerleitungen 41 zugeführt.

[0041] In einer besonders vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung ist die vorliegende aktive Antenne in einer Antennenanlage mehrfach verwendet, deren passive Antennenteile 1 mit frequenzabhängigen und in Bezug auf einfallende Wellen nach Betrag und oder nur in Phase unterschiedlichen Richtdiagrammen der effektiven Längen l_e besitzen, welche jedoch in elektromagnetischer Strahlungskopplung zueinander stehen und zusammen eine passive Antennenanordnung 27 mit mehreren Anschlussstellen 18a, b, c bilden. Erfindungsgemäss ist dabei jede jeweils mit einer erfindungsgemässen Verstärkerschaltung 21 beschaltet und zu einer aktiven Antenne nach der Erfindung ergänzt. Aufgrund der Hochohmigkeit der Verstärkereingänge ist durch die Auskopplung der hochfrequenten Empfangssignale 8 an den passiven Antennenteilen 1 keine merkliche gegenseitige Beeinflussung der Empfangsspannungen gegeben. Eine solche Antennenanordnung ist ganz allgemein in Fig. 13 dargestellt. Die am Ausgang der Verstärkerschaltung 21 vorliegenden Empfangssignale 8 werden zur Gestaltung einer Gruppenantennenanordnung mit vorgegebenen Empfangseigenschaften hinsichtlich Richtwirkung und Antennengewinn ohne Rückwirkung auf die an den passiven Antennenteilen 1 anliegenden hochfrequenten Empfangssignale in einem hierfür vorhandenen Antennencombiner 22 nach Betrag und Phase gewichtet überlagert. Dort kann vorteilhaft ein gemeinsamer Regelverstärker 33, dessen Regelsignale 42a, b, c den Übertragungsnetzwerken 31 a, b, c in den aktiven Antennen zur Absenkung des summierten hochfrequenten Empfangssignals 8 zugeführt ist, die Pegelüberwachung durchführen. In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung einer derartigen Gruppenantennenanordnung erfolgt in jeder aktiven Antenne die Pegelüberwachung und Abschwächung gesondert mit Hilfe eines jeweils dort untergebrachten Regelverstärkers 33.

[0042] Bei der Verwendung einer Antenne nach der Erfindung als eine aktive Fensterscheibenantenne ist es auf vorteilhafte Weise möglich, 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 angeschaltet.

[0043] In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung wird die aktive Antenne als Mehrbereichsantenne für mehrere Frequenzbereiche ausgeführt. Hierfür sind in Fig. 19a für die Frequenzbereiche UKW-Hörrundfunk sowie VHF- und UHF-Fernsehrundfunk die prinzipiellen Frequenzverläufe von Blindwiderständen X_1 , X_3 bzw. des Blindleit-

werts B_2 einer T-Filteranordnung der in Fig. 19b 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. Die verlustarme Filterschaltung 3 ist als T-Halbfilter oder T-Filter bzw. als Kettenschaltung solcher Filter gestaltet, dessen bzw. deren Serien- bzw. Parallelzweig jeweils aus einer Kombination von Blindwiderständen derart gebildet ist, 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 und das hochfrequente Empfangssignal 8 am Ausgang dem Regelverstärker 33 zugeführt ist und von dessen Regelsignal 42 das einstellbare Übertragungsglied 34 gesteuert ist.

[0044] Zur Kompensation von Effekten der Nichtlinearität geradzahlgiger Ordnung und der daraus resultierenden Interband-Frequenzkonversionen in der Verstärkerschaltung 21 wird in einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung neben dem Feldeffekttransistor 2 ein weiterer Feldeffekttransistor 2 mit gleichen elektrischen Eigenschaften eingesetzt. Hierbei werden die Eingangsanschlüsse der Verstärkerschaltung 21 durch die beiden Steueranschlüsse der Feldeffekttransistoren 15a und 15b gebildet und der Eingang der verlustarmen Filterschaltung 3 mit den Source-Anschlüssen 19a und 19b verbunden. Ein Umsymmetrierglied in der verlustarmen Filterschaltung 3 dient zur Umsymmetrierung der hochfrequenten Empfangssignale 8. Eine solche Schaltung kann vorteilhaft ebenso an eine Anschlussstelle 18 mit zwei gegen Masse Spannung führenden Anschlüssen angeschlossen werden.

[0045] 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 besonders vorteilhaften Weiterbildung der Erfindung sind mehrere aktive Empfangsantennen nach der Erfindung in einer Antennendiversityanlage 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^*_{1e} 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 15 und 16 dargestellt. Aufgrund der zwischen den Anschlussstellen 18 bestehenden elektromagnetischen Strahlungskopplungen trifft diese Unabhängigkeit dann nur für die im Leerlauf betriebenen Anschlussstellen 18 zu. Durch Beschaltung der Anschlussstellen 18 mit den erfindungsgemäßen 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.

[0046] 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:

[0047] Sind U_{01} und U_{02} die Leerlaufspannungsamplituden an den Anschlussstellen 18 einer passiven Antennenanordnung 27 in Fig. 14 im Empfangsfeld und Z_{11} , Z_{22} die dort gemessenen Antennenimpedanzen und ist ferner Z_{12} die Wechselwirkungsimpedanz aufgrund der Verkopplung der Anschlussstelle 18 und sind Y_1 und Y_2 die Eingangsadmittanzen der Verstärker, mit denen die Anschlussstelle 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

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

[0048] 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:

$$\rho = \frac{\overline{U1 \cdot U2}}{\sqrt{\overline{U1^2} \cdot \overline{U2^2}}} \quad (12)$$

[0049] Für den hier vorausgesetzten Fall ergeben sich bei einer Fahrt im Rayleigh-Empfangsfeld voneinander unabhängige Leerlauf-Empfangsspannungsamplituden U10 und U20. Dies drückt sich durch einen verschwindenden Korrelationsfaktor aus, d.h.:

$$\rho = \frac{\overline{U10 \cdot U20}}{\sqrt{\overline{U10^2} \cdot \overline{U20^2}}} = 0 \quad (13)$$

[0050] Sind die Eingangsadmittanzen der Verstärker, mit denen die Anschlussstellen 18 belastet sind erfindungsgemäß vernachlässigbar klein, d.h. Y1=0 und Y2=0, dann ergeben sich die Spannungen U1 und U2 aus Gleichung (11) wie folgt:

$$\begin{pmatrix} U1 \\ U2 \end{pmatrix} = \frac{1}{N} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U10 \\ U20 \end{pmatrix} \quad (14)$$

[0051] 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 U1 und U2 bei einer Verstärkerschaltung 21 nach der Erfindung erhalten bleibt. Die Auswertung von Gleichung (11) dagegen ergibt eine Verknüpfung der beiden Leerlaufspannungen über die Wechselwirkungsparameter Z12*Y2 bzw. Z12*Y1 mit den jeweiligen Spannungen bei Belastung, denn es gilt dann:

$$\begin{aligned} U1 &= (1 - Z22 \cdot Y2) \cdot U10 + Z12 \cdot Y2 \cdot U20 \\ &\text{bzw.} \\ U2 &= (1 - Z11 \cdot Y1) \cdot U20 + Z12 \cdot Y1 \cdot U10 \end{aligned} \quad (15)$$

[0052] Es ist offensichtlich, dass bei nicht verschwindender Verkopplung der Anschlussstellen 18, d.h. nicht verschwindendem Z12, der Korrelationsfaktor nur dann verschwindet, wenn Y1 = Y2 = 0 beträgt.

[0053] Andererseits zeigen die vorangegangenen Betrachtungen, dass bei bestehender gegenseitiger Abhängigkeit der Leerlaufspannungen U10 und U20, dass spezielle Werte für Y1 und Y2 gefunden werden können, welche über die in Gleichung 15 beschriebene Transformation die gegenseitige Abhängigkeit in den Verstärkereingangsspannungen U1 und U2 reduzieren oder verschwinden lassen. In einer vorteilhaften Weiterbildung der Erfindung ist es deshalb, wie in Fig. 16 angedeutet, vorgesehen, die passive Antennenanordnung 27 an ihren Anschlussstellen 18 durch hierfür geeignete Leitwerte - vorzugsweise Blindleitwerte 23 aus Gründen der Rauschempfindlichkeit - derart zu beschalten, dass die Korrelation zwischen den Spannungen an den Anschlussstellen 18 im Interesse einer größeren Diversityeffizienz kleiner wird. Aktive Antennen nach der Erfindung besitzen dabei den entscheidenden Vorteil, dass die Festlegung solcher geeigneter Blindelemente weitgehend unabhängig von Empfindlichkeitsbetrachtungen getroffen werden kann. Denn für die sich dabei an den verschiedenen Anschlussstellen 18 ergebenden Strahlungswiderstände $R_A(f)$ ist jeweils kein genauer Abgleich erforderlich, sondern es ist lediglich zu fordern, dass sie dem in Fig. 18 beschriebenen zulässigen Wertebereich angehören. Zur Absenkung zu großer Empfangspegel kann wie in Fig. 15 der Pegel des ausgewählten Signals einem gemeinsamen Regelverstärker 33 im elektronischen Umschalter 25 zugeführt werden, in welchem ein Regelsignal 42 gebildet und den Übertragungsnetzwerken 31 in den Verstärkerschaltungen 21 der aktiven Empfangsantennen zur Absenkung des ausgewählten hochfrequenten Empfangssignals 8 zugeführt ist. In einer weiteren Ausführungsform kann wie in Fig. 16 den Verstärkerschaltungen 21 der aktiven Antennen jeweils ein gesonderter Regelverstärker 33 zur Überwachung des hochfrequenten Empfangssignals 8 am betreffenden Antenneneingang zugeordnet werden.

Liste der Bezeichnungen

Aktive Breitbandempfangsantenne mit Empfangspegelregelung

5 [0054]

Masse 0
 Passiver Antennenteil 1
 dreipoliges verstärkendes Element 2
 10 Verlustarme Filterschaltung 3
 Ausgang 4
 Wirksame Impedanz 5 der weiterführenden Schaltung
 Eingang 6
 Eingangsadmittanz 7
 15 Hochfrequentes Empfangssignal 8
 Lastwiderstand 9
 Hochfrequenzleitung 10
 Verstärkereinheit 11
 Emitteranschluß 12
 20 Eingangs-Feldeffekttransistor 13
 Bipolartransistor 14
 Steueranschluß 15
 Anschlussstelle 18
 fest eingestelltes Blindelement 20
 25 zuschaltbares Blindelement 20a
 Verstärkerschaltung 21
 Antennencombiner 22
 Blindleitwert 23
 Quellenanschluß 24
 30 Elektronischer Umschalter 25
 passive Antennenanordnung 27
 Serienzweig 28
 Parallelzweig 29
 einstellbares Längselement 30
 35 Übertragungsnetzwerk 31
 einstellbares elektronisches Element 32
 Regelverstärker 33
 Einstellbares Übertragungsglied 34
 Widerstand 35
 40 Schaltdiode 36
 Einstellbarer Widerstand 37
 Übertrager 38
 Steuerbare Gleichstromquelle 40
 Steuerleitung 41
 45 Regelsignal 42
 Empfänger 44
 Steuerbare Gleichspannungsquelle 45
 Zweipoladmittanz 46
 frequenzabhängiger Zweipol 47
 50 Zweipolfilterschaltung 48
 Eingangs-Bipolartransistor 49
 weiterer Bipolartransistor (50
 zusätzlichen Transistors 51
 Senkenanschluß 53
 55
 Eingangsimpedanz Z
 Rauschzahl F_v
 Wirkleitwert G

effektive Länge l_e
 Wellenlänge λ
 Boltzmannkonstante k
 Wellenwiderstand des freien Raums Z_0
 Messbandbreite B
 Übersetzungsverhältnis t
 Eingangsspannung U_E
 Ausgangsspannung U_A
 Gate-Source-Kapazität C_2
 Gate-Drain-Kapazität C_1
 Rauschtemperatur T_{NO}
 Umgebungstemperatur T_0

Patentansprüche

1. Aktive Breitbandempfangsantenne, in welcher bei Überschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels die innere Verstärkung der aktiven Antenne abgesenkt ist, bestehend aus einem passiven Antennenteil (1), dessen Ausgangsanschlüsse mit den Eingangsanschlüssen einer Verstärkerschaltung (21) verbunden sind,

dadurch gekennzeichnet, dass

die Eingangsschaltung der Verstärkerschaltung (21) ein dreipoliges verstärkendes Element (2) enthält, dessen hochohmiger Steueranschluss (15) mit dem ersten Anschluss (18) des passiven Antennenteils (1) hochfrequent verbunden ist, wobei ferner in der hochfrequenzmäßigen Verbindung zwischen dem Quellenanschluss (24) des dreipoligen verstärkenden Elements (2) und dem zweiten Anschluss (1') des passiven Antennenteils (1) die Eingangsadmittanz (7) eines im Falle kleiner hochfrequenter Empfangssignale (8) verlustarm gestaltetes Übertragungsnetzwerks (31) mit Filtercharakter gegenkoppelnd und linearisierend wirksam ist und das Übertragungsnetzwerk (31) an seinem Ausgang (4) mit der weiterführenden Schaltung belastet ist und mindestens ein einstellbares elektronisches Element (32) zur einstellbaren Absenkung des Empfangspegels im Übertragungsnetzwerk (31) derart vorhanden ist, dass die linearisierend wirkende Eingangsadmittanz (7') des Übertragungsnetzwerks (31) kleiner ist, wenn eine Absenkung des hochfrequenten Empfangssignals (8) eingestellt ist (Fig. 1).

2. Aktive Breitbandempfangsantenne nach Anspruch 1

dadurch gekennzeichnet, dass

das Übertragungsnetzwerk (31) mit Filtercharakter bei Einstellung des elektronischen Elements (32) bzw. der elektronischen Elemente (32) für kleine hochfrequente Empfangspegel als eine verlustarme Filterschaltung gebildet ist, welche mit der an ihrem Ausgang (4) wirksamen Impedanz (5) der weiterführenden Schaltung belastet ist und die Blindelemente des verlustarmen Übertragungsnetzwerks (31) derart gewählt sind, dass die Frequenzabhängigkeit des Wirkleitwerts $G(f)$ der am Eingang des Übertragungsnetzwerks (31) wirksamen Eingangsadmittanz (7) derart eingestellt ist, dass bei vorgegebener innerer Verstärkung der aktiven Antenne der durch die frequenzabhängige effektive Länge l_e des passiven Antennenteils (1) bedingte Frequenzgang im hochfrequenten Empfangssignal (8) innerhalb eines breiten Frequenzbandes nach frei gewählten Gesichtspunkten gestaltet ist.

3. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 2,

dadurch gekennzeichnet, dass

das Übertragungsnetzwerk (31) mit Filtercharakter aus der Kettenschaltung aus einem einstellbaren Übertragungsglied (34) und einer verlustarmen Filterschaltung (3) mit fest eingestellten Blindelementen besteht, welche mit der an ihrem Ausgang (4) wirksamen Impedanz (5) der weiterführenden Schaltung belastet ist und das einstellbare Übertragungsglied (34) bei Unterschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels für frequenzunabhängige und verlustarme Signalübertragung ausgebildet ist und die Blindelemente der verlustarmen Filterschaltung (3) derart gewählt sind, dass die Frequenzabhängigkeit des Wirkleitwerts $G(f)$ der am Quellenanschluss (24) wirksamen Eingangsadmittanz (7) derart eingestellt ist, dass bei vorgegebener innerer Verstärkung der aktiven Antenne der durch die frequenzabhängige effektive Länge l_e des passiven Antennenteils (1) bedingte Frequenzgang im hochfrequenten Empfangssignal (8) innerhalb eines breiten Frequenzbandes nach frei gewählten Gesichtspunkten gestaltet ist (Fig. 1).

4. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 3

dadurch gekennzeichnet, dass

das Übertragungsnetzwerk (31) mit Filtercharakter als verlustarme Filterschaltung mit fest eingestellten Blindele-

menten (20) gebildet ist und mindestens ein zuschaltbares Blindelement (20a) vorhanden sind, welches mit Hilfe eines einstellbaren elektronischen Elements (32) zu- und abgeschaltet ist derart, dass bei Unterschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels die gewünschte Frequenzabhängigkeit des Wirkleitwerts $G(f)$ der am Quellenanschluss (24) wirksamen Eingangsadmittanz (7) für höhere innere Verstärkung der aktiven Antenne und bei Überschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels die gewünschte Frequenzabhängigkeit des Wirkleitwerts $G'(f)$ der am Quellenanschluss (24) wirksamen Eingangsadmittanz (7') für abgesenkte innere Verstärkung der aktiven Antenne gegeben ist (Fig. 8).

5. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 4,

dadurch gekennzeichnet, dass

das Übertragungsnetzwerk (31) mit Filtercharakter bei Unterschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels und bei vorgegebenem Übertragungsverhalten zur Vermeidung nichtlinearer Effekte einen hinreichend kleinen Blindanteil $B(f)$ im Eingangsleitwert (7) besitzt (Fig. 1).

6. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 5,

dadurch gekennzeichnet, dass

bei allen Einstellungen des mindestens einen einstellbaren elektronischen Elements (32) der Betrag der wirksamen gegenkoppelnden Eingangsadmittanz ($7,7'$) außerhalb des Nutzfrequenzbandes im Sperrfrequenzbereich des am Quellenanschluss (24) angeschalteten Übertragungsnetzwerks (31) mit Filtercharakter zur Vermeidung von nichtlinearen Effekten bei allen Einstellungen des einstellbaren elektronischen Elements (32) bzw. der einstellbaren elektronischen Elemente (32) hinreichend klein ist.

7. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 6,

dadurch gekennzeichnet, dass

das Übertragungsnetzwerk (31) aus der Kettenschaltung eines als Übertragungsblock ausgebildeten einstellbaren Übertragungsglieds (34) und einer verlustarmen Filterschaltung (3) gebildet ist und das Verhältnis ($t:1$) von Eingangsspannung (U_E) zur Ausgangsspannung (U_A) des einstellbaren Übertragungsglieds (34) mit Hilfe eines darin enthaltenen einstellbaren Längselements (30) bei Überschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels hinreichend groß eingestellt ist (Figuren 1, 2a, 3, 4, 5, 6, 10, 11, 12).

8. Aktive Breitbandempfangsantenne nach Anspruch 7

dadurch gekennzeichnet, dass

das einstellbare Längselement (30) durch einen elektronisch einstellbaren Widerstand (37), wie z.B. einer Diode vom Charakter einer PIN-Diode realisiert ist (Fig. 1).

9. Aktive Breitbandempfangsantenne nach Anspruch 5

dadurch gekennzeichnet, dass

das einstellbare Längselement (30) durch einen Widerstand (35) bzw. durch mehrere in Serie geschaltete Widerstände (35) mit jeweils einem dem Widerstand (35) parallel geschalteten und als Schaltdiode (36) ausgeführten einstellbaren elektronischen Elements (32) gebildet ist, durch dessen Einstellung im Sperrzustand der zugehörige Widerstand voll wirksam ist und bei dessen Einstellung im Durchlasszustand der Schaltdiode (36) der Widerstand überbrückt ist, so dass bei entsprechender Ansteuerung der Schaltdiode (36) bzw. der Schaltdioden (36) eine Absenkung des Empfangspegels in Stufen bewirkt ist (Fig. 2a, 3).

10. Aktive Breitbandempfangsantenne nach Anspruch 7

dadurch gekennzeichnet, dass

zur frequenzunabhängigen Absenkung der hochfrequenten Empfangssignale (8) das einstellbare Längselement (30) als ein frequenzabhängiger Zweipol (47) gestaltet ist mit einer zur Eingangsadmittanz der verlustarmen Filterschaltung (3) ähnlichen, jedoch im wesentlichen mit einer um einen frequenzunabhängigen Faktor ($t-1$) kleineren Zweipoladmittanz (46) als die Eingangsadmittanz der verlustarmen Filterschaltung (3) mit einer dem frequenzabhängigen Zweipol (47) parallel geschalteten Schaltdiode (36), durch deren Einstellung im Sperrzustand die Zweipoladmittanz (46) wirksam ist und bei deren Einstellung im Durchlasszustand die Zweipoladmittanz (46) überbrückt ist, so dass bei gesperrter Schaltdiode (36) eine Absenkung der hochfrequenten Empfangssignale (8) um einen im wesentlichen frequenzunabhängigen Faktor (t) bewirkt ist (Fig. 5).

11. Aktive Breitbandempfangsantenne nach Anspruch 10

dadurch gekennzeichnet, dass

der frequenzabhängige Zweipol (47) durch die Eingangsadmittanz einer Zweipolfilterschaltung (48) gebildet ist,

welche mindestens in den wesentlichen Blindelementen nach der Struktur der verlustarmen Filterschaltung (3) gestaltet ist und deren Blindelemente um den frequenzunabhängigen Faktor $(t-1)$ hochohmiger gewählt sind als die entsprechenden Blindelemente der verlustarmen Filterschaltung (3) und die Zweipolfilterschaltung (48) mit einer um den gleichen Faktor hochohmiger gewählten Impedanz abgeschlossen ist als die wirksame Impedanz (5) der weiterführenden Schaltung (Fig. 8).

12. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 6,

dadurch gekennzeichnet, dass

im einstellbaren Übertragungsglied (34) ein Übertrager (38) mit in Stufen verfügbarem Übersetzungsverhältnis (t) vorhanden ist und als einstellbare elektronische Elemente (32) Schaltdioden (36) vorhanden sind, welche derart angesteuert sind, dass bei großen Empfangspegeln das Übersetzungsverhältnis (t) und damit das Verhältnis der Eingangsspannung U_E zur Ausgangsspannung U_A des einstellbaren Übertragungsglied (34) entsprechend groß eingestellt ist (Fig. 4, 6).

13. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1, 2, 4 bis 6,

dadurch gekennzeichnet, daß

im Übertragungsnetzwerk (31) mit Filtercharakter mehrere verlustarme Filterschaltungen (3) vorhanden sind, welche über Schaltdioden (36) alternativ zwischen dem Eingang und dem Ausgang des Übertragungsnetzwerks (31) geschaltet sind und deren Eingangsadmittanz $(7, 7')$ mit fest eingestellten Blindelementen (20) jeweils derart gebildet ist, dass mit Hilfe der Schaltdioden (36) bei Unterschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels die gewünschte Frequenzabhängigkeit des Wirkleitwerts $G(f)$ der am Quellenanschluss (24) wirksamen Eingangsadmittanz (7) für höhere innere Verstärkung der aktiven Antenne und bei Überschreiten eines vorgegebenen Empfangspegels die gewünschte Frequenzabhängigkeit des Wirkleitwerts $G'(f)$ der am Quellenanschluss (24) wirksamen Eingangsadmittanz $(7')$ für abgesenkte innere Verstärkung der aktiven Antenne gegeben ist (Fig. 7).

14. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 13

dadurch gekennzeichnet, dass

das dreipolige verstärkende Element (2) als Feldeffekttransistor gestaltet ist, dessen hochohmiger Steueranschluss (15) durch das Gate, dessen Quellenanschluss (24) durch die Source und dessen Senkenanschluss (53) durch den Drainanschluss gebildet ist.

15. Aktive Breitbandempfangsantenne für die Verwendung oberhalb 30 MHz nach Anspruch 14

dadurch gekennzeichnet, dass

der Feldeffekttransistor (2) eine in ihrer Wirkung vernachlässigbare Parallelrauschestromquelle i_r , eine sehr kleine Gate-Drain-Kapazität C_1 und eine sehr kleine Gate-Source-Kapazität C_2 und ein vernachlässigbares $1/f$ -Rauschen aufweist und seine minimale Rauschtemperatur T_{N0} bei Rauschanpassung wesentlich kleiner ist als die Umgebungstemperatur T_0 (Fig. 2a).

16. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 13,

dadurch gekennzeichnet, dass

das dreipolige verstärkende Element (2) als erweitertes dreipoliges verstärkendes Element gestaltet ist, bestehend aus einem Eingangs-Feldeffekttransistor (13), von dessen Source der Bipolartransistor (14) in Emittterfolgerschaltung angesteuert ist und durch dessen Emittteranschluss (12) die Sourceelektrode des erweiterten Feldeffekttransistors (2) gebildet ist (Fig. 9a).

17. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 13

dadurch gekennzeichnet, dass

das dreipolige verstärkende Element (2) als erweitertes dreipoliges verstärkendes Element gestaltet ist, bestehend aus einem Eingangs-Bipolartransistor (49), von dessen Emittter ein weiterer Bipolartransistor (50) in Emittterfolgerschaltung angesteuert ist und durch dessen Emittteranschluss (12) der Quellenanschluss (24) des dreipoligen verstärkenden Elements (2) gebildet ist und der Ruhestrom im Eingangs-Bipolartransistor (49) kleiner eingestellt ist als im weiteren Bipolartransistor (50) (Fig. 9b).

18. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 13,

dadurch gekennzeichnet, dass

das dreipolige verstärkende Element (2) als erweitertes dreipoliges verstärkendes Element gestaltet ist, bestehend aus einem Eingangs-Bipolartransistor (49) bzw. Eingangs-Feldeffekttransistor (13), dessen Kollektoranschluss bzw. Drainanschluss mit dem Source- bzw. Emittteranschluss eines zusätzlichen Transistors (51) verbunden ist

und dessen Basis- bzw. Gate-Anschluss mit dem Emitter- bzw. Source-Anschluss des Eingangs-Bipolartransistors (49) bzw. Eingangs-Feldeffekttransistors (13) verbunden ist und durch diesen Anschluss der Quellenanschluss (24) des dreipoligen verstärkenden Elements (2) gebildet ist (Fig. 9c).

19. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 13,

dadurch gekennzeichnet, dass

das dreipolige verstärkende Element (2) als erweitertes dreipoliges verstärkendes Element gestaltet ist, in welchem eine elektronisch steuerbare Ruhestromquelle (Iso) oder/und eine elektronisch steuerbare Ruhespannungsquelle (U_{D0}) vorhanden ist durch welche im Zusammenhang mit der erfindungsgemäßen Absenkung der inneren Verstärkung der aktiven Antenne aufgrund zu hoher Empfangspegel den Ruhestrom (Iso) oder/und die Ruhespannung (U_{D0}) im Eingangs-Bipolartransistor (49) bzw. Eingangs-Feldeffekttransistor (13) erhöht eingestellt ist (Fig. 9d, 6).

20. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 13,

dadurch gekennzeichnet, dass

der passive Antennenteil (1) mit einer Anschlussstelle (18) gestaltet ist, deren beide Anschlüsse gegenüber der Masse (0) hochliegen, von denen jeder mit einem Steueranschluss (15,16) eines dreipoligen verstärkenden Elements (2) verbunden ist, deren Quellenanschlüsse (24a,b) mit der Primärseite eines als Trenntransformator ausgeführten Übertragers (38) verbunden sind, dessen Sekundärseite unterschiedliche Ausgänge zur Gestaltung unterschiedlicher Übersetzungsverhältnisse (t) besitzt und aus welchem - zusammen mit Schaltdioden (36) - das einstellbare Übertragungsglied (34) gebildet ist und die Senkenanschlüsse (53) mit der Masse (0) verbunden sind (Fig.10).

21. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 13,

dadurch gekennzeichnet, dass

zur Gestaltung von mehreren Übertragungsfrequenzbändern mehrere Bipolartransistoren (14, 14') zur Erweiterung des dreipoligen verstärkenden Elements (2) und zur kombinierten Bildung mehrerer dreipoliger verstärkender Elemente (2,2') vorhanden sind, deren Basiselektroden an die Source-Elektrode eines gemeinsamen Eingangs-Transistors (13,49) bzw. an den Quellenanschluss eines erweiterten dreipoligen verstärkenden Elements gemäß den Ansprüchen 16, 17, 18, 19 angeschlossen sind und welche jeweils in Emitterfolger-Schaltung mit dem Eingang einer verlustarmen Filterschaltung (3, 3') zur Bildung getrennter Übertragungswege für die betreffenden Frequenzbänder verbunden sind und in jedem der Übertragungswege jeweils ein einstellbares Übertragungsglied (34, 34') und ein Regelverstärker (33, 33'), welchem jeweils über Filtermaßnahmen nur das dem betreffenden Übertragungsweg zugeordnete Frequenzband aus dem hochfrequenten Empfangssignal (8) zugeführt ist, vorhanden ist und das Regelsignal (42, 42') jeweils dem zugeordneten einstellbaren Übertragungsglied (34, 34') zugeführt ist (Fig. 11).

22. Aktive Breitbandempfangsantenne nach Anspruch 21

dadurch gekennzeichnet, dass

die Regelsignale (42, 42') durch Selektionsmittel und Regelverstärker (33, 33') im Empfänger (44) aus dem Ausgangssignal der aktiven Antenne abgeleitet und der aktiven Antenne über Steuerleitungen (41) zugeführt sind (Fig. 12).

23. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 22

dadurch gekennzeichnet, dass

mehrere passive Antennenteile (1) mit frequenzabhängigen und in Bezug auf einfallende Wellen nach Betrag und Phase unterschiedlichen Richtdiagrammen der effektiven Längen l_e vorhanden sind, welche in elektromagnetischer Strahlungskopplung zueinander stehen und zusammen eine passive Antennenanordnung (27) mit mehreren Anschlussstellen (18a, b, c) bilden, von denen jede jeweils mit einer Verstärkerschaltung (21a, b, c) beschaltet und zu einer aktiven Antenne nach der Erfindung ergänzt ist, so dass durch die Anschaltung der Verstärkerschaltungen (21a, b, c) an den passiven Antennenteilen (1) keine merkliche gegenseitige Beeinflussung der Empfangsspannungen gegeben ist und die hochfrequenten Empfangssignale (8a,b,c) in einem Antennencombiner (22) gewichtet zusammengeführt sind und in den aktiven Empfangsantennen jeweils ein Regelverstärker (33) zur Überwachung des hochfrequenten Empfangssignals (8) am Antennenausgang vorhanden ist.

24. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 22,

dadurch gekennzeichnet, dass

mehrere passive Antennenteile (1) mit frequenzabhängigen und in Bezug auf einfallende Wellen nach Betrag und Phase unterschiedlichen Richtdiagrammen der effektiven Längen l_e vorhanden sind, welche in elektromagnetischer

scher Strahlungskopplung zueinander stehen und zusammen eine passive Antennenanordnung (27) mit mehreren Anschlussstellen (18a, b, c) bilden, von denen jede jeweils mit einer Verstärkerschaltung (21a, b, c) beschaltet und zu einer aktiven Antenne nach der Erfindung ergänzt ist, so dass durch die Anschaltung der Verstärkerschaltungen (21a, b, c) an den passiven Antennenteilen (1) keine merkliche gegenseitige Beeinflussung der Empfangsspannungen gegeben ist und die hochfrequenten Empfangssignale (8a,b,c) in einem Antennencombiner (22) gewichtet zusammengeführt sind und ein gemeinsamer Regelverstärker (33) vorhanden ist, dessen Regelsignal (42a, b, c) den Übertragungsnetzwerken (31a, b, c) in den aktiven Antennen zur Absenkung des summierten hochfrequenten Empfangssignals (8) zugeführt ist (Fig. 13).

25. Aktive Breitbandempfangsantenne nach Anspruch 24,

dadurch gekennzeichnet, dass

die aktiven Empfangsantennen in einer Antennendiversityanlage für Fahrzeuge verwendet sind und die passiven Antennenteile (1) derart gewählt sind, dass ihre in einem Rayleigh-Empfangsfeld vorliegenden Empfangssignale diversitätsmäßig möglichst unabhängig voneinander sind und die hochfrequenten Empfangssignale (8) rückwirkungsfrei, d.h. ohne die diversitätsmäßige Unabhängigkeit der Empfangssignale zu beeinflussen, zur Auswahl in einem Scanningdiversity-System bzw. zur Weiterverarbeitung in einem der weiteren bekannten Diversityverfahren zur Verfügung gestellt sind (Fig. 14).

26. Aktive Breitbandempfangsantenne nach Anspruch 25,

dadurch gekennzeichnet, dass

die aktiven Empfangsantennen in einer Antennendiversityanlage für Fahrzeuge verwendet sind und die passiven Antennenteile (1) derart gewählt sind, dass ihre in einem Rayleigh-Empfangsfeld vorliegenden Empfangssignale diversitätsmäßig möglichst unabhängig voneinander sind und die hochfrequenten Empfangssignale (8) rückwirkungsfrei, d.h. ohne die diversitätsmäßige Unabhängigkeit der Empfangssignale zu beeinflussen, zur Auswahl in einem Scanningdiversity-System bzw. zur Weiterverarbeitung in einem der weiteren bekannten Diversityverfahren zur Verfügung gestellt ist und der Pegel des ausgewählten Signals einem gemeinsamen Regelverstärker (33) zugeführt ist, in welchem ein Regelsignal (42) gebildet und den Übertragungsnetzwerken (31) in den aktiven Empfangsantennen zur Absenkung des ausgewählten hochfrequenten Empfangssignals (8) zugeführt ist (Fig. 14, 15).

27. Aktive Breitbandempfangsantenne nach Anspruch 25

dadurch gekennzeichnet, dass

in den aktiven Empfangsantennen (21) jeweils ein Regelverstärker (33) zur Überwachung des hochfrequenten Empfangssignals (8) am Antennenausgang vorhanden ist (Fig. 16).

28. Aktive Breitbandempfangsantenne nach Anspruch 25 und 26

dadurch gekennzeichnet, dass

zur Verbesserung der diversitätsmäßigen Unabhängigkeit der Empfangssignale der passiven Antennenteile (1) deren Anschlussstellen (18) mit hierfür gesondert ermittelten Blindleitwerten (23) parallel zum Eingang der Verstärkerschaltung (21) belastet sind (Fig. 16).

29. Aktive Breitbandempfangsantenne nach Anspruch 1 bis 28,

dadurch gekennzeichnet, dass

bei Einstellung des Übertragungsnetzwerks (31) für kleine hochfrequente Empfangssignale (8) der am Ausgang (4) der verlustarmen Filterschaltung (3) wirksame Wirkleitwert (5) durch den Eingangswiderstand einer an ihrem Ende mit dem Lastwiderstand (9) belasteten Hochfrequenzleitung (10) gestaltet ist und der Lastwiderstand (9) durch die Eingangsimpedanz einer weiterführenden Verstärkereinheit (11) mit der Rauschzahl F_v gebildet ist und der Realteil G der wirksamen Admittanz (7) hinreichend groß gewählt ist, dass der Rauschbeitrag der Verstärkereinheit (11) kleiner ist als der Rauschbeitrag des Feldeffekttransistors (2) (Fig. 5).

30. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 29

dadurch gekennzeichnet, dass

zur breitbandigen Schaffung günstiger Übertragungsverhältnisse in der Filterschaltung (3) ein Übertrager (24) mit geeignetem Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$ vorhanden ist.

31. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 19,

dadurch gekennzeichnet, dass

in der verlustarmen Filterschaltung (3) anhand von Signalverzweigungen frequenzselektive Übertragungswege zur frequenzselektiven Auskopplung von hochfrequenten Empfangssignalen (8) für unterschiedliche Übertra-

gungsfrequenzbänder an mehreren Ausgängen gestaltet sind.

32. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 31,

dadurch gekennzeichnet, dass

die passive Antennenanordnung (27) als Leiterstrukturen auf einem in die Aussparung einer leitenden Fahrzeugkarosserie eingebrachten Kunststoffträgers oder auf der Fensterscheibe eines Fahrzeugs z.B. in Form von einem oder mehreren Heizfeldern oder/und von der Heizung getrennten Leiterstrukturen vorhanden sind und an diesen Leiterstrukturen mehrere Anschlussstellen (18) zur Ausbildung passiver Antennenteile (1) zum Anschluss von Verstärkerschaltungen (21) vorhanden sind (Fig. 15, 16).

33. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 31,

dadurch gekennzeichnet, dass

die passive Antennenanordnung (27) als eine im wesentlichen zusammenhängende, zur Unterdrückung der Strahlungstransmission im Infrarotbereich aufgebrachte leitende Fläche mit hinreichend kleinem Oberflächenwiderstand auf der Fensterscheibe eines Autos gestaltet ist und zur Auskopplung von Empfangssignalen am nicht mit der leitenden Karosserie verbundenen Rand der leitenden Fläche geeignet positionierte Anschlussstellen (18) mit Verstärkerschaltungen (21) gebildet sind, deren hochfrequente Empfangssignale (8) über Hochfrequenzleitungen (10) zur Gestaltung einer Richtantenne einem Antennencombiner (22) bzw. zur Gestaltung einer Scanning-Diversity-Anlage einem elektronischen Umschalter (25), oder zur Gestaltung einer nach einem beliebigen anderen Verfahren arbeitenden Diversityanordnung zugeführt sind.

34. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 31,

dadurch gekennzeichnet, dass

der passive Antennenteil aus einem ursprünglich nicht für die Nutzung als Antenne vorgesehenem Fahrzeugteil abgeleitet ist und in seiner Gestaltung nur wenig veränderbar ist und an diesem Element eine Anschlussstelle (18) zur Bildung eines passiven Antennenteils (1) gebildet ist und für die im Nutzfrequenzbereich zutreffende Polarisation und Elevation einer einfallenden Welle ein bestimmter azimuthaler Mittelwert D_m des Richtfaktors festgestellt ist und der Realteil R_A der Impedanz Z_A des passiven Antennenteils (1) im Übertragungsfrequenzbereich im Bereich zwischen R_{Amin} und einem Maximalwert R_{Amax} gegeben ist (Fig. 18a, b, c, d).

35. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 34,

dadurch gekennzeichnet, dass

ein moderner Digitalrechner vorhanden ist und sowohl die Impedanz Z_A des passiven Antennenteils (1) messtechnisch oder rechnerisch erfasst als auch der messtechnisch oder rechnerisch bestimmte azimuthale Mittelwert D_m des Richtfaktors im Digitalrechner abgelegt sind und in welchem für verschiedene charakteristische mögliche Frequenzverläufe von Antennenimpedanzen hierfür geeignete Grundstrukturen für verlustarme Filterschaltungen (3) im Digitalrechner abgelegt sind und mit Hilfe bekannter Strategien der Variationsrechnung die Blindelemente der verlustarmen Filterschaltung (3) für einen vorgegebenen mittleren Gewinn der aktiven Antenne ermittelt sind.

36. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 35,

dadurch gekennzeichnet, dass

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 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 und das hochfrequente Empfangssignal (8) am Ausgang dem Regelverstärker (33) zugeführt ist und von dessen Regelsignal (42) das einstellbare Übertragungsglied (34) gesteuert ist (Fig. 19a,b).

37. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 36,

dadurch gekennzeichnet, dass

zum Zwecke der räumlichen Abtrennung eines miniaturisiert ausgeführten Frontends der aktiven Antenne in der verlustarmen Filterschaltung (3) eine Hochfrequenzleitung (10) als ein die wirksame Admittanz (7) frequenzabhängig transformierendes Element enthalten ist (Fig. 5).

38. Aktive Breitbandempfangsantenne für den UKW-Rundfunkempfang im Auto nach einem der Ansprüche 1 bis 32,

dadurch gekennzeichnet, dass

der passive Antennenteil (1) durch eine auf einen dielektrischen Träger, wie z.B. eine Fensterscheibe oder einen

Kunststoffträger, gedruckte Leiterstruktur gestaltet und die verlustarme Filterschaltung (3) als Bandpaß mit Durchlaß im UKW-Frequenzbereich und hochohmiger Eingangsimpedanz außerhalb des UKW-Frequenzbereichs ausgeführt ist (Fig. 1).

5 39. Aktive Breitbandempfangsantenne nach einem der Ansprüche 1 bis 38,

dadurch gekennzeichnet, dass

zur breitbandigen Erhöhung der effektiven Länge l_e des passiven Antennenteils (1) zwischen dessen Anschlussstelle (18) und dem Eingang der Verstärkerschaltung (21) ein Übertrager (24) mit hinreichend hochohmiger Primärinduktivität und geeignet gewähltem Übersetzungsverhältnis vorhanden ist (Fig. 17).

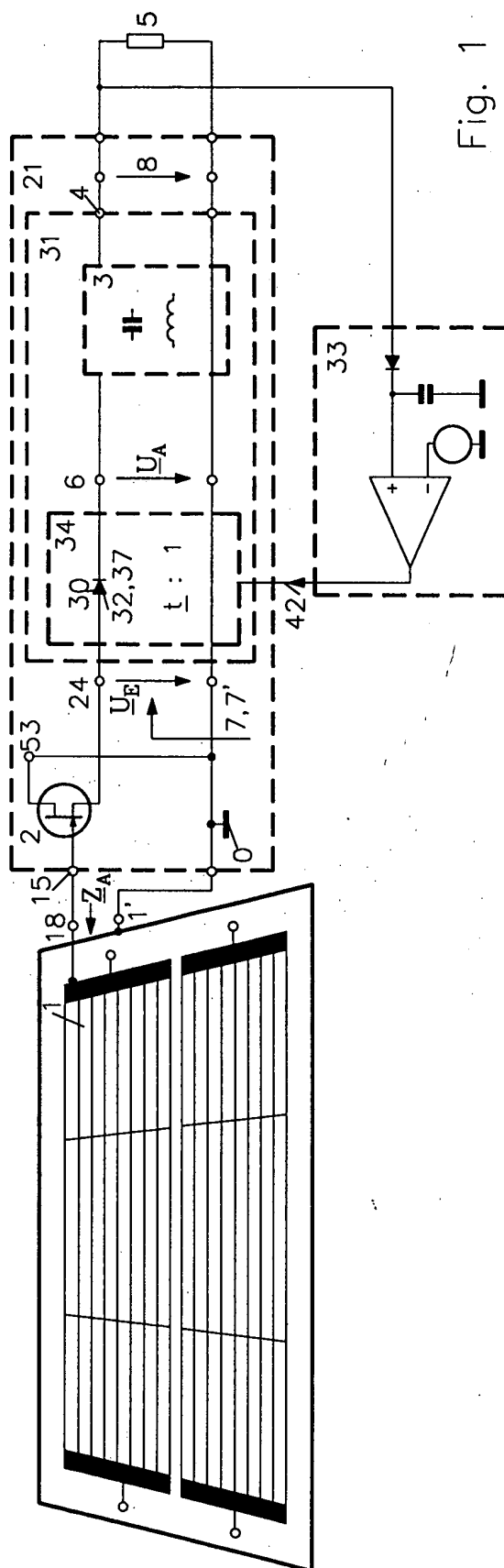
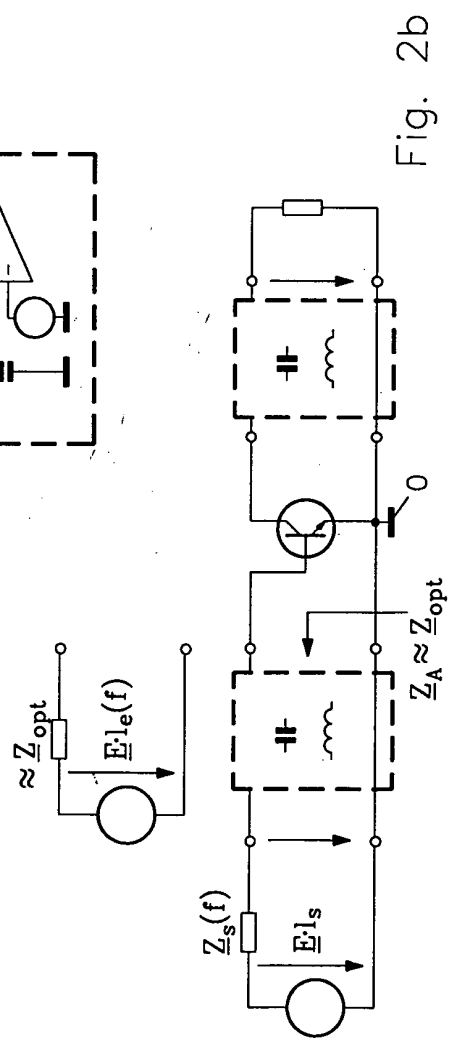
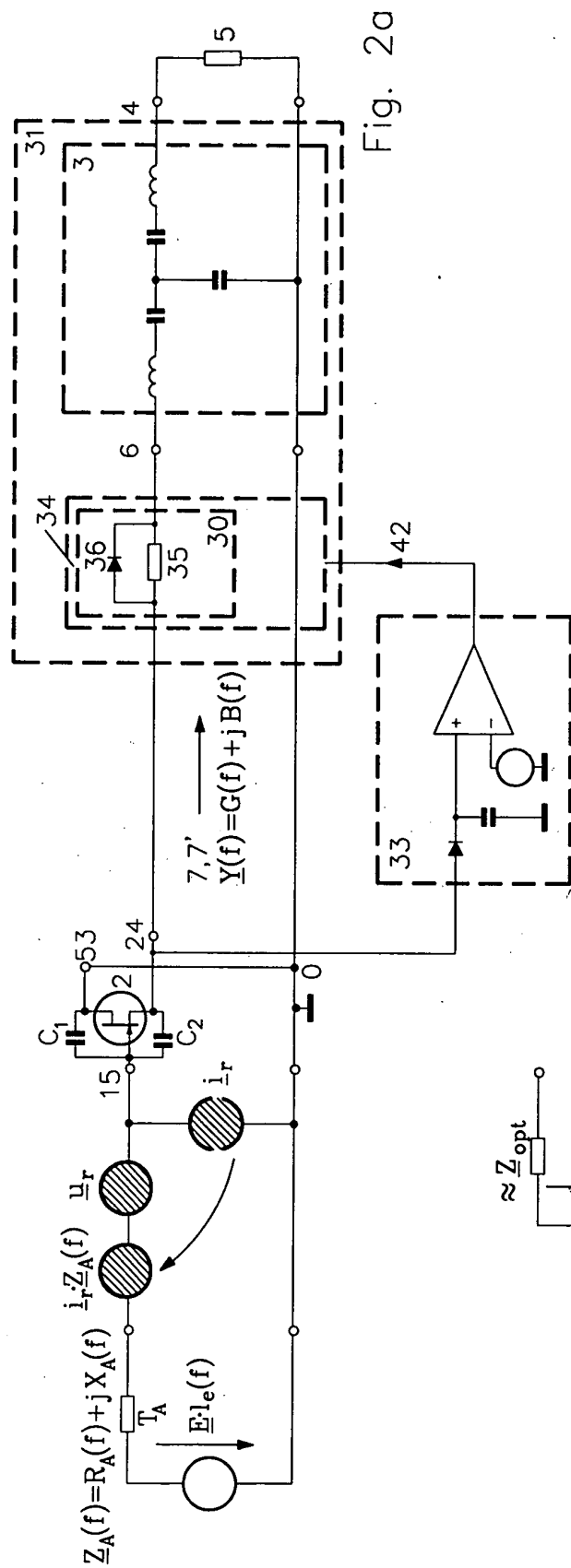


Fig. 1



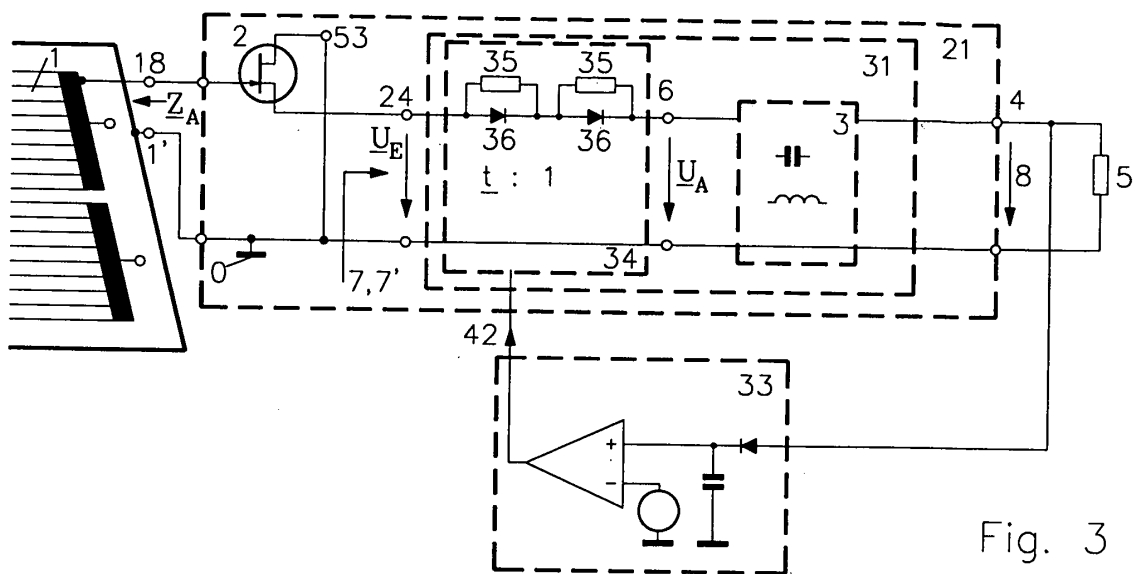


Fig. 3

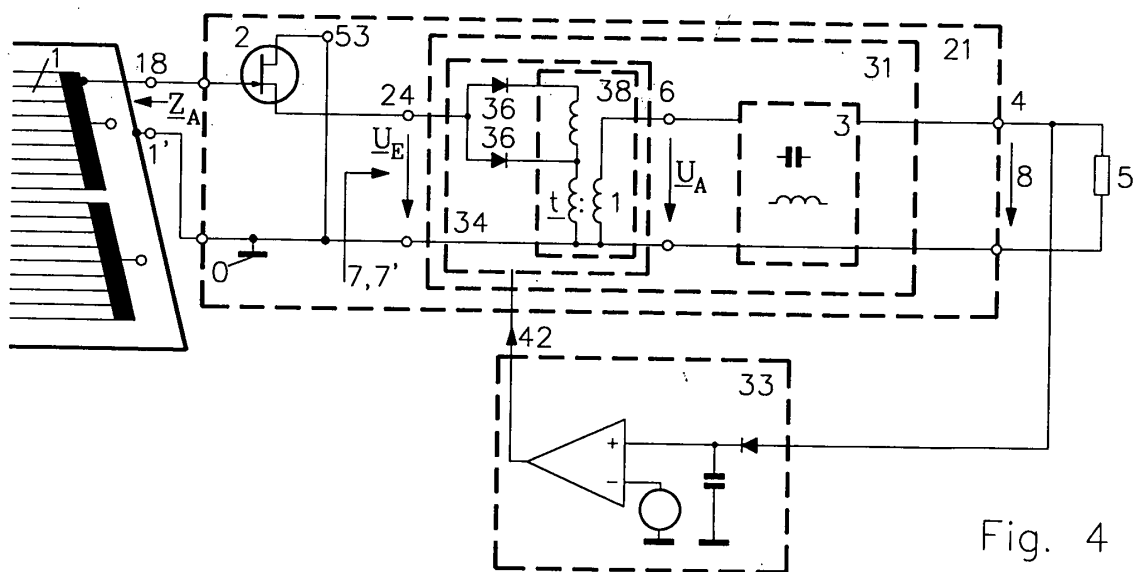


Fig. 4

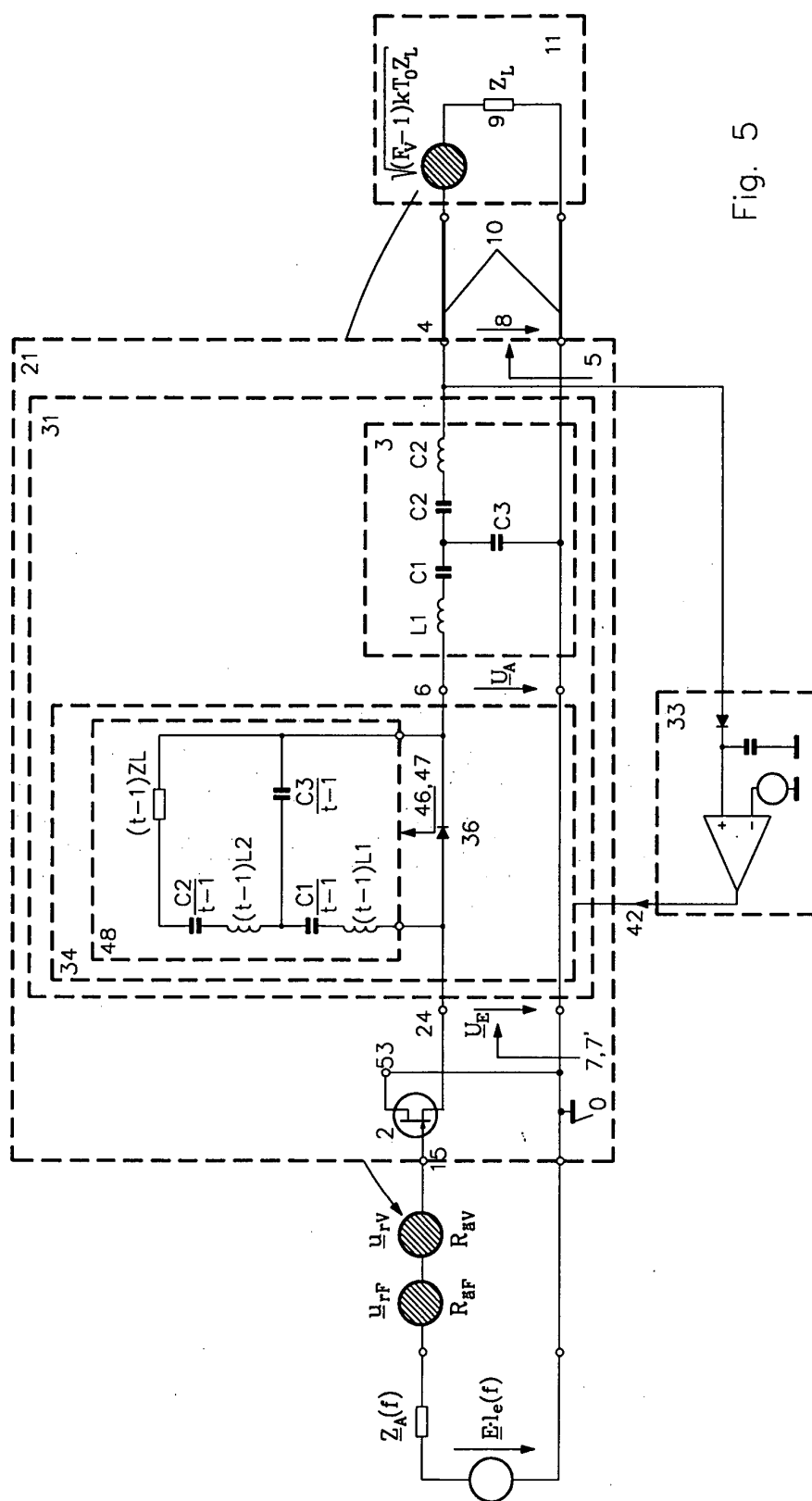


Fig. 5

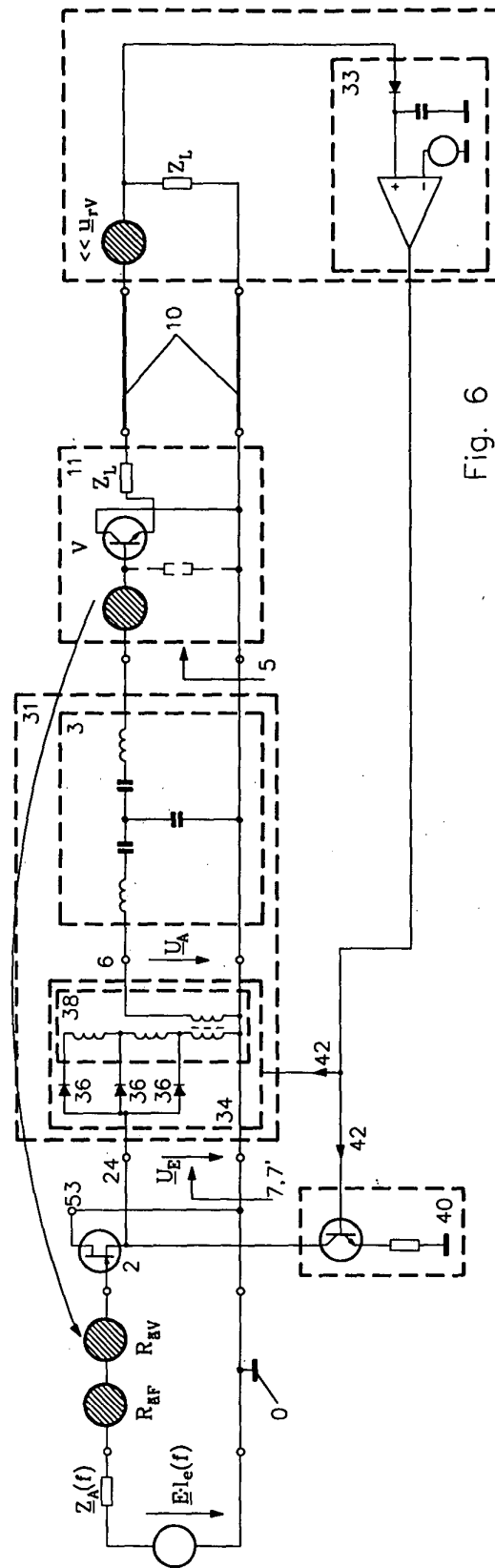


Fig. 6

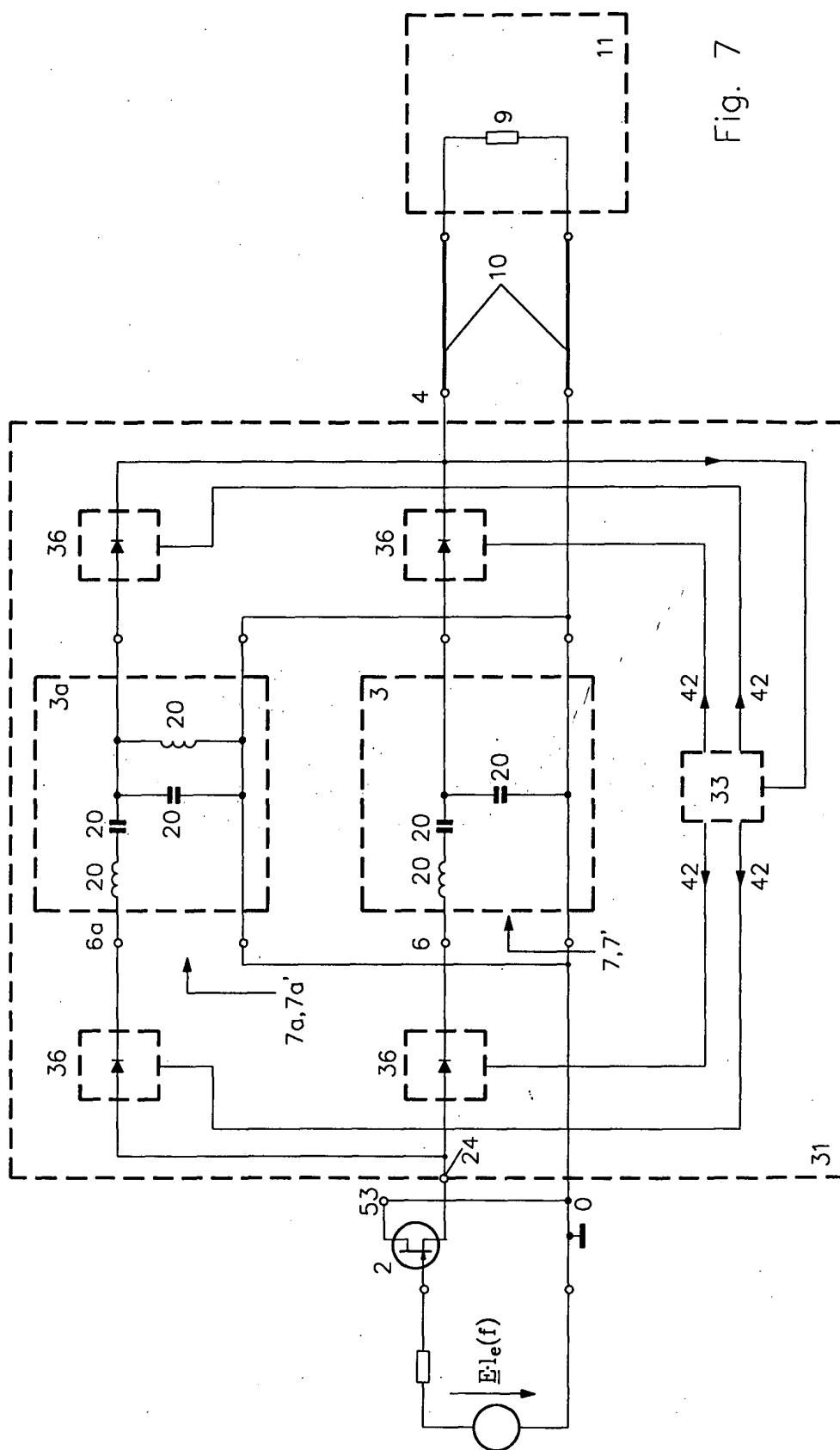


Fig. 7

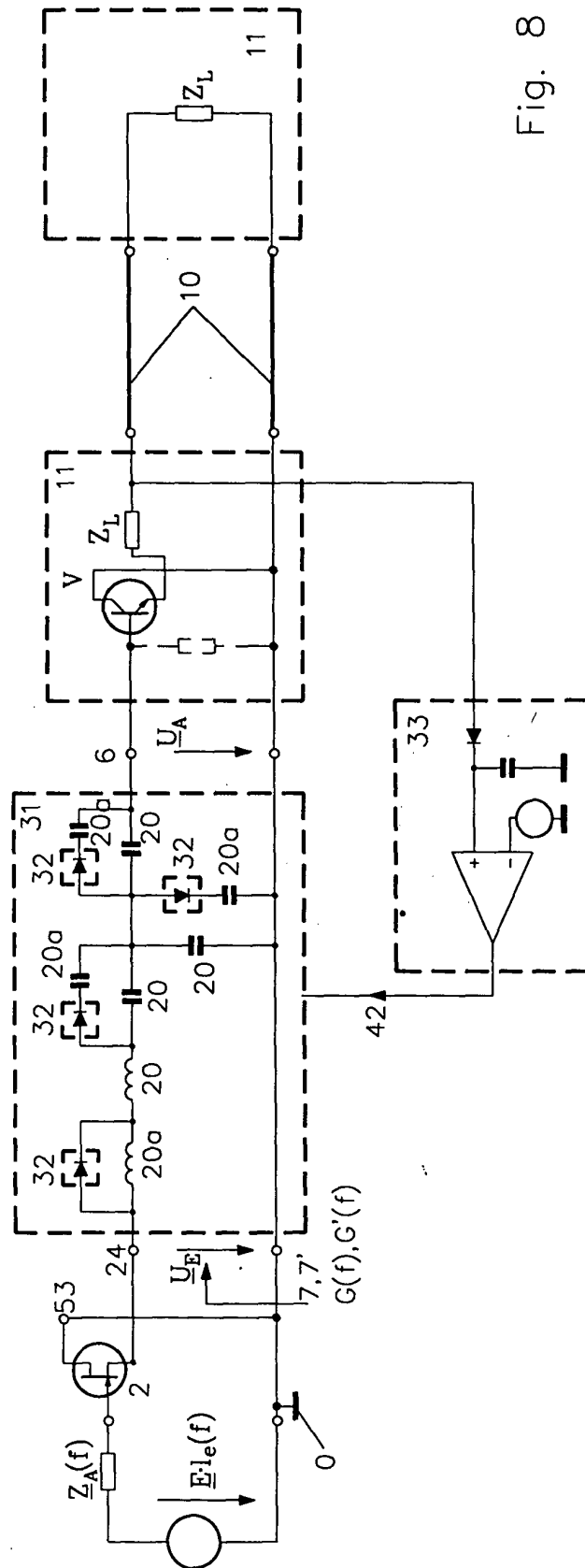


Fig. 8

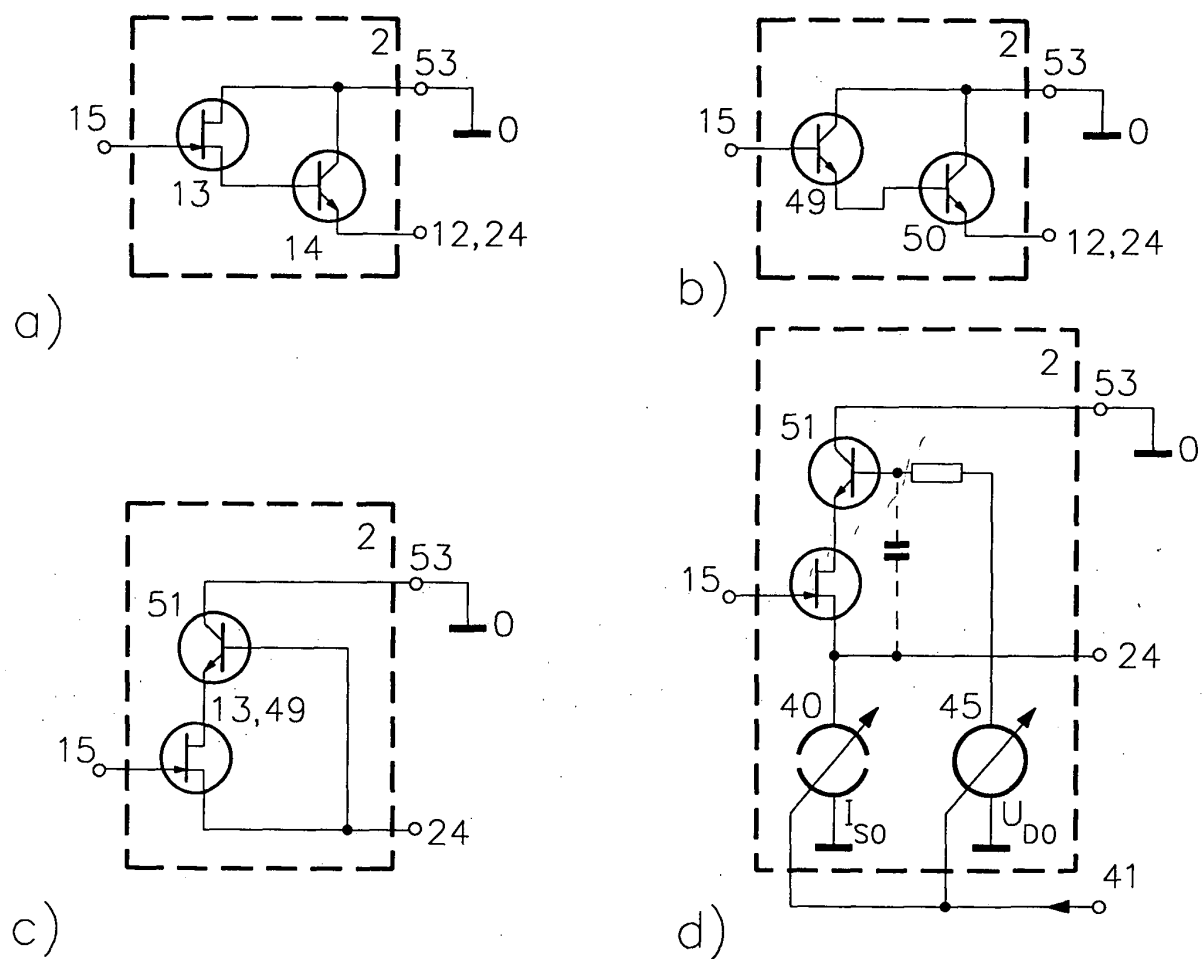


Fig. 9

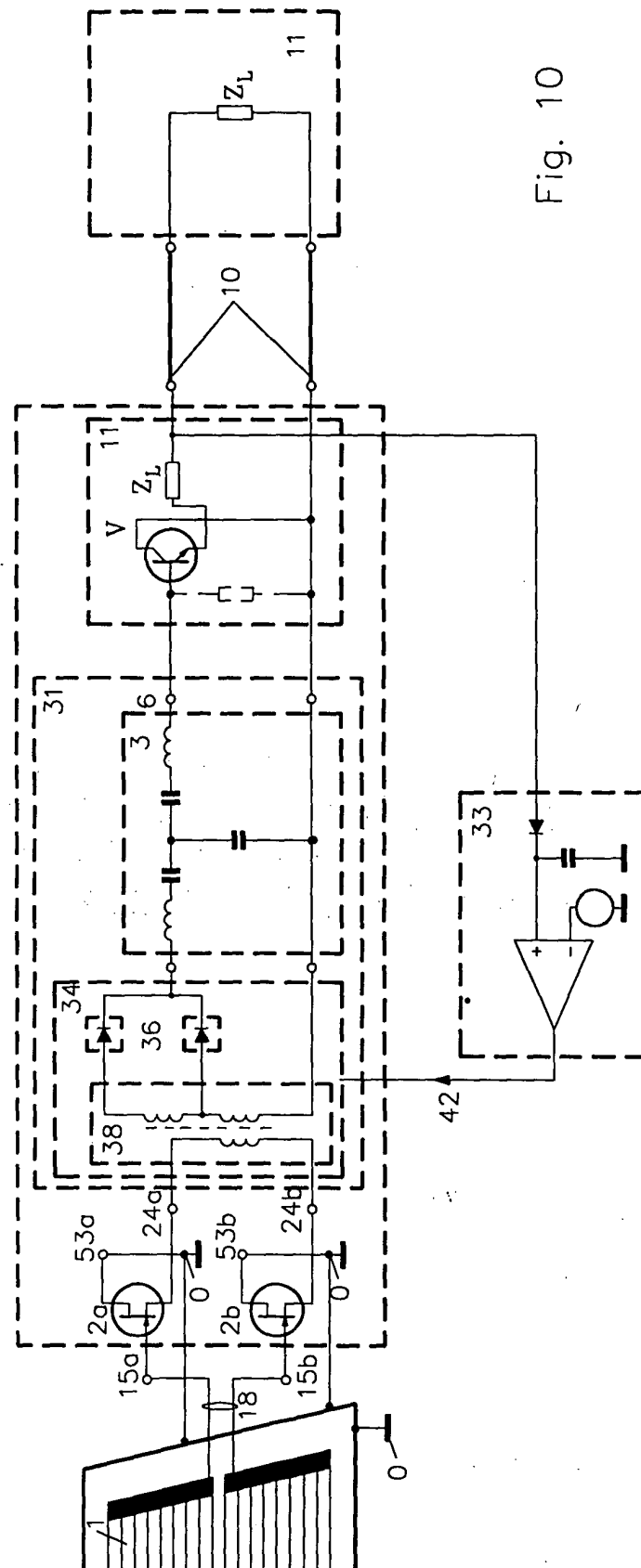


Fig. 10

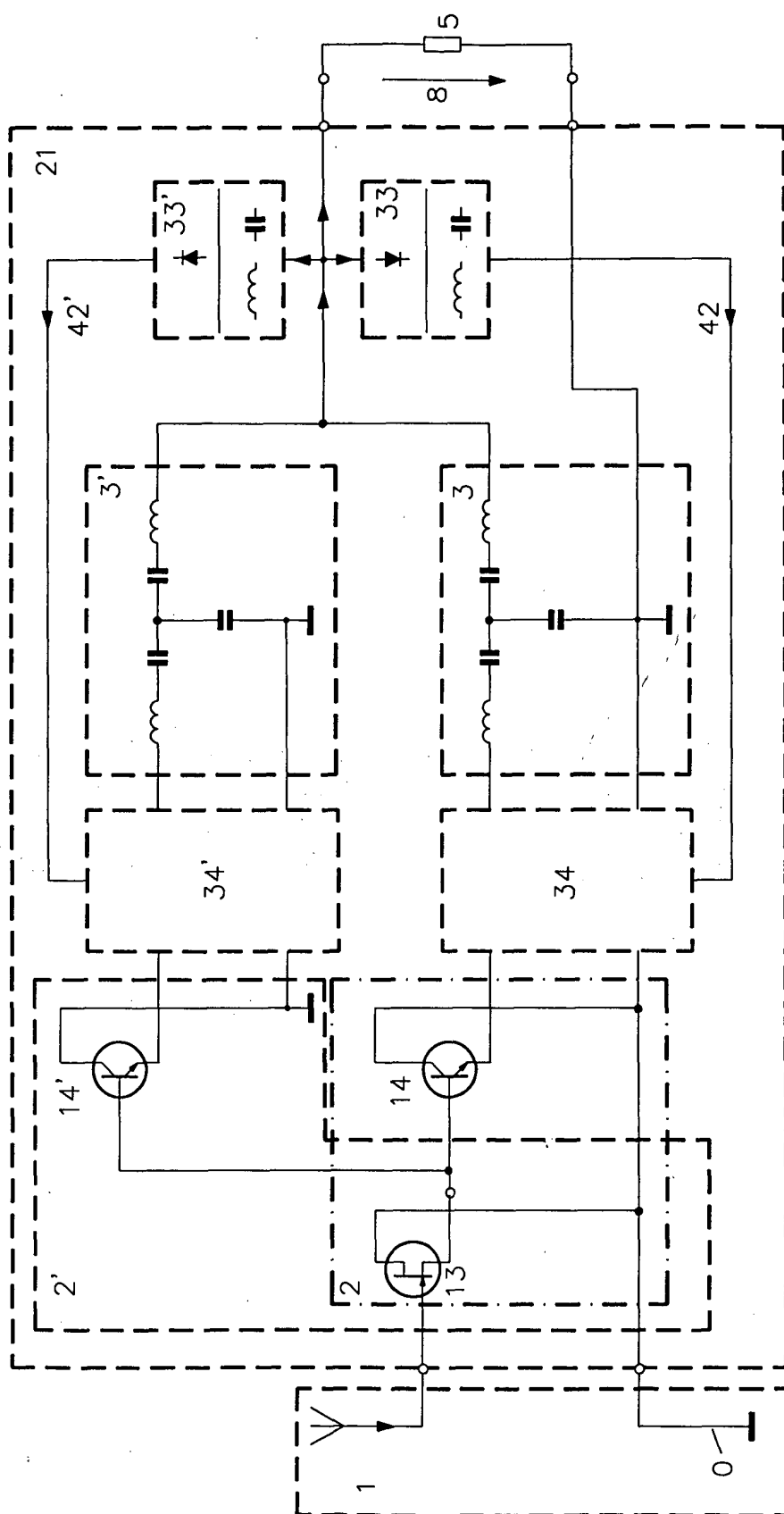


Fig. 11

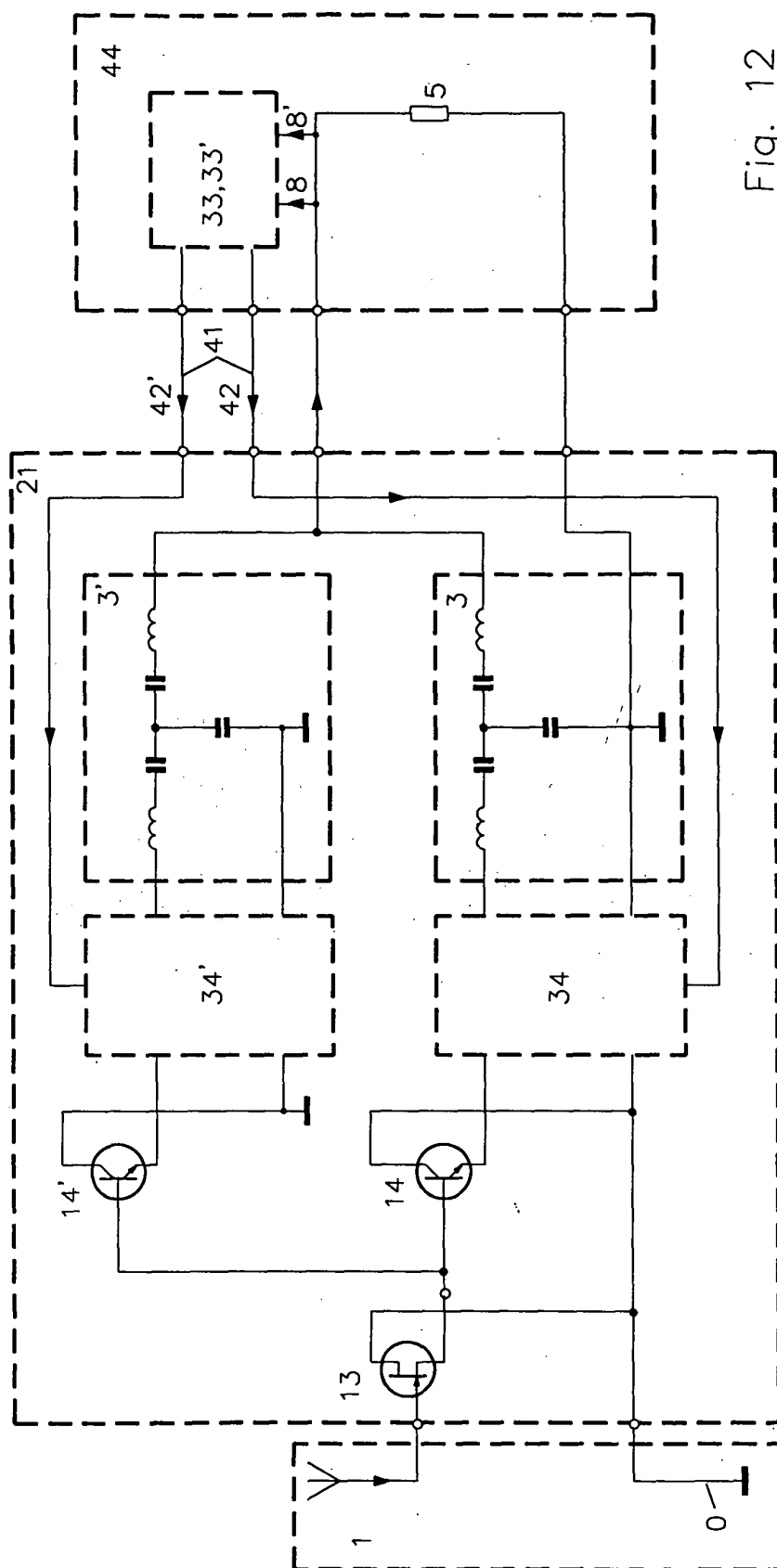


Fig. 12

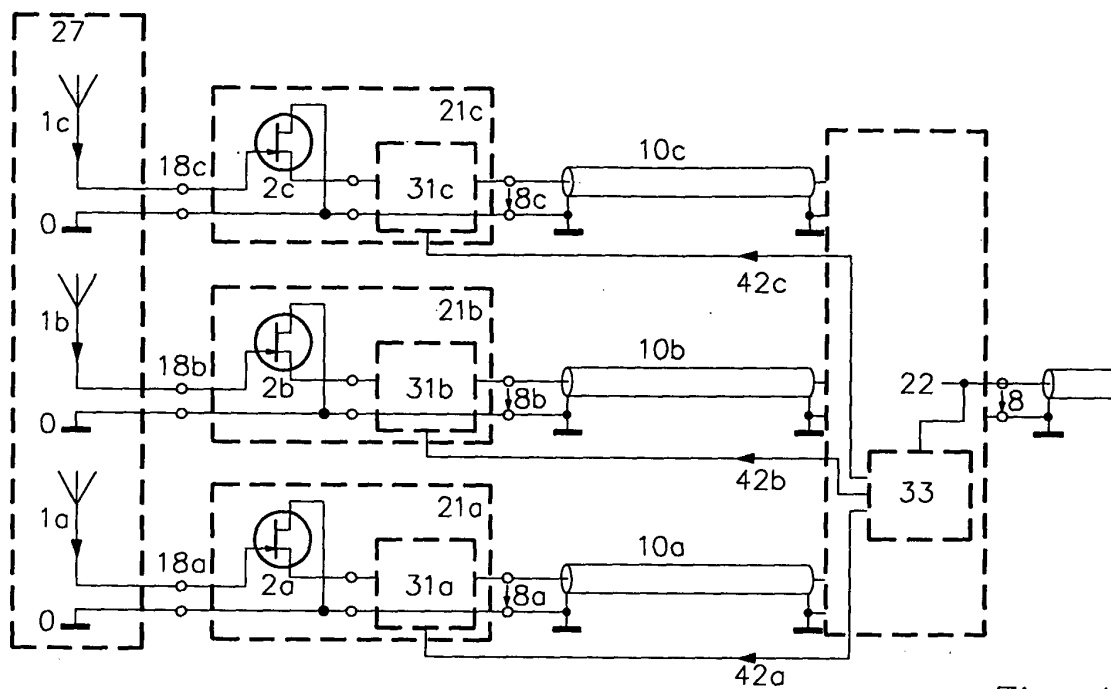


Fig. 13

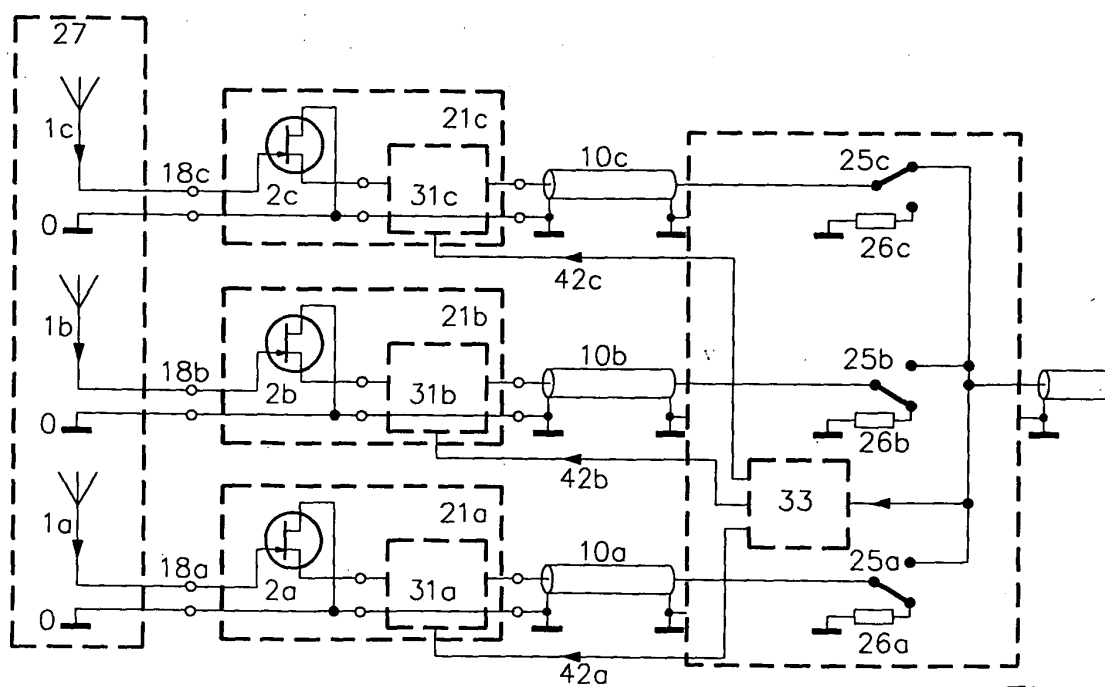


Fig. 14

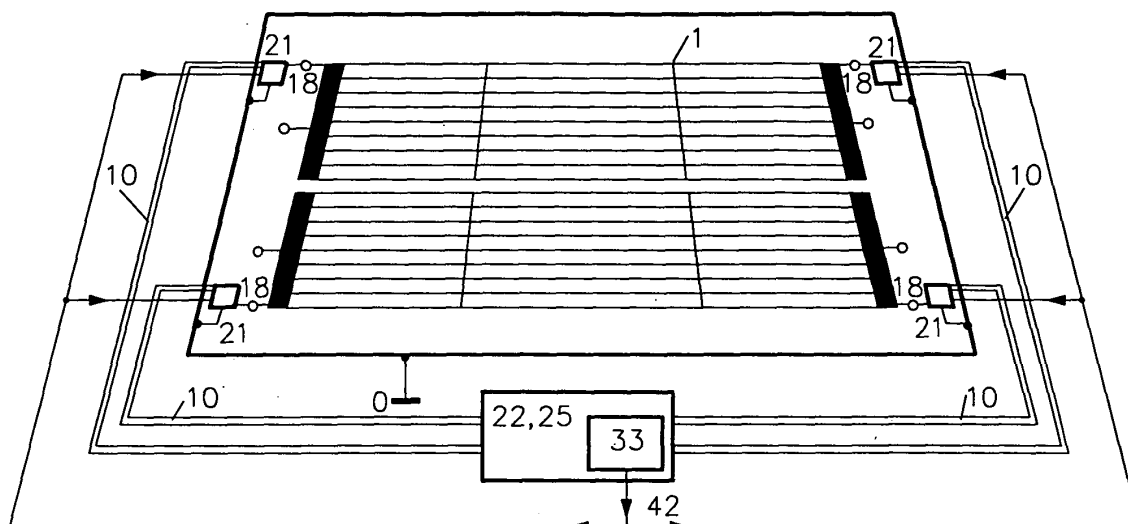


Fig. 15

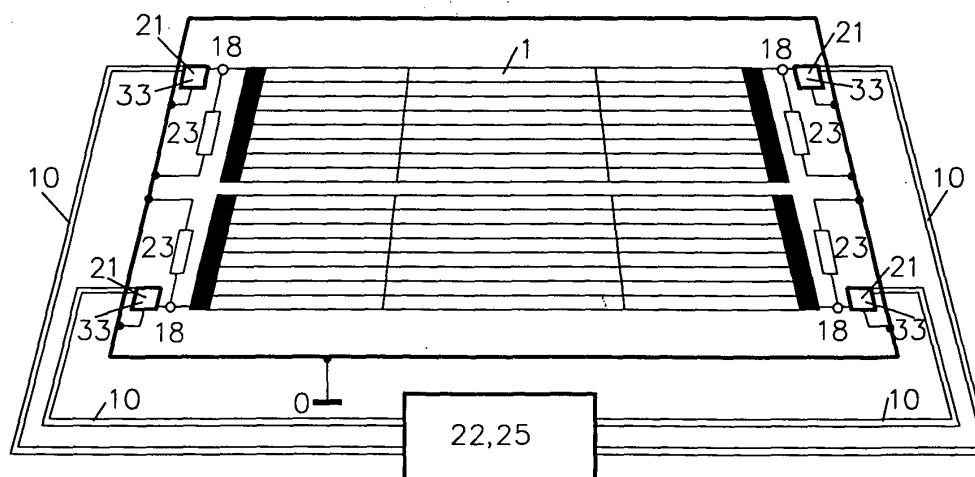


Fig. 16

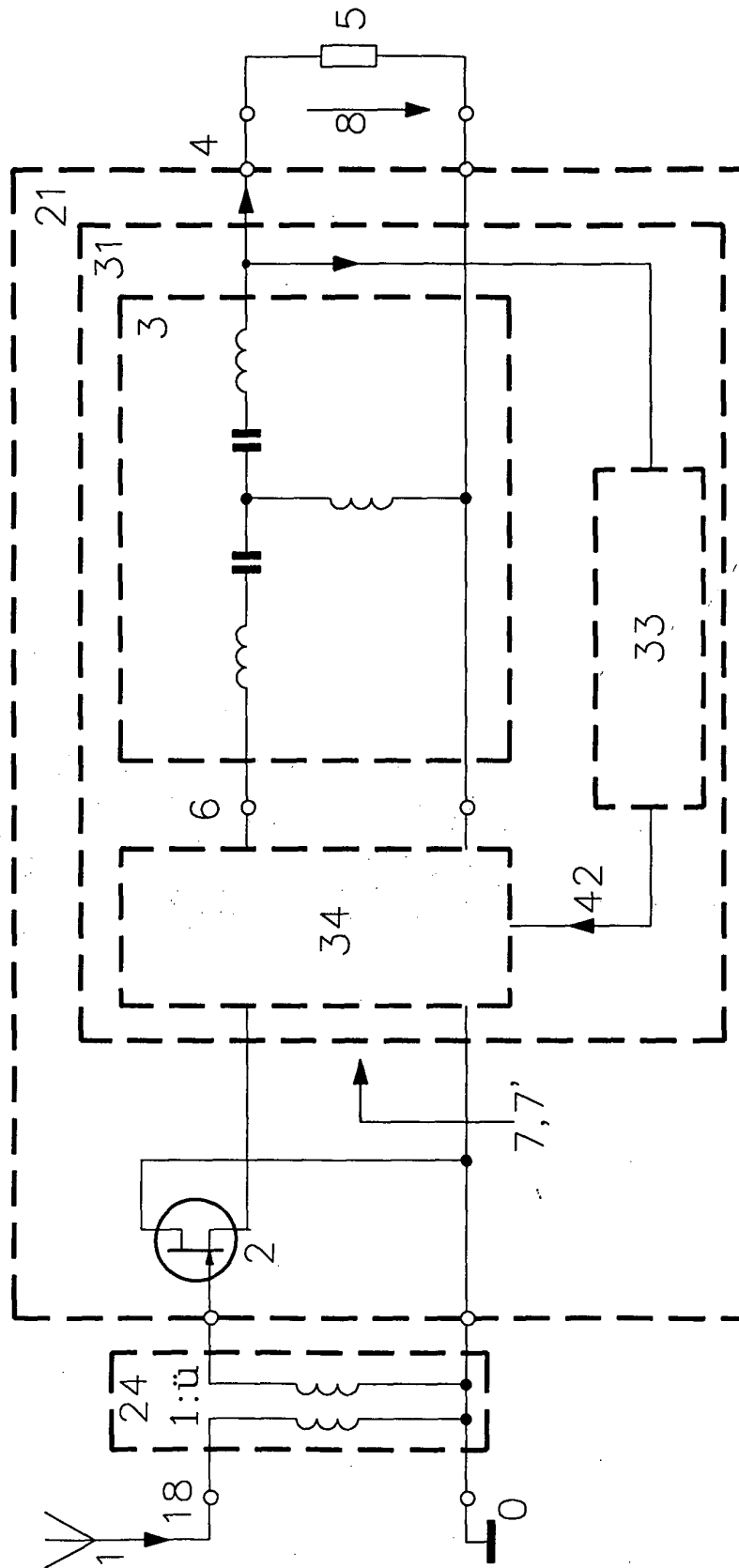


Fig. 17

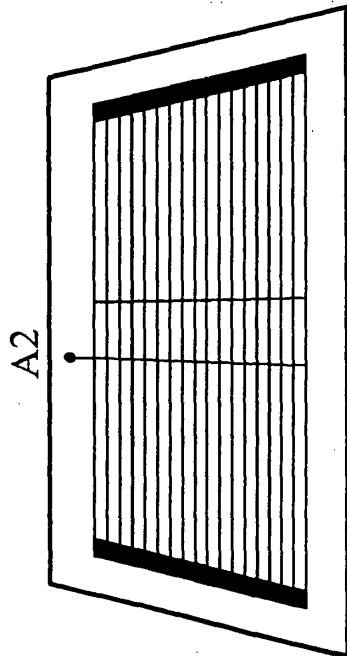


Fig. 18a

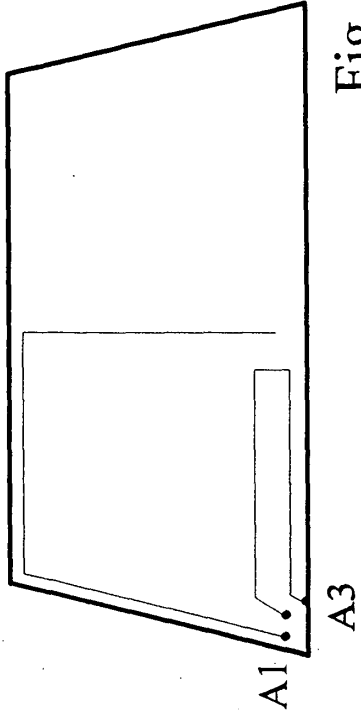


Fig. 18b

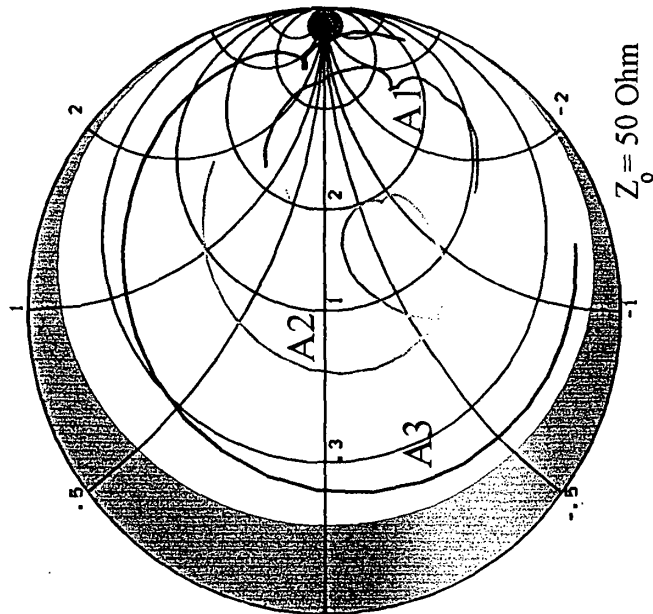


Fig. 18c

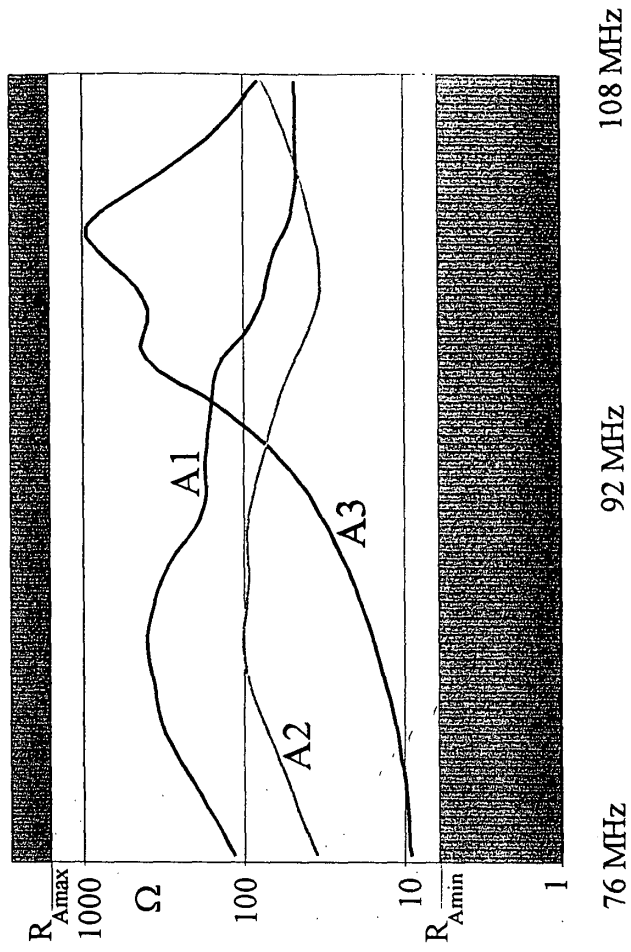


Fig. 18d

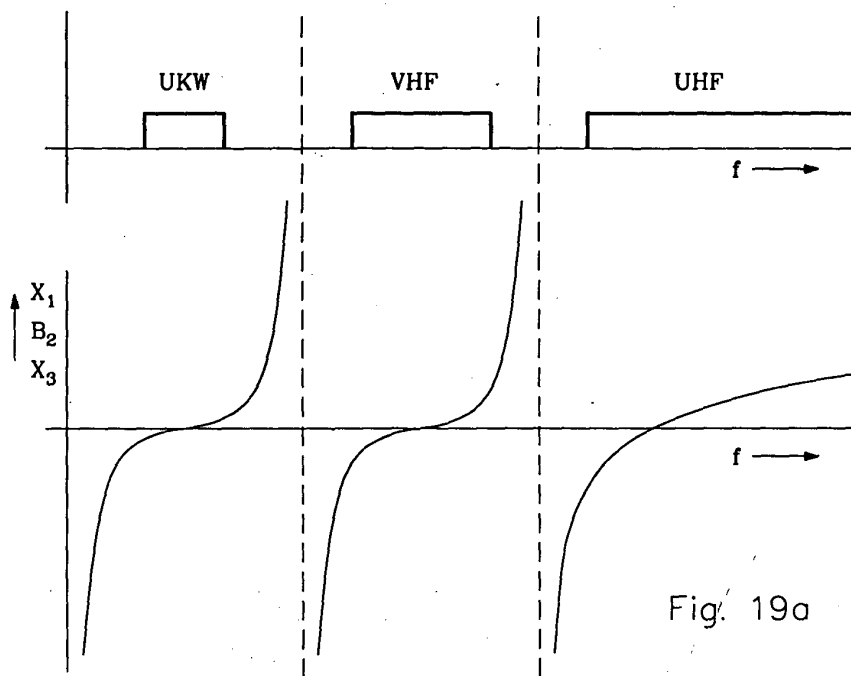


Fig. 19a

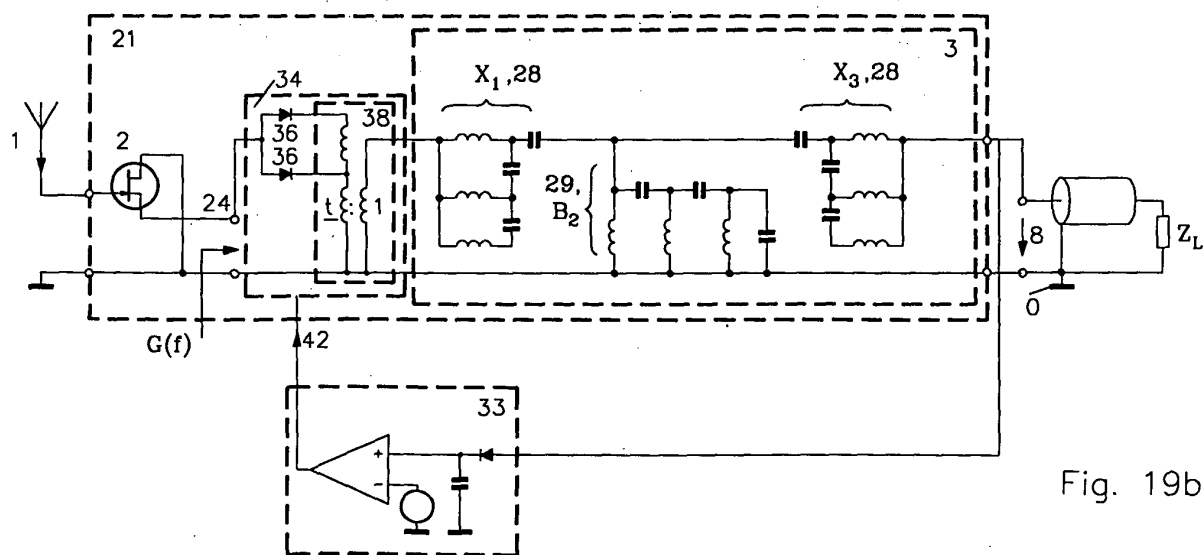


Fig. 19b