



(19) Republik  
Österreich  
Patentamt

(11) Nummer: AT 394 918 B

(12)

# PATENTSCHRIFT

(21) Anmeldenummer: 817/90

(51) Int.Cl.<sup>5</sup> : H03D 1/22  
H04B 1/30

(22) Anmeldetag: 5. 4.1990

(42) Beginn der Patentdauer: 15.12.1991

(45) Ausgabetag: 27. 7.1992

(56) Entgegenhaltungen:

US-PS3792364 GB-PS2052196 GB-PS1565899 DE-OS2828301  
GB-PS1261837 GB-PS1286365 GB-PS2187349 GB-PS2187907  
DE-AS1811858  
39TH IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (IEEE CAT.  
NO. 89 CH 2379-1) S. 63-72, BD. 1

(73) Patentinhaber:

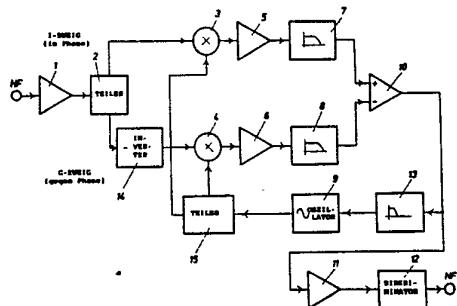
KERSCHBAUMER KLAUS DIPL.ING. DR.TECHN.  
A-1060 WIEN (AT).

(72) Erfinder:

KURZ MANFRED DIPL.ING.  
VOMP, TIROL (AT).  
KERSCHBAUMER KLAUS DIPL.ING. DR.TECHN.  
WIEN (AT).

## (54) VERFAHREN ZUM DIREKTN DEMODULIEREN EINES HF-SIGNALS

(57) Bei einem Verfahren zum direkten Demodulieren eines HF-Signals, bei dem das HF-Signal in einem ersten Multiplizierer (3) mit der Trägerfrequenz multipliziert wird, werden auch in einem zweiten Multiplizierer (4) das HF-Signal und die in einem lokalen Oszillatator (9) erzeugte Trägerfrequenz miteinander multipliziert, wobei jedoch die Phasenlage der beiden Eingangssignale zueinander im Vergleich zum ersten Multiplizierer (3), z.B. durch einen Inverter (14), um 180° verschoben wurde. Die Ausgangssignale der beiden Multiplizierer (3, 4) werden nachdem sie in einem Verstärker (5 bzw. 6) verstärkt und in einem Tiefpass (7 bzw. 8) gefiltert wurden - in einem Subtrahierer (10) voneinander subtrahiert. Das Ausgangssignal des Subtrahierers (10) weist wesentlich weniger Störungen durch benachbarte AM-Sender auf als die Ausgangssignale der bekannten Schaltungen.



AT 394 918 B

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zum direkten Demodulieren eines HF-Signales, bei dem das HF-Signal in einem ersten Multiplizierer mit der Trägerfrequenz multipliziert wird, wobei in einem zweiten Multiplizierer das HF-Signal und die Trägerfrequenz ebenfalls miteinander multipliziert werden, wobei jedoch die Phasenlage der beiden Eingangssignale zueinander im Vergleich zum ersten Multiplizierer um  $180^\circ$  verschoben wurde, und wobei die Ausgangssignale der beiden Multiplizierer voneinander subtrahiert werden, sowie eine Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens, die einen ersten Leistungsteiler für das HF-Signal und einen Oszillator für die Trägerfrequenz aufweist, dessen Ausgang an einem zweiten Leistungsteiler angeschlossen ist, wobei die ersten Ausgänge der beiden Leistungsteiler an einen ersten Multiplizierer angeschlossen sind und die zweiten Ausgänge der beiden Leistungsteiler an einen zweiten Multiplizierer angeschlossen sind, wobei entweder zwischen einem der Ausgänge der beiden Leistungsteiler und einem Multiplizierer ein  $180^\circ$ -Phasenschieber oder ein Inverter vorgesehen ist oder einer der beiden Leistungsteiler einen nichtinvertierenden und einen invertierenden Ausgang aufweist und wobei die Ausgänge der beiden Multiplizierer an die beiden Ausgänge eines Substrahierers angeschlossen sind.

In der Nachrichtentechnik gibt es zwei grundlegend verschiedene Empfangssysteme: den Überlagerungsempfänger und den Direktempfänger, auch Direct-Conversion-Empfänger genannt. Beim Überlagerungsempfänger wird das Empfangssignal einmal oder mehrmals auf eine oder mehrere feste Zwischenfrequenzen umgesetzt, um die Weiterverarbeitung des Empfangssignales zu erleichtern. Dieses Zwischenfrequenz-Signal wird gefiltert und anschließend demoduliert, wonach die Nachricht in Form eines niederfrequenten elektrischen Signals zur Verfügung steht. Beim Direct-Conversion-Empfänger wird das Empfangssignal direkt in das Basisband umgesetzt und dort werden alle notwendigen Weiterverarbeitungsmaßnahmen durchgeführt.

Der Direct-Conversion-Empfänger hat gegenüber einem Überlagerungsempfänger verschiedene Vorteile: da es keine Zwischenfrequenz gibt, fällt das Problem der Spiegelfrequenz weg. Man benötigt daher am Eingang des Empfängers keine Filter, um diese Spiegelfrequenz zu unterdrücken. Durch den Wegfall der Zwischenfrequenz entfallen auch die ZF-Filter. Das Problem der Nachbarkanalunterdrückung ist bei diesem Empfänger in den NF-Bereich verlagert; die dazu benötigten NF-Filter benötigen viel weniger Platz als die Eingangsfilter und die Zwischenfrequenzfilter. Im Gegensatz zum Überlagerungsempfänger ist es möglich, alle Baugruppen des Direct-Conversion-Empfängers zu integrieren. Diese Vorteile sind z. B. in der Arbeit von Polly Estabrook und Bruce B. Lusignan: "The Design of a Mobile Radio Receiver using a Direct Conversion Architecture", 39th IEEE Vehicular Technology Conference (IEEE Cat. No. 89 CH 2379-1) S. 63-72, Bd. 1, auf S. 64, oben, diskutiert. Vor allem die Möglichkeit, diesen Empfänger vollständig zu integrieren, ist für die Anwendung in Drahtlosen Telefonen oder in Personenrufgeräten (PAGER) wegen der Platz- und Gewichtseinsparung von großer Bedeutung.

Das Prinzip des Direct-Conversion-Empfängers besteht darin, daß das empfangene HF-Signal mit seiner Trägerfrequenz in einem Multiplizierer multipliziert wird. Bei der idealen Multiplikation zweier Frequenzen entstehen lediglich die Summen- und die Differenzfrequenz. Hat das empfangene HF-Signal die Trägerfrequenz  $f_c$  und eine Bandbreite  $b$  (d. h. das HF-Signal belegt einen Frequenzbereich von  $f_c \pm b/2$ ), so wird - wenn dieses Signal mit  $f_c$  multipliziert wird - ein NF-Signal mit Frequenzen von 0 Hz bis  $b/2$  sowie ein HF-Signal von  $2f_c \pm b/2$  entstehen. Das HF-Signal kann einfach über einen Tiefpaß weggefiltert werden.

Ein Nachbarsender mit der Frequenz von  $f_c + \Delta f$  wird nach der Multiplikation mit  $f_c$  eine Frequenz von  $\Delta f$  (sowie von  $2f_c + \Delta f$ ) ergeben. Da  $\Delta f$  größer als  $b/2$  sein muß (sonst belegt der Nachbarsender den gleichen Frequenzbereich wie der zu empfangende Sender), können bei einem idealen Multiplizierer auch die Nachbarsender einfach durch einen Tiefpaß weggefiltert werden.

Unter einem "idealen-Multiplizierer" wird ein Multiplizierer verstanden, der insbesondere eine lineare Kennlinie aufweist. Selbstverständlich zeigen alle realen Multiplizierer gewisse Abweichungen von der idealen linearen Kennlinie. An nichtlinearen Kennlinien tritt aber immer eine gewisse Gleichrichtung auf; je stärker nichtlinear die Kennlinie ist, umso stärker ist das gleichgerichtete Signal. Bei guten Multiplizierern ist das gleichgerichtete Signal am Ausgang um ca. 40 dB gegenüber dem Eingang abgeschwächt.

Ist nun ein Störsender beispielsweise um 50 dB stärker als der zu empfangende Sender, so gibt es am Ausgang im NF-Bereich eine Überlagerung des gleichgerichteten Signals des beispielsweise amplitudenumodulierten Störsenders und des multiplizierten Signals des gewünschten Senders, wobei das gleichgerichtete Signal des Störsenders um 10 dB stärker ist als das gewünschte Signal.

Es ist Aufgabe der vorliegenden Erfindung, einen Direct-Conversion-Empfänger zu schaffen, der gegen Störungen der Nachbarsender unempfindlich ist.

Ein Verfahren bzw. eine Vorrichtung der eingangs genannten Art ist aus der Fig. 2 der DE-AS 1 811 858 bekannt. Diese Schaltung wurde für HF-Signale relativ niedriger Frequenz (einige MHz) entwickelt. Der Zweck dieser Schaltung ist, einen Direct-Conversion-Empfänger zu schaffen, der ohne Tiefpaßfilter auskommt. Tiefpaßfilter mit Grenzfrequenzen von unter 1 MHz haben nämlich einen für die Integration ungünstig großen Kondensator, sodaß die in der DE-AS 1 811 858 vorgeschlagene Schaltung den Vorteil hat, daß sie leicht in einem IC realisiert werden kann.

Läßt man bei einem herkömmlichen Direct-Conversion-Empfänger einfach das Tiefpaß-Filter weg, so erhält

man nicht nur das niederfrequente Nutzsignal, sondern auch hochfrequente Signale, z. B. Trägerreste. Gemäß der DE-AS 1 811 858 ist daher ein zweiter Multiplizierer vorgesehen, dessen Eingangssignale jedoch zueinander im Vergleich zum ersten Multiplizierer um  $180^\circ$  phasenverschoben wurden. Die Nutzsignale, die am Ausgang des ersten bzw. des zweiten Multiplizierers auftreten, haben dadurch entgegengesetztes Vorzeichen, die hochfrequenten (Stör-)Signale sind jedoch gleich. Durch Differenzbildung der an den beiden Multiplizierern auftretenden Ausgangssignale kann somit das reine Nutzsignal gebildet werden, weil die (gleichen) Störsignale bei der Differenzbildung im Idealfall Null ergeben.

Obwohl diese bekannte Schaltung einzig zu dem Zweck entwickelt wurde, Tiefpaßfilter zu vermeiden, wird erfundungsgemäß bei einem Verfahren der eingangs genannten Art vorgeschlagen, daß in an sich bekannter Weise die Ausgangssignale der beiden Multiplizierer in je einem Tiefpaß gefiltert und je einem Verstärker verstärkt werden, bevor sie voneinander subtrahiert werden, bzw. daß in einer Vorrichtung der eingangs genannten Art in an sich bekannter Weise zwischen den Ausgängen der beiden Multiplizierer und dem Subtrahierer jeweils ein Tiefpaß und ein Verstärker vorgesehen sind.

Aufgrund der Lehre der DE-AS 1 811 858 erscheint dies vollkommen sinnlos; es hat sich aber gemäß der Lehre der vorliegenden Erfindung gezeigt, daß sich diese Schaltung hervorragend zum Demodulieren von per Funk gesendeten, extrem hochfrequenten Signalen (GHz-Bereich) eignet, weil diese Schaltung unempfindlich gegen Störungen durch Nachbarsender ist. Dies war aufgrund der DE-AS 1 811 858 in keiner Weise vorherzusehen.

Durch die  $180^\circ$ -Phasenverschiebung der beiden Eingangssignale des zweiten Multiplizierers zueinander hat das Produkt jeweils den gleichen Betrag, aber entgegengesetztes Vorzeichen im Vergleich zum Produkt des ersten Multiplizierers, d. h. die beiden Produktsignale sind zueinander invers. Im Gegensatz dazu sind die in den beiden Multiplizierern gleichgerichteten Signale natürlich identisch, weil beim Gleichrichten eines HF-Signals die Phasenlage des HF-Signals unwesentlich ist. Subtrahiert man nun die Ausgangssignale der beiden Multiplizierer voneinander, so ergeben die gleichgerichteten Signale im Idealfall Null, die Produktsignale ergeben jedoch ein doppelt so großes Signal. Im Endeffekt erhält man also nur das Produktsignal ohne Störungen durch Störsender. Um die erforderliche Genauigkeit zu erreichen ist es wichtig, daß niederfrequente Signale verarbeitet werden. Hochfrequente Anteile rufen im Subtrahierer wieder unerwünschte Störungen hervor. Es ist daher für das geforderte Ergebnis von großer Bedeutung, daß die hochfrequenten Anteile nach den Mischern mit Tiefpaßfiltern wegfiltriert werden.

Selbstverständlich müssen sowohl die Multiplizierer als auch die Verstärker und die Tiefpaß-Filter möglichst gleiche Charakteristiken haben, damit nach der Differenzbildung das gleichgerichtete Signal möglichst gering ist. Es ist ein Temperaturausgleich der jeweiligen Bausteine zweckmäßig; noch besser werden sie natürlich alle in einem Substrat integriert.

Ein Direct-Conversion-Empfänger ist an sich für jede Modulationsart (SSB, AM, FM, Phasenmodulation) geeignet. Über die dazu jeweils notwendigen Schaltungen wird auf die oben zitierte Arbeit von Polly Estabrook et al. und die dort angeführten Literaturstellen verwiesen.

Für SSB-Empfang (Empfang von Signalen mit Einseitenbandmodulation) wird gemäß Fig. 2 der Arbeit von Polly Estabrook et al. eine Schaltung verwendet, die einen ersten Teiler für das HF-Signal und einen Oszillator für die Trägerfrequenz aufweist, dessen Ausgang an einen zweiten Teiler angeschlossen ist, wobei die ersten Ausgänge der beiden Teiler an einen ersten Multiplizierer angeschlossen sind und die zweiten Ausgänge der beiden Teiler an einen zweiten Multiplizierer angeschlossen sind.

Dabei hat einer der beiden Teiler einen direkten Ausgang und einen um  $90^\circ$  phasenverschiebenden Ausgang. Die Ausgänge der beiden Multiplizierer sind jeweils über einen Tiefpaß und einen Verstärker an einen Addierer angeschlossen. Auf diese Weise kann das bei SSB-Modulation unerwünschte Band unterdrückt werden.

Um die oben erwähnte Schaltung zur Durchführung des erfundungsgemäßen Verfahrens zu verwenden, müßte jedoch zwischen einem der Ausgänge der beiden Teiler und einem Multiplizierer ein  $180^\circ$ -Phasenschieber oder ein Inverter vorgesehen sein oder einer der beiden Teiler einen nichtinvertierenden und einen invertierenden Ausgang aufweisen, und die Ausgänge der beiden Multiplizierer müßten an die beiden Eingänge eines Subtrahierers angeschlossen sein.

Diese Schaltung ist nur zum Empfang von phasenmodulierten Signalen mit einem maximalen Phasenhub von  $180^\circ$  geeignet, wie dies anhand der Figuren noch erklärt wird. Sollen z. B. SSB-Signale empfangen werden, so ist jeder der beiden Zweige der oben beschriebenen bekannten Schaltung durch einen zweiten Multiplizierer und einen Subtrahierer (sowie durch Teiler, Tiefpaßfilter und Verstärker) zu ergänzen, um beide Zweige je für sich unempfindlich gegen Nachbarsender zu machen.

Anhand der beiliegenden Figuren wird die Erfindung näher erläutert. Fig. 1 zeigt ein erstes Ausführungsbeispiel der Erfindung, und Fig. 2 zeigt ein zweites Ausführungsbeispiel der Erfindung.

Bei den beiden Ausführungsbeispielen wird als Sendesignal ein Träger, der mit einem Niederfrequenzsignal (NF-Signal) mit konstantem Modulationsindex phasenmoduliert wird, vorausgesetzt. Als Modulationsindex wird jener Faktor bezeichnet, der sich aus der Hubfrequenz gebrochen durch die Niederfrequenz ergibt. Die zu übertragende Information bei solch einem Signal liegt in der Frequenz des NF-Signals. Das Empfangssignal ist das durch den Übertragungsweg gedämpfte und verzerrte Sendesignal.

Im Direct-Conversion-Empfänger wird das Empfangssignal mit einem Eingangsverstärker (1) verstärkt und

mit einem Teiler (2) in zwei Signale mit gleicher Amplitude aufgeteilt. Bei dem Beispiel nach Fig. 1 ist an einem der beiden Ausgänge ein Inverter (14) vorgesehen. Statt des Inverters (14) kann auch ein 180°-Phasenschieber vorgesehen sein; es ist auch möglich, daß der Teiler (2) bereits zwei Signale liefert, die eine Phasenverschiebung von 180° zueinander haben. Diese beiden Signale sind die Eingangssignale für die beiden Zweige (I) (in Phase) und (G) (gegen Phase). Die beiden Zweige sind gleich aufgebaut und bestehen jeweils aus einem Multiplizierer (3) bzw. (4), auch Mischer oder Frequenzumsetzer genannt, anschließend einem Verstärker (5) bzw. (6) und daran anschließend einem Tiefpaß (7) bzw. (8). Selbstverständlich kann auch zuerst der Tiefpaß und daran anschließend der Verstärker vorgesehen sein. Es können auch mehrere Tiefpaßfilter und mehrere Verstärker in beliebiger Reihenfolge vorgesehen sein. In den Multiplizierern (3) bzw. (4) wird das Eingangssignal mit Sinussignalen aus einem lokalen Oszillatator (9), die auch LO-Signale genannt werden, gemischt. Das LO-Signal des I-Zweiges und des G-Zweiges haben dieselbe Amplitude und Phasenlage. Die beiden Signale werden aus dem Ausgangssignal des lokalen Oszillators (9) im Teiler (15) erzeugt. Die Ausgangssignale aus den Multiplizierern (3) bzw. (4) werden in den anschließenden Verstärkern (5) bzw. (6) verstärkt. Mit den nachfolgenden Tiefpaßfiltern (7) bzw. (8) werden die HF-Anteile der Ausgangssignale aus den Multiplizierern (3) bzw. (4) unterdrückt. In einem anschließenden Substrahierer (10) wird die Differenz aus den NF-Anteilen der beiden Zweige (I) und (G) gebildet. Dies hat den Vorteil, daß Störungen, die durch einen AM-Sender in den Multiplizierern (3) und (4) entstehen und mit gleicher Amplitude und Phasenlage an den Ausgängen der Multiplizierer (3) und (4) im I- und G-Zweig auftreten, sich gegenseitig aufheben.

Dieses Differenzsignal wird nun in zwei verschiedenen Pfaden weiterverarbeitet. Diese beiden Pfade sind der Signalaufbereitungspfad und der Phasenregelpfad.

Im Signalaufbereitungspfad wird das Differenzsignal in einem Verstärker (11) verstärkt und mit einem sogenannten Diskriminatator (12) in ein Rechtecksignal umgeformt. Dieses Rechtecksignal hat dieselbe Frequenz wie das NF-Signal, das im Sender auf den Träger aufmoduliert wurde. Die übertragene Information ist in der Frequenz des Rechtecksignals enthalten.

Im Phasenregelpfad wird das Differenzsignal mit Hilfe eines Tiefpaßfilters (13), dessen Grenzfrequenz unter der tiefsten zu übertragenden Frequenz liegt, gefiltert. Das gefilterte Signal wird dem lokalen Oszillatator (9) zugeführt, der mit diesem Signal phasenmoduliert wird. Mit der Phasenregelung wird eine konstante Phasenverschiebung von 90° zwischen dem unmodulierten Träger des Senders und dem Ausgangssignal des lokalen Oszillators (9) eingestellt. Diese Phasenverschiebung bewirkt ein symmetrisches Differenzsignal am Ausgang des Substrahierers (10). Wenn die Phasenverschiebung von 90° abweicht, so hat das einen Gleichspannungsanteil beim Differenzsignal zur Folge. Die Phasenmodulation des lokalen Oszillators (9) wird dadurch so verändert, daß der Gleichspannungsanteil kompensiert wird und sich wieder eine Phasenverschiebung von 90° einstellt.

Fig. 2 unterscheidet sich von Fig. 1 lediglich insofern, als der Inverter (14) an einer anderen Stelle in der Schaltung vorgesehen ist, sodaß das Signal des lokalen Oszillators und nicht das empfangene HF-Signal invertiert wird.

40

## PATENTANSPRÜCHE

45

1. Verfahren zum direkten Demodulieren eines HF-Signales, bei dem das HF-Signal in einem ersten Multiplizierer mit der Trägerfrequenz multipliziert wird, wobei in einem zweiten Multiplizierer das HF-Signal und die Trägerfrequenz ebenfalls miteinander multipliziert werden, wobei jedoch die Phasenlage der beiden Eingangssignale zueinander im Vergleich zum ersten Multiplizierer um 180° verschoben wurde, und wobei die Ausgangssignale der beiden Multiplizierer voneinander subtrahiert werden, dadurch gekennzeichnet, daß in an sich bekannter Weise die Ausgangssignale der beiden Multiplizierer in je einem Tiefpaß gefiltert und je einem Verstärker verstärkt werden, bevor sie voneinander subtrahiert werden.

55

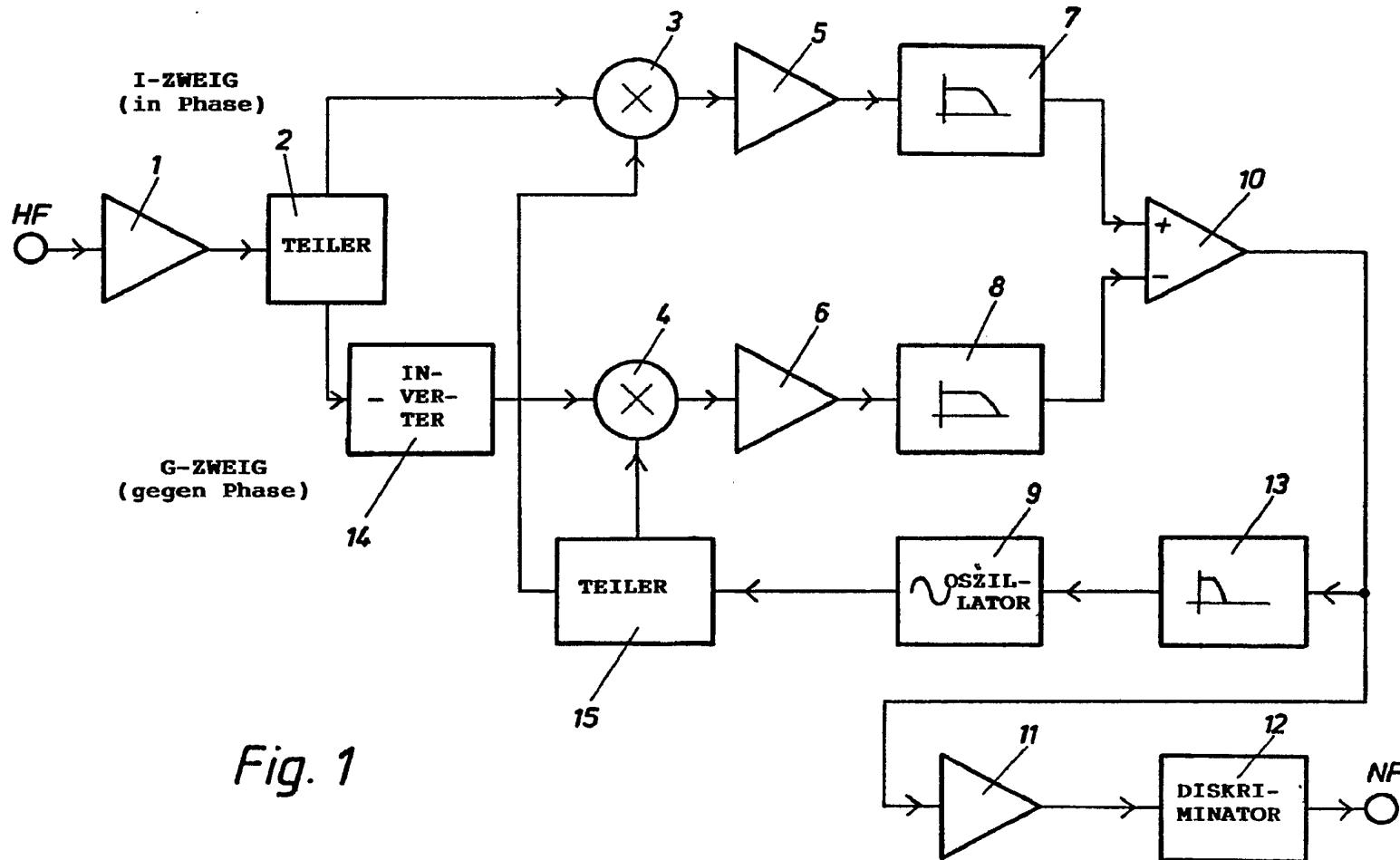
2. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1, die einen ersten Leistungsteiler für das HF-Signal und einen Oszillatator für die Trägerfrequenz aufweist, dessen Ausgang an einem zweiten Leistungsteiler angeschlossen ist, wobei die ersten Ausgänge der beiden Leistungsteiler an einen ersten Multiplizierer angeschlossen sind und die zweiten Ausgänge der beiden Leistungsteiler an einen zweiten Multiplizierer angeschlossen sind, wobei entweder zwischen einem der Ausgänge der beiden Leistungsteiler und einem Multiplizierer ein 180°-Phasenschieber oder ein Inverter vorgesehen ist oder einer der beiden Leistungsteiler einen nichtinvertierenden und einen invertierenden Ausgang aufweist und wobei die Ausgänge der beiden Multiplizierer

AT 394 918 B

an die beiden Eingänge eines Subtrahierers angeschlossen sind, dadurch gekennzeichnet, daß in an sich bekannter Weise zwischen den Ausgängen der beiden Multiplizierer (3, 4) und dem Substrahierer (10) jeweils ein Tiefpaß (7 bzw. 8) und ein Verstärker (5 bzw. 6) vorgesehen sind.

5

Hiezu 2 Blatt Zeichnungen



Ausgegeben

27. 7.1992

Blatt 2

Int. Cl. 5: H03D 1/22  
H04B 1/30

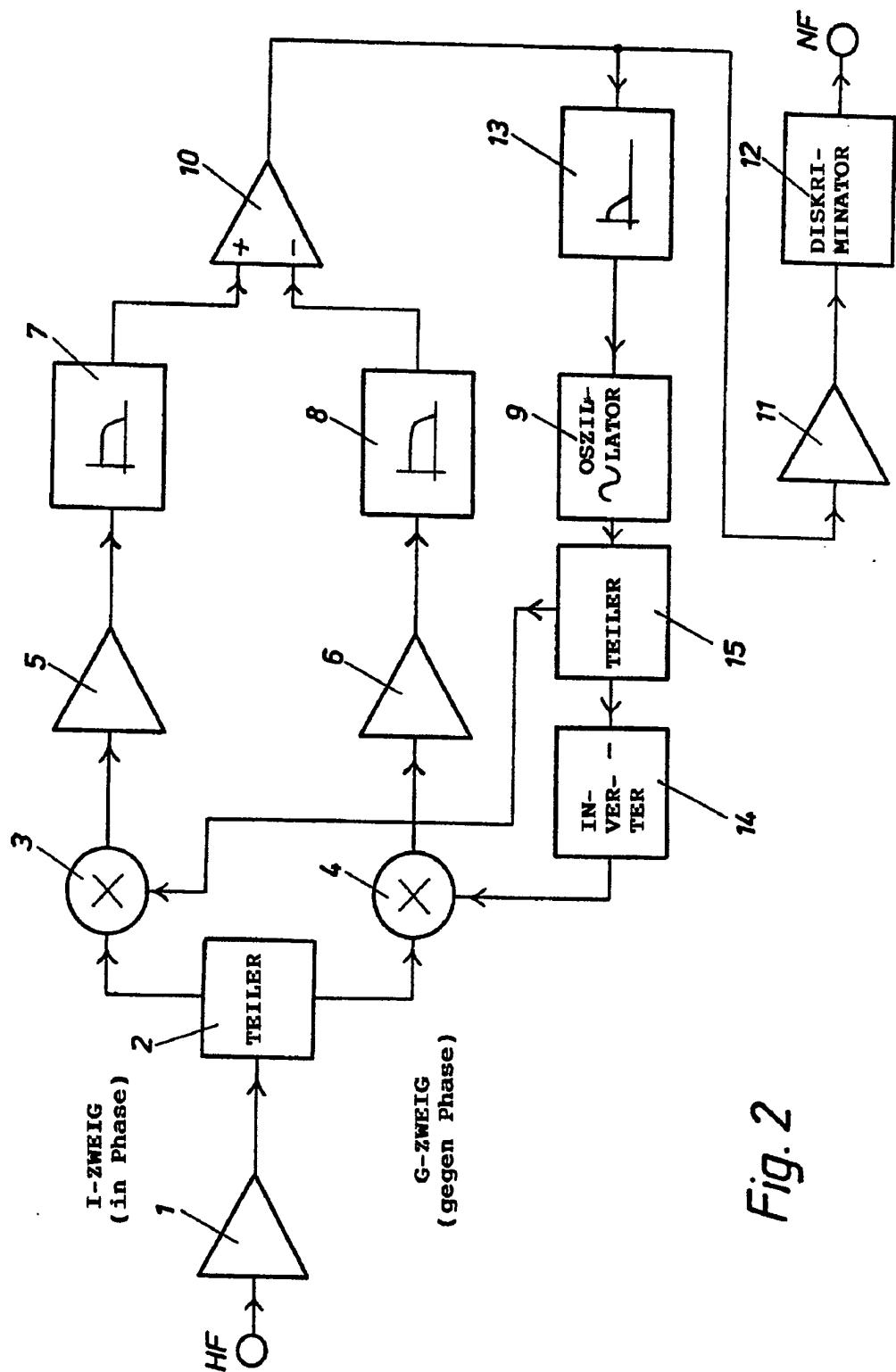


Fig. 2