



Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

12 **PATENTSCHRIFT** A5

21 Gesuchsnummer: 980/91

22 Anmeldungsdatum: 02.04.1991

30 Priorität(en): 05.04.1990 AT 817/90

24 Patent erteilt: 30.07.1993

45 Patentschrift
veröffentlicht: 30.07.1993

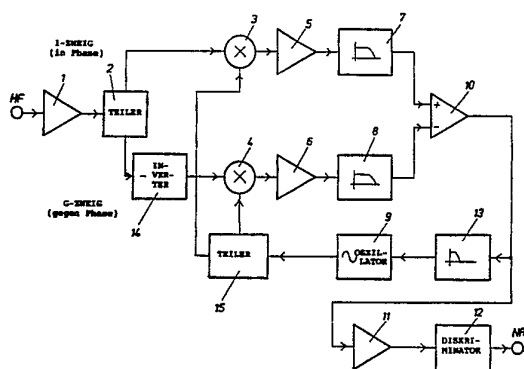
73 Inhaber:
Dr. Dipl.-Ing. Klaus Kerschbaumer, Wien (AT)

72 Erfinder:
Kerschbaumer, Klaus, Dr. Dipl.-Ing., Wien (AT)

74 Vertreter:
Patentanwaltsbüro Feldmann AG,
Opfikon-Glattbrugg

54 **Verfahren zum direkten Demodulieren eines HF-Signales.**

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 Oszillator (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.



Beschreibung

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° 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° -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 Subtrahierers 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 Direkt-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 al-

lem die Möglichkeit, diesen Empfänger vollständig zu integrieren, ist für die Anwendung in Drahtlostelefonen 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 $2 f_c \pm b/2$ 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 Δf (sowie von $2 f_c + \Delta f$) ergeben. Da Δf 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 amplitudenmodulierten 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, so dass 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° 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 erfindungsgemäss 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° -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 Temperatursaus-

gleich 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° 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 erfindungsgemässen Verfahrens zu verwenden, müsste jedoch zwischen einem der Ausgänge der beiden Teiler und einem Multiplizierer ein 180° - 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° 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 glei-

cher 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 Oszillator 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 Subtrahierer 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 Diskriminator 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 Oszillator (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 Subtrahierers 10. Wenn die Phasenverschiebung von 90° abweicht, so hat das einen Gleichspannungsanteil beim Differenzsignal zur Folge. Die Phasenmodulation des lokalen Oszillators 9 wird da-

durch 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, so dass das Signal des lokalen Oszillators und nicht das empfangene HF-Signal invertiert wird.

10 Patentansprüche

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 die Ausgangssignale der beiden Multiplizierer in je einem Tiefpass gefiltert und je einem Verstärker verstärkt werden bevor sie voneinander subtrahiert werden.

2. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1, 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°-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 Eingänge eines Subtrahierers angeschlossen sind, dadurch gekennzeichnet, dass zwischen den Ausgängen der beiden Multiplizierer (3, 4) und dem Subtrahierer (10) jeweils ein Tiefpass (7 bzw. 8) und ein Verstärker (5 bzw. 6) vorgesehen sind.

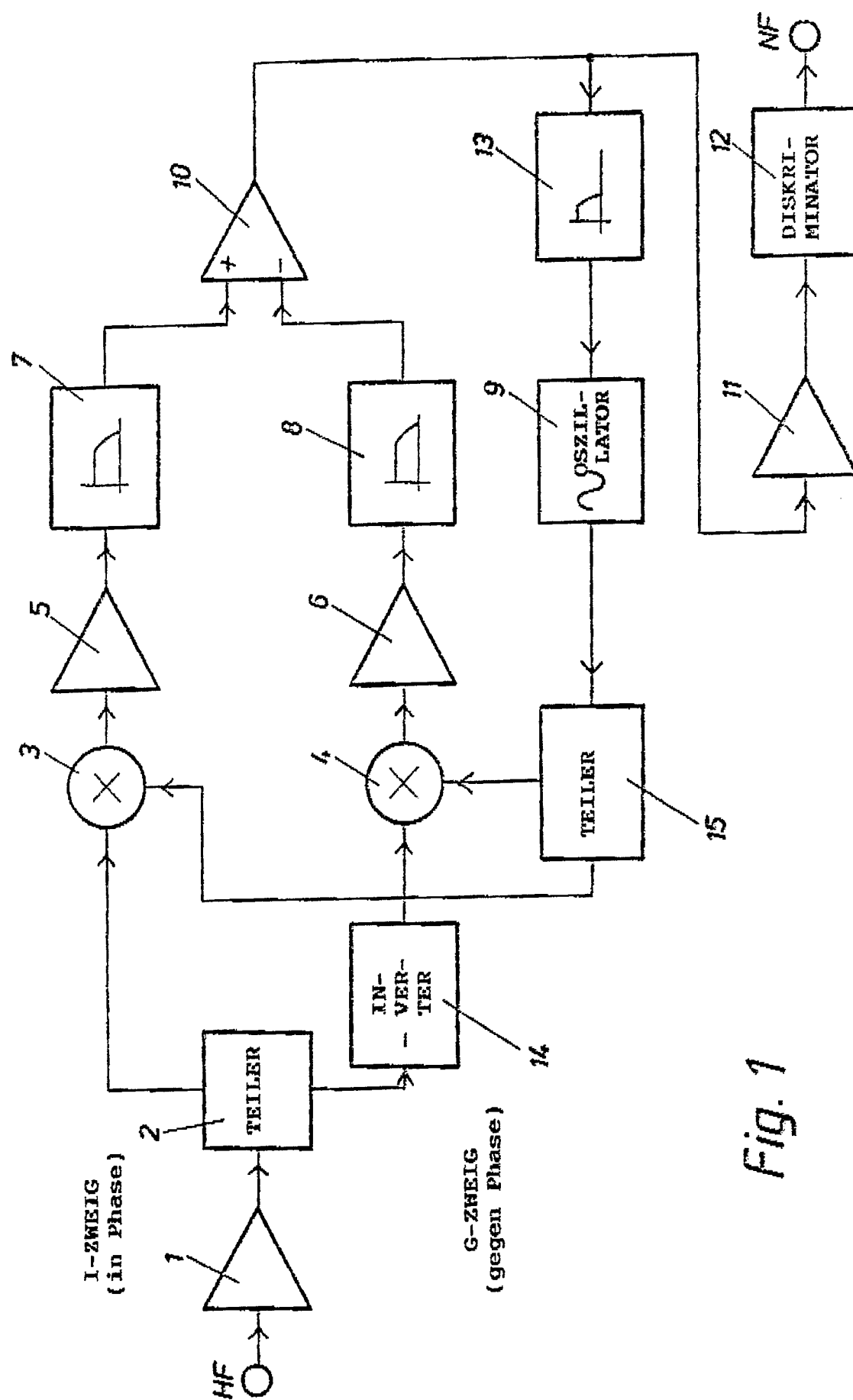


Fig. 1

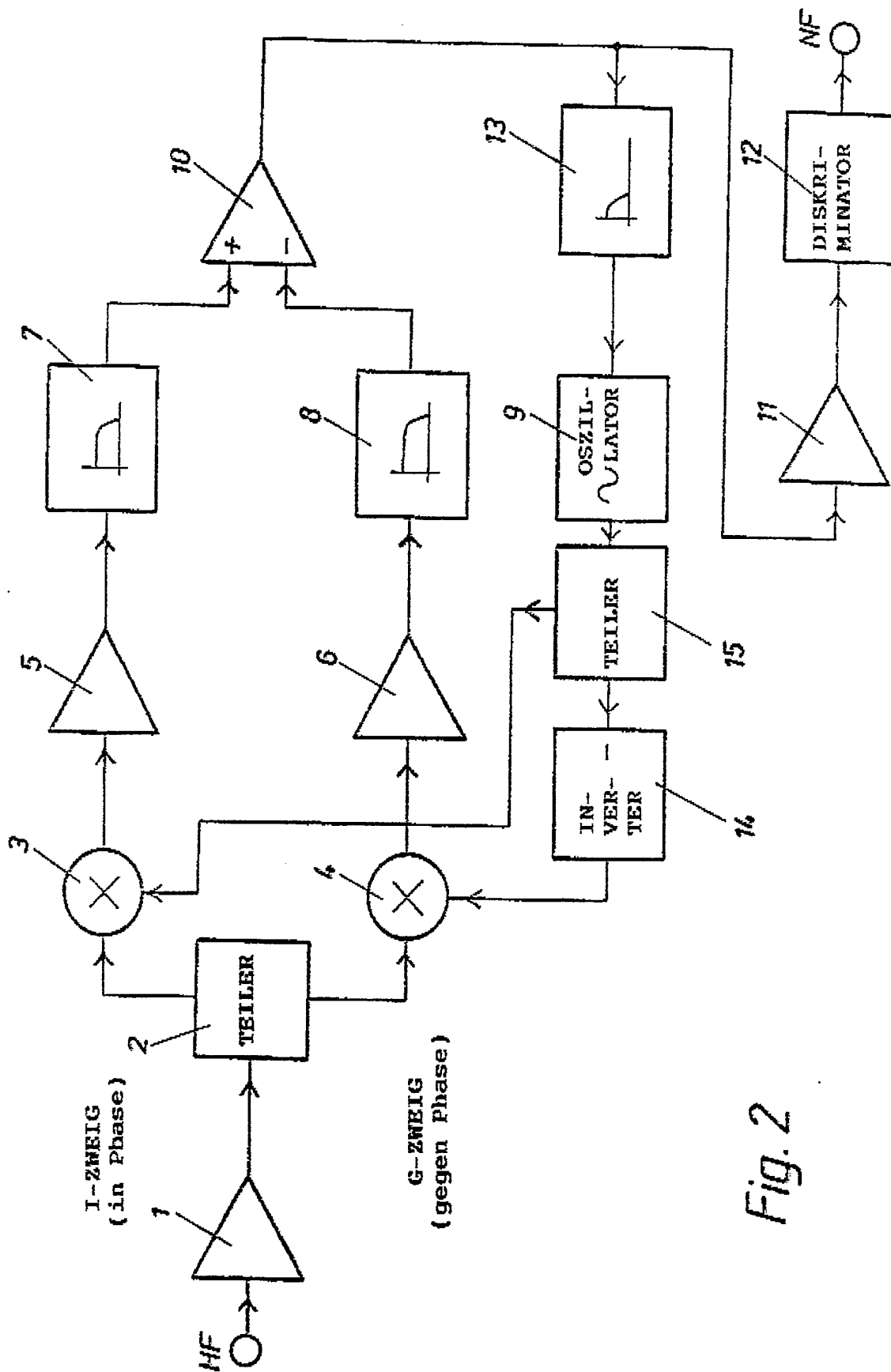


Fig. 2