



Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein
Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ **PATENTSCHRIFT** A5

⑳ Gesuchsnummer: 3844/82

㉒ Anmeldungsdatum: 23.06.1982

③① Priorität(en): 16.07.1981 GB 8121877

㉔ Patent erteilt: 15.07.1986

④⑤ Patentschrift veröffentlicht: 15.07.1986

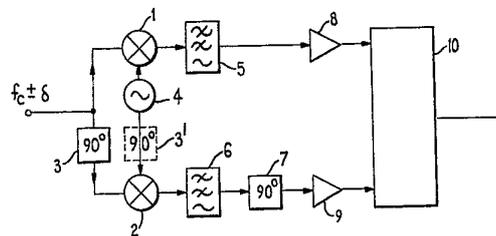
⑦③ Inhaber:
International Standard Electric Corporation, New York/NY (US)

⑦② Erfinder:
Vance, Ian Alistair Ward, Newport/Essex (GB)

⑦④ Vertreter:
Dipl.-El.-Ing. Hans F. Bucher, Bern

⑤④ **Empfänger für frequenzumgestaute Signale.**

⑤⑦ Bei einem Überlagerungsempfänger für frequenzumgestaute Signale mit direkter Umsetzung in das Basisband soll eine einfache Demodulation des Signalzustandes erhalten werden. Das HF-Eingangssignal der Frequenz f_c §, wobei f_c die Trägerfrequenz und § der Modulationshub ist, wird einmal direkt einem ersten Mischer (1) und einmal über einen 90°-Phasenschieber (3) einem zweiten Mischer (2) zugeführt, welche Mischer (1, 2) das Signal eines Lokaloszillators mit der Frequenz f_c erhalten. Die Basisband-Ausgangssignale der beiden Mischer werden je einem Tiefpassfilter (5, 6) zugeführt. Das Ausgangssignal des einen Tiefpassfilters (5) wird über einen begrenzenden Verstärker (8) direkt an eine Logikschaltung (10) angelegt, während das Ausgangssignal des andern Tiefpassfilters (6) über einen 90°-Phasenschieber (7) und einen begrenzenden Verstärker (9) an die Logikschaltung angelegt wird. Durch den zusätzlichen Phasenschieber wird erreicht, dass die Ausgangssignale der begrenzenden Verstärker (8, 9) beim Modulationshub in der einen Richtung miteinander in Phase und beim Modulationshub in der andern Richtung in Gegenphase sind, so dass die Logikschaltung (10) aus einem Exklusiv-ODER-Tor bestehen kann, an dessen Ausgang Logiksignale "1" bzw. "0" erscheinen für die beiden möglichen Zustände des Frequenzhubes.



PATENTANSPRÜCHE

1. Empfänger für frequenzumgestaute Signale auf einer HF-Trägerfrequenz, gekennzeichnet durch N Paare von Signalpfaden, wobei $N \geq 1$ und ganz ist, an welche die empfangenen HF-Signale anlegbar sind, wobei jeder Pfad eine von einem Tiefpassfilter (5, 6; 27, 28) gefolgte Mischerschaltung (1, 2; 25, 26) aufweist, durch einen auf der HF-Trägerfrequenz schwingenden Lokaloszillator (4), wobei das Ausgangssignal des Lokaloszillators mit den HF-Signalen in jedem Paar von Pfaden so gemischt wird, dass die Ausgangssignale der beiden Mischerschaltungen in jedem Paar eine Phasendifferenz von 90° aufweisen, durch Mittel (3; 3', 24) zur Einführung von Phasendifferenzen von $90^\circ/N$ zwischen den an die N Paare von Pfaden angelegten HF-Signalen, durch Mittel (7, 14, 29) zur Einfügung einer weiteren 90° -Phasendifferenz in der Mischerausgangsfrequenz in einem der tiefpassgefilterten Signale in jedem Paar von Pfaden, und durch logische Mittel (10; 11, 17, 18), an welche die Ausgangssignale der Paare von Pfaden angelegt sind, wobei die logischen Mittel so ausgelegt sind, dass sie ein digitales Ausgangssignal abgeben, das eine Aussage enthält über die relative Phasenlage der beiden Signale in jedem Paar von Pfaden.

2. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Anzahl N von Paaren von Signalpfaden gleich eins ist.

3. Empfänger nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass in jedem Signalpfad nach dem Tiefpassfilter ein Begrenzungsverstärker (8, 9; 15, 16; 30, 31) vorgesehen ist, dessen Ausgangssignale eine vollständig begrenzte Signalform aufweisen.

4. Empfänger nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, dass Mittel (12, 13) vorhanden sind, um von den Ausgangssignalen der Tiefpassfilter einen dritten und einen vierten Signalpfad abzuleiten, in welchem die Signale eine Phasenverschiebung von 45° bzw. 135° in bezug auf die Signale im ersten Signalpfad nach dem Tiefpassfilter aufweisen, dass weiter Mittel (14) vorhanden sind zur Einführung einer weiteren 90° -Phasenverschiebung in der Differenzfrequenz des Mischerausgangssignals in einem der dritten und vierten Signalpfade, dass in jedem Signalpfad ein Begrenzungsverstärker (15, 16) vorhanden ist, dass ein digitales Netzwerk (17) vorhanden ist, an welches die begrenzten Ausgangssignale des dritten und vierten Signalpfades angelegt sind, wobei dieses digitale Netzwerk gleich ist wie ein digitales Netzwerk (11), an welches der erste und der zweite Signalpfad geführt sind, und dass eine logische Addierschaltung (18) vorgesehen ist, an welche die Ausgangssignale der beiden digitalen Netzwerke angelegt sind, um ein digitales Ausgangssignal zu erhalten, das eine Aussage enthält über die relative Phasenverschiebung der Signale an den Eingängen des logischen Netzwerkes (Fig. 3).

5. Empfänger nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch einen dritten und einen vierten Signalpfad, an welche die empfangenen HF-Signale mit einer Phasenverschiebung von 45° gegenüber den Signalen am ersten und zweiten Signalpfad angelegt sind, wobei jeder der dritten und vierten Pfade eine Mischerschaltung (25, 26) gefolgt von einem Tiefpassfilter (27, 28) enthält, durch Mittel (3') zur Einführung einer 90° -Phasenverschiebung im Ausgangssignal des Lokaloszillators in solcher Weise, dass die Ausgangssignale der beiden Mischerschaltungen eine Phasendifferenz von 90° aufweisen, durch Mittel (29) zur Einführung einer weiteren 90° -Phasenverschiebung in Differenzfrequenz-Ausgangssignal des Mixers in einem der Signalpfade mit Tiefpassfilter, durch einen Begrenzungsverstärker (30, 31) in jedem Signalpfad, durch ein digitales Netzwerk (17), an welche die begrenzten Ausgangssignale des dritten und vierten Signalpfades angelegt sind, wobei das digitale Netzwerk (17) gleich ist wie ein digitales Netzwerk (11), an das der erste und zweite Signalpfad geführt sind, und durch eine logische Additionsschaltung (18), an welche die Ausgangssignale der digitalen

Netzwerke (11, 17) angelegt sind, um ein digitales Ausgangssignal zu erhalten, das eine Angabe enthält über die relative Phasenlage der Signale an den Eingängen der logischen Schaltungen (Fig. 5).

6. Empfänger nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, dass die logische Additionsschaltung ein erstes und ein zweites NOR-Tor (19, 20) mit zwei Eingängen enthält, an welche die Ausgangssignale der logischen Netzwerke direkt bzw. in komplementärer Form angelegt werden, und weiter ein RS-Flipflop (13), an dessen Setzeingang eines der Ausgangssignale der NOR-Tore und an dessen Rückstelleingang das Ausgangssignal des andern NOR-Tores angelegt ist.

7. Empfänger nach einem der Ansprüche 4 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass jedes der digitalen Netzwerke ein Exklusiv-ODER-Tor ist.

8. Empfänger nach einem der vorangegangenen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass eine 90° -Phasenverschiebung der Trägerfrequenz dem an eine der Mischerschaltungen angelegten empfangenen Signal aufgedrückt wird.

Die vorliegende Erfindung betrifft einen Empfänger für frequenzumgestaute Signale gemäss dem Oberbegriff des ersten Anspruchs.

Bei einem üblichen Überlagerungsempfänger ist die Spiegelfrequenzwiedergabe des Empfängers eine Wiedergabe erster Ordnung und muss ausgefiltert werden. Es muss ein Kompromiss geschlossen werden zwischen der Selektivität und den Verlusten wegen des endlichen Gütefaktors der Filterelemente. Bei Ausrüstungen geringer Grösse wird dieses Problem stark ausgeprägt, da die erreichbaren Gütefaktoren geringer sind. Weiter müssen selbst bei Einkanal-Anwendungen die verschiedenen Filterabschnitte individuell abgestimmt werden, was die Herstellungskosten empfindlich erhöht.

Im besonderen Fall von Empfängern für drahtlose Personensuchanlagen mit grossem Suchbereich, z.B. sogenannten Stadtrufanlagen, sind diese Probleme gleichzeitig vorhanden. Die geringe Grösse führt zu niederen Gütefaktoren, während geringe Verluste notwendig sind, da die Empfindlichkeit hoch sein muss, um die geringe Antennengüte auszugleichen, welche von der Forderung nach geringem Volumen herrührt. Sowohl die geringe Grösse als auch die Kosten würden die Verwendung einer integrierten Schaltung nahelegen, welche jedoch für einen Überlagerungsempfänger schwer zu realisieren ist. Ebenfalls ist bei dieser Anwendung eine sehr geringe Leistungsaufnahme von grosser Wichtigkeit. Im allgemeinen besteht ein direkter Zusammenhang zwischen der Bandbreite der Schaltung und deren Leistungsaufnahme. Es ist daher am günstigsten, eine möglichst hohe Verstärkung zu erreichen und die Signalverarbeitung bei einer möglichst tiefen Frequenz vorzunehmen.

Eine Lösung für diese Probleme ist im GB-Pat.Nr.1 517 121 beschrieben. Bei dieser Lösung sind ein erster und ein zweiter Signalpfad vorgesehen, in jedem Signalpfad folgt auf eine Mischerschaltung ein Tiefpassfilter und ein Begrenzungsverstärker, ein Lokaloszillator schwingt mit der Trägerfrequenz, das Ausgangssignal des Lokaloszillators wird an eine Mischerschaltung direkt angelegt, während Mittel vorhanden sind, um das Ausgangssignal des Lokaloszillators an die andere Mischerschaltung mit einer Phasenverschiebung von 90° anzulegen. Am Ausgang ist ein getakteter D-Flipflop vorgesehen, an dessen D-Eingang das Ausgangssignal einer der Begrenzungsverstärkerstufen angelegt ist, während das Ausgangssignal der anderen Begrenzungsverstärkerstufe an den Takteingang des Flipflops angelegt ist.

Bei einem solchen Empfänger mit einer einfachen Decodieranordnung gibt es eine Beschränkung der Frequenz, mit wel-

cher das Umschalten des Flipflops in Abhängigkeit der Modulation des empfangenen Signals erfolgen kann. Das heisst, es muss mindestens in jeder Informationsbitperiode eine positive Flanke des Taktsignals liegen. Die maximale Bitfrequenz ist daher gleich dem der Taktfrequenz f_c aufgeprägten Frequenzhub δ . Diese Beschränkung gilt auch für die Begrenzerverstärkerstufen. Da diese die Nulldurchgänge erhalten, dabei aber die Amplitudeninformation begrenzen, ist es notwendig, dass auf beiden Seiten des Signals des Lokaloszillators einige Nulldurchgänge auftreten. Wenn die Bitfrequenz den Frequenzhub übersteigt, dann ist auf jeder Seite nur noch ein Übergang vorhanden, was gemäss dem Nyquist-Kriterium keine hinreichende Information mehr bringt. Da die Phase des Basisbandsignals beidseits des Trägers beliebig ist, ergibt sich eine variable Verzögerung im Umschalten des Decoder-Ausgangssignals.

Es ist daher Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine Schaltungsanordnung anzugeben, welche die Erreichung höherer Bitfrequenzen ermöglicht.

Ausführungsbeispiele der Erfindung werden nun anhand der Zeichnung näher erläutert. In der Zeichnung zeigt:

- Die Fig. 1 die Grundschialtung der Empfängeranordnung;
- die Fig. 2 ein Exklusiv-ODER-Tor;
- die Fig. 3 eine modifizierte Empfängeranordnung;
- die Fig. 4 eine logische Schaltung; und
- die Fig. 5 eine Variante der Schaltungsanordnung nach Fig. 3.

Bei der in Fig. 1 gezeigten Empfängerschaltung werden die empfangenen HF-Signale der Frequenz $f_c \pm \delta$, wobei f_c die Trägerfrequenz und δ der Modulationshub der Frequenzumtastung sind, direkt an eine erste Mischerschaltung 1 und über einen Phasenschieber 3 an eine zweite Mischerschaltung 2 angelegt. Der Phasenschieber erteilt der Trägerfrequenz f_c eine Phasenverschiebung von 90° . Das Ausgangssignal eines mit der Trägerfrequenz f_c schwingenden Lokaloszillators 4 wird an die beiden Mischerschaltungen 1 und 2 angelegt. Die Ausgangssignale der Mischerschaltungen durchlaufen Tiefpassfilter 5 bzw. 6. Die Ausgangssignale der Filter sind nun die Differenzfrequenz zwischen dem Eingangssignal und dem Lokaloszillatorsignal. Das Ausgangssignal des Filters 6 wird in einem zweiten Phasenschieber 7 einer 90° -Phasenverschiebung bei der Basisbandfrequenz unterworfen. Beide Signale werden an Begrenzungsverstärker 8 bzw. 9 angelegt, so dass deren Ausgangssignale voll begrenzte Signalformen aufweisen. Diese Ausgangssignale werden nun als digitale Signale betrachtet und in einem digitalen Logiknetzwerk 10 weiterverarbeitet. Statt die Trägerfrequenz des HF-Eingangssignals im Phasenschieber 3 um 90° zu schieben, wäre es natürlich auch möglich, die Lokaloszillatortfrequenz, die an einem der Mischer angelegt wird, durch einen Phasenschieber 3' um 90° in der Phase zu schieben.

Die Differenzfrequenz δ ist konstant, unabhängig davon, ob das Eingangssignal einen Frequenzhub oberhalb oder unterhalb der Trägerfrequenz f_c aufweist. Wegen der Phasenänderung beim Mischen von entgegengesetzten Seiten des Lokaloszillators ändern die Ausgangssignale der Filter ihre relative Pha-

se bei den beiden Signalzuständen. Das heisst, sie sind immer um 90° getrennt, aber der relative Zustand der Voreilung/Nacheilung wechselt, wenn das Eingangssignal von hoch nach tief ändert. Die weitere feste Phasenverschiebung um 90° bei der Differenzfrequenz bewirkt dann, dass die Ausgangssignale der Begrenzerverstärker in Phase sind für einen Frequenzhub in einer Richtung und in Phasenopposition, d.h. 180° Phasendifferenz, für einen Hub in der andern Richtung. Diese beiden Zustände können in einem Netzwerk 10 unterschieden werden, das in seiner einfachsten Form ein einziges Exklusiv-ODER-Tor ist, wie dies Fig. 2 zeigt. Das Ausgangssignal dieser Logikschaltung ist dann «1» für einen Hub des Eingangssignals in einer Richtung und «0» für den Hub in die andere Richtung. Die obige Schaltungsanordnung demoduliert also ein frequenzumgestaltetes Eingangssignal in ein logisches Ausgangssignal.

Ein solcher Empfänger mit dieser einfachen Decodierausstattung weist aber ebenfalls die in der Einleitung erwähnten Nachteile bezüglich der maximal erreichbaren Bittaktfrequenz auf. Um diese Begrenzung zu überwinden, ist es möglich, Pfade mit verschachtelter Phase zu erzeugen. Bei der in Fig. 3 gezeigten Schaltungsanordnung speisen die Basispfade mit Phasenverschiebung 0° und 90° ein Exklusiv-ODER-Tor 11 in der gemäss Fig. 1 beschriebenen Art. Das Ausgangssignal jedes Tiefpassfilters gelangt aber zusätzlich an zwei Widerstandsnetzwerke 12 und 13, um zusätzliche Phasenverschiebungen von 45° bzw. 135° zu erzeugen. Eines dieser Signale wird dann in einem Netzwerk 14 nochmals um 90° in der Phase verschoben.

Die beiden Signale mit den zusätzlichen Phasenverschiebungen werden in Verstärkern 15 und 16 begrenzt und die Ausgangssignale dieser Begrenzerverstärker gelangen an ein Exklusiv-ODER-Tor 17. Es ist nun eine logische Schaltung 18 notwendig, um die Ausgangssignale der beiden Exklusiv-ODER-Tore zu kombinieren. Vorteilhafterweise besteht die Schaltung 18 aus einem flankengetriggerten RS-Flipflop 23 (4), welches über zwei NOR-Tore 19 und 20 mit je zwei Eingängen angesteuert wird, wobei die Eingänge eines NOR-Tores direkt angeschlossen sind, während die Eingänge des andern NOR-Tores über Inverter 21 und 22 angeschlossen sind.

Statt Phasenverschiebungen von 45° und 135° in die Ausgangssignale der Tiefpassfilter einzufügen, wie dies Fig. 3 zeigt, um für die Demodulation ein zusätzliches Paar von Signalen zu erhalten, ist es auch möglich, die Schaltungsanordnung nach Fig. 5 zu benutzen. Hier ist ein 45° -Phasenschieber 24 in den HF-Teil des Empfängers eingefügt, um einen Eingang zu erzeugen für ein zweites Paar von Mischern 25 und 26. Der Lokaloszillator 4 und der 90° -Phasenschieber 3' speisen also sowohl die ursprünglichen Mischer 1 und 2, als auch die zusätzlichen Mischer 25 und 26. Das zweite Paar von Signalpfaden ist identisch mit dem ersten Paar und weist Tiefpassfilter 27 und 28, einen 90° -Basisband-Phasenschieber 29 und Verstärker 30 und 31 auf. Das Logiknetzwerk kann jenem von Fig. 3 entsprechen.

Es ist zu bemerken, dass der Empfänger im Prinzip N Paare von Pfaden aufweisen kann mit einer Phasendifferenz von $90^\circ/N$ zwischen den Paaren.

