



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 603 08 539 T2** 2007.01.04

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 551 099 B1**

(51) Int Cl.⁸: **H03D 3/00** (2006.01)

(21) Deutsches Aktenzeichen: **603 08 539.3**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **03 293 343.4**

(96) Europäischer Anmeldetag: **29.12.2003**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **06.07.2005**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **20.09.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **04.01.2007**

(73) Patentinhaber:

Freescale Semiconductor, Inc., Austin, Tex., US

(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

(74) Vertreter:

**SCHUMACHER & WILLSAU,
Patentanwaltssozietät, 80335 München**

(72) Erfinder:

**Khlat, Nadim, 31270 Cugnaux, FR; o'Keeffe,
Connor, Douglas, Cork, IE; Pratt, Patrick, Mallow,
Co. Cork, IE**

(54) Bezeichnung: **Niedrigzwischenfrequenzempfänger**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

Gebiet der Erfindung

[0001] Die Erfindung bezieht sich auf einen Nieder-IF-Funkempfänger (IF = Intermediate Frequency/Zwischenfrequenz) und insbesondere auf VLIF-Empfänger (VLIF = Very Low IF/sehr niedrige Zwischenfrequenz), aber nicht ausschließlich darauf. Der Ausdruck "Nieder-IF" bezieht sich auf Zwischenfrequenzen, die mit der Bandbreite des resultierenden Basisbandsignals vergleichbar sind, und VLIF auf Zwischenfrequenzen, die viel kleiner als die Bandbreite des resultierenden Basisbandsignals sind.

Hintergrund der Erfindung

[0002] VLIF-Empfänger werden weitläufig für Slot-basierte Funkkommunikationen verwendet, im Speziellen TDMA-Protokolle (TDMR = Time Division Multiple Access/Zeitmultiplex), solche wie das Global System for Mobile communications ("GSM"), die digitale verbesserte schnurlose Telekommunikation ("DECT" = Digital Enhanced Cordless Telecommunications) und Enhanced Data for GSM Evolution ("EDGE"), in dem allgemeinen paketorientierten Funkdienst (GPRS = General Packet Radio Service), eine Erweiterung auf den GSM-Standard, der einen höheren Geschwindigkeitszugriff zur Verfügung stellt. Diese Empfänger müssen Interferer-Signale abweisen, die als Spiegelfrequenzen (image frequencies) auf das gewünschte Signal fallen oder sehr nahe daran sind, wenn das gewünschte Signal zu der gewünschten Zwischenfrequenz konvertiert wird. Dies wird durch Spiegelfrequenzlöschmischer oder Poly-Phasen-Filter bei niedriger Frequenz erreicht. Der Erfolg von diesen Spiegelfrequenzlöschtechniken hängt von dem Gleichgewicht ab, das im Hinblick auf die Phase und Verstärkung des I-Wegs (I = in phase/in-Phase) und Q-Wegs (Q = quadrature phase/Quadraturphase) in dem Empfänger erreicht wird. Die Patentschriften US 6 597 748 und EP 1 058 378 beschreiben Empfänger dieser Bauart.

[0003] Das Gleichgewicht von I und Q in dem Empfänger kann durch Präzisionsanaloggestaltung und durch Kompensation in der Form eines Digital-Equalisers erreicht werden. Dies fügt Kosten im Hinblick auf die Produktion, den Softwarezusatzaufwand, den Herstellungszusatzaufwand und extrige Hardware hinzu. Darüber hinaus variiert die Spiegelfrequenzabweisung mit der Temperatur und dem Frequenzband.

[0004] Der Spiegelfrequenzkanal ist oftmals einer der angrenzenden Frequenzkanäle oder der alternierenden bzw. wechselnden angrenzenden Kanäle an dem einen Gewünschten. Der andere angrenzende oder alternierende angrenzende Kanal ist keine Spiegelfrequenz und kann angemessen ohne den Bedarf an solch einem genauen Quadraturgleichgewicht abgewiesen werden. Stattdessen wird er leicht durch Standardfiltertopologien abgewiesen. Die Selektivität ist insbesondere ein Problem für alternierende bzw. wechselnde Kanäle an der "Low Side"-IF, das heißt dort wo die LO-Frequenz (LO = Local Oszillator/lokaler Oszillator), die zu der Trägerfrequenz abwärts zur IF konvertiert wird, kleiner als die Trägerfrequenz ist, so dass die IF positiv im Hinblick auf Interferer bei zweimaliger Kanal-Beabstandung (400 kHz in dem Beispiel, das in [Fig. 2](#) der begleitenden Zeichnungen gezeigt ist) ist, da der Empfänger sie wie eine Spiegelfrequenz behandelt und ein Teil des Interferer-Spektrums in das Band fällt.

[0005] Die Patentschrift US2002/0183030 beschreibt eine Funkempfänger- und Sendervorrichtung, die lokale Oszillatorfrequenzen (LO = Local Oscillator/lokaler Oszillator) Low_{LO} und $High_{LO}$ umfasst, die basierend auf dem Frequenzband des Betriebs der mobilen Kommunikationsvorrichtung in dem Sender auswählbar sind, wohingegen die LO-Eingänge Low_{LO} und $High_{LO}$ in dem Empfänger mit unterschiedlichen Empfängerwegen über einen subharmonischen Mischer verbunden sind.

[0006] Die Spezifikationen für die Nieder-IF-Funkempfänger haben strenge Anforderungen im Hinblick auf die Abweisung von Interferer, wobei ein Bedarf besteht, diese Spezifikationen bei niedrigen Kosten zu erfüllen oder zu übertreffen.

Zusammenfassung der Erfindung

[0007] Die vorliegende Erfindung stellt einen Empfänger wie in den beiliegenden Ansprüchen zur Verfügung.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0008] [Fig. 1](#) ist ein schematisches Blockdiagramm einer Hardware-Umsetzung eines Empfängers in Übereinstimmung mit einem Ausführungsbeispiel der Erfindung, das mittels eines Beispiels dargelegt ist,

[0009] [Fig. 2](#) ist ein Diagramm des Frequenzspektrums von Signalen, die während eines ersten Zeit-Slots im Betrieb des Empfängers von [Fig. 1](#) erscheinen,

[0010] [Fig. 3](#) ist ein Diagramm des Frequenzspektrums von Signalen, die während eines anschließenden Zeit-Slots im Betrieb des Empfängers von [Fig. 1](#) erscheinen,

[0011] [Fig. 4](#) ist ein Diagramm von der Variation von Parametern im Betrieb des Empfängers von [Fig. 1](#) über die Zeit.

Ausführliche Beschreibung einer bevorzugten Ausführungsform

[0012] Der Empfänger, der in [Fig. 1](#) gezeigt ist, weist eine Antenne **1** zum Liefern von empfangenen Funksignalen zu einem Verstärker **2** auf. Ein lokaler "High Side"-Oszillator erzeugt ein lokales Oszillatorsignal bei einer Frequenz f_{LO} , die höher ist als die gewünschte Kanalfrequenz f_{wanted} , so dass $f_{LO} = f_{wanted} + f_{IF}$. Das Signal von dem lokalen "High Side"-Oszillator **3** wird einem I-Kanal-Mischer **4** und einem Phasenverschieber **5** zugeführt, der die Phase des Signals von dem lokalen "High Side"-Oszillator **3** um 90° verschiebt und das phasenverschobene Signal einem Q-Kanal-Mischer **6** zuführt. Der I- und Q-Kanal-Mischer **4** und **6** mischen das empfangene Signal von dem Verstärker **2** mit den lokalen Oszillatorsignalen, um Nieder-IF-Signale (in dem vorliegenden Fall VLIF-Signale) in Phasenquadratur zu erzeugen, und führen die Nieder-IF-Signale dem I- und Q-Tiefpassfilter **7** und **8** zu. Die gefilterten analogen Signale von den Filtern **7** und **8** werden dann jeweils zu digitalen Signalen durch Analog-Digital-Konverter ("ADCs") **9** und **10** konvertiert und dann von VLIF zu DC in einer digitalen Mischerstufe **11** abwärtskonvertiert, die die Signale von den ADCs **9** und **10** mit einem lokalen VLIF-Oszillatorsignal von einem lokalen VLIF-Oszillator **12** und von einem weiteren 90° -Phasenverschieber **13** mischt.

[0013] Im Betrieb stellt das gewünschte Signal eine Bandbreite **14**, die in [Fig. 2](#) als 200 kHz mittels eines Beispiels gezeigt ist, entsprechend der GSM- und EDGE-Kanalbreite dar. Die Frequenz **15** des lokalen Oszillators ist um einen Betrag f_{IF} größer als die Zentrumsfrequenz f_{wanted} des gewünschten Kanals **14**, der in diesem Beispiel gleich 100 kHz ist. Bei Mischen mit den lokalen Oszillatorsignalen wird der gewünschte Kanal bei einer Nieder-IF-Frequenz $-f_{IF}$ zentriert und Signale von einem Spiegelfrequenzbereich **16** werden in einem Bereich erscheinen, der bei einer Frequenz $+f_{IF}$ zentriert ist, und werden durch Frequenzfilter durchgelassen: Dies ist der Fall für einen Interferer **17** von einem angrenzenden Kanal oder einem alternierenden angrenzenden Kanal **18**, der bei einer Frequenz zentriert ist, die um $f_{interferer}$ ($= 200$ kHz oder 400 kHz in dem Beispiel, das in [Fig. 2](#) der begleitenden Zeichnungen gezeigt ist) relativ zu der Zentrumsfrequenz f_{wanted} des gewünschten Kanals **14** versetzt ist.

[0014] Wie in der Patentschrift US 6 597 748 beschrieben ist, hängt die Spiegelfrequenzabweisung von Verstärkungs- und Phasenungleichgewichten der I- und Q-Kanäle ab. Die digitale Verstärkungs- und Phasenkorrektur, wie sie in der Patentschrift EP 1 058 378 beschrieben ist, ermöglicht beispielsweise, dass eine bedeutende Kompensation von diesen Fehlern erreicht wird und bietet einen hohen Grad einer Spiegelfrequenzabweisung. Jedoch ist es, wie oben beschrieben ist, wünschenswert, die Spiegelfrequenzabweisung zu verbessern, da der Empfänger sie wie eine Spiegelfrequenz behandelt und ein Teil des Interferer-Spektrums in das gewünschte Band fällt. Im Speziellen ist in bestimmten Anwendungen die Selektivität dahingehend gewünscht, dass sie bei erfassten C/I-Pegeln ($C/I = \text{Carrier to Interference/Träger zu Interferenz}$) liegt, die um 10 dB besser für einen empfangenen Interferer (I) bei 41 dB sind, der größer als der Träger (C) ist, wobei der Träger der gewünschte Kanal ist, selbst bei Trägerfrequenzen, die größer als 2 GHz sind.

[0015] In dem Ausführungsbeispiel der Erfindung, das in den Zeichnungen gezeigt ist, haben die lokalen Oszillatormittel Frequenzwechsellmittel zum Verursachen, dass die lokale Oszillatorfrequenz in sukzessiven Zeit-Slots zwischen einem ersten und einem zweiten Wert wechselt, wovon einer größer und der Andere kleiner als die gewünschte Trägerfrequenz des Eingangssignals. Noch genauer ist in dem Ausführungsbeispiel, das in [Fig. 1](#) gezeigt ist, ein lokaler "Low Side"-Oszillator **19** zur Verfügung gestellt, der ein lokales Oszillatorsignal bei einer Frequenz f_{LO} erzeugt, die niedriger als die gewünschte Kanalfrequenz f_{wanted} ist, so dass $f_{LO} = f_{wanted} - f_{IF}$ ist. Die Signale von dem lokalen "High Side"-Oszillator **3** und dem lokalen "Low Side"-Oszillator **19** werden zu einem Schalter **20** mit zwei Positionen zugeführt. Der Schalter **20** mit zwei Positionen wählt abwechselnd die LO-Signale von dem lokalen "High Side"- und "Low Side"-Oszillator **3** und **19** zum wechseln der Zeit-Slots der empfangenen Signale aus. Die Beziehung zwischen den Frequenzen des gewünschten Kanals, dem lokalen "Low Side"-Oszillator **19**, dem Spiegelfrequenzbereich **15** und den gleichen Interferer **17** und **18**, wenn der lokale "Low Side"-Oszillator **19** ausgewählt ist, ist dann wie in [Fig. 3](#) gezeigt. Es wird ebenso erkannt, dass die Interferer dann außerhalb des Spiegelfrequenzbereichs **15** fallen und durch die Frequenzfilter **7** und **8** abgewiesen werden.

[0016] Um die Polaritäten der VLIF-I- und -Q-Kanal-Mischerstufe **11** aufrechterhalten, weist diese Mischerstufe einen ersten und einen zweiten I-Kanal-Mischer **21** und **22** und einen ersten und einen zweiten Q-Kanal-Mischer **23** und **24** auf. Ein VLIF-Schalter **25** mit zwei Positionen, der mit dem LO-Schalter **20** mit zwei Positionen synchronisiert ist, stellt einen Phasenwechsel zur Verfügung und bringt alternierend das VLIF-LO-Signal von dem lokalen VLIF-Oszillator **19** auf den ersten I- und Q-Mischer **21** und **23** in einem Zeit-Slot und das phasenverschobene VLIF-LO-Signal von dem VLIF-Phasenverschieber **13** auf den zweiten I- und Q-Mischer **22** und **24** in dem nächsten Zeit-Slot auf. Die I-Mischer **21** und **22** mischen diese Signale mit dem Signal von dem I-Kanal-ADC **9** und die Q-Mischer **23** und **24** mischen diese Signale mit dem Signal von dem Q-Kanal-ADC **10**. Die Signale von dem ersten I-Mischer **21** und dem zweiten Q-Mischer **24** werden einem Addierer **26** zugeführt, welcher die gemischten Signale addiert, um ein Q-Ausgangssignal bei einem Q-Ausgang **27** zu erzeugen, wobei die Signale von dem zweiten I-Mischer **22** und dem ersten Q-Mischer **23** zu einem Subtrahierer **28** zugeführt werden, welcher die gemischten Signale subtrahiert, um ein I-Ausgangssignal bei einem I-Ausgang **29** zu erzeugen.

[0017] Die Signalamplituden und Phasen können wie folgt ausgedrückt werden:
In dem Fall, bei dem die lokale RF-Oszillator-Frequenz größer als die Frequenz des gewünschten Kanals, die "High Side"-Nieder-IF, der Nieder-IF-Empfänger ist, kann der I,Q-Vektorausgang ausgedrückt werden zu:

$$I_{out}(t) + j \cdot Q_{out}(t) =$$

$$A_w(t)/2 \cdot e^{-j\Phi_w(t)} ** H_{wanted} + A_i(t)/2 \cdot e^{-j(\Phi_i(t) + 2\pi \cdot f_{interferer} \cdot t)} ** H_{wanted} \quad (\text{Ausdruck a})$$

+

$$A_w(t)/2 \cdot e^{+j(\Phi_w(t) - 4\pi \cdot f_{IF} \cdot t)} ** H_{image} + A_i(t)/2 \cdot e^{+j(\Phi_i(t) + 2\pi \cdot f_{interferer} \cdot t - 4\pi \cdot f_{IF} \cdot t)} ** H_{image} \quad (\text{Ausdruck b})$$

wobei $A_w(t)$ das Amplitudensignal des gewünschten Kanals ist,
wobei $\Phi_w(t)$ das Phasensignal des gewünschten Kanals ist,
wobei f_{IF} die Zwischen-IF-Frequenz ist,
wobei $A_i(t)$ das Interferer-Kanal-Amplitudensignal ist,
wobei $\Phi_i(t)$ das Interferer-Kanal-Phasensignal ist,
wobei $f_{interferer}$ der Versatz der Interferer-Frequenz gegenüber der Frequenz des gewünschten Kanals ist (z. B. in den GSM wird der +400kHz-Wechselkanal-Interferer-Fall betrachtet),
wobei H_{wanted} die Filter-Impulsantwort des gewünschten Kanals ist, die zu $H_{wanted} = (H_I + H_Q)/2$ ausgedrückt wird,
wobei H_I die I-Weg-Kanal-Impulsantwort und H_Q die Q-Weg-Kanal-Impulsantwort ist, wobei H_{image} die Spiegel-frequenzkanal-Filter-Impulsantwort ist, die zu $H_{image} = (H_I - H_Q)/2$ ausgedrückt wird, wobei H_I die I-Weg-Kanal-Impulsantwort und H_Q die Q-Weg-Kanal-Impulsantwort ist.

[0018] Idealerweise wird, wenn $H_I = H_Q$ ist, d. h. eine perfekte Quadratur über die Frequenz, H_{image} auf gehoben.

[0019] Der Ausdruck b repräsentiert den Spiegelfrequenzabschnitt, der innerhalb des RX-Bandes basierend auf H_{image} fallen wird, welche nicht wegen dem nicht-idealen Abstimmen zwischen dem I- und Q-Weg aufgehoben wird, so zum Beispiel, wenn $f_{interferer} = 2 \cdot f_{IF}$ ist, wird der zweite Abschnitt von Ausdruck b zu:

$$A_i(t)/2 \cdot e^{+j(\Phi_i(t))} ** H_{image}$$

welcher bei 0 Frequenz zentriert wird, das heißt innerhalb des gewünschten RX-Kanals fällt, wobei die Amplitude von dieser Interferenz von dem Pegel der Interferenz $\max(A_i(t))$ und der Spiegelfrequenzabweisungsgröße $\text{abs}(H_{image})$ abhängt.

[0020] In dem Fall, bei dem die lokale RF-Oszillator-Frequenz niedriger als die Frequenz des gewünschten Kanals, das heißt $f_{LO} = f_{wanted\ channel} - f_{IF}$, die "Low Side"-Nieder-IF, der Nieder-IF-Empfänger, kann die I,Q-Vektorausgabe ausgedrückt werden zu:

$$I_{out}(t) + j \cdot Q_{out}(t) =$$

$$A_w(t)/2 \cdot e^{-j\Phi_w(t)} ** H_{wanted} + A_i(t)/2 \cdot e^{-j(\Phi_i(t) + 2\pi \cdot f_{interferer} \cdot t)} ** H_{wanted} \quad (\text{Ausdruck a'})$$

+

$$A_w(t)/2 \cdot e^{+j(\Phi_w(t) + 4\pi \cdot f_{IF} \cdot t)} ** H_{image} + A_i(t)/2 \cdot e^{+j(\Phi_i(t) + 2\pi \cdot f_{interferer} \cdot t + 4\pi \cdot f_{IF} \cdot t)} ** H_{image} \quad (\text{Ausdruck b'})$$

[0021] Der Ausdruck b' stellt den Spiegelfrequenzabschnitt dar, der innerhalb des RX-Bandes basierend auf

H_{image} fallen wird, welche nicht wegen der nicht-idealen Abstimmung zwischen dem I- und Q-Weg aufgehoben wird, so zum Beispiel, wenn $f_{\text{interferer}} = 2 \cdot f_{\text{IF}}$ (der gleiche Interferer-Ort wie in dem "High Side"-Fall), wird der zweite Abschnitt von dem Ausdruck b' zu

$$A_i(t)/2 \cdot e^{+j \cdot (\phi_i(t) + 2\pi \cdot 4f_{\text{IF}}t)} \cdot H_{\text{image}}$$

welcher bei $4 \cdot f_{\text{IF}}$ Frequenz zentriert ist, das heißt fällt außerhalb des gewünschten Empfängerkanals, was daher zu einem Entfernen dieses Beitragsausdrucks während der Zeit führt, bei der der Empfänger in einem "Low Side"-Nieder-IF-Modus arbeitet.

[0022] Da die lokale Oszillatorfrequenz f_{LO} zwischen "High Side"- und "Low Side" wechselt, wechseln die Ausgaben zwischen den angegebenen Werten und die Durchschnittsbeeinflussung der Interferer-Präsenz ist reduziert. Es ist nicht notwendig, zu wissen, auf welcher Seite des gewünschten Frequenzbands die Interferer-Frequenz auftritt, was oftmals nicht möglich ist, vorausgesetzt dass der Wechsel zwischen "High Side" und "Low Side" mehrere Male auftritt, während der Interferer an der gleichen Seite des gewünschten Frequenzbands ist.

[0023] Es wird erkannt, dass es in bestimmten Anwendungen anstelle der in [Fig. 1](#) gezeigten Umsetzung mit zwei lokalen Oszillatoren **3** und **19** möglich ist, die zwei Oszillatoren zu Einem zu kombinieren, wobei der Schalter **20** dann den Ausgang von diesem lokalen Oszillator zwischen den zwei LO-Frequenzen umschaltet. Diese Umsetzung ist insbesondere hilfreich, wenn Empfangs-Zeit-Slots durch inaktive Empfangszeiten getrennt werden, während welchen der lokale Oszillator gewechselt wird und Zeit zum Stabilisieren bei der neuen Frequenz vor dem Start des nächsten Empfangs-Zeit-Slots hat. Es wird erkannt, dass die Hardware-Schalter **20** und **25**, die in [Fig. 1](#) gezeigt sind, dann durch Software-Umschaltung der lokalen Oszillatorfrequenzen ersetzt werden können.

[0024] Es wird ebenso erkannt, dass es in gewissen Anwendungen nicht notwendig ist, die lokale Oszillatorfrequenz zwischen den zwei LO-Frequenzen bei jedem sukzessiven Zeit-Slot zu wechseln, vorausgesetzt, dass der Wechsel oft verglichen mit den Fluktuationen des Interferers auftritt, das heißt einige Male in dem gleichen Block (von 2000 Slots im Falle von GSM und EDGE).

Patentansprüche

1. Nieder-IF-Funkempfänger (IF = Intermediate Frequency/Zwischenfrequenz), aufweisend Antennenmittel (**1**) zum Empfangen eines Slot-basierten Funksignals, das aufeinander folgende Rahmen aufweist, wovon jeder einen Satz Empfangszeitslots aufweist, Eingangsmittel (**2**), die auf ein Signal von den Antennenmitteln ansprechen, um ein Eingangssignal zu erzeugen, lokale Oszillatormittel (**3, 5, 19**) zum Erzeugen von zumindest einem lokalen Oszillatorsignal (**15**), das eine lokale Oszillatorfrequenz hat, Mischmittel (**4, 6**) zum Mischen des Eingangssignals mit dem lokalen Oszillatorsignal und zum Erzeugen eines IF-Signals, und Filtermittel (**7, 8**), die auf das IF-Signal ansprechen, um selektiv Frequenzen innerhalb eines Nieder-IF-Bereichs durchzulassen und Frequenzen außerhalb des Nieder-IF-Bereichs abzuweisen, um so ein gefiltertes Signal zu erzeugen, **dadurch gekennzeichnet**, dass die lokalen Oszillatormittel (**3, 5, 19**) Frequenzwechsellmittel (**20**) umfassen, um zu verursachen, dass die lokale Oszillatorfrequenz mehrfach während den Empfangszeitslots von jedem der Rahmen zwischen ersten und zweiten Werten wechselt, wovon einer größer und der andere kleiner als die gewünschte Trägerfrequenz des Eingangssignals ist.

2. Nieder-IF-Funkempfänger gemäß Anspruch 1, aufweisend weitere lokale Oszillatormittel (**12, 13**) zum Erzeugen von zumindest einem weiteren lokalen Oszillatorsignal, das eine weitere lokale Oszillatorfrequenz hat, weitere Mischmittel (**21-24, 26, 28**) zum Mischen des gefilterten Signals mit dem weiteren lokalen Oszillatorsignal und zum Erzeugen eines Basisbandsignals, und Filtermittel (**27, 29**), die auf das Basisbandsignal ansprechen, um selektiv Frequenzen innerhalb eines Basisbandfrequenzbereichs durchzulassen und Frequenzen außerhalb des Basisbandbereichs abzuweisen.

3. Nieder-IF-Funkempfänger gemäß Anspruch 1, wobei die lokalen Oszillatormittel (**3, 5, 19**) "I"- und "Q"-Kanäle zum jeweiligen Erzeugen von I- und Q-Komponenten von dem lokalen Oszillatorsignal in Phasenquadratur aufweisen, wobei die Mischmittel I- und Q-Mischkanäle zum Mischen des Eingangssignals mit den I- und Q-Komponenten des lokalen Oszillatorsignals und zum jeweiligen Erzeugen von I- und Q-Komponenten von dem IF-Signal umfassen, wobei die Filtermittel (**7, 8**) I- und Q-Filterkanäle zum Erzeugen von I- bzw. Q-Komponenten von dem gefilterten Signal umfassen.

4. Nieder-IF-Funkempfänger gemäß Anspruch 3, aufweisend weitere lokale Oszillatormittel (**12, 13**) zum Erzeugen von weiteren lokalen I- und Q-Oszillatorsignalkomponenten, die eine weitere lokale Oszillatorfrequenz haben, weitere Mischmittel (**21–24, 26, 28**), die weitere I- und Q-Mischkanäle zum Mischen des gefilterten Signals mit den weiteren lokalen I- und Q-Oszillatorsignalkomponenten und zum Erzeugen von I- und Q-Komponenten des Basisbandsignals umfassen, und I- und Q-Filtermittel (**27, 29**), die auf die I- und Q-Komponenten des Basisbandsignals ansprechen, um selektiv Frequenzen innerhalb eines Basisbandfrequenzbereichs durchzulassen und Frequenzen außerhalb des Basisbandbereichs abzuweisen, so dass I- bzw. Q-Komponenten des Basisbandsignals erzeugt werden.

5. Nieder-IF-Funkempfänger gemäß Anspruch 4, wobei die weiteren lokalen Oszillatormittel (**12, 13**) Phasenwechsellmittel (**25**) zum Anwenden von wechselnden Phasenverschiebungen auf die weiteren lokalen I- und Q-Oszillatorsignalkomponenten synchron zu den lokalen Oszillatorfrequenzwechseln haben.

6. Nieder-IF-Funkempfänger gemäß Anspruch 5, wobei die Phasenwechsellmittel (**25**) dazu ausgelegt sind, die weiteren lokalen I- und Q-Oszillatorsignalkomponenten zwischen den weiteren I- und Q-Mischkanälen synchron zu den lokalen Oszillatorfrequenzwechseln zu wechseln.

7. Nieder-IF-Funkempfänger gemäß einem der vorangehenden Ansprüche, wobei die Frequenzwechsellmittel dazu ausgelegt sind, die lokale Oszillatorfrequenz zwischen den ersten und zweiten Werten bei jedem aufeinander folgenden Empfangszeitlot von jedem der Rahmen zu wechseln.

Es folgen 2 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

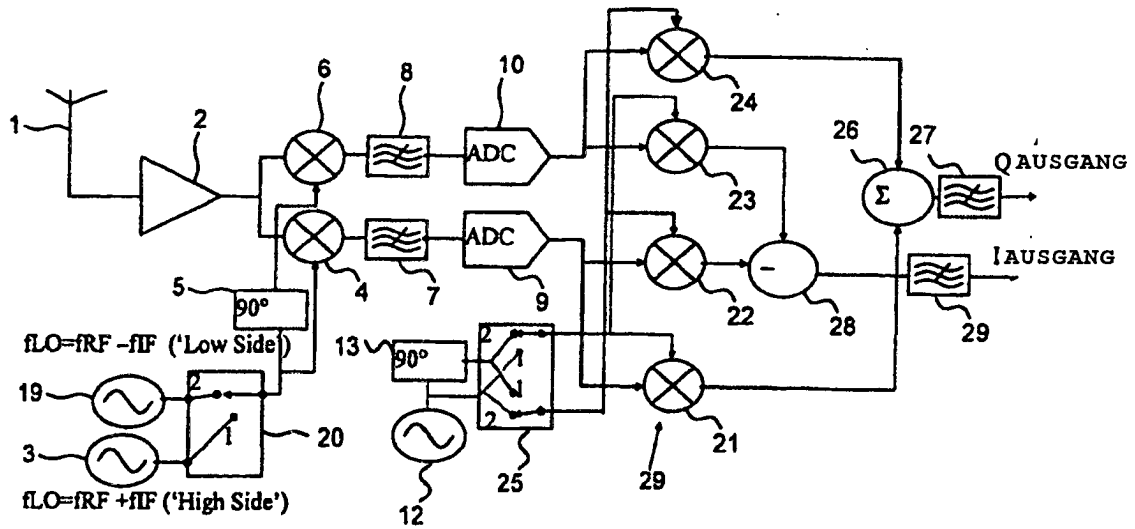


Figure 1

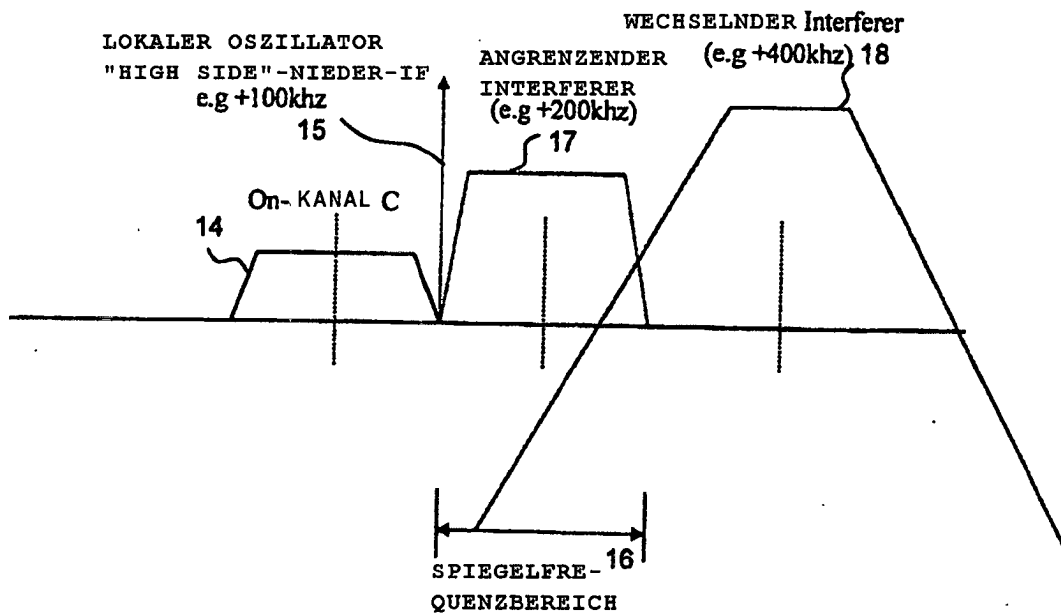


Figure 2

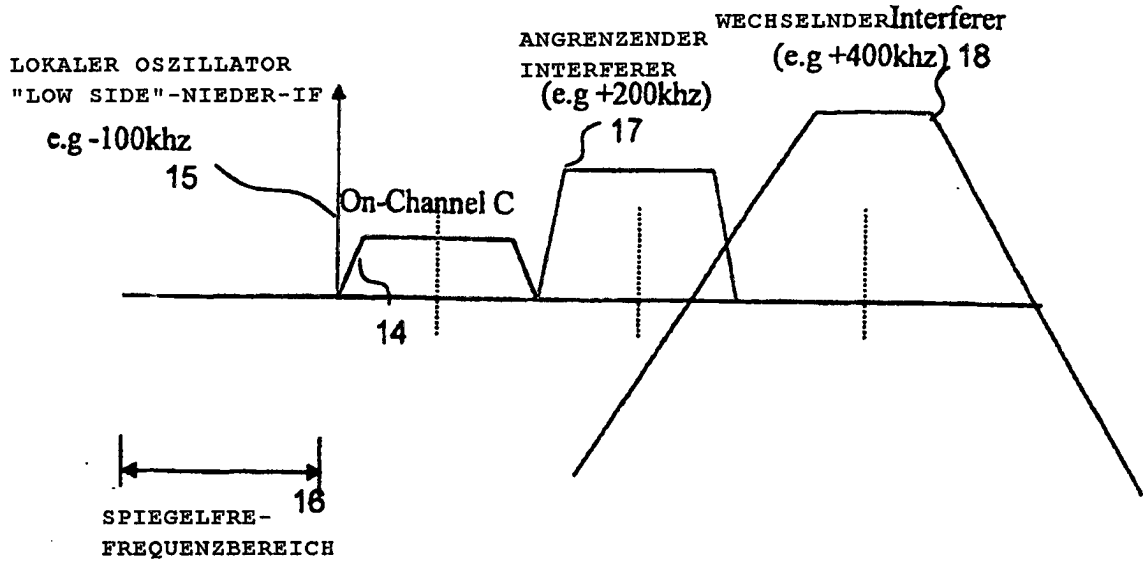
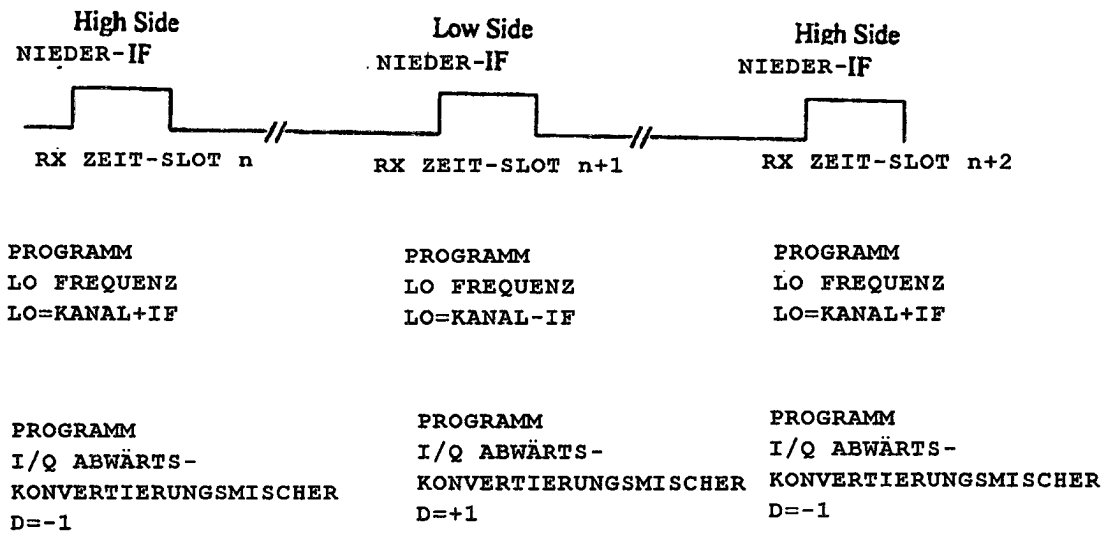


Figure 3



FIGUR 4