



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 699 35 072 T2 2007.06.06**

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 092 289 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **699 35 072.7**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/SE99/01129**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **99 933 369.3**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2000/001095**

(86) PCT-Anmeldetag: **22.06.1999**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **06.01.2000**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **18.04.2001**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **07.02.2007**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **06.06.2007**

(51) Int Cl.⁸: **H04B 7/26 (2006.01)**
H04L 27/233 (2006.01)

(30) Unionspriorität:

106227 29.06.1998 US

(73) Patentinhaber:

**Telefonaktiebolaget LM Ericsson (publ),
Stockholm, SE**

(74) Vertreter:

HOFFMANN & EITL, 81925 München

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,
LI, LU, MC, NL, PT, SE**

(72) Erfinder:

ATARIUS, Roozbeh, S-224 68 Lund, SE

(54) Bezeichnung: **VERFAHREN, VORRICHTUNG UND SYSTEM ZUR BESTIMMUNG DER POSITION VON EINEM FREQUENZSYNCHRONISATIONSSIGNAL**

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

[0001] Diese Erfindung betrifft in der Regel ein Verfahren, Gerät und System zur Bestimmung der Position eines Frequenzsynchronisationssignals. Insbesondere betrifft diese Erfindung ein Verfahren, Gerät und System zur Bestimmung der Position eines Frequenzsynchronisationssignals zwischen den von einem Sender gesendeten und von einem Empfänger in einem Übertragungssystem empfangenen Daten.

[0002] In jedem Übertragungssystem ist es für einen Empfänger wichtig, mit einem Sender synchronisiert zu sein, so dass Nachrichten erfolgreich zwischen dem Sender und Empfänger ausgetauscht werden können. In einem Funkübertragungssystem ist es insbesondere wichtig, dass ein Empfänger auf einen optimalen Empfang der Frequenz abgestimmt ist.

[0003] In einem typischen Funkübertragungssystem kommunizieren entfernte Stationen mit einer oder mehr Basisstationen über eine Funkschnittstelle. Um zu vermeiden, dass sich Übertragungen zwischen den verschiedenen Basis- und Fernstationen nicht gegenseitig störend beeinflussen wurden verschiedene Lösungsansätze genutzt.

[0004] In einigen Funkübertragungssystemen ist jede benachbarte Basisstation einer anderen Trägerfrequenz zugeteilt, mit welcher die Kommunikation mit den Fernstationen in einer Weise möglich ist, dass die Übertragungen von einer Basisstation nicht die Übertragungen von einer benachbarten Basisstation störend beeinflussen. Zusätzlich werden bei einem solchen Frequenzmultiplexverfahren (FDMA: Frequency Division Multiple Access) Zeitmultiplexverfahren (TDMA: Time Division Multiple Access) genutzt. In Systemen, die TDMA-Verfahren einsetzen, kann eine Basisstation einen besonderen Zeitschlitz oder Zeitschlitze innerhalb eines Übertragungsrahmens auf einem Träger jeder Fernstation zuteilen. Einige Stationen können dieselbe Trägerfrequenz, aber verschiedene Zeitschlitze zur Kommunikation mit der Basisstation nutzen.

[0005] In anderen Funkübertragungssystemen kam das Codemultiplexverfahren (CDMA: Code Division Multiple Access) zur Anwendung. Bei dem CDMA-Verfahren wird jeder Station ein besonderes digitales Kodewort (bzw. Kodeworte), die orthogonal zu den anderen Stationen zugeteilten Kodeworten stehen. Benachbarte Basisstation können Nachrichten mit Fernstationen austauschen, indem sie dieselbe Frequenz, aber andere digitale orthogonale Kodeworte nutzen, um anzugeben, für welche Fernstation die Nachrichten bestimmt sind.

[0006] Egal ob ein Funkübertragungssystem ein FDMA-, TDMA-, CDMA-Verfahren oder eine Kombination dieser Lösungsansätze oder jeden sonstigen Lösungsansatz nutzt, für eine Fernstation ist es wesentlich, auf die Basisstation, die den Bereich abdeckt, ab welchem sie kommunizieren möchte, zeit- und frequenzsynchronisiert zu sein. In anderen Worten, die Frequenzreferenz der Fernstation muss auf die Trägerfrequenz der Basisstation abgestimmt sein, und die Zeitreferenz der Fernstation muss auf die Zeitreferenz der Basisstation synchronisiert sein. Zu diesem Zweck wird ein periodisches Synchronisationssignal typischerweise von der Basisstation zur Fernstation übertragen.

[0007] In einem System nach dem GSM-Standard (GSM:Global System for Mobile Communication) wird die Information von der Basisstation zur einer Fernstation übertragen, indem die Trägerfrequenz der Basisstation mit bspw. einem Normal-Burst (NB) von Daten moduliert wird. Um die Mobilstation auf die Basisstation zu synchronisieren wird auch die Basisstation von Zeit zu Zeit mit einem F-Burst (Frequenzkorrektur-Burst) und einem S-Burst (Synchronisations-Burst) moduliert, um ein Frequenzsynchronisationssignal zu bilden.

[0008] Die Trägerfrequenz der Basisstation wird typischerweise mit dem F-Burst anhand einer Frequenzumtastung mit vorgeschaltetem Gauß-Filter (GMSK: Gaussian Minimum Shift Keying) moduliert. In einem GSM-System ist ein F-Burst eine Folge von 148 Symbolen und jedes Symbol eine Null, die nach der Modulation in ein reines sinusförmiges Signal verwandelt wird. Die Frequenz des resultierenden Frequenzsynchronisationssignals ist folglich gleich $1/4T$ Hz, wobei T eine Symboldauer darstellt. T ist typischerweise gleich 48/12 Mikrosekunden (μ s), so dass das Frequenzsynchronisationssignal eine Frequenz von ungefähr 67,7 KHz aufweist. Der F-Burst mit jedem zehnten Rahmen wird für die ersten vier Mal wiederholt und dann für das fünfte Mal auf dem elften Rahmen wiederholt. Diese Rahmenfolge wird dann unbegrenzt wiederholt, um die Synchronisation zwischen der Fernstation und der Basisstation aufrecht zu erhalten.

[0009] Anhand der Information im F-Burst ist die Fernstation in der Lage, sich selbst auf den ihr zugeteiltem (zugeteilten) Zeitschlitz(en) zu synchronisieren. Diese grobe Synchronisationszeit reicht dann aus, um den S-Burst, der typischerweise acht Bursts nach dem F-Burst positioniert ist, zu lokalisieren und die Information, die er trägt, zu dekodieren. Die durch Dekodieren des S-Burst erhaltene Information wird dann zur Feinabstim-

mung der Frequenzreferenz der Fernstation auf die Trägerfrequenz der Basisstation verwendet und zur Anpassung der Zeitreferenz der Fernstation an den (die) Zeitschlitz(e), die ihr durch die Basisstation zugeteilt werden.

[0010] Bei Systemen, die CDMA-Verfahren einsetzen, überträgt jede Basisstation ein Frequenzsynchronisationssignal, das bspw. die Form einer Pilotsequenz hat, auf jede der Frequenzen, die dieser besonderen Basisstation zugeteilt sind, sowie unter Umständen auf einige oder alle der Frequenzen, die nicht dieser besonderen Basisstation zugeteilt sind. Wenn die Frequenz der Basisstation zugeteilt wurde, kann die entsprechende Pilotsequenz mit ein bisschen mehr Leistung als die von der Basisstation genutzten anderen Frequenzen übertragen werden. Jede Fernstation, welche die durch die Pilotsequenz modulierte Trägerfrequenz empfängt, demoduliert das Signal. Als Ergebnis kann jede Fernstation die für sie bestimmten Signale empfangen und gleichzeitig die Signalstärken von benachbarten Basisstationen empfangen, die andere Pilotsignale oder Trägerfrequenzen verwenden. Diese Information wird von der Fernstation genutzt, um zu bestimmen, welche empfangene Pilotsequenz die stärkste Signalstärke hat, und die Frequenzreferenz der Fernstation wird an die geeignete Trägerfrequenz auf entsprechende Weise angepasst.

[0011] Im demodulierten Frequenzsynchronisationssignal wird jede Frequenzdifferenz zwischen der Frequenzreferenz der Fernstation und der Trägerfrequenz der Basisstation leicht erfasst. Zum Beispiel entspricht in Systemen nach dem GSM-Standard die Differenz zwischen der Frequenz des modulierten Frequenzsynchronisationssignals, von welchem man weiß, dass es 67,7 KHz beträgt, und der Frequenz des empfangenen Frequenzsynchronisationssignals, das auf das Basisband demoduliert ist, einer direkten Messung des Fehlers in der Frequenzreferenz der Fernstation. In Systemen, die das CDMA-Verfahren einsetzen, wird die Differenz zwischen der bekannten Frequenz der stärksten übertragenen Pilotsequenz und der Frequenz der demodulierten Pilotsequenz von der Fernstation als eine Messung des Fehlers in der Frequenzreferenz der Fernstation genutzt.

[0012] Um eine Fernstation auf eine Basisstation zu synchronisieren, ist es also wichtig, das Frequenzsynchronisationssignal, das von der Basisstation übertragen wird, genau zu erfassen und die Frequenzdifferenz zwischen der Frequenzreferenz der Fernstation und der Trägerfrequenz der Basisstation genau zu schätzen.

[0013] Zur Erfassung des Frequenzsynchronisationssignals wurden bereits viele Techniken vorgeschlagen. Eine dieser Techniken ist in einer Anmeldung einer US-Patentschrift gemeinsamer Inhaber mit dem Titel "Method and Apparatus for Detecting a Frequency Synchronization Signal" offenbart, die am 20. Februar 1998 im Namen von Rozbeeh Atarius u.a. eingereicht wurde und hier zur Bezugnahme eingebunden ist. Dieses Signalerfassungsverfahren nutzt Ähnlichkeiten zwischen gleichphasigen und Blindkomponenten der empfangenen Signale, um ein Frequenzsynchronisationssignal zu erfassen. Die F-Burst-Erfassung wird durch WO-A-9 211 706 offenbart.

[0014] Ferner wurden bereits zahlreiche Techniken zum Schätzen der Frequenzdifferenz zwischen der Frequenzreferenz der Fernstation und der Trägerfrequenz der Basisstation vorgeschlagen. Eine dieser Techniken ist in der Anmeldung der US-Patentschrift 08,971,666 gemeinsamer Inhaber offenbart, die am 17. November 1997 eingereicht wurde und hier zur Bezugnahme eingebunden ist. Dieses Schätzungsverfahren nutzt die Phasendifferenzen zwischen sukzessiven Abtastwerten eines erfassten Frequenzsynchronisationssignals, um den Frequenzoffset zu schätzen. Ein Beispiel einer Erfassung des F-Burst für ein GSM-System ist in "Frame Synchronisation and Frequency-Carrier Estimation for GSM Mobile Communications durch G. Cheabit und D. Cooper offenbart.

[0015] Um den Frequenzoffset genau zu schätzen und somit die Fernstation auf die Trägerfrequenz der Basisstation abzustimmen, ist es wichtig, die aktuelle Position des Frequenzsynchronisationssignals zwischen den von der Fernstation empfangenen Daten, bspw. wo der F-Burst im Rahmen auftritt, zu kennen. Andernfalls kann es sein, dass das in der Frequenzoffset-Schätzung genutzte Signal nicht gänzlich dem Frequenzsynchronisationssignal entspricht, was eine unzureichend optimale Abstimmung zur Folge haben kann. Es besteht also ein Bedarf zur Bestimmung der Position eines Frequenzsynchronisationssignals, das zwischen den von einem Empfänger empfangenen Daten erkannt wird.

KURZDARSTELLUNG DER ERFINDUNG

[0016] Die Aufgabe der Erfindung ist es somit, die Position eines Frequenzsynchronisationssignals zu bestimmen. Gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zur Bestimmung der Position eines Frequenzsynchronisationssignals zwischen den von einem Sender gesendeten und durch einen Empfänger

eines Übertragungssystems empfangenen Daten bereitgestellt, umfassend die Schritte: a) Berechnen eines Spitzenwertes, der ein Signal darstellt, das vom Empfänger übertragen und vom Empfänger erkannt wird; b) Schätzen eines Frequenzoffsets zwischen einer Trägerfrequenz des Senders und einer Frequenzreferenz des Empfängers; c) Schätzen eines Qualitätskoeffizienten anhand des geschätzten Frequenzoffsets; und d) Bestimmen, ob der Spitzenwert und der Qualitätskoeffizient die vorbestimmten Spitzen- und Qualitätsgrenzwertbedingungen erfüllt; e) wenn beide vorbestimmten Grenzwertbedingungen erfüllt sind, Speichern des Spitzenwertes, des Frequenzoffsets und des Qualitätskoeffizienten und Wiederholen der Schritte a)– d); und f) wenn eine der beiden Grenzwertbedingungen nicht erfüllt ist, Bestimmen der Position des Frequenzsynchronisationssignals als Position eines gespeicherten Spitzenwertes und eines gespeicherten Qualitätskoeffizienten.

KURZDARSTELLUNG DER ZEICHNUNGEN

[0017] Die Merkmale, Aufgaben und Vorteile der Erfindung werden beim Lesen dieser Beschreibung offensichtlich in Verbindung mit den dazugehörigen Zeichnungen, in denen gleiche Bezugsnummern gleiche Elemente bezeichnen und wobei:

[0018] [Fig. 1](#) ein Übertragungssystem, in welchen die vorliegende Erfindung implementiert ist, veranschaulicht;

[0019] [Fig. 2](#) ein beispielhaftes Gerät zur Erkennung eines Frequenzsynchronisationssignals veranschaulicht;

[0020] [Fig. 3](#) ein beispielhaftes Verfahren zur Erkennung eines Frequenzsynchronisationssignals veranschaulicht;

[0021] [Fig. 4](#) ein beispielhaftes Gerät zum Schätzen eines Frequenzoffsets und eines Qualitätskoeffizienten veranschaulicht;

[0022] [Fig. 5A](#) ein beispielhaftes Verfahren zum Schätzen eines Frequenzoffsets veranschaulicht;

[0023] [Fig. 5B](#) ein beispielhaftes Verfahren zum Schätzen eines Qualitätskoeffizienten veranschaulicht;

[0024] [Fig. 6A](#) ein beispielhaftes Gerät zum Bestimmen einer Position eines Frequenzsynchronisationssignals veranschaulicht;

[0025] [Fig. 6B](#) eine Grafik-Darstellung von Spitzenwerten, Qualitätskoeffizienten und Frequenzoffsets im Zeitablauf zeigt und

[0026] [Fig. 7](#) ein beispielhaftes Verfahren zum Bestimmen einer Position eines Frequenzsynchronisationssignals veranschaulicht.

NÄHERE BESCHREIBUNG

[0027] Zum Zwecke der Veranschaulichung ist die folgende Beschreibung auf ein Funkübertragungssystem nach dem GSM-Standard ausgerichtet. Es versteht sich, dass die Erfindung nicht darauf beschränkt ist, sondern auch für andere Arten von Übertragungssystemen, die verschiedenartige Standards einsetzen, anwendbar ist.

[0028] [Fig. 1](#) veranschaulicht ein Übertragungssystem, in welchen die vorliegende Erfindung implementiert ist. Das System weist mindestens einen Sender **100** und mindestens einen Empfänger **150** auf. Obwohl der Sender **100** und der Empfänger **150** in [Fig. 1](#) jeweils als eine Basisstation und eine Mobilstation dargestellt sind, wird man zu schätzen wissen, dass der Sender auf verschiedene Art und Weise implementiert werden kann, bspw. als terrestrischer oder Satelliten-Repeater, und auch der Empfänger kann auf verschiedene Art und Weise implementiert werden, bspw. als zelluläres Festendgerät(Wireless Local Loop-Technik). Eine Basisstation und eine Mobilstation sind in [Fig. 1](#) dargestellt und nachstehend nur zum Zwecke der Veranschaulichung beschrieben.

[0029] Die Basisstation **100** und die Mobilestation **150** kommunizieren über eine Luftschnittstelle **125**. Jede benachbarte Basisstation **100** ist einer besonderen Trägerfrequenz zugeteilt, und jede Basisstation **100** weist jeder Mobilstation **150** spezifische Zeitschlitz zu.

[0030] Um mit einer Basisstation **100** zu kommunizieren, muss eine Mobilstation **150** zeit- und frequenzsynchronisiert auf die Basisstation **100** sein. In anderen Worten, die Frequenzreferenz und Zeitreferenz der Mobilstation **100** müssen auf die Trägerfrequenz, die der Basisstation **100** zugeteilt ist und dem (den) Zeitschlitz(en), die jeweils durch die Basisstation zugewiesen sind, synchronisiert sein. In einem CDMA-System muss die mobile Station **150** auf die Trägerfrequenz und die übertragenen Kodeworte synchronisiert sein.

[0031] Um die Mobilstation **150** zu synchronisieren, überträgt die Basisstation **100** ein Frequenzsynchronisationssignal zur Mobilstation. In Systemen, welche bspw. den GSM-Standard einsetzen, moduliert die Basisstation **100** ihre Trägerfrequenz mit einem F-Burst, um ein Frequenzsynchronisationssignal zu bilden.

[0032] Die Mobilstation **150** empfängt und demoduliert Signale, die von der Basisstation **100** übertragen werden, einschließlich des Frequenzsynchronisationssignals. Gemäß einer beispielhaften Ausführungsform kann das Frequenzsynchronisationssignal durch jedes verschiedenartige Verfahren erkannt werden, wovon mehrere in der zuvor erwähnten Anmeldung der US-Patentschrift mit dem Titel "Method and Apparatus for Detecting a Frequency Synchronization Signal" offenbart sind. Zum Zwecke der Veranschaulichung wird eines der in der Patentanmeldung offenbarten Verfahren beschrieben.

[0033] Die Ähnlichkeit von gleichphasigen Komponenten und Blindkomponenten des empfangenen Frequenzsynchronisationssignals kann zur Erkennung des Frequenzsynchronisationssignals, bspw. des F-Burst, genutzt werden.

[0034] Die gleichphasige Komponente und Blindkomponente des empfangenen Frequenzsynchronisationssignals $y(n)$ lassen sich so darstellen:

$$y_I(n) = \sqrt{P} \cos \left(2\pi n \left(\frac{\Delta F}{F_s} + \frac{1}{4} \right) \right) + v_I(n) \quad (1)$$

$$y_Q(n) = \sqrt{P} \sin \left(2\pi n \left(\frac{\Delta F}{F_s} + \frac{1}{4} \right) \right) + v_Q(n) \quad (2)$$

wobei \sqrt{P} , ΔF , $v_I(n)$ und $v_Q(n)$ jeweils die Trägeramplitude, den Frequenzoffset zwischen der Frequenzreferenz und der Trägerfrequenz F_s , die gleichphasige Rauschkomponente und die Blindrauschkomponente bezeichnen.

[0035] Wenn die Mobilstation auf die Basisstation, das heißt $\Delta F = 0$, synchronisiert ist, enthält jede Periode des Sinusoids des F-Burst vier Abtastwerte. Außerdem sind die $y_I(n)$ - und $y_Q(n)$ -Komponenten des F-Burst durch $\pi/2$ phasenverschoben und unterscheiden sich folglich durch einen Abtastwert voneinander. Für ein empfangenes Signal, das einem F-Burst entspricht, kann $y_Q(n)$ durch Verzögerung von $y_I(n)$ um einen Zeitindex erhalten werden.

[0036] Wenn die Mobilstation nicht auf die Basisstation synchronisiert ist, das heißt $\Delta F \neq 0$, ist $y_Q(n)$ nicht gleich $y_I(n)$, da:

$$y_I(n - 1) = \sqrt{P} \sin \left(2\pi n \left(\frac{\Delta F}{F_s} + \frac{1}{4} \right) - 2\pi \frac{\Delta F}{F_s} \right) \quad (3)$$

[0037] Bei einem Signal, das einem F-Burst entspricht, erzeugt die Kreuzkorrelation $y_I(n - 1)$ und $y_Q(n)$ den folgenden Kreuzkorrelationswert $r_{IQ}(1)$

$$r_{IQ}(1) = \frac{P}{2} \cos \left(2\pi \frac{\Delta F}{F_s} \right) \quad \forall n \in \Psi \quad (4)$$

[0038] Wie aus der Gleichung 4 ersichtlich, ergibt $y_I(n - 1)$ und $y_Q(n)$ jedes Mal eine Spitze, wenn das empfangene Signal einem F-Burst entspricht. Die Größe der Spitze hängt von der Trägeramplitude und dem Frequenzoffset ΔF ab. Wenn ΔF zunimmt, nimmt die Größe der Spitze ab. Wenn ein Signal empfangen wird, das bspw. einem NB oder Geräusch entspricht, besteht keine Korrelation zwischen $y_I(n - 1)$ und $y_Q(n)$. Indem folg-

lich bestimmt wird, ob der durch Kreuzkorrelation erzeugte Wert eine Spitze aufweist, die mindestens gleich groß wie ein vorbestimmter Erkennungsgrenzwert ist, kann bestimmt werden, ob das von der Basisstation übertragene Signal einem F-Burst entspricht oder nicht.

[0039] Bei der Implementierung der Kreuzkorrelation zur Erkennung des F-Burst müssen verschiedene mögliche Probleme berücksichtigt werden. Ein Problem ist die schwankende Trägeramplitude sowohl aufgrund von Fading als auch von Ausbreitungsverlust. Die Trägeramplitudenschwankung beeinflusst den Spitzenwert von Gleichung 4 und erschwert die Auswahl eines Erkennungsgrenzwertes.

[0040] Um die Auswirkung der Trägeramplitudenschwankung zu reduzieren, lassen sich die eingehenden Daten $y(n)$ normalisieren, indem das empfangene Signal $y(n)$ vom kartesischen Bereich in den Polarbereich umgewandelt und dann das Signal wieder in den kartesischen Bereich zurückverwandelt wird. Die Normalisierung wird durchgeführt, indem die erste Tabelle verwendet wird, um die Signalphase zu erhalten, die der gleichphasigen Komponente und Blindkomponente des empfangenen Signals entspricht, und die zweite Tabelle, um die normalisierte gleichphasige Komponente und Blindkomponente von der Signalphase und dem Amplitudenkoeffizient gleich eins zu erhalten.

[0041] Um den F-Burst anhand der zuvor erwähnten Kreuzkorrelationstechnik zu erfassen, muss die Menge auf der rechten Seite der Gleichung 4 bestimmt werden. Eine Art und Weise zur Bestimmung dieses Wertes besteht darin, den Kreuzkorrelationswerte $\{r_{IQ}(1)\}$ wie folgt zu bestimmen:

$$e\{r_{IQ}(1)\} = \frac{1}{\text{length}(\Psi)} \sum_{n \in \Psi} y_I(n-1) y_Q(n) \quad (5)$$

wobei $e\{r_{IQ}(1)\}$ einen durch Kreuzkorrelation geschätzten Wert bezeichnet und $\text{length}(\Psi)$ der Länge des F-Burst entspricht, das heißt der Anzahl der Symbole im F-Burst. Somit kann durch Multiplizieren von $y_I(n-1)$ mit $y_Q(n)$ für eine jeweilige Anzahl von Abtastwerten des empfangenen Signals, das der Länge eines F-Burst entspricht und durch Mittelwertbildung dieser Produkte der Kreuzkorrelationswert der Gleichung 4 geschätzt werden.

[0042] Um den für diese Mittelwertbildung benötigten Speicherumfang zu reduzieren, kann das Schätzungsverfahren in Gleichung 5 als gleitender Mittelwert (Moving Process)-Prozess (MA) mit der Übertragungsfunktion modelliert werden:

$$B(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{147} z^{-147} \quad (6)$$

wobei alle Koeffizienten (b_k) gleich $1/148$ sind. Dieser MA-Prozess lässt sich mittels eines Filters mit einem 148 Abtastwerte großen Speicher implementieren.

[0043] Der MA-Prozess kann als Autoregressions-Prozess (AR) kann umschrieben werden mit der Übertragungsfunktion

$$\frac{1}{A(z)} = B(z) + R(z) \quad (7)$$

wobei $A(z)$ ein Polynom kleineren Grades als $B(z)$ und $R(z)$ ein Rest-Term ist. Die Menge des Rest-Terms $R(z)$, der auch als Bias bezeichnet wird, hängt davon ab, wie genau $1/A(z)$ sich $B(z)$ nähert. Idealerweise sollte $1/A(z)$ nicht signifikant von $B(z)$ abweichen, und der Bias $R(z)$ sollte klein sein. Die Gleichung 7 kann wie folgt approximiert werden:

$$\frac{1}{A(z)} = \frac{C}{1 - \alpha z^{-1}} \quad (8)$$

wobei $0 < \alpha < 1$, und die Konstante C dient zur Anpassung der Verstärkung bei $z = 0$ auf eins. Eine einfache Wahl für α ist $1 - 1/128$, die C zu gleich $1/128$ macht. Der Nutzen über α bezogen auf eine Leistung von zwei zu verfügen, besteht darin, dass die Teilung durch 128 mit einer einfachen rechten Verschiebung um sieben Bit implementiert werden kann. Die Approximation in Gleichung 8 ist eine exponentielle Mittelwertbildung, die mit einem Filter implementiert werden kann, der etwa $(1 - \alpha)^{-1} = 128$ Abtastwerte groß ist.

[0044] [Fig. 2](#) veranschaulicht ein beispielhaftes Gerät zur Erfassung eines Frequenzsynchronisationssignals. Das Gerät weist einen Normalisierer **210** auf, in welchem gleichphasige Komponenten und Blindkomponenten von $y_I(n-1)$ und $y_Q(n)$ eines Signals $y(n)$ zu einem gegebenen Zeitpunkt eingegeben werden. Diese Kompo-

nungen können gemäß jeder geeigneten Technik erhalten werden, bspw. wie sie in der US-Patentschrift 5,276,706 von Critchlow offenbart ist.

[0045] Der Normalisierer **210** normalisiert die Komponenten $y_I(n)$ und $y_Q(n)$, wodurch Auswirkungen, wie bspw. Fading, reduziert werden. Wie in [Fig. 3](#) gezeigt und zuvor angesprochen kann der Normalisierer **210** mit Umrechnungstabellen implementiert werden. Die normalisierte gleichphasige Komponente geht durch eine Verzögerung **220** und wird durch einen Abtastwert verzögert. Die verzögerte gleichphasige Komponenten und die normalisierte Blindkomponente werden derotiert, das heißt zum Basisband in einem Derotator **222** verschoben, ihre niedrigen Frequenzanteile in einem Tiefpassfilter **226** herausgefiltert, um Umgebungsrauschen zu entfernen, und im Rotator **227** rotiert, das heißt zur Mittenfrequenz zurückgedreht. Dann werden die Komponenten durch den Multiplizierer miteinander multipliziert und gemittelt, bspw. durch einen Mittelwertbilder **254**, um einen geschätzten Wert durch Kreuzkorrelation $e\{r_{IQ}(1)\}$ zu erzeugen. Der Mittelwertbilder **245** kann bspw. mit einem gleitenden Mittelwertbilder implementiert werden, der folgende Übertragungsfunktion hat:

$$H(z) = \frac{1}{1 - \frac{127}{128} z^{-1}} \quad (9),$$

welche der Substitution von $C = 1/128$ und $\alpha = 1 - 1/128$ in der Gleichung 8 entspricht. Der gleitende Mittelwertbilder kann mit einem Tiefpassfilter implementiert werden, welcher dieses Verfahren weniger kompliziert als ein FIR-Filter (Filter mit endlicher Impulsantwort) gestaltet. Wenn der geschätzte Wert durch Kreuzkorrelation eine Spitze aufweist, die mindestens so groß wie ein vorbestimmter Erkennungsgrenzwert ist, dann entspricht das von der Basisstation übertragene Signal einem F-Burst.

[0046] Obwohl das in [Fig. 2](#) frequenzselektive Filter zwischen der Verzögerung **220** und dem Multiplizierer **230** angeordnet ist, versteht es sich, dass das frequenzselektive Filter auch an einer anderen geeigneten Stelle, bspw. vor dem Normalisierer **210**, vorgesehen werden kann.

[0047] Der durch Kreuzkorrelation geschätzte Wert $e\{r_{IQ}(1)\}$ kann anstatt des aktuellen Kreuzkorrelationswertes $r_{IQ}(1)$ verwendet werden, um den Frequenzoffset zwischen der Trägerfrequenz der Basisstation und der Frequenzreferenz der Mobilstation zu bestimmen.

[0048] [Fig. 3](#) veranschaulicht ein beispielhaftes Verfahren zur Erfassung eines Frequenzsynchronisationssignals. Das Verfahren beginnt bei Schritt **310**, wo die gleichphasige Komponente (I) und Blindkomponente (Q) eines empfangenen Signals normalisiert werden. Bei Schritt **321** werden die normalisierten Komponenten I und Q gefiltert, um Umgebungsrauschen zu entfernen. Dann werden die gefilterten und normalisierten Komponenten I bei Schritt **330** verzögert. Die Reihenfolge der Schritte **320** und **330** kann invertiert werden, das heißt die normalisierten Komponenten I und Q können gefiltert werden, nachdem die Komponente verzögert wurde. Bei Schritt **340** können die normalisierten und gefilterten Komponenten mit den verzögerten, gefilterten und normalisierten Komponenten I verzögert werden. Bei Schritt **350** wird bestimmt, ob diese Komponenten um eine vorbestimmte Anzahl von Abtastwerten des empfangenen Signals multipliziert wurden, bspw. ein Anzahl von Abtastwerten, die der Länge des F-Burst entsprechen. Andernfalls kehrt der Prozess auf Schritt **310** zurück. Wenn diese Komponenten um eine vorbestimmte Anzahl von Abtastwerten des empfangenen Signals multipliziert sind, werden die Multiplikationsprodukte geglättet, bspw. bei Schritt **360** gemittelt, um einen geschätzten Wert durch Kreuzkorrelation zu erzeugen. Bei Schritt **370** wird bestimmt, ob das Ergebnis größer als ein vorbestimmter Grenzwert ist. Andernfalls entspricht das erfasste Signal nicht einem Frequenzsynchronisationssignal, und das Verfahren kehrt zum Schritt **310** zurück. Wenn der geschätzte Kreuzkorrelationswert größer als ein vorbestimmter Grenzwert ist, entspricht das erfasste Signal einem Frequenzsynchronisationssignal, und der Erkennungsprozess endet bei Schritt **380**. Das erfasste Frequenzsynchronisationssignal kann zum Schätzen des Frequenzoffsets im empfangenen Frequenzsynchronisationssignal verwendet werden, und die Mobilstation kann auf die Basisstation auf der Basis des geschätzten Frequenzoffsets synchronisiert werden. Sobald die Mobilstation mit der Basisstation synchronisiert ist kann das in [Fig. 3](#) gezeigte Verfahren wiederholt werden, um die Synchronisation beizubehalten.

[0049] Gemäß einer beispielhaften Ausführungsform lässt sich der Frequenzoffset zwischen der Frequenzreferenz der Mobilstation und der Trägerfrequenz der Basisstation durch jedes verschiedenartige Verfahren, einschließlich jener, die in der zuvor erwähnten Anmeldung des US-Patents 08/971,666 offenbart sind, schätzen. Zum Veranschaulichungszwecke ist eines der in dieser Anmeldung offenbarten Verfahren nachstehend erläutert.

[0050] Bei einem Signal-Rausch-Verhältnis (SNR: Signal to noise ratio) von gleich $P/\sigma_v^2 \gg 1$ kann die Phase des aktuell empfangenen Synchronisationssignals $\psi(n)$ mit der auf θ auf Null gesetzten Anfangsphase dargestellt werden als

$$\phi_y(n) = \phi_x(n) + v_\phi(n), \quad (10)$$

wobei $v_\phi(n)$ ein weißes Gaußsches Phasenrauschen vom Nullmittelwert bezeichnet.

[0051] Angenommen, dass ein Frequenzoffset ΔF im aktuell empfangenen Signal $\psi(n)$ existiert, kann die Gleichung 10 umschrieben werden als:

$$\phi_y(n) = 2\pi n \left(\frac{\Delta F}{F_s} + \frac{1}{4} \right) + v_\phi(n), \quad (11)$$

was einer geraden Linie mit einer Neigung von $2\pi(\Delta F/F_s + 1/4)$ mit weißem Rauschen entspricht. Somit betrifft das Schätzen des Frequenzoffsets ΔF die Schätzung der Neigung in der Gleichung 11. Durch Subtrahieren des bekannten Faktors $2\pi/4$ kann diese Neigung anhand des Verfahrens der linearen Regression durch Minimierung der folgenden Summe quadratischer Fehler geschätzt werden:

$$\Lambda = \sum_{\forall n \in \psi} \left[\phi(n) - 2\pi n \frac{e\{\Delta F\}}{F_s} \right]^2 \quad (12)$$

wobei $e\{\Delta F\}$ den geschätzten Frequenzoffset und $\phi(n) = \phi_y(n) - 2\pi n/4$ bezeichnet. Diese Schätzung ist eine Schätzung der maximalen Wahrscheinlichkeit (ML: Maximum Likelihood), wenn es sich um ein Gaußsches Rauschen $v_\phi(n)$ handelt.

[0052] Die Menge der Zeitindexe ψ hängt von der Wahl der Anfangszeit n_0 ab. Es sollte n_0 gewählt werden, damit die Menge der Zeitindexe ψ asymmetrisch ist, bspw. $\psi = \{-(N_0 - 1)/2, \dots, 0, \dots, (N_0 - 1)/2\}$, wobei die Anzahl der Abtastwerte N_0 ungerade ist. Durch Einsatz dieser Menge von Zeitindexen lässt sich der Frequenzoffset schätzen als:

$$e\{\Delta F_0\} = \left(\frac{12}{T_s N_0 (N_0^2 - 1)} \sum_{k=0}^{N_0-1} \left(k - \frac{N_0-1}{2} \right) \phi(k) \right) \frac{F_s}{2\pi} \quad (13)$$

[0053] Um den zur Schätzung des Frequenzoffsets N_0 benötigten Speicherumfang zu reduzieren, können die Abtastwerte des F-Burst in N Gruppen von jeweils M Phasendifferenzen zusammengefasst und dann die Summe jeder Gruppe berechnet werden. In anderen Worten, die Blocksummen von Phasendifferenzen zwischen sukzessive gesammelten Abtastwerten des erfassten Frequenzsynchronisationssignals können eher zur Schätzung des Frequenzoffsets als individuelle Phasendifferenzen zwischen sukzessive gesammelten Abtastwerten verwendet werden. Dadurch wird die Anzahl der für die Schätzung des Frequenzoffsets benötigten Berechnungen reduziert.

[0054] Durch Segmentieren der Phasenabtastwerte des F-Burst in verschiedene Blöcke wird die Summe in Gleichung 13 wie folgt ausgedrückt:

$$\sum_{k=0}^{N_0-1} \left(k - \frac{N_0-1}{2} \right) \phi(k) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{M-1} \left(Mi + j - \frac{N_0-1}{2} \right) \phi(Mi + j) \quad (14)$$

wobei N und M jeweils der Anzahl der Blöcke und der Anzahl der Abtastwerte in jedem Block entsprechen. Die Gesamtanzahl der Abtastwerte ist $N_0 = NM$.

[0055] Die rechte Seite der Gleichung 14 lässt sich approximieren, indem

$$j = \frac{(M-1)}{2} \text{ in } Mi + j - \frac{N_0-1}{2}$$

gesetzt wird. Durch Einführung der Blockphasensumme

$$\phi_M(i) = \sum_{j=0}^{m-1} \phi(Mi + j)$$

kann die Gleichung 14 approximiert werden als:

$$\sum_{k=0}^{N_0-1} \left(k - \frac{N_0-1}{2} \right) \phi(k) \approx M \sum_{k=0}^{N-1} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) \phi_M(k), \quad (15)$$

[0056] Durch Substitution dieses Rechenausdrucks in Gleichung 13 kann der Frequenzoffset ΔF_M geschätzt werden als:

$$e\{\Delta F_M\} = \left(\frac{12M}{T_s N_0 (N_0^2 - 1)} \sum_{k=0}^{N-1} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) \phi_M(k) \right) \frac{F_s}{2\pi}, \quad (16)$$

[0057] Um den Umfang des benötigten Speichers noch weiter zu reduzieren, kann das Verfahren linearer Regression geändert werden, um Phasenschwankungen zu kompensieren, ohne dass jeder Abtastwert verschoben werden muss und die Phasenverschiebung in einem Speicher aufgezeichnet werden muss. Die Phasendifferenz zwischen sukzessive gesammelten Abtastwerten des F-Burst kann für diesen Zwecke genutzt werden.

[0058] Die sukzessiven Phasensummen $\phi_M(k)$ beziehen sich zueinander auf folgende Weise:

$$\phi_M(k) = \phi_M(k-1) + \sum_{j=1}^M (\phi(kM+j) - \phi(kM+j-1)) \quad (17)$$

[0059] Da die Phasenabtastwerte äquidistant sind, beziehen sich $\phi_M(k)$ auf ihren Anfangswert $\phi_M(k_0)$ und die Summe $\Delta \phi_M(j)$ auf die Phasendifferenzen zwischen sukzessive gesammelten Abtastwerten des F-Burst auf folgende Weise:

$$\phi_M(k) = \phi_M(k_0) + \sum_{j=k_0+1}^{K_0+k} \Delta \phi_M(j) \quad (18)$$

[0060] Durch Substitution des Ergebnisses in Gleichung 19 für $\phi_M(k)$ in Gleichung 16 kann der Frequenzoffset $e\{\Delta F_M\}$ geschätzt werden als:

$$e\{\Delta F_M\} = \left(\frac{12M}{T_s N_0 (N_0^2 - 1)} \sum_{k=0}^{N-1} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) \left[\phi_M(k_0) + \sum_{j=k_0+1}^{K_0+k} \Delta \phi_M(j) \right] \right) \frac{F_s}{2\pi} \quad (19)$$

[0061] Der Phasenstartwert $\phi_M(k_0)$ hat keinen Einfluss in Gleichung 19, da

$$\sum_{k=0}^{N-1} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) = 0$$

[0062] Es gibt verschiedene Störungen, welche die Schätzung des Frequenzoffsets beeinflussen, bspw. Rauschen, Fading, usw. Wenn der geschätzte Frequenzoffset ungenau ist, wird die Frequenzreferenz der Mobilstation nicht ordnungsgemäß auf die Trägerfrequenz der Basisstation synchronisiert. Es ist folglich wichtig, die Genauigkeit des geschätzten Frequenzoffsets bestimmen zu können, damit sie gegebenenfalls angepasst werden kann.

[0063] Die Anmeldung der US-Patentschrift 08,971,666 offenbart eine Technik zur Schätzung eines Qualitätskoeffizienten δ , der die Genauigkeit des geschätzten Frequenzoffsets angibt. Der geschätzte Qualitätskoeffizient $e\{\delta\}$ kann berechnet werden, indem zum Beispiel die Absolutwerte der Differenzen zwischen jeder der N Summen von M Phasendifferenzen und der geschätzte Frequenzoffset $e\{\Delta F_M\}$ wie folgt geschätzt wird.

$$e\{\delta\} = |\Delta \phi_M(j) - Me\{\Delta F_M\}| + |\Delta \phi_M(j-1) - Me\{\Delta F_M\}| + \dots + |\Delta \phi_M(j-N+2) - Me\{\Delta F_M\}| + |\Delta \phi_M(j-N+1) - Me\{\Delta F_M\}| \quad (20)$$

[0064] Idealerweise sollten diese Differenzen und damit der resultierende geschätzte Qualitätskoeffizient $e\{\delta\}$ Null sein. Jede Abweichung deutet auf ein vorhandenes Rauschen und/oder einen Schätzungsfehler hin. So-

mit gilt, dass je niedriger der geschätzte Qualitätskoeffizient $e\{\delta\}$ ist, desto genauer ist der geschätzte Frequenzoffset.

[0065] [Fig. 4](#) veranschaulicht ein beispielhaftes Gerät zum Schätzen eines Frequenzoffsets und eines Qualitätskoeffizienten. Wie in [Fig. 4](#) gezeigt, wird ein erfasstes Frequenzsynchronisationssignal $\gamma(n)$ in einem Normalisierer **400** normalisiert, was den dynamischen Bereich des erfassten Signals begrenzt. Der Normalisierer **400** kann mit Tabellen auf die gleiche Weise wie der in [Fig. 2](#) gezeigte Normalisierer implementiert werden. Um eine optimale Schätzung des Frequenzoffsets zu erreichen, sollten idealerweise nur Abtastwerte des F-Burst zur Anwendung kommen. Das auf diese Weise empfangene Signal kann in einem frequenzselektiven Filter vorgefiltert werden, um das dem F-Burst entsprechende Frequenzband, auszuwählen, damit der F-Burst vom Rauschen unterschieden werden kann und dadurch das Signal-Rausch-Verhältnis verbessert wird.

[0066] Das empfangene Signal kann von der Mittenfrequenz von 67,7 KHz auf das Basisband mittels eines Phasenschiebers **410** verschoben werden, und der niedrige Frequenzanteil des verschobenen Signals lässt sich dann in einem Tiefpassfilter **420** herausfiltern. Der Phasenschieber **410** kann als Derotator **222**, so wie in [Fig. 2](#) gezeigt, implementiert sein. Die Phase $\phi_{vLP}(n)$ des gefilterten Signals $v_{LP}(n)$ wird dann in der Phasemessschaltung **430** gemessen. Die Phasendifferenz $\Delta\phi_v(n)$ zwischen sukzessive gesammelten Abtastwerten des empfangenen und demodulierten Frequenzsynchronisationssignals wird auf bekannte Weise in einem Differenziergerät **440** berechnet. Das Differenziergerät **440** kann in geeigneter Weise, bspw. als Hochpassfilter, implementiert werden. Jede Phasendifferenz wird mit den angehäuften vorausgehenden Phasendifferenzen durch die Sum- und Dump-Schaltung **450** addiert. Die Sum- und Dump-Schaltung **450** kann mittels einer Addiereinrichtung und eines Filters, wie ein FIR-Filter (Filter mit endlicher Impulsantwort), mit auf eins gesetzten M Koeffizienten implementiert werden. Alternativ lassen sich die Phasendifferenzen mit anderen Vorrichtungen addieren, bspw. durch eine Integrate- und Dump-Schaltung, einen rücksetzbaren Integrator oder ein Tiefpassfilter. Nachdem M Phasendifferenzen addiert sind, wird die Summe "dumped", das heißt durch die Sum- und Dump-Schaltung **450** auf eine Schaltung **460** zur Schätzung des Frequenzoffsets umgespeichert.

[0067] Die Schaltung **460** zur Schätzung des Frequenzoffsets berechnet eine gewichtete Summe von Phasendifferenzgruppen zwischen sukzessive gesammelten Abtastwerten des erfassten Frequenzsynchronisationssignals, um den Frequenzoffset zu schätzen, damit Phasenschwankungen zwischen sukzessive gesammelten Abtastwerten des erfassten Frequenzsynchronisationssignals kompensiert werden, das heißt Durchführen des Phase-Unwrapping, ohne das ein Speicher zur Aufzeichnung der Phasenverschiebungen erforderlich ist. Die Schaltung **460** zur Schätzung des Frequenzoffsets kann mit einem FIR-Filter (Filter mit endlicher Impulsantwort) mit Zeitverzögerungselementen, Akkumulatoren und Koeffizienten c_k implementiert werden, wobei:

$$c_k = \sum_{j=k}^{N-1} b_j, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (21)$$

und

$$b_k = \left(\frac{12M}{T_s N_o (N_o - 1)} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) \right) \frac{F_s}{2\pi}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (22)$$

[0068] Wie in [Fig. 4](#) gezeigt, berechnet eine Schaltung **470** zur Schätzung des Qualitätskoeffizienten die Qualitätskoeffizientenschätzung $e\{\delta\}$ nach der obigen Gleichung 22. Gibt der geschätzte Qualitätskoeffizient $e\{\delta\}$ an, dass der geschätzte Frequenzoffset nicht genau genug ist, das heißt, wenn der geschätzte Frequenzoffset größer als ein vorbestimmter Grenzwert ist, kann der geschätzte Frequenzoffset angepasst, z.B. erneut berechnet werden.

[0069] Die Schaltung **470** zur Schätzung des Qualitätskoeffizienten kann mit N Subtrahierern implementiert werden, um N Differenzen zwischen jeder der N Gruppen und M Phasendifferenzen und den geschätzten Frequenzoffsets zu berechnen, N Absolutwertschaltungen zur Berechnung der Absolutwerte von N Differenzen und einem Addierer zum Addieren der N Absolutwerte, um den geschätzten Qualitätskoeffizienten $e\{\delta\}$ zu erzeugen. Obgleich sie aus Gründen einer leichteren Veranschaulichung und Erläuterung getrennt von der Schaltung **460** der Schätzung des Frequenzoffsets gezeigt ist, sollte sie als Schaltung **470** zur Schätzung des Qualitätskoeffizienten verstanden werden, und die Schaltung **460** zur Schätzung des Frequenzoffsets lässt sich in einer einzigen Vorrichtung kombinieren.

[0070] [Fig. 5A](#) veranschaulicht ein beispielhaftes Verfahren zur Schätzung eines Frequenzoffsets. Das Verfahren beginnt bei Schritt **500**, wo ein empfangenes Signal vorgefiltert wird, um die Erfassung eines Frequenz-

synchronisationssignals zu verbessern. Als nächste Maßnahme wird bei Schritt **510** ein Abtastwert des erfassten Frequenzsynchronisationssignals gesammelt. Bei Schritt **520** wird ein sukzessiver Abtastwert gesammelt. Bei Schritt **530** wird die Phasendifferenz zwischen sukzessive gesammelten Abtastwerten berechnet. Als nächste Maßnahme wird bei Schritt **540** die Phasendifferenz zu den anderen angehäuften Phasendifferenzen hinzugefügt. Bei Schritt **550** wird bestimmt, ob M Phasendifferenzen hinzugefügt wurden. Andernfalls kehrt der Prozess auf Schritt **520** zurück. Wenn M Phasendifferenzen hinzugefügt wurden, wird die Summe der M Phasendifferenzen bei Schritt **560** umgespeichert. Als nächste Maßnahme wird bei Schritt **570** bestimmt, ob N Summen von M Phasendifferenzen ausgegeben wurden. Andernfalls kehrt der Prozess auf Schritt **510** zurück, und es wird ein neuer Abtastwert gesammelt. In diesem Fall werden die N Summen bei Schritt **690** addieren. Gemäß einer beispielhaften Ausführungsform kann dieser Schritt durch Berechnung eines gewichteten Mittelwertes der N Summen, bspw. mittels linearer Regression, durchgeführt werden, und das Ergebnis ist der geschätzte Frequenzoffset.

[0071] [Fig. 5B](#) veranschaulicht ein beispielhaftes Verfahren zur Schätzung des Qualitätskoeffizienten. Der Prozess startet, nachdem der Frequenzoffset geschätzt wurde. Bei Schritt **590** wird der geschätzte Frequenzoffset, der durch M gewichtet wurde, von jeder der N Summen der M Phasendifferenzen subtrahiert, um N Differenzen zu erzeugen. Als nächste Maßnahme werden bei Schritt **600** die Absolutwerte der N Differenzen berechnet. Schließlich werden bei Schritt **610** die N Absolutwerte hinzugefügt, um den geschätzten Qualitätsfaktor zu erzeugen.

[0072] Bei den zuvor erläuterten Techniken wird das erfasste Frequenzsynchronisationssignal zur Schätzung eines Frequenzoffsets zwischen der Trägerfrequenz der Basisstation und der Referenzfrequenz der Mobilstation verwendet. Es ist wichtig, die Position des Frequenzsynchronisationssignals zwischen den an der Mobilstation empfangenen Daten zu erkennen, so dass die Schätzung anhand des aktuellen Frequenzsynchronisationssignals und keinen anderen Daten durchgeführt wird.

[0073] Gemäß einer beispielhaften Ausführungsform kann die Position des Frequenzsynchronisationssignals auf der Basis eines erfassten Frequenzsynchronisationssignals, das mit einem geschätzten Frequenzoffset und Qualitätskoeffizienten synchronisiert ist, bestimmt werden. Dieser Prozess kann in einem Gerät, so wie in [Fig. 5A](#) gezeigt, das in einen Empfänger, bspw. eine Mobilstation, eingebunden ist, durchgeführt werden.

[0074] Unter Bezugnahme auf [Fig. 6A](#) weist das Gerät Zustandsspeicher **620** und **630** auf. Der Zustandsspeicher **620** empfängt ein Signal, welches das erfasste Frequenzsynchronisationssignal darstellt, bspw. den durch Kreuzkorrelation erzeugten Spitzenwert, der durch den Mittelwertbilder **245** (wie in [Fig. 2](#) gezeigt) ausgegeben wird, und die geschätzten Frequenzoffset- und Qualitätskoeffizientwerte, die bspw. jeweils durch den Frequenzoffsetschätzer **460** und den Qualitätskoeffizientenschätzer **470** (wie in [Fig. 4](#)) gezeigt) ausgegeben werden. Diese Werte werden in den Zustandsspeicher **630** geschrieben.

[0075] Ein Verfahren zur Schätzung des Frequenzoffsets, so wie es in der Anmeldung der US-Patentschrift 08,971,666 offenbart wird, dezimiert die Abtastwertrate durch M, um die Anzahl der für die Schätzung benötigten Parameter zu mindern.

[0076] Somit sind die Raten des geschätzten Frequenzoffsets und Qualitätsfaktors ein M-stel des berechneten Kreuzkorrelationsspitzenwertes. Um dies zu berücksichtigen, weist das Gerät gemäß einer beispielhaften Ausführungsform ein Filter **610** auf zur Entwicklung der Raten des geschätzten Frequenzoffsets und Qualitätskoeffizienten durch M. Zusätzlich verzögert eine Technik zur Erfassung des Frequenzsynchronisationssignals, so wie zuvor beschrieben, eine gleichphasige Komponente, was zu einer Verzögerung hinsichtlich des berechneten des Kreuzkorrelationsspitzenwertes führt. Um dies zu berücksichtigen, werden der geschätzte Frequenzoffset und Qualitätskoeffizient vor der Entwicklung durch die Zeit n_0 in der Verzögerungseinheit **600** verzögert, so dass sie auf den Kreuzkorrelationsspitzenwert synchronisiert sind. Die Verzögerungseinheit **600** kann bspw. mit einem Puffer implementiert werden.

[0077] Wenn die geschätzten Frequenzoffset- und Qualitätskoeffizientwerte entwickelt und mit den berechneten Spitzenwerten synchronisiert werden, kommt ein Verfahren zur Anwendung, um die Position des Frequenzsynchronisationssignals durch Suchen nach jeweiligen Maxima und Minima im Kreuzkorrelationsspitzenwert zu bestimmen. Die Punkte an denen solche Maxima und Minima auftreten; entsprechen den Positionen des Frequenzsynchronisationssignals. Dies wird in [Fig. 6B](#) gezeigt.

[0078] [Fig. 6B](#) ist eine Grafik-Darstellung von Spitzenwerten, Qualitätskoeffizientwerten und Frequenzoffsets im Zeitablauf. In [Fig. 6B](#) ist der Spitzenwert maximal größer als oder gleich groß wie der Spitzengrenzwert,

und der Qualitätskoeffizient ist minimal kleiner als oder gleich groß wie der Qualitätskoeffizient zu einem Zeitpunkt n_1 . Dieser Zeitpunkt n_1 entspricht der Position eines Frequenzsynchronisationssignals. Der entsprechende Frequenzoffset ist als Zeit n_1 dargestellt. Kurz nach diesem Zeitpunkt werden die Spitzen- und Qualitätsgrenzwertbedingungen nicht erfüllt, d.h., dass der Spitzenwert kleiner als der Spitzengrenzwert und der Qualitätskoeffizient größer als der Qualitätsgrenzwert sein wird. Dann können der maximale Spitzenwert und der minimale Qualitätsfaktor zum Zeitpunkt n_1 dazu verwendet werden, um die Position des Frequenzsynchronisationssignals anzugeben.

[0079] In [Fig. 6A](#), auf die nun wieder Bezug genommen wird, werden lokale Extremwerte, einschließlich lokale Spitzen-, Frequenz- und Qualitätswerte, im Zustandsspeicher **620** gespeichert. Die lokalen Spitzen-, Frequenz- und Qualitätswerte entsprechen dem berechneten Kreuzkorrelationsspitzenwert, dem geschätzten Frequenzoffset und dem geschätzten Qualitätsfaktor.

[0080] Die lokalen Spitzen-, Frequenz- und Qualitätswerte, die im Zustandsspeicher **620** gespeichert sind, werden in den Zustandsspeicher **630** geschrieben, bspw. sie Verzögerungseinheit **635**, und dann aus dem Zustandsspeicher **630** ausgelesen. Der Kreuzkorrelationsspitzenwert und der Qualitätskoeffizientwert werden jeweils mit den vorbestimmten Spitzen- und Qualitätsgrenzwerten verglichen, bspw. in der Vergleichsschaltung **625**. Wenn beide Grenzwertbedingungen erfüllt sind, d.h., wenn der Kreuzkorrelationsspitzenwert größer als oder gleich groß wie ein Spitzengrenzwert ist und der Qualitätskoeffizientwert kleiner als oder gleich groß wie ein Qualitätsgrenzwert ist, wird bestimmt, bspw. in der Vergleichsschaltung **625**, ob der aus der Verzögerungseinheit **635** gelesene Kreuzkorrelationsspitzenwert kleiner als ein im Zustandsspeicher **620** sukzessive berechneter Spitzenwert ist. Wenn der Kreuzkorrelationsspitzenwert kleiner als der sukzessive Spitzenwert ist, werden die lokalen Spitzen-, Frequenz- und Qualitätswerte mit entsprechenden sukzessiven Extremwerten aktualisiert.

[0081] Die Positionen der Spitzenwerte werden auch anhand des Zählers **627** im Zustandsspeicher **620** in Bezug zueinander geschätzt. Der Zähler **627** zählt die Anzahl eingehender Werte, bspw. vom Mittelwertbilder **245** (wie in [Fig. 2](#) dargestellt), und vom Frequenzoffsetschätzer **460** und Qualitätskoeffizientenschätzer **470** (wie in [Fig. 4](#) dargestellt) und wird zurückgesetzt, wenn ein Frequenzsynchronisationssignal erfasst ist. Der Zählerwert wird im Zustandsspeicher **630**, bspw. in der Verzögerungseinheit **635**, gespeichert.

[0082] Wenn eine der beiden vorbestimmten Grenzwertbedingungen nicht erfüllt ist, d.h., wenn der Kreuzkorrelationsspitzenwert kleiner als der Spitzengrenzwert oder der Qualitätsfaktor größer als der Qualitätsgrenzwert ist, wird bestimmt, bspw. in der Vergleichsschaltung **625**, ob der lokale Spitzenwert nicht gleich null ist. Ist der lokale Spitzenwert nicht null, bedeutet dies, dass das Frequenzsynchronisationssignal erfasst wurde. Die lokalen Extremwerte werden folglich als globale Extremwerte, bspw. in ein Register, geschrieben, und ein Frequenzsynchronisationssignal, das die globale Spitze und Qualität aufweist, wird als erfasst angenommen. Die lokalen Extremwerte werden sodann auf null zurückgesetzt. Der entsprechende geschätzte Frequenzoffset wird auch als Frequenzoffset zwischen der Frequenzreferenz der Mobilstation und der Trägerwelle der Basisstation betrachtet. Dieser Frequenzoffset wird verwendet, um die Frequenz der Mobilstation auf die Trägerfrequenz der Basisstation abzustimmen.

[0083] [Fig. 7](#) veranschaulicht ein beispielhaftes Verfahren zur Bestimmung einer Position eines Frequenzsynchronisationssignals. Das Verfahren beginnt bei Schritt **700**, wo die Spitzen-, Frequenz-, Offset- und Qualitätswerte aus dem Zustandsspeicher **620** gelesen wurden. Bei Schritt **705** werden die lokalen Spitzen-, Frequenz-, Offset- und Qualitätswerte aus dem Zustandsspeicher **620** gelesen. Bei Schritt **705** werden die lokalen Spitzen-, Frequenz-, Offset- und Qualitätswerte aus dem Zustandsspeicher **630**, bspw. aus der Verzögerungseinheit **635**, gelesen. Bei Schritt **710** wird der Zählerwert aus dem Zustandsspeicher, bspw. aus der Verzögerungseinheit **635**, gelesen. Bei Schritt **715** wird der Zählerwert aktualisiert, indem einer der Zählerwerte in der Zählerschaltung **627** hinzugefügt wird. Bei Schritt **720** wird der lokale Spitzen-, Frequenz-, Offset- und Qualitätswert auf null gesetzt.

[0084] Bei Schritt **730** wird bestimmt, ob der Kreuzkorrelationsspitzenwert größer als oder gleich groß wie ein vorbestimmter Spitzengrenzwert ist und ob der geschätzte Qualitätskoeffizientwert kleiner als oder gleich groß wie ein vorbestimmter Qualitätskoeffizientwert ist. Wenn eine von beiden dieser Bedingungen nicht erfüllt ist, wird bestimmt, ob der lokale Spitzenwert bei Schritt **734** nicht gleich null ist. Ist bei Schritt **735** der lokale Spitzenwert nicht gleich null, bedeutet dies, dass der lokale Spitzenwert ein Maximalwert ist. Die globalen Extremwerte werden folglich bei Schritt **745** gleich den lokalen Werten gesetzt, die lokalen Spitzen-, Frequenz- und Qualitätswerte werden bei Schritt **750** gleich null gesetzt, und die globalen Werte werden in ein Register bei Schritt **755** geschrieben. Die globalen Werte dienen dazu, um die Frequenzreferenz der Mobilstation auf die

Trägerfrequenz der Basisstation abzustimmen.

[0085] Wird bei Schritt **730** bestimmt, dass der Kreuzkorrelationsspitzenwert größer als oder gleich groß wie der Spitzengrenzwert ist und der geschätzte Qualitätskoeffizientwert kleiner als oder gleich groß wie der Qualitätsgrenzwert ist, wird bestimmt, ob der aus dem Speicher **620** gelesene Spitzenwert größer als der aus dem Zustandsspeicher **630** bei Schritt **760** gelesene lokale Spitzenwert ist. In diesem Fall werden die lokalen Spitzen-, Qualitätskoeffizient- und Frequenzoffsetwerte bei Schritt **765** aktualisiert und der Zähler bei Schritt **775** auf null gesetzt.

[0086] Von den Schritten **735**, **755** und **775** wechselt der Prozess auf Schritt **780**, wo der Zählerwert in den Zustandsspeicher **630** geschrieben wird. Bei Schritt **785** werden die lokale Spitzen-, Verzögerungs-, Frequenzoffset- und Qualitätskoeffizientwerte in den Zustandsspeicher **630** geschrieben, und der Prozess kehrt auf Schritt **700** zurück.

[0087] Gemäß der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren, Gerät und ein System zur Bestimmung der Position eines Frequenzsynchronisationssignals zwischen den von einem Sender übertragenen und von einem Empfänger empfangenen Daten bereitgestellt. Dies gewährleistet, dass der Empfänger optimal auf die Trägerfrequenz des Sender abgestimmt ist.

[0088] Obwohl die Erfindungsidee in einer Anwendung für ein GSM- und ein CTS-System beschrieben ist, wird der normale Fachmann zu schätzen wissen, dass sie in jeder anderen spezifischen Form ausgeführt werden kann, ohne von ihrem grundlegenden Wesen abzuweichen. Die Erfindung ist zum Beispiel auf anderen mobile Übertragungssystemen anwendbar, bspw. die den DCS-Standard (DCS = Digital Cellular System) oder den PCS-Standard (PCS = Personal Communication Services) oder jeden sonstigen Standard einsetzen, in welchem ein Frequenzsynchronisationssignal erfasst werden muss. Die zuvor erläuterten Ausführungsformen sollten somit als in jeder Hinsicht zur Veranschaulichung und ohne Einschränkung angesehen werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Bestimmung der Position eines Frequenzsynchronisationssignals zwischen den von einem Sender gesendeten und durch einen Empfänger eines Übertragungssystems empfangenen Daten, umfassend die Schritte:

- a) Berechnen eines Spitzenwertes, der ein Signal darstellt, das vom Empfänger übertragen und vom Empfänger erkannt wird;
- b) Schätzen eines Frequenzoffsets zwischen einer Trägerfrequenz des Senders und einer Frequenzreferenz des Empfängers;
- c) Schätzen eines Qualitätskoeffizienten anhand des geschätzten Frequenzoffsets; und
- d) Bestimmen, ob der Spitzenwert und der Qualitätskoeffizient die vorbestimmten Spitzen- und Qualitätsgrenzwertbedingungen erfüllt;
- e) wenn beide vorbestimmten Grenzwertbedingungen erfüllt sind, Speichern des Spitzenwertes, des Frequenzoffsets und des Qualitätskoeffizienten und Wiederholen der Schritte a)–d); und
- f) wenn eine der beiden Grenzwertbedingungen nicht erfüllt ist, Bestimmen der Position des Frequenzsynchronisationssignals als Position eines gespeicherten Spitzenwertes und eines gespeicherten Qualitätskoeffizienten.

2. Verfahren nach Anspruch 1, wobei der Schritt des Bestimmens die Bestimmung, ob der Spitzenwert größer als oder gleich groß wie der Spitzengrenzwert ist und ob der Qualitätskoeffizient kleiner als oder gleich groß wie der Qualitätsgrenzwert ist, umfasst.

3. Verfahren nach Anspruch 1, wobei, wenn beide der bestimmten Grenzwertbedingungen nicht erfüllt sind, die Position des Frequenzsynchronisationssignals der Position eines gespeicherten maximalen Spitzenwertes und einem gespeicherten minimalen Qualitätskoeffizienten entspricht.

4. Verfahren nach Anspruch 1, ferner umfassend: wenn beide der Grenzwertbedingungen erfüllt sind, das Bestimmen, ob ein sukzessive berechneter Spitzenwert den gespeicherten Spitzenwert überschreitet, und das Aktualisieren des gespeicherten Spitzenwertes; des, Frequenzoffsets und des Qualitätskoeffizienten mit den sukzessiven Werten, wenn der sukzessive Spitzenwert den gespeicherten Spitzenwert überschreitet.

5. Verfahren nach Anspruch 1, ferner umfassend einen Schritt des Synchronisierens des Frequenzoffsets

und des Qualitätskoeffizienten mit dem Spitzenwert.

6. Verfahren nach Anspruch 1, wobei der Schritt des Berechnens des Spitzenwertes Folgendes umfasst:
Verzögern der gleichphasigen Komponente eines empfangenen Signals;
Berechnen von Produkten der gleichphasigen Komponente und der Blindkomponente für eine bestimmte Anzahl von Abtastwerten des empfangenen Signals; und
Glätten der Produkte der verzögerten gleichphasigen Komponente und der Blindkomponente, um einen geschätzten Spitzenwert durch Kreuzkorrelation zu erzeugen.

7. Verfahren nach Anspruch 1, wobei der Schritt des Schätzens der Frequenzabweichung Folgendes umfasst:

g) Bestimmen einer Phasendifferenz zwischen sukzessive gesammelten Abtastwerten des Signals, das vom Sender übertragen und vom Empfänger erfasst wird;
h) Addieren der Phasendifferenz mit angehäuften Phasendifferenzen;
i) Wiederholen der Schritte g)–i) bis M angehäuften Phasendifferenzen hinzugefügt sind;
j) Umspeichern der Summe von M angehäuften Phasendifferenzen, was null angehäuften Phasendifferenzen ergibt;
k) Wiederholen der Schritte g)–j) bis N Summen von M angehäuften Phasendifferenzen umgespeichert sind; und
l) Hinzufügen der N Summen von M angehäuften Phasendifferenzen, um die geschätzte Frequenzabweichung zu erzeugen.

8. Verfahren nach Anspruch 7, wobei der Schritt des Schätzens des Qualitätskoeffizienten Folgendes umfasst:

Berechnen der N Differenzen jeweils zwischen einer der N Summen der angehäuften M Phasendifferenzen und des geschätzten Frequenzoffsets;
Berechnen der absoluten Werte der N Differenzen; und Addieren der absoluten Werte, um den geschätzten Qualitätskoeffizienten zu erzeugen.

9. Verfahren nach Anspruch 8, ferner umfassend einen Schritt des Vergrößerns des Frequenzoffsets und des Qualitätskoeffizienten um einen Koeffizienten.

10. Gerät zur Bestimmung der Position eines Frequenzsynchronisationssignals zwischen den von einem Sender und an einem Empfänger eines Übertragungssystems empfangenen Daten, wobei das Gerät umfasst eine Vergleichsschaltung (**625**) zur Bestimmung, ob ein berechneter Spitzenwert und ein geschätzter Qualitätskoeffizient vorbestimmte Spitzen- und Qualitätsgrenzwertbedingungen erfüllen; und einen Speicher (**630**), wobei, wenn beide der vorbestimmten Grenzwertbedingungen erfüllt sind, der Spitzenwert und der Qualitätskoeffizient in dem Speicher gespeichert sind, und wenn beide der Grenzwertbedingungen nicht erfüllt sind, die Position der Synchronisationsfrequenz der Position eines gespeicherten Spitzenwertes und eines Qualitätskoeffizienten entspricht.

11. Gerät nach Anspruch 10, wobei die Vergleichsschaltung bestimmt, ob der Spitzenwert größer als oder gleich groß wie ein Spitzengrenzwert ist und der Qualitätskoeffizient kleiner als oder gleich groß wie der Qualitätsgrenzwert ist.

12. Gerät nach Anspruch 10, wobei, wenn eine der beiden vorbestimmten Grenzwertbedingungen nicht erfüllt ist, die Position des Frequenzsynchronisationssignals der Position eines gespeicherten maximalen Spitzenwertes und eines gespeicherten minimalen Qualitätskoeffizienten entspricht.

13. Gerät nach Anspruch 10, wobei, wenn beide der Grenzwertbedingungen erfüllt sind, die Vergleichsschaltung bestimmt, ob ein sukzessive berechneter Spitzenwert den gespeicherten Spitzenwert überschreitet, und wenn er es tut, die gespeicherten Spitzenwerte, der Frequenzoffset und der im Speicher gespeicherte Qualitätskoeffizient mit sukzessiven Werten gespeichert werden.

14. Gerät nach Anspruch 10, ferner umfassend Mittel zum Synchronisieren des Frequenzoffsets und des Qualitätskoeffizienten mit dem Spitzenwert.

15. Gerät nach Anspruch 10, wobei der berechnete Spitzenwert von einem System abgeleitet ist, umfassend:
ein Verzögerungselement zur Verzögerung der gleichphasigen Komponenten des empfangenen Signals;

einen Multiplizierer zur Bildung eines Produktes der verzögerten gleichphasigen Komponente und der Blindkomponente für eine vorbestimmte Anzahl von Tastwerten des empfangenen Signals;
und
eine Schaltung zur Glättung der Produkte, um einen geschätzten Spitzenwert durch Kreuzkorrelation zu erzeugen.

16. Gerät nach Anspruch 10, wobei der geschätzte Frequenzoffset von einem System abgeleitet ist, das umfasst:

einen Differenzierer zur Berechnung einer Phasendifferenz zwischen sukzessive gesammelten Abtastwerten eines Frequenzsynchronisationssignals, das vom Sender übertragen und durch den Empfänger erfasst wird; einen Addierer zur Addition der Phasendifferenz mit den angehäuften Phasendifferenzen, wobei die Phasendifferenzen von sukzessive gesammelten Abtastwerten berechnet und mit angehäuften Phasendifferenzen addiert werden, bis M angehäuften Phasendifferenzen addiert sind, wobei an diesem Punkt der Addierer die Summe der M Phasendifferenzen umspeichert, was Null angehäuften Phasendifferenzen ergibt; und eine Schätzungsschaltung des Frequenzoffsets, um die umgespeicherte Summe von M Phasendifferenzen zu empfangen, wobei der Differenzierer die Berechnung der Phasendifferenzen von sukzessive gesammelten Abtastwerten fortsetzt, und der Addierer das Anhäufen und Addieren und Umspeichern der Summe von M Phasendifferenzen fortsetzt, bis N Summen von M Phasendifferenzen umgespeichert sind, wobei an diesem Punkt die Schätzungsschaltung des Frequenzoffsets die N Summen der M Phasendifferenzen mit dem geschätzten Frequenzoffset addiert.

17. Gerät nach Anspruch 16, wobei der Qualitätskoeffizient von einem System abgeleitet ist, umfassend: N Subtrahierer zur Berechnung von N Differenzen, wobei jede verschiedenartig zwischen einer der N Summen der M angehäuften Phasendifferenzen und dem geschätzten Frequenzoffset ist; N Schaltungen zur Berechnung der absoluten Werte der N Differenzen; und einen Addierer zur Addition der N absoluten Werte, um des geschätzten verlangten Koeffizienten zu erzeugen.

18. Gerät nach Anspruch 17, ferner umfassend Mittel zur Vergrößerung des Frequenzoffsets und des Qualitätskoeffizienten um den Faktor M.

19. System zur Bestimmung der Position eines Frequenzsynchronisationssignals zwischen den von einem Sender gesendeten und durch einen Empfänger empfangenen Daten, umfassend:

ein Mittel zur Berechnung des Spitzenwertes (**245**);

ein Mittel zur Schätzung eines Frequenzoffsets (**460**);

ein Mittel zur Schätzung des Qualitätskoeffizienten (**470**);

Mittel zur Bestimmung, ob der Spitzenwert und der Qualitätskoeffizient- die vorbestimmten Spitzenwert- und Qualitätsgrenzwertbedingungen (**625**) erfüllen; und

Mittel (**630**) zum Speichern des Spitzenwertes und Qualitätskoeffizienten wenn beide der vorbestimmten Grenzwertbedingungen erfüllt sind, wobei, wenn beide der vorbestimmten Grenzwertbedingungen nicht erfüllt sind, die Position des Frequenzsynchronisationssignals der Position eines gespeicherten Spitzenwertes und eines gespeicherten Qualitätskoeffizienten entspricht.

20. System nach Anspruch 19, wobei das Mittel zur Bestimmung bestimmt, ob der Spitzenwert größer als oder gleich groß wie ein Spitzengrenzwert ist und ob der Qualitätskoeffizient kleiner als oder gleich groß wie ein Qualitätsgrenzwert ist.

21. System nach Anspruch 19, wobei die Position des Frequenzsynchronisationssignals der Position eines gespeicherten maximalen Spitzenwertes und einem gespeicherten minimalen Qualitätskoeffizienten entspricht.

22. System nach Anspruch 19, wobei, wenn beide der Grenzwertbedingungen erfüllt sind, die Vergleichsschaltung bestimmt, ob ein sukzessiver Spitzenwert den gespeicherten Spitzenwert überschreitet, und wenn er es tut, der gespeicherte Spitzenwert, der Frequenzoffset und der Qualitätskoeffizient mit sukzessiven Werten aktualisiert werden.

23. System nach Anspruch 19, ferner umfassend Mittel zur Synchronisation des Frequenzoffsets und Qualitätskoeffizienten mit dem Spitzenwert.

24. System nach Anspruch 19, wobei die Mittel zur Berechnung des Spitzenwertes umfassen: ein Verzögerungselement zur Verzögerung der gleichphasigen Komponente des empfangenen Signals

einen Multiplikator zur Bildung eines Produktes der verzögerten gleichphasigen Komponenten und der Blindkomponenten für eine vorbestimmte Anzahl von Abtastwerten des empfangenen Signals; und eine Schaltung zur Glättung der Produkte, um einen geschätzten Spitzenwert durch Kreuzkorrelation zu erzeugen.

25. System nach Anspruch 19, wobei die Mittel zur Schätzung des Frequenzoffsets umfassen: einen Differenzierer zur Berechnung einer Phasendifferenz zwischen sukzessive gesammelten Abtastwerten eines Frequenzsynchronisationssignals, das durch den Sender übertragen und durch den Empfänger erfasst wird; einen Addierer zur Addierung der Phasendifferenz mit den angehäuften Phasendifferenz, wobei die Phasendifferenzen von sukzessive gesammelten Abtastwerten berechnet und mit den angehäuften Phasendifferenzen addiert werden, bis M angehäuften Phasendifferenzen addiert sind, wobei an diesem Punkt der Addierer die Summe der M Phasendifferenzen umspeichert, was null angehäuften Phasendifferenzen ergibt, und eine Schätzungsschaltung des Frequenzoffsets, um die umgespeicherte Summe von M Phasendifferenzen zu erhalten, wobei der Differenzierer die Berechnung der Phasendifferenzen von sukzessive gesammelten Abtastwerten fortsetzt, und der Addierer das Anhäufen und Addieren von Phasendifferenzen und das Umspeichern der Summe von M Phasendifferenzen fortsetzt, bis N Summen von M Phasendifferenzen umgespeichert sind, wobei an diesem Punkt die Schätzungsschaltung des Frequenzoffsets die N Summen der M Phasendifferenzen addiert, um das geschätzte Frequenzoffset zu erzeugen.

26. System nach Anspruch 25, wobei die Mittel zur Schätzung des Qualitätskoeffizienten umfassen: N Subtrahierer zur Berechnung von N Differenzen, wobei jede verschiedenartig zwischen einer der N Summen der M angehäuften Phasendifferenzen und dem geschätzten Frequenzoffset ist; N Schaltungen zur Berechnung des absoluten Wertes von den N Differenzen; und einen Addierer zur Addition von N absoluten Werten, um den geschätzten genannten Koeffizienten zu erzeugen.

27. System nach Anspruch 26, ferner umfassend Mittel zur Vergrößerung des Frequenzoffsets und des Qualitätskoeffizienten um den Faktor M.

Es folgen 8 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

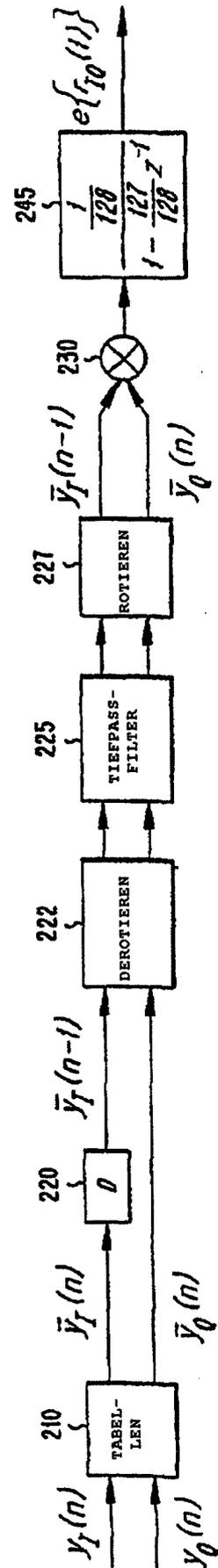
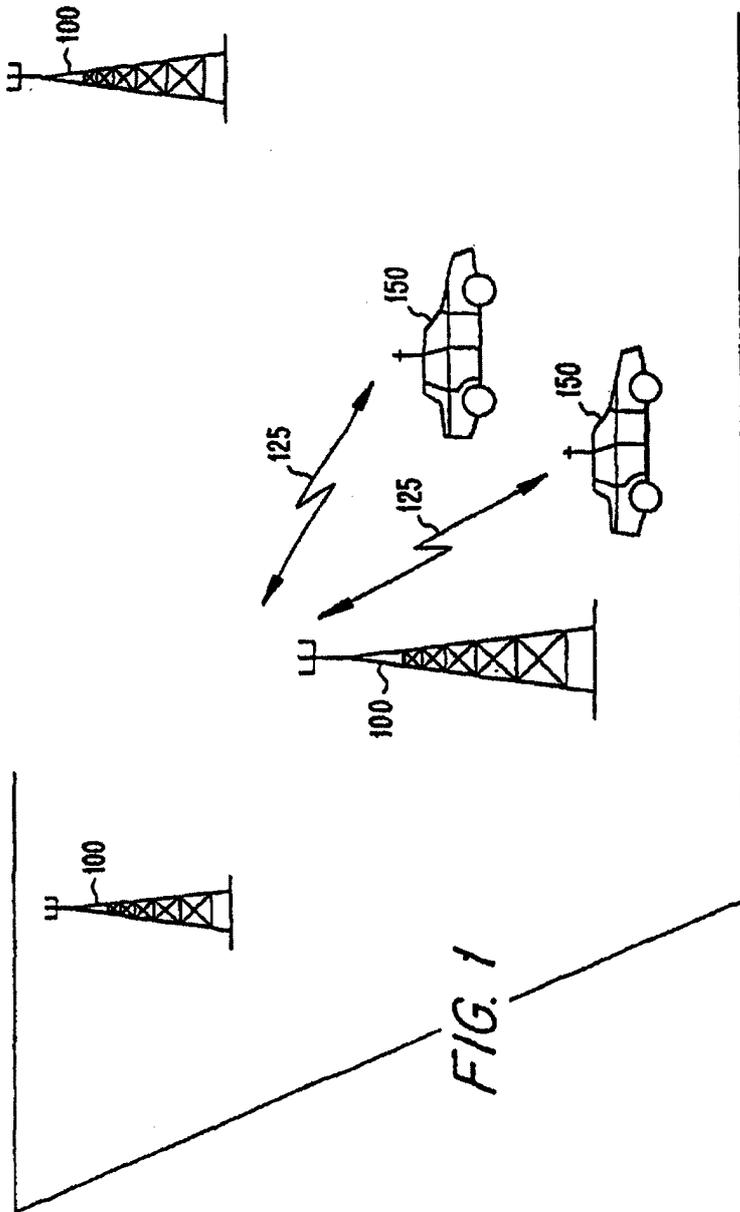


FIG. 2

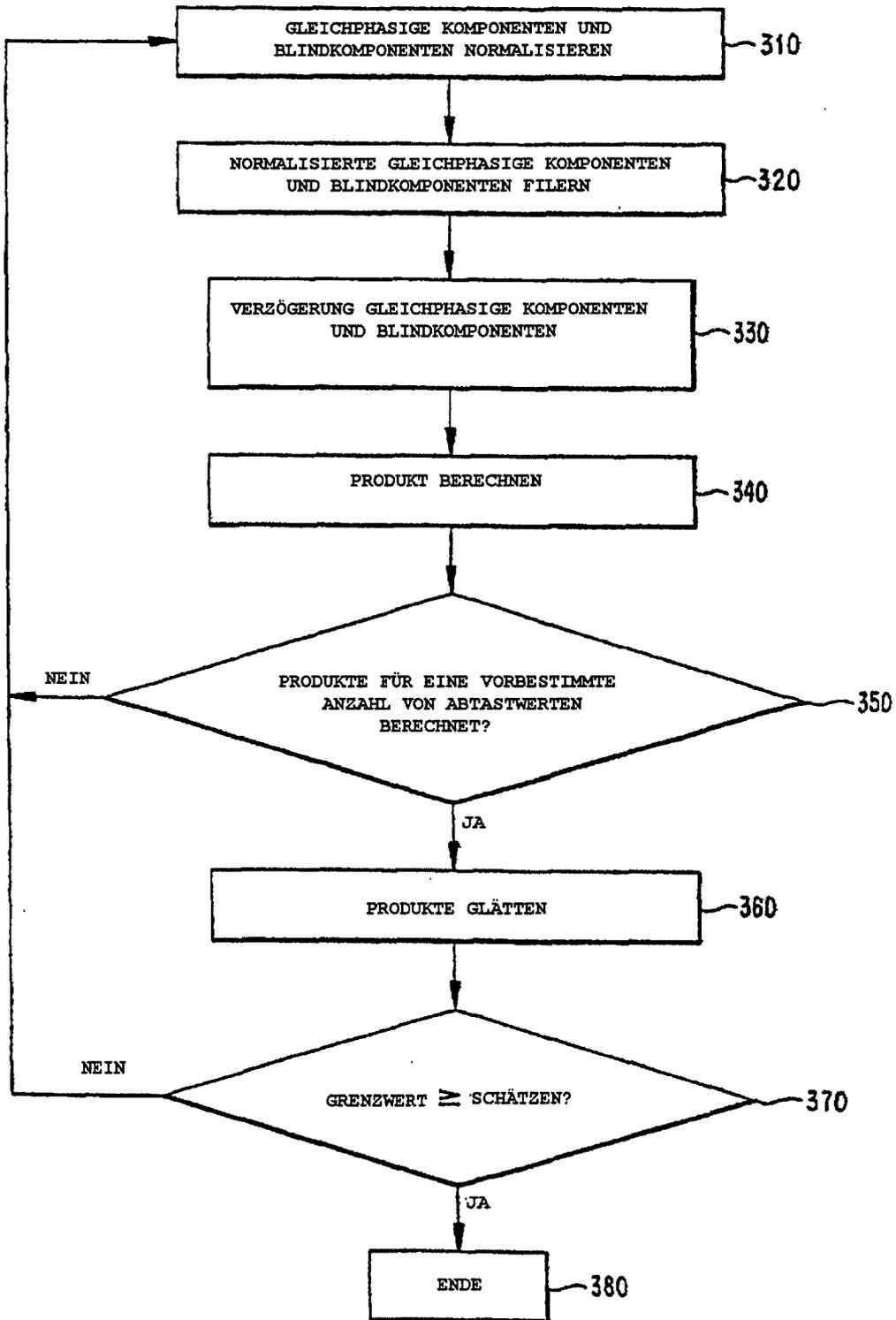
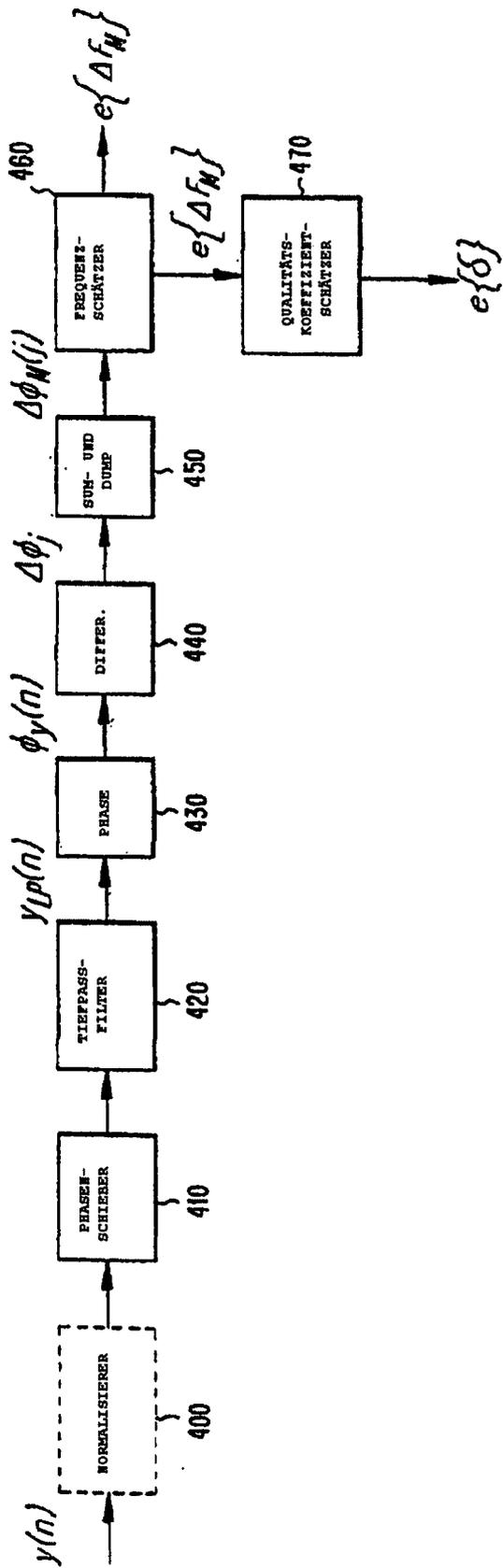


FIG. 3

FIG. 4



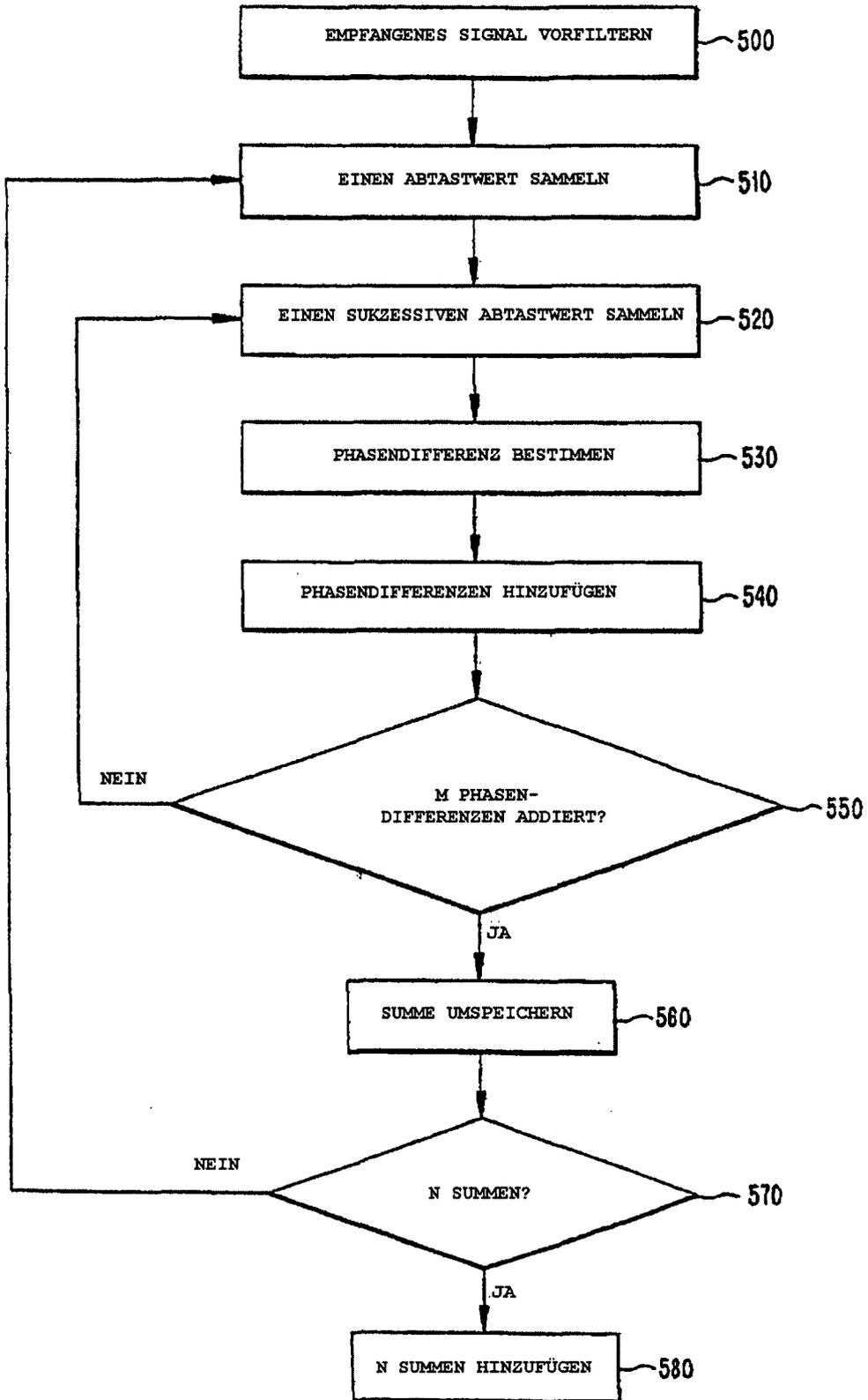


FIG. 5A

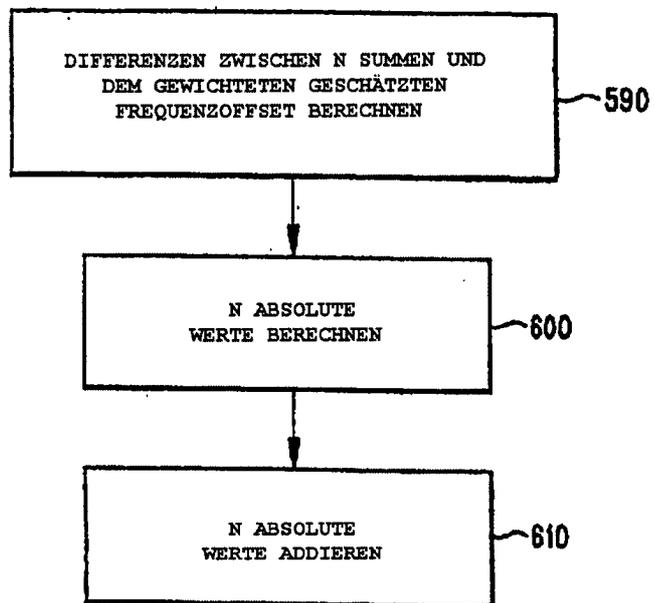
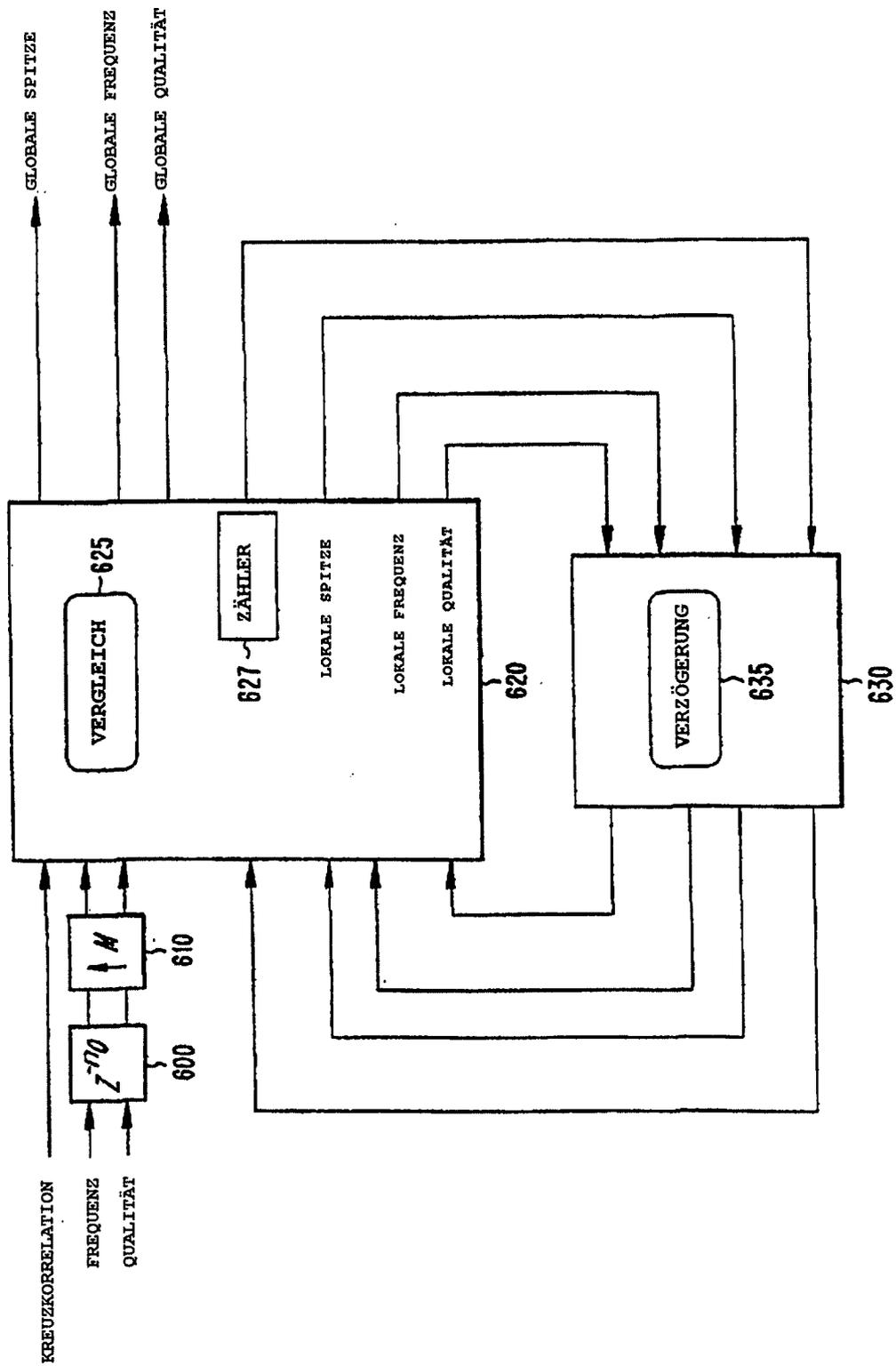


FIG. 5B

FIG. 6A



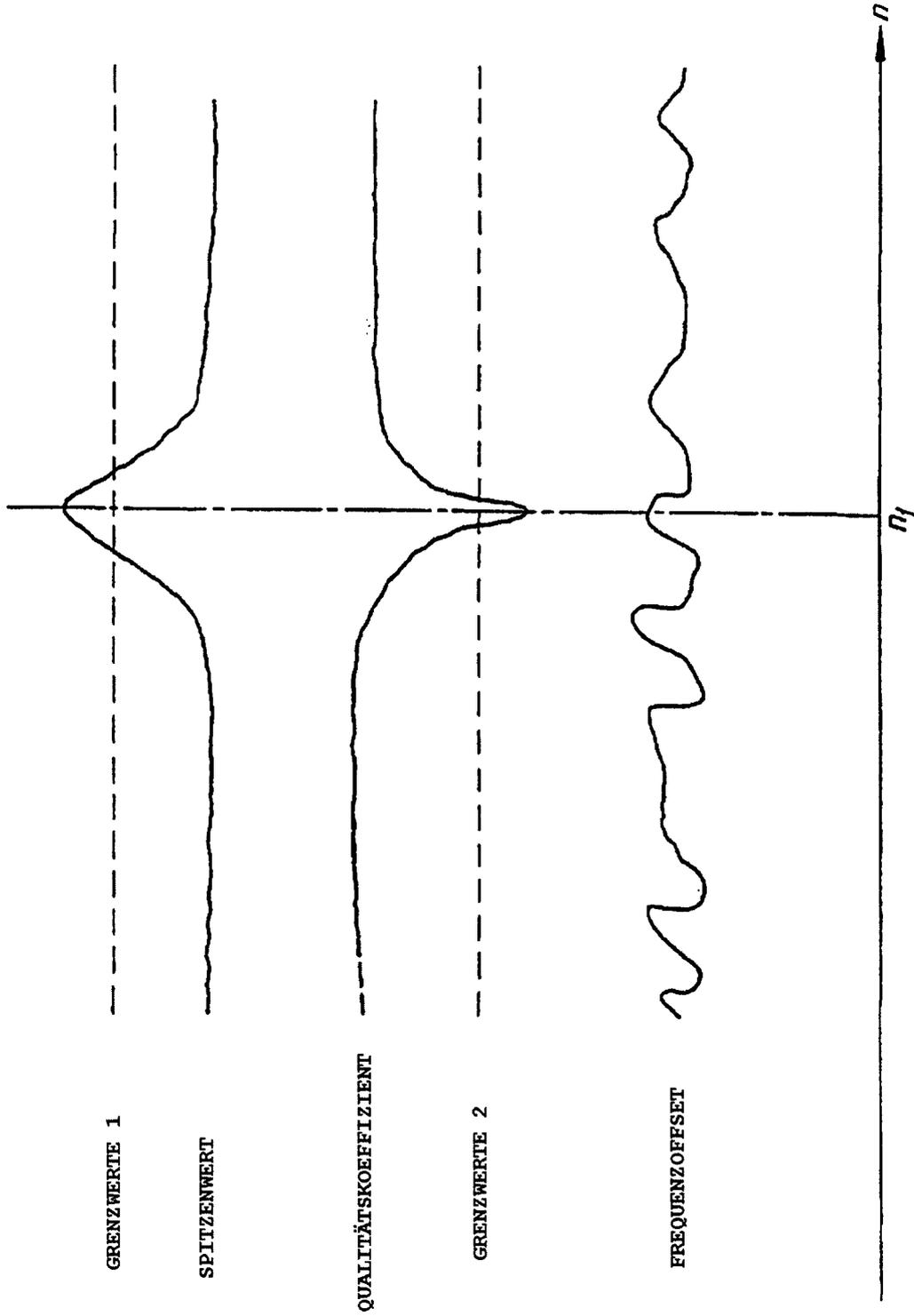


FIG. 6B

FIG. 7

