



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 07 930 T2 2004.10.28**

(12)

## Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 081 855 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 07 930.9**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 402 405.5**

(96) Europäischer Anmeldetag: **31.08.2000**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **07.03.2001**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **28.01.2004**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **28.10.2004**

(51) Int Cl.7: **H03J 7/02**

**H04L 27/233, H04L 7/08**

(30) Unionspriorität:

**9911013            02.09.1999    FR**

(73) Patentinhaber:

**Nortel Networks France, Chateaufort, FR**

(74) Vertreter:

**PRÜFER & PARTNER GbR, 81545 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:

**Belveze, Fabrice Jean-Andre, 78310 Maurepas,  
FR; Chancel, Florence Madeleine, 78000  
Versailles, FR**

(54) Bezeichnung: **Verfahren und vorrichtung zur synchronisation eines kommunikationsempfängers**

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]** Die vorliegende Erfindung betrifft den Bereich den numerischen (digitalen) Kommunikation.

**[0002]** Man betrachte ein klassisches digitales Übertragungsschema (**Fig. 1**): Das empfangene Signal, das aus einer Folge von Symbolen besteht, wird von einem digitalen Modulator **1** ausgegeben und dann eventuell durch einen Ausbreitungskanal **2** verzerrt.

**[0003]** In zahlreichen Systemen benötigt der Empfänger **3** zwei Informationen der Zeitsynchronisation: den "Termin" der Grenzen zwischen den Symbolen (für das Funktionieren des Demodulators), was eine Information der Synchronisation modulo der Dauer eines Symbols gibt; und ein "Uhr"-System, dessen Genauigkeit eine ganze Anzahl von Symbolauern beträgt, z. B. verwirklicht durch eine Grenze zwischen "Rahmen", wenn das ausgesendete Signal diesen Aufbau aufweist (um z. B. von dem Vorhandensein von Lernsequenzen zu genauen Augenblicken zu profitieren und/oder um zu wissen, wo dann die gewünschten Informationen decodiert werden). Diese Uhr wird von einem oder mehreren besonderen Symbolen angezeigt, die die Rolle von Synchronisierungszeichen spielen und die der Empfänger entdecken muss.

**[0004]** Weiterhin muss das empfangene Signal richtig in dem Frequenzbereich gelegen sein, der von dem Demodulator **4** des Empfängers **3** erwartet wird. Oder da die Oszillatoren des Empfängers und des Senders eine begrenzte Genauigkeit haben, kann man eine Frequenzverschiebung erwarten, die es zu korrigieren gilt sollte.

**[0005]** Das Synchronisationsorgan **5**, das in **Fig. 1** schematisiert ist, ist vorrangig durch den Empfänger abgerufen. Es liefert die zwei Informationen (Zeit und Frequenz). Die Zeitinformation wird dann direkt von dem Demodulator/Dekodierer **4** verwendet, der seine Referenzen verschiebt, um gleichzeitig die richtige Position der Symbole sowie die Nutzinformation zu erhalten. Die Frequenzinformation wird von einer Korrektorschaltung **6** ausgewertet, um auf analoge oder digitale Weise die Frequenzlage des empfangenen Signals zu korrigieren. Das Organ **5** führt einen Algorithmus durch, der um Ziel hat, die Frequenzverschiebung abzuschätzen und den Zeitaufbau der Information wieder zu finden.

**[0006]** Das erste wichtige Kriterium der Durchführung der Synchronisation ist die Zuverlässigkeit der erhaltenen Zeit- und Frequenzinformationen. Ein zweites Kriterium sind die zum Erhalten dieser Informationen erforderlichen Kosten (Ausführungszeit, Speicher und Potenz der erforderlichen Berechnung). Es gibt mehrere Familien von Synchronisationsverfahren:

- Die Blindverfahren, gewöhnlich NDA genannt ("None Data Aided" = nicht datenunterstützt), die nicht erfordern, dass der Empfänger einen Teil der übertragenen Information kennt (meistens dank der Verwendung von Eigenschaften des ausgesendeten Signals). Zum Abschätzen der Frequenz- oder Zeitabweichung beruhen die Mehrheit dieser Verfahren auf dem Durchgang des Signals durch Nichtlinearitäten, die Linien hervorrufen, dank derer man sich synchronisieren kann (s. J. B. Anderson u. a., "Digital Phase Modulation", Plenum Press, 1986). Anderswo findet man eine ganze Familie von analogen Lösungen (PLL, Costas-Schleife, ..., s. J. C. Bic u. a., "Elements de communications numeriques", Bd. 1, Sammlung CNET/ENST, Dunod, 1986). Der Nachteil ist, dass diese Techniken auf den Modulationstyp spezialisiert sind und kein Uhrsystem auf einem höheren Niveau als der Symboldauer bieten;
- Für die Systemsynchronisation Lösungen auf der Grundlage von Codes (gewöhnlich von Faltungscodes), die interessante Autokorrelationseigenschaften aufweisen. Das erfordert natürlich eine vorherige Frequenz- und Zeitsynchronisation auf Symbolniveau.
- Verfahren am bekannten Rahmen (DA, "Data Aided", datenunterstützt), wobei der Empfänger einen ganzen Rahmen oder einen Teil davon kennt, was es erlaubt, die Synchronisationsinformationen abzuschätzen. Im Fall eines zellulären Funkkommunikationssystems GSM dient eine besondere Frequenz, d. h. ein reines Sinussignal, zur Frequenzsynchronisation, dann erlaubt eine zugeordnete Sequenz (Burst) die Zeitsynchronisation. Ein weiteres Beispiel ist in FR-A-2 745 134 beschrieben.

**[0007]** Die DA-Verfahren haben den Nachteil, den Nutzdurchsatz zu senken, da ein Teil des Signals keine Information im eigentlichen Sinne überträgt. Es muss dennoch angemerkt werden, dass die NDA-Verfahren entsprechend der Natur des Signals, d. h. dem Sendecodierer, nicht immer anwendbar sind. Die Verfahren sind daher sehr spezifisch. Es gibt für gewöhnlich zahlreiche Verfahren (s. z. B.: A. D'Andrea u. a. "A Digital Approach to Clock Recovery in Generalized Minimum Shift Keying", IEEE Transaction on Vehicular Technology, Bd. 39, Nr. 3, August 1990; A. D'Andrea u. a., "Frequency Detectors for CPM Signals", IEEE Transaction on Communications, Bd. 43, Nr. 2-3-4, Februar/ März/April 1995), die anwendbar sind, wenn der Codierer ein CPM-Modulator ("Continuous Phase Modulation" = kontinuierliche Phasenmodulation) ist, die sich auf andere

Modulstationsarten nicht anwenden lassen. Außerdem sind ihre Leistungsfähigkeit in Sachen Ausführungszeit, gemessen durch die Dauer zum Erlangen zuverlässiger Synchronisationsinformationen, manchmal dürftig. Die DA-Verfahren können sich als wirkungsvoller erweisen im Hinblick auf die Ausführungsdauer, für dieselbe Zuverlässigkeit, für eine vernachlässigbare Verringerung des Nutzdurchsatzes. Weiterhin sind die völlig allgemein und hängen nicht von der Art des verwendeten Signals ab.

**[0008]** Es gibt also einen Bedarf an einem Synchronisationsverfahren, das im Verlauf einer relativ kurzen Zeit die Informationen über die Zeit- und Frequenzlage der Information liefert. Dieses Verfahren muss für relativ hohe Frequenz- und/oder Zeit-Verschiebungen funktionieren in den Grenzen des Nutzbands und unabhängig von der Ankunftszeit des Nutzsignals. Der Verlust an Nutzinformation, der mit der Ausführungsdauer der Synchronisation und/oder dem Einfügen bekannter Daten verbunden ist, muss im Hinblick auf den Nutzdurchsatz vernachlässigbar sein. Weiterhin ist es wünschenswert, dass dieser Vorgang nicht zu viel Berechnungszeit kostet und daher im Wesentlichen einfache Operationen (Additionen, Multiplikationen) verwenden lässt.

**[0009]** Das gewöhnliche Verfahren zum Erzielen der Frequenzsynchronisation im Fall der CPM-Modulationen mit dem Index  $k/p$  (J. B. Andersson u. a., "Digital Phase Modulation", Plenum Press 1986) ist ein Blindverfahren (NDA), das darin besteht, die Fouriertransformierte des zur Potenz  $p$  erhobenen in dem Basisbandsignal empfangenen Signals zu berechnen und in dem so erhaltenen Spektrum Linien zu detektieren. Linien der Frequenz  $\Delta f + i/(2T_s)$  erscheinen im Prinzip in diesem Spektrum, wobei  $\Delta f$  die abzuschätzende Frequenzabweichung ist,  $T_s$  die Dauer eines Symbols und  $i$  eine ganze Zahl. Aber ihre Detektion ist manchmal problematisch, sie können in der spektralen Leistungsdichte des Signals mit der Potenz  $p$  oder in dem von dem Empfänger eingefangenen Rauschen untergehen, und es kann eine Unsicherheit über die ganze Zahl  $i$  auftreten, die für eine erfasste Linie gilt. Das hängt von den Eigenschaften der verwendeten CPM ab: die NDA-Verfahren sind manchmal nicht verwendbar.

**[0010]** Die vorliegende Erfindung hat zur Aufgabe, auf den oben genannten Bedarf zu antworten, insbesondere in dem, was die Aspekte der Frequenzsynchronisation betrifft. Die angestrebten Anwendungen sind gewöhnlich die Empfänger digitaler Kommunikation, die ein Synchronisationsorgan erfordern, um die Decodierung der Information zu beginnen, und für die die NDA-Verfahren unmöglich oder wenig leistungsfähig sind.

**[0011]** Erfindungsgemäß wird ein Verfahren zum Synchronisieren eines Kommunikationsempfängers vorgeschlagen, bei dem ein Abstand zwischen einer Modulationsfrequenz, die mit einem ersten Basisbandsignal kombiniert ist, um ein auf einem Übertragungskanal ausgesendetes Signal zu bilden, und einer Frequenz, die von dem Empfänger verwendet wird, um anhand eines auf dem Übertragungskanal empfangenen Signals ein zweites Basisbandsignal zu bilden, ermittelt wird und die von dem Empfänger verwendete Frequenz in Abhängigkeit von dem ermittelten Abstand korrigiert wird. Wenn ein Zeitsegment des ersten Basisbandsignals und die zeitliche Position eines dem zweiten Basisbandsignals entsprechenden Segments bekannt sind, wobei diese Segmente  $N$  mit einer Absatzfrequenz  $F_e$  abgetastete Werte enthalten, wird eine Frequenztransformierte  $Y(f)$  der Größe  $N$  des Produkts aus dem konjugiert Komplexen des Segments des ersten Basisbandsignals mit dem dem zweiten Basisbandsignal entsprechenden Segment berechnet, und der Frequenzabstand  $\Delta f$  wird als derjenige ermittelt, für den die Frequenztransformierte  $Y(f)$  am nächsten bei  $C \cdot S_c(f - \Delta f)$  liegt, wobei  $S_c(f)$  die Funktion

$$S_c(f) = \frac{1 - \exp(-2j\pi Nf / F_e)}{1 - \exp(-2j\pi f / F_e)}$$

ist und  $C$  ein komplexer Koeffizient ist.

**[0012]** In einer besonderen Ausführung enthält die Ermittlung der Frequenz:

- das Bestimmen einer Frequenz  $f_{\max}$  unter den  $N$  Punkten der Frequenztransformierten, für die die Größe  $|Y(f)|^2$  maximal wird, wobei  $|\cdot|$  den Absolutwert einer komplexen Zahl darstellt;
- ein Unterteilen des Intervalls  $[f_{\max} - F_e/N, f_{\max} + F_e/N]$  in mehrere Unterintervalle;
- ein dichotomisches Durchsuchen jedes der Unterintervalle, um jede Frequenz  $\delta f$  zu identifizieren, für die die Größe

$$F(\delta f) = \text{Re} \left\{ \left\langle Y(f), S_c(f - \delta f) \right\rangle \cdot \left\langle Y(f), \frac{\partial S_c(f - \delta f)}{\partial (\delta f)} \right\rangle \right\} \quad (1)$$

Null wird, wobei  $\text{Re}(\cdot)$  und  $(\cdot)^*$  jeweils den Realteil bzw. das Konjugierte einer komplexen Zahl bezeichnen und für zwei komplexe Funktionen der Frequenz  $a(f)$  und  $b(f)$  das Skalarprodukt durch  $\langle A(f)B(f) - \delta f \rangle$  be-

zeichnet wird mit

$$\langle A(f), B(f - \delta f) \rangle = \sum_{i=0}^{N-1} A(f_i) \cdot B(f_i - \delta f)^* \quad (2)$$

wobei  $f_i$  den Punkt mit Rang  $i$  der Frequenztransformierten bezeichnet; und  
 – das Auswählen des Frequenzabstands  $\Delta f$  als diejenige der Frequenzen  $\delta f$ , für die die Größe  $F(\delta f)$  Null wird und für die die Kostenfunktion

$$K(\delta f) = \left\| Y(f) - \frac{\langle Y(f), S_C(f - \delta f) \rangle \cdot S_C(f - \delta f)}{\|S_C(f - \delta f)\|^2} \right\|^2 \quad (3)$$

minimal ist, wobei  $\|\cdot\|$  der dem Skalarprodukt zugeordnete Betrag ist.

**[0013]** Es kann sein, dass das Zeitsegment des ersten Basisbandsignales dem Empfänger nicht im Voraus bekannt ist. Wenn der Empfänger in der Zeit und in der Frequenz synchronisiert ist und man beabsichtigt, die Frequenzsynchronisation zu aktualisieren, um eventuell eine leichte Abweichung des Lokaloszillators zu korrigieren, kann man so das Ergebnis der Demodulation und/oder des Decodierens als "Zeitsegment des ersten Basisbandsignals" für das Durchführen des Verfahrens verwenden.

**[0014]** Oft ist das Zeitsegment des ersten Basisbandsignals jedoch dem Empfänger im Voraus bekannt, wobei das Verfahren eine Phase der Zeitsynchronisation enthält, um die zeitliche Position des Segments des zweiten Basisbandsignals zu erhalten.

**[0015]** Die Frequenzsynchronisation wertet also Signalsegmente aus, die durch die Zeitsynchronisation erhalten wurden, was es ermöglicht, den Unzulänglichkeiten der allgemein verwendeten NDA-Verfahren abzu- helfen. Diese Segmente können von bescheidener Größe bleiben, so dass das Durchführen des Verfahrens die Bandbreite nicht zu sehr beeinträchtigt. Diese Größe ist gleich wie oder größer als die oben genannte Zahl  $N$ . Die Frequenzsynchronisation ist daher durch den Erfolg der Zeitsynchronisation bedingt, was wenig hinderlich ist, wenn die Wahrscheinlichkeit des Erfolgs der Zeitsynchronisation hoch ist.

**[0016]** In einer bevorzugten Ausführung umfasst das im Voraus bekannte Zeitsegment mehrere aufeinander folgende Auftritte eines ersten Musters aus  $L_C$  Abtastwerten und eventuell ein zweites Muster, das länger ist als das erste. Die Phase der Zeitsynchronisation enthält einen Schritt der Abschätzung modulo  $L_C$  durch Maximieren der Korrelation zwischen dem zweiten Basisbandsignal und den aufeinander folgenden Auftritten des ersten Musters und einen Schritt des Beseitigens der Mehrdeutigkeit von modulo  $L_C$ , der eine zeitliche Synchronisation mit der Auflösung der Abtastwerte durch Maximieren der Korrelation zwischen dem zweiten Basisbandsignal und dem zweiten Muster liefert.

**[0017]** Nachdem so eine erste zeitliche Synchronisation verwirklicht wurde, die eine ganze Zahl  $n_{est}$  ergibt, die eine zeitliche Verschiebung des zweiten Basisbandsignals in Bezug auf das Zeitsegment des ersten Basisbandsignals in einer Anzahl von Abtastwerten darstellt, wird die erste zeitliche Synchronisation verfeinert, in dem zu der ganzen Zahl  $n_{est}$  die Größe

$$\Delta \tau = 1 - \lambda \cdot \frac{\text{Re} \left\{ \sum_{q=0}^{N_C-1} \left[ \left( \sum_{k=0}^{L_{SC}-1} r_{n_{est}+q \cdot L_C+k} \cdot X_k^{c*} \right) \cdot \left( \sum_{k=0}^{L_{SC}-2} r_{n_{est}+q \cdot L_C+k} \cdot dx_k^c \right)^* \right] \right\}}{\sum_{q=0}^{N_C-1} \left\| \sum_{k=0}^{L_{SC}-1} r_{n_{est}+q \cdot L_C+k} \cdot X_k^{c*} \right\|^2} \quad (4)$$

hinzugefügt wird, wobei  $\lambda$  der vorbestimmte Normierungsfaktor

$$\lambda = \frac{\left( \sum_{k=0}^{L_{SC}-1} |X_k^c|^2 \right)^2}{\left( \sum_{k=0}^{L_{SC}-1} |X_k^c|^2 \right) \cdot \left( \sum_{k=0}^{L_{SC}-1} |dx_k^c|^2 \right) - \left[ \text{Im} \left( \sum_{k=0}^{L_{SC}-1} X_k^c \cdot dx_k^{c*} \right) \right]^2} \quad (5)$$

ist,  $N_C$  die Anzahl aufeinander folgender Auftritte des ersten Musters ist,  $L_{SC}$  die Anzahl der Abtastwerte der

Wiederholungsfolge ist, die durch die aufeinander folgenden Auftritte des ersten Musters in dem Zeitsegment des ersten Basisbandsignals gebildet wird,  $r_{\text{nest}+q.L_c+k}$  der Abtastwert mit Rang  $n_{\text{est}} + q.L_c + k$  des zweiten Basisbandsignals ist,  $x_k^c$  der Abtastwert mit Rang  $k$  der Wiederholungsfolge ist,  $dx_k^c$  der Abtastwert mit Rang  $k$  einer Folge ist, die durch die zeitliche Ableitung der Wiederholungsfolge gebildet wird und  $\text{Im}(\cdot)$  den Imaginärteil einer komplexen Zahl bezeichnet.

**[0018]** Ein anderer Aspekt der vorliegenden Erfindung bezieht sich auf eine Vorrichtung zum Synchronisieren eines Kommunikationsempfängers der Mittel zur Analyse eines empfangenen Signals enthält, die die zum Ausführen eines Verfahrens eingerichtet sind, wie es oben beschrieben ist.

**[0019]** Weitere Besonderheiten und Vorteile der vorliegenden Erfindung ergeben sich aus der nachfolgenden Beschreibung von nicht einschränkenden Ausführungen mit Bezug auf die beigefügten Zeichnungen von den:

**[0020]** Fig. 1, die oben erläutert wurde, ein Blockdiagramm einer digitalen Übertragungskette ist;

**[0021]** Fig. 2 ein Beispiel der Verwirklichung eines Modulators eines digitalen Funksenders zeigt;

**[0022]** Fig. 3 ein Blockdiagramm eines assoziierten Empfängers ist, der ein Synchronisationsmodul zu Durchführen der Erfindung aufweist; und

**[0023]** Fig. 4 ein Ablaufplan eines Verfahrens ist, das von dem Synchronisationsmodul durchgeführt wird.

**[0024]** Die Erfindung wird nachfolgend in einer besonderen Anwendung auf die Funkkommunikation mit mobilen Endgeräten dargestellt. Es ist klar, dass dieses Beispiel das Feld der Anwendung der Erfindung in keiner Weise einschränkt.

**[0025]** In diesem besonderen Beispiel wird die übertragene Information in Rahmen von 20 ms zerlegt. Der in Fig. 2 dargestellte digitale Modulator arbeitet mit einer quaternären CPM-Modulation mit Modulationsindex 1/3, wobei der Phasenimpuls

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(u) du / 2 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} g(u) du$$

z. B. definiert ist durch

$$g(t) = \frac{\sin(\lambda_1 \pi (t - LT_s / 2))}{\lambda_1 \pi (t - LT_s / 2)} \times \frac{\sin(\lambda_2 \pi (t - LT_s / 2))}{\lambda_2 \pi (t - LT_s / 2)},$$

wobei  $\lambda_1 = 0,5$  ist,  $\lambda_2 = 0,77$  ist,  $L = 4$  ist und  $T_s$  die Dauer eines Symbols bezeichnet. Die übertragenen Symbole, mit  $\alpha_i$  bezeichnet, liegen in der Gruppe  $\{-3, -1, +1, +3\}$ . Sie werden mit einem Durchfluss von  $1/t_s = 8000$  Symbolen pro Sekunde übertragen. Das komplexe Basisbandsignal schreibt sich klassischerweise:

$$x(t) = \exp[j\varphi(t)] \quad \text{mit} \quad \varphi(t) = \frac{2\pi}{3} \sum_{i=0}^{\lfloor t/T_s \rfloor} \alpha_i \cdot q(t - iT_s).$$

**[0026]** Diese CPM-Modulation kann durch ein Triplett beschrieben werden, das drei Phasenzustände ( $0, 2\pi/3, -2\pi/3$  bei geraden Zeitsymbolen und  $\pi, -\pi/3, \pi/3$  bei ungeraden Zeitsymbolen) und vier Übergänge pro Zustand (entsprechend den vier möglichen Symbolen) enthält.

**[0027]** Bei der in Fig. 2 dargestellten Verwirklichung wendet das Filter **10** den Phasenimpuls  $Q(t)$  auf die Serie von Symbolen  $\alpha_i$  an. Der Kosinus und der Sinus der resultierenden Phase  $\varphi(t)$ , die jeweils den Real- und Imaginärteil des Basisbandsignals  $x(t)$  bilden, werden von einem Modul **11** geliefert, mit einer Frequenz  $F_e = 16$  kHz abgetastet (zwei komplexe Abtastwerte pro Symbolzeit).

**[0028]** Zwei Multiplizierer **12** modulieren jeweils zwei Funkwellen in Quadratur mit der Frequenz  $f_0$ , die von einem lokalen Oszillator **13** geliefert werden, mit dem Real- bzw. Imaginärteil des analog umgewandelten Basisbandsignals  $x(t)$ . Die zwei modulierten Wellen werden in **14** addiert, um das Funksignal zu bilden, das verstärkt und von der Antenne **15** abgestrahlt wird.

**[0029]** Der assoziierte Ausbreitungskanal **2** ist ein Schwundkanal, Rayleigh-Kanal genannt. Der für den Empfänger in **Fig. 3** verwendete Demodulator kann auf einem klassischen Viterbi-Algorithmus beruhen, der gemäß dem oben genannten Triplett arbeitet (s. G. D. Forney Jr., "The Viterbi algorithm", Proc. of the IEEE, Bd. 61, Nr. 3, März 1973, S. 268–278). Dieser Modulator muss in der Zeit und in der Frequenz synchronisiert werden.

**[0030]** Das von der Antenne **16** empfangene Funksignal wird verstärkt und zwei Multiplizierern **17** zugeführt, die zwei Wellen in Quadratur mit der Frequenz  $f_0 + \Delta f$  empfangen, die von einem lokalen Oszillator **18** geliefert werden. Die Ausgänge der Multiplizierer **17** bilden ein komplexes Signal, das von einem Tiefpassfilter **19** verarbeitet wird, dessen Grenzfrequenz dem Nutzband des Signals entspricht, z. B. 6 kHz. Das am Ausgang des Filters **19** verfügbare komplexe Basisbandsignal  $r(t)$  wird mit der Frequenz  $F_e$  abgetastet und digitalisiert, je nach dem, ob das Filter **19** in analoger oder digitaler Form verwirklicht ist, dahinter oder davor. Dieses abgetastete Basisbandsignal wird mit  $r_n$  bezeichnet, wobei  $n$  der Index der Abtastwerte ist. Das digitale Signal  $r_n$  wird zu einer Synchronisationseinheit **20** geschickt und zu dem Demodulator **21**, der die Abschätzungen  $\hat{a}_i$  der übertragenen Symbole erzeugt.

**[0031]** Die Frequenzverschiebung  $\Delta f$  kann durch die Ungenauigkeiten des lokalen Oszillators **13** des Senders und/oder desjenigen **18** des Empfängers bedingt sein. Andererseits gibt es bedingt durch die unbekannte Ausbreitungszeit eine Zeitverschiebung  $\tau$  zwischen dem Sender und dem Empfänger. Das in der Funkstufe des Empfängers gewonnene Basisbandsignal  $r(t)$  kann als Funktion desjenigen  $x(t)$  ausgedrückt werden, das von dem Sender gebildet wird:

$$r(t) = C \cdot x(t - \tau) \cdot \exp(2j\pi\Delta f \cdot t) + b(t), \quad (6)$$

wobei  $C$  ein komplexer Koeffizient ist, der die Dämpfung und Phasenverschiebung darstellt, die durch den Kanal eingeführt werden, und  $b(t)$  zusätzliches Rauschen ist.

**[0032]** In dem betrachteten Beispiel wird angenommen, dass die Zeitverschiebung  $\tau$  im Absolutwert auf 10 ms begrenzt ist und dass die Frequenzverschiebung  $\Delta f$ , immer im Absolutwert, 5 kHz nicht überschreiten kann.

**[0033]** Wenn die Frequenzverschiebung  $\Delta f$  sehr groß ist (nahe an ihrem Grenzwert), verliert man aufgrund der in **19** durchgeführten Filterung einen wichtigen Teil der Nutzenergie. Es ist also notwendig, eine erste grobe Frequenzsynchronisation durchzuführen, die es ermöglicht, diese Verschiebung zu verringern.

#### 1) Grobe Frequenzsynchronisation

**[0034]** Der Empfänger kann nicht ein unendliches Frequenzband abdecken, dieses ist durch materielle Erwägungen beschränkt (Durchlassband der Komponenten) und kann durch Filtervorrichtungen absichtlich ausgewählt werden. Insbesondere in einem System, das mit einem Frequenzmultiplex (FDMA) funktioniert, wird der Frequenzkanal gewählt, der der gewünschten Kommunikation entspricht. Diese Einschränkung des Frequenzbereichs wird in der ersten Stufe des Empfängers bewirkt (im vorliegenden Beispiel Filter **19**).

**[0035]** Gewollt oder ungewollt kann diese Frequenzauswahl verhängnisvolle Folgen für die Verarbeitung des Signals  $r_n$  haben, das nach dieser ersten Stufe gewonnen wird. Tatsächlich weist der Oszillator, der die angenommene Trägerfrequenz erzeugt, eine gewissen Ungenauigkeit auf, und die wirkliche Trägerfrequenz des Signals und die von dem Empfänger verwendete können nicht streng identisch sein. Wenn sie voneinander entfernt sind, kann das Filter um den von dem Empfänger verwendeten Träger herum dann das Auslösen eines Teils der Energie des Nutzsignals mit sich bringen, die für die nachfolgenden Verarbeitungen verloren ist.

**[0036]** Man stellt jedoch fest, dass die Ungewissheiten über die von den Oszillatoren **13**, **18** erzeugten Frequenzen kontrollierbar sind und dass man oft den maximal möglichen Wert der Verschiebung zwischen der gewünschten Frequenz und der tatsächlich modulierten Frequenz kennt (5 kHz in dem betrachteten Beispiel). Es bleibt, dass diese Verschiebung, wenn sie nicht gegenüber dem Nutzband des übertragenen Signals vernachlässigbar ist, das letztere auf eine unwiderrufliche Weise beeinträchtigt. Die vorgeschlagene erste Frequenzsynchronisation strebt an, die Frequenzabweichung grob zu korrigieren, um sie auf einen viel zuverlässigen Wert zurückzuführen.

**[0037]** Diese erste Verarbeitung besteht aus einer groben Abschätzung der Frequenzverschiebung und aus einer Korrektur, die in der ersten Stufe des Empfängers analog oder digital verwirklicht wird. Diese Abschätzung bietet den Vorteil, dass sie gegenüber starken Frequenzverschiebungen robust ist, auch wenn ein großer Teil der Signalenergie bedingt durch die Filterung des Empfängers verloren ist.

**[0038]** Das betrachtete Fenster des Digitalsignals  $r_n$  mit der Länge  $L_r$  ( $n = 0, \dots, L_r - 1$ ) ist das Ergebnis der Übertragung eines unbekanntes Signals  $x_n$  von dem Empfänger, das durch den Ausbreitungskanal **2** veräuscht und verzerrt ist. Die folgende Formel gibt eine erste Abschätzung der Frequenzverschiebung:

$$\Delta f_1 = \frac{F_e}{2\pi} \left[ \text{Arg} \left( \sum_{n=0}^{L_r-1} r_n^* \cdot r_{n+1} \right) - \text{Arg} \left( \sum_{n=0}^{L_r-1} x_n^* \cdot x_{n+1} \right) \right], \quad (7)$$

wobei  $\text{Arg}(\cdot)$  das Argument einer komplexen Zahl bezeichnet. Wenn das empfangene Signal einfach das in der Frequenz um  $\Delta f$  verschobene Signal  $x_n$  ist, gibt die Formel (7) in der Tat gut  $\Delta f_1 = \Delta f$ . Man bemerkt, dass eine Zeitverschiebung auf  $x_n$  keinen Einfluss auf die Abschätzung  $\Delta f_1$  hat. Die Größe

$$\sum_{n=0}^{L_r-1} x_n^* \cdot x_{n+1}$$

ist eine Approximation der Autokorrelation erster Ordnung des gesendeten Signals  $x_n$ , wobei die Approximation um so genauer ist, je größer  $L_r$  ist. Dieser Autokorrelation ist eine statistische Eigenschaft des Sendesignals, die im Voraus berechenbar ist. Nur die Kenntnis des Arguments dieses Werts ist im Empfänger erforderlich.

**[0039]** Weiterhin ist für zahlreiche Arten von Signalen, insbesondere die CPM-Modulationen wie in dem obigen Beispiel, die Autokorrelation reell, und der Ausdruck für  $\Delta f_1$  hängt nur von dem Empfangssignal  $r_n$  ab (s. A. D'Andrea u. a., "Digital Carrier Frequency Estimation for Multilevel CPM Signals", Proc. ICC'95, Juni 1995). Die Grobabschätzung  $\Delta f_1$  ist also einfach:

$$\Delta f_1 = \frac{F_e}{2\pi} \text{Arg} \left( \sum_{n=0}^{L_r-1} r_n^* \cdot r_{n+1} \right) \quad (8)$$

**[0040]** Diese Abschätzung wird von der Synchronisationseinheit **20** im Schritt **30** von **Fig. 4** durchgeführt. Wenn eine digitale Frequenzkorrektur, nämlich eine Multiplikation des nicht gefilterten komplexen Signals mit  $e^{-2j\pi\Delta f_1}$  vor dem Filter **19** vorgesehen ist, kann dies im Hinblick auf die nachfolgenden Verarbeitungen (Schritt **31** von **Fig. 4**) an dem laufenden Signalfenster vorgenommen werden.

**[0041]** Anderenfalls (der in **Fig. 3** dargestellte Fall) werden die anderen Synchronisationsverarbeitungen ohne grobe Frequenzkorrektur ausgeführt, und diese wird (eventuell) durch analoge Berichtigung der Frequenz des Oszillators **18** (Schritt **40**) für die folgenden Fenster berücksichtigt.

**[0042]** Simulationen haben gezeigt, dass in dem betrachteten Beispiel bei beliebigen Ausbreitungsbedingungen und bei anfänglichen Frequenzabweichungen in  $[-5, +5]$  kHz die restliche Verschiebung nach dieser Grobkorrektur nie größer ist als 1500 Hz.

**[0043]** Nach der groben Frequenzkorrektur ist die restliche Frequenzverschiebung sehr viel weniger groß, was die unten beschriebene feine Zeit- und Frequenzsynchronisation ermöglicht.

## 2) Zeitsynchronisation

**[0044]** Der in dem Beispiel gewählte Synchronisationsrahmen ist ein Referenzsegment von 10 ms, das alle 500 ms in den Strom von Nutzrahmen eingefügt ist. Bei jedem Beginn der Kommunikation startet die Einheit **20** des Empfängers den Synchronisationsalgorithmus, der stoppt, wenn einmal der Synchronisationsrahmen detektiert und die Verarbeitung ausgeführt ist.

**[0045]** Das verwendete Referenzsegment mit einer Dauer von 10 ms ist in dem betrachteten Beispiel zusammengesetzt aus  $N_C = 3$  kurzen, identischen und aufeinander folgenden Mustern, jedes mit 16 Symbolen, und dann einem 32 Symbole langen Muster. Das kurze Muster entspricht z. B. der Modulation der Folge der 16 Symbole:  $\{-3, -3, +1, -1, +1, +1, +1, -3, +1, -3, +3, +1, -3, -3, +3, +3\}$ . Dieses Muster ist daher aus  $L_C = 32$  vorbestimmten Abtastwerten zusammengesetzt. Die wiederkehrende Folge dieser Abtastwerte mit  $x_k^c$  bezeichnet ( $0 \leq k < L_{sc} = N_C + L_C = 96$ ).

**[0046]** Das lange Muster entspricht z. B. der Modulation der Folge der 32 Symbole:  $\{+3, -1, +1, +1, +1, -3, -3, -3, -3, -1, -3, +1, +3, +3, -1, +1, +3, -3, -3, +3, +3, +3, +1, +3, -3, -3, +1, -1, +1, +1, -3\}$ . Es ist daher aus  $L_l = 64$  vorbestimmten Abtastwerten zusammengesetzt. Die Folge dieser Abtastwerte wird mit  $x_k^l$  bezeichnet.

net ( $0 \leq k < L_1$ ).

**[0047]** Mit  $x_k$  wird schließlich die Folge der  $N' = L_{Sc} + L_1 = 160$  Abtastwerte bezeichnet, die dem Referenzsegment von 10 ms entsprechen ( $x_k = x_k^c$  für  $k < L_{Sc}$ ,

$$x_k = x_{k-L_{Sc}}^c$$

für  $L_{Sc} \leq k < N'$ ).

**[0048]** Der Algorithmus der Zeitsynchronisation enthält 3 Schritte:

- einen Wiederholungstest zum Testen des Vorhandenseins einer wiederkehrenden Zone, die dem Aufeinanderfolgen der kurzen Muster entspricht;
- eine Berechnung der Korrelation mit dem kurzen Muster zum Abschätzen der Verschiebung  $\tau$  Modulo  $L_c$ , gefolgt durch eine Berechnung der Korrelation mit dem langen Muster an den der ersten Abschätzung entsprechenden Stellen Modulo  $L_c$ . Diese Berechnung gibt die Abschätzung des "Uhrsystems" und eine Information über die Wahrscheinlichkeit dieser Abschätzung;
- eine Feinabschätzung, die eine Feinabschätzung für die Zeitverschiebung  $\tau$ , die eine Zeitauflösung liefert, die feiner als  $T_e = 1/F_e$  ist.

### 2.1) Wiederholungstest

**[0049]** Dieser Test **32** ermöglicht es, die Natur des verarbeiteten Rahmens sicherzustellen. Tatsächlich kann es je nach dem Wert der Zeitverschiebung und dem im Empfänger verfügbaren Speicher sein, dass das beobachtete Signal den Synchronisationsrahmen nicht enthält. Man kann dann den wiederkehrenden Aufbau des Synchronisationsrahmens verwenden, um ihn zu erkennen (wobei die Information hypothetischerweise zufällig und daher wenig wiederkehrend ist), und somit den Algorithmus dieses ersten Tests unterbrechen, wenn er nicht schlüssig ist. Das erlaubt es, die Menge der im Mittel auszuführenden Berechnungen zu verringern.

**[0050]** Der Test **32** besteht darin, eine normalisierte Autokorrelation des Basisbandsignals  $r_n$  relativ zu einer Zeitverschiebung zu ermitteln, die der Verschiebung  $L_c$  zwischen zwei Auftritten des kurzen Musters  $x^c$  in dem Referenzsegment entspricht.

**[0051]** Zum Erkennen des Synchronisationsrahmens wird eine Wiederholungsberechnung über  $L_c$  Abtastwerte ausgeführt, bis ein Schwellen-SR überschritten wird (z. B.  $SR \approx 0,25$ ). Somit wird der folgende Anzeiger berechnet für  $1 \leq m < L_r/L_c$ :

$$rep(m) = \frac{\left| \sum_{k=0}^{L_c-1} r_{k+L_c(m-1)} \cdot r_{k+L_c m}^* \right|^2}{\sum_{k=0}^{L_c-1} |r_{k+L_c(m-1)}|^2 \cdot \sum_{k=0}^{L_c-1} |r_{k+L_c m}|^2} \quad (9)$$

**[0052]** Wenn der Schwellen-SR von  $rep(m)$  über die Länge des gespeicherten Signals niemals erreicht wird (Test **32** von **Fig. 4**), versagt die Synchronisation, und die Synchronisationseinheit **20** befiehlt dem Oszillator **18**, für das nächste Beobachtungsfensters des Signals (eventuell) die durch die Grobabschätzung  $\Delta f$ , dargestellte Frequenzkorrektur zu berücksichtigen (Schritt **40**). Wenn der Wiederholungstest bestanden ist, sucht die Einheit **20** das Synchronisationssegment.

**[0053]** Man wählt eine Größe des Beobachtungsfensters  $L_r$  so, dass sichergestellt ist, dass der Synchronisationsrahmen ganz erfasst werden kann. Eine bevorzugte Lösung ist ein Fenster einer Größe, die zweimal diejenige des gesamten Synchronisationsmusters ist, d. h. 20 ms oder  $L_r = 320$ , wobei die erste Hälfte dieselbe ist wie die zweite Hälfte des vorangegangenen Fensters und die zweite Hälfte dieselbe ist wie die erste Hälfte des folgenden Fensters. Der Wiederholungstest dient also einzig dazu, den unzeitigen Start des Algorithmus zu vermeiden.

#### 2.2.1) Berechnung der Abschätzung von $\tau$ modulo $L_c$

**[0054]** Zunächst wird das kurze Muster über die gesamte Länge des beobachteten Signales gesucht, in dem es schrittweise um  $n = 0, 1, \dots, L_c - 1$  Abtastwerte verschoben wird und um  $m$ -mal die Länge eines kurzen Musters ( $m = 0, 1, 2, \dots$ ), bis das Ende der zugreifbaren Speicherzone erreicht wird. Diese Suche wird dank einer

Berechnung der Korrelation zwischen dem Abschnitt des betrachteten Signals und dem Teil des Referenzsegments ausgeführt, das einer Abfolge der kurzen Muster entspricht. Die Korrelation  $C(n, m)$ , die durch  $n$  und  $m$  indiziert ist mit  $0 < n < L_c$  und  $0 \leq m < L_r/L_c$ , wird in Schritt **33** berechnet gemäß:

$$C(n, m) = \frac{\left| \sum_{k=0}^{L_{sc}-1} r_{k+n+mL_c} \cdot X_k^{c*} \right|^2}{\sum_{k=0}^{L_{sc}-1} |r_{k+n+mL_c}|^2 \times E_c} \quad (10)$$

**[0055]** Die Korrelation wird normalisiert durch das Produkt der Energien des Empfangssignals und des Signals  $x^c$

$$(E_c = \sum_{k=0}^{L_{sc}-1} |x_k^c|^2)$$

. Diese Normalisierung ermöglicht es, sich von dem Problem der Änderung der Dynamik des Empfangssignals (z. B. durch Schwund) zu befreien. Die Synchronisationseinheit **20** bestimmt in Schritt **33** die Position des Maximum der so berechneten Korrelationsmatrix:

$$(n_{\max}, m_{\max}) = \arg \max_{(n, m)} [C(n, m)] \quad (11)$$

$n_{\max}$  stellt eine erste Abschätzung der Verschiebung modulo  $L_c$  dar, und  $m_{\max}$  die Nummer des Musters, die dieses Maximum liefert. In diesem Stadium ist die Rahmensynchronisation noch nicht bekannt, da man nur ein einzelnes der kurzen Muster gefunden hat. Die erste Abschätzung  $n_{\max}$  ist nur für einen nahen Abtastwert genau.

Beseitigen der Mehrdeutigkeit von modulo  $L_c$

**[0056]** Jetzt wird eine Annäherung der Verschiebung in ganzen Zahlen von Abtastwerten gesucht. Die möglichen Verschiebungen sind also von der Form  $n_{\max} + p \cdot L_c$ , wobei  $p$  eine ganze positive Zahl oder 0 ist. Diese Positionen werden dann getestet, indem in dem Schritt **34** die Korrelationen zwischen dem langen Muster  $x^l$  und dem Signal von diesen Punkten aus berechnet wird für  $0 \leq p \leq L_r/L_c$ :

$$C_l(p) = \frac{\left| \sum_{k=0}^{L_l-1} r_{k+n_{\max}+pL_c} \cdot X_k^{l*} \right|^2}{\sum_{k=0}^{L_l-1} |r_{k+n_{\max}+pL_c}|^2 \times E_l} \quad (12)$$

$$E_l = \sum_{k=0}^{L_l-1} |x_k^l|^2$$

ist die Energie des langen Musters. Die Korrelationen  $C_{l(p)}$  werden normalisiert und liegen zwischen 0 und 1. Mit  $pos\_l$  wird die Position bezeichnet, die dem Maximum der Korrelationen  $C_{l(p)}$  mit dem langen Muster entsprechen, die die Form hat  $pos\_l = n_{\max} + L_c \cdot p_{\max}$ , wobei  $p_{\max}$  gleich  $\arg \max_p [C_{l(p)}]$  der Index ist, der die maximale Korrelation angibt.

**[0057]** In dem Schritt **34** leitet die Synchronisationseinheit **20** die gesuchte Zeitverschiebung  $\tau$ , ausgedrückt in der Anzahl von Abtastwerten, von der Position des langen Musters ab, indem der den kurzen Mustern entsprechende Teil unterdrückt wird:

$$n_{\text{est}} = pos\_l - N_c \times L_c.$$

**[0058]** Man kann zu dieser Abschätzung eine ergänzende Information hinzufügen: die Qualität der Synchronisation, die als Maximum  $Q = C_l(p_{\max})$  der Beträge der Korrelationen  $C_l(p)$  definiert ist. Die Qualitätsinformation  $Q$  bezieht sich auf die Glaubwürdigkeit der Abschätzung.

**[0059]** Das liefert einen Test zum Beurteilen der Vertrauenswürdigkeit des Synchronisationsvorgangs: wenn

die Qualität  $Q$  nicht größer ist als ein gegebener Schwellen-SQ, kann entschieden werden, dass die Synchronisation in dem laufenden Signalfenster gescheitert ist und der Synchronisationsvorgang mit einem anderen Beobachtungswert wieder begonnen wird. Als Beispiel kann man  $SQ \approx 0,35$  nehmen. Dieser Test wird in dem Schritt **35** von **Fig. 4** durchgeführt. Wenn er nicht bestanden wird ( $Q < SQ$ ), scheitert die Synchronisation, und die Synchronisationseinheit **20** befiehlt einfach dem Oszillator **18**, für das nächste Beobachtungsfensters des Signals (eventuell) die durch die Grobabschätzung  $\Delta f_i$  dargestellte Frequenzkorrektur zu berücksichtigen (Schritt **40**). Ansonsten geht die Einheit **20** zu den folgenden Phasen des Verfahrens über, in denen sie die Synchronisation verfeinert.

**[0060]** Da die Zeitverschiebung  $\tau$  durch materielle Betrachtungen auf einen Wert  $\tau_{\max}$  begrenzt ist, der gering gegenüber der Dauer eines Symbols ist, ist anzumerken, dass das Referenzsegment nur aus einer Folge von kurzen Mustern mit einer Dauer größer gleich  $\tau_{\max}$  zusammengesetzt sein kann. Das Aufheben der Mehrdeutigkeit der Länge des kurzen Musters ist dann nicht mehr nötig. Darüber hinaus kann man dann eine große Zahl von kurzen Mustern verwenden, was es ermöglicht, die Genauigkeit der im folgenden dargestellten feinen Zeitsynchronisation zu verbessern.

### 2.3) Feine Zeitsynchronisation

**[0061]** Der obige Wert  $n_{\text{est}}$  ist eine Annäherung der Verschiebung  $\tau$  in einer Anzahl von Abtastwerten. Die Genauigkeit der Abschätzung kann verbessert werden dank einer Berechnung, die die Ableitung des Referenzsignals verwendet. Man verwendet hier die Folge von kurzen Mustern, weil die ausgeführte Berechnung nicht kohärent ist, und die Wiederholung dieser Muster verbessert spürbar die Leistungsfähigkeit der Feinabschätzung.

**[0062]** Mit  $dx^c$  wird die digitale Ableitung des kurzen Musters  $x^c$  der Länge  $L_{\text{Sc}} - 1$  bezeichnet. Die Position des Anfangs des kurzen Musters  $x^c$  ist im voraus bekannt (mit einer Genauigkeit eines nahen Abtastwerts). Die Synchronisationseinheit **20** verfeinert die Abschätzung von  $\tau$  in dem Schritt **36**, indem sie zu  $n_{\text{est}}$  die Größe  $\Delta\tau$  hinzufügt, die gemäß der weiter oben angegebenen Beziehung (4) berechnet ist, wobei der Normierungsfaktor  $\lambda$  der Beziehung (5) ein für alle Male berechnet und in der Einheit **20** gespeichert ist.

**[0063]** Es sei angemerkt, dass die eventuelle restliche Frequenzverschiebung keinen Einfluss auf die Berechnung von  $\Delta\tau$  hat. Die Berechnung führt dazu, die Verschiebung  $\tau$  in Sekunden abzuschätzen

$$\tau = \frac{n_{\text{est}} + \Delta\tau}{F_e}$$

**[0064]** Die Feinabschätzung von  $\tau$  ermöglicht es, die Leistungsfähigkeit des Viterbi-Demodulators **21** zu optimieren.

### 3) Feine Frequenzsynchronisation

**[0065]** Im Folgenden wird angenommen, dass die Synchronisationseinheit **20** des Empfängers vorab die Zeitsynchronisation auf den Sender mit der Auflösung von Abtastwerten erzielt hat (die Berechnung von  $n_{\text{est}}$  reicht also). Das Prinzip der feinen Frequenzsynchronisation gemäß der Erfindung ist es, Punkt für Punkt das empfangene Signal mit dem konjugierten des erwarteten Signals zu multiplizieren, das zwischen dem Sender und dem Empfänger vereinbart ist, was den Effekt hat, das Ergebnis der Phase der Modulation zu eliminieren. Wenn die Modulation überdies eine konstante Einhüllende aufweist, wird dieses Ergebnis einfach eine (komplexe) Sinuskurve sein, die in dem Rauschen des Empfängers untergeht. Man kann dann die Frequenz dieser Sinuskurve abschätzen, die aus der Frequenz des Oszillators **18** des Empfänger herausgezogen und/oder in einer numerischen Verarbeitung gewonnen wird, nämlich der Korrektur der Frequenz.

**[0066]** Dieses Verfahren funktioniert in gleicher Weise in dem Fall einer Modulation, bei der die Amplitude nicht konstant ist, da sich anstelle einer Sinuskurve eine amplitudenmodulierte Sinuskurve ergibt: es gibt immer eine zentrale Frequenzlinie.

**[0067]** Man verwendet im Folgenden den gewöhnlichen Formalismus der Hilberträume (hier den der komplexen Vektoren der Dimension  $N$ ) und man verwendet daher das Skalarprodukt zwischen zwei Vektoren  $x = (x_0, x_1, \dots, x_{n-1})^T$  und  $y = (y_0, y_1, \dots, y_{n-1})^T$ :

$$\langle x, y \rangle = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot y_n^* \quad (13)$$

sowie den Betrag eines Vektors  $x = (x_0, x_1, \dots, x_{n-1})^T$ :

$$\|x\| = \sqrt{\langle x, x \rangle} = \sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^2} \quad (14)$$

**[0068]** Das Kriterium, aus dem die oben beschriebene Methode herrührt, ist das der maximalen Wahrscheinlichkeit.

**[0069]**  $N$  sei die Anzahl von Abtastwerten, die es erlaubt, das Empfangssignal darzustellen. Diese Zahl  $N$  kann gleich groß wie oder kleiner als die Zahl  $N'$  von Abtastwerten des Referenzsegments sein. Zum Durchführen des Verfahrens, das eine Frequenztransformierte wie z. B. eine Fast-Fourier-Transformierte (FFT) verwendet, ist  $N$  vorzugsweise eine Potenz von 2 oder zumindest ein Wert, der eine bequeme Berechnung der FFT ermöglicht. In den betrachteten Beispiel ist  $N = 128$  angemessen.

**[0070]** In diesem Stadium hat man die Parameter der Zeitsynchronisation erhalten, so dass man die Form des erwarteten Signals perfekt kennt. Der Ausbreitungskanal und die Trägerabweichung bleiben unbekannt. Mit  $s = (s_0, s_1, \dots, s_{n-1})^T$  wird das Basisbandsignal ( $x$ ) bezeichnet, das um eine Frequenz  $\Delta f$  verschoben ist. Die Wahrscheinlichkeitsdichte des empfangenen Signals, schreibt sich konditionell beim Aussenden des Signals:

$$p(r|x) = \frac{1}{(\pi\Sigma^2)^N} \exp\left(-\frac{1}{\Sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} |r_n - C \cdot x_n \cdot e^{2j\pi \cdot \Delta f \cdot n / F_0}|^2\right) \quad (15)$$

wobei  $\Sigma^2$  die Leistung des Rauschens  $b(t)$  der Beziehung (6) ist, das als Gaussisch angenommen wird. Die Wahrscheinlichkeit wird maximal, wenn die Summe  $\Theta(\Delta f, C)$  in dem Exponenten minimal ist, d. h.:

$$\begin{aligned} \Theta(\Delta f, C) &= \sum_{n=0}^{N-1} |r_n - C \cdot x_n \cdot e^{2j\pi \cdot \Delta f \cdot n / F_0}|^2 \\ &= \|r - C \cdot s\|^2 = \|r\|^2 + |C|^2 \cdot \|s\|^2 - 2 \cdot \text{Re}(C^* \cdot \langle r, s \rangle) \end{aligned} \quad (16)$$

**[0071]** Die Lösung des Problems ist daher das Paar  $(C, \Delta f)$ , das die Differenz der Funktion  $\Theta$  zu Null macht. Die Ableitung

$$\frac{\partial \Theta}{\partial C} = 2 \cdot C \cdot \|s\|^2 - 2 \cdot \langle r, s \rangle$$

wird Null für

$$C = \frac{\langle r, s \rangle}{\|s\|^2}$$

. Daher erhält man den einfachen Ausdruck

$$\Theta = \|r\|^2 - \frac{|\langle r, s \rangle|^2}{\|s\|^2}$$

**[0072]** Im Folgenden wird angenommen, dass die verwendete Modulation eine konstante Einhüllende aufweist (auf 1 normiert), und daher auch das Signal  $s$ . Demzufolge ist das Quadrat des Betrags von  $s$  gleich der Anzahl von Abtastwerten  $N$ , und der Ausdruck für  $\Theta$  vereinfacht sich weiter:

$$\Theta = \|r\|^2 - \frac{|\langle r, s \rangle|^2}{N}$$

. Da  $s$  nur von  $\Delta f$  abhängt, wird  $\Theta$  minimal, wenn  $|\langle r, s \rangle|^2$  maximal ist. Diese letztere Größe kann interpretiert

werden, wenn man daraus den Ausdruck

$$\left| \langle r, s \rangle \right|^2 = \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_n \cdot s_n^* \right|^2 = \left| \sum_{n=0}^{N-1} (r_n \cdot x_n^*) e^{-2j\pi \cdot \Delta f \cdot n / F_e} \right|^2 \quad (17)$$

entwickelt. Es handelt sich daher um den quadratischen Absolutwert der diskreten Fouriertransformierten (DFT) des Signals  $r \cdot x^*$ , eines Signals, das im folgenden mit  $y$  bezeichnet wird. Seine Fouriertransformierte wird mit  $Y(f)$  bezeichnet.

**[0073]** Man kann also eine Strategie zum Abschätzen von  $\Delta f$  auf der Grundlage einer Fouriertransformierten des Signals  $y$  ableiten. Der Schritt **37** der Feinabschätzung von  $\Delta f$  beginnt daher mit der Berechnung des Vektors  $y$  ( $y_n = r_n \cdot x_n^*$  für  $0 \leq n < N$ ) und mit der Berechnung seiner DFT dank einem Standardalgorithmus der komplexen FFT. Anschließend sucht die Einheit **20** unter den "natürlichen" Frequenzen dieser FFT das  $f_{\max}$ , das das Betragsquadrat dieser FFT maximal werden lässt. Die FFT ist bei einer Anzahl  $N$  von Frequenzen bzw. Punkten  $f_i$  definiert, die durch  $f_i = i \cdot F_e / N$  für  $0 \leq i < N$  gegeben sind.

**[0074]** Richtig verstanden ergibt die Suche des Maximums

$$f_{\max} = \arg \max_{0 \leq i < N} Y(f_i)$$

nicht genau die erwartete Lösung, weil es keinen Grund dafür gibt, dass  $\Delta f$  exakt gleich groß wie eine der Frequenzen  $f_i$  der FFT sein soll. Man wird anschließend die Berechnung verfeinern. Die Prinzipien, auf der diese genauere Bestimmung beruht, sind einerseits die Tatsache, dass die Fouriertransformierte eines abgeschnittenen Signals den Wert der Fouriertransformierten desselben Signals mit einer  $\text{si}$ -Funktion gefaltet aufweist, und andererseits eine Annäherung nach Art der kleinsten Quadrate einer FFT durch eine  $\text{si}$ -Funktion.

**[0075]** Die diskrete Fouriertransformierte  $S_{C(f)}$  einer begrenzten Folge von "1" mit der Länge  $N$  hat zum Betrag einen  $\text{si}$ -Funktion

$$\begin{aligned} S_c(f) &= \sum_{i=0}^{N-1} e^{-2j\pi \cdot f \cdot i / F_e} = \sum_{i=0}^{N-1} (e^{-2j\pi \cdot f / F_e})^i \\ &= \frac{1 - \exp(-2j\pi N f / F_e)}{1 - \exp(-2j\pi f / F_e)} = e^{-j\pi(N-1)f / F_e} \frac{\sin(\pi N f / F_e)}{\sin(\pi f / F_e)} \end{aligned} \quad (18)$$

**[0076]** Die diskrete Fouriertransformierte eines abgeschnittenen Signals mit  $N$  Abtastwerten ist die Faltung der diskreten Fouriertransformierten des nicht abgeschnittenen Signals mit der Funktion  $S_c(f)$ .

**[0077]** Das oben genannte Signal ist im Prinzip eine komplexe Sinuskurve, der ein komplexer Koeffizient  $C$  zugewiesen ist, der von der Ausbreitung berichtet, plus Rauschen, d. h.:

$y_n = C \cdot e^{2j\pi \cdot \Delta f \cdot n / F_e} + b_n$  Seine diskrete Fouriertransformierte ist daher:

$$Y(f) = C \cdot S_c(f - \Delta f) + B(f) = C \cdot e^{-2j\pi(N-1)(f - \Delta f) / F_e} \cdot \frac{\sin(\pi N(f - \Delta f) / F_e)}{\sin(\pi(f - \Delta f) / F_e)} + B(f) \quad (19)$$

**[0078]** Es werden also  $C$  und  $\Delta f$  gesucht, die es ermöglichen,  $Y(f)$  am besten durch eine Funktion  $C \cdot S_c(f - \Delta f)$  anzunähern im Sinn der kleinsten Quadrate, d. h. für die die Kosten  $K(C, \Delta f) = \|Y(f) - C \cdot S_c(f - \Delta f)\|^2$  minimal sind. Durch eine ähnliche Berechnung wie die oben dargestellte wird herausgefunden, dass die Lösung für  $C$  gegeben ist durch

$$C = \frac{\langle Y(f), S_c(f - \Delta f) \rangle}{\|S_c(f - \Delta f)\|^2}$$

, so dass die Kostenfunktion, die  $\Delta f$  minimieren muss, diejenige ist, die durch die Beziehung **(3)** gegeben ist.

**[0079]** In dem Ausdruck  $K$  und  $C$  sind die Berechnungen in dem Raum der addierbaren Quadratfunktionen durchgeführt. Unter Verwendung der Tatsache, dass der Betrag von  $S_c$  unabhängig von  $\Delta f$  ist, wird gezeigt, dass der optimale Wert  $\Delta f$  die Funktion  $F(\delta f)$  der Beziehung **(1)** zu Null macht.

**[0080]** Auf der Grundlage des empfangenen Signals  $r_n$  bestimmt die Einheit **20**  $Y(f)$ , abgetastet in Frequenzen  $f_i$ . Sie speichert andererseits die Werte von  $S_c(f - \delta f)$  und ihre Ableitung nach  $\delta f$ , abgetastet mit der gewünschten Auflösung für die Abschätzung von  $\Delta f$ . Die kontinuierlichen Skalarprodukte der Formeln (1) und (3) sind dann natürlich ersetzt durch diskrete Skalarprodukte nach der Beziehung (2), z. B.:

$$\langle Y(f), S_c(f - \delta f) \rangle \cong \sum_{ni=0}^{N-1} Y(f_i) \cdot S_c(f_i - \delta f) \quad (20)$$

**[0081]** Der letzte Schritt des Verfahrens ist die Suche von  $\Delta f$ , das  $F(\delta f)$  zu Null macht, bzw. der in der Praxis "auffindbare" Wert, der  $F(\delta f)$  so nah wie möglich an Null bringt.

**[0082]** Eine mögliche Technik ist eine dichotomische Suche auf einer vordefinierten Gruppe von Werten für  $\delta f$ . Es wird gezeigt, dass die Kostenfunktion  $K(\delta f)$  außer dem absoluten Minimum in  $\Delta f$  eine Reihe von lokalen Minima besitzt, die von  $\Delta f$  einen Abstand von Vielfachen von  $F_e/N$  haben, die die durch die Nullstellen der Funktion  $F$  zum Ausdruck kommen. Es ist daher darauf Acht zu geben, nicht gegen eines dieser lokalen Minima zu konvergieren. Daher sei angemerkt, dass die natürliche Frequenz  $f_{\max}$ , für die  $|Y(f)|^2$  maximal ist, einen Hinweis gibt auf den wirklichen Wert von  $\Delta f$  mit einem Fehler, der höchstens  $F_e/N$  beträgt (die Frequenzauflösung der verwendeten FFT). Wenn  $\Delta f$  um diesen ersten Wert herum gesucht wird, besteht demzufolge ein Risiko, einen Wert zu finden, der um  $\pm F_e/N$  im Hinblick auf den wirklichen Wert falsch ist (das hängt von der Frequenzauflösung der FFT und dem Ort von  $f_{\max}$  in Hinblick auf  $\Delta f$  ab), aber nicht mehr.

**[0083]** Eine Lösung kann daher darin bestehen, das Intervall  $[f_{\max} - F_e/N, f_{\max} + F_e/N]$  in drei Unterintervalle  $[f_{\max} - F_e/3N, f_{\max} - F_e/3N]$ ,  $[f_{\max} - F_e/3N, f_{\max} + F_e/3N]$  und  $[f_{\max} + F_e/3N, f_{\max} + F_e/3N]$  aufzuteilen und eine dichotomische Suche in jedem der Unterintervalle durchzuführen. Das stellt sicher, dass das absolute Minimum nicht verpasst wird. Darüber hinaus wird die Konvergenz des dichotomischen Verfahrens garantiert, für die es erforderlich ist, dass es höchstens einen einzigen Nulldurchgang der zu Null zu machenden Funktion  $F$  gibt. Von den drei für  $\Delta f$  gefundenen Werten wird derjenige behalten, der die Kosten  $K$  minimal macht. Durch andere Verfahren als die Dichotomie, die das Vorhandensein mehrerer Minima tolerieren, könnte die Suche auf einer Vereinigung der drei obigen Intervalle durchgeführt werden.

**[0084]** Diese Feinabschätzung für  $\Delta f$  wird von der Synchronisationseinheit **20** in Schritt **37** von **Fig. 4** durchgeführt. Wenn eine numerische Frequenzkorrektur (Multiplikation des nicht gefilterten komplexen Signals mit  $e^{-2j\pi\Delta f}$ ) vor dem Filter **19** vorgesehen ist, kann dies an dem laufenden Signalfenster durchgeführt werden, um den repräsentativen Charakter des Basisbandsignals  $r_n$  zu optimieren (Schritt **38** von **Fig. 4**). Falls nicht (der durch **Fig. 3** dargestellte Fall), wird der abgeschätzte Wert für  $\Delta f$  für die folgenden Fenster durch analoge Berichtigung der Frequenz des Oszillators **18** berücksichtigt, um die Abweichungen dieser Frequenz (bzw. der von dem Sender verwendeten) zu korrigieren.

**[0085]** In dem Schritt **39** liefert die Einheit **20** die abgeschätzte Zeitverschiebung  $\tau$  an den Demodulator **21**, um ihn an der Zeitstruktur der Rahmen und der Symbole auszurichten.

**[0086]** Schließlich liefert die Einheit **20** in dem Schritt **40** die abgeschätzte Frequenzverschiebung  $\Delta f$  an die Steuerschaltungen des Oszillators **18**, damit sie die Abweichung zu der von dem Sender verwendeten Frequenz korrigieren.

**[0087]** Es wurde angemerkt, dass die Korrektur der Frequenz des Oszillators **18** nicht letztendlich sein kann, wenn das Referenzsegment nicht detektiert worden ist (Test **32** oder **35**). Diese Korrektur soll nicht systematisch angewendet werden, wenn es keine Garantie dafür gibt, dass das Referenzsegment, wenn es gut vorhanden ist, sich ganz in dem Beobachtungsfenster des Signals befindet (es kann sich z. B. rittlings auf zwei aufeinander folgenden Feldern befinden). Die grobe Frequenzkorrektur kann daher bedingt sein, wenn Test **32** oder **35** negativ ist. Es kann z. B. gewählt sein, diese Korrektur nur periodisch durchzuführen mit einer hinreichend niedrigen Frequenz, um mehrere Pakete von aufeinander folgenden Abtastwerten mit demselben Frequenzversatz zu lassen. Beim Auswählen der Periode und der der Wiederholung des Referenzsegments, ausgedrückt in einer Anzahl von Rahmen, so dass sie unter ihnen die ersten sind, wird gegen den pathologischen Fall vorgesorgt, bei dem die genaue Frequenzkorrektur auf dem bekannten Signalsegment systematisch durchgeführt wird.

**[0088]** Eine andere Lösung würde darin bestehen, die Frequenz des Oszillators nur zu korrigieren, wenn die laufende Abschätzung von  $\Delta f$  eine bestimmte Schwelle nach dem letzten Anwenden der Korrektur überschreitet. Das erlaubt eine schnelle Korrektur eines anfänglichen starken Versatzes.

[0089] Simulationen wurden in dem unten angegebenen numerischen Beispiel zum Ziel der Veranschaulichung durchgeführt, wobei drei Kriterien berücksichtigt wurden:

- Die Wahrscheinlichkeit des Nichterfassens des Referenzsegments (Versagen des Algorithmus im Test **32** oder **35**);
- Die Wahrscheinlichkeit der schlechten Zeitsynchronisation bei 0,25 Symbolzeit;
- die Wahrscheinlichkeit der schlechten Frequenzsynchronisation bei 50 Hz.

[0090] Tabelle 1 zeigt die in den zwei Simulationsbedingungen erhaltenen Ergebnisse:

A/ beim Vorhandensein von Rauschen ohne durch den Kanal bedingte Verzerrung bei einem Signal/Rauschverhältnis von 5 dB;

B/ bei Anwesenheit von Rauschen und Rayleigh-Fading auf dem Kanal für ein Signal/Rauschverhältnis von 20 dB und eine Geschwindigkeit von 50 km/h.

Fall	Wahrscheinlichkeit des Nichterfassens	Wahrscheinlichkeit der schlechten Zeitsynchronisation	Wahrscheinlichkeit der schlechten Frequenzsynchronisation
A	$10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$<10^{-3}$
B	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^{-3}$	$7 \cdot 10^{-3}$

Tabelle 1

### Patentansprüche

1. Verfahren zum Synchronisieren eines Kommunikationsempfängers, bei dem ein Abstand zwischen einer Modulationsfrequenz, die mit einem ersten Basisbandsignal kombiniert ist, um ein auf einem Übertragungskanal ausgesendetes Signal zu bilden, und einer Frequenz, die von dem Empfänger verwendet wird, um anhand eines auf dem Übertragungskanal empfangenen Signals ein zweites Basisbandsignal ( $r_n$ ) zu bilden, ermittelt wird und die von dem Empfänger verwendete Frequenz in Abhängigkeit von dem ermittelten Abstand korrigiert wird, **dadurch gekennzeichnet**, dass dann, wenn ein Zeitsegment des ersten Basisbandsignals und die zeitliche Position eines dem zweiten Basisbandsignal entsprechenden Segments bekannt sind, wobei diese Segmente N mit einer Abtastfrequenz  $F_e$  abgetastete Werte enthalten, eine Frequenztransformierte  $Y(f)$  der Größe N des Produkts aus dem konjugiert Komplexen des Segments des ersten Basisbandsignals mit dem dem zweiten Basisbandsignal entsprechenden Segment berechnet wird und der Frequenzabstand  $\Delta f$  als derjenige ermittelt wird, für den die Frequenztransformierte  $Y(f)$  am nächsten bei  $C \cdot S_c(f - \Delta f)$  liegt, wobei  $S_c(f)$  die Funktion

$$S_c(f) = \frac{1 - \exp(-2j\pi Nf / F_e)}{1 - \exp(-2j\pi f / F_e)}$$

ist und C ein komplexer Koeffizient ist.

2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem die Ermittlung des Frequenzabstandes enthält:

- Bestimmen einer Frequenz  $f_{max}$  unter den N Punkten der Frequenztransformierten, für die die Größe  $|Y(f)|^2$  maximal wird;
- Unterteilen des Intervalls  $[f_{max} - F_e/N, f_{max} + F_e/N]$  in mehrere Unterintervalle;
- dichotomisches Durchsuchen jedes der Unterintervalle, um jede Frequenz  $\delta f$  zu identifizieren, für die die Größe

$$F(\delta f) = \operatorname{Re} \left\{ \left\langle Y(f), S_c(f - \delta f) \right\rangle^* \cdot \left\langle Y(f), \frac{\partial S_c(f - \delta f)}{\partial(\delta f)} \right\rangle \right\}$$

Null wird, wobei für zwei komplexe Funktionen der Frequenz A(f) und B(f) das Skalarprodukt durch  $\langle A(f), B(f - \delta f) \rangle$  bezeichnet wird mit

$$\langle A(f), B(f - \delta f) \rangle = \sum_{i=0}^{N-1} A(f_i) \cdot B(f_i - \delta f)^*$$

wobei  $f_i$  den Punkt mit Rang i der Frequenztransformierten bezeichnet; und

– Auswählen des Frequenzabstandes  $\Delta f$  als diejenige der Frequenzen  $\delta f$ , für die die Größe F( $\delta f$ ) Null wird und für die die Kostenfunktion

$$K(\delta f) = \left\| Y(f) - \frac{\langle Y(f), S_c(f - \delta f) \rangle \cdot S_c(f - \delta f)}{\|S_c(f - \delta f)\|^2} \right\|^2$$

minimal ist, wobei  $\|\cdot\|$  der dem Skalarprodukt zugeordnete Betrag ist.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, bei dem das Zeitsegment des ersten Basisbandsignals für den Empfänger im Voraus bekannt ist, wobei das Verfahren eine Phase (32–36) der zeitlichen Synchronisation enthält, um die zeitliche Position des Segments des zweiten Basisbandsignals ( $r_n$ ) zu erhalten.

4. Verfahren nach Anspruch 3, bei dem das Zeitsegment des ersten Basisbandsignals mehrere aufeinander folgende Auftritte eines ersten Musters von Abtastwerten ( $x^c$ ) enthält.

5. Verfahren nach Anspruch 4, bei dem die Phase der zeitlichen Synchronisation einen Wiederholungstest (32) enthält, in dessen Verlauf eine normierte Autokorrelation des zweiten Basisbandsignals ( $r_n$ ) in Bezug auf eine zeitliche Verzögerung, die der Verzögerung ( $L_c$ ) zwischen zwei Auftritten des ersten Musters ( $x^c$ ) in dem Zeitsegment des ersten Basisbandsignals entspricht, ermittelt wird.

6. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, bei dem das Zeitsegment des ersten Basisbandsignals zusätzlich zu den aufeinander folgenden Auftritten des ersten Musters ein zweites Muster von Abtastwerten ( $x^l$ ) enthält, das länger als das erste Muster ( $x^c$ ) ist.

7. Verfahren nach Anspruch 6, bei dem die Phase der zeitlichen Synchronisation enthält:  
einen Schritt (33) der Abschätzung modulo  $L^c$  durch Maximieren der Korrelation ( $C(n, m)$ ) zwischen dem zweiten Basisbandsignal ( $r_n$ ) und den aufeinander folgenden Auftritten des ersten Musters ( $x^c$ ), wobei  $L_c$  die Anzahl der Abtastwerte des ersten Musters ist, und  
einen Schritt (34) des Beseitigens der Mehrdeutigkeit von modulo  $L_c$ , der eine zeitliche Synchronisation mit der Auflösung der Abtastwerte durch Maximieren der Korrelation ( $C_l(p)$ ) zwischen dem zweiten Basisbandsignal und dem zweiten Muster ( $x^l$ ) liefert.

8. Verfahren nach Anspruch 7, bei dem eine Abschätzung (Q) der Qualität der zeitlichen Synchronisation auf der Grundlage der maximierten Korrelation ( $C_l(p_{\max})$ ) zwischen dem zweiten Basisbandsignal ( $r_n$ ) und dem zweiten Muster ( $x^l$ ) erzeugt wird.

9. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 8, bei dem eine erste zeitliche Synchronisation (32–35) verwirklicht wird, die eine ganze Zahl  $n_{\text{est}}$  ergibt, die eine zeitliche Verschiebung des zweiten Basisbandsignals ( $r_n$ ) in Bezug auf das Zeitsegment des ersten Basisbandsignals in einer Anzahl von Abtastwerten darstellt, und die erste zeitliche Synchronisation verfeinert wird, indem zu der ganzen Zahl  $n_{\text{est}}$  die Größe

$$\Delta \tau = 1 - \lambda \cdot \frac{\operatorname{Re} \left\{ \sum_{q=0}^{N_c-1} \left[ \left( \sum_{k=0}^{L_{sc}-1} r_{n_{\text{est}}+q \cdot L_c+k} \cdot X_k^{c*} \right) \cdot \left( \sum_{k=0}^{L_{sc}-2} r_{n_{\text{est}}+q \cdot L_c+k} \cdot dx_k^c \right)^* \right] \right\}}{\sum_{q=0}^{N_c-1} \left\| \sum_{k=0}^{L_{sc}-1} r_{n_{\text{est}}+q \cdot L_c+k} \cdot X_k^{c*} \right\|^2}$$

hinzugefügt wird, wobei  $\lambda$  der Normierungsfaktor

$$\lambda = \frac{\left( \sum_{k=0}^{L_{sc}-1} |x_k^c|^2 \right)^2}{\left( \sum_{k=0}^{L_{sc}-1} |x_k^c|^2 \right) \cdot \left( \sum_{k=0}^{L_{sc}-1} |dx_k^c|^2 \right) - \left[ \operatorname{Im} \left( \sum_{k=0}^{L_{sc}-1} x_k^c \cdot dx_k^{c*} \right) \right]^2}$$

ist,  $N_c$  die Anzahl aufeinander folgender Auftritte des ersten Musters ( $x^c$ ) ist,  $L_{sc}$  die Anzahl der Abtastwerte der Wiederholungsfolge ist, die durch die aufeinander folgenden Auftritte des ersten Musters in dem Zeitsegment des ersten Basisbandsignals gebildet wird,  $r_{\text{nest}+q \cdot L_c+k}$  der Abtastwert mit Rang  $n_{\text{est}} + q \cdot L_c + k$  des zweiten Basisbandsignals ist,  $x_k^c$  der Abtastwert mit Rang  $k$  der Wiederholungsfolge ist und  $dx_k^c$  der Abtastwert mit Rang  $k$  einer Folge ist, die durch die zeitliche Ableitung der Wiederholungsfolge gebildet wird.

10. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 9, das einen Anfangsschritt (**30**) einer groben Frequenzsynchronisation auf der Grundlage des Arguments einer Autokorrelation des zweiten Basisbandsignals enthält.

11. Vorrichtung zur Synchronisation eines Kommunikationsempfängers, die Mittel (**20**) zur Analyse eines empfangenen Signals ( $r_n$ ) enthält, die zum Ausführen eines Synchronisationsverfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 10 eingerichtet sind.

Es folgen 2 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

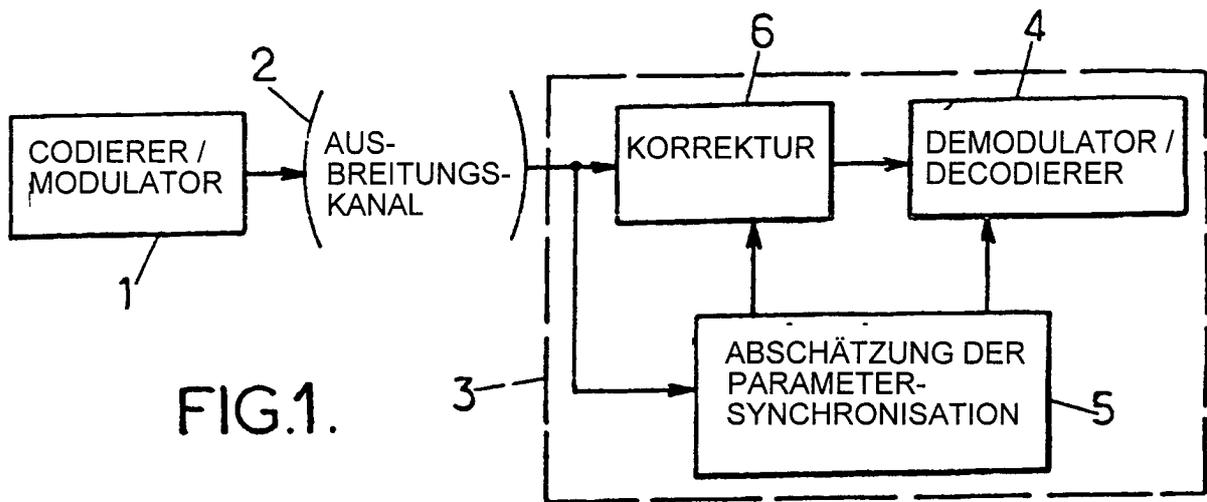


FIG.1.

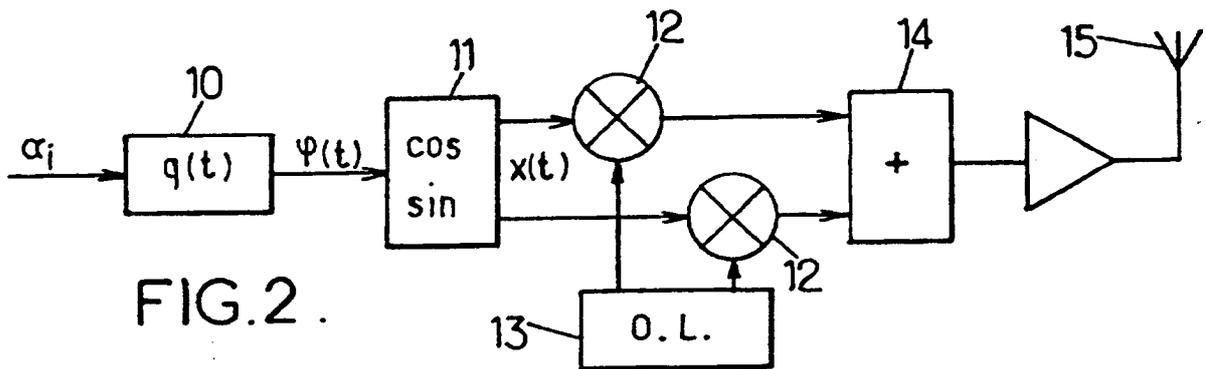


FIG.2.

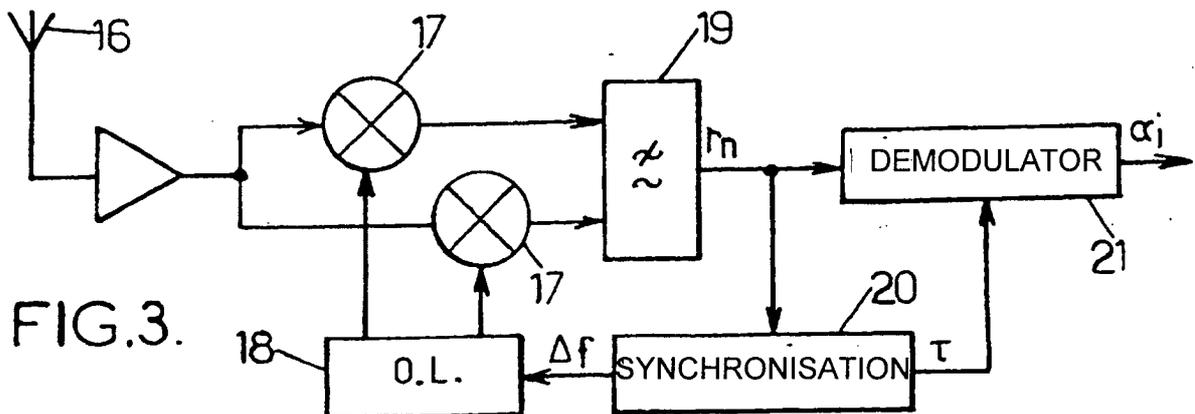


FIG.3.

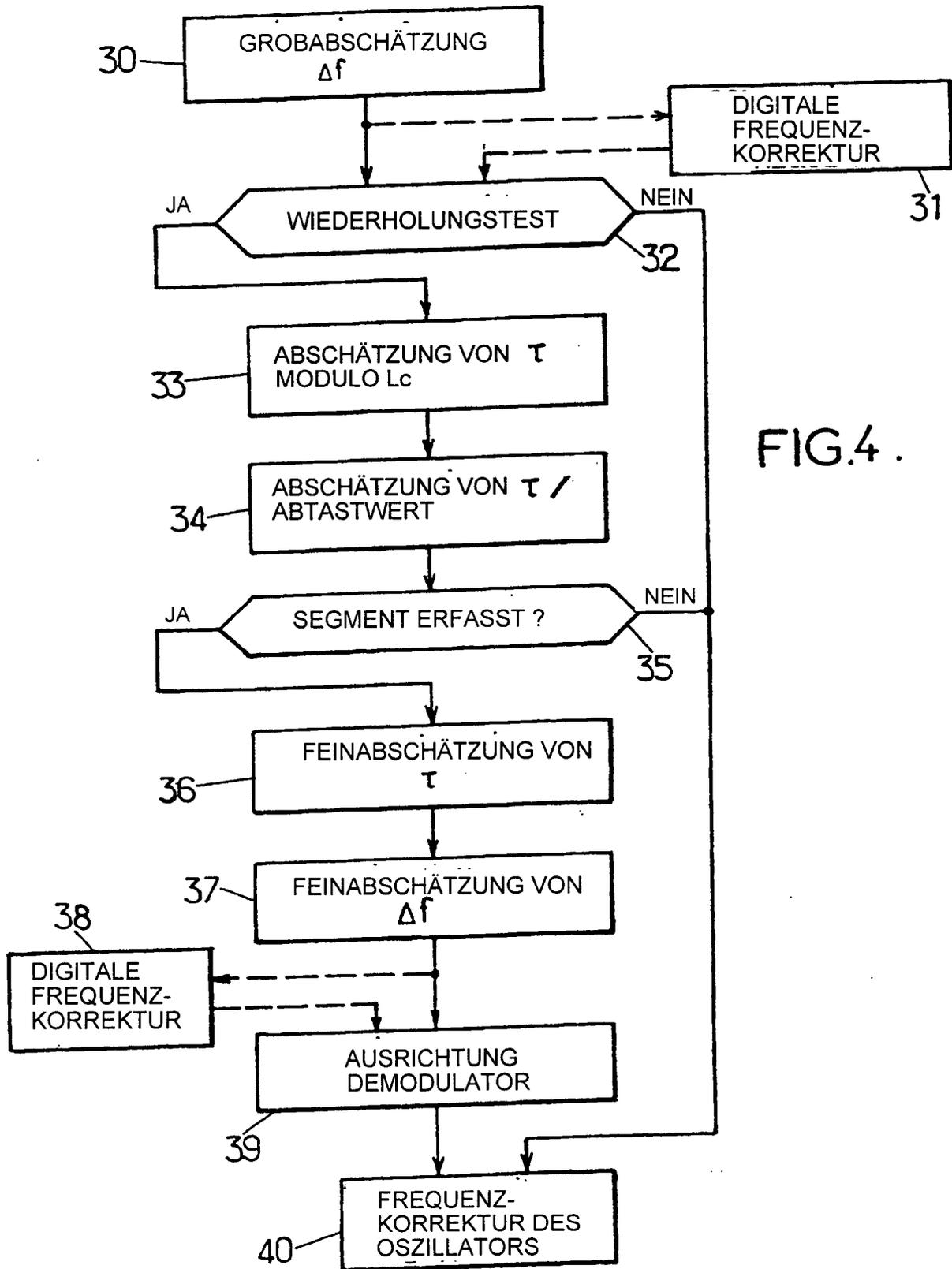


FIG. 4.