



(12)

Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: **102 49 413.4**
 (22) Anmeldetag: **23.10.2002**
 (43) Offenlegungstag: **13.05.2004**

(51) Int Cl.7: **H04L 7/08**
H04L 7/10

(71) Anmelder:
Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 81671 München, DE

(74) Vertreter:
Mitscherlich & Partner, Patent- und Rechtsanwälte, 80331 München

(72) Erfinder:
Nitsch, Bernhard, Dr., 80687 München, DE

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht zu ziehende Druckschriften:

DE 197 33 825 A1
DE 101 12 773 A1
DE 100 54 517 A1
US2002/01 68 034 A1
US 46 21 365 A
US2002/63 63 131 B1

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

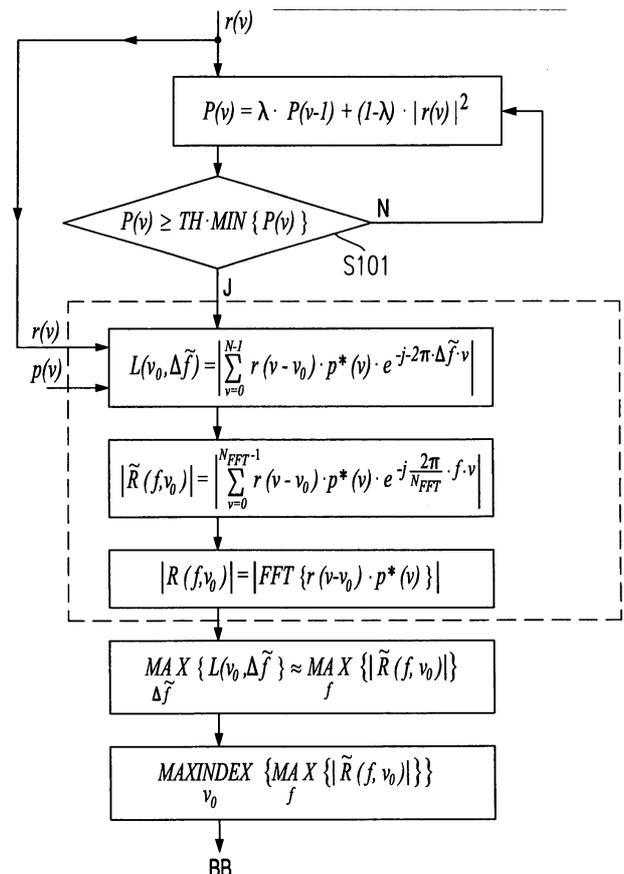
Rechercheantrag gemäß § 43 Abs. 1 Satz 1 PatG ist gestellt.

(54) Bezeichnung: **Verfahren zum Erfassen des Beginns eines aktiven Signalabschnitts**

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Erfassen des Beginns (BB) eines aktiven Signalabschnitts in einem digitalen Empfangssignal ($r(v)$) unter Verwendung eines digitalen Referenzsignals ($p(v)$) mit folgenden Verfahrensschritten:

- Durchführen einer Korrelation (S102, S103) durch Bilden einer Kostenfunktion ($L(v_0)$) mit einer Korrelationsfunktion innerhalb eines Korrelationsintervalls in Abhängigkeit eines einen Zeitversatz des Empfangssignals ($r(v)$) gegenüber dem Referenzsignal ($p(v)$) kennzeichnenden Bit- oder Chipversatzes (v_0), wobei die Summanden der Korrelationsfunktion mit einem einen Frequenzversatz ($\Delta\tilde{f}$) des Empfangssignals ($r(v)$) gegenüber dem Referenzsignal ($p(v)$) kennzeichnenden Frequenzversatz-Korrekturfaktor ($e^{-j2\pi\Delta\tilde{f}v}$) multipliziert werden, und

- Suchen des Maximums ($\text{Max}(L)$) der Kostenfunktion in Abhängigkeit des Bit- oder Chipversatzes (v_0) und des Frequenzversatzes ($\Delta\tilde{f}$), wobei das Maximum nach Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation (FFT) im Frequenzraum gesucht wird.



Beschreibung

- [0001] Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Erfassen des Beginns eines aktiven Signalabschnitts, der auch als Burst bezeichnet werden kann.
- [0002] Bei Wireless LAN-Netzen, aber auch bei anderen Anwendungen, insbesondere im Mobilfunk, werden digital modulierte Signale in sogenannten Bursts gesendet, d.h. das Signal wird nur während des Bursts übertragen. Außerhalb des Bursts erfolgt keine Übertragung. Der Burst wird in dieser Anmeldung auch als aktiver Signalabschnitt bezeichnet.
- [0003] Insbesondere bei Meßsystemen für ein Wireless LAN-System, aber auch für andere Mobilfunk-Signale, muß der Beginn des aktiven Signalabschnitts, also die zeitliche Burstanfangsposition, bestimmt werden. Das Empfangssignal wird zunächst kontinuierlich empfangen und es muß in dem Empfangssignal der Beginn des aktiven Signalabschnitts (Burst) bestimmt werden.
- [0004] Bisher war es üblich, zur Bestimmung des Beginns eines aktiven Signalabschnitts Korrelationsverfahren ohne Frequenzkorrektur zu verwenden. Zum Stand der Technik kann beispielsweise auf die DE 100 54 517 A1 verwiesen werden, welche sich mit einer effektiven Synchronisation mit einer Referenzsequenz (pn-Sequenz) beschäftigt. Da die pn-Sequenz in dem dortigen Anwendungsfall eine sehr lange Periodizität hat, wird dort vorgeschlagen, Subintervallgruppen zu bilden und durch geeignetes zeilenweises, paarweises Anordnen und spaltenweises Summieren dieser Subintervalle die Korrelation zu verkürzen. Eine Anwendung in Verbindung mit dem Erfassen des Beginns eines aktiven Signalabschnitts ist dort nicht beschrieben.
- [0005] Nachteilig an den bisher bekannten Korrelationsverfahren ist; daß die Korrelationslänge durch einen in der Regel vorhandenen Frequenzversatz zwischen dem Empfangssignal und dem Referenzsignal begrenzt ist. Ab einer Phasendrehung von 180° zwischen dem Empfangssignal und dem Referenzsignal liefern die zusätzlichen Korrelationsprodukte keine konstruktiven Beiträge mehr.
- [0006] Der Erfindung liegt deshalb die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zum Erfassen des Beginns eines aktiven Signalabschnitts in einem digitalen Empfangssignal unter Verwendung eines digitalen Referenzsignals anzugeben, wodurch die Korrelation zwischen dem Empfangssignal und dem Referenzsignal so verbessert wird, daß eine Korrelation mit längeren Korrelationslängen durchgeführt werden kann.
- [0007] Die Aufgabe wird durch die Merkmale des Anspruchs 1 gelöst.
- [0008] Der Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, daß die Korrelationslänge verlängert werden kann, wenn in die Korrelation ein Frequenzversatz-Korrekturfaktor einbezogen wird, der den Frequenzversatz zwischen Empfangssignal und Referenzsignal berücksichtigt. Des weiteren liegt der erfindungsgemäßen Lösung die Erkenntnis zugrunde, daß das Maximum der Korrelation durch ein Maximieren einer Kostenfunktion gefunden werden kann, bei welcher der gesuchte zeitliche Bit- oder Chipversatz zwischen dem Empfangssignal und Referenzsignal einerseits und der zunächst nicht bekannte Frequenzversatz zwischen dem Empfangssignal und dem Referenzsignal andererseits die Variationsparameter sind. Die Maximierung der Kostenfunktion bezüglich des Frequenzversatzes kann entsprechend einer weiteren erfindungsgemäßen Erkenntnis mit einer Gridsuche mittels einer Fourier-Transformation vorgenommen werden, so daß das Maximum nach Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation im Frequenzraum gesucht wird, d.h. das Maximum der Kostenfunktion ergibt sich aus dem Maximum des Betragspektrums.
- [0009] Die Unteransprüche betreffen vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung.
- [0010] Die Korrelation kann in mehreren zeitlich versetzten Korrelationsintervallen durchgeführt werden, wobei die Korrelationsintervalle gegenüber dem Stand der Technik durch den erfindungsgemäßen Frequenzkorrekturfaktor jedoch erheblich verlängert werden können. Die sich für die einzelnen Korrelationsintervalle ergebenden Korrelationsergebnisse können dann zur Erhöhung der Detektionssicherheit inkohärent gemittelt werden.
- [0011] Des weiteren ist es vorteilhaft, die Korrelation auf einen Bereich einzuschränken, in welchem die Leistung des Empfangssignals größer als eine vorgegebene Leistungsschwelle ist. Die momentane Leistung wird dabei vorteilhaft durch einen gleitenden Mittelwert berechnet.
- [0012] Die Ansprüche 7 bis 10 betreffen ein Computerprogramm bzw. Computerprogramm-Produkt zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens bzw. ein digitales Speichermedium, auf welchem Steuersignale zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens digital gespeichert sind.
- [0013] Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung wird nachfolgend unter Bezugnahme auf die Zeichnung beschrieben. In der Zeichnung zeigen:
- [0014] **Fig. 1** das Modell eines dem erfindungsgemäßen Verfahren zugrundeliegenden Senders;
- [0015] **Fig. 2** das dem erfindungsgemäßen Verfahren zugrundeliegende Übertragungsmodell der Meßstrecke;
- [0016] **Fig. 3** ein IIR-Filter erster Ordnung zur Bestimmung der Momentan-Leistung;
- [0017] **Fig. 4** ein Diagramm zur Veranschaulichung der zeitlichen Beziehung zwischen der momentanen Leistung, dem Empfangssignal und dem Referenzsignal;
- [0018] **Fig. 5** ein Diagramm zur Erläuterung der Problematik bei der Korrelation ohne den erfindungsgemä-

ßen Frequenzkorrekturfaktor; und

[0019] **Fig. 6** ein Flußdiagramm des erfindungsgemäßen Verfahrens.

[0020] Bei der Modulationsqualitätsanalyse eines Senders z.B. des Wireless LAN-System des IEEE802.11B Standards, aber auch anderer Mobilfunksysteme, muß die Lage der gesendeten Bursts im Empfangssignal $r(v)$ detektiert werden. Die Lage eines Bursts wird unter anderem von der Burstanfangsposition bestimmt. In dieser Patentanmeldung wird ein Verfahren zur Detektion der Burstanfangsposition in einem Empfangssignal $r(v)$ beschrieben, welches durch einen hohen Frequenzfehler gestört ist.

[0021] Im Folgenden wird das dem erfindungsgemäßen Verfahren beispielhaft zugrundeliegende Modell des Senders und das Übertragungsmodell der Meßstrecke vorgestellt.

[0022] In **Fig. 1** ist ein beispielhaftes Modell des Senders **1** dargestellt. Nach einer Verwürfelung des Bitsignals $b_{desc}(n)$ durch die Verwürfeleinrichtung (Scrambler) **2** wird das verwürfelte Bitsignal $b(n)$ abhängig von der verwendeten Modulationsart in einem Modulator **3** moduliert. Danach werden die modulierten Symbole $s(1)$ in einer Spreizeinrichtung **4** mit einem Spreizungscode gespreizt. Am Ausgang der Spreizeinrichtung **4** steht das Sendesignal $s(v)$ zur Verfügung.

[0023] Im Falle eines Übertragungssystems nach dem IEEE802.11B Standard besteht die Verwürfelungseinrichtung (Scrambler) **2** aus einem rückgekoppelten Schieberegister mit sieben Verzögerungselementen. Als Modulationsart wird hier eine differentielle BSK- (DBPSK), eine differentielle QPSK-Modulation (DQPSK), ein "Complementary Code Keying" (CCK) oder ein "Packet Binary Convolutional Coding" (PBCC) verwendet. Als Spreizungscode wird ein Barker-Code benutzt. Dies sei nur beispielhaft erwähnt. Die Erfindung ist nicht auf diese Anwendung beschränkt.

[0024] Das Übertragungssystem des IEEE802.11B Standards ist burstorientiert. Das bedeutet, die Daten werden nicht zeitkontinuierlich, sondern in Datenpaketen während aktiver Signalabschnitte (Bursts) übertragen. Zwischen zwei Bursts findet keine Übertragung statt.

[0025] Am Anfang jedes Bursts wird eine Preamble gesendet, deren Bitsequenz $p_{desc}(n)$ bekannt ist. Über die Verwürfelungs-, Modulations- und Spreizungsoperation kann also auch das Referenzsignal $p(v)$ der Preamble berechnet werden.

[0026] In **Fig. 2** ist das Übertragungsmodell **5** der Meßstrecke dargestellt. Das Sendesignal wird neben einem Frequenzversatz Δf und einem Phasenversatz $\Delta\phi$ von einer Rausch-Störung $n(v)$ gestört

$$r(v) = s(v) \cdot e^{-2\pi\Delta f v} \cdot e^{-j\Delta\phi} + n(v). \quad (1)$$

[0027] v ist der Chipindex. Erfolgt keine Spreizung, was keine erfindungsgemäße Voraussetzung ist, so wäre v der Bitindex. Im in **Fig. 2** dargestellten Modell wird der Frequenzversatz durch einen ersten Multiplizierer **6**, der Phasenversatz in einem zweiten Multiplizierer **7** und die Rausch-Störung durch den Addierer **8** modelliert.

[0028] Die Detektion der Burststartposition erfolgt im bevorzugten Ausführungsbeispiel mit einem zweistufigen Detektionsverfahren. In einem ersten Detektionsschritt werden im Empfangssignal $r(v)$ Signalbereiche ermittelt, welche eine ausreichende Signalleistung aufweisen. In diesen Bereichen wird in einem zweiten Schritt nach der Burstanfangsposition gesucht.

[0029] Der Detektor zur Ermittlung von Signalbereichen mit ausreichender Signalleistung hat die Aufgabe, den Suchbereich zur Suche von Burstanfangspositionen einzugrenzen. Auf diese Weise kann der Aufwand der nachfolgenden Korrelation bei der Burstanfangspositionssuche reduziert werden.

[0030] Die Detektion von Signalbereichen mit einer ausreichenden Leistung ist leistungsbasiert. Mit einem IIR-Filter erster Ordnung wird die momentane Leistung

$$P(v) = \lambda \cdot P(v-1) + (1-\lambda) \cdot |r(v)|^2 \quad (2)$$

des Empfangssignals geschätzt.

[0031] **Fig. 3** zeigt das vorzugsweise verwendete IIR-Filter. Das Betragsquadrat des Empfangssignals $|r(v)|^2$ wird über ein Dämpfungselement **10**, das die einzelnen Chips bzw. Bits des Betragsquadrats des Empfangssignals $|r(v)|^2$ mit dem konstanten Faktor $1-\lambda$ multipliziert, einem ersten Eingang eines Addierers **11** zugeführt. Die Konstante λ ist größer als 0 und kleiner als 1, im allgemeinen nur wenig kleiner als 1. Der Ausgang des Addierers **11** ist über ein Verzögerungselement **12**, in welchem eine Verzögerung um einen Chip bzw. ein Bit erfolgt, und über ein zweites Dämpfungselement **13**, in welchem die Chipfolge bzw. Bitfolge jeweils mit λ multipliziert wird, an den zweiten Eingang des Addierers **11** zurückgekoppelt. Auf diese Weise wird die Gleichung (2) nachgebildet.

[0032] In Signalbereichen in denen die Momentanleistung

$$P(v) \geq TH \cdot \text{MIN}\{P(v)\} \quad (3)$$

die relative Leistungsschwelle $TH \cdot \text{MIN}\{P(v)\}$, die durch die Minimal-Leistung $\text{MIN}\{P(v)\}$ relativiert ist, über-

schreitet, wird nach der Burstanfangsposition gesucht.

[0033] **Fig. 4** zeigt die Momentan-Leistung $P(v)$ als Funktion des Chipindex v . Ab dem Chipindex v_s beginnt der aktive Signalabschnitt (Burst). An dieser Stelle liegt der gesuchte Beginn BB des aktiven Signalabschnitts BS, d.h. die Burstanfangsposition. Aufgrund der Tatsache, daß die Momentan-Leistung entsprechend Gleichung (2) als gleitender Mittelwert berechnet wird, in welchen mit hoher Gewichtung die vorhergehende Momentan-Leistung $P(v-1)$ und mit relativ geringer Gewichtung die Leistung des gerade vorliegenden Chips $r(v)^2$ eingeht, steigt die so definierte Momentan-Leistung $P(v)$ ab dem Beginn des aktiven Signalabschnitts BS allmählich an, bis sie eine Sättigung erreicht. Nach Überschreiten der Leistungsschwelle $TH\text{-}MIN\{P(v)\}$ beginnt die genauere Suche des Burstanfangs BB mit dem nachfolgend zu beschreibenden Korrelationsverfahren.

[0034] Zur Detektion des Burstanfangs wird ein Korrelationsverfahren zur Korrelation des Empfangssignals $r(v)$ mit dem Referenzsignal $p(v)$ eingesetzt. Hierfür wird in einem ersten Schritt die Korrelationsfunktion

$$\begin{aligned} R_{r,p}(v_0, k) &= \frac{1}{N} \cdot \sum_{v=0}^{N-1} r(v+k \cdot N + v_0) \cdot p^*(v+k \cdot N) \\ &= \frac{1}{N} \cdot \sum_{v=0}^{N-1} \hat{R}_{r,p}(v, v_0, k) \end{aligned} \quad (4)$$

zwischen einem Empfangssignalausschnitt von N Abtastwerten und dem Referenzsignal $p(v)$ berechnet. Zur Erhöhung des Korrelationsgewinns werden anschließend K einzelne Korrelationsergebnisse inkohärent gemittelt:

$$\tilde{R}_{r,p}(v_0) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} |\tilde{R}_{r,p}(v_0, k)|^2 \quad (5)$$

[0035] Die Burstanfangsposition ist die Stelle im Empfangssignal, bei welcher die gemittelte Korrelationsfunktion maximal wird:

$$BurstStartIndex = \underset{v_0}{\text{MAXINDEX}} \{ \tilde{R}_{r,p}(v_0) \} \quad (6)$$

[0036] Das anhand der Gleichungen (4) bis (6) beschriebene Verfahren beinhaltet noch nicht den erfindungsgemäßen Frequenzversatz-Korrekturfaktor und läßt deshalb in nachteiliger Weise nur geringe Teilkorrelationslängen N zu.

[0037] Mit steigendem Frequenzversatz Δf sinkt die Detektionssicherheit des oben beschriebenen Verfahrens, da die inneren Korrelationsprodukte $\hat{R}_{r,p}(v, v_0, k)$ der Summe in Gleichung (4) eine unterschiedliche Phase haben und sich somit nicht mehr vollständig konstruktiv überlagern. Ab einer Phasendrehung von 180° im Bezug zum ersten inneren Korrelationsprodukt $\hat{R}_{r,p}(v=0, v_0, k)$ liefern zusätzliche innere Korrelationsprodukte keine konstruktiven Beiträge mehr. Deswegen hängt die ohne den erfindungsgemäßen Frequenzkorrekturfaktor maximal zulässige Teilkorrelationslänge

$$N_{\max} < \frac{\pi}{2\pi\Delta f} \quad (7)$$

von dem vorhandenen Frequenzversatz Δf ab. Bei einem Frequenzversatz von 10^{-2} der Chiprate muß die Teilkorrelationslänge N beispielsweise kleiner als 50 Chips gewählt werden.

[0038] **Fig. 5** zeigt vorstehend erläuterte Problematik in einer übertriebenen Darstellung. Dargestellt ist jeweils der Vektor $\hat{R}_{r,p}$ der inneren Korrelationsprodukte der Gleichung (4). Die Summation über die einzelnen inneren Korrelationsprodukte $\hat{R}_{r,p}(v, v_0, k)$ ergibt das Korrelationsergebnis $R_{r,p}(v_0, k)$, was einer Vektoraddition der inneren Korrelationsprodukte $\hat{R}_{r,p}(v, v_0, k)$ entspricht. In der übertriebenen Darstellung der **Fig. 5** erkennt man, daß bei dem sechsten inneren Korrelationsprodukt $\hat{R}_{r,p}(v=5, v_0, k)$ eine Phasendrehung von 180° in Bezug auf den Ausgangspunkt des ersten inneren Korrelationsprodukts $\hat{R}_{r,p}(v=0, v_0, k)$ erreicht ist. Die Addition des inneren Korrelationsprodukts $\hat{R}_{r,p}(v=5, v_0, k)$ hat somit keinen konstruktiven Beitrag mehr.

[0039] Erfindungsgemäß sollen höhere Teilkorrelationslängen verwendet werden, um die Detektionssicherheit zu verbessern. Daher muß der Frequenzversatz vom Detektionsalgorithmus berücksichtigt werden. Die Detektion der Burststartposition erfolgt erfindungsgemäß mit der folgenden Entscheidungsmetrik, indem für jede Hypothese v_0 der Burststartposition die Kostenfunktion

$$L(v_0, \Delta f) = \left| \sum_{v=0}^{N-1} r(v-v_0) p^*(v) \cdot e^{-j2\pi\Delta f v} \right| \quad (8)$$

maximiert wird. Die Kostenfunktion $L(v_0, \Delta f)$ enthält die Korrelationsfunktion

$$\sum_{v=0}^{N-1} r(v - v_0) \cdot p^*(v)$$

welche eine Korrelation über ein Korrelationsintervall aus N Chips bzw. Bits durchführt. Erfindungsgemäß ist jeder Summand $r(v - v_0) \cdot p^*(v)$ durch einen Frequenzversatz-Korrekturfaktor $e^{-j2\pi\Delta f v}$ korrigiert. Dadurch wird die aufgrund des Frequenzversatzes entstehende Phasenverschiebung, die anhand von **Fig. 5** erläutert wurde, kompensiert.

[0040] Die Maximierung der Kostenfunktion $L(v_0, \Delta f)$ aus Gleichung (8) wird erfindungsgemäß näherungsweise mit einer Gridsuche mittels einer Fourier-Transformation vorgenommen, denn wie man erkennt, stellt Gleichung (8) eine Fourier-Transformation der inneren Korrelationsprodukte dar. Die Suche des Maximums der Kostenfunktion $\text{Max}(L)$ kann also sehr einfach nach Durchführen der Fourier-Transformation im Frequenzraum erfolgen. Der Näherungswert für das Maximum der Kostenfunktion

$$\text{MAX}\{L\} \approx \text{MAX}_f \left\{ \tilde{R}(f, v_0) \right\}, \quad (9)$$

ergibt sich also aus dem Maximum des Betragsspektrums

$$\left| \tilde{R}(f, v_0) \right| = \left| \sum_{v=0}^{N_{FFT}-1} r(v - v_0) p^*(v) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N_{FFT}} f \cdot v} \right|. \quad (10)$$

[0041] Im Entscheidungsprozeß wird die Hypothese für den Beginn (Startposition) BB des aktiven Signalabschnitts (Burst) BS angenommen, bei welcher die Entscheidungsmetrik

$$\text{BurstStartIndex} = \text{MAXINDEX}_{v_0} \left\{ \text{MAX}_f \left\{ \tilde{R}(f, v_0) \right\} \right\}. \quad (11)$$

maximal wird.

[0042] Die Frequenzauflösung der Fourier-Transformation muß mindestens so klein sein, daß sichergestellt ist, daß der Frequenzfehler

$$\Delta f_{\text{error}} = \frac{1}{2 \cdot N_{FFT}} < \frac{\pi}{2\pi \cdot N}, \quad (12)$$

welcher durch die Abtastung im Frequenzbereich entsteht, kleiner ist als der Frequenzversatz, welcher eine Phasendrehung von 180° über der Teilkorrelationslänge herbeiführt. In diesem Fall ist sichergestellt, daß die inneren Korrelationsprodukte in Gleichung (8) sich konstruktiv überlagern. Wählt man die Länge N_{FFT} als eine Zweierpotenz, dann kann die numerische Komplexität des Detektionsverfahrens durch den Einsatz einer schnellen Fourier-Transformation anstelle einer allgemeinen Fourier-Transformation verringert werden.

[0043] **Fig. 6** zeigt das vorstehend beschriebene erfindungsgemäße Verfahren im Überblick anhand eines Flußdiagramms.

[0044] Zunächst wird in einem optionalen Verfahrensschritt S100 die Momentan-Leistung $P(v)$ des Empfangssignals $r(v)$ entsprechend Gleichung (2) berechnet und in einem ebenfalls optionalen Verfahrensschritt S101 mit der Leistungsschwelle $\text{TH} \cdot \text{MIN}\{P(v)\}$ entsprechend Gleichung (3) verglichen. Wenn die Leistungsschwelle noch nicht überschritten ist, wird im Schritt S100 weiterhin die Momentan-Leistung $P(v)$ berechnet. Wird die Leistungsschwelle überschritten, so wird das Verfahren mit einem der Schritte S102, S103 oder S104 fortgesetzt und es wird entsprechend Gleichung (8) die Kostenfunktion oder entsprechend Gleichung (10) das Betragsspektrum $\tilde{R}(f, v_0)$ oder entsprechend Schritt S104 die entsprechende Fourier-Transformation berechnet. Durch die schnelle Fourier-Transformation im Schritt S104 kann das Maximum der Kostenfunktion, das angenähert dem Maximum des Betragsspektrums entspricht, besonders effizient berechnet werden und daraus der Beginn BB des aktiven Signalabschnitts (Burst) BS zuerst durch eine Maximumsuche im Schritt S105 bezüglich der Frequenz f und dann durch eine Maximumsuche im Schritt S106 bezüglich des Bit- oder Chipversatzes v_0 ermittelt werden.

[0045] Die erfindungsgemäße Weiterbildung wurde vorstehend anhand der Gleichungen (8) bis (11) nur bezüglich einer einzigen Teilkorrelationslänge für $k = 0$ beschrieben, d.h. der Summand $k \cdot N$ entsprechend der Gleichung (4) wurde in den Gleichungen (8) und (10) zur Vereinfachung weggelassen. Es kann sein, daß die aufgrund des erfindungsgemäßen Verfahrens erzielbare Korrelationslänge so lang ist, daß die Durchführung mehrerer Teilkorrelationen, die dann entsprechend Gleichung (5) inkohärent gemittelt werden müßten, nicht notwendig ist. Der numerische Aufwand und der Speicheraufwand bei einer Korrelation über eine derart lange

Korrelationslänge ist jedoch sehr hoch. Vorteilhaft ist es, das erfindungsgemäße Verfahren nur über eine überschaubare Teilkorrelationslänge, wie anhand der Gleichungen (4) bis (6) beschrieben, jedoch unter Berücksichtigung des erfindungsgemäßen Frequenzkorrekturfaktors, durchzuführen und dann eine inkohärente Mittelung über die Teilkorrelationsergebnisse vorzunehmen.

[0046] Die anhand der Gleichungen (2) und (3) beschriebene, vorgeschaltete Leistungsdetektion ist vorteilhaft, aber nur optional, und kann im Rahmen der vorliegenden Erfindung auch weggelassen werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Erfassen des Beginns (BB) eines aktiven Signalabschnitts (BS) in einem digitalen Empfangssignal ($r(v)$) unter Verwendung eines digitalen Referenzsignals ($p(v)$) mit folgenden Verfahrensschritten:
– Durchführen einer Korrelation (S102, S103) durch Bilden einer Kostenfunktion ($L(v_0)$) mit einer Korrelationsfunktion innerhalb eines Korrelationsintervalls in Abhängigkeit eines einen Zeitversatz des Empfangssignals ($r(v)$) gegenüber dem Referenzsignal ($p(v)$) kennzeichnenden Bit- oder Chipversatzes (v_0), wobei die Summanden der Korrelationsfunktion mit einem einen Frequenzversatz ($\Delta\tilde{f}$) des Empfangssignals ($r(v)$) gegenüber dem Referenzsignal ($p(v)$) kennzeichnenden Frequenzversatz-Korrekturfaktor ($e^{-j2\pi\Delta\tilde{f}v}$) multipliziert werden, und

– Suchen des Maximums ($\text{Max}(L)$) der Kostenfunktion ($L(v_0)$) in Abhängigkeit des Bit- oder Chipversatzes (v_0) und des Frequenzversatzes ($\Delta\tilde{f}$), wobei das Maximum ($\text{Max}(L)$) nach Durchführen einer Fourier-Transformation (FFT) im Frequenzraum gesucht wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Kostenfunktion $L(v_0)$ entsprechend der Formel

$$L(v_0, \Delta\tilde{f}) = \left| \sum_{v=0}^{N-1} r(v - v_0) p^*(v) \cdot e^{-j2\pi\Delta\tilde{f}v} \right|$$

gebildet wird,

wobei

$r(v)$ das Empfangssignal

v den Bit- oder Chipindex

$p^*(v)$ das konjugiert komplexe Referenzsignal

v_0 den Bit- oder Chipversatz

$\Delta\tilde{f}$ den Frequenzversatz und

N die Länge der Korrelationsintervalls

bedeuten.

3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Maximum $\text{Max}(L)$ der Kostenfunktion $L(v_0)$ durch Bestimmen des Maximums des Betragspektrums

$$\left| \tilde{R}(f, v_0) \right| = \left| \sum_{v=0}^{N_{FFT}-1} r(v - v_0) p^*(v) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N_{FFT}} \cdot f \cdot v} \right|$$

im Frequenzraum gesucht wird,

wobei

N_{FFT} die Länge einer diskreten Fourier-Transformation

f den geschätzten Frequenzversatz $\Delta\tilde{f}$ multipliziert mit N_{FFT}

bedeuten.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Korrelation in mehrere zeitlich versetzten Korrelationsintervallen ($k \cdot N$) durchgeführt wird und die sich dabei ergebenden Korrelationsergebnisse ($R_{r,p}(v_0, k)$) inkohärent gemittelt werden.

5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß vor der Korrelation die momentane Leistung ($P(v)$) des Empfangssignals ($r(v)$) ermittelt wird (S100, S101) und die Korrelation nur in einem Bereich durchgeführt wird, bei welchem die momentane Leistung ($P(v)$) größer als eine Leistungsschwelle ($\text{TH} \cdot \text{MIN}\{P(v)\}$) ist.

6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die momentane Leistung $P(v)$ mit der Formel

$$P(v) = \lambda \cdot P(v - 1) + (1 - \lambda) \cdot |r(v)|^2$$

gestimmt wird,
wobei
 $r(v)$ das Empfangssignal
 v den Bit- oder Chipindex und
 λ eine Konstante größer 0 und kleiner 1
bedeuten.

7. Digitales Speichermedium mit elektronisch auslesbaren Steuersignalen, die so mit einem programmierbaren Computer oder digitalen Signalprozessor zusammenwirken können, daß das Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6 ausgeführt wird.

8. Computerprogramm-Produkt mit auf einem maschinenlesbaren Träger gespeicherten Programmcode-Mitteln, um alle Schritte gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6 durchführen zu können, wenn das Programm auf einem Computer oder einem digitalen Signalprozessor ausgeführt wird.

9. Computerprogramm mit Programmcode-Mitteln, um alle Schritte gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6 durchführen zu können, wenn das Programm auf einem Computer oder einem digitalen Signalprozessor ausgeführt wird.

10. Computerprogramm mit Programmcode-Mitteln, um alle Schritte gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6 durchführen zu können, wenn das Programm auf einem maschinenlesbaren Datenträger gespeichert ist.

Es folgen 3 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

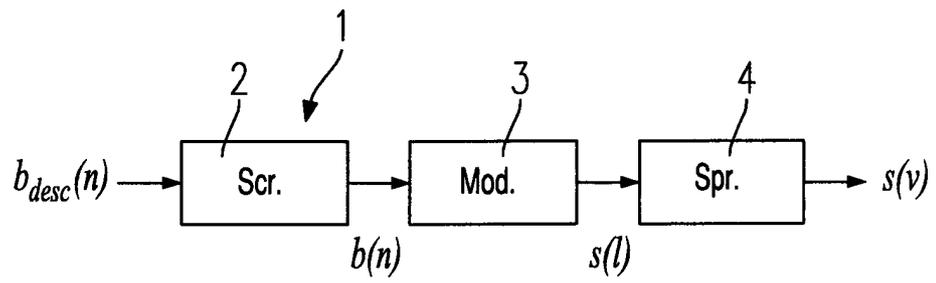


Fig. 1

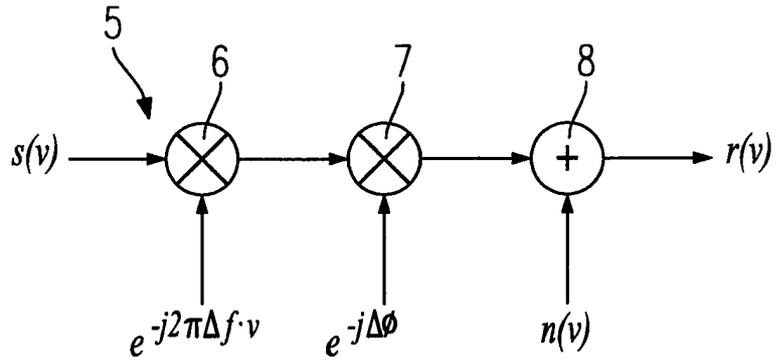


Fig. 2

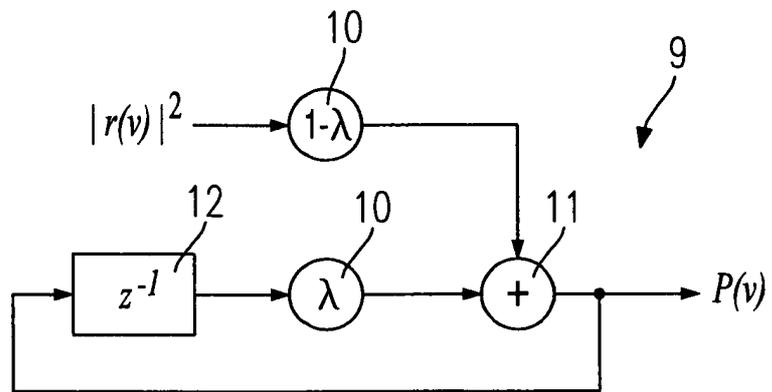


Fig. 3

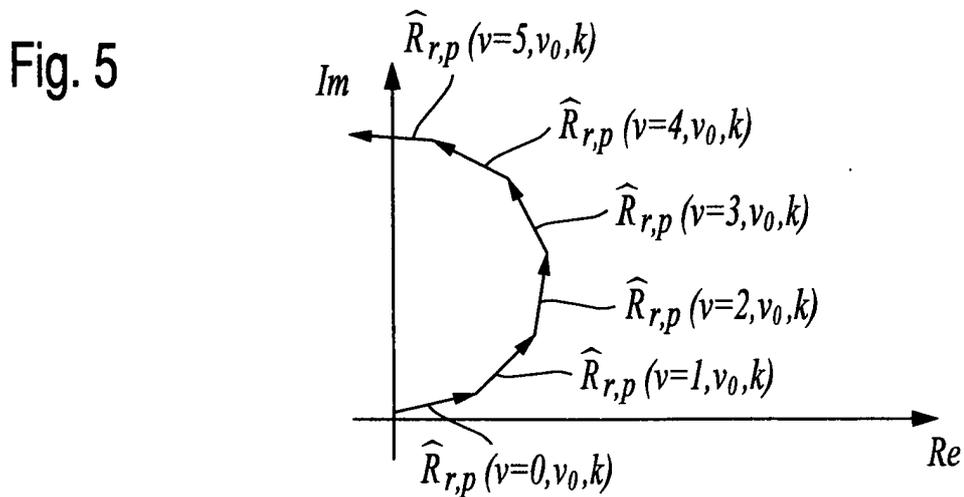


Fig. 5

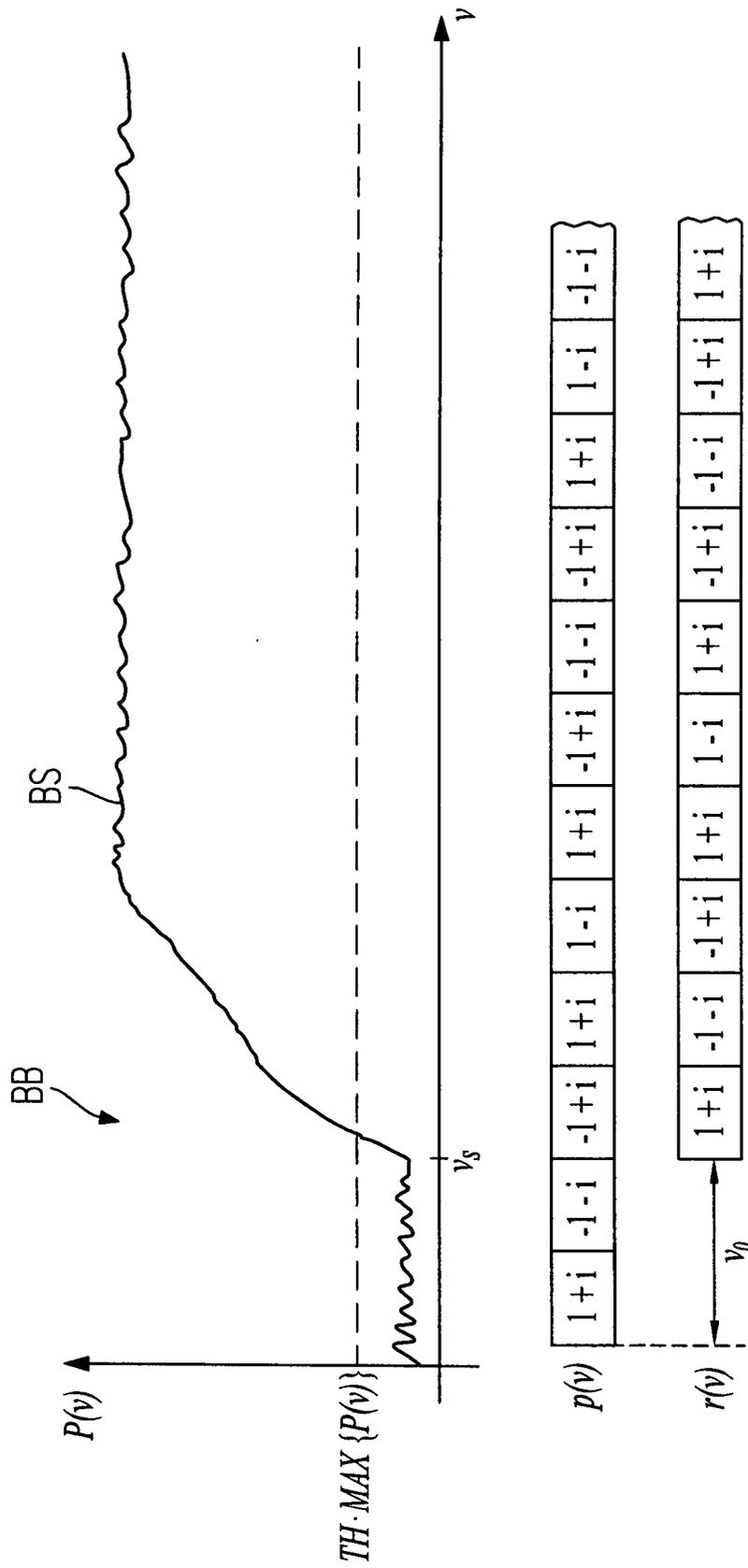


Fig. 4

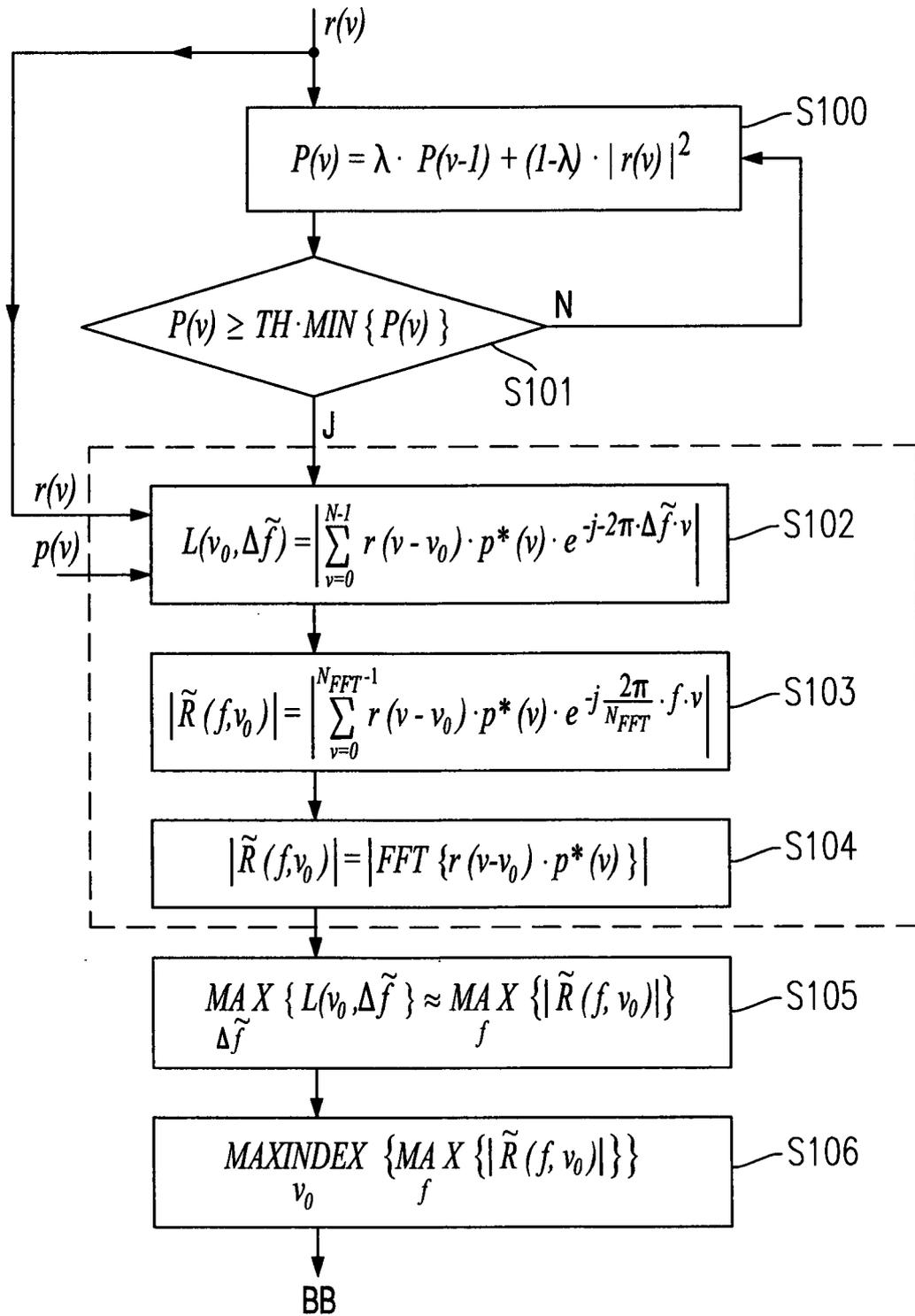


Fig. 6