

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
6. April 2006 (06.04.2006)

PCT

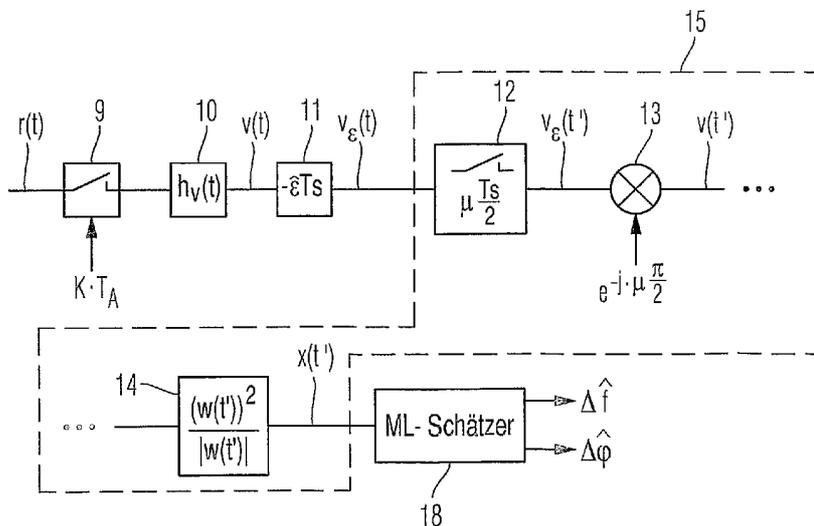
(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2006/034845 A1

- (51) Internationale Patentklassifikation:
H04L 27/233 (2006.01) H04L 27/20 (2006.01)
- (21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2005/010435
- (22) Internationales Anmeldedatum:
27. September 2005 (27.09.2005)
- (25) Einreichungssprache: Deutsch
- (26) Veröffentlichungssprache: Deutsch
- (30) Angaben zur Priorität:
10 2004 047 034.0
28. September 2004 (28.09.2004) DE
10 2004 058 015.4
1. Dezember 2004 (01.12.2004) DE
10 2004 061 857.7
22. Dezember 2004 (22.12.2004) DE
- (71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): ROHDE & SCHWARZ GMBH & CO. KG [DE/DE]; Mühlendorfstrasse 15, 81671 München (DE).
- (72) Erfinder; und
- (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): SCHMIDT, Kurt [DE/DE]; Dietrich-Bonhöfer-Strasse 2, 85567 Grafing (DE).
- (74) Anwalt: KÖRFER, Thomas; Mitscherlich & Partner, Sonnenstrasse 33, Postfach 33 06 09, 80066 München (DE).
- (81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO,

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: METHOD AND DEVICE FOR SYNCHRONISING THE CARRIER FREQUENCY OF AN OFFSET QUADRATURE PHASE-MODULATED SIGNAL

(54) Bezeichnung: VERFAHREN UND VORRICHTUNG ZUR TRÄGERFREQUENZSYNCHRONISIERUNG EINES OFFSET-QUADRATURPHASENMODULIERTEN SIGNALS



18... ML ESTIMATOR

(57) Abstract: The invention relates to a method and a device for synchronising the carrier frequency of a carrier signal ($e^{j(2\pi(fT+\Delta f)t+\Delta\phi)}$) comprising a frequency offset and/or a phase offset (Δf , $\Delta\phi$). According to the invention, said method estimates the frequency offset and/or phase offset (Δf , $\Delta\phi$) of the carrier signal ($e^{j(2\pi(fT+\Delta f)t+\Delta\phi)}$) by means of a maximum likelihood estimation from a received signal ($r(t')$), which comprises temporally discrete, complex rotary indices ($|r(t')| e^{j2\pi\Delta f t'+\Delta\phi}$), for which only the temporally discrete phases ($2\pi\Delta f t'+\Delta\phi$) are dependent on the frequency offset and/or phase offset (Δf , $\Delta\phi$). An offset quadrature-modulated received signal ($v_\epsilon(t')$) is thus converted into a modified received signal ($x(t')$) comprising temporally discrete, complex rotary indices ($|r(t')| e^{j2\pi\Delta f t'+\Delta\phi}$), for which only the temporally discrete phases ($2(2\pi\Delta f t'+\Delta\phi)$) are dependent on the frequency offset and/or the phase offset (Δf , $\Delta\phi$).

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

WO 2006/034845 A1



NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

(84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC,

Veröffentlicht:

— mit internationalem Recherchenbericht

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

(57) Zusammenfassung: Ein Verfahren und eine Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung eines mit einem Frequenz- und/oder einem Phasenversatz (Δf , $\Delta\phi$) behafteten Trägersignals ($e^{j(2\pi(f_c + \Delta f)t + \Delta\phi)}$) schätzt den Frequenz- und/oder Phasenversatz (Δf , $\Delta\phi$) des Trägersignals ($e^{j(2\pi(f_c + \Delta f)t + \Delta\phi)}$) mittels einer Maximum-Likelihood-Schätzung aus einem Empfangssignal ($r(t')$), das zeitdiskrete komplexe Drehzeiger ($|r(t')| e^{j2\pi\Delta f t' + \Delta\phi}$) aufweist, bei denen einzig die zeitdiskreten Phasen ($2\pi\Delta f t' + \Delta\phi$) vom Frequenz- und/oder Phasenversatz (Δf , $\Delta\phi$) abhängig sind. Ein Offset-Quadraturmoduliertes Empfangssignal ($v_\varepsilon(t')$) wird hierzu zu einem modifizierten Empfangssignal ($x(t')$) mit zeitdiskreten komplexen Drehzeigern ($|r(t')| e^{j2\pi\Delta f t' + \Delta\phi}$) umgeformt, bei denen einzig die zeitdiskreten Phasen ($2\pi\Delta f t' + \Delta\phi$) vom Frequenz- und/oder Phasenversatz (Δf , $\Delta\phi$) abhängig sind.

Verfahren und Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung eines Offset-Quadraturphasenmodulierten Signals

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Vorrichtung
5 zur Trägerfrequenzsynchronisierung bei einem Offset-
Quadraturphasenmodulierten Signal.

Werden Sender und Empfänger in einem Übertragungssystem
zueinander synchronisiert, so erfolgt eine sender- und
10 empfängerseitige Angleichung des Takt- und Trägersignals
jeweils hinsichtlich Phasenlage und Frequenz. Die im
folgenden zu betrachtende Trägerfrequenzsynchronisierung
setzt ein hinsichtlich des Taktsignals synchronisiertes
Empfangssignal voraus

15
In der Druckschrift DE 103 09 262 A1 ist ein Verfahren zur
Trägerfrequenzsynchronisierung eines Signals mit digitalen
Symbolfolgen beschrieben, bei dem der Frequenz- und/oder
Phasenversatz des Trägersignals aus dem demodulierten
20 Empfangssignal mittels Maximum-Likelihood-Schätzung ge-
schätzt wird. Das die digitale Symbolfolge enthaltende Em-
pfangssignal besteht aus zu den einzelnen Abtastzeit-
punkten gehörigen komplexen Drehzeiger, deren diskrete
Phasen einzig vom gesuchten Frequenz- und/oder Pha-
25 senversatz des Trägersignals und deren diskrete Amplituden
einzig von den digitalen Symbolwerten des demodulierten
Empfangssignals abhängen. Die Maximum-Likelihood-Schätzung
des gesuchten Frequenz- und/oder Phasenversatzes des
Trägersignals erfolgt doch Maximierung der Likelihood-
30 Funktion, die aus der Summe der Realteile aller
zeitdiskreten komplexen Drehzeiger des Empfangssignals ge-
bildet wird. Die Maximierung der Likelihood-Funktion er-
folgt, indem für jeden Abtastzeitpunkt der zugehörige kom-
plexe Drehzeiger des Empfangssignals in Höhe des gesuchten
35 Frequenz- und/oder Phasenversatzes im Uhrzeigersinn ge-
dreht wird und damit auf der Realachse zu liegen kommt.
Auf diese Weise ist es möglich, durch eine getrennt für
den Frequenz- und/oder Phasenversatz durchzuführende
Extremwertbetrachtung der Likelihood-Funktion den gesuch-

ten Frequenz- und/oder Phasenversatz des Trägersignals zu gewinnen.

Das zeitdiskrete Empfangssignal in der Druckschrift DE 103
5 09 262 A1 weist je Abtastzeitpunkt jeweils einen komplexen
Drehzeiger auf, dessen Phasenwert einzig vom Frequenz-
und/oder Phasenversatz des Trägersignals und dessen Ampli-
tudenwert vom zum jeweiligen Abtastzeitpunkt zu übertra-
genden Symbolwert der empfangenen Signalfolge abhängen.
10 Ein derartiges zeitdiskretes Empfangssignal basiert auf
einer vergleichsweise einfachen Modulation, beispielsweise
einer konventionellen binärten Phasentastung (BPSK). Wird
dagegen ein komplexeres Modulationsverfahren, insbesondere
eine Offset-Quadraturphasenmodulation (Offset-QPSK-
15 Modulation), eingesetzt, so ergeben sich im Empfangssignal
aufgrund der Quadrierung wie auch aufgrund der
Phasenverschiebung der Inphase- zur Quadraturkomponente in
Höhe einer halben Symbolperiode im Falle einer Offset-
QPSK-Modulation erhebliche Intersymbol-Interferenzen, die
20 die Phasen der zeitdiskreten komplexen Drehzeiger
zusätzlich stören. Somit sind die Phasen der zeitdiskreten
komplexen Drehzeiger des Empfangssignals nicht nur vom
Frequenz- und/oder Phasenversatz des Trägersignals
abhängig. Die Anwendung einer Maximum-Likelihood-Schätzung
25 zur Schätzung des gesuchten Frequenz- und/oder
Phasenversatzes des Trägersignals im Sinne des Verfahrens
und der Vorrichtung, welche aus der Druckschrift DE 103 09
262 A1 bekannt sind, ist in diesem Falle nicht
zielführend.

30 Der Erfindung liegt deshalb die Aufgabe zugrunde, ein
Verfahren und eine Vorrichtung zur Schätzung des Frequenz-
und/oder Phasenversatzes im Trägersignal bei einem Offset-
Quadraturphasenmodulierten Empfangssignal unter Zuhilfe-
35 nahme der Maximum-Likelihood-Schätzung zu schaffen.

Die Aufgabe der Erfindung wird durch ein Verfahren zur
Trägerfrequenzsynchronisierung mit den Merkmalen des
Anspruchs 1 und durch eine Vorrichtung zur Trägerfre-

quenzsynchronisierung mit den Merkmalen des Anspruchs 8 gelöst. Weiterbildungen der Erfindung sind in den abhängigen Ansprüchen aufgeführt.

5 Das Offset-Quadraturphasenmodulierte Empfangssignal wird nach einer Demodulation, einer Abtastung mit einem Oversampling-Faktor von typischerweise acht und einer Vorfilterung mit einem signalangepaßten Vorfilter erfindungsgemäß in drei aufeinander folgenden
10 Signalverarbeitungsschritten zu einem modifizierten Empfangssignal umgeformt, dessen zeitdiskrete komplexe Drehzeiger jeweils Phasen aufweisen, die einzig vom Frequenz- und/oder Phasenversatz des benutzten Trägersignals abhängen.

15 Beim ersten Signalverarbeitungsschritt handelt es sich um eine weitere Abtastung, die ein zeitdiskretes Empfangssignal mit zwei Abtastwerten pro Symbolperiode erzeugt. Dieses somit neu abgetastete Empfangssignal enthält in
20 seinen diskreten komplexen Drehzeiger jeweils eine zusätzliche, vom jeweiligen Abtastzeitpunkt abhängige Phase, die im darauffolgenden zweiten Signalverarbeitungsschritt im Rahmen einer komplexen Multiplikation mit einem komplexen Drehzeiger mit einer dazu inversen Phase
25 kompensiert wird. Das von seiner zusätzlichen Phase in jeweiligen zeitdiskreten komplexen Drehzeiger befreite Empfangssignal wird schließlich in einem dritten Signalverarbeitungsschritt einer betragsnormierten Quadrierung unterzogen, um sicherzustellen, daß die
30 Amplitude jedes zeitdiskreten komplexen Drehzeigers des somit modifizierten Empfangssignals einen positiven Wert aufweist.

Somit wird aus dem Offset-Quadraturphasenmodulierten
35 Empfangssignal durch das erfindungsgemäße Verfahren und die erfindungsgemäße Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung ein modifiziertes Empfangssignal gebildet, dessen zeitdiskrete komplexe Drehzeiger jeweils Phasen aufweisen, die einzig vom Frequenz- und/oder Phasenversatz

des benutzten Trägersignals abhängig sind.

Über eine Argumentfunktion werden daraufhin die zeitdiskreten Phasen des modifizierten zeitdiskreten Empfangssignals ermittelt und daraus ein Phasenverlauf gebildet. Dieser über die Periode 2π periodische und nicht-stetige Phasenverlauf des modifizierten Empfangssignals wird anschließend an den Unstetigkeitsstellen zu einem phasenkontinuierlichen Phasenverlauf des modifizierten Empfangssignals "verstetigt".

Ein auf diese Weise erzeugter phasenkontinuierlicher Phasenverlauf eines modifiziertes Offset-Quadraturphasenmodulierten Empfangssignals kann ziel führend einer Maximum-Likelihood-Schätzung im Sinne der DE 103 09 262 A1 unterzogen werden, um einen im benutzten Trägersignal eventuell auftretenden Frequenz- und/oder Phasenversatz für eine anschließende Trägerfrequenzsynchronisierung des Empfangssignals zu ermitteln.

Eine bevorzugte Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens zur Trägerfrequenzsynchronisierung und der erfindungsgemäßen Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung werden im folgenden unter Berücksichtigung der Zeichnung näher erläutert. In der Zeichnung zeigen:

- Fig. 1 ein erweitertes Blockschaltbild des Übertragungssystems,
- Fig. 2 ein reduziertes Blockschaltbild des Übertragungssystems,
- Fig. 3 ein Blockschaltbild der erfindungsgemäße Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung,
- Fig. 4 ein komplexes Zeigerdiagramm eines erfindungsgemäß modifizierten Empfangssignals,

Fig. 5 einen Zeitverlauf eines nicht-stetigen und eines "verstetigten" phasenkontinuierlichen Phasenverlaufs eines erfindungsgemäß modifizierten Empfangssignals und

Fig. 6 ein Flußdiagramm des erfindungsgemäßen Verfahrens zur Trägerfrequenzsynchronisierung.

10 Bevor anhand der Fig. 3 bis 6 der Zeichnung eine Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens und der erfindungsgemäßen Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung bei einem Offset-QPSK-Signal im Detail beschrieben werden, erfolgt im folgenden eine Herleitung der dafür

15 erforderlichen mathematischen Grundlagen.

Ausgangspunkt ist ein komplexes Basisbandmodell eines Übertragungssystems 1 für zeitkontinuierliche komplexe

20 Signale, dessen erweitertes Blockschaltbild in Fig. 1. dargestellt ist.

Am Eingang 2 des Übertragungssystems 1 wird die zu übertragende komplexe Symbolfolge $s(t)$ eines Offset-QPSK-Signals gemäß Gleichung (1) angelegt:

25

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_r(n) \cdot \delta(t - nT_s) + j \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_i(n) \cdot \delta(t - nT_s) \quad (1)$$

Hierbei stellen die $a_r(n)$ und $a_i(n)$ Symbolwerte für die zu erzeugenden Inphase- und Quadraturkomponenten des Offset-QPSK-Sendesignals dar, welche beispielsweise die reellen Werte $\{\pm s_i\}$ des Symbolalphabets annehmen können. Die Symbolfolgen der Inphase- und Quadraturkomponente sind jeweils hinsichtlich der Symbollänge T_s periodisch.

30

35 Systemtheoretisch wird die zu übertragende Symbolfolge $s(t)$ im Senderfilter 3 mit dessen Impulsantwort $h_s(t)$ gefaltet und liefert die gefilterte Symbolfolge $s_f(t)$ am Ausgang des Senderfilters 3 gemäß Gleichung (2) :

$$s_F(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_R(n) \cdot h_S(t - nT_S) + j \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_I(n) \cdot h_S(t - nT_S) \quad (2)$$

Das nachfolgende Totzeitglied 4 modelliert den durch die
 5 fehlende oder ungenügende Synchronisierung zwischen Sender
 und Empfänger auftretenden Zeitversatz $\varepsilon \cdot T_S$, der aus einem
 Timingversatz ε hervorgeht. Der Timingversatz ε kann dabei
 positive und negative Werte typischerweise zwischen $\pm 0,5$
 annehmen. Die den Zeitversatz $\varepsilon \cdot T_S$ berücksichtigende,
 10 gefilterte Symbolfolge $s_\varepsilon(t)$ am Ausgang des Totzeitglieds
 4 ergibt sich somit gemäß Gleichung (3):

$$s_\varepsilon(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_R(n) \cdot h_S(t - \varepsilon T_S - nT_S) + j \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_I(n) \cdot h_S(t - \varepsilon T_S - nT_S) \quad (3)$$

15 Die totzeitbehaftete, gefilterte Symbolfolge $s_\varepsilon(t)$ wird in
 einem Offset-QPSK-Modulator - als Multiplizierer 5 in Fig.
 1 modelliert - mit einem komplexen Trägersignal $e^{j(2\pi(f_T + \Delta f)t + \Delta \varphi)}$
 zu einem Offset-QPSK-modulierten Sendesignal $s_{HF}(t)$
 gemischt. Das Trägersignal $e^{j(2\pi(f_T + \Delta f)t + \Delta \varphi)}$ besitzt eine
 20 Trägerfrequenz f_T , die aufgrund fehlender Trägerfrequenz-
 synchronisierung einen Frequenzversatz Δf und Phasen-
 versatz $\Delta \varphi$ aufweist. Ohne Berücksichtigung von Signal-
 Fehlern des Quadratur-Modulator - beispielsweise
 Übersprechen des Trägersignals auf den Inphase- bzw.
 25 Quadratur-Kanal, Gain-Imbalance zwischen Inphase- und
 Quadratur-Kanals, Quadraturfehler zwischen Inphase- zum
 Quadraturkanal -, ergibt sich der in Gleichung (4)
 dargestellte mathematische Zusammenhang des Offset-QPSK-
 modulierten Sendesignal $s_{HF}(t)$:

30

$$s_{HF}(t) = \left[\begin{array}{l} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_R(n) \cdot h_S(t - \varepsilon T_S - nT_S) + \\ + j \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_I(n) \cdot h_S(t - \varepsilon T_S - \frac{T_S}{2} - nT_S) \end{array} \right] \cdot e^{j(2\pi(f_T + \Delta f)t + \Delta \varphi)} \quad (4)$$

Die Symbolfolge der Inphasekomponente ist gegenüber der
 Symbolfolge der Quadraturkomponente des Offset-QPSK-

modulierten Sendesignals $s_{\text{HF}}(t)$ um eine Symbolperiode phasenversetzt.

Auf der Übertragungstrecke zwischen Sender und Empfänger
 5 wird dem Offset-QPSK-modulierten Sendesignal $s_{\text{HF}}(t)$ ein additives weißes Gaußverteiltes Rauschen (AWGN) $n(t)$ additiv überlagert, das nach Gleichung (5) eine reelle und imaginäre Komponente $n_{\text{r}}(t)$ und $n_{\text{i}}(t)$ aufweist.

$$10 \quad n(t) = n_{\text{r}}(t) + j \cdot n_{\text{i}}(t) \quad (5)$$

Das im Empfänger eintreffende Empfangssignal $r_{\text{HF}}(t)$ ergibt sich folglich aus Gleichung (6):

$$15 \quad r_{\text{HF}}(t) = s_{\text{HF}}(t) + n(t) \quad (6)$$

Im Empfänger wird das mit einem Rauschen $n(t)$ überlagerte Offset-QPSK-modulierte Empfangssignal $r_{\text{HF}}(t)$ in einem Demodulator - als Multiplizierer 6 in Fig. 1 modelliert -
 20 mit dem Trägersignal $e^{-j2\pi f_{\text{r}} t}$ in das Basisband heruntergemischt. Das demodulierte Empfangssignal $r(t)$ am Ausgang des Demodulators 6, das eine mit dem Frequenz- und Phasenversatz des Trägersignals verzerrte Inphase- und Quadratur-Symbolfolge enthält, ergibt sich entsprechend
 25 Gleichung (7):

$$\begin{aligned} r(t) &= s_{\text{e}}(t) \cdot e^{j(2\pi\Delta f + \Delta\varphi)} + n(t) = \\ &= \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{\text{R}}(n) \cdot h_{\text{S}}(t - \varepsilon T_{\text{S}} - nT_{\text{S}}) + j \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{\text{I}}(n) \cdot h_{\text{S}}(t - \varepsilon T_{\text{S}} - \frac{T_{\text{S}}}{2} - nT_{\text{S}}) \right] \cdot e^{j(2\pi\Delta f + \Delta\varphi)} + n(t) \end{aligned} \quad (7)$$

30 Wie aus Gleichung (7) ersichtlich ist, heben sich die systemtheoretischen Wirkungen des Modulators 5 und des Demodulators 6 des Übertragungssystems 1 auf das Offset-QPSK-modulierte Signal teilweise auf, so daß der Modulator
 35 5 und der Demodulator 6 in Fig. 1 durch einen einzigen Multiplizierer 7 gemäß dem reduzierten Blockschaltbild in Fig. 2 ersetzt werden kann, der die totzeitbehaftete, gefilterte Symbolfolge $s_{\text{e}}(t)$ mit einem Signal $e^{j(2\pi\Delta f + \Delta\varphi)}$

gemäß Gleichung (8) zu einem Sendesignal $s_{NF}(t)$ im Basisband mischt.

$$s_{NF}(t) = \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_R(n) \cdot h_s(t - \varepsilon T_s - nT_s) + j \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_I(n) \cdot h_s(t - \varepsilon T_s - \frac{T_s}{2} - nT_s) \right] \cdot e^{j(2\pi\Delta f t + \Delta\varphi)}$$

5

(8)

Das mit dem additiven weißen, gaußverteilten Rauschen $n(t)$ additiv überlagerte Sendesignal $s(t)$ gemäß dem reduzierten Blockschaltbild in Fig. 2 wird im Empfänger als Empfangssignal $r(t)$ empfangen, das dem Empfangssignal gemäß Gleichung (7) des erweiterten Blockschaltbilds im Sinne von Fig. 1 entspricht.

Das Empfangssignal $r(t)$ wird im Empfängerfilter 8 gemäß Gleichung (9) mit dessen Impulsantwort $h_e(t)$ gefaltet und führt am Ausgang des Empfängerfilters 8 zum Signal $e(t)$, das eine gefilterte und bzgl. Signalfehler und Frequenz- und Phasenversatz verzerrte Inphase- und Quadratur-Symbolfolge darstellt:

20

$$e(t) = r(t) * h_e(t)$$

(9)

Das Empfangssignal $r(t)$ wird vom Empfangsfilter 8 mit der Impulsantwort $h_e(t)$ gefiltert und liefert an seinem Ausgang das gefilterte Empfangssignal $e(t)$. Bei dem Empfangsfilter 8 handelt es sich um ein signalangepaßtes (matched-) Filter. Ein signalangepaßtes Filter weist gemäß Gleichung (10) ein zur Impulsantwort $h_s(t)$ des Senderfilters 3 korrespondierende Impulsantwort $h_e(t)$ und gemäß Gleichung (11) entsprechend ein zur Übertragungsfunktion $H_s(f)$ gespiegelte Übertragungsfunktion $H_e(f)$ auf.

30

$$h_e(t) = h_s(-t)$$

(10)

$$H_e(f) = H_s(-f)$$

(11)

35

Auf diese Weise wird der Signal-Rauschabstand des gefilterten Empfangssignals $e(t)$ als Verhältnis der Nutzleistung zur Störleistung maximiert.

Im Anschluß an das Empfangsfilter 8 erfolgt in einem im folgenden als zweites Abtast- und Halteglied bezeichneten Abtast- und Halteglied 9 eine Abtastung des gefilterten Empfangssignals mit einer Abtastrate f_a , die gegenüber der Symbolfrequenz f_s des Empfangssignals $r(t)$ um den Oversamplingfaktor os erhöht ist. Der Oversamplingfaktor os weist dabei, wie in [1]: K.Schmidt: "Digitale Takt-rückgewinnung für bandbreiteneffiziente Mobilfunksysteme", 1994, ISBN 3-18-14 7510-6, im Detail gezeigt, einen Wert von 8 auf.

Nach der Abtastung des gefilterten Empfangssignals $e(t)$ erfolgt eine weitere Vorfilterung des Signals in einem Vorfilter 10. Das Vorfilter 10 hat die Aufgabe, datenabhängige Jitter im Signal zu minimieren. Hierzu werden das Frequenzspektrum $H_e(f)$ des Empfangsfilters 8 mit dem Frequenzspektrum $H_v(f)$ des Vorfilters 10 gemäß Gleichung (12) zu einem gemeinsamen Frequenzspektrum $H_{ev}(f)$ multiplikativ verknüpft:

$$H_{ev}(f) = H_e(f) \cdot H_v(f) \quad (12)$$

Weist das Senderfilter 3 gemäß Gleichung (13) ein Frequenzspektrum $H_s(f)$ auf, das einem Wurzel-Kosinus-Filter mit einem Roll-Off-Faktor r entspricht, so muß das gemeinsame Frequenzspektrum $H_{ev}(f)$ des Empfangsfilters 8 und des Vorfilters 10 gemäß Gleichung (14) in Abhängigkeit des Frequenzspektrum $H_s(f)$ des Senderfilters 3 ausgelegt werden, um, wie in [1] gezeigt, datenabhängige Jitter im Empfangssignal $r(t)$ zu minimieren.

$$H_s(f) = \begin{cases} 1 & \text{für } |f| < \frac{f_s}{2} \\ \cos \left[\frac{\pi|f|}{2rf_s} - \frac{\pi(1-r)}{4r} \right] & \text{für } (1-r)\frac{f_s}{2} < |f| \leq (1+r)\frac{f_s}{2} \\ 0 & \text{für } (1+r)\frac{f_s}{2} < |f| \end{cases} \quad (13)$$

10

$$H_{EV}(f) = \begin{cases} H_s(f - f_s) + H_s(f + f_s) & \text{für } |f| \leq \frac{f_s}{2}(1+r) \\ \text{beliebig} & \text{für } \frac{f_s}{2}(1+r) < |f| \leq f_s \\ 0 & \text{für } f_s < |f| \end{cases} \quad (14)$$

Der Frequenzgang $H_{GES}(f)$ kann gemäß Gleichung (15) als ein zur Frequenz $f=0$ symmetrisches Tiefpaßfilter $H_{GES0}(f)$ mit einer Bandbreite von $\frac{f_s}{2} \cdot r$, das jeweils um $\pm \frac{f_s}{2}$ frequenzverschoben ist, interpretiert werden:

$$\begin{aligned} H_{GES}(f) &= H_{GES0}(f) * (\delta(f - \frac{f_s}{2}) + \delta(f + \frac{f_s}{2})) = \\ &= H_{GES0}(f - \frac{f_s}{2}) + H_{GES0}(f + \frac{f_s}{2}) \end{aligned} \quad (15)$$

10

Die korrespondierende Impulsantwort $h_{GES}(t)$ ergibt sich demnach gemäß Gleichung (16):

$$h_{GES}(t) = h_{GES0}(t) \cdot (e^{j2\pi \frac{f_s}{2} t} + e^{-j2\pi \frac{f_s}{2} t}) = h_{GES0}(t) \cdot \cos(2\pi \frac{f_s}{2} t) \quad (16)$$

15

Das Signal $v(t)$ am Ausgang des Vorfilters 10 kann somit gemäß Gleichung (17) dadurch gewonnen werden, daß im Sendersignal $s_{NF}(t)$ im Basisband nach Gleichung (8) die Impulsantwort $h_s(t)$ des Senderfilters 3 durch die Impulsantwort $h_{GES}(t)$ des Gesamtübertragungssystems ersetzt wird:

$$v(t) = s_{NF}(t) * h_{GES}(t) = \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_R(n) \cdot h_{GES}(t - \varepsilon T_s - nT_s) + j \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_I(n) \cdot h_{GES}(t - \varepsilon T_s - \frac{T_s}{2} - nT_s) \right] \cdot e^{j(2\pi \Delta f t + \Delta \varphi)} \quad (17)$$

Die Impulsantwort $h_{GES}(t - \varepsilon T_s - nT_s)$ kann ausgehend von Gleichung (16) gemäß Gleichung (18) beschrieben werden:

30

$$h_{GES}(t - \varepsilon T_s - nT_s) = h_{GES0}(t - \varepsilon T_s - nT_s) \cdot (-1)^n \cdot \cos(2\pi \frac{f_s}{2}(t - \varepsilon T_s)) \quad (18)$$

Analog kann für die Impulsantwort $h_{GES}(t - \varepsilon T_s - \frac{T_s}{2} - nT_s)$ die mathematische Beziehung in Gleichung (19) ermittelt werden.

$$h_{GES}(t - \varepsilon T_s - \frac{T_s}{2} - nT_s) = h_{GES0}(t - \varepsilon T_s - \frac{T_s}{2} - nT_s) \cdot (-1)^n \cdot \sin(2\pi \frac{f_s}{2}(t - \varepsilon T_s)) \quad (19)$$

10 Auf der Basis der mathematischen Terme in den Gleichungen (18) und (19) können die Zusammenfassungen in Gleichung (20) und (21) aufgestellt und damit der mathematische Zusammenhang für das Ausgangssignal $v(t)$ des Vorfilters 10 bei Anregung des Übertragungssystems 1 mit einem Offset-
15 QPSK-Signal $s(t)$ von Gleichung (17) nach Gleichung (22) übergeführt werden.

$$R(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_R(n) \cdot h_{GES0}(t - \varepsilon T_s - nT_s) \cdot (-1)^n \quad (20)$$

$$I(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_I(n) \cdot h_{GES0}(t - \varepsilon T_s - \frac{T_s}{2} - nT_s) \cdot (-1)^n \quad (21)$$

$$20 \quad v(t) = \left[R(t) \cdot \cos(2\pi \frac{f_s}{2}(t - \varepsilon T_s)) + j \cdot I(t) \cdot \sin(2\pi \frac{f_s}{2}(t - \varepsilon T_s)) \right] \cdot e^{j(2\pi\Delta f t + \Delta\varphi)} \quad (22)$$

Das Signal $v(t)$ am Ausgang des Vorfilters 10 gemäß Gleichung (22) wird in einer nachfolgenden Verzögerungseinheit 11 um den Zeitversatz $-\hat{\varepsilon} \cdot T_s$ verzögert. Der geschätzte Timingversatz $\hat{\varepsilon}$, der von einer hier nicht dargestellten Schätz-Einheit zur Schätzung des Timingversatzes $\hat{\varepsilon}$ eines Offset-QPSK-modulierten Signals ermittelt wird, entspricht bei optimaler Taktsynchronisierung
30 dem tatsächlichen Timingversatz ε des Offset-QPSK-modulierten Signals $v(t)$. In diesem Fall ist das Ausgangssignal $v_\varepsilon(t)$ der Verzögerungseinheit 11 gemäß Gleichung (23) vollständig von seinem Zeitversatz befreit.

$$v_\varepsilon(t) = \left[R_\varepsilon(t) \cdot \cos\left(2\pi \frac{f_s}{2} \cdot t\right) + j \cdot I_\varepsilon(t) \cdot \sin\left(2\pi \frac{f_s}{2} \cdot t\right) \right] \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot t + \Delta\phi)} \quad (23)$$

Die zugehörigen vom Zeitversatz $\varepsilon \cdot T_s$ befreiten Zusammenfassungen $R_\varepsilon(t)$ und $I_\varepsilon(t)$ ergeben sich gemäß Gleichung (24) und (25):

$$R_\varepsilon(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_R(n) \cdot h_{GES0}(t - nT_s) \cdot (-1)^n \quad (24)$$

$$I_\varepsilon(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_I(n) \cdot h_{GES0}\left(t - \frac{T_s}{2} - nT_s\right) \cdot (-1)^n \quad (25)$$

Aus den Gleichungen (23), (24) und (25) ist ersichtlich, daß das zeitsynchronisierte Empfangssignal $v_\varepsilon(t)$ nicht die für eine Anwendung des Maximum-Likelihood-Verfahrens zur Bestimmung des Frequenzversatz- und Phasenversatzschätzwertes $\Delta\hat{f}$ und $\Delta\hat{\phi}$ erforderliche zeitdiskrete Form gemäß Gleichung (26) aufweist:

$$r(t') = |r(t')| \cdot e^{j(2\pi\Delta f t' + \Delta\phi)} \quad (26)$$

Insofern wird das zeitsynchronisierte Empfangssignal $v_\varepsilon(t)$ erfindungsgemäß, wie im folgenden gezeigt wird, in eine der Gleichung (26) entsprechenden Form umgeformt.

Betrachtet man hierzu das Ausgangssignal $v_\varepsilon(t)$ der Verzögerungseinheit 11 nur zu den diskreten Zeitpunkten $t' = \mu \cdot \frac{T_s}{2}$ ($\mu = 0, 1, 2, \dots, 2 \cdot N - 1$), so setzt sich das Ausgangssignal $v_\varepsilon(t')$ der Verzögerungseinheit 11 gemäß der Gleichungen (27a), (27b), (27c) und (27d) je nach betrachteten Zeitpunkt nur aus einem rein reellen oder rein imaginären Anteil und einem komplexen Drehzeiger $e^{j(2\pi\Delta f \cdot t' + \Delta\phi)}$ zusammen:

30

$$t' = 0 \cdot \frac{T_s}{2} : v_\varepsilon(t') = [R_\varepsilon(t')] \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot t' + \Delta\phi)} \quad v_\varepsilon(t) = R_\varepsilon(t) \cdot e^{j\left(\frac{0\pi}{2}\right)} \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot t + \Delta\phi)} \quad (27a)$$

$$t' = 1 \cdot \frac{T_s}{2} : v_\varepsilon(t') = [j \cdot I_\varepsilon(t')] \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot t' + \Delta\phi)} \quad v_\varepsilon(t) = I_\varepsilon(t) \cdot e^{j\left(\frac{1\pi}{2}\right)} \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot t + \Delta\phi)} \quad (27b)$$

$$t' = 2 \cdot \frac{T_s}{2} : v_\varepsilon(t') = [-R_\varepsilon(t')] \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot t' + \Delta\phi)} \quad v_\varepsilon(t') = R_\varepsilon(t') \cdot e^{j\left(\frac{2\pi}{2}\right)} \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot t' + \Delta\phi)} \quad (27c)$$

$$t' = 3 \cdot \frac{T_s}{2} : v_\varepsilon(t') = [-j \cdot I_\varepsilon(t')] \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot t' + \Delta\phi)} \quad v_\varepsilon(t') = I_\varepsilon(t') \cdot e^{j\left(\frac{3\pi}{2}\right)} \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot t' + \Delta\phi)} \quad (27d)$$

Die Zusammenfassungen $R_\varepsilon(t')$ und $I_\varepsilon(t')$ stellen gemäß Gleichung (24) und (25) reellwertige Tiefpaßsignale dar, die aufgrund der statistischen Verteilung der Symbolfolgen $a_r(n)$ und $a_i(n)$ entweder positiv oder negativ sein können. Im folgenden werden sie jeweils durch die zeitabhängige reellwertige Amplitude $A(t')$ beschrieben. Damit ergibt sich für das Ausgangssignal $v_\varepsilon(t')$ der Verzögerungseinheit 11 zu den einzelnen Zeitpunkten $t' = \mu \cdot \frac{T_s}{2}$ ($\mu = 0, 1, 2, \dots, 2 \cdot N - 1$) anstelle von zeitpunktbezogenen Einzelgleichungen (27a), (27b), (27c) und (27d) eine einzige alle Zeitpunkte beinhaltende mathematische Gleichung (28) für das Ausgangssignal $v_\varepsilon(t')$ der Verzögerungseinheit 11:

$$v_\varepsilon(t') = A(t') \cdot e^{j\left(\frac{\mu\pi}{2}\right)} \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot t' + \Delta\phi)} \quad \text{für } t' = \mu \cdot \frac{T_s}{2} \quad (28)$$

Wird das zeitdiskrete Ausgangssignal $v_\varepsilon(t')$ der Verzögerungseinheit 11 zu den einzelnen Abtastzeitpunkten $t' = \mu \cdot \frac{T_s}{2}$ ($\mu = 0, 1, 2, \dots, 2 \cdot N - 1$) in seiner Phase um einen zeitpunktbezogenen Phasenwinkel $-\mu \cdot \frac{T_s}{2}$ phasenverschoben, so entsteht aus dem zeitdiskrete Ausgangssignal $v_\varepsilon(t')$ der Verzögerungseinheit 11 ein phasenverschobenes zeitdiskretes Signal $w(t')$ gemäß Gleichung (29), das gegenüber dem zeitdiskrete Ausgangssignal $v_\varepsilon(t')$ der Verzögerungseinheit 11 um den komplexen Term $e^{j\mu \frac{T_s}{2}}$ befreit ist:

$$w(t') = A(t') \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot t' + \Delta\phi)} \quad (29)$$

Da die Amplitude $A(t')$ des Signals $w(t')$ positive und negative Werte annehmen kann, ist eine Betragsbildung der Amplitude $A(t')$ vorzunehmen. Eine Betragsbildung der

Amplitude eines komplexen Signals erfolgt durch Quadrierung und mit anschließender Division durch den Betrag. Die Phase des komplexen Signals wird durch diesen Vorgang verdoppelt, der Betrag bleibt jedoch unverändert.

5

Die Anwendung der Quadrierung und der anschließenden Division durch den Betrag auf das Signal $w(t')$ führt zum Signal $x(t')$ gemäß Gleichung (30), welches als zeitdiskreter komplexer Drehzeiger mit einer zeitdiskreten Amplitude $|A(t')|$ und einer zeitdiskreten Phase $2 \cdot (2\pi\Delta f t' + \Delta\phi) = 2 \cdot (\Delta\omega\mu T_s + \Delta\phi)$ im Sinne von Fig. 5 interpretiert werden kann und die für eine Maximum-Likelihood-Schätzung des Frequenz- und Phasenversatzes des Trägersignals geeignete Form gemäß Gleichung (26) aufweist:

15

$$x(t') = |A(t')| \cdot e^{j2(2\pi\Delta f t' + \Delta\phi)} + n(t') \quad (30)$$

Weiterhin wird in Gleichung (30) noch die additive Störung $n(t')$ berücksichtigt, welche in guter Näherung unkorreliert und gaußverteilt ist. Damit erhält man den optimalen Schätzwert für Δf und $\Delta\phi$ durch Maximierung der Maximum-Likelihood-Funktion $L(\hat{\Delta f}, \hat{\Delta\phi})$, die gemäß Gleichung (31) einer Maximierung der Realteile aller zeitdiskreten komplexen Drehzeiger des Signals $x(t')$ entspricht, kann ein Schätzwert $\hat{\Delta f}$ und $\hat{\Delta\phi}$ für den Frequenz- und Phasenversatz des Trägersignals ermittelt werden.

25

$$L(\hat{\Delta f}, \hat{\Delta\phi}) = \text{Re} \left\{ \sum_{\mu} x(t' = \mu \frac{T_s}{2}) \cdot e^{-j2(2\pi\hat{\Delta f} \mu \frac{T_s}{2} + \hat{\Delta\phi})} \right\} \quad (31)$$

30

Die Maximierung der Realteile aller zeitdiskreten komplexen Drehzeiger des Signals $x(t')$ kann als ein "Zurückdrehen" der zeitdiskreten komplexen Drehzeiger des Signals $x(t')$ jeweils um den Phasenwinkel $2 \cdot \left(2\pi\hat{\Delta f} \mu \frac{T_s}{2} + \hat{\Delta\phi} \right)$,

35

bis diese mit der Realachse in der komplexen Ebene zusammenfallen, interpretiert werden.

Ausgehend von dieser Herleitung der mathematischen Grundlagen erfolgt im folgenden die Beschreibung der erfindungsgemäßen Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung bei einem Offset-QPSK-modulierten Signal gemäß Fig. 3 und des erfindungsgemäßen Verfahrens zur Trägerfrequenzsynchronisierung bei einem Offset-QPSK-modulierten Signal gemäß Fig. 6.

In der erfindungsgemäßen Vorrichtung in Fig. 3 wird das taktsynchronisierte Ausgangssignal $v_e(t)$ der Verzögerungseinheit in einem im folgenden als erstes Abtast- und Halteglied bezeichnetes Abtast- und Halteglied 12 auf zwei Abtastwerte pro Symbolperiode T_s unterabgetastet.

Das Ausgangssignal $v_e(t')$ des ersten Abtast- und Halteglieds 12 wird einem komplexen Multiplizierer 13 zugeführt, in dem es eine abtastzeitpunktbezogene Phasenverschiebung um den Phasenwinkel $-\mu \cdot \frac{T_s}{2}$ erfährt.

Das somit in seiner Phase gegenüber dem Signal $v_e(t')$ phasenverschobene Ausgangssignal $w(t')$ des komplexen Multiplizierers 13 wird einer Einheit zur betragsnormierten Quadrierung 14, bestehend aus einem Quadrierer und mit nachgeschalteter Division durch den Betrag, zugeführt, in dem eine Betragsbildung seiner Amplitude und eine Verdopplung seiner Phase erfolgt.

Das Signal am Ausgang der Einheit zur betragsnormierten Quadrierung 14 stellt das modifizierte Empfangssignal $x(t')$ dar, das die Signalverarbeitungseinheit 15 aus dem taktsynchronisierten Empfangssignal $v_e(t)$ durch Unterabtastung im ersten Abtast- und Halteglied 12, durch Phasenverschiebung im komplexen Multiplizierer 13 und durch Betragsbildung der Amplitude bzw. Verdopplung der Phase in der Einheit zur betragsnormierten Quadrierung 14 erzeugt hat.

Aus dem zeitdiskreten modifizierten Empfangssignals $x(t')$

werden in einem anschließenden Maximum-Likelihood-Schätzer 16 die Schätzwerte $\Delta\hat{f}$ und $\Delta\hat{\phi}$ für den Frequenz- und Phasenversatz des Trägersignals, wie beispielsweise in der DE 103 09 262 A1 beschrieben, ermittelt.

5

Für einen Maximum-Likelihood-Schätzer kann beispielsweise ein in der DE 103 09 262 A1 offenbarter Frequenz- und Phasenversatz-Schätzer benutzt werden, der auftretende 2π -Sprünge im Phasenverlauf - sogenannte "cycle slips" - 10 vermeidet, welche durch kleine Amplituden des zeitdiskreten modifizierten Empfangssignals $x(t')$ aus den überlagerten Störungen bei einer Phasenregression resultieren. Damit ist die Phasenregression für diese Anwendung unbrauchbar.

15

Im folgenden wird das erfindungsgemäße Verfahren zur Trägerfrequenzsynchronisierung eines Offset-QPSK-modulierten Signals auf der Basis von Fig. 6 beschrieben.

20 Der Verfahrensschritt S10 des erfindungsgemäßen Verfahrens zur Trägerfrequenzsynchronisierung eines Offset-QPSK-modulierten Signals in Fig. 6 führt eine Demodulation des Empfangssignals $r(t)$ gemäß Gleichung (7) durch. Gleichzeitig mit der Demodulation erfolgt durch entsprechende 25 Auslegung des Empfangs- zum Senderfilter eine signalangepaßt Filterung des Empfangssignals $r(t)$, die zu einer Optimierung des Signal-Rausch-Abstands im Empfangssignal $r(t)$ führt.

30 Im darauffolgenden Verfahrensschritt S20 wird das Empfangssignal $r(t)$ mit einem Oversampling-Faktor von typischerweise acht in einer zweiten Abtastung abgetastet.

Das abgetastete Empfangssignal wird im Verfahrensschritt 35 S30 einer Vorfilterung gemäß Gleichung (17) zugeführt, die datenabhängige Jitter im Empfangssignal $r(t)$ minimiert.

Eine Zeitsynchronisierung des abgetasteten, gefilterten und demodulierten Empfangssignals $v(t)$ erfolgt im nächsten

Verfahrensschritt S40 gemäß Gleichung (23) mittels einer Verzögerungseinheit, die den geschätzten Timingversatz $\hat{\epsilon}$ von einem hier nicht näher beschriebenen Schätzer erhält.

- 5 Im darauffolgenden Verfahrensschritt S50 erfolgt eine zusätzliche Abtastung - eine erste Abtastung - des zeitsynchronisierten Empfangssignals $v_{\epsilon}(t)$ auf zwei Abtastwerte pro Symbolperiode T_s gemäß Gleichung (28).
- 10 Eine abtastzeitpunktbezogene Phasenverschiebung des zusätzlich abgetasteten zeitsynchronisierten Empfangssignals $v_{\epsilon}(t')$ mittels komplexer Multiplikation mit einem abtastzeitpunktbezogenen Multiplikationsfaktor $e^{-j\mu\frac{T_s}{2}}$ zur
- Kompensation des jeweils inversen komplexen Faktors $e^{j\mu\frac{T_s}{2}}$
- 15 im Empfangssignal $v_{\epsilon}(t')$ gemäß Gleichung (29) erfolgt im darauffolgenden Verfahrensschritt S60.

- Der nächste Verfahrensschritt S70 beinhaltet die Betragsbildung der zeitdiskreten Amplituden $A(t')$ und
- 20 Quadrierung der zeitdiskreten Phasen $2\pi\Delta f t' + \Delta\phi$ des phasenverschobenen, zusätzlich abgetasteten und zeitsynchronisierten Empfangssignals $w(t')$ gemäß Gleichung (30).

- Das in den Verfahrensschritten S50, S60 und S70 mittels
- 25 einer Signalverarbeitungseinheit 15 aus dem zeitsynchronisierten Empfangssignal $v_{\epsilon}(t)$ gewonnene zeitdiskrete modifizierte Empfangssignal $x(t')$ wird im darauffolgenden Verfahrensschritt S80 zur Ermittlung seines zeitdiskreten, phasenkontinuierlichen Phasenverlauf $\alpha(t')$ herangezogen.

- 30 Im Verfahrensschritt S80 erfolgt die Ermittlung des Frequenzversatz- und des Phasenversatzschätzwertes $\hat{\Delta f}$ und $\hat{\Delta\phi}$ des Trägersignals mittels Maximum-Likelihood-Schätzung gemäß Gleichung (31). Hierzu wird das modifizierte Empfangssignal $x(t')$ herangezogen. Der zum Einsatz kommende
- 35 Maximum-Likelihood-Schätzer sollte optimalerweise auftretende Phasensprünge - sogenannte "cycle-slips" - aufgrund

von Störsignalen, die sich dem modifizierten Empfangssignal $v_\varepsilon(t)$ bei kleinen Amplituden des modifizierten Empfangssignals $v_\varepsilon(t)$ überlagern, beherrschen können und ist beispielsweise in der DE 103 09 262 A1 offenbart.

Ansprüche

1. Verfahren zur Trägerfrequenzsynchronisierung eines
 5 mit einem Frequenz- und/oder einem Phasenversatz (Δf , $\Delta\phi$)
 behafteten Trägersignals ($e^{j(2\pi(f_T + \Delta f)t + \Delta\phi)}$) mittels Schätzung
 des Frequenz- und/oder Phasenversatzes (Δf , $\Delta\phi$) des
 Trägersignals ($e^{j(2\pi(f_T + \Delta f)t + \Delta\phi)}$) durch Maximum-Likelihood-
 Schätzung (S90) aus einem Empfangssignal ($r(t')$) mit
 10 zeitdiskreten komplexen Drehzeigern ($|r(t')| \cdot e^{j2\pi\Delta f t' + \Delta\phi}$), bei
 denen einzig die zeitdiskreten Phasen ($2\pi\Delta f t' + \Delta\phi$) vom
 Frequenz- und/oder Phasenversatz (Δf , $\Delta\phi$) abhängig sind,
dadurch gekennzeichnet,
 daß das Empfangssignal ($r(t')$) ein Offset-Quadraturmodu-
 15 liertes Empfangssignal ($v_e(t')$) ist, das für die Maximum-
 Likelihood-Schätzung über eine Vorfilterung zu einem
 modifizierten Empfangssignal ($x(t')$) mit zeitdiskreten
 komplexen Drehzeigern ($|r(t')| \cdot e^{j2(2\pi\Delta f t' + \Delta\phi)}$) umgeformt wird, bei
 denen einzig die zeitdiskreten Phasen ($2 \cdot (2\pi\Delta f t' + \Delta\phi)$) vom
 20 Frequenz- und/oder Phasenversatz (Δf , $\Delta\phi$) abhängig sind.
2. Verfahren zur Trägerfrequenzsynchronisierung nach
 Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
 25 daß die zeitdiskreten Phasen ($2 \cdot (2\pi\Delta f t' + \Delta\phi)$) der komplexen
 Drehzeiger ($|r(t')| \cdot e^{j2(2\pi\Delta f t' + \Delta\phi)}$) des modifizierten Empfangs-
 signals ($x(t')$) nur vom Frequenz- und/oder Phasenversatz
 (Δf , $\Delta\phi$) abhängig sind.
- 30 3. Verfahren zur Trägerfrequenzsynchronisierung nach
 Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,
 daß die Umformung (S50, S60, S70) des Offset-
 Quadraturphasenmodulierten Empfangssignals ($v_e(t')$) aus
 35 einer ersten Abtastung (S50) auf zwei Abtastwerte pro
 Symbolperiode (T_s), einer komplexen Multiplikation (S60)
 und einer betragsnormierten Quadrierung (S70) besteht.

4. Verfahren zur Trägerfrequenzsynchronisierung nach Anspruch 3,

dadurch gekennzeichnet,

5 daß die komplexe Multiplikation (S60) mit dem komplexen Phasenwinkel $e^{-j\mu\frac{\pi}{2}}$ erfolgt, wobei μ der Abtastindex ist.

5. Verfahren zur Trägerfrequenzsynchronisierung nach Anspruch 3,

dadurch gekennzeichnet,

10 daß die betragsnormierte Quadrierung (S70) durch Quadrierung und inverse Betragsbildung erfolgt.

6. Verfahren zur Trägerfrequenzsynchronisierung nach einem der Ansprüche 3 bis 5,

15 **dadurch gekennzeichnet,**

daß der Umformung (S50, S60, S70) des Offset-Quadraturmodulierten Empfangssignals ($v_e(t')$) eine Demodulation (S10), eine zweite Abtastung (S20), eine Vorfilterung (S30) und eine Taktsynchronisierung (S40) vorausgeht.

20

7. Verfahren zur Trägerfrequenzsynchronisierung nach einem der Ansprüche 3 bis 6,

dadurch gekennzeichnet,

25 daß der Umformung (S50, S60, S70) des Offset-Quadraturmodulierten Empfangssignals ($v_e(t')$) eine Maximum-Likelihood-Schätzung (S80) des Frequenz- und Phasenversatzes (Δf , $\Delta\phi$) des Trägersignals ($e^{j(2\pi(f_T + \Delta f)t + \Delta\phi)}$) nachfolgt.

30 8. Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung eines mit einem Frequenz- und/oder einem Phasenversatz (Δf , $\Delta\phi$) behafteten Trägersignals ($e^{j(2\pi(f_T + \Delta f)t + \Delta\phi)}$) mit einem Maximum-Likelihood-Schätzer (18) zur Schätzung des Frequenz- und/oder Phasenversatzes (Δf , $\Delta\phi$) des Trägersignals
 35 ($e^{j(2\pi(f_T + \Delta f)t + \Delta\phi)}$) aus einem Empfangssignal ($r(t')$) mit zeitdiskreten komplexen Drehzeigern ($|r(t')| \cdot e^{j2\pi\Delta f \cdot t' + \Delta\phi}$), bei denen einzig die zeitdiskreten Phasen ($2\pi\Delta f t' + \Delta\phi$) vom Frequenz- und/oder Phasenversatz (Δf , $\Delta\phi$) abhängen,

dadurch gekennzeichnet,

daß dem Maximum-Likelihood-Schätzer (16) ein Vorfilter (10) und eine Signalverarbeitungs-Einheit (15) vorgeschaltet ist, die das Empfangssignal ($r(t')$), welches
5 ein Offset-quadraturphasenmoduliertes Empfangssignal ($v_\varepsilon(t')$) ist, zu einem modifizierten Empfangssignal ($x(t')$) mit zeitdiskreten komplexen Drehzeigern ($|r(t')| \cdot e^{j2(2\pi\Delta f \cdot t' + \Delta\phi)}$) umformt, bei denen einzig die zeitdiskreten Phasen ($2\pi\Delta f \cdot t' + \Delta\phi$) vom Frequenz- und/oder Phasenversatz (Δf , $\Delta\phi$)
10 abhängen.

9. Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung nach Anspruch 8,

dadurch gekennzeichnet,

15 daß die Signalverarbeitungseinheit (15) aus einer ersten Abtast-Einheit (12), einem komplexer Multiplizierer (13) und einer Einheit zur betragsnormierten Quadrierung (14) besteht.

20 10. Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung nach Anspruch 9,

dadurch gekennzeichnet,

daß die Einheit zur betragsnormierten Quadrierung (14) aus einem Quadrierer und einem parallel geschalteten
25 Betragsbildner und einem den Quadrierer und Betragsbilder nachgeschalteten Dividierer besteht.

11. Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung nach einem der Ansprüche 8 bis 10,

30 **dadurch gekennzeichnet,**

daß der Signalverarbeitungseinheit (15) ein Demodulator eine Verzögerungseinheit (11) zur Taktsynchronisierung vorgeschaltet sind.

35 12. Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung nach einem der Ansprüche 8 bis 11,

dadurch gekennzeichnet,

daß dem Vorfilter (10) eine zweite Abtast-Einheit (9) vorgeschaltet ist.

13. Vorrichtung zur Trägerfrequenzsynchronisierung nach einem der Ansprüche 8 bis 12,

dadurch gekennzeichnet,

- 5 daß der Signalverarbeitungseinheit (15) ein Maximum-Likelihood-Schätzer (16) nachgeschaltet ist.

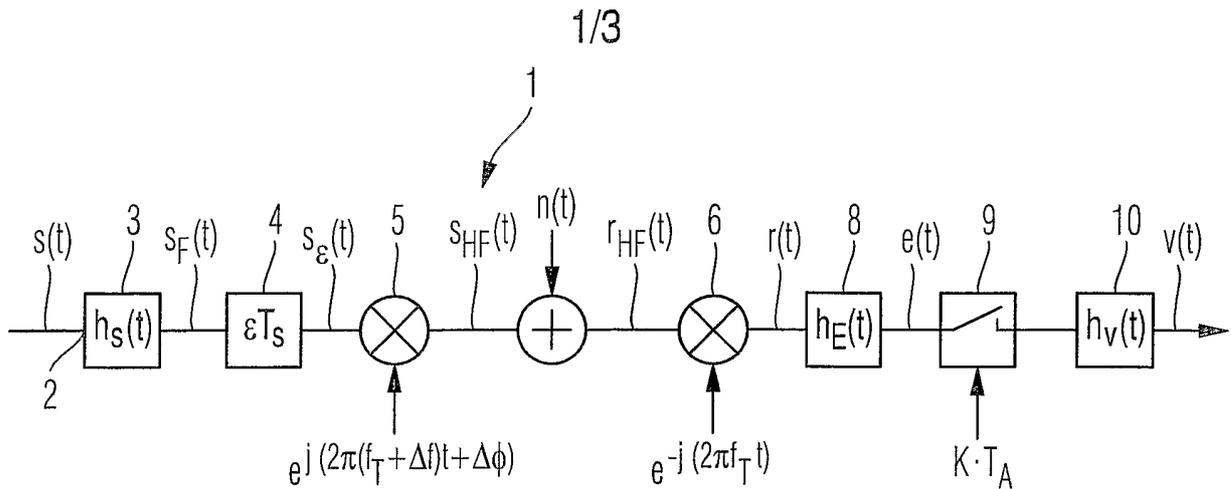


Fig. 1

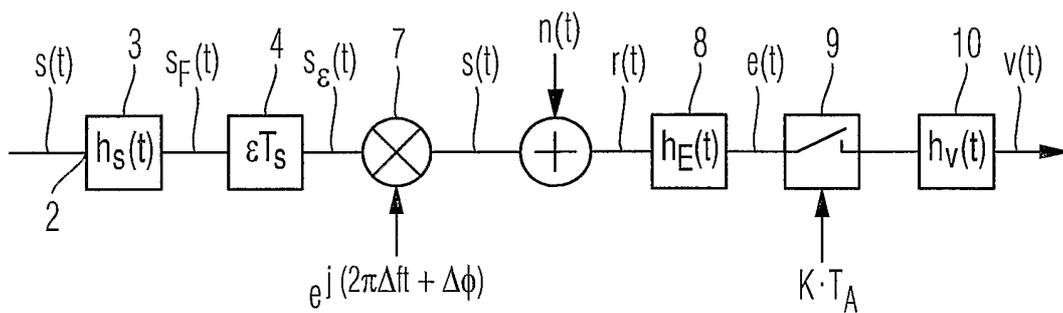


Fig. 2

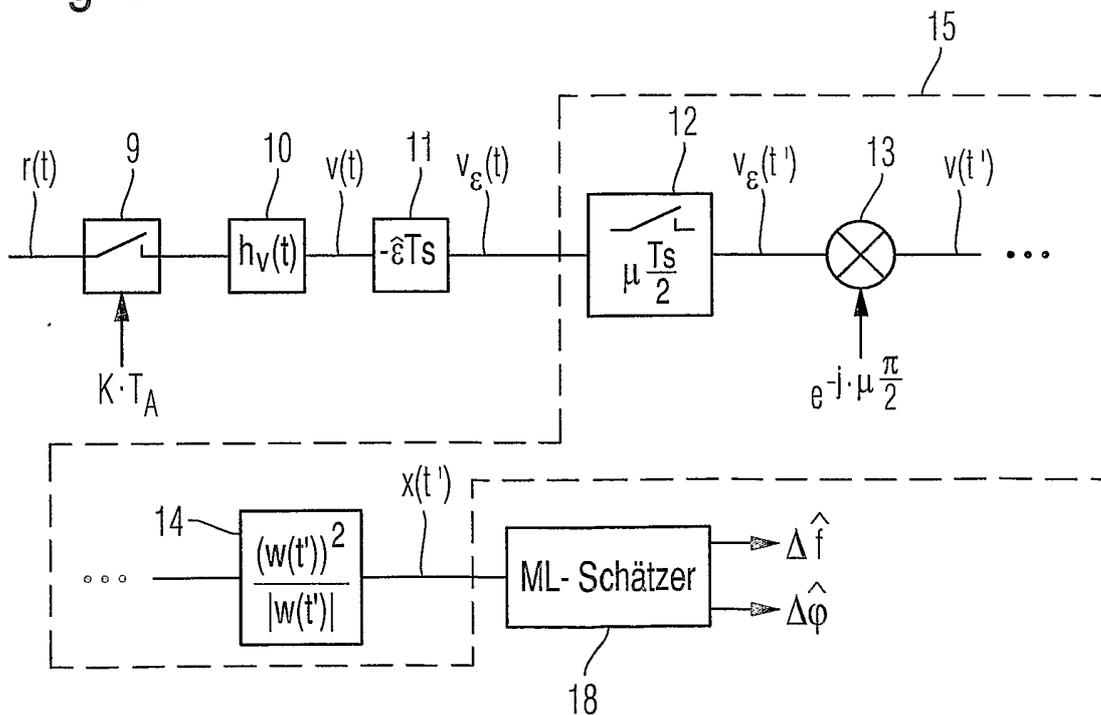


Fig. 3

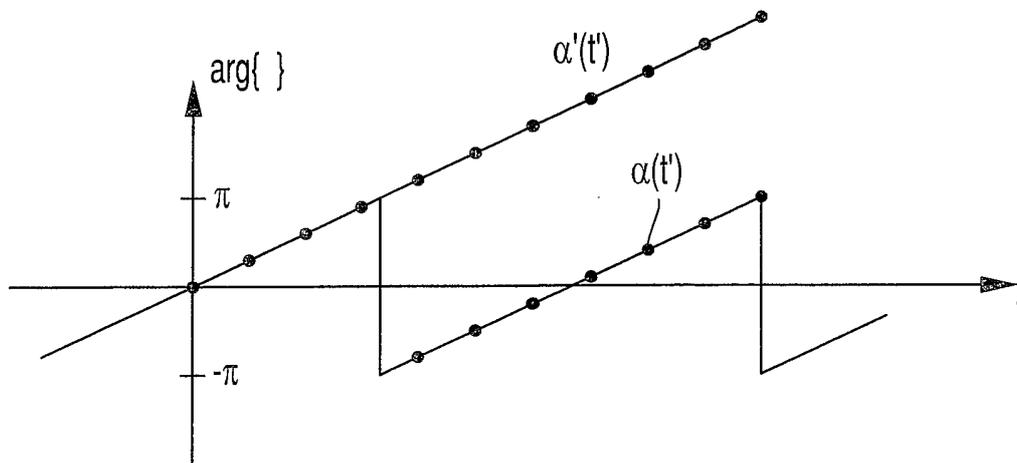


Fig. 4

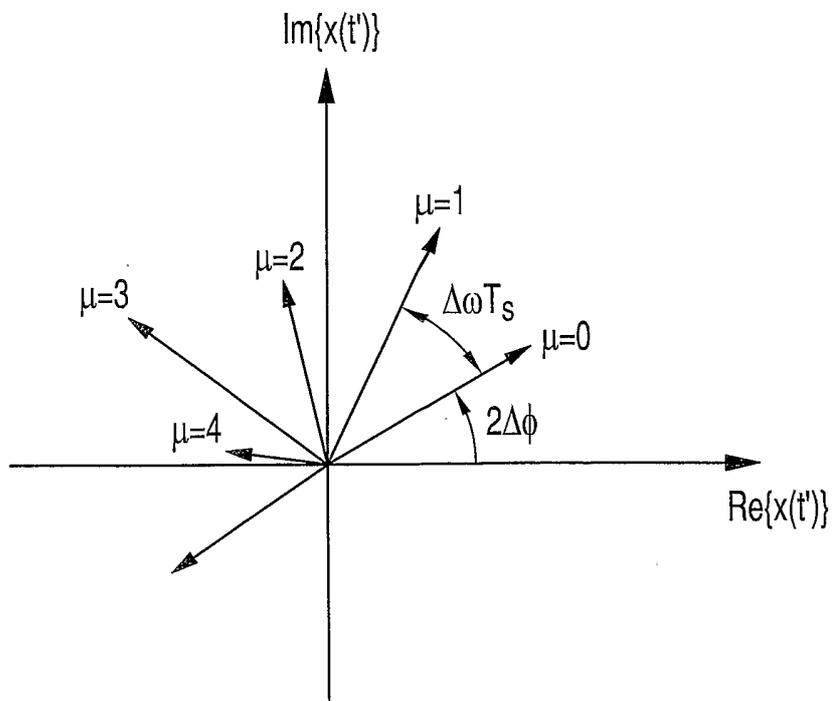


Fig. 5

3/3

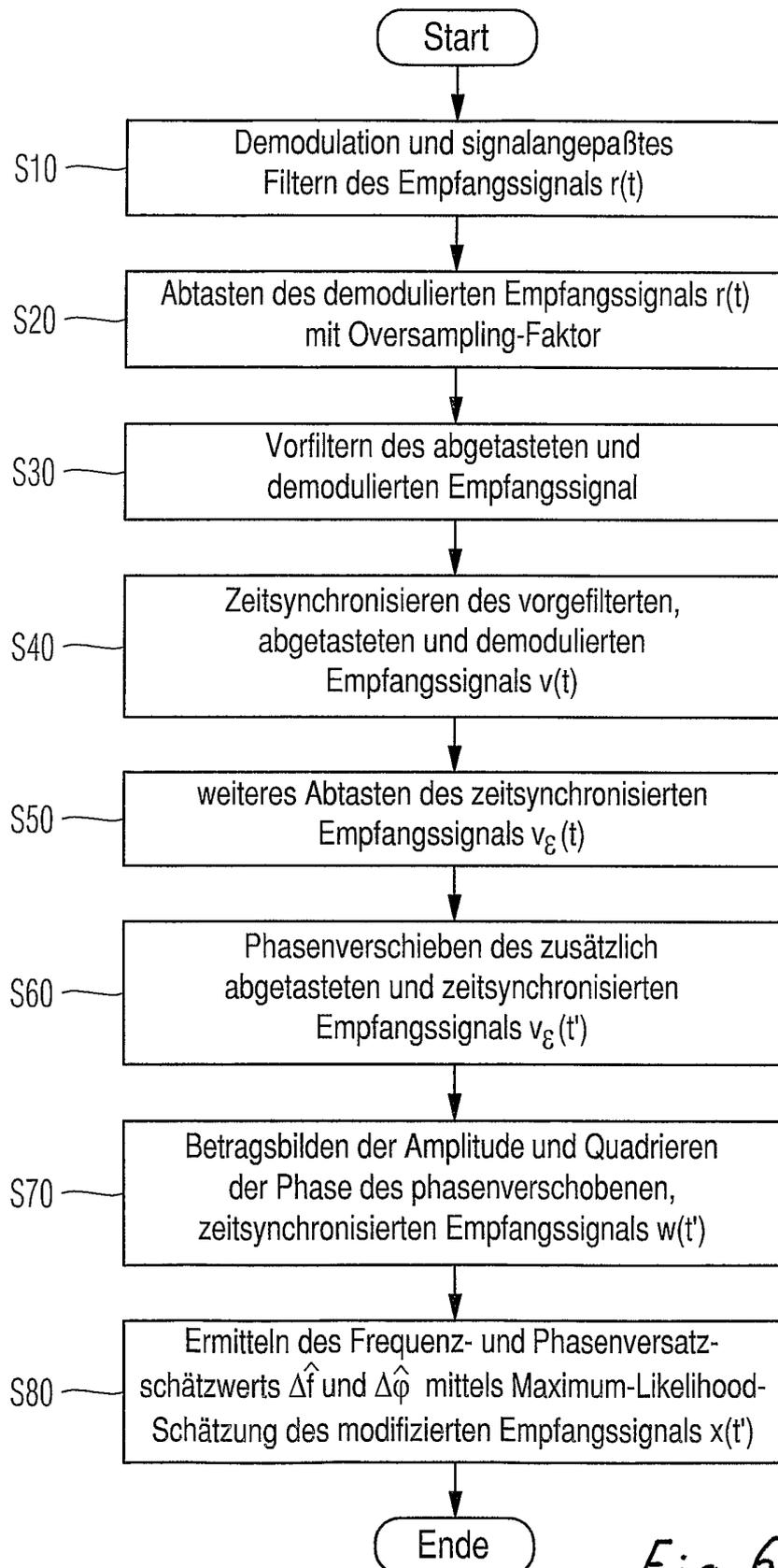


Fig. 6

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/EP2005/010435

<p>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER H04L27/233 H04L27/20</p>		
<p>According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC</p>		
<p>B. FIELDS SEARCHED</p>		
<p>Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) H04L</p>		
<p>Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched</p>		
<p>Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX</p>		
<p>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</p>		
Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 6 775 334 B1 (LIU TIAN-MIN ET AL) 10 August 2004 (2004-08-10) column 2, line 15 - line 20 column 4, line 35 column 5, line 44 - line 47 column 8, line 16	1-13
A	DE 103 09 262 A1 (ROHDE & SCHWARZ 'DE!') 23 September 2004 (2004-09-23) cited in the application page 9 figure 1 figure 5	1-13
<p><input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.</p>		
<p>° Special categories of cited documents :</p> <p>*A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>*E* earlier document but published on or after the international filing date</p> <p>*L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>*O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>*P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p> <p>*T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>*X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>*Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.</p> <p>*&* document member of the same patent family</p>		
<p>Date of the actual completion of the international search 11 January 2006</p>		<p>Date of mailing of the international search report 20/01/2006</p>
<p>Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016</p>		<p>Authorized officer Orozco Roura, C</p>

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/EP2005/010435

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date	
US 6775334	B1	10-08-2004	US 2004258184 A1	23-12-2004
DE 10309262	A1	23-09-2004	NONE	

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen
PCT/EP2005/010435

<p>A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES H04L27/233 H04L27/20</p> <p>Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK</p>											
<p>B. RECHERCHIERTE GEBIETE Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole) H04L</p> <p>Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen</p> <p>Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe) EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX</p>											
<p>C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>Kategorie°</th> <th>Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile</th> <th>Betr. Anspruch Nr.</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>X</td> <td>US 6 775 334 B1 (LIU TIAN-MIN ET AL) 10. August 2004 (2004-08-10) Spalte 2, Zeile 15 - Zeile 20 Spalte 4, Zeile 35 Spalte 5, Zeile 44 - Zeile 47 Spalte 8, Zeile 16</td> <td>1-13</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>DE 103 09 262 A1 (ROHDE & SCHWARZ 'DE!') 23. September 2004 (2004-09-23) in der Anmeldung erwähnt Seite 9 Abbildung 1 Abbildung 5</td> <td>1-13</td> </tr> </tbody> </table>			Kategorie°	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.	X	US 6 775 334 B1 (LIU TIAN-MIN ET AL) 10. August 2004 (2004-08-10) Spalte 2, Zeile 15 - Zeile 20 Spalte 4, Zeile 35 Spalte 5, Zeile 44 - Zeile 47 Spalte 8, Zeile 16	1-13	A	DE 103 09 262 A1 (ROHDE & SCHWARZ 'DE!') 23. September 2004 (2004-09-23) in der Anmeldung erwähnt Seite 9 Abbildung 1 Abbildung 5	1-13
Kategorie°	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.									
X	US 6 775 334 B1 (LIU TIAN-MIN ET AL) 10. August 2004 (2004-08-10) Spalte 2, Zeile 15 - Zeile 20 Spalte 4, Zeile 35 Spalte 5, Zeile 44 - Zeile 47 Spalte 8, Zeile 16	1-13									
A	DE 103 09 262 A1 (ROHDE & SCHWARZ 'DE!') 23. September 2004 (2004-09-23) in der Anmeldung erwähnt Seite 9 Abbildung 1 Abbildung 5	1-13									
<p><input type="checkbox"/> Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen</p> <p><input checked="" type="checkbox"/> Siehe Anhang Patentfamilie</p>											
<p>° Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :</p> <p>*A* Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist</p> <p>*E* älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist</p> <p>*L* Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)</p> <p>*O* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht</p> <p>*P* Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist</p> <p>*T* Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist</p> <p>*X* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden</p> <p>*Y* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist</p> <p>*Z* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist</p>											
<p>Datum des Abschlusses der internationalen Recherche</p> <p>11. Januar 2006</p>		<p>Absenddatum des internationalen Recherchenberichts</p> <p>20/01/2006</p>									
<p>Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde</p> <p>Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016</p>		<p>Bevollmächtigter Bediensteter</p> <p>Orozco Roura, C</p>									

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2005/010435

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung	
US 6775334	B1	10-08-2004	US 2004258184 A1	23-12-2004
DE 10309262	A1	23-09-2004	KEINE	