



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 22 889 T2** 2006.06.08

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 204 882 B1**

(51) Int Cl.⁸: **G01S 1/04** (2006.01)

(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 22 889.4**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/GB00/02940**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 949 742.1**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 01/014902**

(86) PCT-Anmeldetag: **31.07.2000**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **01.03.2001**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **15.05.2002**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **28.09.2005**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **08.06.2006**

(30) Unionspriorität:
9919525 19.08.1999 GB

(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,
LI, LU, MC, NL, PT, SE**

(73) Patentinhaber:
**QinetiQ Ltd., London, GB; Duck, Sion Robert,
Malvern, Hereford, GB; Edmonds, Paul Richard,
Malvern, Hereford, GB; Griffin, Christopher,
Malvern, Hereford, GB**

(72) Erfinder:
**DUCK, Robert, Simon, Malvern, Hereford And
Worcester WR14 3PS, GB; EDMONDS, Richard,
Paul, Malvern, Hereford And Worcester WR14 3PS,
GB; GRIFFIN, Christopher, Malvern, Hereford And
Worcester WR14 3PS, GB**

(74) Vertreter:
**BEETZ & PARTNER Patentanwälte, 80538
München**

(54) Bezeichnung: **Verfahren und Vorrichtung zum Lokalisieren der Quelle eines unbekannten Signals**

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

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

Beschreibung

[0001] Diese Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Lokalisieren der Quelle eines unbekannten Signals, das von mehreren Signal-Relaisstationen empfangen wird.

[0002] In IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Bd. AES-18, Nr. 2, März 1982 beschreibt P. C. Chestnut die grundlegende Technik des Lokalisierens der Quelle eines unbekannten Signals wie etwa einer bodennahen Kommunikationsantenne; sie beinhaltet das Bestimmen des Ankunftszeitunterschieds (TDOA) und/oder des Ankunftszeitunterschieds (FDOA) zweier Signale von der Quelle, die durch jeweilige Empfangsplattformen in Form von Relaissatelliten auf geostationären oder geosynchronen Umlaufbahnen an Empfänger weitergeleitet werden. Die Signale werden durch die Satelliten längs zweier unabhängiger Signalpfade zu einer Empfangsstation, d. h. Boden-Satellit-Boden-Pfade, übertragen. Ein Satellit liegt im Hauptstrahl oder der Hauptkeule des Quellenantennen-Richtdiagramms, während der andere in einer Seitenkeule liegt. Jeder Satellit nimmt ein Signal (Uplink) von der Quelle entgegen, verschiebt es in der Frequenz mittels eines Umkehroszillators und gibt sein frequenzverschobenes Äquivalent (Downlink) an einen Bodenempfänger zurück. Die beiden Signalpfadlängen sind normalerweise ungleich, wobei dies zwei Signalankunftszeiten an dem Empfänger ergibt, die sich um den TDOA-Wert unterscheiden. FDOA ist durch die Relaissatellitenbewegung in Bezug auf die Erde und relativ zueinander bedingt, wobei dieser Doppler-Effekt beide Downlink-Signalfrequenzen verschiebt. Die Positionen der zwei Satelliten und die Empfangsstation sind bekannt, wobei der geometrische Ort von Punkten konstanten TDOA oder FDOA in jedem Fall eine Fläche ist, die die Erdoberfläche schneidet und eine als Positionslinie (LOP) bezeichnete Kurve definiert. Zwei Messungen von TDOA oder FDOA zu verschiedenen Zeiten oder jeweils eine zu einem oder mehreren Zeitpunkten liefern LOPs, die sich an der Position der zu lokalisierenden Quelle schneiden.

[0003] TDOA wird auch als differentieller Zeitversatz (DTO) bezeichnet, während FDOA auch als differentieller Frequenzversatz (DFO) oder differentielle Doppler-Verschiebung bezeichnet wird.

[0004] Die Technik zum Bestimmen von TDOA und FDOA aus zwei empfangenen Signalen ist in IEEE Trans. on Acoustics Speech and Signal Processing, Bd. ASSP-29, Nr. 3, Juni 1981 von S. Stein in einem Artikel mit dem Titel "Algorithms for Correlation Function Processing" beschrieben worden. Sie ist außerdem in dem US-Patent Nr. 5.008.679, das sich auf ein Senderlokalisierungssystem bezieht, das zwei Relaissatelliten mit einschließt und sowohl TDOA- als auch FDOA-Messungen verwendet, beschrieben. Die Technik beinhaltet das Herleiten des Grads der Korrelation zwischen den Signalen, indem sie miteinander multipliziert werden und ihr Produkt integriert wird. Zwischen den Signalen werden der Reihe nach testbezogene Zeitverschiebungen und Frequenzversätze eingeführt, wobei jeweils die Korrelation der Signale bestimmt wird. Diejenige Zeitverschiebung und derjenige Frequenzversatz, die die Korrelation maximieren, werden als geforderter TDOA und FDOA genommen, vorbehaltlich einer Korrektur von Signalausbreitungsverzögerungen in Satellitentranspondern und Frequenzverschiebungen bei Satelliten und bei der Verarbeitung.

[0005] Der Korrelationsgrad wird aus dem bestimmt, was Stein als Kreuz-Mehrdeutigkeitsfunktion oder CAF (Cross Ambiguity Function) $A(\tau, \nu)$ bezeichnet, die definiert ist durch:

$$A(\tau, \nu) = \int_0^{\tau} z_1^*(t) z_2(t + \tau) e^{-2\pi i \nu t} dt \quad (1)$$

[0006] $A(\tau, \nu)$ ist das Integral des Produkts aus zwei Signalen $z_1(t)$ und $z_2(t)$ [komplexen oder analytischen Versionen von realen Signalen $s_1(t)$ und $s_2(t)$], nachdem zwischen sie bei der Verarbeitung nach Empfang an der Empfangsstation eine Test-Zeitverschiebung τ und eine Test-Frequenzverschiebung ν eingeführt worden sind. Das Sternchen in $z_1^*(t)$ gibt eine Komplexkonjugierte an. Wenn ein Maximalwert des Betrags von $A(\tau, \nu)$, d. h. $|A(\tau, \nu)|$, erzielt ist, wobei dies ein Korrelationsscheitelwert auf der Fläche $|A(\tau, \nu)|$ als Funktion der zwei Variablen τ und ν ist, sind die Werte von τ und ν für den Scheitelwert der geforderte TDOA und der geforderte FDOA.

[0007] Das System aus US 5.008.679 erfordert, dass Satellitenpositionen und Satellitengeschwindigkeiten bekannt sind und bedarf einer hochstabilen Phase bei Bodenstations- und Satellitenoszillatoren. Für Satellitenumlaufbahnen, die zur Äquatorialebene der Erde geneigt sind, bestehen Bandbreitenbegrenzungen, wobei zwei Empfänger benötigt werden, die sich am gleichen Standort befinden und gemeinsame Zeit- und Frequenzreferenzen besitzen.

[0008] Die internationale Patentanmeldung Nr. PCT/GB95/02211 unter dem Patent-Zusammenarbeitsvertrag, veröffentlicht als WO 97/11383, bezieht sich auf ein Senderlokalisierungssystem, das ein Referenzsignal verwendet, das über dieselben Satelliten-Relaisstationen wie das unbekannte Signal geht und in Phasenkohärenz mit ihm verarbeitet wird. Das Referenzsignal wird verwendet, um mehrere Fehlerquellen und Einschränkungen, denen frühere Techniken unterliegen, zu beseitigen und eine höhere Genauigkeit sowie die Fähigkeit zur Anwendung unter einem weiteren Bereich von Bedingungen zu verleihen. Trotz dieser Verbesserung ist überraschenderweise festgestellt worden, dass es von Zeit zu Zeit unmöglich ist, einen Korrelations-scheitelwert in der CAF-Fläche $|A(\tau, \nu)|$ zu erkennen – alles, was zu sehen ist, ist Rauschen.

[0009] Eine verwandte, jedoch unterschiedliche Technik, Fehlerquellen durch Einschlagen eines Breitband-lösungswegs entgegenzuwirken, ist in dem US-Patent Nr. 5.594.452 an Webber u. a. offenbart.

[0010] Es ist eine Aufgabe dieser Erfindung, ein alternatives Verfahren und eine alternative Vorrichtung für die Senderlokalisierung bereitzustellen.

[0011] Die vorliegende Erfindung sieht ein Verfahren zum Lokalisieren der Quelle eines unbekannten Signals, das von mehreren Signal-Relaisstationen empfangen wird, vor, wobei das Verfahren die folgenden Schritte umfasst:

- (a) Anordnen mehrerer Empfänger, um Kopien des unbekannten Signals über entsprechende Signal-Relaisstationen zu empfangen, und
- (b) Ausführen einer Korrelationsverarbeitung mit einer komplexen Korrelationsfunktion (CCF) an den Kopien, wobei in der Korrelationsverarbeitung eine durch die Bewegung der Relaisstationen in Bezug auf die Quelle und die Empfänger bedingte zeitliche Änderung des differentiellen Frequenzversatzes (DFO) der Kopien wenigstens teilweise kompensiert wird;

dadurch gekennzeichnet, dass die Korrelationsverarbeitung im Schritt (b) an Datenmengen ausgeführt wird, deren Phase angepasst ist und die Abtastwerteinstellungen unterworfen werden, um einer Zeitdilatation, die aus der Bewegung der Relaisstation in Bezug auf die Quelle und die Empfänger entsteht, entgegenzuwirken.

[0012] In einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung wird die Korrelationsverarbeitung im Schritt (b) auch an Datenmengen ausgeführt, die einer Datenvervielfältigung oder -beseitigung unterworfen werden, um der Zeitdilatation entgegenzuwirken.

[0013] Wie oben angegeben worden ist, ist festgestellt worden, dass der Grund für das Fehlschlagen, unter Verwendung einer Mehrdeutigkeitsfunktion des Standes der Technik einen Korrelationsscheitelwert zu erhalten, in der Bewegung der Relaisstation in Bezug auf die Quelle und die Empfänger liegt. Dies ist vor allem bei geostationären Satelliten-Relaisstationen überraschend, da ihre Bewegung bisher als konstant über ein Messintervall betrachtet worden ist, was wiederum impliziert, dass sie alle Messungen an einem Standort gleich beeinflusst. Es ist nicht erwartet worden, dass die Satellitenbewegung allein einen Korrelationsscheitelwert bei manchen Gelegenheiten erlangbar machen würde, jedoch bei anderen Gelegenheiten nicht. Dem zum Trotz ist in Übereinstimmung mit der Erfindung entdeckt worden, dass eine Signalkorrelation durch Geschwindigkeits- und Beschleunigungskomponenten des Relaissatelliten längs der Linien, die ihn mit der Quelle und dem Empfänger verbinden, beeinflusst wird, was dazu führt, dass der DFO und der differentielle Zeitversatz (DTO) von Kopien zeitabhängig ist. Die DFO-Veränderung kann, wie oben angegeben worden ist, durch Anpassen der Korrelationsfunktion kompensiert werden, während die DTO-Veränderung, wo notwendig, ebenso durch Anpassen von Datenabtastwerten kompensiert werden kann.

[0014] Die Korrelationsverarbeitung im Schritt (b) kann das Einführen eines Test-Zeitversatzes zwischen den Kopien und das Bewerten ihrer Korrelation sowie der Iteration hiervon umfassen, um ein Korrelationsmaximum zu erhalten und um den DTO und/oder den DFO der Kopien abzuleiten; sie kann mit einer CCF ausgeführt werden, die einen Exponenten einer Zeitfunktion enthält, dessen erster Term ein konstanter DFO-Wert ist, und dessen zweiter Term ein Produkt aus der Zeit und einem konstanten Wert für die Rate der zeitlichen Änderung des DFO, d. h. ein konstanter Versatzwert der Rate der differentiellen Frequenz (DFRO), ist, wobei der Schritt (b) außerdem das Einführen eines Testwerts, der dem DFRO vor der Bewertung der Korrelation entspricht, und die Iteration eines Testwert-Typs für jeden der anderen Typen, die Wiederholung für weitere Werte des anderen Typs sowie die Bestimmung eines DFRO-Werts, der geeignet ist, ein wenigstens teilweise eine zeitliche Änderung des DFO zu kompensieren, umfasst.

[0015] Die CCF kann als $A(\tau_0, b_1, b_2)$ ausgedrückt werden, gegeben durch:

$$A(\tau_0, b_1, b_2) = \int_0^T z_1^*(t) z(t + \tau_0) e^{-2\pi i(b_1 + 2b_2 t)t} dt, \quad (2)$$

wobei z_1 und z_2 Datenmengen sind, die zwei Signale repräsentieren, die nach dem Durchlaufen verschiedener Pfade korreliert werden, das Sternchen die Komplexkonjugierte von z_1 bezeichnet, T eine Zeit ist, über die Datenmengen genommen werden, τ_0 der DTO der Signale ist und b_1 und b_2 Konstanten in einer linearen Approximation an die Veränderung ihres DFO in der Zeit t ist, die lautet:

$$\text{DFO} \equiv v = b_1 + 2b_2 t, \quad (3)$$

wobei b_1 ein anfänglicher, konstanter DFO-Wert bei Beginn der Dateneintragung ist und $2b_2$ der DFRO ist, wie er oben definiert worden ist.

[0016] Der konstante DFO-Wert b_1 kann durch Fourier-Transformation des Gleichung-(2)-Produkts $z_1^*(t)z_2(t + \tau_0)\exp(-2\pi i b_2 t^2)$ in den Frequenzbereich (d. h. Ignorieren des b_1 -Terms) nach jeder Iteration des Schrittes (b) bestimmt werden, wobei b_1 anschließend als Frequenz, bei der das CCF-Maximum eintritt, bestimmt wird. Dadurch wird die erforderliche Berechnung verkürzt, da das Durchlaufen von Testwerten von b_1 und das jeweilige Neubewerten der CCF vermieden werden. Bei einer Datenmenge von N Abtastwerten verkleinert sich die Anzahl von Berechnungen von der Größenordnung N^2 auf $N \log_e N$, eine wesentliche Verringerung bei großem $N \sim 10^6$.

[0017] Die Korrelation kann mit einer in der Phase und der Anzahl von Abtastwerten angeglichenen Probedatenmenge ausgeführt werden, wobei Abtastwerte in die Menge kopiert oder aus dieser beseitigt werden, je nachdem, welche Datenmenge zur Anpassung ausgewählt ist (z_1 oder z_2), und außerdem je nach Vorzeichen der zeitlichen Änderungsrate des der Datenmenge zugeordneten DFO. Datenabtastwerte in einer oder zwei Datenmengen, die korreliert werden sollen, können hinsichtlich ihrer Phase an Abtastwerte, die einem beseitigten Abtastwert folgen und mit einem Phasenfaktor multipliziert sind, oder an Abtastwerte, die einen vervielfältigten, mit einem solchen Faktor multiplizierten Abtastwert enthalten und ihm folgen, angepasst sein, wobei der Phasenfaktor entweder $e^{2\pi i f \Delta t}$ oder $e^{-2\pi i f \Delta t}$ ist, je nachdem, welche der zwei Datenmenge angepasst ist, und je nach Vorzeichen der zeitlichen Änderung des DTO, wobei f eine Signalband-Mittenfrequenz der Abtastwerte nach der Abwärtsumsetzung für die Abtastung ist und Δt das Intervall zwischen Abtastwerten ist.

[0018] Abtastwerte können für die Beseitigung und die Vervielfältigung alternativ anhand der folgenden Gleichung ausgewählt werden:

$$\tau_m = -\lambda/cb_1 t_m - \lambda/cb_2 t_m^2 = m\Delta t, \quad (4)$$

wobei t_m die Zeit vom Beginn der Abtastung bis zu dem m -ten für eine Veränderung gewählten Abtastwert ist, m die Auswahlanzahl ist, Δt das Abtastintervall ist, τ_m die Zeitdilatation ist (ausgedrückt als Anzahl von Abtastintervallen) und λ die Wellenlänge bei der Mittenfrequenz des Signalabtastbandes vor irgendeiner Frequenz-Abwärtsumsetzung an einer Empfangsstation ist. Der Parameter b_1 ist ein Schätzwert von DFO (b_1) mit einem systematischen Fehler (z. B. einer Frequenzverschiebung an einer Satelliten-Relaisstation), dem durch Herleiten einer geschätzten Korrektur anhand eines Referenzsignals entgegengewirkt wird. Der Parameter b_1' kann alternativ durch Verwendung von Testwerten hiervon und Berechnen des Betrags der CCF, bis ein CCF-Maximum erhalten wird, hergeleitet werden. Es ist auch möglich, b_2 in dem obigen Ausdruck als unabhängigen Parameter zu nutzen und dadurch die Zeitdilatation und die zeitliche Änderung des DFO zu trennen. Die Gleichung (4) wird nach t_m aufgelöst, um Zeiten zu bestimmen, in den die Zeitdilatation zu Datenmengen z_1 und z_2 führt, die durch aufeinander folgende Inkremente von Δt nicht in Einklang sind. Falls die Auswirkungen der Zeitdilatation nicht zu schlimm sind, kann eine lineare Approximation angewendet werden, indem der t_m^2 -Term in der Gleichung (4) gelöscht wird.

[0019] In einem alternativen Aspekt sieht die vorliegende Erfindung eine Lokalisierungsvorrichtung zum Lokalisieren der Quelle eines unbekannten Signals, das von mehreren Signal-Relaisstationen empfangen wird, vor, die umfasst:

- (a) mehrere Empfänger, die Kopien des unbekannten Signals über entsprechende Signal-Relaisstationen empfangen;
- (b) einen Korrelationsprozessor (30), der die Kopien korreliert und ein Korrelationsmaximum erhält, das deren DTO und/oder deren DFO angibt, wobei der Korrelationsprozessor (30) so beschaffen ist, dass er eine Korrelation einer komplexen Korrelationsfunktion (CCF) ausführt, deren zeitliche Änderung des DFO auf-

grund der Bewegung der Relaisstation in Bezug auf die Quelle und die Empfänger wenigstens teilweise kompensiert ist;

dadurch gekennzeichnet, dass der Korrelationsprozessor (30) so beschaffen ist, dass er die Korrelation an Datenmengen ausführt, die hinsichtlich ihrer Phase angepasst sind und Abtastwerteinstellungen unterliegen, um der Zeitdilatation entgegenzuwirken, die aus der Bewegung der Relaisstation in Bezug auf die Quelle und die Empfänger entsteht.

[0020] In einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung ist der Korrelationsprozessor außerdem so beschaffen, dass er eine Korrelation an Datenmengen ausführt, die einer Datenvervielfältigung oder -beseitigung unterworfen werden, um einer Zeitdilatation entgegenzuwirken.

[0021] Der Korrelationsprozessor kann so beschaffen sein, dass er eine CCF verwendet, die einen Exponenten einer Zeitfunktion enthält, deren erster Term ein konstanter DFO-Wert ist und deren zweiter Term ein Produkt aus der Zeit und einem konstanten Wert für die Rate der zeitlichen Änderung des DFO, d. h. ein konstanter Versatzwert der Rate der differentiellen Frequenz (DFRO) ist, wobei der Korrelationsprozessor außerdem so beschaffen ist, dass er Testwerte für den DFRO einführt und die Korrelation für Paare von Testwerten des DTO und des DFRO iterativ bewertet, um ein Korrelationsmaximum zu erhalten.

[0022] Der Korrelationsprozessor kann so beschaffen sein, dass er einen Test-Zeitversatz zwischen Kopien einführt, ihre Korrelation bewertet und diese Prozedur iteriert, um ein Korrelationsmaximum zu erhalten. Er kann eine in der Phase und der Anzahl von Abtastwerten angegliche Probedatenmenge verwenden, wobei Abtastwerte in die Menge kopiert oder aus dieser beseitigt werden, je nachdem, welche Datenmenge zur Anpassung ausgewählt ist (z_1 oder z_2), und außerdem je nach Vorzeichen der zeitlichen Änderungsrate des der Datenmenge zugeordneten DFO. Er kann so beschaffen sein, dass er Abtastwerte in einer von zwei zu korrelierenden Datenmengen hinsichtlich ihrer Phase anpasst, indem er Abtastwerte, die einem beseitigten Abtastwert folgen, mit einem Phasenfaktor multipliziert oder Abtastwerte, die einen vervielfältigten Abtastwert enthalten und ihm folgen, mit einem solchen Faktor multipliziert, wobei der Phasenfaktor entweder $e^{2\pi i f \Delta t}$ oder $e^{-2\pi i f \Delta t}$ ist, je nachdem, welche der zwei Datenmengen angepasst wird, und je nach Vorzeichen der zeitlichen DTO-Änderung, wobei f die Signalband-Mittenfrequenz der Abtastwerte nach der Abwärtsumsetzung für die Abtastung ist und Δt das Intervall zwischen Abtastwerten ist.

[0023] Der Korrelationsprozessor kann Abtastwerte für die Beseitigung und die Vervielfältigung anhand der Streuung der zeitlichen Dimension der Korrelationsfunktion über ein Intervall, in dem die Abtastwerte erhalten wurden, auswählen. Falls ein CCF-Scheitelwert aus Daten ohne Zeitdilationskompensation erlangbar ist, kann die Zeit, über die sich die Korrelation erstreckt, geschätzt werden. Eine gewählte Datenmenge kann durch die Beseitigung oder die Einfügung von Abtastwerten, je nachdem, ob die Datenmenge z_1 oder z_2 eingestellt wird, und außerdem je nachdem, ob die Zeitdilatation positiv oder negativ ist, kontrahiert oder expandiert werden. Alternativ kann der Korrelationsprozessor Abtastwerte zur Beseitigung und zur Vervielfältigung anhand der obigen Gleichung (4) oder einer linearen Approximation an diese auswählen.

[0024] Damit die Erfindung vollständiger verstanden werden kann, wird nun, lediglich beispielhalber, eine Ausführungsform davon beschrieben, wobei Bezug auf die begleitende Zeichnung genommen wird, worin:

[0025] [Fig. 1](#) eine Signalausbreitung zwischen einem bodennahen Sender, Satelliten-Relaisstationen und bodennahen Empfängern zeigt;

[0026] [Fig. 2](#) Auswirkungen angibt, die durch ein Lokalisierungssystem der Erfindung kompensiert werden sollen;

[0027] [Fig. 3](#) schematisch eine Verarbeitungsschaltungsanordnung eines Lokalisierungssystems der Erfindung zeigt;

[0028] [Fig. 4](#) eine zweidimensionale Aufzeichnung des Betrags der Kreuz-Mehrdeutigkeitsfunktion $|A(\tau, \nu)|$ des Standes der Technik als Funktion der zwei Variablen τ und ν ist, die anhand von Daten, die durch die Satellitenbewegung in Bezug auf die Quelle und die Empfänger beeinflusst waren, erhalten worden ist;

[0029] [Fig. 5](#) zu [Fig. 4](#) in jeder Hinsicht äquivalent ist, mit Ausnahme, dass in Übereinstimmung mit der Erfindung die komplexe Korrelationsfunktion $|A(\tau, b_1, b_2)|$ graphisch dargestellt ist;

[0030] [Fig. 6](#) und [Fig. 7](#) Graphiken der Signalleistung der komplexen Korrelationsfunktion über der Frequenz für äquivalente Situationen sind, mit Ausnahme, dass es im ersten Fall keine Kompensation der Relaisstationsbewegung gibt, während es im letzten Fall eine gibt;

[0031] [Fig. 8](#) bis [Fig. 11](#) Graphiken von simulierten rauschfreien Ergebnissen für DTO und DFO sind, die gegeneinander aufgezeichnet sind und die Zeit- und Frequenzverzerrung, die Frequenzkompensation, die Zeitkompensation bzw. die Zeit- und Frequenzkompensation zeigen;

[0032] [Fig. 12](#) bis [Fig. 14](#) zu den [Fig. 8](#), [Fig. 9](#), [Fig. 10](#) bzw. [Fig. 11](#) äquivalent sind, jedoch die Auswirkungen von Rauschen hinzugefügt sind.

[0033] In [Fig. 1](#) erzeugt ein unbekannter Sender **10**, der sich in den Vereinigten Staaten von Amerika **11** befindet, ein Signal, das eine Störung von Satellitenkommunikationen verursacht. Der Sender **10** besitzt ein Strahlungsflussdichtediagramm **12** mit einer Seitenkeule **12A**, die auf einen ersten Satelliten **14** auf einer geostationären Umlaufbahn gerichtet ist, zu dem sich sein Signal längs eines ersten Uplink-Pfads I_1^u (gestrichelte Linie) ausbreitet. Er besitzt außerdem eine Strahlungsdiagramm-Hauptkeule **12B**, die auf einen zweiten Satelliten **16** auf einer solchen Umlaufbahn gerichtet ist; sein Signal breitet sich längs eines zweiten Uplink-Pfads I_2^u zu dem Satelliten **16** aus und verursacht eine Störung der Kommunikationssignale, die den Letzteren verwenden. Die unbekannte Signalfrequenz wird durch eine Spektralanalyseeinrichtung, die routinemäßig Satellitenkanäle überwacht, bestimmt. Ein typischer Kommunikationssatellit, der im Ku-Band (11 – 14 GHz) arbeitet, besitzt 16 Kanäle, die jeweils 36 MHz breit sind und 100 Kommunikationssignale befördern können. Das hochgestellte "u" an den Pfadbezugszeichen I_1^u und I_2^u bedeuten Uplink zu dem unbekannten Sender **10**.

[0034] Die Satelliten **14** und **16** werden durch jeweilige Empfänger in Form von Bodenstationsantennen **18A** und **18B**, die sich in England befinden und gemeinsam als Empfänger **18** bezeichnet werden, überwacht. Sie empfangen das Signal von dem unbekannten Sender **10** und senden es längs erster und zweiter Downlink-Pfade I_1^d und I_2^d an jeweilige Empfänger **18**. Hier bedeutet das hochgestellte "d" einen Downlink-Pfad zu einem überwachenden Empfänger. Die Empfänger **18** empfangen jeweilige Kopien des unbekannten Signals, die infolge der Satellitenbewegung Pfadverzögerungen und Doppler-Frequenzverschiebungen enthalten. Die Empfänger **18** senden auch Referenzsignale zu den Satelliten **14** bzw. **16**, wobei diese Signale Kopien zueinander sind, die beim anfänglichen Senden miteinander phasenverriegelt sind. Die Satelliten **14** und **16** schicken in der Frequenz verschobene Äquivalente der Referenzsignale an die jeweiligen Empfänger **18** zurück.

[0035] In [Fig. 2](#), in der bereits beschriebene Elemente mit gleichen Bezugszeichen versehen sind, sind Auswirkungen, denen durch die Erfindung entgegengewirkt werden soll, in einer schematischen Abbildung der Quellen/Satelliten/Empfänger-Geometrie angegeben. Diese Auswirkungen wurden in Experimenten zur Untersuchung der Durchführbarkeit der Verarbeitung großer Datenmengen, die mittels Satelliten auf geosynchronen Umlaufbahnen erhalten wurden, entdeckt.

[0036] Es wurde festgestellt, dass Fehlschläge, bei annehmbarem Signal-Rausch-Verhältnis Korrelations-scheitelwerte zu erhalten, durch spezifische Aspekte der Satellitenbewegung bedingt waren. Dies ist sehr überraschend, da die Bewegung von geostationären oder geosynchronen Satelliten in Bezug auf eine Quelle oder einen Empfänger bisher als im Wesentlichen konstant über die relativ kurzen Abtastperioden, die zur Geolokalisierung einer Quelle erforderlich sind, betrachtet worden sind, was impliziert, dass es eine gleiche Auswirkung auf alle Messungen in jenem Intervall an einem einzelnen Standort hat. Es wurde daher nicht erwartet, dass die Satellitenbewegung allein dafür verantwortlich ist, dass ein Korrelationsscheitelwert bei manchen Gelegenheiten erlangbar ist, jedoch bei anderen Gelegenheiten nicht. Dem zum Trotz ist in Übereinstimmung mit der Erfindung entdeckt worden, dass die Signalkorrelation durch Satellitengeschwindigkeits- und -beschleunigungskomponenten längs der Linien, die den Satelliten mit der Quelle und dem Empfänger verbinden, beeinflusst wird. Wie später ausführlicher beschrieben wird, ist festgestellt worden, dass während einer Geolokalisierungsmessung diese Komponenten zu verschiedenen Zeiten hinreichend verschieden sind, um eine Korrelation bei manchen Gelegenheiten erlangbar zu machen, jedoch bei anderen Gelegenheiten nicht.

[0037] [Fig. 2](#) ist mit Pfeilen **20** markiert, um Parameter, die Komponenten der Satellitengeschwindigkeit und -beschleunigung (z. B. v_{1u} , a_{1u}) in den Richtungen zur Quelle **10** und zu den Empfängern **18** umfassen, gemeinsam mit der Signalzeitverzögerung und den zugeordneten Signalpfaden, wie sie in der Tabelle weiter unten definiert sind, anzugeben. Die vorliegende Erfindung beinhaltet eine Verarbeitung, die dem zeitvarianten DFO und vorzugsweise auch der zeitvarianten Zeitdilatation entgegenwirkt, wobei die Letztere in [Fig. 2](#) durch eine lineare Quellenzeitachse **22** und eine nichtlineare Empfängerzeitachse **24** dargestellt ist. Die Achsen **22** und **24** geben an, dass es wegen der Satellitenbewegung eine zeitvariante Zeittrennung oder Zeitdilatation zwi-

schen aufeinander folgenden Signalen, die an einem Empfänger **18** ankommen, gibt.

Zeitverzögerung τ_{xy} , Geschwindigkeitskomponente v_{xy} oder Beschleunigungskomponente a_{xy}	Pfad (τ_{xy}) oder Richtung (v_{xy} oder a_{xy}) und Satellit oder Empfänger
τ_{1u}	Verzögerung auf dem Uplink-Pfad l_1^u zum Satelliten 14
τ_{1d}	Verzögerung auf dem Downlink-Pfad l_1^d zum Empfänger 18A
τ_{2u}	Verzögerung auf dem Uplink-Pfad l_2^u zum Satelliten 16
τ_{2d}	Verzögerung auf dem Downlink-Pfad l_2^d zum Empfänger 18B
v_{1u}	Geschwindigkeitskomponente des Satelliten 14 längs des Uplink-Pfads l_1^u zur Quelle 10
v_{1d}	Geschwindigkeitskomponente des Satelliten 14 längs des Downlink-Pfads l_1^d zum Empfänger 18A
v_{2u}	Geschwindigkeitskomponente des Satelliten 16 längs des Uplink-Pfads l_2^u zur Quelle 10
v_{2d}	Geschwindigkeitskomponente des Satelliten 16 längs des Downlink-Pfads l_2^d zum Empfänger 18B
a_{1u}	Beschleunigungskomponente des Satelliten 14 längs des Uplink-Pfads l_1^u zur Quelle 10
a_{1d}	Beschleunigungskomponente des

	Satelliten 14 längs des Downlink-Pfads l_1^d zum Empfänger 18A
a_{2u}	Beschleunigungskomponente des Satelliten 16 längs des Uplink-Pfads l_2^u zur Quelle 10
a_{2d}	Beschleunigungskomponente des Satelliten 16 längs des Downlink-Pfads l_2^d zum Empfänger 18B

[0038] **Fig. 2** zeigt, was mit Punkten geschieht, die auf einer Wellenform, die über einen Pfad im Raum geht und einem zeitvarianten Doppler-Effekt unterliegt, ursprünglich regelmäßig beabstandet waren. Zum Abtasten eines empfangenen Signals wird ein Analog-Digital-Umsetzer (ADC) verwendet, der einem Signal, das einen Doppler-Effekt erfahren hat, eine regelmäßige Menge von Abtastwerten gibt; diese Abtastwerte erfordern in einer der Datenmengen z_1 oder z_2 in Gleichung (2) eine zeitliche Abstimmung, um Abtastwerten in der anderen Datenmenge, die einen anderen Grad von Doppler-Effekt erfahren hat, zu entsprechen. **Fig. 2** portraitiert dies nicht – jedoch ist stattdessen das Ergebnis des differentiellen Doppler-Effektes auf eine Gruppe von Punkten auf einer Wellenform, die ursprünglich regelmäßig beabstandet waren, gezeigt. Die Dilatation unterscheidet sich über vier Empfängerkanäle, was später beschrieben wird, und ist bei **22** für einen einzigen Kanal schematisch gezeigt.

[0039] In **Fig. 3** ist nun ein Signalverarbeitungssystem für ein Senderlokalisierungssystem (TLS) der Erfindung, das allgemein durch **30** bezeichnet ist, schematisch gezeigt. Es wird betont, dass diese Abbildung schematisch ist und nicht alle Systemmerkmale im Einzelnen zeigt. Es wird lediglich in groben Zügen beschrieben, da die Senderlokalisierung in dem US-Patent Nr. 5.008.679 des Standes der Technik und in der veröffentlichten PCT-Anmeldung Nr. WO 79/11383 ausführlicher beschrieben ist. Leser dieser Patentbeschreibung werden für eine ausführlichere Beschreibung, wie die Senderlokalisierung in die Praxis umgesetzt werden kann, mit Ausnahme, was die Messung zusätzlicher Parameter und die Verarbeitung der komplexen Korrelationsfunktion, um eine Satellitenbewegungskompensation gemäß dieser Erfindung zu erzielen, betrifft, auf die PCT-Anmeldung Nr. WO 79/11383 verwiesen.

[0040] Zur Vereinfachung der Beschreibung ist das Verarbeitungssystem **30** funktional, anstatt durch wirkliche Vorrichtungselemente dargestellt; wobei manche Elemente mehrere Funktionen zusammenfassen, während andere, die einzeln gezeigt sind, gemeinsam als eine einzige Vorrichtung ausgeführt sein können. Das Verarbeitungssystem **30** besitzt vier Kanäle **32AR**, **32AU**, **32BR** und **32BU**; die Nachsilben A und B geben die Zuordnung zum Empfänger **18A** bzw. **18B** an, während die Nachsilben R und U die Zuordnung zum Referenzsignal bzw. zum unbekannten Signal angeben. Komponenten haben gleiche Bezugszeichen mit verschiedenen Nachsilben zur Unterscheidung zwischen Kanälen. Die Kanäle und ihre Komponenten sind ohne Nachsilben bezeichnet, um einige oder alle ohne Unterscheidung anzugeben, und mit Nachsilben bezeichnet, falls es notwendig ist, sie zu spezifizieren. Der Empfänger **18A** ist mit den Kanälen **32AU** und **32AR** verbunden, während der Empfänger **18B** mit den Kanälen **32BU** und **32BR** verbunden ist.

[0041] Jeder Kanal **32** enthält eine in Reihe geschaltete Anordnung aus einer Mischstufe **34** für die Frequenz-Abwärtsumsetzung und die analoge Filterung, einem Analog-Digital-Umsetzer (ADC) **36** und einer Potenzierungsstufe **38** (H) für die Umsetzung von realen Signalen in komplexe Äquivalente mit phasengleichen und um 90° phasenverschobenen Komponenten. Die Mischer **34** sind mit einer gemeinsamen lokalen Oszillatorsignalführung LO verbunden. Ausgänge der Potenzierungsstufen **38AU** und **38BU** führen zu einer ersten Korrelationsverarbeitungsstufe **40U** und jene der Potenzierungsstufen **38AR** und **38BR** zu einer zweiten Korrelationsverarbeitungsstufe **40R**. Die Verarbeitungsstufen **40U** und **40R** führen eine Parameterbestimmung und eine Korrelationsfunktionsverarbeitung aus, die später ausführlicher beschrieben werden. Die geometrische Berechnung und Abbildung zum Lokalisieren des unbekannten Senders **10** erfolgt in einer Abbildungsstufe **42**. Die Potenzierungs-, Korrelationsverarbeitungs- und Abbildungsstufen **38**, **40** und **42** können in einem einzigen Computer implementiert sein.

[0042] Das Verarbeitungssystem **30** arbeitet wie folgt. Signale von den Empfängern **18** werden verstärkt und zu den Mischstufen **34** geführt, wo sie gefiltert und einer Abwärtsumsetzung zu einer Mittenfrequenz, die für eine Analog/Digital-Umsetzung (A/D) geeignet ist, unterzogen werden. Die Abwärtsumsetzung findet in mehreren Stufen statt, wobei gefiltert wird, um das relevante Signalfrequenzband in jedem Fall zu definieren und einen Treppeneffekt (Aliasing) an der A/D-Stufe zu verhindern. Die Mischstufen **34AU** und **34BU** sind so abgestimmt, dass sie das unbekannte Signal extrahieren, während die Mischstufen **34AR** und **34BR** so abgestimmt sind, dass sie das Referenzsignal extrahieren.

[0043] Die ADCs **36** tasten Signale von den jeweiligen Mischstufen **34** unter Verwendung einer automatischen Pegelsteuerung (ALC) ab, um die Auswirkung des Quantisierungsrauschens zu minimieren. Die so gebildeten Signalabtastwerte sind real, wobei die Potenzierungsstufen **38** diese mit Hilfe der Hilbert-Transformation in eine analytische oder komplexe Form umsetzen. Insbesondere wird eine Menge $s_1(t)$ von Signalabtastwerten des Kanals **32AU** in eine analytische Probemenge $z_1(t)$ umgesetzt, die dann konjugiert wird, um eine Menge $z_1^*(t)$ zu bilden. Eine ähnliche Prozedur, jedoch ohne Konjugation, folgt für den Kanal **32BU**, um eine Probemenge $z_2(t)$ zu erzeugen. Diese beiden analytischen Probemengen für das unbekannte Signal werden dann in **40U** miteinander korreliert, wie später beschrieben wird, um ihren DFO und DTO zu bestimmen. Ähnliche Probemengen werden in **38AR** und **38BR** für das Referenzsignal erzeugt und in **40R** korreliert.

[0044] Die Real- und Imaginärteile der komplexen Probe werden wie folgt bezeichnet: Kanal **32AU**: $(x_1(t_i), y_1(t_i))$ oder z_1 ; Kanal **32BU**: $(x_2(t_i), y_2(t_i))$ oder z_2 ; Kanal **32AR**: $(r_1(t_i), s_1(t_i))$ oder p_i ; Kanal **32BR**: $(r_2(t_i), s_2(t_i))$ oder r_2 .

[0045] Jede Korrelationsverarbeitungsstufe **40** korreliert zwei Mengen von Signalabtastwerten, die jeweils aus verzerrten Versionen des gleichen ursprünglichen Signals erhalten wurden, wobei die Verzerrung infolge der Ausbreitung über Satelliten-Relaisstationen entsteht; d. h., dass die zwei Versionen des unbekannten Signals in den Kanälen **32AU** und **32BU** wie auch die zwei Versionen des Referenzsignals in den Kanälen **32AR** und **32BR** miteinander korreliert werden. Jede der Probemengen besitzt auch eine Rauschkomponente, die von der Rauschkomponente der Probemengen von anderen Kanälen statistisch unabhängig ist.

[0046] Wie im Stand der Technik besteht die Prozedur im Angleichen der bei der Korrelation verwendeten Probemengen durch Einführen einstellbarer Parameter in eine Korrelationsoperation, bis die Korrelationsfunktion maximal ist; die Parameter sind auf die Quellen/Satelliten/Empfänger-Geometrie bezogen. Das Referenzsignal wird wie im Stand der Technik verwendet, um das Rauschen, das mit jenem in dem unbekannten Signal korreliert ist, zu beseitigen, wobei die Referenzsignalquelle einen Referenzpunkt liefert, in Bezug auf den der unbekannte Quellenort bestimmt wird. Jedoch betraf jede Korrelationsoperation im Stand der Technik nur feste Werte des differentiellen Frequenzversatzes (DFO oder v) und des differentiellen Zeitversatzes (DTO oder τ). Bei der vorliegenden Erfindung wird ein Ausdruck für den zeitvarianten DFO verwendet, um die Satellitenbewegung zu kompensieren, wobei, falls erforderlich, dem zeitvarianten DTO entgegengewirkt wird. Falls die Satellitenbewegung nicht zu stark ist, ist es möglich, ausschließlich durch Kompensieren des zeitvarianten DFO angemessene Ergebnisse zu erhalten. Die Korrelationsoperation wird verändert, um diese mittels einer neuen Korrelationsfunktion, die von jener der Gleichung (1) verschieden ist, zu implementieren. Die neue Funktion wird als komplexe Korrelationsfunktion oder CCF bezeichnet, um sie von dem obigen Ausdruck zu unterscheiden; sie ist geeignet, dem zeitvarianten DFO bei Verwendung von geosynchronen Satelliten in Umlaufbahnen, die zur Ellipse geneigt sind, entgegenzuwirken. Sie wirkt dem zeitvarianten DTO nicht entgegen, was einer anderen Prozedur entspräche, die später beschrieben wird. Die CCF wird als $A(\tau_0, b_1, b_2)$, gegeben durch die obige Gleichung (2) und im Folgenden zur Bequemlichkeit wiederholt, ausgedrückt:

$$A(\tau_0, b_1, b_2) = \int_0^T z_1^*(t) z(t + \tau_0) e^{-2\pi i(b_1 + 2b_2 t)t} dt, \quad (2)$$

wobei z_1 und z_2 Mengen von Datenabtastwerten sind, die zwei Signale, die korreliert werden, repräsentieren, wobei das Sternchen die Komplexkonjugierte von z_1 bezeichnet, T die Zeit ist, über die Abtastwerte genommen werden, τ_0 eine zeit-invariante Komponente des differentiellen Zeitversatzes (DTO) zwischen den Signalen wegen ihrer unterschiedlichen Pfade ist und b_1 und b_2 Konstanten in dem Ausdruck für DFO in der Gleichung (3) ist:

$$\text{DFO} = v = b_1 + 2b_2 t, \quad (3)$$

Die Konstante b_1 ist ein Anfangswert von DFO bei Beginn der Dateneintragung bei einer Messung, während $2b_2$ die Rate der zeitlichen Änderung von DFO ist, die als differentieller Frequenzratenversatz oder DFRO be-

zeichnet wird.

[0047] Die Gleichung (3) drückt die Entdeckung in Übereinstimmung mit der Erfindung aus, dass im Fall von geosynchronen Satelliten die Veränderung von DFO über eine Messung häufig mit guter Näherung als linear mit der Zeit angenommen werden kann. Falls die zeitliche Veränderung von DFO hinreichend nichtlinear ist, können in den Ausdruck für DFO in Gleichung (3) höhere Potenzen der Zeit t – d. h. $b_3 t^2$, $b_4 t^3$ usw. – aufgenommen werden, jedoch können diese in den meisten Fällen weggelassen werden. Sie würden aufgenommen, wenn die Bewegung der Auffangplattform des Satelliten dies erfordert, jedoch auf Kosten einer zusätzlichen Verarbeitung. Die Parameter τ_0 und b_2 werden durch Einfügen von Testwerten von jedem in die Gleichung (2), Bewerten der CCF und Iterieren dieser Prozedur, um den Maximalwert der Korrelationsfläche $|A(\tau_0, b_1, b_2)|$, d. h. des Betrags der CCF als Funktion von τ_0 , b_1 , b_2 , zu finden, bestimmt. Es ist nicht erforderlich, b_1 zu iterieren, weil es durch Inspektion von der Position des CCF-Scheitelwerts im Frequenzbereich aus bestimmt wird, wie später ausführlicher beschrieben wird.

[0048] Die Korrelationsfunktion $A(\tau_0, b_1, b_2)$ ist in Situationen anwendbar, in denen Satelliten-Relaisstationen oder Auffangplattformen geostationär (GEO) sind und große Datenmengen erforderlich sind, was zu langen Datensammlungszeiten führt und DFO verändert. Sie ist auch in Situationen anwendbar, in denen andere Typen von Auffangplattformen verwendet werden, z. B. die Kombinationen GEO-LEO, MEO-MEO und LEO-LEO (MEO = mittlere Erdumlaufbahn; LEO = niedrige Erdumlaufbahn) von Satelliten für Luftfahrzeuge, jedoch ist dann die zusätzliche Technik der Zeitdilationskompensation, die später beschrieben wird, von Belang.

[0049] Genauer ist die Korrelationsprozedur mittels Gleichung (2) wie folgt. Es werden Werte für die Verzögerung und die DFRO-Parameter τ_0 und b_2 gewählt. Am Anfang werden diese Parameter auf null gesetzt, wobei jeder anschließend in diskreten Schritten über einen vorgegebenen Bereich inkrementiert wird: jeder Schritt ist ein Vielfaches eines Basisinkrements, das durch die Zeit Δt zwischen aufeinander folgenden Abtastwerten bestimmt ist, (d. h. ein Vielfaches der Inversen der Abtastrate). Die Abtastrate ist numerisch gleich dem Zweifachen der Abtastbandbreite, die durch Tiefpassfilter, die in den Mischern **34** enthalten sind, festgelegt ist.

[0050] Die Basisinkremente bezüglich τ_0 und b_2 werden mit Δt und Δb_2 bezeichnet; $\Delta t = 1/2B_s$ und $\Delta b_2 = 1/2T^2$, wobei B_s und T die Abtastbandbreite bzw. die Abtastperiode der ADCs **36** sind.

[0051] Für jeden gewählten Wert des DFO- τ_0 und des DFRO- b_2 wird eine schnelle Fourier-Transformation (FFT) des Skalarprodukts oder inneren Produkts aus $z_1^*(t)z_2(t + \tau_0)$ multipliziert mit $\exp(-2\pi i b_2 t^2)$ vorgenommen, um es in den Frequenzbereich umzusetzen. Dies ermöglicht ein automatisches Bestimmen desjenigen DFO- b_1 als Frequenzversatz, bei dem das CCF-Funktionsmaximum auftritt. Allen Werte von DFO wird in einer einzigen FFT-Operation Rechnung getragen, so dass es unnötig ist, in Schritten Δb_1 zu inkrementieren und die CCF nach jedem Schritt zu bewerten. Die FFT wird für jeden Satz von Werten von (τ_0, b_2) wiederholt; d. h., es werden erste Werte von τ_0 und b_2 ausgewählt und eine FFT von $z_1^*(t)z_2(t + \tau_0)\exp(-2\pi i b_2 t^2)$ bewertet. Dies wird für einen Bereich von Werten von τ_0 in inkrementalen Schritten von $\Delta t = 1/2B_s$ wiederholt; b_2 wird dann um ein Inkrement von 0,001 Hz/Sekunde (dies ist ein nominell zweckmäßiger Wert) inkrementiert und der Bereich von Werten von τ_0 und zugeordneten FFT-Bewertungen wiederholt. Diese Prozedur wird wiederholt, bis alle Werte von τ und b_2 in ihren jeweiligen Bereichen verwendet worden sind. Für einen Betrieb in dem SHF-Frequenzband von 7,9 GHz bis 8,4 GHz mit GEOSat-Auffangplattformen wurde herausgefunden, dass ein typischer Wert von b_2 0,05 Hz/Sekunde ist. Der Betrag der komplexen Korrelationsfunktion (CCF) besitzt ein Maximum im Frequenzbereich, wobei die Werte von τ_0 und b_1 bei diesem Maximum den erforderlichen DTO und den erforderlichen DFO liefern. Dies stellt ein rechnerisch effizientes Verfahren der Bewertung der CCF für einen Bereich von Werten von (τ_0, b_1, b_2) bereit.

[0052] Die vorige Prozedur lokalisiert das CCF-Maximum näherungsweise. Die Lokalisierungsgenauigkeit kann durch Interpolation erhöht werden, wie in der internationalen Patentanmeldung Nr. WO 97/11383, auf die oben im Zusammenhang mit der komplexen Mehrdeutigkeitsfunktion (CAF) verwiesen worden ist, ausführlich beschrieben ist. Es wird ein Bereich von Werten des Betrags (oder des quadrierten Betrags) der CCF um ihren Maximalwert genommen und eine Interpolation angewendet, um einen besseren Schätzwert für die DTO-, DFO- und DFRO-Werte zu erhalten.

[0053] Diese Prozedur führt zu Werten für τ_0 , b_1 und b_2 für das Signal von der zu lokalisierenden Quelle. Sie wird für das Referenzsignal wiederholt, um entsprechende Werte $\tau_{0,ref}$, $b_{1,ref}$ und $b_{2,ref}$ zu erhalten. Die Prozedur ergibt einen DFO, der auf den Momentanwert, den er zu Beginn des Datensammelns bei $t = 0$ hatte, korrigiert ist; betrifft Gleichung (3).

[0054] Die Werte von τ_0 und $\tau_{0,ref}$ werden verwendet, um den Uplink-Ankunftszeitunterschied $TDOA_u$, d. h. den Unterschied zwischen den Ankunftszeiten der zwei Signale oder Signalkopien von der unbekannten Quelle **10** an jeweiligen Satelliten **14** und **16**, zu bestimmen. Die Werte von b_1 , $b_{1,ref}$, b_2 und $b_{2,ref}$ werden verwendet, um die DFO-Werte für die unbekannten Signale und die Referenzsignale zu bestimmen. Im Folgenden wird eine theoretische Abhandlung gegeben.

[0055] Um zuerst auf die Verwendung von τ_0 und $\tau_{0,ref}$ Bezug zu nehmen, ist DTO der Unterschied bezüglich der Zeit für zwei verzerrte Versionen eines ursprünglichen unbekannten Signals oder Referenzsignals, die zwei verschiedene Pfade zu einem Empfänger, d. h. entweder von der Quelle **10** zu einem Empfänger **18** oder von und zu einem Empfänger **18** über den Satelliten **14** oder **16**, durchlaufen. Er kann als Funktion der Zeit t über die Dauer der Stichprobe in Form von unabhängigen, zeitkonstanten Parametern (τ_0 , b_1 , b_2 , ... usw.), die auf die Kinematik des Quellen/Satelliten/Empfänger-Systems bezogen sind, wiedergegeben werden:

$$DTO \equiv \tau = \tau_0 + a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3 + \dots \quad (4)$$

[0056] Das τ für DTO ist aus der Differenz zweier Terme τ_1 und τ_2 gebildet, die Signalausbreitungsverzögerungen, die aus dem Durchlaufen verschiedener Pfade durch Kopien eines einzigen ursprünglichen Signals entstehen, repräsentieren. Es kann als Summe aus den Uplink- und Downlink-Verzögerungen zuzüglich einer zusätzlichen Verzögerung, die beim Durchlaufen elektrischer Signalkanäle (z. B. eines Satellitentranspondersystems) erfahren wird, wie folgt ausgedrückt werden:

$$\tau = \tau_1 - \tau_2 = (\tau_{1u} + \tau_{1d}) - (\tau_{2u} + \tau_{2d}) = (\tau_{1u} - \tau_{2u}) + (\tau_{1d} - \tau_{2d}) \quad (5)$$

wobei die Terme in der Tabelle 1 definiert sind. Die Gleichung (5) gibt den DTO in Form der Summe aus der Differenz von Uplink-Verzögerungen und der Differenz von Downlink-Verzögerungen wieder und schließt in diesen jede Differenz zwischen elektronischen Verzögerungen mit ein.

[0057] Die für eine Geolokalisierung erforderlichen Abtastperioden sind gewöhnlich relativ kurz (Millisekunden bis einige zehn Sekunden), wobei trotz der Satellitenbewegung festgestellt worden ist, dass Uplink- und Downlink-Verzögerungen wie folgt als abgeschnittene Potenzreihe wiedergegeben werden können:

$$\tau_{1u} = \tau_{0,1u} + a_{1,1u} t + a_{2,1u} t^2 + \dots, \quad (6)$$

wobei ähnliche Ausdrücke für andere Verzögerungen, d. h. τ_{1d} , τ_{2u} und τ_{2d} , bei geeigneter Abwandlung der Koeffizientenindizes in $a_{1,1d}$ usw., oben in der Tabelle angegeben worden sind. Die Koeffizienten $a_{1,1u}$ usw. sind nicht dieselben wie bei den in der obigen Tabelle definierten Beschleunigungen, jedoch können sie auf die Satellitengeschwindigkeiten und Satellitenbeschleunigungen bezogen werden. Der vollständige Ausdruck für den DTO wird zu:

$$\begin{aligned} \tau = & ((\tau_{0,1u} - \tau_{0,2u}) + (\tau_{0,1d} - \tau_{0,2d})) + \\ & ((a_{1,1u} - a_{1,2u}) + (a_{1,1d} - a_{1,2d}))t + \\ & ((a_{2,1u} - a_{2,2u}) + (a_{2,1d} - a_{2,2d}))t^2 + \dots \end{aligned} \quad (7)$$

[0058] Die Parameter τ_0 , a_1 , a_2 usw. können durch Inspektion, d. h. durch Gleichsetzen der Koeffizienten von Potenzen der Zeit t in den Gleichungen (4) und (7), herausgefunden werden.

[0059] Die Gleichung (7) für das DTO- τ enthält einen Uplink-Beitrag, der sich direkt auf die zu bestimmende unbekannte Quellenposition bezieht, und einen Downlink-Beitrag, der aus der Satelliten/Empfänger-Systemgeometrie bekannt ist. Der Uplink-Beitrag wird als $TDOA_u$ bezeichnet. Um systematische Fehler (Bias) aus der Schätzung von $TDOA_u$ zu beseitigen, wird ein äquivalenter Ausdruck für den DTO des Referenzsignals von dem DTO des unbekannten Quellensignals subtrahiert. Die bekannte Geometrie des Quellen/Satelliten/Empfänger-Systems ermöglicht das Berechnen des DTO des Referenzsignals, abgesehen von systematischen Fehlern (z. B. Satellitenverarbeitungsverzögerungen), die ihn in der gleichen Weise beeinflussen, wie sie den Quellensignal-DTO beeinflussen. Dies ist der Grund dafür, dass der Referenzsignal-DTO ebenfalls gemessen wird. Der $TDOA_u$ wird über die folgende Beziehung auf die gemessenen DTO-Werte bezogen:

$$TDOA_u = \tau - \tau_{ref} + \frac{(l_1^u - l_2^u)_{ref}}{c} = \tau - \tau_{ref} + \frac{(l_1^d - l_2^d)_{ref}}{c}, \quad (8)$$

wobei c die Lichtgeschwindigkeit ist und das tiefgestellte "ref" in (8) die Pfade zwischen den Satelliten und den

empfangenden Bodenterminals, über die das Referenzsignal geht, angibt. Das DFO-v ist der Unterschied bezüglich der Frequenz zwischen zwei empfangenen Signalen. Es kann hinsichtlich der Kinematik des Quellen/Satelliten/Empfänger-Systems durch Verwendung der allgemeinen Beziehung zwischen Doppler-Effekt, Geschwindigkeit und Änderungsrate der Zeitverzögerung ausgedrückt werden, die für Satelliten-Uplinks wie folgt, beispielhaft dargestellt ist:

$$\Delta v_{1u} = \frac{d}{dt} \phi_{1u} = -\frac{d}{dt} \left(\frac{l_1^u}{\lambda_u} \right) = \frac{v_{1u}}{\lambda_u} = -\frac{c}{\lambda_u} \frac{d}{dt} \tau_{1u}, \quad (9)$$

wobei Δv_{1u} die Doppler-Verschiebung bezüglich der Frequenz ist, die auf dem Uplink-Pfad l_1^u zum Satelliten **14** auftritt, und τ_{1u} die Phase und λ_u die Wellenlänge eines Signals (bei seiner Mittenfrequenz), wie es bei Uplink an dem Satelliten **14** oder **16** empfangen wird, sind. Ähnliche Ausdrücke für weitere System-Uplinks und -Downlinks sind durch Veränderung der Indizes erlangbar.

[0060] Der unbekannte Signal-DFO ist gegeben durch:

$$\text{DFO} \equiv v = -\frac{c}{\lambda_u} \left[\frac{d}{dt} \tau_{1u} - \frac{d}{dt} \tau_{2u} \right] - \frac{c}{\lambda_d} \left[\frac{d}{dt} \tau_{1d} - \frac{d}{dt} \tau_{2d} \right] + \text{bias}, \quad (10)$$

wobei λ_u und λ_d die Freiraumwellenlängen der Uplink- bzw. Downlink-Signale bei ihren Mittenfrequenzen sind und infolge der Frequenzverschiebung durch die Drehung des Satelliten und des Satellitenpositionsfehlers ein systematischer Fehler (bias) entsteht.

[0061] Der Referenzsignal-DFO ist ähnlich gegeben durch:

$$\begin{aligned} \text{DFO}_{\text{ref}} \equiv v_{\text{ref}} = & -\frac{c}{\lambda_{u,\text{ref}}} \left[\frac{d}{dt} \tau_{1u} - \frac{d}{dt} \tau_{2u} \right]_{\text{ref}} \\ & - \frac{c}{\lambda_{d,\text{ref}}} \left[\frac{d}{dt} \tau_{1d} - \frac{d}{dt} \tau_{2d} \right]_{\text{ref}} + \text{bias}, \end{aligned} \quad (11)$$

[0062] Das Subtrahieren von (11) von (10) hebt den systematischen Fehler, der in beiden Gleichungen derselbe ist, auf und ergibt den folgenden Ausdruck für den Uplink-Ankunftsfrequenzunterschied FDOA_u :

$$\begin{aligned} \text{FDOA}_u = v - v_{\text{ref}} + & \frac{c}{\lambda_d} \left[\frac{d}{dt} \tau_{1d} - \frac{d}{dt} \tau_{2d} \right] \\ & - \frac{c}{\lambda_{u,\text{ref}}} \left[\frac{d}{dt} \tau_{1u} - \frac{d}{dt} \tau_{2u} \right]_{\text{ref}} - \frac{c}{\lambda_{d,\text{ref}}} \left[\frac{d}{dt} \tau_{1d} - \frac{d}{dt} \tau_{2d} \right]_{\text{ref}}, \end{aligned} \quad (12)$$

wobei die letzten drei Terme aus der Systemgeometrie bekannt sind und die ersten zwei Terme der unbekannte DFO und der Referenz-DFO sind, die durch das oben beschriebene Bestimmen des CCF-Maximums gemessen werden. Eine weitere Messgröße, der Versatz der differentiellen Frequenzrate ($\text{DFRO} = 2b_2$), wird ebenfalls bestimmt, wobei dies der Unterschied ist zwischen den Doppler-Raten (DFO-Änderungsrate) von Signalen, gemessen längs jeweiliger Pfade von der Quelle **10** über die Satelliten-Auffangplattformen **14** und **16** zu den terrestrischen Auffangstationen **18**, wie in [Fig. 2](#) gezeigt ist. Sie kann verwendet werden, um einen Parameter zu bilden, der als differentielle Uplink-Ankunfts-Doppler-Rate (DDROA_u), die die Beschleunigungseffekte des Quellen/Satelliten/Empfänger-Systems nutzt, bekannt ist. Die DDROA_u ist der Unterschied der Doppler-Raten, gemessen längs der Pfade von der unbekannten Quelle **10** zu der Satelliten-Auffangplattform **14** und **16**. Sie ist für die Lokalisierung von beweglichen Quellen nützlich. Die DDROA kann durch direkte Differentiation von (12) wie folgt durch Terme des DFRO ausgedrückt werden:

$$\text{DDROA}_u = \text{DFRO} - \text{DFRO}_{\text{ref}} + \frac{c}{\lambda_d} \left[\frac{d^2}{dt^2} \tau_{1d} - \frac{d^2}{dt^2} \tau_{2d} \right] - \frac{c}{\lambda_{u,\text{ref}}} \left[\frac{d^2}{dt^2} \tau_{1u} - \frac{d^2}{dt^2} \tau_{2u} \right]_{\text{ref}} - \frac{c}{\lambda_{d,\text{ref}}} \left[\frac{d^2}{dt^2} \tau_{1d} - \frac{d^2}{dt^2} \tau_{2d} \right]_{\text{ref}}, \quad (13)$$

[0063] Der Uplink-TDOA (TDOA_u wie in (8)) und der Uplink-FDOA (FDOA_u wie in (12)) werden wie in der veröffentlichten internationalen Anmeldung Nr. WO 97/11383 des Standes der Technik in dem Prozess der Emitterpositionslokalisierung von stationären HF-Quellen (auf der Erdoberfläche) verwendet. In diesem besonderen Fall wird die DDROA_u nicht explizit verwendet. Jedoch wird auch dann, wenn dies der Fall ist, die Auswirkung der Satellitenbeschleunigung, die Ursache der DDROA_u ist, in der CCF wie oben beschrieben durch Verwendung von Testwerten des Parameters b_2 entgegengewirkt, wie früher beschrieben worden ist. Dieser Parameter muss bei der Bewertung der CCF auch dann, wenn er bei der Lokalisierung der Quelle **10** nicht weiter benötigt wird, verwendet werden. Der Grund dafür ist, dass das Problem bei der HF-Emitterlokalisierung zwei Teile hat. Der erste ist die Erfassung des Scheitelwerts der CCF, und der zweite ist das Beziehen des Scheitelwerts der CCF auf eine Position auf der Erdoberfläche. Die erste Phase ist gegenüber Auswirkungen der Satellitenbewegung empfindlich, wobei b_2 als Kompensationsparameter, zusätzlich zu jenen, die im Stand der Technik verwendet werden, (τ_0 und b_1), erforderlich ist.

[0064] Die Quelle **10** wird anhand der durch geometrische Verfahren im Stand der Technik bestimmten TDOA_u - und FDOA_u -Werte an der Erdoberfläche lokalisiert. Zuerst werden die Parameter τ_0 , b_1 und b_2 für das unbekannte Signal und das Referenzsignal erhalten, indem wie oben beschrieben die CCF in Gleichung (2) maximiert wird. Die Werte von b_1 , $b_{1,\text{ref}}$, b_2 und $b_{2,\text{ref}}$ werden verwendet, um die Signal- und Referenz-DFO-Werte durch Einfügung in Gleichung (3) bei auf null gesetzter Zeit t zu bestimmen. Dies setzt DFO auf seinen Momentanwert bei Beginn der Datensammlung – wobei es zweckmäßig, jedoch nicht wesentlich ist, DFO auf den Wert zu diesem Zeitpunkt zu korrigieren.

[0065] Die Werte von v und v_{ref} werden in die Gleichung (12) eingesetzt, um FDOA_u zu bestimmen. Wiederum wird hierbei die Zeit t auf null gesetzt; eine Folge davon ist, dass der Ort der Quelle **10** anhand von Satelliten-Ephemeridendaten (momentane Positionen im Raum), die der Zeit bei Beginn der Abtastung zugeordnet sind, bestimmt wird.

[0066] TDOA_u wird mit c , der Lichtgeschwindigkeit, multipliziert, um eine differentiellen Schrägentfernung (DSR) zu ergeben, wobei dies der Unterschied zwischen den zwei Signalpfadlängen von einer Sendestation, d. h. entweder dem Referenzsenderort **18A/18B** oder der unbekannten Quelle **10**, zu den Signal-Relaisatelliten **14** und **16** ist. FDOA_u wird mit λ_u , der Signalwellenlänge in dem Uplink-Pfad, multipliziert, um die Rate der differentiellen Schrägentfernung (DSRR) oder zeitliche Rate der Änderung von DSR zu ergeben. Die internationale Patentanmeldung Nr. PCT/GB95/02211 unter dem Patent-Zusammenarbeitsvertrag, veröffentlicht als WO 97/11383, beschreibt ausführlich, wie die Quelle **10** auf der Erdoberfläche aus DSR- und DSRR-Werten unter Einschlagen eines Taylor-Expansion-Lösungswegs lokalisiert wird, was hier nicht beschrieben wird.

[0067] Lediglich dem zeitvarianten DFO entgegenzuwirken, ist für die Verwendung mit zwei geostationären Satelliten-(GEOsat)-Relaisstationen, wenn große Probemengen erforderlich sind, hinreichend. Es Die CCF wird in die Frequenzdimension fokussiert. Die Auswirkungen sind aus den [Fig. 4](#) und [Fig. 5](#) erkennbar; [Fig. 4](#) zeigt die mittels der Mehrdeutigkeitsfunktion im Stand der Technik nach Gleichung (1) erzielten Ergebnisse, während [Fig. 5](#) die erfindungsgemäß mittels der komplexen Korrelationsfunktion oder CCF nach Gleichung (2) erzielten Ergebnisse zeigt. In beiden Fällen wurden die gleichen Datenmengen, die mittels zweier geostationärer Satelliten erhalten wurden, verwendet. Um Patentvorschriften zu erfüllen, wurden diese Abbildungen durch Abtastung von Farbabzügen, in denen die Farbe den Größenwert angab, erzeugt, weshalb sie nicht hochgenau sind. Sie liefern jedoch eine zuverlässige Angabe der Vorteile, die durch Anwendung der Erfindung erzielt werden können.

[0068] [Fig. 4](#) ist eine pseudo-dreidimensionale Ansicht der komplexen Mehrdeutigkeitsfunktion im Stand der Technik nach Gleichung (1), die über DTO und DFO aufgezeichnet worden ist. Alles was zu sehen ist, ist Rauschen. [Fig. 5](#) ist eine ähnliche Aufzeichnung der komplexen Korrelationsfunktion nach Gleichung (2) in Übereinstimmung mit der Erfindung. In [Fig. 5](#) ist ein spitzes Korrelationsmaximum **50** vollständig aufgelöst und ragt weit über das Rauschen bei **52** hinaus.

[0069] In [Fig. 6](#) ist die Auswirkung der Satellitenbewegung nochmals in einer Aufzeichnung des quadrierten CCF-Betrags oder der CCF-Leistung über der Frequenz gezeigt. Es sollte einen einzigen CCF-Scheitelwert bei dem DFO von $-820,38$ geben, jedoch gibt es stattdessen ein über mehr als 16 Hz ausgebreitetes Plateau **60**. Dies steht im Gegensatz zu [Fig. 7](#), in der die DFO-Veränderung kompensiert worden ist, was einen gut aufgelösten Scheitelwert **70** ergibt.

[0070] Es kann erforderlich sein, für die Geolokalisierung sich schnell bewegende Relaisplattformen, z. B. Satelliten für Luftfahrzeuge auf einer mittleren Erdumlaufbahn (MEOSat), Satelliten für Luftfahrzeuge auf einer niedrigen Erdumlaufbahn (LEOSat) oder Kombinationen von diesen mit geostationären Satelliten (GEOSat) zu verwenden. Falls dem so ist, muss die CCF außerdem in die Zeitdimension fokussiert werden, um die Zeitdilatation zu kompensieren. Dies ist erforderlich, um eine Zeitverzögerung τ_0 , die sich im Verlauf der Datensammlung für die Messung spürbar ändert, zu kompensieren.

[0071] Die CCF nach Gleichung (2) kompensiert lediglich die DFO-Veränderung in dem Abtastintervall T . Sie kompensiert nicht die Zeitdilatation, d. h. die DTO-Veränderung in diesem Intervall. Der DTO-Veränderung wird durch periodische Vervielfältigung oder Ausschneidung von Abtastwerten, um Abtastwerte in einer Datenmenge (z_1 oder p_1), die mit jenen in der zugeordneten Datenmenge (z_2 oder p_2) nicht in Einklang sind, auszugleichen, entgegengewirkt. Für eine Messung mittels zweier Satelliten, eines geostationären und eines auf einer niedrigen Erdumlaufbahn, könnte dies das Einfügen oder Beseitigen eines Abtastwerts aus jeweils einigen Hunderten in einer Datenmenge mit Abtastwerten in der Größenordnung von einer Million beinhalten. Außerdem ist eine Phasenkorrektur erforderlich, die im Anschluss an eine Einfügung oder Ausschneidung auf alle Abtastwerte in einer Datenmenge einschließlich des eingefügten Abtastwerts, falls dies der Fall ist, angewendet wird. Aufeinander folgende Phasenkorrekturen akkumulieren sich, wobei jede ab dem Einfügings- oder Ausschneidungspunkt über die nachfolgenden Abtastwerte in der Datenmenge hinweg angewendet wird.

[0072] Die Zeitpunkte der Abtastwerteinstellungen, Abtastwerteinfügungen und Abtastwertausschneidungen werden anhand der für das Auftreten eines Abtastwertschlupfs aufgebrauchten Zeit bestimmt. Ein Schlupf tritt auf, wenn sich der Wert der Zeitdilatation um einen Betrag ändert, der gleich dem Abtastintervall an dem ADC ist. Die Zeit bis zum m -ten Schlupf (Gesamt-Zeitdilatation von m Abtastintervallen) wird nach einem von zwei Lösungswegen geschätzt: entweder (a) anhand der Streuung oder Weite der Mehrdeutigkeitsfläche in der Zeitrichtung über das Abtastintervall oder (b) aus der Verwendung der aus der oben beschriebenen Maximierung der CFF erhaltenen Parameter τ_0 , b_1 , b_2 .

[0073] Nach dem Lösungsweg (a) wählt der Korrelationsprozessor Abtastwerte für die Beseitigung aus einer Menge von Abtastwerten oder für die Vervielfältigung in einer solchen auf der Grundlage der Streuung der Zeitdimension der komplexen Korrelationsfunktion über ein Intervall, in dem die Datenmenge erhalten wird, aus. Falls ohne Zeitdilationskompensation ein CFF-Scheitelwert aus den Daten erhalten werden kann, wird die Anzahl von Zeitintervallen Δt , über die die Korrelation ausgebreitet oder gestreut wird, geschätzt. Für eine Streuung von K Zeitintervallen beträgt die Anzahl von Abtastwerten zwischen Einstellpositionen (aufeinander folgendes Abtastwertschlupfen) der Datenmenge N/K , wobei N die Anzahl von Abtastwerten in der Datenmenge ist. Die Datenmenge z_1 oder z_2 (siehe Gleichung (2)), die für die Einstellung gewählt wird, ist eine Sache der Zweckmäßigkeit der Implementierung und daher im Prinzip beliebig; wenn z. B. z_1 einem durch Zeitdilatation expandierten Signal entspricht, kann dieses zur Korrektur durch Abtastwertbeseitigung kontrahiert werden oder kann zur Abstimmung z_2 expandiert werden. Die ausgewählte Datenmenge wird je nachdem, welche der zwei Datenmengen zur Einstellung ausgewählt wird, und außerdem je nachdem, ob die Zeitdilatation als positiv oder negativ bestimmt wird, kontrahiert oder expandiert werden; falls z_1 ausgewählt wird, wird sie expandiert, wenn die Zeitdilatation negativ ist, was einer negativen Änderungsrate von DTO entspricht.

[0074] Nach dem alternativen Lösungsweg (b) wählt der Korrelationsprozessor **30** Abtastwerte zur Beseitigung oder Vervielfältigung auf der Grundlage der folgenden Gleichung aus, die eine aus der Satellitenbewegung hergeleitete Approximation und bezüglich der Zeit quadratisch ist:

$$\tau_m = -\lambda/cb_1 t_m - \lambda/cb_2 t_m^2 = m\Delta t, \quad (14)$$

wobei t_m die Zeit vom Beginn der Abtastung bis zu dem m -ten vervielfältigten oder beseitigten Abtastwert ist, τ_m die gesamte, bis zu t_m erfahrene Zeitdilatation ist, m die Anzahl von Abtastintervallen ist, die, um der Zeitdilatation entgegenzuwirken, beseitigt oder eingefügt werden, Δt das Abtastintervall (Zeit zwischen aufeinander folgenden ADC-Stichproben) ist und λ die Wellenlänge bei der Mittenfrequenz des Signalabtastbandes vor irgendeiner Frequenz-Abwärtsumsetzung an einem Empfänger **18** ist. Der Parameter b_1 ist ein Schätzwert der zeit-invarianten Komponente des DFO- b_1 mit einem systematischen Fehler (bedingt durch eine Frequenzän-

derung infolge der Drehung des Satelliten), der mittels eines aus dem Referenzsignal abgeleiteten Schätzwerts korrigiert wird. b_1' kann alternativ ein weiterer Parameter sein, der beim Maximieren des Betrags der CCF in Schritten verändert wird. Es ist auch möglich, b_2 in dem obigen Ausdruck als unabhängigen Parameter, der in Schritten verändert wird, zu nutzen und dadurch die Zeitdilatation und die zeitliche Änderung des DFO zu trennen.

[0075] Falls die Auswirkungen der Satellitenbewegung nicht zu schlimm sind, ist es möglich, den quadratischen zweiten Term in Gleichung (14) mit t_m^2 wegzulassen und die sich ergebende lineare Korrektur anzuwenden.

[0076] Abtastwerte, denen ein weggelassener oder eingefügter Abtastwert vorausgeht, werden mit einem Phasenkorrekturfaktor P multipliziert, der alternativ gegeben ist durch:

$$P = e^{2\pi i f \Delta t} \text{ oder } P = e^{-2\pi i f \Delta t} \quad (15)$$

[0077] Der Exponent in dem Ausdruck für P ist je nachdem, ob der vorausgehende Abtastwert weggelassen oder eingefügt wird, positiv oder negativ; f ist die Mittenfrequenz des Signals aus den Abtastwerten nach der Abwärtsumsetzung für die Eingabe in einen Analog-Digital-Umsetzer, während Δt das Intervall zwischen aufeinander folgenden ADC-Abtastwerten ist. Das Abtastwerte-Signalband wird durch ein Anti-Aliasing-Tiefpassfilter festgelegt.

[0078] Bevor die Zeitdilationskompensation vorgenommen wird, wird der Betrag der CCF maximiert, um Näherungswerte für den DFO und die Parameter τ_0 , b_1 , b_2 zu erhalten, wie oben besprochen worden ist. Die Zeitdilationskompensation wird dann durch Einfügung oder Ausschneidung von Abtastwerten, wie es geeignet ist, und Phaseneinstellung in jeder der vier Datenmengen z_1 , z_2 , p_1 , p_2 ausgeführt, um kompensierte Äquivalente zu erzeugen. Die CCF wird dann wiederum unter Verwendung der so gebildeten kompensierten Datenmengen maximiert, um bessere Werte von DTO, DFO und, falls erforderlich, DFRO und DDROA zu liefern.

[0079] Der Prozess der Kompensation der Änderung sowohl der DFO-Bewegung als auch der Zeitdilatation lässt sich wie folgt zusammenfassen:

- (a) Erlangen von Anfangswerten für DFO und DTO durch alleinige Kompensation des sich verändernden DFO;
- (b) Kompensation der Zeitdilatation einer Datenmenge durch Verzögern/Vorverlegen (Verschieben) von Teilen davon in Bezug auf eine zugeordnete Datenmenge und Anwenden von Phasenkorrekturen; dies beinhaltet das Vervielfältigen/Löschen von Abtastwerten, wie es geeignet ist; und
- (c) Multiplizieren der Probemengen (im Sinne eines Skalarprodukts), um ein Maß für die Signalenergie zu erhalten und Parameterwerte zu verändern, um den Betrag der CCF zu maximieren, die allgemein gegeben ist durch:

$$CCF = [z_1^*]^T D^{-1} [z_2] \quad (16)$$

[0080] Da Rauschen von der Empfangseinrichtung enthalten ist, was die Signalenergie zu einer komplexen Größe macht (im mathematischen Sinne), wird der Betrag der CCF maximiert. Die T^{-1} - und D^{-1} -Notation wird verwendet, um eine Translationskompensation bzw. eine Frequenzverzerrungskompensation anzugeben, wobei die Hochstellungen die Umkehr von durch die Systemgeometrie und -kinematik eingeführten Effekten bezeichnen. Die Klammern $[]$ geben einen Vektor an, der die Signalabtastwerte enthält. Die Translation eines Relaisatelliten führt zu einer Zeitdilatation, da sie den Signalpfad und daher auch die zugeordnete Flugzeit verändert.

[0081] Beim Entwickeln allgemeiner Ausdrücke für den DTO und den DFO muss beachtet werden, dass die Optimierung der sich ergebenden CCF prozessor- oder rechenintensiver wird. Die hier beschriebene Approximation, die τ_0 , b_1 und b_2 verwendet, liegt im Bereich der Fähigkeiten gegenwärtiger Parallelprozessoren.

[0082] Es ist zweckmäßig, die Verzerrungskompensation durch eine DFO-Kompensation und eine getrennte DTO-Kompensation zu verkörpern, da durch diesen Lösungsweg eine schnelle Änderung der Phase beseitigt ist, was eine DTO-Dilatationskompensation hinterlässt, die auf einen Datenstrom einwirkt, ohne einer Interpolation zwischen Signalabtastwerten zu bedürfen.

[0083] In den [Fig. 8](#) bis [Fig. 11](#) sind die Auswirkungen des Entgegenwirkens einer DFO-Änderung und einer Zeitdilatation in Übereinstimmung mit der Erfindung graphisch dargestellt. Diese Abbildungen sind Aufzeich-

nungen von DTO über DFO, hergeleitet mittels simulierter Daten ohne wesentliches Rauschen. In [Fig. 8](#) verändert sich DFO mit DTO über einen Bereich **80**, der Fehlergrenzen enthält. [Fig. 9](#) zeigt die Auswirkung der Frequenzkompensation allein, d. h. des Entgegenwirkens einer Änderung von DFO. Es wird ein Bereich **90** erzeugt, der zu der DFO-Achse parallel ist, was angibt, dass DFO nun konstant ist. [Fig. 10](#) ist das Äquivalent zu [Fig. 9](#) für die Zeit- oder DTO-Kompensation allein und zeigt einen Bereich **100** konstanten DTO. Die Kombination beider Prozeduren ist in [Fig. 11](#) gezeigt, die einen einzigen Scheitelwert konstanten DFO und konstanten DTO zeigt. Die Kompensation von DTO-Änderungen wurde durch alleiniges Verwenden des linearen Ausdrucks in Gleichung (14) ausgeführt.

[0084] Die [Fig. 12](#) bis [Fig. 14](#) zeigen graphisch die Auswirkung des Einführens von Rauschen. Mit Ausnahme des Rauschens betreffend wurden sie mittels derselben Daten wie in den [Fig. 8](#) bis [Fig. 11](#) erzeugt und würden bei fehlendem Rauschen genau dieselben Merkmale aufweisen. Es ist zu erkennen, dass DTO und DFO in den [Fig. 12](#) und [Fig. 13](#), sowohl ohne Kompensation ([Fig. 12](#)) als auch mit Kompensation lediglich der Frequenzverzerrung oder lediglich der Zeitverzerrung ([Fig. 13](#)), nicht sichtbar sind, was zu gleichen Ergebnissen führt. [Fig. 14](#) enthält einen einzigen Scheitelwert **140**, der über dem umgebenden Rauschen wie etwa **142** deutlich wahrnehmbar ist; sie demonstriert, dass die Kompensation sowohl der Frequenzverzerrung als auch der Zeitverzerrung in Übereinstimmung mit der Erfindung zu DTO- und DFO-Werten führt, die trotz der Gegenwart von Rauschen erlangbar sind.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Lokalisieren der Quelle eines unbekannten Signals, das von mehreren Signal-Relaisstationen empfangen wird, wobei das Verfahren die folgenden Schritte umfasst:

- (a) Anordnen mehrerer Empfänger (**18**), um Kopien des unbekannten Signals über entsprechende Signal-Relaisstationen (**14**, **16**) zu empfangen; und
- (b) Ausführen einer Korrelationsverarbeitung mit einer komplexen Korrelationsfunktion (CCF) an den Kopien, wobei in der Korrelationsverarbeitung eine durch die Bewegung der Relaisstation in Bezug auf die Quelle und die Empfänger bedingte zeitliche Änderung des differentiellen Frequenzversatzes (DFO) der Kopien wenigstens teilweise kompensiert wird;

dadurch gekennzeichnet, dass die Korrelationsverarbeitung im Schritt (b) an Datenmengen ausgeführt wird, deren Phase angepasst ist und die Abtastwerteinstellungen unterworfen werden, um einer Zeitdilatation, die aus der Bewegung der Relaisstation in Bezug auf die Quelle und die Empfänger entsteht, entgegenzuwirken.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Korrelationsverarbeitung im Schritt (b) das Einführen eines Test-Zeitversatzes zwischen den Kopien und das Bewerten ihrer Korrelation sowie die Iteration hiervon umfasst, um ein Korrelationsmaximum zu erhalten und um den differentiellen Zeitversatz (DTO) und/oder den DFO der Kopien abzuleiten.

3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Korrelationsverarbeitung im Schritt (b) mit einer CCF ausgeführt wird, die einen Exponenten einer Zeitfunktion enthält, dessen erster Term ein konstanter DFO-Wert ist und dessen zweiter Term ein Produkt aus der Zeit und einem konstanten Wert für die Rate der zeitlichen Änderung des DFO, d. h. ein konstanter Versatzwert der Rate der differentiellen Frequenz (DFRO), ist, wobei der Schritt (b) außerdem das Einführen eines Testwerts, der dem DFRO vor der Bewertung der Korrelation entspricht, und die Iteration eines Testwert-Typs für jeden der anderen Typen sowie die Bestimmung eines DFRO-Wertes, der geeignet ist, ein Korrelationsmaximum zu erhalten, umfasst.

4. Verfahren nach Anspruch 1, 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Korrelationsverarbeitung im Schritt (b) an Datenmengen ausgeführt wird, die einer Datenvervielfältigung oder -beseitigung unterworfen werden, um der Zeitdilatation entgegenzuwirken.

5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass Abtastwerte in einer oder in zwei Datenmengen, die korreliert werden sollen, hinsichtlich ihrer Phase an Abtastwerte, die einem beseitigten Abtastwert folgen und mit einem Phasenfaktor multipliziert sind, oder an Abtastwerte, die einen vervielfältigten, mit einem solchen Faktor multiplizierten Abtastwert enthalten und ihm folgen, angepasst sind, wobei der Phasenfaktor entweder $e^{2\pi i f \Delta t}$ oder $e^{-2\pi i f \Delta t}$ ist, je nachdem, welche der zwei Datenmengen angepasst ist und je nach Vorzeichen der zeitlichen Änderung des DTO, wobei f eine Signalband-Mittenfrequenz der Abtastwerte nach der Abwärtsumsetzung für die Abtastung ist und Δt ein Intervall zwischen aufeinander folgenden Abtastwerten ist.

6. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, dass Abtastwerte für die Beseitigung oder Vervielfältigung je nach Fall anhand der Streuung der Zeitdimension der Korrelationsfunktion über ein Intervall,

in dem die Abtastwerte enthalten sind, ausgewählt werden.

7. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Abtastwerte für die Beseitigung oder Vervielfältigung je nach Fall anhand wenigstens einer linearen Approximation an die folgende quadratische Gleichung für t_m ausgewählt werden:

$$\tau_m = -\lambda/cb_1 t_m - \lambda/cb_2 t_m^2 = m\Delta t$$

wobei t_m die Zeit bis zu dem m-ten vervielfältigten oder beseitigten Abtastwert ist, wobei m die Anzahl vervielfältigter oder beseitigter Abtastwerte bis zum Zeitpunkt t_m ist, τ_m die gesamte Zeitdilatation bis zur Zeit t_m ist, Δt das Zeitintervall zwischen aufeinander folgenden Abtastwerten ist und λ die Wellenlänge im freien Raum bei der Mittenfrequenz des Abtastbandes ist, b_1 ein Schätzwert des DFO bei Beginn der Abtastung ist, bei dem jeglicher systematischer Frequenzfehler korrigiert ist, und b_2 die halbe Rate der zeitlichen Änderung des DFO ist.

8. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Korrelationsfunktion eine komplexe Korrelationsfunktion ist, die mit CCF bezeichnet wird und gegeben ist durch:

$$CCF \equiv A(\tau_0, b_1, b_2) = \int_0^{\tau} z_1^*(t) z_2(t + \tau_0) e^{-2\pi i(b_1 + 2b_2 t)t} dt$$

wobei z_1 und z_2 Datenmengen sind, die zwei korrelierte Signale repräsentieren, das Sternchen (*) die Komplexkonjugierte von z_1 ist, T die Zeit ist, über die die Abtastwerte genommen werden, τ_0 eine Zeit ist und die CCF unter anderem durch Einsetzen von Testwerten von b_2 und von Versionen von z_1 und z_2 , die so beschaffen sind, dass sie hinzugefügte oder beseitigte Abtastwerte enthalten, um der Zeitdilatation entgegenzuwirken, maximiert wird.

9. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass nach jeder Iteration des Schrittes (b) das Produkt aus $z_1^*(t) z_2(t + \tau_0) \exp(-2\pi i b_2 t^2)$ einer Fourier-Transformation in den Frequenzbereich unterworfen wird, um für den DFO den Wert b_1 zu schaffen, der als Frequenzversatz erhalten werden kann, bei dem das CCF-Maximum auftritt.

10. Lokalisierungsvorrichtung zum Lokalisieren der Quelle (**10**) eines unbekannten Signals, das von mehreren Signal-Relaisstationen (**14**, **16**) empfangen wird, die umfasst:

(a) mehrere Empfänger (**18**), die Kopien des unbekannten Signals über entsprechende Signal-Relaisstationen (**14**, **16**) empfangen;

(b) einen Korrelationsprozessor (**30**), der die Kopien korreliert und ein Korrelationsmaximum erhält, das deren DTO und/oder deren DFO angibt, wobei der Korrelationsprozessor (**30**) so beschaffen ist, dass er eine Korrelation einer komplexen Korrelationsfunktion (CCF) ausführt, deren zeitliche Änderung des DFO aufgrund der Bewegung der Relaisstation in Bezug auf die Quelle und die Empfänger wenigstens teilweise kompensiert ist; dadurch gekennzeichnet, dass der Korrelationsprozessor (**30**) so beschaffen ist, dass er die Korrelation an Datenmengen ausführt, die hinsichtlich ihrer Phase angepasst sind und Abtastwerteinstellungen unterliegen, um der Zeitdilatation entgegenzuwirken, die aus der Bewegung der Relaisstation in Bezug auf die Quelle und die Empfänger entsteht.

11. Vorrichtung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass der Korrelationsprozessor (**30**) so beschaffen ist, dass er einen Test-Zeitversatz zwischen Kopien einführt, ihre Korrelation bewertet und diese Prozedur iteriert, um ein Korrelationsmaximum zu erhalten.

12. Vorrichtung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass der Korrelationsprozessor (**30**) so beschaffen ist, dass er eine CCF verwendet, die einen Exponenten einer Zeitfunktion enthält, deren erster Term ein konstanter DFO-Wert ist und deren zweiter Term ein Produkt aus der Zeit und einem konstanten Wert für die Rate der zeitlichen Änderung des DFO, d. h. ein konstanter Versatzwert der Rate der differentiellen Frequenz (DFRO), ist, wobei der Korrelationsprozessor (**30**) außerdem so beschaffen ist, dass er Testwerte für den DFRO einführt und die Korrelation für Paare von Testwerten des DTO und des DFRO iterativ bewertet, um einen DFRO-Wert zu bestimmen, der ermöglicht, dass ein Korrelationsmaximum erhalten wird.

13. Vorrichtung nach Anspruch 11 oder 12, dadurch gekennzeichnet, dass der Korrelationsprozessor (**30**) so beschaffen ist, dass er eine Korrelation an Datenmengen ausführt, die einer Datenvervielfältigung oder -beseitigung unterworfen werden, um einer Zeitdilatation entgegenzuwirken.

14. Vorrichtung nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass der Korrelationsprozessor (30) so beschaffen ist, dass er eine von zwei zu korrelierenden Mengen von Datenabtastwerten hinsichtlich ihrer Phase anpasst, indem er Abtastwerte, die einem beseitigten Abtastwert folgen, mit einem Phasenfaktor multipliziert oder einen kopierten Abtastwert und ihm folgende Abtastwerte mit einem solchen Faktor multipliziert, wobei der Phasenfaktor entweder $e^{2\pi i f \Delta t}$ oder $e^{-2\pi i f \Delta t}$ ist, je nachdem, welche der zwei Datenmengen angepasst wird und je nach Vorzeichen der zeitlichen DTO-Änderung, wobei f die Signalband-Mittenfrequenz der Abtastwerte nach der Abwärtsumsetzung für die Abtastung ist und Δt ein Intervall zwischen aufeinander folgenden Abtastwerten ist.

15. Vorrichtung nach Anspruch 13 oder 14, dadurch gekennzeichnet, dass der Korrelationsprozessor (30) so beschaffen ist, dass er Abtastwerte für die Beseitigung oder Vervielfältigung anhand der Streuung der zeitlichen Dimension der Korrelationsfunktion über ein Intervall, in dem die Abtastwerte erhalten wurden, auswählt.

16. Vorrichtung nach Anspruch 13 oder 14, dadurch gekennzeichnet, dass der Korrelationsprozessor (30) so beschaffen ist, dass er Abtastwerte für die Beseitigung und Vervielfältigung wenigstens anhand des linearen Ausdrucks der folgenden quadratischen Gleichung in t_m^2 auswählt:

$$\tau_m = -\lambda/cb_1 t_m - \lambda/cb_2 t_m^2 = m\Delta t$$

wobei t_m die Zeit vom Beginn der Abtastung bis zu dem m-ten vervielfältigten oder beseitigten Abtastwert ist, m die Anzahl vervielfältigter oder beseitigter Abtastwerte bis zur Zeit t_m ist, τ_m die gesamte Zeitdilatation bis zur Zeit t_m ist, Δt das Zeitintervall zwischen aufeinander folgenden Abtastwerten ist, λ die Wellenlänge im freien Raum bei der Mittenfrequenz des Abtastbandes ist, b_1 eine Schätzung des DFO bei Beginn der Abtastung ist, bei der jeder systematische Frequenzfehler korrigiert ist, und b_2 die halbe Rate der zeitlichen Änderung des DFO ist.

Es folgen 13 Blatt Zeichnungen

Fig.1

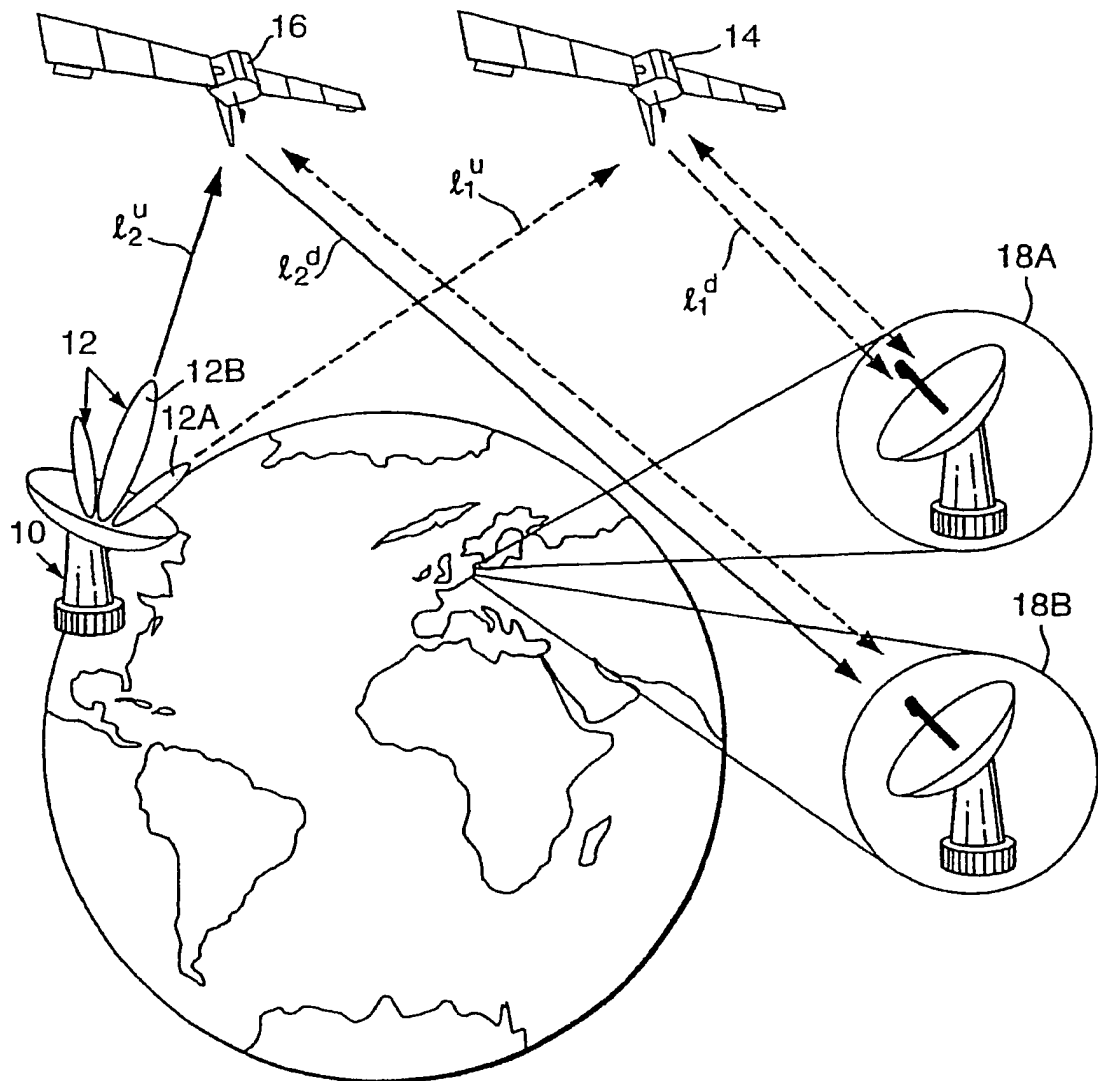


Fig.2

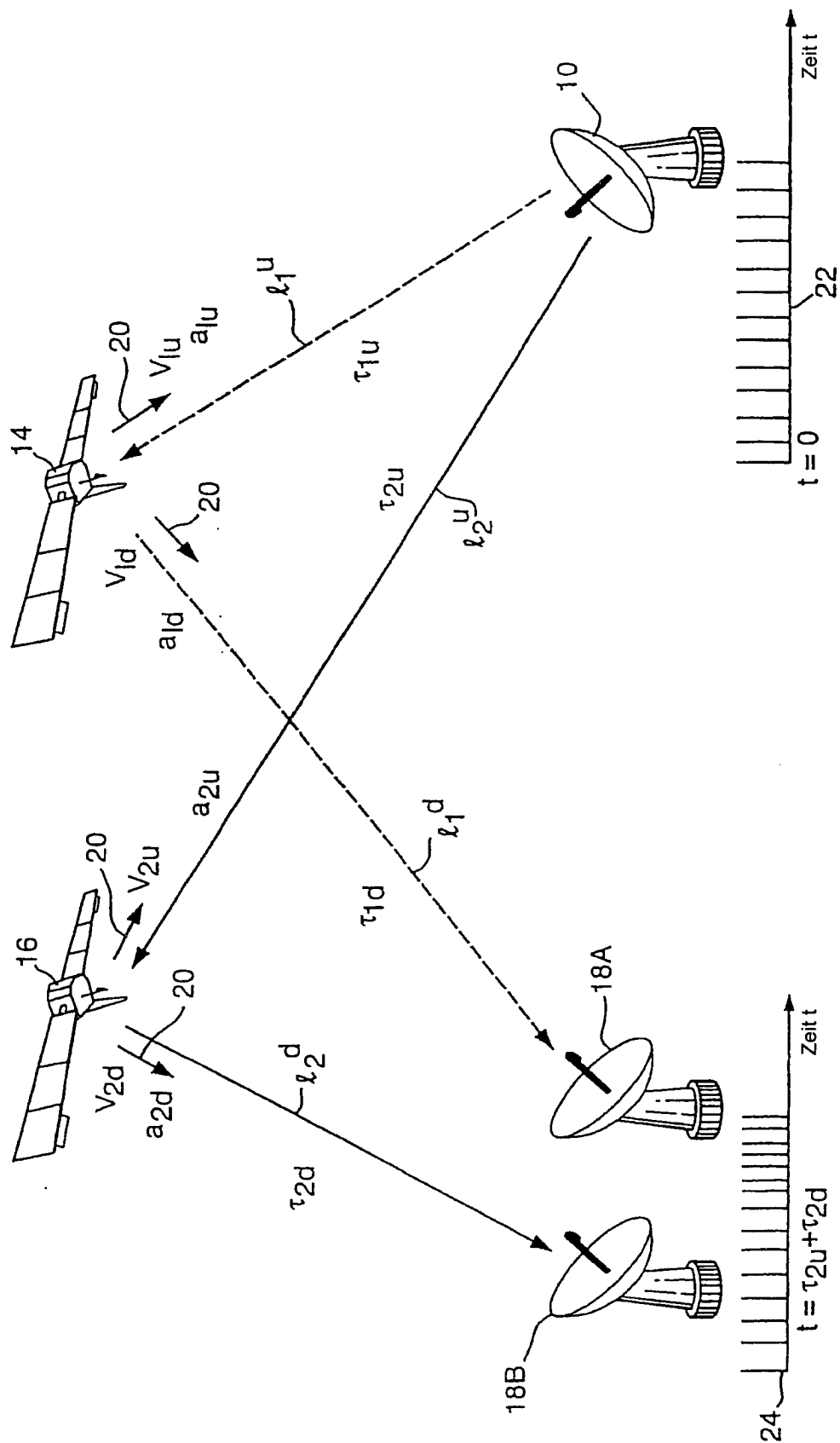


Fig. 3

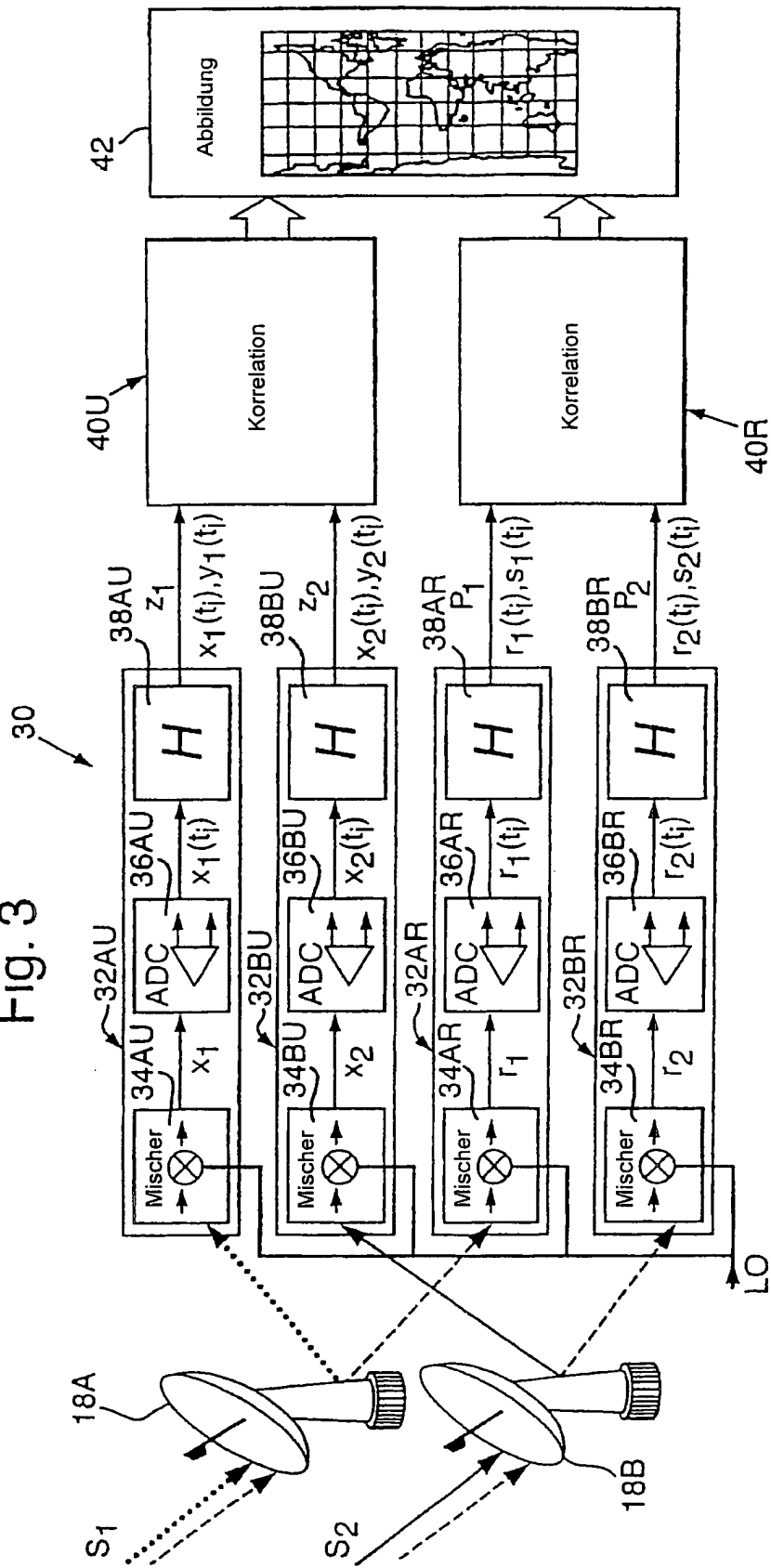


Fig. 4

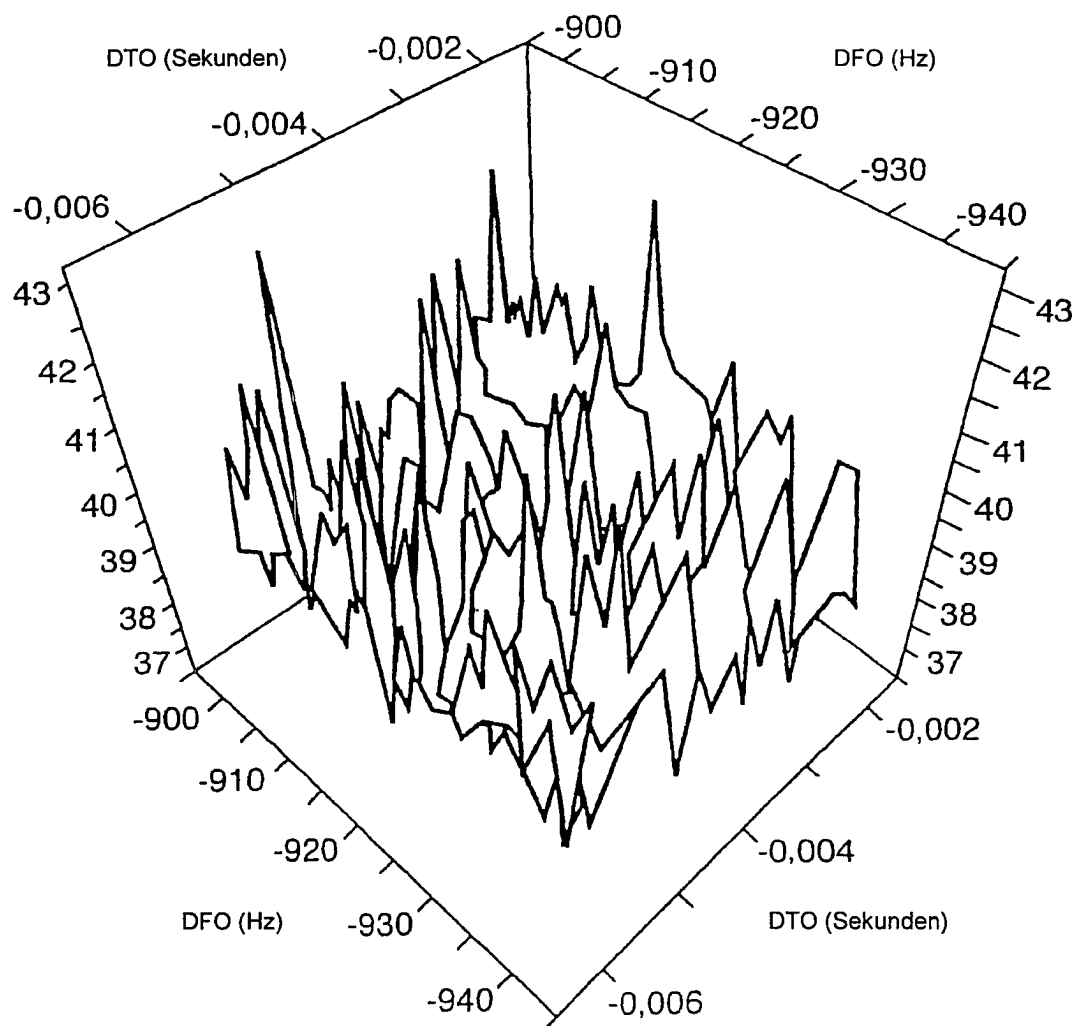


Fig. 5

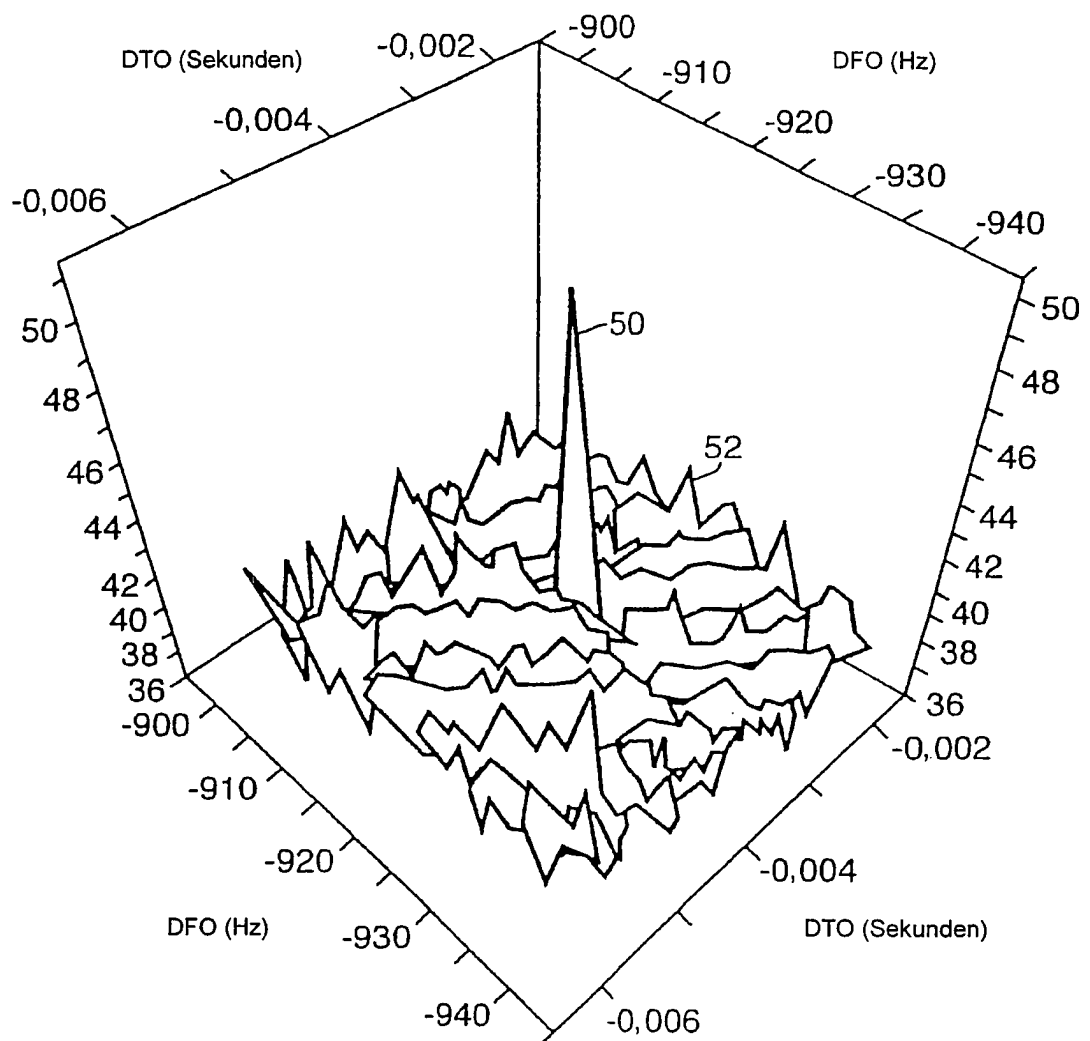


Fig. 6

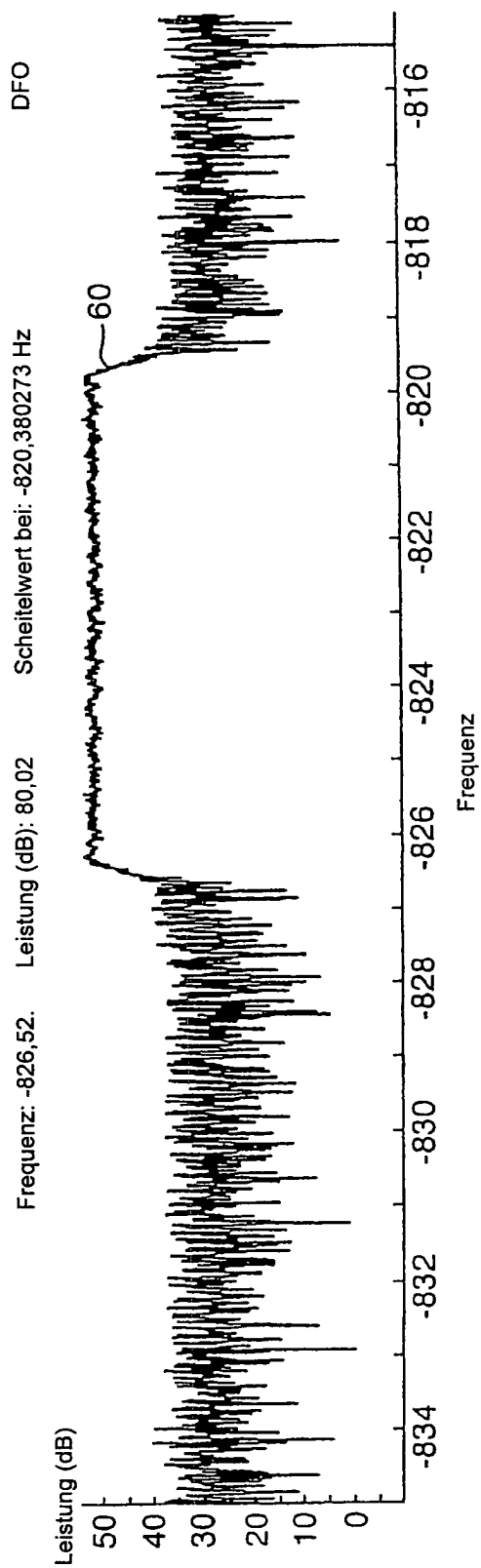


Fig. 7

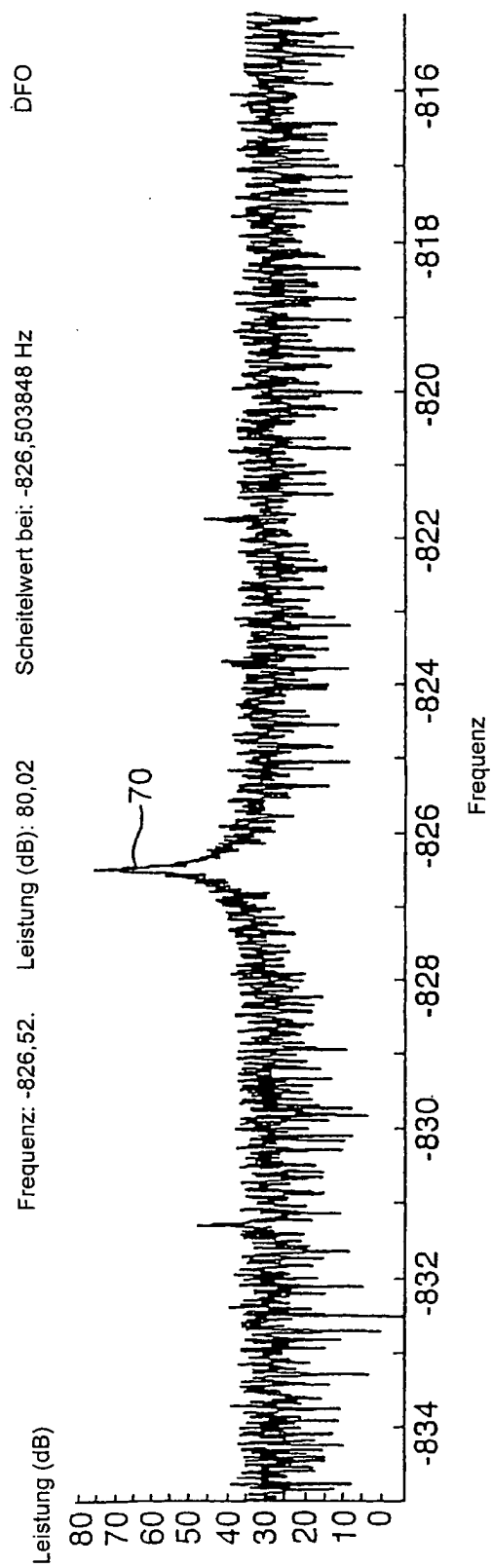


Fig. 8

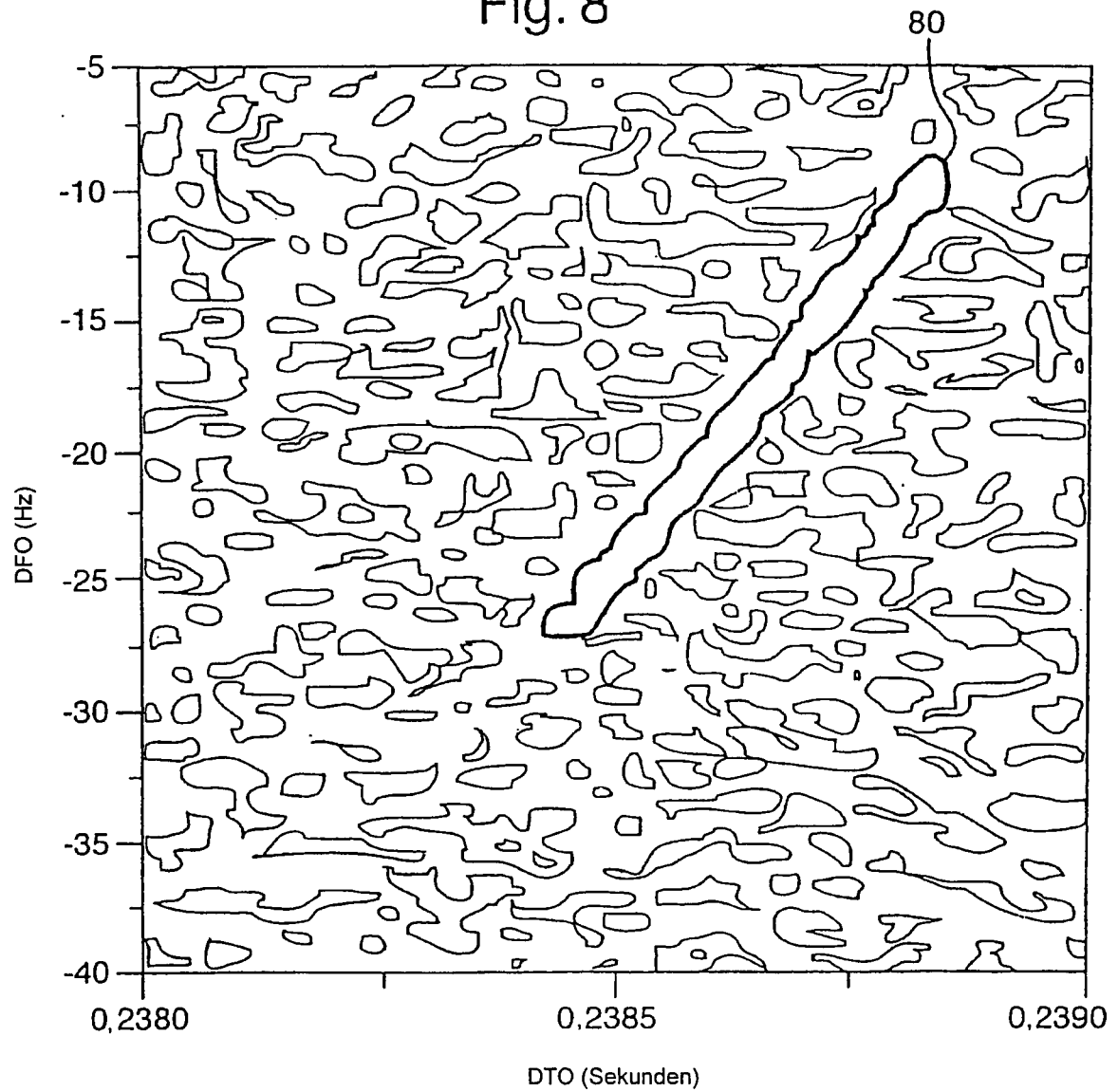


Fig. 9

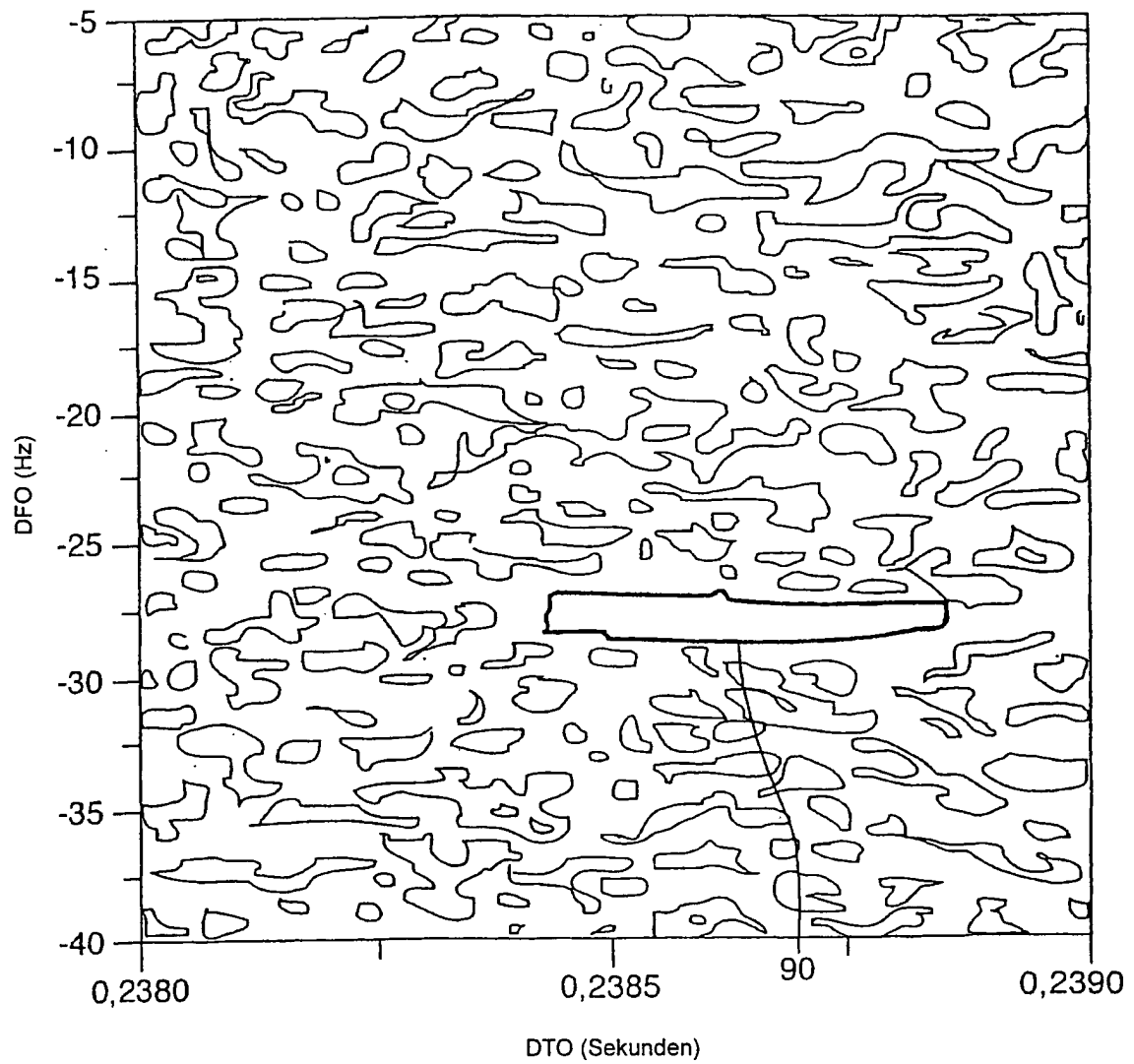


Fig. 10

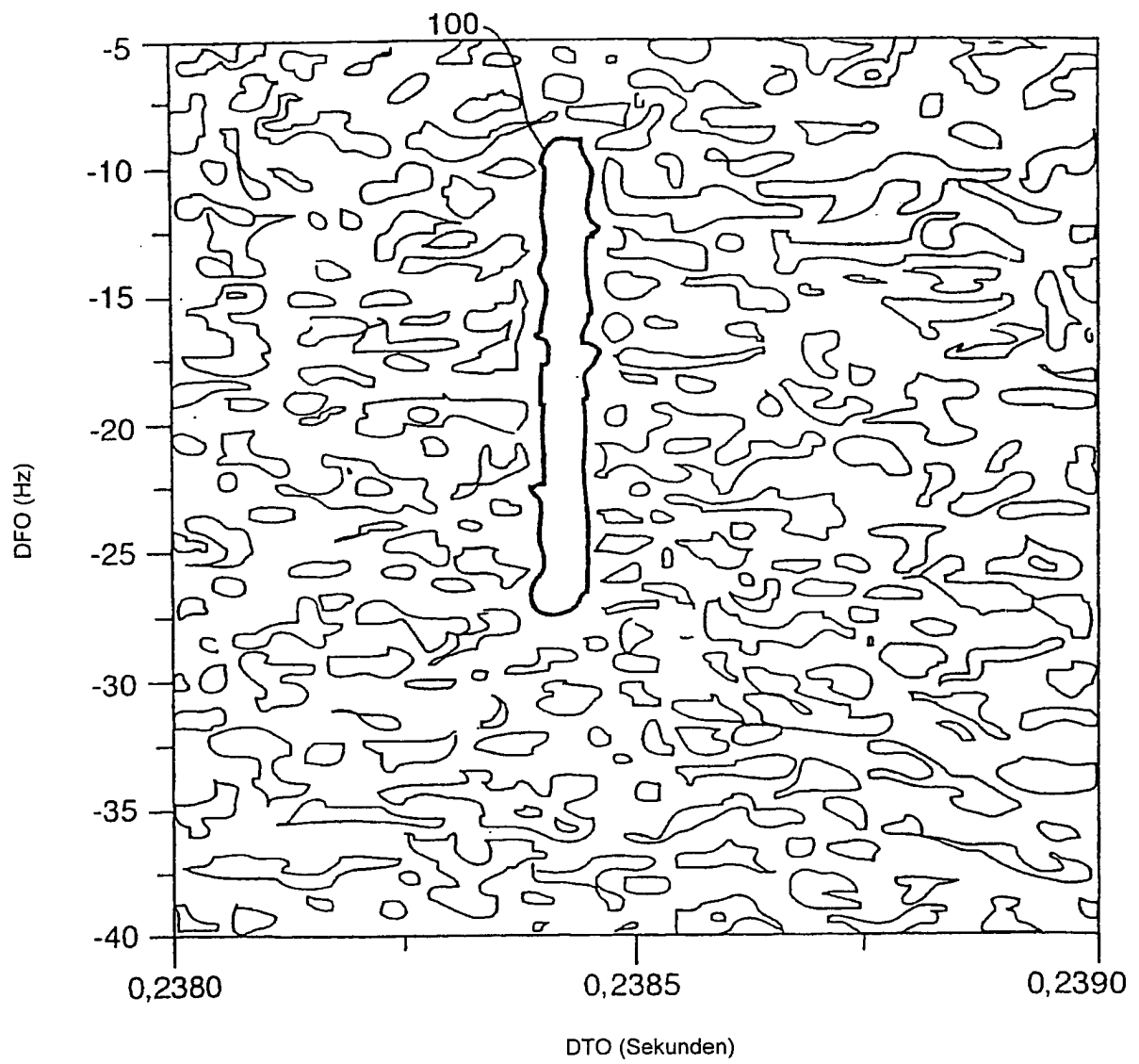


Fig. 11

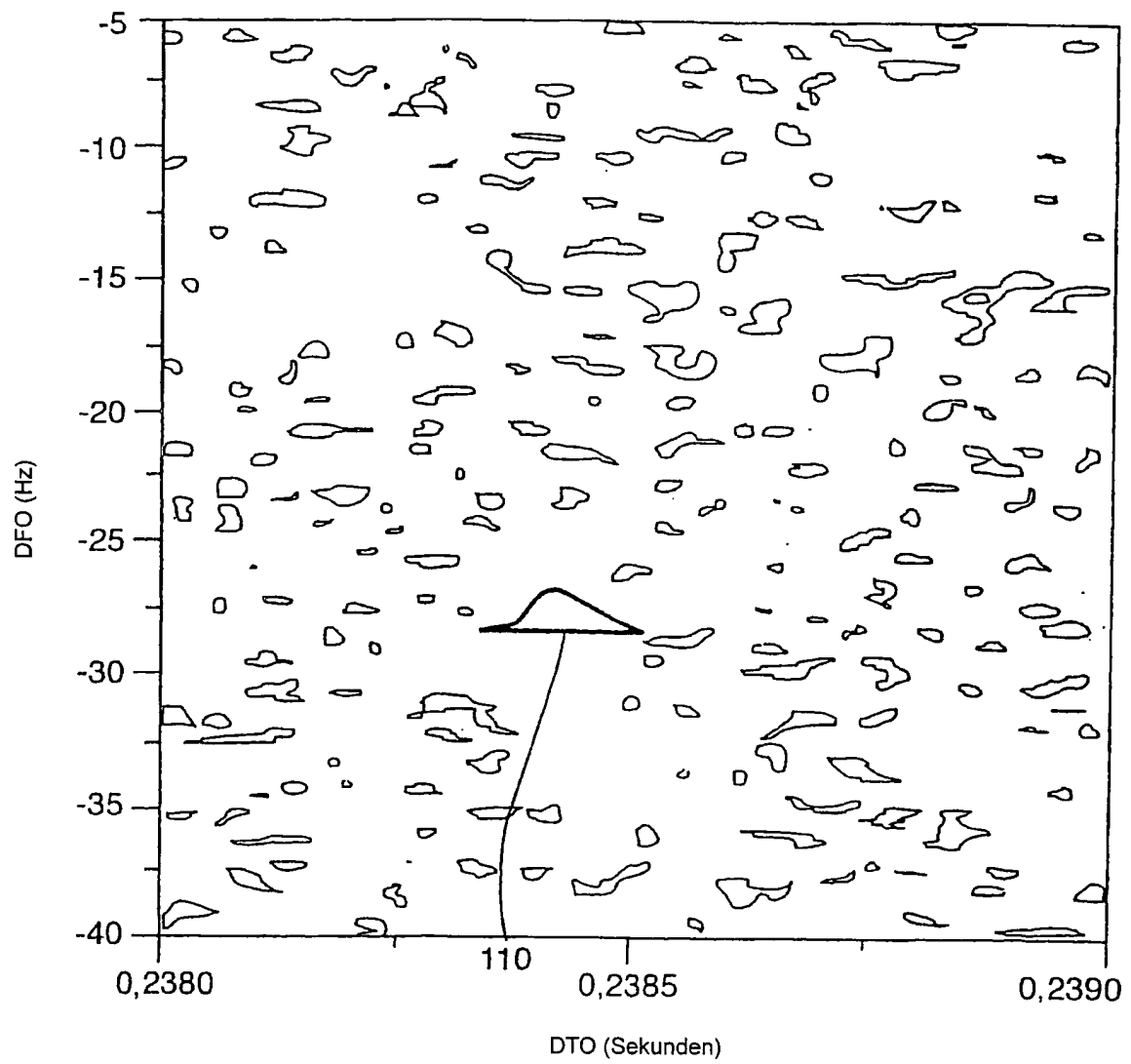


Fig. 12

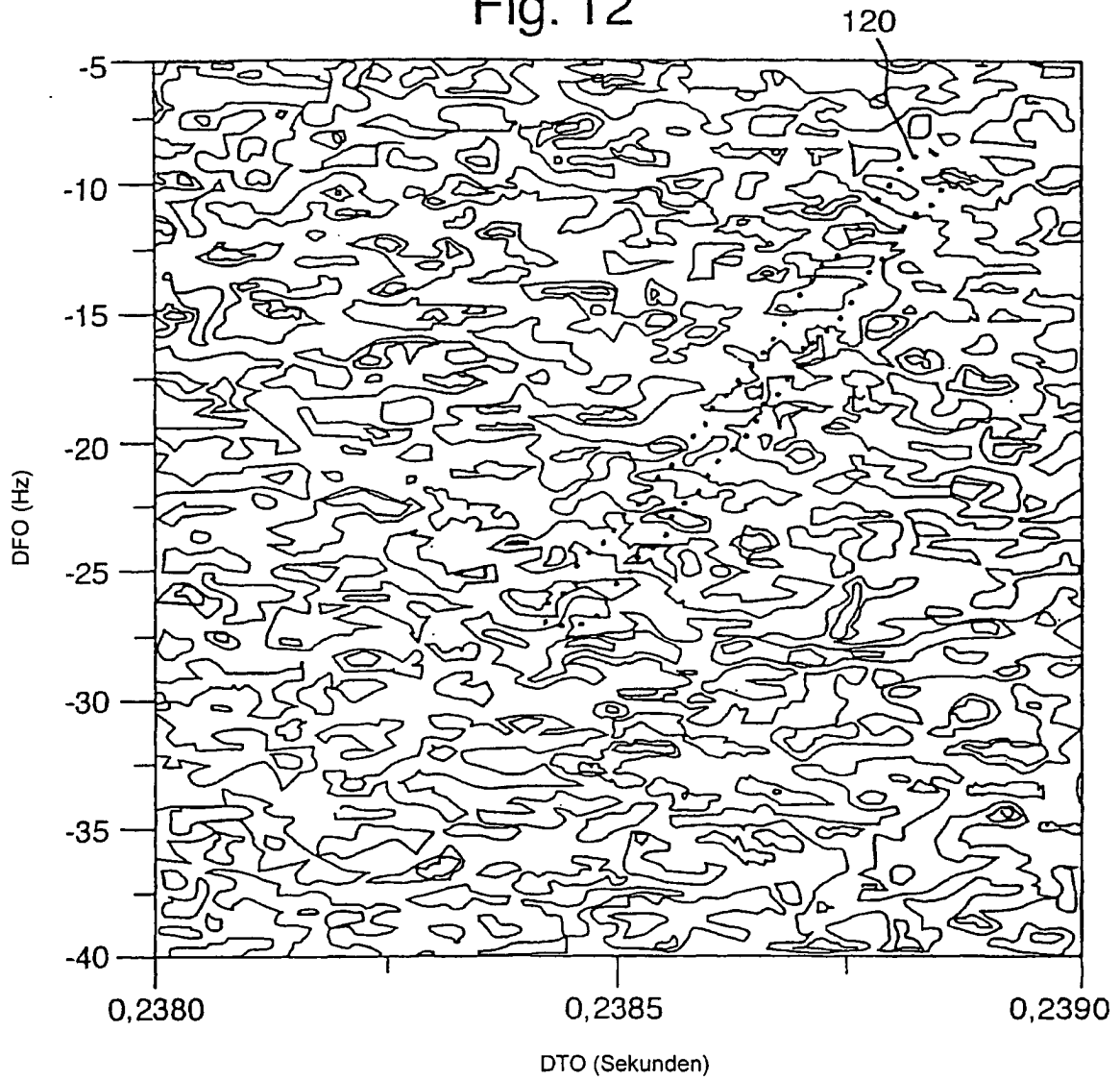


Fig. 13

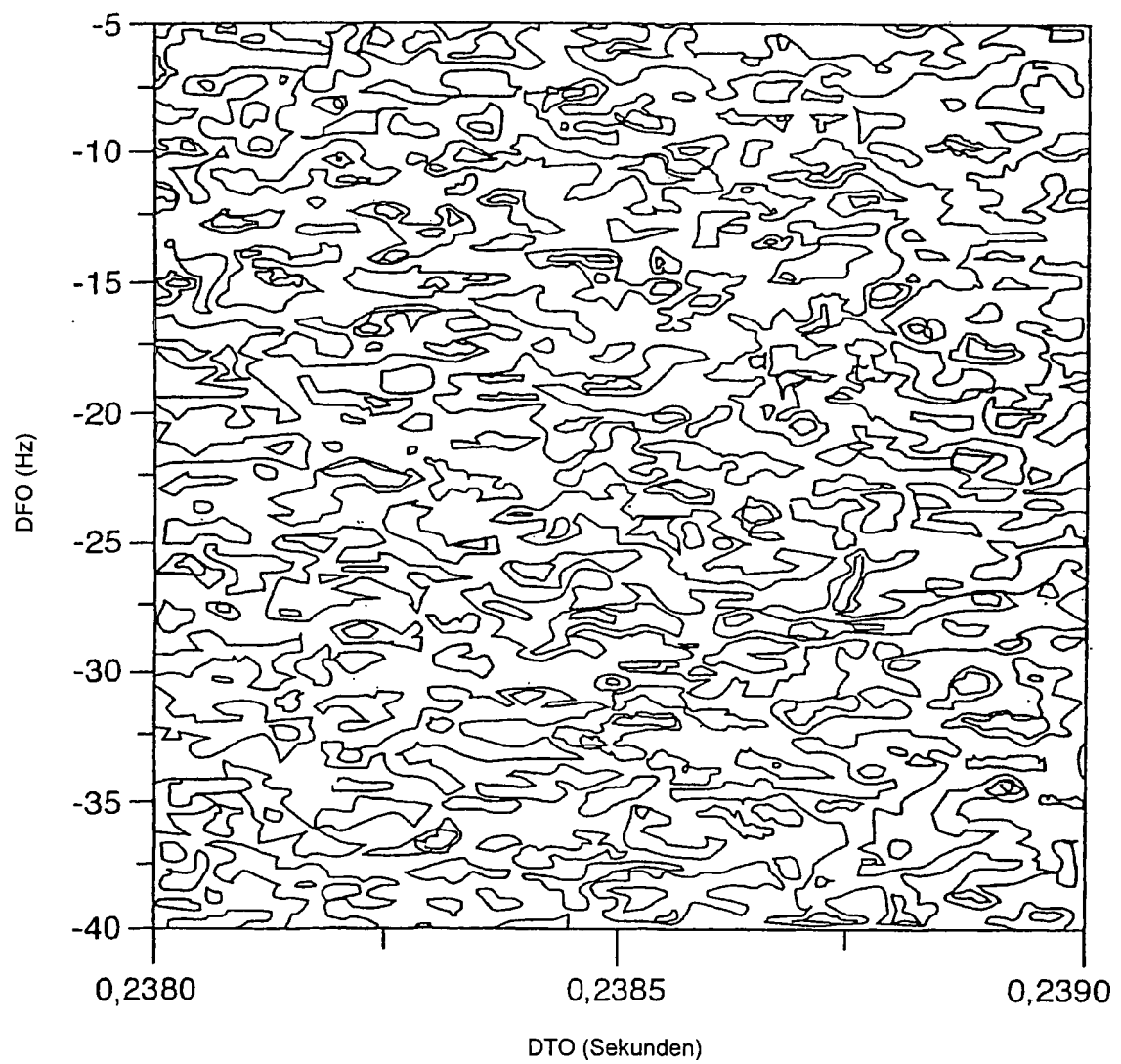


Fig. 14

