



(10) **DE 10 2011 102 340 B4** 2013.06.06

(12) **Patentschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2011 102 340.6**
 (22) Anmeldetag: **25.05.2011**
 (43) Offenlegungstag: **29.11.2012**
 (45) Veröffentlichungstag
 der Patenterteilung: **06.06.2013**

(51) Int Cl.: **G01S 19/25** (2011.01)
G01S 19/29 (2011.01)
G01S 19/30 (2011.01)
G01S 19/36 (2011.01)

Innerhalb von drei Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 1 Patentkostengesetz).

(73) Patentinhaber:
IFEN GmbH, 85586, Poing, DE

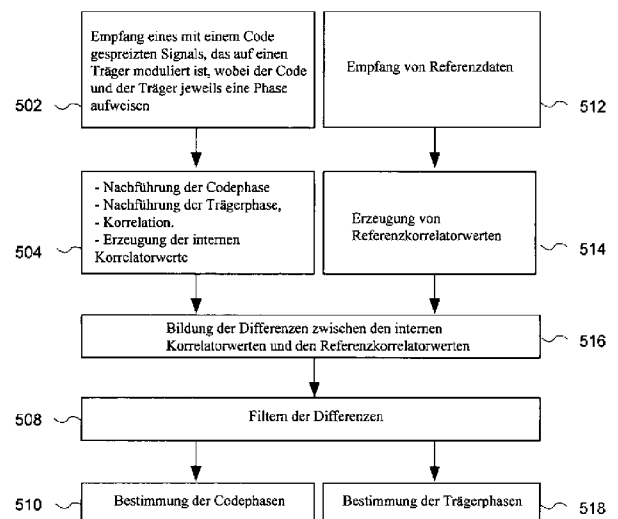
(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
 gezogene Druckschriften:

(72) Erfinder:
Pany, Thomas, Graz, AT

Stöber, C., Anghileri, M. et al, ipexSR: A Real-Time Multi-Frequency Software GNSS Receiver, IEEE Conferences, 2010, p.407-416

(54) Bezeichnung: **Verfahren zur Erhöhung der Signalenergie in einem Empfänger und Differenzkorrelator, Signalverarbeitungsanordnung und Signallaufzeitmesssystem dafür**

(57) Hauptanspruch: Verfahren zur Erhöhung der Signalenergie in einem Empfänger
 – wobei der Empfänger ein mit einem Code gespreiztes Signal empfängt, das auf einen Träger moduliert ist.
 – wobei der Code und der Träger jeweils eine Phase aufweisen,
 – wobei der Empfänger die Phase des Codes und die Phase des Trägers nachführt
 – wobei der Empfänger zur der Nachführung der Phase und zur Nachführung des Codes das empfangene Signal mit einem vordefinierten Code korreliert,
 – wobei beim Korrelieren interne Korrelatorwerte erzeugt werden
 dadurch gekennzeichnet, dass
 – der Empfänger zusätzlich Daten empfängt, aus denen der Empfänger Referenzkorrelatorwerte bildet,
 – der Empfänger Differenzen zwischen den internen Korrelatorwerten und Referenzkorrelatorwerten bildet



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Erhöhung der Signalenergie in einem Empfänger. Der Empfänger ist vorzugsweise ein Empfänger für Satellitennavigation. Bei dem Verfahren wird die verfügbare Signalenergie zur verbesserten Schätzung der relevanten Radionavigationsparameter wie der Trägerphase, Dopplerefrequenz und Pseudostrecke erhöht. Diese Parameter können somit auch bei stärkerer Abschattung des Signals zur Positionierung herangezogen werden. Dies wird durch Differenzbildung von Korrelatorwerten einer externen Quelle und intern erzeugter Korrelatorwerte erreicht.

[0002] Bei der Satellitennavigation ist problematisch, dass in der Regel eine direkte Sichtverbindung vom Empfänger zum Satelliten notwendig ist. Sowohl die Verfügbarkeit der direkten Sichtverbindung als auch ausbreitungsbedingte oder systembedingte Fehlerquellen führen dazu, dass die Position ungenau wird oder ein Signal erst gar nicht gefunden oder nachgeführt werden kann.

[0003] Wird z. B. das Signal reflektiert, wird die Position verfälscht. Hierzu gibt es Algorithmen, die versuchen, das direkte Signal herauszurechnen.

[0004] Wird das Signal, etwa durch starken Regen, Blätter oder gar Wände bzw. Decken in einem Gebäude abgeschattet, verliert der Empfänger das Signal und eine Position kann nicht mehr berechnet werden.

[0005] Hochempfindliche Empfänger versuchen z. B., diese Probleme durch lokale Sensoren (etwa durch inertielle Navigationssysteme INS (Inertial Navigation System)) zu beheben.

[0006] Die Technik, die bei hochempfindlichen GNSS (Global Navigation Satellite System) Empfängern Verwendung findet, konzentriert sich auf die Akquisition und Signalnachführung (im Englischen „Tracking“) bei schlechten Signal-zu-Rausch-Verhältnissen. Maßgeblich ist dabei die Dauer der kohärenten und nicht-kohärenten Integration bei der Korrelation zwischen dem empfangenen Signal und dem Referenzsignal.

[0007] Unter Korrelation wird in dieser Beschreibung das Vergleichen eines Referenzsignals, wie z. B. eines Codes oder eines Teils eines Signals mit einem empfangenen Signal, verstanden, wobei die Signale in der Regel zeitlich versetzt zueinander sind.

[0008] Die Integration kann digital beispielsweise durch Multiplikation mit einem Abtastintervall abgetasteter Werte des Signals mit einem gespeicherten Signal und Addition der Produkte innerhalb eines vordefinierten Integrations-Zeitintervalls erreicht werden. Basieren die Signale beispielsweise auf dem gleichen Pseudozufallscode und sind die Bitfolgen (Chips) der beiden Signale gleich lang, wird der Korrelatorwert maximal, sobald eine zeitliche Übereinstimmung der vorhanden ist. Der Korrelatorwert geht bei einem Pseudozufallscode gegen Null, wenn z. B. die zeitliche Verschiebung mindestens ein Chip beträgt. Aufgrund von überlagertem thermischen Rauschen, weichen die Korrelatorwerte jedoch von den theoretischen Werten unter idealen Bedingungen, d. h. reinen Signalen ohne Rauschen, ab.

[0009] Bei der kohärenten Integration wird das am Ende des Integrations-Zeitintervalls erhaltene Ergebnis direkt für die folgenden Prozessierungsstufen im Empfänger verwendet. D. h., es wird im Gegensatz zur nicht-kohärenten Integration nicht zwischengespeichert und nicht mit einer nachfolgenden Korrelation des nächsten Integrationszeitintervalls durch z. B. Quadrierung und Addition verbunden.

[0010] Die Korrelation kann sowohl im Zeitbereich durch Methoden unter Verwendung von z. B. angepasster Filter oder Optimalfilter (im Englischen „Matched Filter“) oder einer großen Anzahl an Korrelatoren als auch im Frequenzbereich, z. B. durch FFT(Fast Fourier Transformation)-Methoden implementiert werden. Diese Methoden machen es möglich, in kurzer Zeit das Signal unter schlechten Signalbedingungen zu akquirieren. Typischerweise ist es dabei unmöglich, die auf dem Signal modulierten Daten zu empfangen.

[0011] Abhilfe schafft hier das sogenannte Assistenzverfahren (im Englischen „Assisted GNSS (Global Navigation Satellite System)“). Dabei erhält ein GNSS-Empfänger Informationen zur Berechnung der Satellitenbahnen über eine Datenverbindung (z. B. über GSM (Global System for Mobile Communications), UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), WLAN (Wireless Local Area Network) usw.).

[0012] Möglicherweise werden auch grobe Positionsdaten (mit einer Genauigkeit von z. B. im Bereich 1 km) und Uhrzeit mit übertragen. Anhand dieser Informationen kann der Empfänger den Suchraum, der über die Codephase und Frequenz aufgespannt wird, bei der Signalakquisition einschränken.

[0013] Um eine möglichst hohe Empfindlichkeit zu erreichen, muss die Dauer der kohärenten Integration, d. h. das Zeitintervall, über das integriert wird, so hoch wie möglich gewählt werden. Im Regelfall wird die kohärente Integrationszeit durch die Datenrate begrenzt, da ein Datenbitwechsel die Kohärenz unterbricht. Es existieren Ansätze um diese Problematik zu beheben. Da man bei Kenntnis der Datenbits anschaulich gesprochen die Datenmodulation wieder rückgängig machen kann und man ein Datenbit-freies Signal erhält, werden z. B. die Datenbits in Echtzeit an den Empfänger übertragen. Die Datenbits können somit angewendet werden, um die Dauer der kohärenten Integration zu erhöhen.

[0014] Eine Verbesserung der GNSS-Signalnachführung wird gemäß dem Stande der Technik durch Stützung mittels externer Sensoren erreicht, die die Bewegungsdynamik des Empfängers messen. Heute gängige Methoden realisieren dies entweder auf Positionsebene, auf der Ebene der sogenannten Rohdaten oder sogar auf Loop-Ebene: Die Dynamik wird von externen Sensoren gemessen und genutzt, um die Frequenzen der numerisch gesteuerten Oszillatoren (Numerically Controlled Oscillators; NCOs) zu regeln.

[0015] Das Verfahren der Loop-Unterstützung ist in **Fig. 1** skizziert. Das empfangene Signal (**102**) wird mit der Frequenzkompensation (**106**) ins Basisband konvertiert. Unter Basisbandsignal wird in dieser Beschreibung ein Signal verstanden, das keine Trägerfrequenzanteile besitzt oder das nur noch Restanteile besitzt, die aus der Mischung durch zwei nicht exakt gleicher Frequenz übrig bleiben.

[0016] Dabei wird das Signal mit dem Sinus bzw. Cosinus der Frequenz der von einem PLL (Phase Locked Loop)/FLL (Frequency Locked Loop) Filter bestimmten Frequenzveränderung multipliziert. Anschließend wird das Ergebnis aus der Frequenzkompensation (**106**) mit dem lokal generierten Referenzsignal multipliziert und kohärent integriert (**108**). Das Referenzsignal (**128**) wird typischerweise in 3 Ausführungen generiert: früh, pünktlich und spät. Das Ergebnis der Integration (**108**) mit dem pünktlichen Signal wird an das PLL/FLL Signalverfolgungssystem weitergeleitet (**110, 112, 114, 104, 106, 108**). Die restlichen Signale werden an das DLL (Delay Locked Loop) Signalverfolgungssystem weitergeleitet (**118, 120, 122, 126, 128, 108**). Für beide Systeme werden sogenannte Diskriminatoren (**110, 118**) gebildet, die die Phasenablage der Trägerphase (PLL)/Trägerfrequenz (FLL) bzw. der Code-Phase (DLL) schätzen. Das Ergebnis wird gefiltert ($F_{PLL/FLL(s)}$ (**112**) und $F_{DLL(s)}$ (**120**)) und skaliert (L_{PLL} (**114**) und L_{DLL} (**122**)). Die Ausgabe von den externen Sensoren (etwa INS, Inertial Navigation System) (**130**) wird zusätzlich herangezogen um die für das nächste Integrationsintervall gültige Frequenzablage zu ermitteln. Wichtig ist hierbei, dass die Frequenzablage während der Integration konstant bleibt.

[0017] Die Empfindlichkeit eines Empfängers wird zu einem wesentlichen Teil durch die Dauer der kohärenten Integration bestimmt. Die maximal einstellbare kohärente Integrationszeit ist wiederum nach oben unter anderem durch die dynamische Bewegung des Empfängers oder Schwankungen der Empfängeruhr limitiert. In **Fig. 2A** und **Fig. 2B** ist die Problematik skizziert. **Fig. 2A** zeigt den Suchraum bzw. die Integrationspfade für die Akquisition. Die vertikale Achse (**202**) deutet die angesetzte Frequenzverschiebung an und die horizontale Achse (**204**) deutet die Code-Phase an. Typischerweise wird für eine bestimmte Frequenzverschiebung ein Integral über die Code-Phase berechnet. Dies kann entweder im Zeitbereich (etwa durch massive Parallelverarbeitung in oder im Frequenzbereich realisiert werden). Die erforderliche Genauigkeit der Frequenzverschiebung während der Integration ist invers proportional zur kohärenten Integrationszeit. Dies bedeutet, dass, je länger die Integrationszeit ist, umso genauer muss die Frequenzverschiebung bekannt sein. Wenn Integrationszeiten im Bereich von 1 Sekunde erreicht werden sollen, spielt die Bewegung des Empfängers eine zunehmende Rolle. Der Sachverhalt ist in **Fig. 2B** dargestellt. Der Suchraum, bzw. der Pfad der kohärenten Integration muss während der Integration dynamisch angepasst werden. D. h., die gängige Annahme über die Konstanz der Frequenzverschiebung, bzw. des Code-Dopplers ist nicht mehr gültig. Würde diese Annahme in der Situation, wie sie in **Fig. 2B** dargestellt ist, angewandt werden, wäre das Ergebnis stark reduziert. Diese Problematik trifft sowohl bei der Akquisition als auch bei der Signalnachführung zu.

[0018] Eine Möglichkeit gemäß dem Stand der Technik zur Kompensation zumindest der Beschleunigung und der dynamischen Terme höherer Ordnung auf der Sichtlinie (Line-of-Sight) während der kohärenten Integration besteht darin, das (verlängerte) Integrationsintervall in Sub-Intervalle zu unterteilen, wobei die Frequenz für jedes Sub-Intervall angepasst wird. Die Ermittlung der Frequenzen erfolgt zum Beispiel über INS.

[0019] Limitiert wird das Integrationsintervall aber auch durch die mangelnde Stabilität der Empfängeruhren. Die bisher zur Positionierung herangezogenen Regelschleifen (DLL, FLL, PLL), Kalmanfilter oder Vektortrackingverfahren, können ohne ultrastabile Oszillatoren (d. h. kein OCXO, Oven-Controlled Crystal Oscillators) nur mit kurzen kohärenten Integrationszeiten (z. B. 20 ms) arbeiten.

[0020] Um die Genauigkeit zu erhöhen, kann das sogenannte differentielle GNSS eingesetzt werden. Hierbei werden beispielsweise gemäß dem Stand der Technik Messungen einer genau vermessenen, hochwertigen Referenzstation in Form von Positionsdaten oder Code- bzw. Phasenmessungen für die einzelnen Sichtlinien an die „sich bewegende“ („Rover“) Station gesendet. Ist die Entfernung beider Stationen nicht allzugroß (z. B. bis 50 km), können die Abweichungen der Referenzmessungen von den theoretischen Messungen auf den Rover angewendet werden, wodurch gemeinsame Fehler, wie z. B. Ionosphären-, Troposphärenverzögerungen oder Satellitenuhrfehler ausgelöscht werden. Nicht gemeinsame Fehler wie Mehrwegempfang oder Empfängeruhrfehler können aber nicht eliminiert werden. Ebenso hat die Korrektur zwar einen Effekt auf die Genauigkeit, jedoch nicht auf das Trackingverhalten (Nachführverhalten). Das heißt, längere Integrationsintervalle zur Erhöhung der Empfängerempfindlichkeit sind mit der Einbindung von Referenzdaten gemäß dem Stand der Technik nicht möglich.

[0021] Unter dem Begriff Rover wird hier der sich – in der Regel – bewegende Nutzerempfänger verstanden, als Gegenstück und im Unterschied zu der feststehenden Referenzstation. Es sei angemerkt, dass sich der Rover nicht tatsächlich bewegen muss.

[0022] Differentielles GNSS wird auch bei der RTK(Real Time Kinematik)-Vermessung in der Geodäsie eingesetzt, bei der die Referenzstationen von den Vermessungsverwaltungen der Bundesländer zur Verfügung gestellt werden. Mit RTK erreicht man Positionsgenauigkeiten im Zentimeter- oder gar sub-Zentimeter-Bereich.

[0023] Die Veröffentlichung von Stöber, C., Anghilieri, M et al „ipexSR: A Real-Time Multi-Frequency Software GNSS Receiver“, IEEE Conferences, 2010, p. 407–416 zeigt einen Stand der Technik, bei dem ein hochsensibler Indoor-Software-Empfänger sowohl „Assisted GNSS“, d. h. Empfang und Speicherung von externen Navigationsdaten, als auch Differentielles GNSS durch den Empfang von Korrekturdaten gemäß dem RTCM (Radio Technical Commission for Maritime Services)-Standard oder über den Empfang von EGNOS-Daten (European Geostationary Navigation Overlay Service) anwendet, um schneller eine Positionslösung und eine erhöhte Positionsgenauigkeit zu erhalten.

[0024] Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren und eine Anordnung bereitzustellen, um die verfügbare Energie in einem Empfangskanal zu erhöhen und somit auch die Empfindlichkeit und Genauigkeit eines GNSS-Empfängers.

[0025] Die Aufgabe wird durch ein Verfahren gemäß Patentanspruch 1 gelöst. Die Aufgabe wird weiterhin durch einen Differenzkorrelator gemäß Patentanspruch 8, eine Signalverarbeitungsanordnung gemäß Patentanspruch 9 und ein Signallaufzeitmesssystem gemäß Patentanspruch 10 gelöst.

[0026] Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Figuren dargestellt und werden im Folgenden näher erläutert.

[0027] Es zeigen

[0028] Fig. 1 eine Phasennachführanordnung mit externem Sensor gemäß dem Stand der Technik

[0029] Fig. 2 eine Illustration des Suchraums von Codeverschiebung und Dopplerverschiebung gemäß dem Stand der Technik,

[0030] Fig. 3 eine prinzipielle Konstellation gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung,

[0031] Fig. 4 einen Empfänger und einen Referenzempfänger gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung,

[0032] Fig. 5 ein Verfahren gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung,

[0033] Fig. 6 ein weiteres Verfahren gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung,

[0034] Fig. 7 eine Anordnung gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung, und

[0035] Fig. 8 Korrelatorwerte gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung

[0036] Fig. 3 zeigt die Konstellation, die Voraussetzung für das erfindungsgemäße Verfahren ist. Mehrere Sender **302**, **304**, senden Signale aus, die z. B. jeweils eine Trägerfrequenz und einen darauf modulierten Code aufweisen. Z. B. stehen in der Satellitennavigation mehrere Satelliten zur Verfügung, die im Rahmen eines Code-Multiplex-Mehrfachzugriffverfahrens (CDMA, Code Division Multiple Access) Signale aussenden, bei denen die Satelliten durch Pseudo-Zufallscodes (Pseudo Random Noise Codes, PRN Codes) unterschieden werden, die auf Träger im Bereich von z. B. 1 bis 3 GHz aufmoduliert werden. Als Modulationsarten werden hierbei beispielsweise BPSK (Binary Phase Shift Keying, Zweiphasen-Umtastung), QPSK QuadraturePhase Shift Keying, Quadratur-Phasenumtastung) oder andere Modulationsarten verwendet. In manchen Satellitennavigationssystemen, wie z. B. GLONASS (Globalnaja Nawigazionnaja Sputnikowaja Sistema, Globales Satellitennavigationssystem) wird zwar ein FDMA (Frequency Division Multiple Access) Verfahren eingesetzt, aber dennoch ist das Signal mit einem PRN-Code moduliert, wie es für die Erfindung wesentlich ist. Die Signale werden von den Stationen **306** und **308** empfangen. Station **306** ist eine Nutzerstation, die z. B. beweglich ist und im Folgenden „Rover“ genannt wird. Station **308** ist eine Referenzstation. Die Referenzstation **308** misst, wie der Rover, die Laufzeiten der Signale. Da die Referenzstation ihre Position genau kennt, kann sie Daten über Abweichungen der Messungen gegenüber den theoretischen Werten ermitteln und als Korrektur an den Rover (**306**) senden. Die Korrekturen können z. B. einzelne Sichtlinien, die Position, oder aus den Messungen abgeleitete Parameter wie z. B. Ionosphärenparameter sein. Die Referenzstation **308** kann aber auch Messwerte, wie z. B. Phaseninformationen oder Signalstärke an den Rover senden. Weiterhin kann die Referenzstation auch Navigationsdaten senden.

[0037] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung wird, wie in Fig. 5 dargestellt, ein Verfahren zur Erhöhung der Signalenergie in einem Empfänger bereitgestellt, wobei der Empfänger ein mit einem Code gespreiztes Signal empfängt (**502**), das auf einen Träger moduliert ist, wobei der Code eine Codephase und der Träger eine Trägerphase aufweisen, wobei der Empfänger die Codephase und die Trägerphase nachführt, wobei der Empfänger zur Nachführung der Phase und zur Nachführung des Codes das empfangene Signal mit einem vordefinierten Code korreliert und wobei beim Korrelieren interne Korrelatorwerte erzeugt werden (**504**). Der Empfänger empfängt gemäß der Ausführungsform zusätzlich Daten (**512**), aus denen er Referenzkorrelatorwerte bildet (**514**) und bildet Differenzen zwischen den internen Korrelatorwerten und Referenzkorrelatorwerten (**516**).

[0038] Gemäß einer weiteren Ausführungsform der Erfindung werden die Differenzen zur Codephasenbestimmung und/oder zur Trägerphasenbestimmung verwendet.

[0039] Das Verfahren wird nachfolgend genauer erläutert.

[0040] Ein Standard-Trackingkanal führt ein GNSS-Signal nach, indem er eine DLL (Delay Locked Loop) und eine FLL (Frequency Locked Loop) verwendet, die eine geringe Bandbreite aufweisen (z. B. < 1 Hz). Diese Nachführschleifen sind stabil und führen das Signal sogar dann nach, wenn es leicht verschlechtert ist (z. B. wegen Abschattung durch Bäume). Alternativ kann der DLL/FLL-Nachführblock durch eine Vektor-Nachführereinheit ersetzt werden, die den Nutzer-Statusvektor (Position, Geschwindigkeit, Uhrfehler und Drift) schätzt, anstatt die individuellen Sichtlinienparameter zu schätzen. Dieser Vektor-Nachführblock kann durch eine inertial abgeleitete Trajektorie (z. B. „Strapdown“ oder „Dead-reckoning“) unterstützt werden. Gleichgültig welche Nachführmethode verwendet wird, produzieren die Nachführschleifen Korrelatorwerte, die den Ausgangspunkt der erfindungsgemäßen Methode bilden.

[0041] Unter Strapdown werden fahrzeugfeste Beschleunigungssensoren verstanden. In der Regel bestehen sie aus drei Beschleunigungsaufnehmern und drei Kreiseln. Da Strap-Down-Systeme fest auf die Trägerplattform montiert sind, entfällt eine kardanische Aufhängung.

[0042] Unter dem Begriff Dead-Reckoning bzw. Koppelnavigation wird eine Ortsbestimmung verstanden, bei der zu bestimmten Epochen Richtung, Geschwindigkeit und Zeit gemessen werden. Die Geschwindigkeit und Richtung werden zwischen den Messepochen als konstant angenommen.

[0043] Unter Epoche wird in der Satellitennavigation ein Zeitpunkt, z. B. der Zeitpunkt einer Signallaufzeitmessung, verstanden.

[0044] Die internen Korrelatorwerte entstehen beim Korrelieren des abgetasteten, digitalen Signals mit einem im Empfänger gespeicherten oder generierten Referenzcode, beispielsweise einem pseudozufälligen Code. Beim Korrelieren werden in einem Empfängerkanal der Code und das digitale Signal z. B. in kurzen Intervallen multipliziert und die Ergebnisse der einzelnen Multiplikationen addiert. Entspricht der in dem abgetasteten

Signal enthaltene Code denn Referenzcode, hängt der Betrag der addierten Werte im Wesentlichen von der zeitlichen Übereinstimmung der beiden Codes ab. Mit dem Fachmann bekannten Methoden werden die Korrelatorwerte verwendet, um zum Einen mittels einer Regelschleife (DLL) die beiden Codes zeitlich in Übereinstimmung zu halten und zum Anderen die Trägerphase in einem zweiten Regelkreis (FLL oder PLL) nachzuführen. Die Regelkreise können hierbei miteinander gekoppelt werden oder mittels externer Information, z. B. aus inertialen Sensoren, gestützt werden. Bei einer Vektor-Nachführeinheit werden – z. B. ähnlich wie bei der Positionsbestimmung über die Methode kleinster Quadrate – verfügbare Informationen aus allen Kanälen zur Positionsbestimmung zusammengeführt und daraus die Fehler der einzelnen Sichtlinien geschätzt (residuals). Diese Fehler können dann als Schleifenrückführung genutzt werden, um die Fehler durch Anpassen der Position zu minimieren und damit die relative zeitliche Abweichung von Referenzcode und Signal für die Korrelation zu korrigieren bzw. nachzuführen. Zudem können die Phasen für z. B. die Positionslösung besser geschätzt werden.

[0045] Unter Fehler wird hier oftmals die Abweichung einer Messung z. B. einer Entfernung vom tatsächlichen Wert verstanden, wobei für diese Abweichung neben tatsächlichen Messfehlern hauptsächlich physikalische Phänomene, wie Ablenkung einer elektromagnetischen Welle in der Ionosphäre, ursächlich sind. Wenn der Fehler sich auf eine Entfernung einer Sichtlinie im Rahmen der Positionslösung einer überbestimmten Gleichung bezieht, spricht man in der Satellitennavigation auch von Residuen (engl.: residuals).

[0046] Die bei der Korrelation der Vektor-Nachführeinheit bzw. der DLL/FLL errechneten Korrelatorwerte werden in dieser Beschreibung als „interne Korrelatorwerte“ bezeichnet. Im Gegensatz hierzu berechnet der Empfänger aus den über eine Schnittstelle zu einem Referenzempfänger empfangenen Daten Referenzkorrelatorwerte. Diese können gemäß einer Ausführungsform der Erfindung z. B. aus Trägerbeobachtungen gewonnen werden, die beispielsweise von der Referenzstation in Form einer RINEX-Datei an den Rover gesendet wurden, der diese Datei speichert und die Trägerbeobachtungen ausliest.

[0047] RINEX bezeichnet einen in der Satellitennavigation üblichen Standard, der ein Dateiformat zur für Beobachtungsdaten und Navigationsdaten beschreibt. Die Verwendung von RINEX als Referenzstation-Eingabeformat und Ausgabeformat ist nur exemplarisch hier angegeben und kann durch andere Formate wie z. B. RTCM, BINEX, RTCA ersetzt werden.

[0048] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung bildet der Empfänger einfache Differenzen zwischen den internen Korrelatorwerten und Referenzkorrelatorwerten.

[0049] Unter Differenz wird hierbei, wie auch generell in dieser Beschreibung, insbesondere auch das Produkt vom Korrelatorwert mit dem komplex konjugierten Referenzkorrelatorwert verstanden, wie es z. B. bei den Differenzkorrelatoren gebildet wird, um die Differenz der Korrelatorphasen zu erhalten, wie nachfolgend erklärt wird.

[0050] Das Bilden der Differenzen auf Korrelatorebene ist etwas trickreich, da verschiedene Wege um Trägerphasen zu definieren im Umlauf sind, und weil die Zeitbeziehung der Daten wichtig ist.

[0051] Einfach- und Doppeldifferenzbeobachtungen (Code und Träger) sind gut bekannte Konzepte in präziser Positionsbestimmung um gemeinsame (common mode) Fehler auszulöschen. Differenzkorrelatoren weiten dieses Konzept auf die Ebene von Korrelatorwerten aus. Hierbei werden gleiche common mode Fehler ausgelöscht, wobei die Signaldynamik drastisch verringert wird. Dann können längere Filterzeiten angewandt werden, um das Rauschen zu verringern und Mehrwege-Beiträge zu entfernen.

[0052] Allgemein werden Einfachdifferenzen der Phasenbeobachtungen über eine Gleichung folgender Art definiert:

$$\Delta\phi^k(t^k) = \phi^{k,rov}(t^k) - \phi^{k,ref}(t^k) \quad (1)$$

$\phi^{k,rov}$	Rover-Trägerphase zu Satellit k [rad]
$\phi^{k,ref}$	Referenz Trägerphase zu Satellit k [rad]
$\Delta\phi^k$	Einfach-Differenz-Trägerphase [rad]

[0053] Die Trägerphasen werden von einer RINEX-Datei oder einer ähnlichen Quelle gelesen. Die Epoche t^k bezieht sich allgemein auf die Rover-Zeitskala, aber falls Referenzstationswerte zu anderen Epochen verü-

bar sind, dann können diese zeitlichen Fehler geduldet werden, falls Satellitenpositionen richtig berücksichtigt werden. Dies wird gewöhnlich in vielen RTK (Real Time Kinematic) Software-Paketen so gehandhabt.

[0054] Da die Referenzstation im Wesentlichen einen Empfänger beinhaltet, wird in dieser Beschreibung auch gleichbedeutend der Begriff Referenzempfänger verwendet.

[0055] Um Korrelatordifferenzen zu bilden, wird ein leicht anderer Ansatz benötigt. Zuerst gibt der Rover-Tracking-Kanal einen Trägerphasenmesswert aus, der auf dem internen NCO (Numerically Controlled Oscillator, digital gesteuerter Oszillator) basiert, der von einer FLL gesteuert wird. Das interne Nachführen ist nicht notwendigerweise auf die empfangene Trägerphase eingerastet und die Differenz zwischen der empfangenen und der internen Trägerphase ist in dem pünktlichen Korrelator enthalten:

$$\exp\{i\varphi^{k,\text{rov}}(t)\} = |\alpha(t)|\exp\{i\varphi^{k,\text{NCO}}(t)\}P^{k,\text{rov}}(t) \quad (2)$$

$\alpha(t)$ Amplitudenfunktion (hier nicht relevant)
 $\varphi^{k,\text{NCO}}$ Rover Trägerphase zu Satellit k [rad], basierend auf dem NCO-Messwert während der Verwendung interner FLL-Nachführung
 $P^{k,\text{rov}}$ Rover pünktlicher Korrelator (komplexwertig), der die Differenz zwischen der internen FLL-Nachführung und dem wahren empfangenen Signal aufnimmt

[0056] Daher wird ein Einfach-Differenzkorrelator geschrieben als

$$\Delta P^k(t^k) = \exp\{i\varphi^{k,\text{NCO}}(t^k)\}P^{k,\text{rov}}(t^k)\exp\{-i\varphi^{k,\text{ref}}(t^k)\}d(t_{\text{sent}}^k) \quad (3)$$

d Ausgestrahltes Navigationsdatenbit (falls vorhanden)
 ΔP Einfach-Differenzkorrelator

[0057] Der Einfach-Differenzkorrelator weist eine geringere Signaldynamik als der undifferenzierte Korrelator auf da die Dynamik hervorgerufen von z. B. dem Satellitenuhrfehler, dem Satellitenorbit oder atmosphärische Laufzeitverzögerungen durch die Differenzbildung sich eliminiert oder reduziert. Daher kann der Einfach-Differenzkorrelator länger kohärent integriert werden oder mit kleineren Filterbandbreiten verarbeitet werden.

[0058] Ein Daten-Abstreifprozess benutzt die „gesendet-Zeit“ für den Korrelatorwert $P^{k,\text{rov}}$. Es wird angenommen, dass die interne Empfängerzeit zu der wahren GPS(Global Positioning System)-Zeit besser als z. B. +/- 1 ms hingesteuert wird, und das Gleiche für den Referenzempfänger gilt. Dann kann man einfach t^k (welches eine Rover-Zeit ist) nehmen und als Referenzstationszeit verwenden, um die Referenzstationsträgerphase zu extrahieren. Später wird dieser Prozess umgekehrt, wobei jeglicher Zeitfehler in der Entfernung kompensiert wird. Die Satellitengeschwindigkeit und Beschleunigung werden mit diesem kleinen Zeitfehler genügend genau sein.

[0059] Alternativ kann t^k durch eine Schätzung der wahren GPS-Zeit ersetzt werden, um Synchronisationsfehler weiter zu minimieren.

[0060] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung werden die Referenzkorrelatorwerte durch Interpolation der Trägerphase der Referenzstation gewonnen.

[0061] Die Berechnung von (3) erfordert die Auswertung der Trägerphase der Referenzstation mit einer Rate der Korrelatorwerte (z. B. 50 Hz). Die Phase selbst ist typischerweise mit einer geringeren Rate verfügbar (z. B. 1 Hz). Daher wurde ein geeignetes Interpolationsverfahren designed. In einem ersten Schritt wird die nächste, aber jüngste Referenzstationsepoche ausfindig gemacht:

$$T^n = \arg \min_n (t^k - T^n) \Big|_{t^k > T^n} \quad (4)$$

t^k Korrelatorepoche (z. B. 50 Hz)
 T^n Niedrig-Raten (z. B. 1 Hz) Referenzdatenepochen

[0062] Danach werden die Trägerphasendaten bei T^n, T^{n-1}, T^{n+1} verwendet, um ein quadratisches Polynomial zu definieren und die Interpolation durchzuführen. Das Interpolationsschema ist z. B. in einer Art und Weise

gestaltet um ein kontinuierliches Interpolationsergebnis zu ergeben; ein Wechsel des Steuerpunkts tritt nur auf, wenn $t^k = T^n$ und dann ergeben beide Sets identische Ergebnisse.

[0063] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung sind jedoch auch andere Übertragungsmethoden in Nicht-Echtzeit oder in Echtzeit wie z. B. eine direkte Funkverbindung, eine Funknetzverbindung oder eine optische Verbindung möglich. Die Übertragung kann z. B. über GSM (Global System for Mobile Communications), UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), WLAN (Wireless Local Area Network), WiFi, Adhoc-Netze, drahtgebunden, etc. Die Daten können hierbei auch in Speicherzellen gepuffert werden.

[0064] Es ist anzumerken, dass auch die Referenzkorrelatorwerte mit Fehlern behaftet sind. In Bezug auf den Rover haben diese Fehler zu einem großen Teil die gleiche Ursache, wie z. B. Satellitenuhrfehler oder Ionosphäre und Troposphäre, und sind somit auch von Betrag und Richtung her gleich oder zumindest ähnlich. Über die Differenzkorrelatorbildung werden diese Fehler zumindest teilweise eliminiert.

[0065] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung weist der Empfänger Mittel auf, um Referenzkorrelatorwerte von der Referenzantennenposition auf eine andere geographische Position umzurechnen.

[0066] Die Abweichung der Referenzkorrelatorwerte zu Roverkorrelatorwerten nimmt mit steigender geometrischer Distanz zwischen Referenzantenne und Roverantenne zu. Damit erhöhen sich die verbleibenden Fehler in den Differenzkorrelatoren, was im allgemeinen kürzere Integrationszeiten bedingt. Teilweise ist die geometrische Abhängigkeit der Fehler gut bekannt und Referenzkorrelatorwerte, die für eine bestimmte Antennenposition bestimmt wurden, können auf eine andere Position (in der Nähe des Rovers) hingerechnet werden. Zum Beispiel kann die rein geometrische Abhängigkeit dadurch berücksichtigt werden, indem der Distanzunterschied zwischen tatsächlicher Referenzantennenpositionen und angenommener Referenzantennenpositionen zum Satelliten bestimmt wird und der Distanzunterschied ausgedrückt in Einheiten der Trägerphasenwellenlänge in Form eines komplexen Exponentials mit dem Referenzkorrelatorwert multipliziert wird. Ähnliche Korrekturen können auch aus Standardmodellen der Troposphäre und Ionosphäre gewonnen werden.

[0067] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung bildet der Empfänger doppelte Differenzen zwischen den internen Korrelatorwerten und Referenzkorrelatorwerten.

[0068] Das Doppeldifferenzverfahren bildet Satellitendifferenzen zwischen zwei verschiedenen Einfach-Differenzkorrelatoren. Der Referenzsatellit bekommt den Index 1. Es ist typischerweise der Satellit mit der höchsten Elevation.

[0069] Der Doppeldifferenzkorrelator wird geschrieben als

$$\nabla \Delta P^{k,l}(t^k, t^l) = \Delta P^k(t^k) \overline{\Delta P^l(t^l)} \quad (5)$$

t^k	Weitere Satellitenepoche in [s], wenn ein Korrelatorwert für den Satellit k verfügbar ist
$\nabla \Delta P$	Doppeldifferenzkorrelator
l	Referenzsatellitindex
k	Satellitenindex des weiteren Satelliten

und hängt von den zwei Epochen der beiden eingebundenen Einfach-Differenzkorrelatoren ab. Typischerweise können sie als die zeitlich nächsten Korrelatorwerte gewählt werden.

[0070] Der Doppel-Differenzkorrelator weist eine geringere Signaldynamik als der Einfach-Differenzkorrelator auf, da die Dynamik hervorgerufen von z. B. dem Empfängeruhrfehler oder der Roverbewegung durch die Differenzbildung sich eliminiert oder reduziert. Daher kann der Doppel-Differenzkorrelator länger kohärent integriert werden oder mit kleineren Filterbandbreiten verarbeitet werden.

[0071] Fig. 4 zeigt eine erfindungsgemäße Anordnung, bei der ein hochfrequentes Signal, z. B. ein CDMA-Signal von einer analogen Empfangseinheit **422** des Empfängers **420** empfangen wird, von analog nach digital gewandelt wird und der DLL/FLL bzw. der Vektorschleife **428** zugeführt wird.

[0072] Wie weiter in Fig. 4 dargestellt, wird gemäß einer Ausführungsform der Erfindung eine Signalverarbeitungsanordnung zur Verfügung gestellt, aufweisend

- einen Korrelator **428** zur Erzeugung interner Korrelatorwerte durch Korrelation, wobei bei der Korrelation ein intern zur Verfügung stehender Code **426** mit einem empfangenen Signal **440** korreliert wird, wobei das empfangene Signal **440** einen Träger und einen auf den Träger modulierten Code aufweist,
- eine Empfangsschnittstelle **424** zum Empfangen von Trägerphasenwerten, wobei die Signalverarbeitungsanordnung
- eine Referenzkorrelatorwerteerzeugungseinheit **430** zur Erzeugung von Referenzkorrelatorwerten aus den Trägerphasen aufweist, und
- einen Differenzkorrelator **432** aufweist, der die Differenz zwischen den Referenzkorrelatorwerten und den internen Korrelatorwerten bildet.

[0073] Hier sei nochmals darauf hingewiesen, dass unter Differenz insbesondere auch das Produkt vom Korrelatorwert mit dem komplex konjugierten Referenzkorrelatorwert verstanden, wie es z. B. bei den Differenzkorrelatoren **432** gebildet wird, um die Differenz der Korrelatorphasen zu erhalten.

[0074] Es sei weiterhin angemerkt, dass die Operationen die in den digitalen Blöcken in **Fig. 4**, d. h. alle Blöcke mit Ausnahme der analogen Empfangseinheit R22, für jedes empfangene Signal, durchgeführt werden, abhängig von der Rechenkapazität des Empfängers. Die Signale unterscheiden sich hierbei z. B. im CDMA-Code, der Frequenz, etc.

[0075] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung bildet der Differenzkorrelator **432** einfache und/oder doppelte Differenzen, wie bereits oben beschrieben.

[0076] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung werden die Differenzen mit einem Filter **434** gefiltert und einer Codephasenbestimmungseinheit **436** und/oder Trägerphasenbestimmungseinheit weitergeleitet.

[0077] Das Filter **434** kann gemäß einer Ausführungsform ein adaptives, spektrales Filter oder ein KostenminimierungsfILTER sein. Durch das Filter werden z. B. spektrale Anteile herausgefiltert, um z. B. Mehrwegeempfang und noch vorhandene Dopplerverschiebungen zu eliminieren. Das Filter **434** wird weiter unten in dieser Beschreibung erläutert.

[0078] Um die Rover-Trägerphasenbeobachtungen zu erhalten, werden gemäß einer Ausführungsform der Erfindung, wie in **Fig. 6** gezeigt, folgende Schritte durchgeführt:

Für die Korrelatorwerte wird der Phasendiskriminator (z. B. $\text{atan}2$) gebildet (**750**). Der Phasendiskriminator **750** stellt die gewickelte Trägerphase dar.

[0079] „Gewickelte Trägerphase (englisch wrapped carrier phase) bedeutet hierbei, dass bei Erreichen eines Phasenwertes einer fortschreitenden Phase von 360° die Phase wieder bei 0° beginnt, bzw. einen Wertebereich von 0° bis 360° aufweist. Bei einem $\text{atan}2$ -Diskriminator kann sich dieser Bereich auch über $-180^\circ \dots +180^\circ$ erstrecken, der bei Addition von 360° zu den negativen Werten wieder auf den Bereich $0^\circ \dots 360^\circ$ abgebildet werden kann. Bei einer „abgewickelten Phase“ (englisch „unwrapped Phase“) hingegen werden die Phasenwerte einer fortschreitenden Phase kontinuierlich erhöht, d. h. sie kann auch Werte über 360° annehmen, bzw. über 180° in vorgenanntem $\text{atan}2$ -Beispiel.

[0080] Die gewickelte Trägerphase wird in **750** abgewickelt. Eine Polynomial-Anpassung **752** glättet die abgewickelte Phase zwischen zwei Ausgabe-Epochen. Danach wird das Polynom an der vorigen Ausgabe-Epoche ausgewertet (**754**, **756**) und das Ergebnis wird mit der vorigen Trägerphasen-Ausgabe verglichen (**754**). Im Idealfall ist die Differenz sehr nahe an einem ganzzahligen Wert und dieser ganzzahlige Wert kann verwendet werden, um die Trägerphasenmehrdeutigkeit für die aktuelle Epoche aufzulösen. Falls der fraktionale Anteil dieser Differenz größer als z. B. 0,25 Zyklen ist, wird ein Cycle-Slip erklärt. Dieser Prozess wird als Trägerphasenfortführung bezeichnet. Unter Verwendung der aufgelösten Mehrdeutigkeit wird das Polynom zu der aktuellen Ausgabe-Epoche ausgewertet (**756**). Dies stellt die Trägerphasenschätzung dar. Falls unterstützende Information **718** (s. **Fig. 7**) vorhanden ist (z. B. wenn dieser Kanal ein Teil eines integrierten GPS/INS-System ist), dann wird der inertielle- bzw. geometriebasierte Phasenoffset zu der Trägerphasen-Pseudoentfernung hinzuaddiert. Die Prozedur wird wiederholt für alle nachgeführten GNSS-Signale unabhängig voneinander durchgeführt und die Trägerphasenschätzungen werden in eine RINEX-Datei geschrieben oder in einem anderen Format wie z. B. RTCM, BINEX der nächsten Verarbeitungsstufe zugeführt. Diese kann z. B. die Position der Roverantenne bestimmen.

[0081] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung wird ein Signallaufzeitmesssystem, das einen Referenzempfänger und einen Empfänger aufweist, zur Verfügung gestellt, wobei

- der Referenzempfänger und der Empfänger örtlich voneinander getrennt sind
- der Referenzempfänger Mittel aufweist, Signallaufzeiten eines elektromagnetischen Signals zu messen,
- wobei das elektromagnetische Signal ein hochfrequentes Signal ist
- wobei auf das elektromagnetische Signal mit einem Code moduliert ist
- wobei der Referenzempfänger Mittel aufweist, um Trägerphasen zu messen
- wobei der Referenzempfänger Mittel aufweist, um die Werte der gemessenen Trägerphasen auszusenden
- wobei der Empfänger Mittel aufweist, um die vom Referenzempfänger gesendeten Trägerphasenwerte zu empfangen
- wobei der Empfänger Mittel aufweist, um das elektromagnetische Signal zu empfangen und mit einem intern zur Verfügung gestellten Code zu korrelieren, so dass interne Korrelatorwerte erzeugt werden, wobei
- der Empfänger Mittel aufweist, um aus den vom Referenzempfänger gesendeten Trägerphasen Referenzkorrelatorwerte zu erzeugen
- der Empfänger einen Differenzkorrelator aufweist, der die Differenz zwischen den internen Korrelatorwerten und den Referenzkorrelatorwerten bildet

[0082] Der Referenzempfänger weist zumindest eine Trägerphasenmeseinheit auf, um Trägerphasen zu messen und eine Sendeschnittstelle, um die Messwerte auszusenden. Die Sendeschnittstelle kann hierbei beliebig spezifiziert sein, z. B. gemäß einem Mobilfunkprotokoll, WLAN usw. Vorzugsweise wird der Referenzempfänger mehrere Kanäle aufweisen, so dass mehrere Signale gleichzeitig gemessen werden können. Die Signale können z. B. von verschiedenen Navigationssatelliten stammen und auch unterschiedlichen Navigationssystemen zugehören, wie z. B. GPS, GALILEO, SBAS, EGNOS, GLONASS, COMPASS, etc. oder terrestrischen Stationen, wie z. B. Pseudo-Satelliten (engl. pseudolites).

[0083] Der Referenzempfänger kann beispielsweise ein gewöhnlicher GNSS-Empfänger sein, der Messwerte in einer beliebigen Form ausgeben kann. So wäre es zum Beispiel möglich, dass die Sendeschnittstelle eine Ethernetschnittstelle ist, und der Empfänger z. B. gemäß dem Rinx-Protokoll über eine Internet-Protokoll-Verbindung (LAN, WLAN) in regelmäßigen Intervallen Daten über UDP, TCP/IP oder Dateitransfer zu dem Empfänger schickt, der eine entsprechende Gegenschnittstelle aufweist.

[0084] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung ist das empfangene Signal mit einem Datenbit moduliert, und der Empfänger entfernt das Datenbit vor der Bildung der Differenzen. Hierzu verwendet ein Datenabstreifprozess die „gesendet-Zeit“ für den Korrelatorwert $P^{k,rov}$. In Satellitennavigationssystemen werden Navigationsnachrichten mit einer geringen Symbolrate von z. B. 50 Hz oder 100 Hz mit dem Pseudozufallscode verknüpft. Das Datenbit kann als Beispiel in einer Zweiphasenmodulation (BPSK, Binary Phase Shift Keying), die die Zustände 0° und 180° kennt, bewirken, dass der Pseudozufallscode invertiert wird, solange das Datenbit z. B. eine „1“ ist. Bei einer Phasenmodulation kann dies beispielsweise wiederum bewirken, dass die Trägerphase um 180° gegenüber der Trägerphase ohne Datenbit gedreht wird. Da in der Referenzträgerphase diese Phasendrehung nicht enthalten ist, muss bei der Differenzbildung dieses Datenbit berücksichtigt, d. h. entfernt werden. Das Datenbit kann aber auch an einer anderen Stelle, wie z. B. in der FLL oder nach der Differenzbildung eliminiert werden.

[0085] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung werden die Differenzen gefiltert und die gefilterten Differenzen zur Codephasenbestimmung und/oder zur Trägerphasenbestimmung verwendet. Durch die Filterung werden in erster Linie noch vorhandene Dopplerverschiebungen und Mehrwegesignale entfernt, wie im Folgenden genauer beschrieben wird.

[0086] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung werden die Differenzen mit einem adaptiven Filter gefiltert. Allgemein hat das adaptive Filter F die Form

$$Q(t_\mu) = F\{P(t_\mu)\} \quad (6)$$

[0087] und wandelt die rohen Korrelatorwerte P in gefilterte Korrelatorwerte Q um. Das Filter kann mit nicht-differenzierten Werten, Einfachdifferenzen oder Doppeldifferenzen arbeiten.

[0088] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung werden bei der Filterung der Differenzen unter Verwendung des adaptiven Filters folgende Schritte ausgeführt:

- Transformation der Differenzen in den Frequenzbereich
- Bestimmung der Dopplerverschiebung in Richtung der Sichtlinie
- Adaptive Dopplerfilterung
- Rücktransformation in den Zeitbereich
- Ausgabe der gefilterten Differenzen

[0089] Die Schätzung im Frequenzbereich multipliziert erst die Korrelatorwerte mit der passenden Fensterfunktion h (z. B. ein Hamming-Fenster)

$$P'(t_\mu) = P(t_\mu)h(t_\mu) \quad (7)$$

[0090] Dann wird die Vektorlänge erhöht, um eine bessere Frequenzauflösung zu erhalten, und die Fouriertransformation berechnet.

$$\tilde{P}(f) = \text{FFT}\{P'(f)\} \quad (8)$$

[0091] Im nächsten Schritt wird der dominante Spektralanteil ermittelt als

$$\hat{f} = \arg \max_f |\tilde{P}(f)| \quad (9)$$

[0092] Spektralanteile, die sich jenseits eines bestimmten Schwellwerts befinden, werden als Rauschen oder als Meterweg erachtet und werden im Frequenzbereich gelöscht:

$$\tilde{Q}(f) = F\{\tilde{P}(f)\} = \begin{cases} \tilde{P}(f) & \text{if } |\tilde{P}(f)| \geq \gamma |\tilde{P}(\hat{f})| \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

[0093] Der Schwellwert γ liegt typischerweise bei 99%.

[0094] Schließlich werden die gefilterten Korrelatorwerte über eine inverse Fouriertransformation erhalten.

[0095] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung wird das adaptive Filter auf die Einfach-Differenzkorrelatorwerte angewandt und die Phase der gefilterten Korrelatorwerte wird abgewickelt, um nicht-differenzierte Trägerphasen-Ausgabedaten aus den Einfach-Differenzkorrelatorwerten zu erhalten:

$$\Delta Q^k(t) = F\{\Delta P^k(t)\} = |\Delta Q^k(t)| \exp\{i\Delta \eta^k(t)\} \quad (11)$$

ΔQ^k Gefilterter Einfach-Differenzkorrelator
 F Adaptives Filter
 $\Delta \eta^k$ Abgewickelte Phase des gefilterten Einfach-Differenzkorrelators [rad]

[0096] Schließlich wird die ausgepackte Phase zu der Phase der Referenzstation hinzuaddiert, wobei man die neue, nicht-differenzierte Rover-Trägerphase erhält, die dann z. B. in eine RINEX-Datei geschrieben wird:

$$\varphi^{k,\text{rov}}(t) = \Delta \eta^k(t) + \varphi^{k,\text{ref}}(t) \quad (12)$$

[0097] Alternativ können die Einfach-Differenzkorrelatorwerte direkt zur weiteren Auswertung wie z. B. zur Positionsbestimmung herangezogen werden.

[0098] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung wird im Falle der Doppeldifferenzen das adaptive Filter auf die Doppeldifferenzkorrelatorwerte angewandt und die resultierende Phase wird abgewickelt.

$$\nabla \Delta Q^{k,l}(t) = F\{\nabla \Delta P^{k,l}(t)\} = |\nabla \Delta Q^{k,l}(t)| \exp\{i\nabla \Delta \eta^{k,l}(t)\} \quad (13)$$

$\nabla \Delta Q^{k,l}$ Gefilterter Doppel-Differenzkorrelator
 F Adaptives Filter
 $\Delta \eta^{k,l}$ Abgewickelte Phase des gefilterten Doppeldifferenzkorrelators [rad]

[0099] Um Korrekturwerte für die Phasenbeobachtung zu erlangen werden Einfach-Differenz-Beobachtungen benötigt, wodurch man schließlich, wie bereits oben beschrieben, nicht-differenzierte Beobachtungen erhält. Die Wiedergewinnung von Einfach-Differenz- von der Doppeldifferenzphase ist nicht geradlinig, weil der Empfängeruhrfehler vollständig während des Prozesses ausgelöscht wurde. Im Folgenden werden zwei Methoden vorgeschlagen um den Empfängeruhrfehler wieder einzuführen.

[0100] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung erfolgt die Wiedergewinnung von Einfach-Differenz- von der Doppeldifferenzphase durch eine Inversion basierend auf dem stärksten Satelliten. Wenn ein starker Satellit verfügbar ist, d. h. z. B. der Referenzsatellit, kann seine Trägerphase mit dem Einfach-Differenzansatz oder über nicht-differenzierte Daten geschätzt werden. Dann erhält man die Einfach-Differenz-Trägerphase der anderen Satelliten, indem man die Doppeldifferenz zu der Referenz-Einfach-Differenz dazuaddiert. Die nicht-differenzierten Beobachtungen werden schließlich durch Addition der Trägerphase der Referenzstation erhalten:

$$\varphi^{k,rov}(t^k) = \nabla\Delta\eta^{k,l}(t^k, t^l) + \Delta\eta^l(t^l) + \varphi^{k,ref}(t^k) \quad (14)$$

[0101] Es ist zu beachten, dass diese Berechnung nur für die RINEX Ausgabeepoche berechnet werden muss.

[0102] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung enthalten die gefilterten Differenzen punktliche, frühe und späte Differenzen. Die gefilterten Differenzen werden in einem Codediskriminator verarbeitet und aus den Ergebnissen des Codediskriminators werden Pseudo-Entfernungen berechnet.

[0103] Gemäß einer weiteren Ausführungsform der Erfindung erfolgt die Wiedergewinnung von Einfach-Differenz- von der Doppeldifferenzphase durch eine Pseudoentfernungsbasierte Inversion. Falls einfache oder nicht-differenzierte Nachführung für den Referenzsatelliten nicht angewandt werden kann, dann kann man wählen, die Trägerphase des Referenzsatelliten von der Code-Pseudoentfernung abzuleiten. Die nicht-differenzierte Trägerphase aller Satelliten ist gegeben durch:

$$\varphi^{k,rov}(t^k) = \nabla\Delta\eta^{k,l}(t^k, t^l) + \frac{2\pi}{\lambda} R^{l,rov}(t^l) - \varphi^{l,ref}(t^l) + \varphi^{k,ref}(t^k) \quad (15)$$

$R^{l,rov}$ Code-Pseudoentfernung des Rovers für den Referenzsatelliten
 λ Träger-Wellenlänge [m]

[0104] Es ist zu beachten, dass diese Berechnung nur für die RINEX Ausgabeepoche berechnet werden muss.

[0105] Vorzugsweise wird die RTK (Real-Time-Kinematik) Positionierung mit Doppeldifferenzbeobachtungen durchgeführt. Jeglicher Fehler, der aufgrund der Verwendung der Code-Pseudoentfernung über (15) in die nicht-differenzierten Trägerphasenwerte eingebracht wurde, wird ausgelöscht. Falls der Positionieralgorithmus mit nicht-differenzierten Trägerphasen funktioniert, werden Fehler, die durch (15) eingebracht worden sind, sich auf die trägerphasenbasierte Empfängeruhrschätzung auswirken. Der künstlich eingeführte Empfängeruhrfehler ist ziemlich hoch und steht direkt zu der Code-Pseudoentfernung-Genauigkeit von $R^{l,rov}$.

[0106] Alternativ können die Doppel-Differenzkorrelatorwerten direkt zur weiteren Auswertung wie z. B. zur Positionsbestimmung herangezogen werden.

[0107] Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung kann das spektrale adaptive Filter auch für Codenachführung angewandt werden. Die Idee ist hierbei, Doppeldifferenzkorrelatoren zu bilden, jedoch anstatt 4 punktliche Korrelatorwerte (Referenzstation/Rover und zwei Satelliten) zu verwenden, wird der Rover-Korrelatorwert des betrachteten Satelliten (d. h. nicht des Referenzsatelliten) durch einen Früh- oder Spätkorrelatorwert (oder einen Mehrfachkorrelatorwert) ersetzt. Daher wird der Doppeldifferenz-Früh-/Spätkorrelator geschrieben als:

$$\nabla\Delta E_{\alpha}^k(t^k) = \exp\{i\phi^{k,NCO}\} E_{\alpha}^{k,rov}(t^k) \exp\{-i\phi^{k,ref}\} d(t_{sent}^k) \times \exp\{-i\phi^{l,NCO}\} P_{\alpha}^{l,rov}(t^k) \exp\{i\phi^{l,ref}\} d(t_{sent}^l) \quad (16)$$

E Früh-/Spätkorrelatorwert
 α Früh-/Spätindex; bezieht sich auf den Codephasenoffset oder Korrelatorabstand
 l Referenzsatellitenindex
 k Satellitenindex des betrachteten Satelliten

[0108] Die Früh-/Spätkorrelatorwerte werden über das gleiche Intervall, das ein Bündel an Korrelatorwerten umfasst, gebildet wie die Promptkorrelatorwerte.

[0109] In einem weiteren Schritt wird das adaptive Frequenzbereichsfilter mit der dominanten Frequenz verwendet, die von dem pünktlichen Doppeldifferenzkorrelatorwert genommen wurde. Alle Früh-/Spätkorrelatoren werden dann mit den gleichen dominanten Frequenzwerten gefiltert. Dieses Filtern löscht Mehrwege-Beiträge in der gleichen Weise wie Mehrweg von dem pünktlichen Doppeldifferenzwert gelöscht werden.

[0110] Schließlich werden die gefilterten Korrelatorwerte separat für alle Werte der Codephasenoffsets über den Bündelzeitraum addiert und benutzt, um die Codephase zu schätzen. Dies kann entweder unter Benutzung von nicht-parametrischen Methoden, wie z. B. „Narrow Correlator“ oder komplizierteren Mehrweg-Parameterschätzmethoden geschehen.

[0111] Gemäß einer weiteren Ausführung der Erfindung wird die Filterung mit einem Kostenminimierungsfiler durchgeführt.

[0112] Das Kostenminimierungsfiler passt zunächst ein Modell an das Bündel von Korrelatorwerten an.

$$\hat{\phi}, \hat{f}, \hat{a} = \arg \min_{\phi, f, a} \sum_{\mu} 1 - \cos(\arg \{P(t_{\mu}) \exp \{-i(2\pi f t_{\mu} + 2\pi a t_{\mu}^2 + \phi)\}\}) \quad (17)$$

ϕ Trägerphasenoffset [rad]
 f Dopplerfrequenz [Hz]
 a Beschleunigung [Hz/s]

[0113] Alternativ können auch andere Kostenfunktionen und/oder eine höhere Anzahl an Parametern (z. B. Beschleunigungsänderung) gewählt werden. Ein Beispiel für eine andere Kostenfunktion wäre

$$\hat{\phi}, \hat{f}, \hat{a} = \arg \min_{\phi, f, a} \left| \sum_{\mu} P(t_{\mu}) \exp \{-i(2\pi f t_{\mu} + 2\pi a t_{\mu}^2 + \phi)\} \right|^2 \quad (18)$$

[0114] Ein „Dach“ über einem Symbol bezeichnet einen geschätzten Parameter. Der zulässige Bereich für den Doppler und die Beschleunigung kann basierend auf das vorherige Wissen der Sichtliniendynamik begrenzt werden. Die Schätzung selbst wird z. B. mit einem Rastersuchalgorithmus für Doppler und Beschleunigung durchgeführt. Für feste Doppler- und Beschleunigungswerte kann die Phase analytisch berechnet werden.

[0115] Basierend auf den geschätzten Parameter sind die gefilterten Korrelatorwerte gegeben durch

$$Q(t_{\mu}) = \exp \{i(2\pi \hat{f} t_{\mu} + 2\pi \hat{a} t_{\mu}^2 + \hat{\phi})\} \quad (19)$$

[0116] Die geschätzte gewickelte Trägerphase und die Dopplerfrequenz können direkt aus obiger Gleichung abgelesen werden oder es kann der gefilterte pünktliche Korrelator über den Bündelzeitraum aufaddiert werden und Standardmethoden wie der atan, atan2 Diskriminator können zur Gewinnung der gewickelten Trägerphase und der Dopplerfrequenz herangezogen werden.

[0117] Das Kostenminimierungsfiler kann auf Früh-/Spätkorrelatorwerte angewendet werden, wobei die Modellparameter von der Schätzung des Promptkorrelators übernommen werden.

$$\nabla \Delta E_a^k = \sum_{\mu} \nabla \Delta E_a^k(t^k) \exp \{-i(2\pi \hat{f} t_{\mu} + 2\pi \hat{a} t_{\mu}^2 + \hat{\phi})\} \quad (20)$$

[0118] Die so erhaltenen Früh-/Spätkorrelatorwerte können über den Bündelzeitraum aufaddiert werden und können zur Codephasenbestimmung ähnlich wie beim spektralen Filter herangezogen werden (Early-late tracking).

[0119] Die Erfindung wird im Folgenden anhand eines Ausführungsbeispiels und anhand [Fig. 7](#) erläutert.

[0120] Das digitalisierte und heruntergemischte Signal wird in **702** in der DLL (Code-Nachführregelkreis) bzw. FLL (Frequenz-Nachführregelkreis) nachgeführt. Anstelle der DLL/FLL-Kreise kann auch ein Vektor-Nachführregelkreis zum Einsatz kommen. Für die Bestimmung der Codephase werden z. B. mit 50 Hz die frühen und späten Korrelatorwerte, für die Bestimmung der Trägerphase die pünktlichen Korrelatorwerte an einen Ringbuffer **706** übertragen. Synchronisiert auf z. B. die 1-Hz-Rinex Epochen **710**, **712**, extrahiert der Bündelextraktor die Korrelatorwerte aus dem Ringbuffer **706**.

[0121] Wie in **Fig. 8** gezeigt, werden zuerst die Korrelatorwerte in Bündel **802**, **804** gruppiert. Die Bündellänge ist gleich der RINEX Beobachtungsrate (z. B. 1 s oder 30 s) plus einer gewissen Überlappungsperiode (z. B. 20 ms oder 0,5 s). Das Bündel endet genau vor der RINEX Beobachtungsepoche **806** bzw. **808**.

[0122] Wenn man beispielhaft eine RINEX-Rate von 1 Hz und eine Korrelatorrate von 50 Hz annimmt, dann besteht ein Bündel aus ungefähr 75 komplexwertigen Korrelatorwerten, wobei die ersten 25 Korrelatorwerte mit dem vorigen Bündel überlappen. Für jeden Korrelatorwert werden auch die entsprechenden Zeitepochen und NCO(Numerical Controlled Oscillator)-Werte gespeichert. Optional könnte man auch in Betracht ziehen, ein paar Korrelatorwerte mehr mit in die jeweiligen Bündel einzuschließen (nach der RINEX Epoche, z. B. 100 ms), aber dies würde die Gesamtlatenz des Empfängers erhöhen. Es ist vorteilhaft, das Überlappen zweier Bündel zu minimieren um sicherzustellen, dass die Schätzungen statistisch unabhängig sind und die Phasendifferenz an der Grenze dann ein klarer Hinweis ist, ob eine kontinuierliche Trägerphasen-Nachverfolgung stattfindet oder ob sogenannte Cycle Slips auftreten.

[0123] Als Cycle-Slip bezeichnet man plötzliche Änderungen in der ganzzahligen Phasenmehrdeutigkeit der Trägerphasenmessung, die meist durch einen kurzen Verlust der Signalnachführung entstehen.

[0124] Nachdem ein Bündel gebildet worden ist, multipliziert ein Daten-Abstreifprozess **716** die Korrelatorwerte mit den entsprechenden Navigationsdatenbits bzw. Navigationsdatensymbolen. Die Bits bzw. Symbole werden von der Referenzstation **308** zur Verfügung gestellt.

[0125] Unter Verwendung von rohen Trägerphasenbeobachtungen **708** von der Referenzstation **308** werden die Differenzkorrelatoren **726** gebildet. Dies ist in **Fig. 7** in **720** dargestellt.

[0126] In **720** werden die rohen Korrelatorwerte in Einfach-Differenzwerte oder Doppel-Differenzwerte umgewandelt. Optional kann er so konfiguriert werden, dass er in einem Bypass-Modus arbeitet und dann die rohen, d. h. nicht-differenzierten Korrelatorwerte ausgibt.

[0127] Falls unterstützende Information **718** verfügbar ist, z. B. wenn dieser Kanal Teil eines integrierten GPS/INS (Global Positioning System/Inertial Navigation System) ist, dann wird die inertielle/geometrie-basierte Nutzerdynamik in den Korrelatorwerten korrigiert.

[0128] Die Bündel mit den Korrelatorwerten werden in ein Filter **730**, **740** gespeist. Dies kann zum Beispiel ein Frequenzbereich-Filter **730** oder ein Kostenminimierungsfiter **740** sein.

[0129] Für das Beispiel des Frequenzbereich-Filters, d. h. eines adaptiven spektralen Filters, werden nun die folgende Schritte durchgeführt:

- Transformation der Differenzen in den Frequenzbereich **728**
- Bestimmung der Dopplerverschiebung in Richtung der Quelle des Signals **732**, d. h. der Sichtlinie, die durch die Antenne des Empfängers und z. B. der Satellitensendeantenne, die das hochfrequente Signal abstrahlt.
- Adaptive Dopplerfilterung **734**
- Rücktransformation in den Zeitbereich **736**
- Ausgabe der gefilterten Differenzen **744**

[0130] Die Ausgabe **744**, **746** der Filter **730**, **740** ist ein Bündel gefilterter Korrelatorwerte.

[0131] Um die Rover-Trägerphasenbeobachtungen zu erhalten werden folgende Schritte durchgeführt:

- Für alle Korrelatorwerte in einem Bündel wird der Phasendiskriminator (z. B. atan2) gebildet (**750**). Der Phasendiskriminator **750** stellt die gewickelte Trägerphase dar.

[0132] Die gewickelte Trägerphase wird in **750** abgewickelt, beginnend mit 0 Zyklen am Anfang eines Bündels. Eine Polynomial-Anpassung **752** glättet die abgewickelte Phase während eines Bündel-Intervalls. Danach wird

das Polynom an der vorigen RINEX-Epoche ausgewertet und das Ergebnis wird mit der vorigen Trägerphasen-Ausgabe verglichen (**745**). Im Idealfall ist die Differenz sehr nahe an einem ganzzahligen Wert und dieser ganzzahlige Wert kann verwendet werden, um die Trägerphasenmehrdeutigkeit für das aktuelle Bündel aufzulösen. Falls der fraktionale Anteil dieser Differenz größer als z. B. 0,25 Zyklen ist, wird ein Cycle-Slip erklärt. Dieser Prozess wird als Trägerphasenfortführung bezeichnet. Unter Verwendung der aufgelösten Mehrdeutigkeit wird das Polynom zu der aktuellen RINEX-Epoche ausgewertet (**756**). Dies stellt die Trägerphasenschätzung dar. Falls unterstützende Information **718** vorhanden ist (z. B. wenn dieser Kanal ein Teil eines integrierten GPS/INS-System ist), dann wird der inertielle- bzw. geometriebasierte Phasenoffset zu der Trägerphasen-Pseudoentfernung hinzuaddiert. Die Prozedur wird wiederholt für alle nachgeführten GNSS-Signale unabhängig voneinander durchgeführt und die Trägerphasenschätzungen werden in eine RINEX-Datei geschrieben.

[0133] Die Filteroption 1, d. h. das spektrale adaptive Filter **730**, gibt auch gefilterte Früh-/Spät-Korrelatorwerte, oder in einem allgemeineren Sinn Mehrfach-Korrelatorwerte aus. Die Korrelatorwerte werden über das Bündelintervall aufsummiert und die aufsummierten Korrelatorwerte werden verwendet, um einen Code-Diskriminator **738** zu berechnen, um die Code-Pseudoentfernungen zu schätzen. Hierbei können Standardverfahren angewandt werden. Die sich ergebende Code-Pseudoentfernung wird zusammen mit der Trägerphase in eine RINEX-Datei geschrieben.

[0134] Die Erfindung kann nicht nur im Bereich der Satellitennavigation eingesetzt werden, sondern auch z. B. im Mobilfunkbereich oder sonstigen Systemen, wo eine Laufzeit von Signalen für z. B. eine Synchronisation oder eine Positionsbestimmung ermittelt wird.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Erhöhung der Signalenergie in einem Empfänger
 - wobei der Empfänger ein mit einem Code gespreiztes Signal empfängt, das auf einen Träger moduliert ist.
 - wobei der Code und der Träger jeweils eine Phase aufweisen,
 - wobei der Empfänger die Phase des Codes und die Phase des Trägers nachführt
 - wobei der Empfänger zur der Nachführung der Phase und zur Nachführung des Codes das empfangene Signal mit einem vordefinierten Code korreliert,
 - wobei beim Korrelieren interne Korrelatorwerte erzeugt werden

dadurch gekennzeichnet, dass

 - der Empfänger zusätzlich Daten empfängt, aus denen der Empfänger Referenzkorrelatorwerte bildet,
 - der Empfänger Differenzen zwischen den internen Korrelatorwerten und Referenzkorrelatorwerten bildet
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Empfänger einfache Differenzen oder doppelte Differenzen zwischen den internen Korrelatorwerten und Referenzkorrelatorwerten bildet
3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass
 - der Empfänger die Differenzen filtert und
 - der Empfänger die gefilterten Differenzen zur Codephasenbestimmung und/oder zur Trägerphasenbestimmung verwendet.
4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass bei der Filterung der Differenzen folgende Schritte ausgeführt werden:
 - Transformation der Differenzen in den Frequenzbereich
 - Bestimmung der Dopplerverschiebung in Richtung der Quelle des Signals
 - Adaptive Dopplerfilterung
 - Rücktransformation in den Zeitbereich
 - Ausgabe der gefilterten Differenzen
5. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Filterung der Differenzen mit einem Kostenminimierungsfiler durchgeführt wird.
6. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass aus den gefilterten Differenzen und den internen Korrelatorwerten die Trägerphase gewonnen wird.
7. Verfahren nach Anspruch 3,

dadurch gekennzeichnet, dass

- die gefilterten Differenzen pünktliche, frühe und späte Differenzen enthalten
- die gefilterten Differenzen in einem Codediskriminator verarbeitet werden und
- aus den Ergebnissen des Codediskriminators Pseudo-Entfernungen berechnet werden.

8. Differenzkorrelator,

- aufweisend eine erste Schnittstelle zum Empfang von internen Korrelatorwerten, wobei die internen Korrelatorwerte durch eine Korrelation eines digitalisierten Analogsignals mit einem vordefinierten Referenzsignal erzeugt werden und
- aufweisend eine zweite Schnittstelle, dadurch gekennzeichnet, dass
- die zweite Schnittstelle Mittel zum Empfang von Referenzkorrelatorwerten aufweist, und wobei
- der Differenzkorrelator Mittel zur Erzeugung von Differenzen zwischen den internen Korrelatorwerten und den Referenzkorrelatorwerten aufweist.

9. Signalverarbeitungsanordnung, aufweisend

- einen Korrelator zur Erzeugung interner Korrelatorwerte durch Korrelation, wobei bei der Korrelation ein intern zur Verfügung stehender Code mit einem empfangenen Signal korreliert wird, wobei das empfangene Signal einen Träger und einen auf den Träger modulierten Code aufweist
 - eine Empfangsschnittstelle zum Empfangen von Trägerphasenwerten
- dadurch gekennzeichnet, dass
- die Signalverarbeitungsanordnung
- eine Referenzkorrelatorwerteerzeugungseinheit zur Erzeugung von Referenzkorrelatorwerten aus den Trägerphasen aufweist, und
 - einen Differenzkorrelator aufweist, der die Differenz zwischen den Referenzkorrelatorwerten und den internen Korrelatorwerten bildet.

10. Signallaufzeitmesssystem, aufweisend einen Referenzempfänger und einen Empfänger, wobei

- der Referenzempfänger und der Empfänger örtlich voneinander getrennt sind
 - der Referenzempfänger Mittel aufweist, Signallaufzeiten eines elektromagnetischen Signals zu messen,
 - wobei das elektromagnetische Signal ein hochfrequentes Signal ist
 - wobei auf das elektromagnetische Signal ein Code moduliert ist
 - wobei der Referenzempfänger Mittel aufweist, um Trägerphasen zu messen
 - wobei der Referenzempfänger Mittel aufweist, um die Werte der gemessenen Trägerphasen auszusenden
 - wobei der Empfänger Mittel aufweist, um die vom Referenzempfänger gesendeten Trägerphasenwerte zu empfangen
 - wobei der Empfänger Mittel aufweist, um das elektromagnetische Signal zu empfangen und mit einem intern zur Verfügung gestellten Code zu korrelieren, so dass interne Korrelatorwerte erzeugt werden
- dadurch gekennzeichnet, dass
- der Empfänger Mittel aufweist, um aus den vom Referenzempfänger gesendeten Trägerphasen Referenzkorrelatorwerte zu erzeugen
 - der Empfänger einen Differenzkorrelator aufweist, der die Differenz zwischen den internen Korrelatorwerten und den Referenzkorrelatorwerten bildet.

11. Signallaufzeitmesssystem nach Anspruch 10, wobei der Referenzempfänger eine Antenne aufweist, die das elektromagnetische Signal empfängt und auf die die Signallaufzeit bezogen wird,

dadurch gekennzeichnet, dass

- der Empfänger Mittel aufweist, um Referenzkorrelatorwerte von der Referenzantennenposition auf eine andere geographische Position umzurechnen.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

FIG. 1

Stand der Technik

Anhängende Zeichnungen

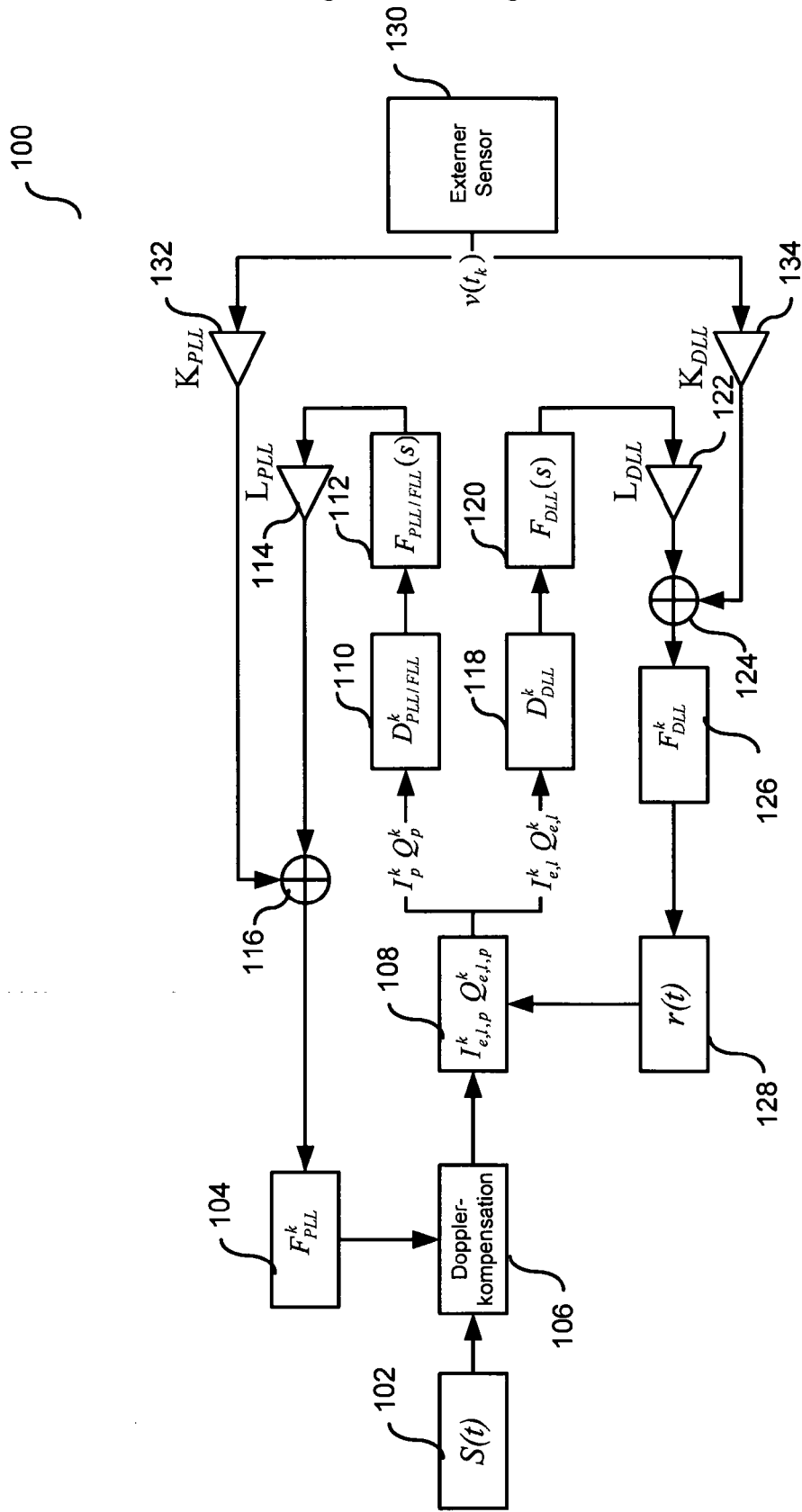


FIG. 2A

Stand der Technik

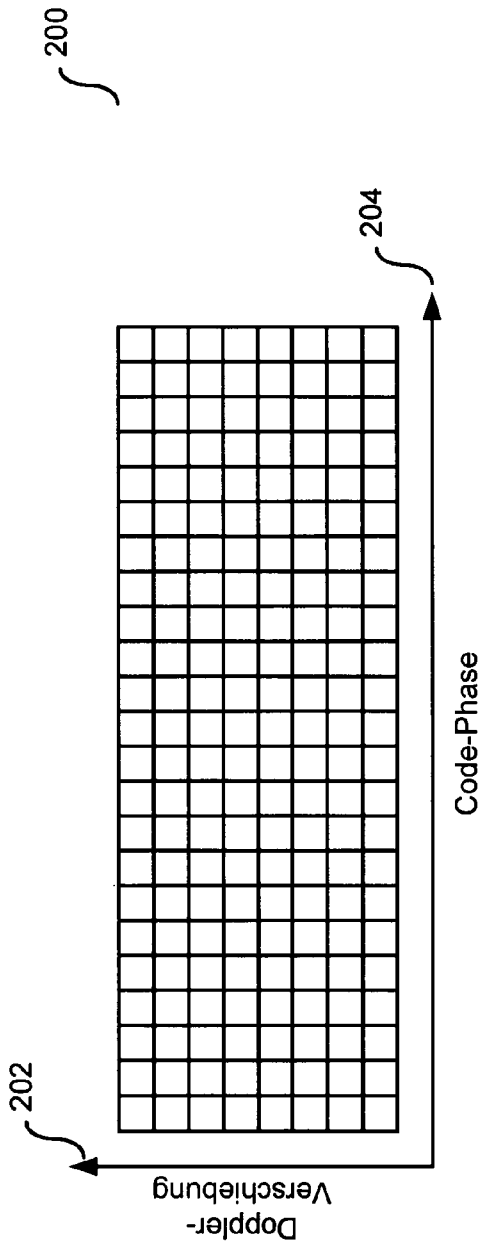


FIG. 2B

Stand der Technik

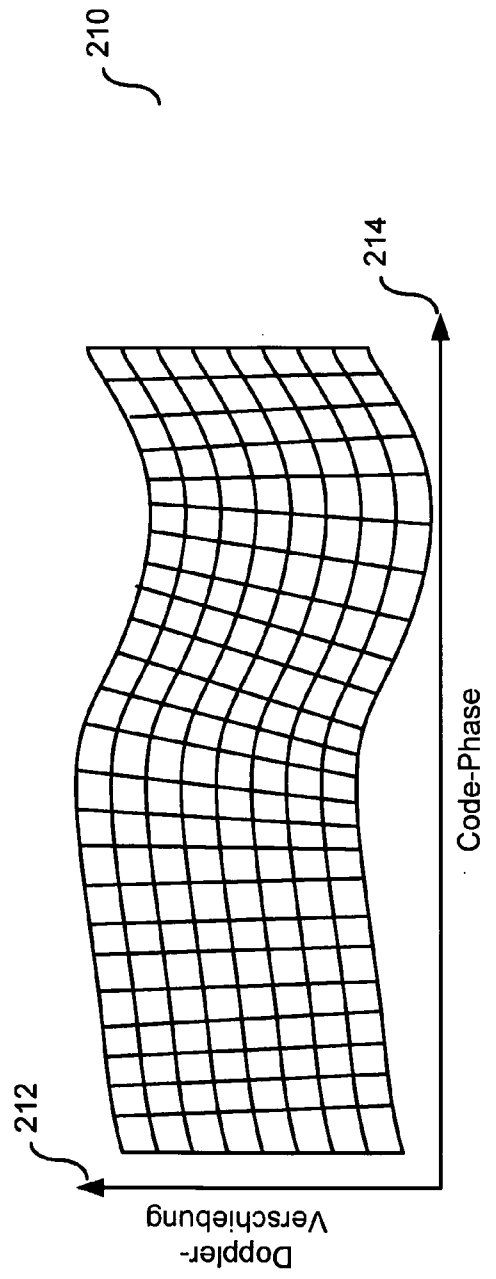


FIG. 3

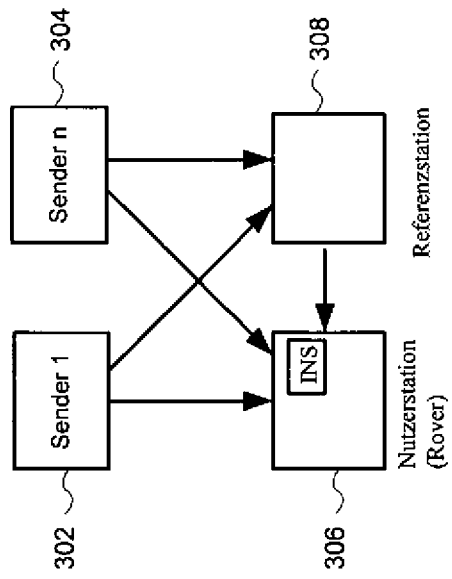


FIG. 8

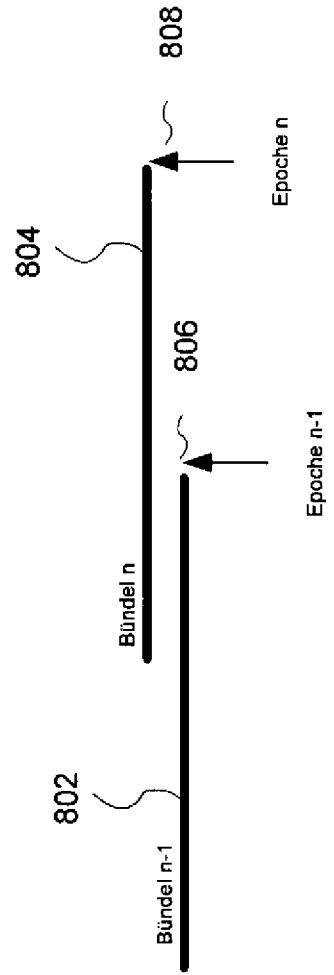


FIG.4

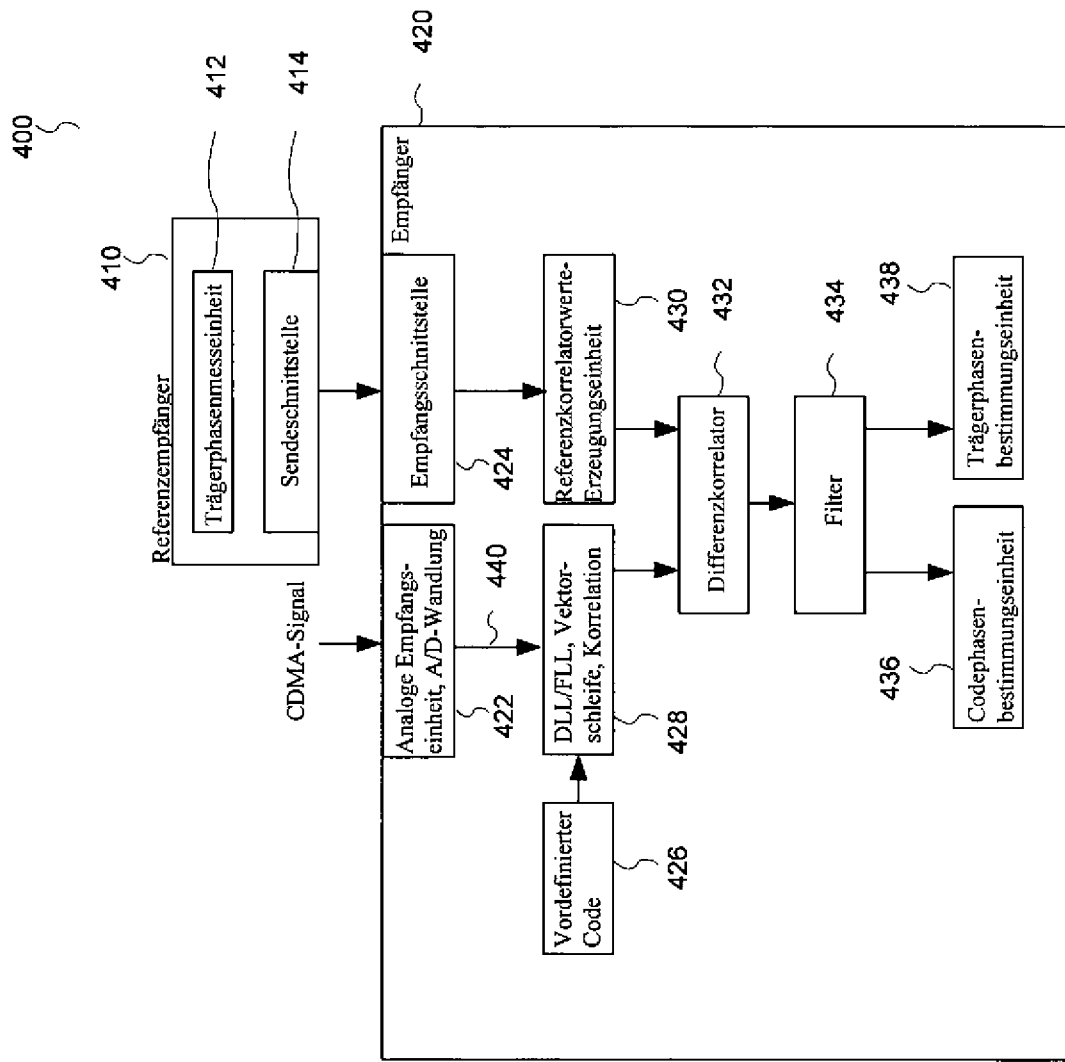


FIG. 6

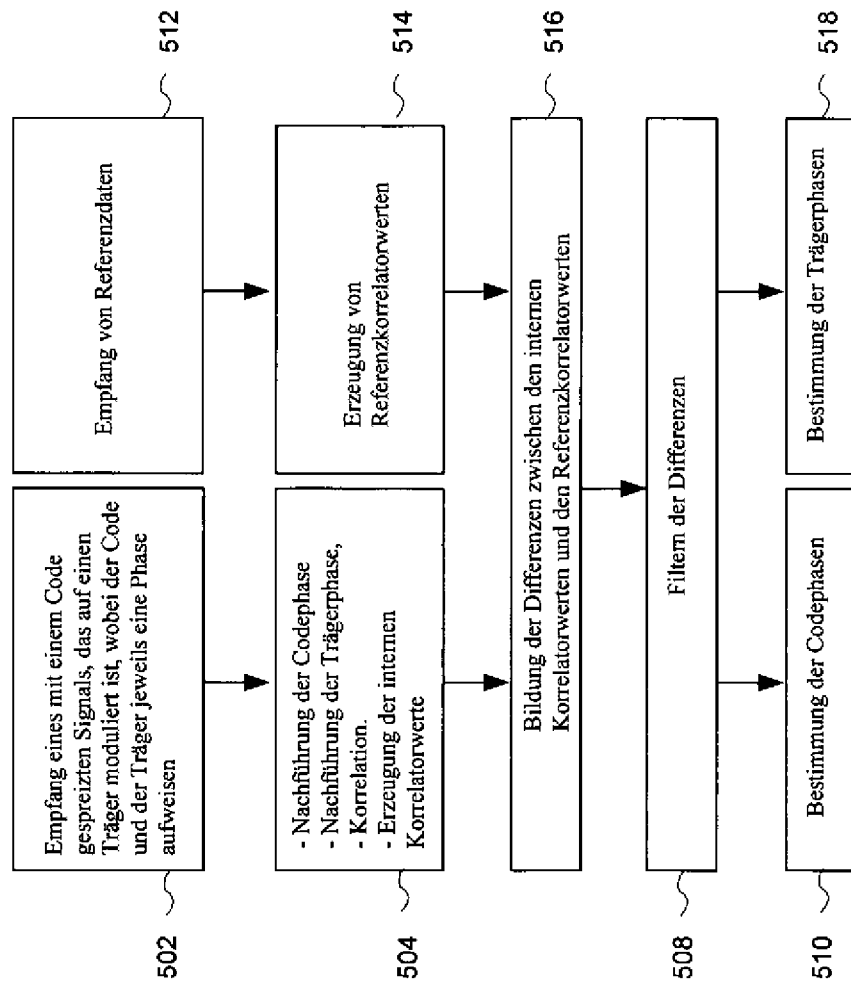


FIG. 5

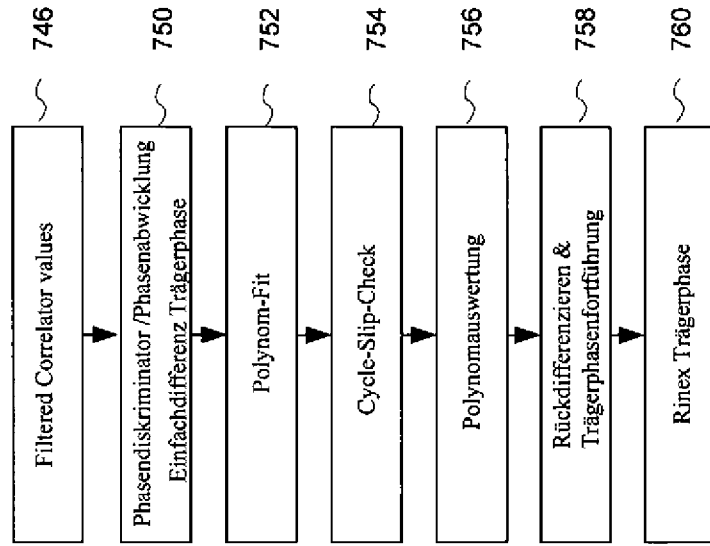


FIG. 7

