



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 697 29 736 T2** 2005.07.21

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 0 940 016 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **697 29 736.5**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US97/16692**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **97 943 394.3**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 98/013947**

(86) PCT-Anmeldetag: **19.09.1997**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **02.04.1998**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **08.09.1999**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **30.06.2004**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **21.07.2005**

(51) Int Cl.7: **H04B 1/707**

H04B 7/26, G01S 1/04

(30) Unionspriorität:
719611 25.09.1996 US

(73) Patentinhaber:
Magellan Corp., Santa Clara, Calif., US

(74) Vertreter:
Meissner & Meissner, 14199 Berlin

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

(72) Erfinder:
**GARIN, Lionel, Palo Alto, US; ZHODZICSHSKY,
Mark, Moscow, RU; VEITSEL, Victor, Moscow, RU;
SILA-NOVATISKY, Stanislov, Moscow, RU;
KAMGAR, Farbod, Campbell, US**

(54) Bezeichnung: **SIGNALKORRELATIONSVERFAHREN FÜR SPREIZSPEKTRUMEMPFÄNGER ZUR REDUZIERUNG VON MEHRWEGFEHLERN**

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 betrifft digitale Funkempfänger, die für Navigationssysteme und andere Entfernungsmeßanwendungen verwendet werden, wobei die empfangenen Signale mit einem Code eines quasizufälligen Signaltyps (PRN) codiert sind. Diese Erfindung beschäftigt sich insbesondere mit Umgebungen, wo der Mehrwegeschwund ernst ist.

[0002] Die Regierung der Vereinigten Staaten hat eine Anzahl Satelliten in den Orbit gebracht, als Teil eines globalen Positionierungssystems (GPS). Ein GPS-Empfänger empfängt Signale von mehreren solchen Satelliten und kann sehr genaue Parameter, wie die Position, Geschwindigkeit und Zeit bestimmen. Es gibt sowohl militärische als auch kommerzielle Anwendungen. Eine primäre militärische Verwendung dient einem Empfänger in einem Flugzeug oder Schiff, um konstant die Position und Geschwindigkeit des Flugzeugs oder Schiffes zu bestimmen. Ein Beispiel einer kommerziellen Verwendung umfaßt die Überwachung und die genaue Bestimmung des Ortes eines festen Punkts oder einer Entfernung zwischen zwei festen Punkten mit einem hohen Maß an Genauigkeit. Ein anderes Beispiel ist die Erzeugung eines hochgenauen Zeitsteuerungsbezugs.

[0003] Um dies zu erreichen, sendet jeder Satellit kontinuierlich zwei L-Band-Signale. Ein Empfänger detektiert gleichzeitig die Signale von mehreren Satelliten und verarbeitet sie, um Informationen aus den Signalen zu gewinnen, um die gewünschten Parameter zu berechnen, wie die Position, Geschwindigkeit oder Zeit. Die Regierung der Vereinigten Staaten hat sich Standards für diese Satellitensendungen zu eigen gemacht, so daß andere die Satellitensignale nutzen können, indem sie Empfänger für spezifische Zwecke bauen. Die Satellitensendestandards werden im Detail durch ein „Interface Control Document“ der Rockwell International Corporation angegeben, mit dem Titel „Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces“, das am 26. September 1984 datiert, überarbeitet am 19. Dezember 1986.

[0004] Kurz gesagt, sendet jeder Satellit ein L1-Signal auf einem $1575,42$ Mhz-Träger, das üblicherweise als $1540f_0$ ausgedrückt wird, wobei $f_0 = 1023$ Mhz. Ein zweites L2-Signal, das durch jeden Satelliten gesendet wird, weist eine Trägerfrequenz von $1227,6$ Mhz oder $1200f_0$ auf. Jedes dieser Signale wird im Satelliten durch mindestens eine quasizufällige Signalfunktion moduliert, die für diesen Satelliten eindeutig ist. Dies führt zur Entwicklung eines Streuspektrum-Signals, das Hochfrequenzrauschen oder einer absichtlichen Störung standhält. Es läßt außerdem zu, daß die L-Band-Signale von einer Anzahl Satelliten in einem Empfänger einzeln identifiziert und getrennt werden. Eine solche quasizufällige Funktion ist ein Präzisionscode („P-Code“), der so-

wohl die L1- als auch L2-Träger im Satelliten moduliert. Der P-Code weist eine Taktfrequenz von $10,23$ Mhz auf und bewirkt daher, daß die L1- und L2-Signale eine Bandbreite $20,46$ Mhz aufweisen. Die Länge des Codes beträgt sieben Tage; das heißt das P-Code-Muster wird alle sieben Tage neu begonnen. Zusätzlich ist das L1-Signal auf jedem Satelliten mit einer zweiten quasizufälligen Funktion, oder einem eindeutig klaren Erfassungscode („C/A Code“) moduliert, der eine Taktfrequenz von $1,023$ Mhz aufweist und sein Muster jede Millisekunde wiederholt und folglich 1023 Bits enthält. Ferner ist der L1-Träger außerdem mit einem Navigationsdatenstrom mit 50 Bit pro Sekunde moduliert, der bestimmte Informationen der Satellitenkennung, des Status und dergleichen liefert.

[0005] In einem Empfänger werden im Prozeß der Demodulation dieser Satellitensignale Signale, die den bekannten quasizufälligen Funktionen entsprechen, erzeugt und in ihrer Phase mit denen ausgerichtet, die auf die Satellitensignale moduliert sind. Die Phase des Trägers von jedem Satelliten, der verfolgt wird, wird aus den Ergebnissen einer Korrelation jedes Satellitensignals mit einer lokal erzeugten quasizufälligen Funktion gemessen. Die relative Phase der Trägersignale aus einer Anzahl von Satelliten ist eine Messung, die durch einen Empfänger verwendet wird, um die gewünschten Endgrößen der Entfernung, Geschwindigkeit, Zeit usw. zu berechnen. Da die verschlüsselten P-Code-Funktionen (Y-Code) durch die Regierung der Vereinigten Staaten geheimgehalten werden sollen, so daß sie nur zu militärischen Zwecken verwendet werden können, müssen kommerzielle Benutzer des GPS direkt nur mit der quasizufälligen Funktion des C/A-Codes arbeiten.

[0006] Die Regierung der früheren UDSSR hat im Orbit ein ähnliches Satellitennavigationssystem positioniert, das GLONASS genannt wird; weitere Informationen über diesen Standard können im „Global Satellite Navigation System GLONASS-Interface Control Document“ des RTCA-Artikels Nr. 518-91/SC159-317, anerkannt durch das Glavkosmos Institute of Space Device Engineering, der offiziellen für GLONASS verantwortlichen Organisation der früheren UDSSR, gefunden werden. Obwohl die vorliegende Erfindung hierin zur Verwendung mit dem GPS-System der Vereinigten Staaten beschrieben wird, kann sie auf einen Empfänger, der dazu bestimmt ist, die GLONASS-Signale zu erfassen, oder irgendein Hochfrequenzsystem angewendet werden, das quasizufällige Signalsequenzen zur Entfernungsmessung verwendet.

[0007] Einer der Hauptfaktoren, die die Endgenauigkeit einer Messung der Entfernung, Geschwindigkeit usw. beeinflussen, die vorgenommen wird, ist die Genauigkeit, mit der die Signalphasenmessungen gemacht werden. Diese Phasenmeßpräzision wie-

derum wird verändert, wenn zusätzlich zum direkten Sichtlinien-Ausbreitungssignal außerdem ein Mehrwege-Schwundsignal empfangen wird. Die Phase des C/A-Codes wird zum Beispiel durch die Verwendung eines Verzögerungsregelkreis-(DLL)-Korrelators bestimmt, wobei die Phase der intern erzeugten C/A-PRN-Codesequenz in einem Regelkreis eingestellt wird, um ein Fehlersignal zu minimieren. Der DLL verwendet frühe und späte Versionen des intern erzeugten Codes in einem Signalkorrelator, der ein Teil von ihm ist. Viele solche Empfänger verwenden einen zeitlichen Abstand zwischen den frühen und späten Versionen eines PRN-Code-Chips. (Ein „Chip“ ist die Zeit, während der der Code auf plus oder minus eins bleibt.) Die Operation des DLL in solchen Empfängern wird durch jedes vorhandene Mehrwegesignal beeinflusst, wodurch folglich ein Nachführungsfehler verursacht wird. Der Zustand eingerasteter Phase des DLL wird nicht nur durch das Sichtliniensignal kontrolliert, wie es wünschenswert ist, um einen Grund von Phasenmeßfehlern zu beseitigen, sondern wird außerdem ebenso durch die Mehrwegesignale beeinflusst.

[0008] Fehler, die durch eine Mehrwegeverzerrung im phasenverschobenen Zustand verursacht werden, können reduziert werden, indem der Verzögerungszwischenraum zwischen den frühen und späten Korrelatoren im DLL enger gemacht wird. Obwohl diese Technik den Effekt der empfangenen Mehrwegesignale etwas reduziert, indem die Regelkreisverstärkung für die schwächeren Mehrwegesignale reduziert wird, ergeben sich immer noch Ungenauigkeiten. Es ist nicht festgestellt worden, daß es möglich ist, den Nachführungsfehler vollständig zu beseitigen, indem einfach der Früh-Spät-Verzögerungszwischenraum enger gemacht wird.

[0009] Die frühere Anmeldung US 5953367, die am 14.09.1999 veröffentlicht wurde, d. h. nach der Priorität der vorliegenden Anmeldung, die oben identifiziert wird, beschreibt die Verwendung eines Korrelators, der über einen Großteil eines Bereichs der relativen Phasendifferenz zwischen dem lokal erzeugten PRN-Code und jenem, der im Hochfrequenzsignal kodiert ist, das von einem Satelliten oder anderen Quelle empfangen wird, eine Regelkreisverstärkung von null aufweist, während gleichzeitig eine endliche Größe der Regelkreisverstärkung in einem Betriebs-Phasendifferenzbereich bereitgestellt wird, der um eine Phasendifferenz von null angeordnet ist. Diese reduziert Phasenmeßfehler beträchtlich, und beseitigt sie in einigen Fällen sogar, die sich ergeben, wenn eine oder mehrere Mehrwegeversionen eines PRN-codierten Signals vorhanden sind. Da sich jedoch das gewünschte Niveau der Meßgenauigkeit erhöht hat, wird eine Phasenmeßgenauigkeit angestrebt, die noch größer als die ist, die durch die Techniken bereitgestellt wird, die in der früheren Anmeldung beschrieben werden.

[0010] US-A-5 347 536, US-A-5 493 588 und US-A-5 402 450 offenbaren alle ein Verfahren zur Verarbeitung eines ankommenden Signals, das Sichtlinien- und Mehrwegeversionen davon enthält, das aufweist:

- lokales Erzeugen eines Signals, das einer Komponente von ihm entspricht,
- Korrelieren des lokal erzeugten Signals mit dem ankommenden Signal,
- Verwenden eines Ergebnisses der Korrelation, um eine Phase des lokal erzeugten Signals relativ zu einer Phase der Komponente des ankommenden Signals einzustellen,
- unabhängig vom Korrelationsschritt Bestimmen einer Größe eines Fehlers in der Korrelation, der als Ergebnis des Mehrwegesignals aufgetreten ist, das im ankommenden Signal vorhanden ist, und,
- Einstellen des Ergebnisses der Korrelation, um den Fehler zu minimieren, wodurch der Effekt der Mehrwegeversion des ankommenden Signals wesentlich reduziert wird.

[0011] US-A-5 347 536 offenbart ferner, daß in dem Verfahren,

- die erste Korrelation mit dem prompten Signal vorgenommen wird, die auf die Sichtlinien- und auf die Mehrwege-Komponenten des ankommenden Signals empfindlich ist,
- die zweite Korrelation mit dem frühen Signal vorgenommen wird, die unempfindlich gegenüber den Mehrwege-Komponenten des ankommenden Signals ist,
- das Kombinieren unter Verwendung eines Adierers vorgenommen wird.

[0012] Die vorliegende Erfindung ist auf ein Verfahren zur Verarbeitung eines ankommenden Signals gerichtet, das sowohl Sichtlinien- als auch verzögerte Mehrwegeversionen davon enthält, und einen Träger enthält, auf den ein quasizufälliger Signal-(PRN)-Binärkode codiert ist. Erfindungsgemäß weist das Verfahren auf:

lokales Erzeugen erster und zweiter Torsignale, die sich auf den PRN-Code des ankommenden Signals beziehen, von denen eines symmetrisch um eine Flanke des PRN-Binärkodes im ankommenden Signal geformt ist, und das andere asymmetrisch um eine Flanke des PRN-Binärkodes geformt ist; Ausführen einer ersten Korrelation des ankommenden Signals mit dem ersten lokal erzeugten Torsignal, um dadurch eine erste Korrelationsfunktion zu erzeugen, die auf beide Versionen des ankommenden Signals empfindlich ist; Ausführen einer zweiten Korrelation des ankommenden Signals mit dem zweiten lokal erzeugten Torsignal, um dadurch eine zweite Korrelationsfunktion zu erzeugen, die auf die Sichtlinienversion des ankommenden Signals empfindlich ist, jedoch gegenüber dessen verzögerter Mehrwegeversion im wesentli-

chen unempfindlich ist;
 Kombinieren der ersten und zweiten Korrelationsfunktionen, um dadurch ein Fehlersignal zu erzeugen; und
 gemeinsames Einstellen einer Phase der ersten und zweiten Torsignale relativ zu jener des PRN-Binär-codes des ankommenden Signals, um das Fehlersignal zu einem Bezug zu treiben.

[0013] Die Erfindung trachtet danach, Phasenmeßfehler im wesentlichen zu beseitigen, die aus dem Vorhandensein eines oder mehrerer Mehrwegesignale resultieren, die zusammen mit dem gewünschten Sichtliniensignal empfangen werden. Diese Aufgabe wird verfolgt, indem die Kennlinien eines oder beider Träger- und Code-Korrelatorregelkreise beibehalten werden, die zur Nachführung des Signals und dann zur unabhängigen Messung des Betrags des Fehlers am besten sind, der im Korrelatorregelkreis wegen des Vorhandenseins irgendeines Mehrwegesignals auftritt. Der gemessene Fehler wird dann verwendet, um eine fehlerhafte Messung der Signalphase zu korrigieren, die durch den Korrelatorregelkreis gemacht wird. Dieses Verfahren unterscheidet sich völlig von einer Einstellung der Kennlinie des Korrelatorregelkreises selbst, um die Effekte eines Mehrwegesignals zu reduzieren. Durch die Verwendung der vorliegenden Erfindung wird der Korrelatorregelkreis nicht in seinem Betrieb beeinträchtigt, während gleichzeitig die Effekte des Mehrwegesignals auf die Phasenmessung beträchtlich reduziert oder sogar beseitigt werden. In einer Implementierung wird die Korrektur des Mehrwegesignals direkt an den Korrelatorregelkreis geliefert, so daß er eine Messung der Signalphase abgibt, die im wesentlichen oder sogar vollständig frei von den Effekten irgendeines Mehrwegesignals ist, das vorhanden ist. In einer anderen Implementierung wird die Messung der Signalphase, die durch den Korrelatorregelkreis vorgenommen wird, die fehlerhaft sein wird, wenn eines oder mehrere Mehrwegesignale vorhanden sind, mit dem unabhängig gemessenen Fehler korrigiert.

[0014] Gemäß einem spezifischeren Aspekt der vorliegenden Erfindung wird der Coderegelkreis so modifiziert, daß er automatisch korrigiert wird. Ein Verbund-Korrelatorregelkreis wird anstelle des einzelnen Coderegelkreises eingesetzt, der nun für die Entfernungsmeßanwendung in Streuspektrum-Empfängern genutzt wird. Der Verbund-Korrelatorregelkreis besteht aus einem primären Korrelator und einem sekundären Korrelator, der einen Nachführungsfehler des primären Korrelators detektiert und korrigiert, der durch irgendein Mehrwegesignal verursacht wird. Dies läßt es zu, daß der primäre Korrelator mit einer Antwort versehen wird, die das gewünschte dynamische Verhalten des Verbund-Regelkreises definiert, während der zweite Korrelator im wesentlichen unempfindlich gegenüber dem Mehrwegesignal gemacht wird. Diese beiden Kennlinien,

die in einem einzigen Korrelator schwierig zu implementieren sind, werden durch die getrennten Korrelatoren ausgeführt, die zusammenarbeiten. Der zweite Korrelator braucht nicht direkt an der Nachführung teilzunehmen, was der primäre Korrelator tut, sondern der zweite Korrelator detektiert vielmehr den Nachführungspunktfehler des primären Korrelators, der auf das Vorhandensein eines Mehrwegesignals zurückzuführen ist. Dieser detektierte Fehler wird dann verwendet, um den Nachführungspunkt des primären Korrelators zu korrigieren, um den Effekt eines Mehrwegesignals im wesentlichen zu beseitigen.

[0015] Da der zweite Korrelator nicht direkt an der Nachführung teilnehmen muß, kann seine Kennlinie für die sehr viel andere Funktion der Detektion des Nachführungsfehlers des primären Korrelators optimiert werden. Da entsprechend die Kennlinie des primären Korrelators nicht beeinträchtigt werden braucht, um mit dem Vorhandensein eines Mehrwegesignals fertig zu werden, kann sie für ihre Nachführungsfunktion optimiert werden. Dies führt zu einer präziseren Signalnachführung, die es wiederum zuläßt, daß eine genauere Entfernungsmessung vorgenommen wird.

[0016] In einer bevorzugten Ausführungsform weist der zweite Korrelator eine sehr kurze von null verschiedene späte Antwort auf. Die Kennlinie des zweiten Korrelators wird im allgemeinen asymmetrisch sein, d. h. eine sehr viel kürzere von null verschiedene späte Antwort als eine von null verschiedene frühe Antwort. Dies läßt es zu, daß die Bandbreite des zweiten Korrelators adäquat ist, jedoch ihr Anteil, der auf ein verzögertes Mehrwegesignal antworten kann, äußerst kurz ist. Diese von null verschiedene späte Antwort wird ausreichend lang gemacht, um mit dem Ausmaß des Nachführungsfehlers des primären Korrelators umzugehen, jedoch nicht mehr, als notwendig ist, um dies zu tun. Jede resultierende Verschlechterung des Signal-Rausch-Verhältnisses des zweiten Korrelator wird durch eine Filterung ausgeglichen, indem seine Ausgabe eine zeitlang integriert wird.

[0017] Ein primärer Schwerpunkt der vorliegenden Erfindung liegt auf einer besseren Mehrwegeunempfindlichkeit, die häufig im zweiten Korrelator mit einer resultierenden Phasenrauschen-Meßverschlechterung erhalten wird. Diese Verschlechterung wiederum wird durch eine Verminderung der Bandbreite des zweiten Korrelatorregelkreises kompensiert. Diese Regelkreis-Bandbreitenabnahme hat jedoch für die Nachführungsleistung des Verbund-Regelkreises keine Konsequenz, da seine Nachführungsleistung nur vom primären Korrelator abhängig bleibt.

[0018] Die Mehrwegekorrekturtechniken der vorliegenden Erfindung weisen eine besondere Anwendung als sowohl die Code- als auch die Träger-Nach-

führungsregelkreise in jedem digitalen Verarbeitungskanal eines GPS- oder GLONASS-Empfängers auf. Sie sind eine Verbesserung gegenüber dem einzelnen Korrelator-Codereglerkreis, der in der früheren Anmeldung beschrieben wird, indem eine noch größere Immunität gegenüber dem Vorhandensein eines Mehrwegesignals bereitgestellt wird. Es bleibt bevorzugt, die Korrelatoren vielmehr unter Verwendung spezifischer Torsignale in Kombination mit einem Akkumulator/Integrator zu implementieren, als frühe-späte Versionen des lokal erzeugten PRN-Codes zu verwenden. Das für den zweiten Korrelator erzeugte Torsignal ist notwendigerweise ziemlich komplex, um eine bevorzugte späte Antwort zu erhalten.

[0019] Zusätzliche Aufgaben, Vorteile und Merkmale der verschiedenen Aspekte der vorliegenden Erfindung werden aus der folgenden Beschreibung ihrer bevorzugten Ausführungsformen deutlich werden, wobei die Beschreibung in Verbindung mit den beige-fügten Zeichnungen vorgenommen werden sollte.

[0020] [Fig. 1](#) stellt Sichtlinien- und Mehrwegesignale dar, die gleichzeitig durch einen GPS-Empfänger empfangen werden;

[0021] [Fig. 2](#) und [Fig. 3](#) zeigen die Sichtlinien- und Mehrwegesignale in Vektorform;

[0022] [Fig. 4](#) ist ein Blockdiagramm eines vollständigen Empfängers, der die verschiedenen Aspekte der vorliegenden Erfindung ausführt;

[0023] [Fig. 5](#) ist eine schematische Darstellung eines Korrelators des Typs, der in GPS-Empfängern verwendet wird;

[0024] [Fig. 6A](#) zeigt ein Beispiel eines ankommenden PRN-Signals, das in den Korrelator der [Fig. 5](#) eingegeben wird, und [Fig. 6B](#) zeigt eine lokal erzeugte Kopie dieses ankommenden Signals;

[0025] [Fig. 6C–F](#) stellen verschiedene Torwellenformen dar, die alternativ mit dem Korrelator der [Fig. 5](#) verwendet werden können;

[0026] [Fig. 7A–E](#) zeigen alternative Antwortkennlinien des Korrelators der [Fig. 5](#), die bei der Verwendung der jeweiligen Torsignale der [Fig. 6B–F](#) erhalten werden;

[0027] [Fig. 8A–C](#) stellen die Bildung des Torsignals der [Fig. 8D](#) aus den Torsignalen entweder der [Fig. 6C](#) oder [Fig. 6D](#) dar;

[0028] [Fig. 9A](#) und [Fig. 9B](#) stellen die Bildung einer Korrelatorantwort dar, die in [Fig. 9C](#) gezeigt wird;

[0029] [Fig. 10](#) zeigt eine modifizierte Version des Korrelators der [Fig. 5](#);

[0030] [Fig. 11](#) zeigt noch eine andere modifizierte Version des Korrelators der [Fig. 5](#);

[0031] [Fig. 12](#) stellt die Träger- und Code-Korrelatorregelkreise aller digitalen Verarbeitungskanäle des Empfängers der [Fig. 4](#) dar;

[0032] [Fig. 13](#) ist eine detailliertere Darstellung des zusammengesetzten Code-Korrelatorregelkreises der [Fig. 12](#) für jeden der Kanäle des Empfängers der [Fig. 4](#);

[0033] [Fig. 14A](#), [Fig. 14B](#) und [Fig. 14C](#) sind Kurven, die die Antwortkennlinien der primären und Korrektur-Codekorrelatoren der [Fig. 13](#) zeigen;

[0034] [Fig. 15A–E](#) stellen die Bildung eines Torsignals der [Fig. 14C](#) dar;

[0035] [Fig. 16A–C](#) sind Wellenformen, die die Operation des zusammengesetzten Code-Korrelatorregelkreises der [Fig. 13](#) veranschaulichen;

[0036] [Fig. 17](#) ist eine andere Kurve, die die Operation des zusammengesetzten Code-Korrelatorregelkreises der [Fig. 13](#) darstellt;

[0037] [Fig. 18](#) stellt die Ergebnisse dar, die mit dem zusammengesetzten Code-Korrelatorregelkreis der [Fig. 13](#) erhalten werden, relativ zu jenen früherer nichtkorrigierter Regelkreise;

[0038] [Fig. 19](#) ist eine detailliertere Darstellung des zusammengesetzten Träger-Korrelatorregelkreises der [Fig. 12](#) für jeden der Kanäle des Empfängers der [Fig. 4](#);

[0039] [Fig. 20A](#) und [Fig. 20B](#) zeigen Vektoren, die den Effekt des Vorhandenseins eines Mehrwegesignals veranschaulichen;

[0040] [Fig. 21A–C](#) sind Kurven, die die Antwortkennlinien der primären und Korrektur-Trägerkorrelatoren der [Fig. 19](#) zeigen;

[0041] [Fig. 22](#), [Fig. 23](#) und [Fig. 24](#) sind dreidimensionale Vektordiagramme, die die Operation des zusammengesetzten Träger-Korrelatorregelkreises der [Fig. 19](#) zeigen;

[0042] [Fig. 25](#) zeigt eine alternative Implementierung des Korrekturkorrelators der [Fig. 19](#);

[0043] [Fig. 26](#) zeigt noch eine andere alternative Implementierung des Korrekturkorrelators der [Fig. 19](#);

[0044] [Fig. 27](#) und [Fig. 28](#) stellen die Ergebnisse dar, die mit den zusammengesetzten Träger-Korrelatorregelkreis der [Fig. 19](#) erhalten werden, relativ zu

jenen früherer nichtkorrigierter Regelkreise;

[0045] [Fig. 29](#) zeigt einen Träger-Korrelatorregelkreis, der eine Korrektur mit offenem Regelkreis aufweist, als eine Alternative zu dem der [Fig. 19](#); und

[0046] [Fig. 30](#) ist ein Blockdiagramm einer Schaltungs- und Software- Implementierung des einzelnen Kanalkorrelators der [Fig. 12](#).

[0047] Bezugnehmend auf [Fig. 1](#), werden die verschiedenen Aspekte der vorliegenden Erfindung bezüglich eines globalen Positionierungssystems („GPS“) beschrieben. Ein GPS-Empfänger **10** weist eine Antenne **11** auf, die angeordnet ist, um ein Signal **205** von einem Satelliten **207** zu empfangen. Zusätzlich zum erwünschten Sichtlinien- („LOS“-)Signal **205**, das direkt vom Satelliten **207** empfangen wird, empfängt die Antenne **11** außerdem eine zweite Version dieses Signals, ein verzögertes Mehrwegesignal **209**. Das Mehrwegesignal ist um τ verzögert, da es die Antenne **11** erreicht, indem es eine längere Entfernung als das Sichtliniensignal **205** durchquert. Das Mehrwegesignal wird in [Fig. 1](#) so gezeigt, daß es von einem Hügel **211** oder einem gewissen anderen Gegenstand reflektiert wird. Obwohl die vorliegende Erfindung einfach bezüglich eines einzelnen Mehrwegesignals erläutert wird, kann es mehrere verzögerte Versionen des Sichtliniensignals geben, die ebenfalls durch die Antenne **11** zur selben Zeit empfangen werden. Da GPS-Empfänger und andere Entfernungsmeß-Empfänger, die in anderen Anwendungen verwendet werden, durch Messung der Phase des Empfangssignals arbeiten, kann ein Mehrwegesignal die Aufgabe beträchtlich komplizieren.

[0048] Es sind verschiedene Versuche bei der Antennengestaltung gemacht worden, um die Aufnahme der reflektierten Signale zu begrenzen. Dies ist jedoch schwierig, da es im allgemeinen erwünscht ist, daß die Antennen einen Weitwinkelleigenschaft behalten, um Signale von mehreren Satelliten auf einmal zu empfangen, die unter unterschiedlichen Azimut- und Elevationswinkeln gesehen werden. Es sind auch Versuche unternommen worden, die Antenne so hoch wie möglich anzuordnen, um Reflexionen vom Boden und von Gebäuden zu minimieren, oder sie sorgfältig anzuordnen, um den Empfang reflektierter Signale zu vermeiden. Obwohl diese Techniken in Verbindung mit der vorliegenden Erfindung verwendet werden können, verwendet die vorliegende Erfindung verschiedene Signalverarbeitungstechniken im Empfänger selbst, um die empfangenen Mehrwegesignale zu benachteiligen.

[0049] Bezugnehmend auf die [Fig. 2](#) und [Fig. 3](#), repräsentiert ein Vektor **213** das empfangene Sichtliniensignal, während ein anderer Vektor **215** das empfangene Mehrwegesignal repräsentiert. Das Mehrwegesignal **215** kommt an der Empfängerantenne **11**

mit einer Codephasenverzögerung τ relativ zum Sichtliniensignal **213** an. Das Mehrwegesignal **215** wird ebenfalls mit einem gewissen Trägerphasenwinkel θ relativ zum Sichtliniensignal **213** empfangen. Es wird in diesen Figuren gezeigt, daß das Mehrwegesignal im allgemeinen eine geringere Größe als das Sichtliniensignal aufweist, wie durch den kleineren Vektor **215** dargestellt wird. Ein Verhältnis dieser Größen wird hierin durch α bezeichnet. Zur Einfachheit der Erläuterung wird hierin ein einziges Mehrwegesignal gezeigt, jedoch könnten auch ein oder mehrere zusätzliche reflektierte Signale gleichzeitig vorhanden sein.

[0050] Die Beschreibung von Betriebsausführungsformen eines Streuspektrum-Empfängers ist hierin hauptsächlich am Global Positioning System (GPS) der Vereinigten Staaten orientiert. Jedoch kann sie ebenso auch auf das GLObal NAVigation Satellite System (GLONASS) der GUS-Staaten, irgendein Entfernungsmeßsystem, das eine PRN-Sequenz verwenden, oder auf andere Typen von Systemen mit ähnlichen Eigenschaften angewendet werden. Diese Ausführungsform wird mit einer Ein-Bit-Quantisierung beschrieben. Diese Wahl, die der Einfachheit der Beschreibung willen vorgenommen wird, schließt überhaupt keine anderen Beschränkungen der Quantisierung aus.

[0051] Bezugnehmend auf [Fig. 4](#), wird ein allgemeines Blockdiagramm eines (PRN)-Empfängers **10** für ein quasizufälliges Signal angegeben, in dem die verschiedenen Aspekte der vorliegenden Erfindung implementiert werden. Der Empfänger **10** weist eine Antenne **11**, einen Abwärtsumsetzer **12**, mehrere Kanäle **13a** bis **13n**, eine Eingangs/Ausgangsschnittstelle **14** und einen digitalen Prozessor **15** auf. Die Antenne **11** empfängt ein zusammengesetztes Signal RF, das aus Signalen von allen Satelliten im System besteht, die sich direkt in der Sichtlinie der Antenne befinden. Das zusammengesetzte RF-Signal wird in den Abwärtsumsetzer **12** eingespeist, um ein quantisiertes und abgetastetes Zwischenfrequenzsignal IFW, einen Systemabtasttakt F_t und einen Systemtakt bereitzustellen.

Code-Korrelatoren und ihre Torsignale

[0052] Ein einfacher Korrelator wird zum Zweck der Erläuterung seiner gewünschten Antwortkennlinien und Techniken zum Erhalten solcher Eigenschaften durch die Verwendung spezifischer Formen von Torsignalen in [Fig. 5](#) dargestellt. Ein ankommendes Signal **601** enthält eine bekannte PRN-Codesequenz und wird an einen Mischer **603** angelegt. Außerdem wird an den Mischer **603** ein Torsignal **605** angelegt, das durch einen lokalen Codegenerator **607** erzeugt wird. Eine Ausgabe **608** des Korrelators **603** ist ein mathematisches Produkt seiner beiden Eingaben **602** und **605**. Die Ausgabe **608** wird dann durch ei-

nen Akkumulator **609** integriert, um das Signal-Rausch-Verhältnis des Produkts zu verbessern, wobei das integrierte Signal an einem Ausgang **611** erscheint. Die Amplitude der Ausgabe **611** ist eine Funktion der relativen Phase zwischen dem ankommenden PRN-Code und dem lokal erzeugten PRN-Code. Die relative Phase wird durch ein Signal **613** kontrolliert.

[0053] Korrelatoren für GPS-Empfänger und ähnliche Anwendungen haben herkömmlicherweise das ankommende Signal mit frühen (in ihrer Phase vorgeschobenen) und späten (in ihrer Phase verzögerten) lokal erzeugten Kopien des PRN-Codes korreliert, der im ankommenden Signal enthalten ist. Wie in **Fig. 4** der früheren Anmeldung gezeigt, wird eine Differenz zwischen diesen beiden Korrelationen die Ausgabe des Korrelators. Die Korrelator-Ausgangskennlinien werden durch die Differenz der relativen Phase der frühen und späten Code-Kopien kontrolliert, die verwendet werden. Es können kompliziertere Korrelationen, wie sie in den **Fig. 7** und **8** der früheren Anmeldung gezeigt werden, hergestellt werden, um eine breite Vielfalt von Korrelatorfunktionen bereitzustellen. Wie jedoch in der früheren Anmeldung beschrieben, wird es bevorzugt, einen einfacheren Korrelator zu verwenden, wie den, der hierin in **Fig. 5** gezeigt wird, der mit einem einzelnen Torsignal **605** arbeitet. Es sind dann die Eigenschaften des Torsignals **605**, die die Korrelatorausgabe **611** als Funktion der relativen Torsignalphase **613** steuern.

[0054] Die **Fig. 6C** bis **Fig. 6F** zeigen vier Beispiele der Torsignale, die in Implementierungen der vorliegenden Erfindung nützlich sind. Die Kurve der **Fig. 6B** gibt einen Beispiel-PRN-Code an, der im Empfänger als eine Kopie des PRN-Codes der **Fig. 6A** erzeugt werden kann, der im ankommenden Signal enthalten ist, obwohl er tatsächlich nicht so erzeugt werden muß, um die vorliegende Erfindung zu implementieren. Er wird als ein Bezug gezeigt. Es wird gezeigt, daß der Bezugscode der **Fig. 6B** in Phase mit jenem der **Fig. 6A** ist. Der gepunktete Abschnitt des Signals der **Fig. 6A** ist ein idealisierter empfangener Code, und die durchgezogene Kurve zeigt einen typischeren PRN-Code, der durch den digitalen Verarbeitungskanal eines Empfängers empfangen wird, nachdem das Empfangssignal. notwendigerweise durch den Abwärtsumsetzer **12** (**Fig. 4**) und andere Eingangsabschnitte des Empfängers in seiner Bandbreite begrenzt wird. Für den Zweck, die vorliegende Erfindung zu beschreiben, wird jedoch zur Vereinfachung der Erläuterung der idealisierte empfangene Code vorausgesetzt.

[0055] **Fig. 6C** zeigt mehrere Zyklen eines Beispiel-torsignals $s(t)$. Es wird festgestellt werden, daß dieses Signal von einem negativen Pegel auf einen positiven Pegel geht, wenn das lokale PRN-Bezugssignal der **Fig. 6B** positiv ist, und umgekehrt von einem

positiven Pegel auf einen negativen Pegel geht, wenn das PRN-Bezugssignal negativ ist. Es tritt kein Torsignal während der Code-Chip-Periode **460** auf, da es keinen PRN-Code-Übergang an der vorhergehenden Chip-Grenze **461** gab. Die Dauer jedes der negativ und positiv verlaufenden Komponenten des Torsignals wird das „d“ bezeichnet, was ein gewisser Bruchteil eines Chips ist, 0,05 C/A-Code-Chip. Die relative Phase zwischen dem Torsignal der **Fig. 6C** und dem Bezugs-PRN-Signal der **Fig. 6B** wird durch τ_0 bezeichnet. Die Größe τ_0 ist so definiert, daß sie sich zwischen einer Mitte des lokalen PRN-Bezugssignal-Chips der **Fig. 6B** und der Mitte des betroffenen Codeimpulses der **Fig. 6C** erstreckt, wie in den Figuren gezeigt. Da die relative Phasengröße τ_0 verändert wird, bewegt sich die Operation des Korrelators der **Fig. 5** zu einem anderen Abschnitt seiner Kennlinie, wie später beschrieben wird.

[0056] Ein anderes Torsignal, das in **Fig. 6D** gezeigt wird, ist dasselbe wie jenes der **Fig. 6C**, mit einem wichtigen Unterschied. Innerhalb des Code-Chips **460**, wo kein Übergang des Bezugs-PRN-Codes der **Fig. 6B** an der Chip-Grenze **461** vorhanden ist, tritt trotzdem ein Torsignal auf. In diesem Fall geht dieses zusätzliche Torsignal von einem hohen auf einen niedrigen Pegel über, da die Größe des lokal erzeugten Codes der **Fig. 6B** niedrig ist. Die Torsignale beider **Fig. 6C** und **Fig. 6D** sind bipolar.

[0057] Weitere Beispieltorsignale werden in den **Fig. 6E** und **Fig. 6F** gezeigt. Diese Signale sind beide unipolar, wobei jene der **Fig. 6E** während der Codeperiode **460** nicht auftreten, während jene der **Fig. 6F** während der Periode **460** auftreten. Die Polarität jedes Torsignals in den Beispielen der **Fig. 6E** und **Fig. 6F** ist dieselbe wie jene des Bezugscode der **Fig. 6B** beim Auftreten des Torsignals. Ihre Dauer beträgt „d“.

[0058] Von den vier in den **Fig. 6C–Fig. 6F** gezeigten Beispielen des Torsignals **605** (**Fig. 5**) liefert jenes der **Fig. 6E** den Korrelator der **Fig. 5** mit dem höchsten Signal-Rausch-Verhältnis. Die Verwendung des Signals der **Fig. 6D** ist in dieser Hinsicht die schlechteste, und jene der **Fig. 6C** und **Fig. 6F** liegen dazwischen. Es ist ein Nachteil in vielen Anwendungen bei der Verwendung eines der Torsignale der **Fig. 6C** oder **Fig. 6E**, daß der Korrelator eine gewisse Antwort bei plus und minus einem Chip aufweist, zusätzlich zu der Antwort, die in **Fig. 7C** gezeigt wird. Die Verwendung eines der Torsignale der **Fig. 6D** oder **Fig. 6F** wird diese hinzugefügte Antwort nicht ergeben. Es hat sich herausgestellt, daß die Kompromisse, die sich aus der Verwendung des Torsignals der **Fig. 6F** ergeben, für gewöhnlich bevorzugt werden.

[0059] Es wird erkannt werden, daß es viele unterschiedliche Formen von Torsignalen **605** gibt, die

konstruiert werden können, um eine erwünschte Antwort des Korrelators der [Fig. 5](#) zu ergeben. Es werden nur Signale mit einem Pegel in den [Fig. 6C–Fig. 6F](#) gezeigt. Es kann zum Beispiel auch ein Signal verwendet werden, das andere Kombinationen von Größen aufweist. Die verschiedenen Torsignale, die beschrieben werden, können durch die Verwendung von Standardlogikschaltungstechniken im lokalen Codegenerator [607](#), oder durch die Verwendung eines digitalen Signalprozessors darin, oder durch eine Kombination von beidem erzeugt werden. Wie im folgenden beschrieben wird, ist eine Kombination eines gewissen Schaltungskomplexes und einer softwaregesteuerten Verarbeitung eine bevorzugte Implementierung.

[0060] Zusätzliche Möglichkeiten für komplexere Torsignale gehen aus der Kombination derjenigen der [Fig. 6C–Fig. 6F](#) hervor. Die [Fig. 8A–Fig. 8D](#) zeigen die Erzeugung einer komplexeren Torfunktion der [Fig. 8D](#) aus entweder dem Torsignal der [Fig. 6C](#) oder der [Fig. 6D](#). Ein solches Torsignal wird relativ zu einem Bezugscode der [Fig. 8A](#) zu seiner in [Fig. 8B](#) gezeigten Phase und außerdem zu der in [Fig. 8C](#) gezeigten relativen Phase verschoben. Diese beiden verschobenen Signale werden dann subtrahiert, um ein komplexeres Torsignal der [Fig. 8D](#) zu erhalten. Dieses Torsignal wird als das erkannt, das bezüglich [Fig. 12](#) der früheren Anmeldung beschrieben wird.

[0061] Obwohl diese Erläuterung mit der Beschreibung von Beispielen der Korrelator-Torsignale begonnen hat, ist es eine besondere Korrelator-Antwortkennlinie, die das gewünschte Endergebnis ist. Die Torsignale sind wichtig, da sie zu Korrelatorantwortkennlinien beitragen, jedoch sind sie nicht das Ziel an sich. Jede der [Fig. 7A–Fig. 7E](#) liefert die charakteristische Antwort des Korrelators der [Fig. 5](#), wenn ein jeweiliges der Torsignale der [Fig. 6B–Fig. 6F](#) verwendet wird. Jede der [Fig. 7A–Fig. 7E](#) zeigt eine Größe (vertikale Achse) der Korrelatorausgabe [611](#) als eine Funktion der relativen Phase ϕ_0 (horizontale Achse) zwischen seinem jeweiligen der Torsignale der [Fig. 6C–Fig. 6F](#) und dem Bezugscode der [Fig. 6B](#) über einen Bereich von plus einem Chip τ (Code geht dem Bezug voraus) bis minus einem Chip τ (Code eilt dem Bezug nach). Die Kurve der [Fig. 7B](#) ist eine Antwort, wenn das Torsignal der [Fig. 6C](#) verwendet wird, die Antwort der [Fig. 7C](#), die mit dem Torsignal der [Fig. 6D](#) erhalten wird, und so weiter.

[0062] Ein wichtiges Merkmal aller Korrelatorantworten der [Fig. 7A–Fig. 7E](#) ist eine kurze abfallende späte Kennlinienflanke, wie eine Flanke [615](#) der [Fig. 7C](#) und eine Flanke [617](#) der [Fig. 7D](#), die auf null gehen. Es sind entweder positiv oder negativ verlaufende Flanken sinnvoll. Eine solche Korrelator-Kennlinienflanke [619](#) wird in [Fig. 9A](#) in Bezug auf einen Startpunkt [621](#) gezeigt. Für den besonderen Ge-

brauch in einem Korrekturkorrelator der vorliegenden Erfindung ist die Form eines Abschnitts [623](#) der Korrelatorantwort, die früher als der Punkt [621](#) auftritt, unerheblich. Dieselbe Flanke [627](#) wird auch mit einer festen Verzögerung [625](#) erzeugt, wie in [Fig. 9B](#) gezeigt, um bei einem Punkt [629](#) zu starten. Die beiden Kennlinienflanken [619](#) und [627](#) werden dann kombiniert, um eine gewünschte Kennlinie zu erzeugen, die in [Fig. 9C](#) gezeigt wird.

[0063] Diese erwünschte späte Korrelatorantwortkennlinie ist eine Korrelatorantwort [630](#), die null ist, und dann in der kürzesten möglichen Entfernung auf der horizontalen Achse auf ein Maximum und zurück auf null geht. Die Form des Antwortabschnitts [631](#) vor dem Punkt [629](#) ist unerheblich. Die Gründe dafür, daß die späte Kennlinie für den Korrekturkorrelator erwünscht ist, werden in einem späteren Abschnitt erläutert. Eine Grenze dafür, wie eng die Nulldurchgänge der [Fig. 9C](#) beabstandet sein können, wird durch die begrenzte Bandbreite der Empfängereingangsteile bestimmt. Die späte Korrelatorantwort der [Fig. 9C](#) ist ideal, wobei keine Bandbreiteneinschränkungen vorausgesetzt werden, jedoch wird sie in einer tatsächlichen Implementierung etwas verschmiert sein. Aufgrund dieser nicht perfekten Antwort müssen die Nulldurchgänge um einen gewissen Abstand beabstandet sein, der zunimmt, wenn die Bandbreite des Empfängers abnimmt.

[0064] Um die späte Korrelatorantwortkennlinie der [Fig. 9C](#) zu erhalten, wird eine gemeinsame Neigung in zwei Formen verwendet, wobei eine gegenüber der anderen leicht verzögert wird, und sie dann mit einem gewissen Skalierungsfaktor zwischen ihnen kombiniert werden. Der Abstand zwischen den Nulldurchgängen wird durch die Phasenverzögerung [625](#) gesteuert. In einem spezifischen Beispiel werden die Neigungen kombiniert, indem die Kennlinienneigung [619](#) mit zwei multipliziert wird und dann von diesem Ergebnis die Kennlinienneigung [627](#) subtrahiert wird.

[0065] Die [Fig. 10](#) und [Fig. 11](#) zeigen modifizierte Ausführungen des Korrelators der [Fig. 5](#), die die Korrelatorantwortkennlinie der [Fig. 9C](#) bereitstellen können. In [Fig. 10](#) ist das Torsignal, das an den Mischer [603](#) angelegt wird, eine Kombination desjenigen, das durch den lokalen Codegenerator [607](#) erzeugt wird, wenn es in einem Addierer [635](#) mit einer verkleinerten Version desselben Torsignals kombiniert wird, das durch eine Verzögerungsschaltung [633](#) verzögert worden ist. Folglich kann dieser Korrelator das Torsignal der [Fig. 9C](#) erzeugen und die Verzögerung [633](#) so einstellen, daß sie die Dauer der Phasenverzögerung [625](#) aufweist, um das Torsignal der [Fig. 9C](#) im Korrelator zu erzeugen und zu verwenden.

[0066] Der Korrelator der [Fig. 11](#) kombiniert einen zweiten Korrelator aus einem Mischer [637](#) und einem Integrator [639](#) parallel zu einem Korrelator, der den

Mischer **603** und den Integrator **609** aufweist. Beide Korrelatorabschnitte empfangen dasselbe ankommende PRN-Signal und kombinieren ihre Ausgaben in einem Addierer **643**, um eine Gesamtkorrelatorausgabe **645** bereitzustellen. Wenn dieser Korrelator so konfiguriert wird, daß er die späte Kennlinie der [Fig. 9C](#) aufweist, kann der lokale Codegenerator **607** irgendeines der Torsignale der [Fig. 6C–Fig. 6F](#) erzeugen, und eine Verzögerungsschaltung **641** wird so eingestellt, daß sie dieses Signal um die Phasenverzögerung **625** von [Fig. 9B](#) verzögert. Das Torsignal wird an den Mischer **637** angelegt, während die verzögerte Version an den Mischer **603** angelegt wird. Die beiden Korrelatorausgaben, die jenen entsprechen, die in den [Fig. 9A](#) und [Fig. 9B](#) gezeigt werden, werden dann in der Schaltung **643** in der oben beschriebenen Weise skaliert und kombiniert. Im allgemeinen kann dieselbe Korrelatorantwort mit dem Verfahren erhalten werden, das in einer der [Fig. 10](#) oder [Fig. 11](#) gezeigt wird.

Digitalempfänger-Kanal, allgemein

[0067] Bezugnehmend auf [Fig. 12](#), wird die Struktur und Operation jedes der mehreren Verarbeitungskanäle des Empfängers der [Fig. 4](#) gezeigt. Eine der ähnlichen Kanalschaltungen **13a–13n** ist für jeden der Satelliten vorgesehen, die gleichzeitig durch den Empfänger verfolgt werden. In einer bevorzugten Ausführungsform wird ein Abschnitt der in [Fig. 12](#) dargestellten Signalverarbeitung durch die Schaltungen innerhalb der Kanäle **13a–13n** des Empfängers der [Fig. 4](#) implementiert, und der Rest der Verarbeitung der [Fig. 12](#) wird durch Software im Prozessor **15** implementiert. Das Zwischenfrequenzsignal IFW, das an jeden dieser Kanäle über die Schaltungen **401** angelegt wird, wird an einen Mischer **403** angelegt. Der Mischer **403** empfängt außerdem in einer Schaltung **405** eine Kopie des Trägers, der im Zwischenfrequenzsignal in den Schaltungen **401** enthalten ist. Diese Trägerkopie wird durch einen numerisch gesteuerten Oszillator (NCO) **407** erzeugt. Aus einem resultierenden Signal in den Schaltungen **409** ist der Träger folglich entfernt. Dieses demodulierte Signal wird sowohl an einen primären Korrelator **411** als Teil eines Primärcoderegelkreises als auch an einen primären Korrelator **413** als Teil eines primären Trägerregelkreises angelegt.

[0068] Jeder dieser primären Regelkreise weist einen DLL für den Code und einen Phasenregelkreis („PLL“) für den Träger auf, wie sie für gewöhnlich in GPS-Empfängern verwendet werden. Ein Fehlersignal in einer Schaltung **421**, die Teil des Trägerregelkreises ist, veranlaßt den NCO, die Phase des lokal erzeugten Trägers in den Schaltungen **405** relativ zu der des ankommenden Signals in den Schaltungen **401** zu verschieben. Eine Ausgabe **422** ist ein Signal, das proportional zur relativen Phase des Trägers ist, der durch den NCO **407** erzeugt wird, und ist eine

Größe, die durch den Empfänger verwendet wird, um einen gewünschten Parameter, wie die Entfernung zu messen. Ein lokaler Codegenerator **415** stellt in den Schaltungen **417** einen PRN-Code bereit, der dem Code entspricht, der ein Teil des Signals ist, das durch die Schaltungen **409** übertragen wird. Im Beispiel eines GPS-Empfängers kann dieser Code entweder der C/A-Code oder der P-Code sein. Ein Fehlersignal in einer Schaltung **419**, die Teil des Coderegelkreises ist, veranlaßt den Codegenerator **415**, die Phase des lokalen Codes relativ zu jener des ankommenden Signals in den Schaltungen **401** einzustellen. Eine Ausgabe **420** des Codegenerators **415** ergibt ein Signal, das mit der Phase des Codes zusammenhängt, der dadurch erzeugt wird, die Größe, die durch GPS- und verwandte Arten von Empfängern verwendet wird, um die Position, Entfernung, Geschwindigkeit und ähnliche Größen zu messen.

[0069] Normalerweise würde eine Ausgabe **423** des Trägerregelkreiskorrelators **413** das Fehlersignal durch die Schaltungen **421** direkt an den NCO **407** liefern. Entsprechend würde eine Ausgabe **425** des Primärcoderegelkreiskorrelators **411** normalerweise das Fehlersignal für den Codegenerator **415** durch eine direkte Verbindung mit den Schaltungen **419** liefern. Jedoch wird erfindungsgemäß eine zusätzliche Träger-Korrekturschaltung **427** und/oder zusätzliche Code-Korrekturschaltung **433** bereitgestellt. Die Träger-Korrekturschaltung **427** liefert eine Ausgabe **429**, die das Fehlersignal der Schaltungen **423** effektiv durch eine Kombination mit diesem Fehlersignal in einem Addierer **431** vorspannt. Entsprechend überträgt ein Ausgang **435** der Code-Korrekturschaltung **433** ein Vorspannungssignal, das in einem Addierer **437** mit dem Fehlersignal der Schaltungen **425** kombiniert wird. Die Träger-Korrekturschaltung **427** ist vorzugsweise ein Korrelator, der eine Struktur aufweist, die ähnlich zu jener des primären Korrelators **413** ist, jedoch mit einer sehr viel anderen Antwort. Entsprechend ist der Korrekturkorrelator **433** im Coderegelkreis in seiner Struktur ähnlich zum primären Korrelator **411**, jedoch mit einer sehr viel anderen Antwortfunktion.

[0070] Wie unten bezüglich spezifischer Ausführungsformen jeweils der Träger- und Coderegelkreise erläutert wird, wird dafür gesorgt, daß die Antwort der Korrekturkorrelatoren **427** und **433** den gegenwärtigen Nachführungspunktfehler jedes der primären Regelkreise detektiert, die aus ihren jeweiligen primären Korrelatoren **413** und **411** bestehen. Es wird dafür gesorgt, daß die Antwort dieser Korrektur-Teilregelkreise eine sehr niedrige Empfindlichkeit auf die Mehrwegesignalkomponente des ankommenden Signals der Schaltungen **401** aufweist. Die Korrektur-Teilkreise nehmen nicht direkt an den Träger- und Code-Nachführungsfunktionen teil. Die primären Regelkreise, die die primären Korrelatoren **413** und **411** nutzen, können dann so gewählt werden, daß sie

eine Antwort aufweisen, die die notwendige dynamische Code-Nachführungskennlinie aufweist. Das heißt, die Antwort der primären Korrelatoren in jeweils den Träger- und Code-Regelkreisen muß nicht beeinträchtigt werden, um den Effekt eines Mehrwegesignals zu minimieren. Vielmehr wird die Antwort der primären Korrelatoren **413** und **411** gewählt, um die bestmögliche Regelkreisantwort zu liefern, als wäre kein Mehrwegesignal vorhanden. Die Antwort der Korrekturkorrelatoren **427** und **433** wird dann so gestaltet, daß sie sehr unempfindlich auf das Mehrwegesignal ist, um Korrektursignale zu erzeugen, die verwendet werden, um die Fehlersignale der jeweiligen primären Regelkreise vorzuspannen. Die manchmal konkurrierenden Anforderungen einer hochdynamischen Regelkreisantwort und einer Unempfindlichkeit auf Mehrwegesignale werden dann entkoppelt und durch unterschiedliche Abschnitte jeweils des Verbund-Träger-PLL und Verbund-Code-DLL behandelt. Dieses Verfahren kompensiert das Vorhandensein eines Mehrwegesignals vollständiger als frühere Herangehensweisen an das Problem. Und es geschieht, ohne das dynamische Verhalten des Gesamtregelkreises zu beeinflussen.

Code-Verbund-DLL

[0071] Die [Fig. 13–Fig. 18](#) veranschaulichen verschiedene Aspekte der Struktur und der Operation des PRN-Coderegelkreises der [Fig. 12](#). Anfänglich auf [Fig. 13](#) bezugnehmend, weist der primäre Korrelator **411** einen Mischer **441** auf, der sowohl das demodulierte Signal der Schaltungen **409** als auch einen lokal erzeugten PRN-Code der Schaltungen **417a** empfängt. Eine Ausgabe des Mixers **441** wird dann an einen Akkumulator/Integrator **443** angelegt, dessen Ausgabe in der Schaltung **425** ein Fehlersignal ist, das normalerweise an den Codegenerator **415** angelegt werden würde, um die relative Phase eines lokal erzeugten Torsignals in einer Schaltung **417a** einzustellen, um die Größe dieses Fehlersignals zu minimieren, oder es auf einen gewissen anderen Bezugspegel zu treiben. Der Korrekturkorrelator **433** enthält außerdem einen Mischer **445** mit einem Ausgang, der mit einem Akkumulator/Integrator **447** verbunden ist. Der Mischer **445** empfängt dasselbe ankommende Signal aus den Schaltungen **409**, jedoch ein anderes lokal erzeugtes Torsignal durch eine Schaltung **417b**. Eine Ausgabe des Akkumulators/Integrators **447** wird an einen „perfekten“ Integrator **448** angelegt, dessen akkumulierte Ausgabe das Fehlerkorrektursignal **435** ist. Der Codegenerator **415** erzeugt in jeder der Ausgangsleitungen **417a** und **417b** Torsignale, die in ihrer relativen Phase miteinander synchronisiert bleiben, da diese Phase relativ zum ankommenden Signal in den Schaltungen **409** durch das Verbundfehlersignal der Schaltungen **419** eingestellt wird. Diese beiden Torsignale sind von, sehr unterschiedlicher Gestalt, wie im folgenden erläutert wird, die im wesentlichen dafür verantwort-

lich ist, daß jeder der Korrelatoren **411** und **433**, der unterschiedliche Antwortkennlinien aufweist, imstande ist, als Teil des Verbund-PRN-Coderegelkreises unterschiedlichen Funktionen zu dienen.

[0072] Die Kurve der [Fig. 14A](#) ist eine erweiterte Ansicht des mittleren Abschnitts der Antwortkennlinie der [Fig. 6C](#) der früheren Anmeldung. Diese zeigt die Größe der Fehlersignalausgabe des primären Korrelators **411** als eine Funktion einer Differenz der relativen Phase in Form eines Bruchteils eines Chips des PRN-Codes zwischen der des ankommenden Signals in den Schaltungen **409** und des Torsignals in der Schaltung **417a**. Um die Antwort der [Fig. 14A](#) zu erhalten, wird das Torsignal in den Schaltungen **417a** so gewählt, daß es das der [Fig. 6E](#) ist. Der Impuls der [Fig. 6E](#) weist in einem spezifischen Beispiel eine Breite von $d = 0,1$ Chips des PRN-Codes der [Fig. 6A](#) auf. Jeder solche Impuls tritt auf, wobei seine Mitte mit jeder Flanke der PRN-Sequenz der [Fig. 6A](#) zusammenfällt, und mit einer entsprechenden Polarität, wenn ein DLL, der den primären Korrelator **411** enthält, in Phase eingerastet ist. Wie in [Fig. 14A](#) gezeigt, rastet jedoch ein DLL, der nur aus einem solchen primären Korrelator besteht, vielmehr auf das zusammengesetzte Signal **214** als auf das gewünschte Sichtliniensignal **213** ein. Das heißt, der Nulldurchgangspunkt der Korrelatorausgangskennlinie ist mit dem zusammengesetzten Signal **214** ausgerichtet. Die Codephase, die als eine Anzeige der Entfernung, der Position oder eines gewissen anderen Parameters gemessen wird, der gemessen wird, ist dann fehlerhaft. Der Nachführungsfehler wird in [Fig. 14A](#) durch δ bezeichnet. Es ist dieser Fehler, der durch den Korrekturkorrelator **433** reduziert oder beseitigt wird, wie im folgenden erläutert wird.

[0073] Als eine Alternative zur Antwort der [Fig. 14A](#) kann dafür gesorgt werden, daß der primäre Korrelator **411** eine Antwort aufweist, wie in [Fig. 14B](#) gezeigt. Diese Antwort ist dieselbe wie die der [Fig. 9D](#) der früheren Anmeldung. Der lokal erzeugte Code in der Schaltung **417a**, der die Korrelatorantwort der [Fig. 14B](#) ergibt, wird in [Fig. 8D](#) gezeigt. In einem spezifischen Beispiel ist $d = 0,05$ eines PRN-Code-Chips. Der in [Fig. 8D](#) gezeigte Impuls wird um jede PRN-Codeflanke symmetrisch und mit derselben Polarität wie jene Flanke gemacht. Wie in der früheren Anmeldung erläutert, sind die Plus- und Minusbereiche des Impulses auf jeder Seite der PRN-Codeflanke einander gleich. Der Korrelator **411** kann alternativ mit anderen Antwortkennlinien versehen werden, wie jenen, die in [Fig. 5D](#) der früheren Anmeldung gezeigt werden. Da der primäre Korrelator **411** nicht direkt die Existenz eines Mehrwegesignals kompensieren muß, wird seine Kennlinie so gewählt, daß sie seine Funktion als der primäre Nachführungsregelkreis optimiert.

[0074] Ein Beispiel einer Antwort des Korrekturkor-

relators **433** ([Fig. 13](#)) wird in [Fig. 14C](#) gezeigt. Diese Antwort wird erhalten, wenn das Torsignal in der Schaltung **417b** vom Codegenerator **415** eine Form aufweist, wie in [Fig. 15E](#) dargestellt. [Fig. 14C](#) zeigt das Fehlerkorrektursignal in den Schaltungen **435** als eine Funktion einer Phasendifferenz zwischen dem PRN-Code im Signal in den Schaltungen **409** und dem lokal erzeugten PRN-Code in der Schaltung **417b**, ausgedrückt in Form eines Bruchteils eines Chips des PRN-Codes. Eine primäre Kennlinie der Antwort der [Fig. 14C](#) ist seine schmale späte Antwort **451**, wie vorher bezüglich [Fig. 9C](#) beschrieben. Um richtig zu arbeiten, sollte die Dauer der Gesamtantwort des Korrekturkorrelators **433** mindestens gleich dem Kehrwert der Bandbreite des Empfänger-Abwärtsumsetzers **12** ([Fig. 4](#)). Die Korrelatorantwort weist dann eine asymmetrische Beschaffenheit auf. Es ist üblich, daß die Korrelatorantwort um ihren Nulldurchgangspunkt symmetrisch ist, jedoch liefert der Korrekturkorrelator der vorliegenden Erfindung eine frühe Antwort **453**, die eine Dauer aufweist, die sehr viel länger als jene der späten Antwort **451** ist. Auf diese Weise wird die Bandbreitenanforderung erfüllt, und gleichzeitig kann die späte Antwort **451**, die auf das Mehrwegesignal empfindlich ist, sehr kurz gemacht werden. Tatsächlich wird die Dauer des von null verschiedenen späten Abschnitts **452** der Korrekturkorrelatorantwort idealerweise geringfügig größer als der Maximalwert des Fehlers ϵ und geringfügig kleiner als der Maximalwert von ϵ gemacht, von denen erwartet wird, sie anzutreffen. Ein Korrekturkorrelator, der die Antwort der [Fig. 14C](#) aufweist, kann mit einem primären Korrelator verwendet werden, der einen Antworttyp aufweist, der aus einer Anzahl vorhandener Korrelator-Antwortkennlinien ausgewählt wird, von denen einige oben und in der früheren Anmeldung beschrieben worden sind.

[0075] Eine Beispieltechnik zur Erzeugung eines lokalen PRN-Codes, zur Verwendung mit dem Korrekturkorrelator **433**, wird in den [Fig. 15A–Fig. 15E](#) gezeigt. [Fig. 15A](#) zeigt eine Flanke **459** des lokal erzeugten Bezugs-PRN-Codes. Anfänglich wird das Torsignal entweder der [Fig. 6C](#) oder [Fig. 6D](#) erzeugt, wie in [Fig. 15B](#) gezeigt, wo $\tau_0 = \tau/2$. Dieses Signal wird dann in seiner Phase um $0,03$ Chips vorgeschoben, um das Torsignal der [Fig. 15C](#) zu erhalten. Das Signal der [Fig. 15C](#) wird ebenfalls in seiner Phase um $0,01$ Chips vorgeschoben, um das Signal der [Fig. 15D](#) zu erhalten. Das Signal der [Fig. 15C](#) wird dann in seiner Größe verdoppelt, und das Signal der [Fig. 15D](#) dann davon subtrahiert, um das resultierende Torsignal der [Fig. 15E](#) zu erhalten, das durch den Codegenerator **415** durch die Schaltung **417b** an den Korrekturkorrelator **433** angelegt wird. Die Phase der Torsignale in den Schaltungen **417a** und **417b** (die der [Fig. 15E](#)) bleibt synchronisiert, da ihre Phase relativ zum ankommenden Signal als Reaktion auf das korrigierte Fehlersignal in der Schaltung **419** geändert wird.

[0076] Wie vorher bezüglich der [Fig. 9C](#) und [Fig. 14C](#) beschrieben, ist es die späte Antwortkennlinie des Korrekturkorrelators **433**, die sehr schmal gemacht wird. Obwohl eines der Torsignale der [Fig. 6C](#) oder [Fig. 6D](#) bezüglich der [Fig. 15A–Fig. 15E](#) als der Startpunkt bei der Entwicklung eines Torsignals **417b** beschrieben worden ist, das die erwünschte späte Korrelatorantwort gibt, kann alternativ eines der Signale der [Fig. 6E](#) oder [Fig. 6F](#) verwendet werden. Wenn das Signal der [Fig. 6E](#) verwendet wird, wird es in seiner Phase um einen Betrag $(3\tau/2 - d/2)$ vorgeschoben, einen Abstand zwischen einer Bezugsphase **614** und einer Phase **616** der [Fig. 7D](#) an einer Vorderkante der abfallenden Flanke **617**, plus $0,03\tau$, und dann in seiner Größe verdoppelt. Dasselbe Torsignal der [Fig. 6E](#) wird dann von diesem Ergebnis subtrahiert, nachdem es in seiner Phase um $(3\tau/2 - d/2) + 0,01\tau$ vorgeschoben worden ist. Dieses Ergebnis wird das Torsignal **417b** für den Korrekturkorrelator **433**.

[0077] Von den vier Anfangstorsignal-Beispielen, die in den [Fig. 6C–Fig. 6F](#) gezeigt werden, wird das von [Fig. 6F](#) im allgemeinen als Anfangstorsignal bevorzugt. Wenn es verwendet wird, wird das Signal der [Fig. 6F](#) in der Phase um $(\tau/2 - d/2) + 0,03\tau$ vorgeschoben und in seiner Größe verdoppelt und anschließend von diesem Ergebnis dasselbe Signal der [Fig. 6F](#) subtrahiert, nachdem es in der Phase um $(\tau/2 - d/2) + 0,01\tau$ vorgeschoben worden ist. Es wird aus [Fig. 7E](#) zu entnehmen sein, daß die Größe $(\tau/2 - d/2)$ der Abstand zwischen einer Vorderkante **620** einer abfallenden Flanke jener Korrelatorfunktion und der Bezugsphase **614** ist. Jedes der hierin beschriebenen spezifischen Korrekturkorrelator-Torsignale **417b** ist so gestaltet, daß es eine Korrelatorfunktion mit einer sehr steil abfallenden Flanke (eine der Flanken **612**, **615**, **617** oder **618** der [Fig. 7B–E](#)) bereitstellt, die am Phasenbezug **614** des primären Korrelators beginnt.

[0078] Es sollte beachtet werden, daß es viele andere Möglichkeiten für Torsignale gibt, die eine erwünschte Korrelatorantwort ergeben, wobei eine richtige Antwort das Endziel ist. Zum Beispiel sind nur Signale mit einem einzigen Pegel in den [Fig. 6C–Fig. 6F](#) gezeigt worden, jedoch können alternativ Signale verwendet werden, die andere Kombinationen von Größen aufweisen.

[0079] Die [Fig. 16A–Fig. 16C](#) sind dazu vorgesehen, die Operation des Verbundcoderegelschaltkreises der [Fig. 13](#) zu veranschaulichen, wobei der primäre Korrelator **411** eine charakteristische Antwort aufweist, wie in [Fig. 14A](#) gezeigt, und der Korrekturkorrelator **433** eine charakteristische Antwort aufweist, wie in [Fig. 14C](#) gezeigt. In [Fig. 16A](#) wird vorausgesetzt, daß nur das Sichtliniensignal **213** vorhanden ist. Unter solchen idealen Umständen sind die Nulldurchgänge der Ausgaben sowohl des primären als auch des Korrekturkorrelators mit dem Sichtliniensignal

ausgerichtet.

[0080] Wenn jedoch das Mehrwegesignal **215** zuerst erscheint, wie in [Fig. 16B](#) zu Veranschaulichungszwecken gezeigt, wird die Form der Kennlinie des primären Korrelators verzerrt. Sobald sich der primäre Korrelator nach dem plötzlichen Auftreten des Mehrwegesignals beruhigt hat, wird der Fehler e_M in seiner Ausgabe **425** auf null getrieben, indem der Codegenerator **415** verschoben wird. Dies liegt daran, daß der primäre Korrelatorregelkreis auf das zusammengesetzte Signal **214** statt auf das Sichtliniensignal **213** einrastet. [Fig. 16B](#) zeigt, daß die Korrekturkorrelator-Antwort anfänglich eine Fehlerausgabe erzeugt, die dann durch den Integrator **448** ([Fig. 13](#)) integriert wird, um das Fehlersignal **435** zu erzeugen. Das Fehlersignal, das an den Codegenerator **415** in den Schaltungen **419** angelegt wird, ist eine Kombination der Fehler $e_M + \tau e_S$. Wenn mehr Zeit verstreicht, nimmt die Ausgabe des Integrators **448** des Korrekturkorrelators **433** zu, um das primäre Korrelator-Fehlersignal e_M weiter zu verschieben. [Fig. 16C](#) stellt den Fall dar, wenn sowohl der primäre als auch der Korrekturkorrelatorregelkreis sich beruhigt haben. Der Nulldurchgang des Korrekturkorrelators ist nun mit dem Sichtliniensignal **213** ausgerichtet. Er entspricht dem Nulldurchgang des primären Korrelators ohne jede Mehrwegesignalkomponente.

[0081] Das Beispiel, das bezüglich der [Fig. 13](#)–[16](#) veranschaulicht wird, stellt einen Hochgeschwindigkeits-Primärcodenachführungsregelkreis bereit, der den primären Korrelator **411** enthält, der mit den Niedriggeschwindigkeits-Mehrwegekorrektureregelkreis kombiniert ist, der den Korrekturkorrelator **433** enthält. Der Korrekturregelkreis weist eine niedrige Geschwindigkeit auf, da es wünschenswert ist, die korrelierte Ausgabe verglichen mit dem primären Korrelator über verhältnismäßig lange Zeitspannen zu integrieren, um ein niedriges Signal-Rausch-Verhältnis in einem Korrekturkorrelator zu kompensieren, der eine Antwort aufweist, die in [Fig. 14C](#) gezeigt wird. Da jedoch der Korrekturregelkreis nicht an der Echtzeit-Codenachführung teilnimmt, und folglich keine Beschränkungen auf seine Betriebsdynamik ausübt, kann seine Antwort so gewählt werden, daß sie eine extreme Funktion ist, wie in [Fig. 14C](#) gezeigt. Es können alternativ andere der oben erläuterten Korrekturkorrelatorfunktionen genutzt werden, ebenso wie andere, die eine von null verschiedene späte Antwort aufweisen, die sehr kurz ist.

[0082] Indem sowohl der primäre als auch der Korrekturregelkreis zusammen nachgeführt werden (in Phase eingerastet), detektiert der Korrekturregelkreis einen Nachführungspunktfehler des primären Regelkreises, der das Ergebnis des Vorhandenseins eines Mehrwegesignals ist. Eine Kombination der Fehlersignale der beiden Teilregelkreise veranlaßt dann den Codegenerator **415** auf den Code des ankomen-

den Sichtliniensignals einzurasten, mit einer kleinen oder keinen Auswirkung eines ankommenden Mehrwegesignals, die von seiner Größe und dem Betrag τ der Verzögerung seiner Ankunft an der Antenne **11** abhängt.

[0083] Die Kurven der [Fig. 16C](#) veranschaulichen die Operation des Verbund-Regelkreissystems, wenn die Verzögerung τ zwischen dem Sichtliniensignal **213** und irgendeinem Mehrwegesignal **215** größer als die Breite an der Basis der abfallenden, von null verschiedenen Antwort **451** des Korrekturkorrelators ist. Unter dieser Bedingung wird der gesamte Fehler, der im primären Regelkreis durch das Vorhandensein des Mehrwegesignals erzeugt wird, beseitigt. Es ist jedoch nicht ungewöhnlich, daß ein Mehrwegesignal in der Korrekturkorrelatorantwort **451** liegt. In diesem Fall gibt es einen gewissen Restfehler, der im Verbund-Regelkreis übrig bleibt, obwohl auf einem reduzierten Pegel. Ein solcher Restfehler kann durch eine Reduzierung der Dauer des Antwortabschnitts **451** reduziert werden. Jedoch gibt es, wie vorher erläutert, eine Grenze hinsichtlich dessen, wie klein der Antwortabschnitt **451** gemacht werden kann, aufgrund der Effekte der begrenzten Bandbreite der vorderen Abschnitte des Empfängers. Außerdem sollte, wie vorher erwähnt, die Dauer des Antwortabschnitts **451** lang genug sein, damit das erwartete zusammengesetzte Signal **214** in seine Antwort fällt, damit der Korrekturregelkreis richtig arbeitet.

[0084] Die Kurve in [Fig. 17](#) stellt eine zeitliche Antwort der spezifischen Korrelationsschaltung, die in [Fig. 13](#) gezeigt wird, auf das plötzliche Auftreten eines Mehrwegesignals dar. Während dieser anfänglichen Zeitspanne nimmt das korrigierte Fehlersignal in den Schaltungen **419** mit einer Rate zu, die durch die Zeitkonstante τ_1 des primären Regelkreises kontrolliert wird. Danach wird das korrigierte Fehlersignal durch den Korrekturregelkreis reduziert, der diesen Fehler mit einer langsameren Rate kompensiert, die durch die Zeitkonstante τ_2 des Korrekturregelkreises kontrolliert wird. Wenn das Mehrwegesignal so gestaltet ist, daß der Korrekturregelkreis den Effekt des Mehrwegesignals vollständig kompensieren kann, geht das korrigierte Fehlersignal auf null zurück, jedoch wird sich häufig herausstellen, daß es einen gewissen verbleibenden Restfehler gibt, wie in [Fig. 17](#) gezeigt. Jedoch ist jeder solche Restfehler sehr viel kleiner als jener des primären Korrelatorregelkreises allein, wodurch der Vorteil der Verwendung des Korrekturkorrelator-Teilregelkreises in Kombination mit dem primären Regelkreis gezeigt wird.

[0085] Bezugnehmend auf [Fig. 18](#), werden Kurven angegeben, um die relativen Nachführungsfehlergrenzen für verschiedene Mehrwegesignale zu veranschaulichen, die unterschiedliche Verzögerungswerte (Nanosekunden) gegenüber dem Sichtlinien-

signal aufweisen. Die äußeren Kurven **463** und **465** zeigen den Nachführungsfehlerbereich, der bei der Verwendung eines einzelnen Codekorrelatorregelkreises erhalten wird, der eine Antwort aufweist, wie bezüglich [Fig. 14A](#) erläutert. Die Kurven **467** und **469** zeigen einen Fehlerbereich eines Systems, wobei ein einzelner Codekorrelatorregelkreis mit einer Antwort verwendet wird, wie bezüglich [Fig. 14B](#) erläutert. Ein sehr stark reduzierter Nachführungsfehlerbereich, der erhalten wird, indem der Verbund-Regelkreis der vorliegenden Erfindung verwendet wird, wird durch eine Kurve **471** gezeigt. Die Kurve **471** stellt einen Satz von Ergebnissen dar, die mit dem Verbund-Regelkreis der vorliegenden Erfindung zu erhalten sind, wobei eine Kombination eines primären Korrelators mit der Kennlinie der [Fig. 14A](#) und eines Korrekturkorrelators mit der Kennlinie der [Fig. 14C](#) verwendet wird. Die Kurve **471** zeigt, daß der Bereich des Nachführungsfehlers (horizontale Achse) für einen kleinen Bereich von Werten von θ nahe null sehr viel kleiner als die Ergebnisse aus den anderen früheren Techniken ist, und überhaupt keinen Nachführungsfehler für die meisten Werte von θ außerhalb dieses Bereichs. Diese Verbesserung läßt es zu, daß ein GPS-Empfänger einen Parameter, wie die Position mit einer verbesserten Genauigkeit mißt.

Träger-Verbund-PLL

[0086] Bezugnehmend auf [Fig. 19](#), wird der Verbund-Trägerregelkreis der [Fig. 12](#) detaillierter erläutert. Dieser Verbund-Trägerregelkreis arbeitet beruhend auf Prinzipien, die ähnlich zu jenen des Verbund-Coderegelkreises sind, wie oben erläutert, mit ähnlichen Vorteilen. Es ist häufig wichtiger, die relative Phase des Trägers genau aufzulösen, da seine Frequenz höher als die der Codes ist, die auf ihn moduliert sind, und folglich das Potential dafür liefert, daß eine Positionsmessung mit höherer Auflösung gemacht wird. Wie es bei der GPS-Signalverarbeitung typisch ist, wird das ankommende Signal mit zwei Sinuswellen-Ausgaben **405a** und **405b** des lokalen Oszillators **407** demoduliert, die um eine relative Phase von 90 Grad zueinander verschoben sind, wobei eines als das „Gleichphasen“-Signal und das andere das „um 90° phasenverschobene“ Signal bezeichnet wird. Der primäre Korrelator **413** und der Korrekturkorrelator **427** weisen zu diesem Zweck jeweilige Paare von Mischern **475**, **477** und **479**, **481** auf. Alternativ können die primären und Korrekturkorrelatoren ein einzelnes Paar gemeinsam nutzen.

[0087] In den Ausgaben dieser Mischer ist dann der Träger aus den Signalen entfernt, vorausgesetzt, der den lokalen Trägerbezug erzeugende NCO ist in seiner Phase auf den Träger des Signals eingerastet, das verfolgt wird, der Zweck des Verbund-Regelkreises der [Fig. 19](#). Es ist ein nächster Schritt im primären Korrelator **413**, mit den demodulierten Signalen eine lokal erzeugte Kopie eines PRN-Codes zu mi-

schen, der durch die Signale übertragen wird. (Dies könnte alternativ zuerst geschehen.) Die Mischer **483** (im Q-Signalweg) und **485** (im I-Signalweg) empfangen eine punktuelle Version **487** des lokal erzeugten Codes (ein Beispiel wird in [Fig. 6B](#) gezeigt). Die Ausgaben der Mischer **483** und **485** werden durch jeweilige Integratoren **489** und **491** integriert. Die integrierten Signale werden dann bei **493** geteilt, um ein Fehlersignal im Weg **423** bereitzustellen, das die Größe der Ausgabe des Integrators **489** geteilt durch die Größe der Ausgabe des Integrators **491** ist.

[0088] Dieser primäre Korrelator **413** ist ähnlich zu dem Typ, der im allgemeinen in den PLLs von GPS-Empfängern verwendet wird. Wenn nur ein erwünschtes Sichtliniensignal durch einen solchen Regelkreis nachgeführt wird, wie durch den einzelnen Vektor in [Fig. 20A](#) gezeigt, wird der Träger dieses Signals mit dem lokal erzeugten I-Träger ausgerichtet. Es ist typisch, daß solche Regelkreise arbeiten, um die Q-Ausgabe des Integrators **489** zu minimieren, wenn sie richtig in Phase eingerastet sind. Wenn jedoch ein Mehrwegesignal **215** zusammen mit einem Sichtliniensignal **213** vorhanden ist, wie im Vektordiagramm der [Fig. 20B](#) gezeigt, mit einer gewissen Verzögerung θ der relativen Phase, ist das Sichtliniensignal **213** nicht mehr in der I-Richtung ausgerichtet. Vielmehr ist ein zusammengesetztes Signal **214** so ausgerichtet. Der Regelkreis arbeitet, um die Q-Komponenten **495** und **497** des Sichtliniensignals **213** und des Mehrwegesignals **215** anzugleichen, wodurch bewirkt wird, daß das Sichtliniensignal in seiner Phase um einen Betrag θ_0 gedreht wird, der einen Fehler repräsentiert.

[0089] Als Ergebnis wird der Korrekturkorrelator **427** verwendet, um den Betrag eines solchen Fehlers zu bestimmen und den primären Korrelator zu korrigieren, um den Effekt des Vorhandenseins eines Mehrwegesignals auf die Trägerphasenmessung zu beseitigen oder wesentlich zu reduzieren. Erneut auf [Fig. 19](#) bezugnehmend, werden die Ausgaben der Mischer **479** und **481** jeweils an die Mischer **499** und **501** angelegt. Jeder der letztgenannten Mischer empfängt außerdem ein Signal **503**, das dem S3-Signal entspricht, das in [Fig. 15C](#) gezeigt wird. Die asymmetrische Natur des S3-Signals gibt dem Korrekturkorrelator **427** eine asymmetrische Antwortkennlinie, die die Bestimmung des Betrags des Fehlers zuläßt, der in der Ausgabe des primären Korrelators durch das Vorhandensein des Mehrwegesignals verursacht wird. Die Ausgaben der Mischer **499** und **501** werden jeweils an Akkumulatoren/Integratoren **503** und **505** angelegt, deren Ausgaben wiederum bei **507** kombiniert werden, um ein Verhältnis von Q/I zu liefern. Dieses Signal wird dann an einen „perfekten“ Integrator **509** angelegt, um das Fehlerkorrektursignal **429** zu erhalten.

[0090] Beispiel-Korrelatorantwortkennlinien wer-

den in den [Fig. 21A](#) und [Fig. 21B](#) dargestellt. Jede der Q- und I-Ausgaben des primären Korrelators **413** liefert einen Pegel, der in der Kurve [Fig. 21A](#) gezeigt wird, als eine Funktion der Phase des zusammengesetzten Signals, das in den primären Korrelator **413** eingegeben wird, relativ zu jener der lokal erzeugten punktuellen Kopie P ([Fig. 6B](#)) des Codes, der im Eingangssignal enthalten ist. Entsprechend wird die Größe jeder der Q'- und I'-Ausgaben des Korrekturkorrelators **427** in [Fig. 21B](#) als eine Funktion der Phase des Sichtliniensignals, das in den Korrekturkorrelator **427** eingegeben wird, relativ zu jener des lokal erzeugten asymmetrischen Torsignals S3 ([Fig. 15C](#)) gezeigt. Wenn der zusammengesetzte Trägerregelkreis der [Fig. 19](#) arbeitet, werden die Phasen der lokal erzeugten P- und S3-Codesignale zusammen relativ zum ankommenden Signal verschoben. Anstelle des S3-Signals, wie oben erläutert, kann stattdessen eines der Signale der [Fig. 6D–Fig. 6F](#) verwendet werden, nachdem es in seiner Phase vorgeschoben worden ist. In diesem Fall ist die Korrekturkorrelatorform durch die [Fig. 7C–E](#) gegeben. Ähnlich zum oben erläuterten Codekorrekturkorrelator kann eine Vielfalt von spezifischen Torsignalen für den Trägerkorrekturkorrelator gewählt werden, damit der Korrekturkorrelator eine sehr kurze von null verschiedene Antwort aufweist. Wie in [Fig. 21C](#) gezeigt, weist einen solche Antwort **512** als ein Beispiel eine Dauer **516** auf, die kurz gemacht ist. Wie beim oben erläuterten Codekorrelator ist die Antwort des Trägerkorrekturkorrelators, die früher als eine Bezugsphase **514** ist, nicht wichtig.

[0091] Das Fehlerkorrektursignal **429** wird vom Fehlersignal **423** subtrahiert und dann durch einen Filter **511** gefiltert, um das korrigierte Fehlersignal **421** zu erhalten, das die relativen Phasen der Ausgaben **405a** und **405b** des lokalen Trägergenerators **407** einstellt. Die Filterung läßt eine Kontrolle der Stabilität der Operation des Regelkreises zu. Das Ergebnis ist es, den Effekt irgendeines Mehrwegesignals zu beseitigen, das außerhalb eines kleinen späten Abschnitts **513** der dreieckigen Antwort ([Fig. 21B](#)) des Korrekturkorrelators **427** fällt, und um den Effekt irgendeines Mehrwegesignals zu minimieren, das in den Abschnitt **513** fällt. Wie beim oben erläuterten Verbund-Coderegelkreis wird die Hauptnachführungsfunktion des Verbund-Trägerregelkreises der [Fig. 19](#) durch den primären Korrelator **413** bereitgestellt. Seine Antwortkennlinien sind so gestaltet, daß er dies tut. Der Korrekturkorrelator **427** ist mit sehr viel anderen Antwortkennlinien versehen, insbesondere einer sehr kleinen späten Antwort **513** ([Fig. 21B](#)), um ein Signal zu erzeugen, das für den Fehler in der Ausgabe des primären Korrelators **413** repräsentativ ist, der auf die Existenz eines Mehrwegesignals zurückzuführen ist. Die Korrekturkorrelatorantwort ist nicht adäquat, um als der einzige Korrelator eines Regelkreises zu dienen, der den Träger nachführt.

[0092] Um die Operation des Verbund-Trägerregelkreises der [Fig. 19](#) und [Fig. 21A–Fig. 21B](#) zu veranschaulichen, werden dreidimensionale Vektordiagramme der [Fig. 22](#), [Fig. 23](#) und [Fig. 24](#) bereitgestellt. Anfangs auf [Fig. 22](#) bezugnehmend, wird die Antwortkennlinie der [Fig. 21A](#) des primären Korrelators in einer „I“-Ebene als **515** und in einer „Q“-Ebene als **517** gezeigt. Die I- und Q-Ebenen sind unter rechten Winkeln zueinander angeordnet. Eine relative PRN-Codephasenverzögerung wird längs einer Achse **519** am Schnittpunkt der I- und Q-Ebenen bereitgestellt. Es wird gezeigt, daß ein Sichtlinienvektor **521** am Ausgang des primären Korrelators **413** eine I-Komponente **523** und eine Q-Komponente **525** aufweist. Aufgrund des Vorhandenseins eines Mehrwegesignals **527** in den Antwortkennlinien des primären Korrelators ist die Q-Komponente nicht null, wobei sie folglich einen Fehler repräsentiert. Das Mehrwegesignal **527** ist gegenüber dem Sichtliniensignal **521** um θ verzögert, und schließt einen Winkel θ mit einer Linie **529** ein, die parallel zum Sichtliniensignal **521** ist. Das Mehrwegesignal **527** weist eine I-Komponente **531** und eine Q-Komponente **533** auf. [Fig. 22](#) zeigt die Ausgabe des primären Korrelators **413** ohne jeden Beitrag aus dem Korrekturkorrelator **427**. Der Trägerregelkreis befindet sich im Gleichgewicht, da die Größen der Q-Komponenten **525** und **533** der Sichtlinien- bzw. Mehrwegesignale gleich und entgegengesetzt sind. Jedoch wird durch das Vorhandensein des Mehrwegesignals bewirkt, daß das Sichtliniensignal **521** einen Fehlerwinkel θ_0 aufweist. Dies ist eine andere Darstellung der Situation, die durch das zweidimensionale Vektordiagramm der [Fig. 20B](#) dargestellt wird, wo die Sichtlinien- und Mehrwegebeiträge auf dieselbe Ebene längs der Achse der „relativen PRN-Codephasenverzögerung“ projiziert sind.

[0093] [Fig. 23](#) stellt im selben Format wie [Fig. 22](#) jedoch mit einem größeren Maßstab die Ausgabe des Korrekturkorrelators dar. Seine Antwortkurve der [Fig. 21B](#) wird in der I-Ebene als **535** und in der Q-Ebene als **537** gezeigt. Eine Ausgabe aus dem Sichtliniensignal wird durch einen Vektor **539** mit einer Projektion **541** auf die I-Achse und einer Projektion **543** auf die Q-Achse gezeigt. Das Mehrwegesignal **527** befindet sich in diesem Beispiel nicht in der sehr kleinen späten Antwort des Korrekturkorrelators, daher beeinflusst es nicht seine Ausgabe. Das Verhältnis der Q-Komponente **543** zur I-Komponente **541** ist die Tangente desselben Fehlerwinkels θ_0 , wie er in [Fig. 22](#) erscheint. Folglich wird der Fehler des primären Korrelators, der durch das Vorhandensein des Mehrwegesignals verursacht wird, durch den Korrekturkorrelator gemessen. Dieser Fehler wird dann aus der Ausgabe des primären Korrelators der [Fig. 19](#) entfernt, indem der Fehler integriert wird, der durch den Korrekturkorrelator gemessen wird, und das Ergebnis **429** vom Fehler **423** des primären Korrelators subtrahiert wird. Wie im Fall des oben be-

schriebenen Verbund-Coderegelkreises findet eine Kompensation eines plötzlichen Auftretens eines Mehrwegesignals über die Zeit statt, wenn die Akkumulation des Fehlers **429** zunimmt.

[0094] Das Endergebnis der Kombination der Ausgaben der primären und Korrekturkorrelatoren im Verbund-Regelkreis der **Fig. 19**, nachdem der Regelkreis ein Gleichgewicht erreicht, wird in **Fig. 24** gezeigt. Dies ist ähnlich zu dem, was in **Fig. 22** gezeigt wird, außer daß sowohl der Sichtliniensignalvektor **521** als auch der Mehrwegesignalvektor **527** durch die selbstkorrigierende Operation des Verbund-Regelkreises der **Fig. 19** um den Fehlerwinkel φ_0 gedreht worden sind. Eine Kombination $Q/I - \int(Q/I)dt$ der Ausgaben sowohl der primären als auch Korrekturkorrelatoren ist null. Der Nachführungsfehler, der durch das Mehrwegesignal verursacht wird, ist in diesem Beispiel beseitigt worden. Folglich können Messungen durch einen GPS-Empfänger, die auf der Trägerphase beruhen, mit einer sehr viel größeren Genauigkeit vorgenommen werden.

[0095] Eine alternative Implementierung des Korrekturkorrelators **427** wird in **Fig. 25** gezeigt. Statt zwei getrennte Sätze von Mischern und Integratoren **499**, **501**, **503** und **505** (**Fig. 19**) für die Q'- und I'-Signale zu verwenden, werden ein einzelner Mischer **651** und ein einzelner Integrator **653** zusammen mit Multiplexern **655** und **657** verwendet. Als Reaktion auf ein Steuersignal auf einer Leitung **659** verbindet der Multiplexer **655** abwechselnd die Ausgänge der Mischer **479** und **481** mit einem Eingang des Mischers **651**. Entsprechend verbindet der Multiplexer **657** abwechselnd synchron mit der Operation des Multiplexers **655** einen Ausgang des Integrators **653** mit Pufferspeichern **661** und **663**. Die Q'- und I'-Größen, die in den Puffern **661** und **663** gespeichert sind, werden dann bei **507** geteilt.

[0096] **Fig. 26** zeigt eine andere alternative Implementierung des Korrekturkorrelators **427** der **Fig. 19**. Die Korrekturkorrelatorschaltungen dieser Figuren sind dieselben, außer daß ein anderes lokal erzeugtes Codesignal **487** bei dem I'-Mischer **501** verwendet wird als der Code **503**, der bei dem Q'-Signalmischer **499** verwendet wird. Der Code **487** ist derselbe wie er im primären Korrelator **413** (**Fig. 19**) verwendet wird, und ist der lokale Bezugs-PRN-Code der **Fig. 6B**. Das Ergebnis der Integration **505** ist dann vielmehr I, wie im primären Korrelator **413**, als I' der anderen Korrekturkorrelator-Ausführungsformen. Die Korrelationsfunktion des I-Korrelators der **Fig. 26** nähert sich jener des I'-Korrelators der **Fig. 19**, weist jedoch einen größeren Maßstab auf.

[0097] Die **Fig. 27** und **Fig. 28** zeigen berechnete Einhüllende des maximalen Fehlers in der Messung der Trägerphase durch das System, das bezüglich der **Fig. 19–Fig. 24** beschrieben wird. Der maximale

Fehler (vertikale Achse) wird als eine Funktion der Verzögerung des Mehrwegesignals (horizontale Achse) vom Sichtliniensignal gezeigt. **Fig. 27** zeigt einen solchen Fehler, wenn das System auf den C/A-Code des Empfangssignals eingerastet ist, und **Fig. 28**, wenn der Empfänger auf den P-Code des Empfangssignals eingerastet ist. Äußere gestrichelte Linien **671** (**Fig. 27**) und **677** (**Fig. 28**) zeigen den potentiellen Fehler, wenn der PRN-Code, der durch die Leitung **487** (**Fig. 19**) an den primären Trägerregelkreis-korrelator **413** angelegt wird, jenem der **Fig. 6B** entspricht und der Korrekturkorrelator gesperrt ist. Zwischengestrichelte Linien **673** (**Fig. 27**) und **679** (**Fig. 28**) zeigen, daß der potentielle Fehler kleiner ist, wenn der Korrekturkorrelator freigegeben ist und der durch die Leitung **503** angelegte PRN-Code jenem der **Fig. 6F** entspricht, wobei φ_0 fast gleich der Hälfte des PRN-Code-Chips ist. Durchgezogenen Linien **675** (**Fig. 27**) und **681** (**Fig. 28**) zeigen außerdem den potentiellen Fehler beim Gebrauch des PRN-Codes der **Fig. 6F**, wobei jedoch φ_0 exakt gleich der Hälfte des PRN-Code-Chips ist. Die spezifischen Werte dieser und anderer Parameter, die vorausgesetzt werden, wenn den Kurven der **Fig. 27** und **Fig. 28** erzeugt werden, werden in den Figuren angegeben.

Korrektursystem mit offenem Regelkreis

[0098] **Fig. 29** zeigt einen Empfänger, der die DLL-Code- und PLL-Trägerregelkreise nicht korrigiert, wie es in den oben beschriebenen Ausführungsformen geschieht. Das System der **Fig. 29** ist ziemlich ähnlich zu jenem, das in **Fig. 12** gezeigt wird, außer daß die Korrektur für ein Mehrwegesignal außerhalb der Regelkreise vorgenommen werden kann. Der Coderegelkreis **411**, **415** und der Trägerregelkreis **413**, **407** rasten vielmehr jeweils auf eine Zusammensetzung der gewünschten Sichtlinien- und Mehrwegesignale ein, als daß sie korrigiert werden, um auf das Sichtliniensignal einrasten, wie es bei den oben beschriebenen Digitalkanal-Ausführungsformen der Fall ist. Die relative Codephasenausgabe **420** und relative Trägerphasenausgabe **422** enthalten einen Fehler, der durch das Mehrwegesignal verursacht wird. Dieser Fehler der Codephase wird korrigiert, indem bei **695** die Codephase **420** mit dem Codephasenkorrektursignal **419** kombiniert wird, wodurch ein korrigiertes Codephasensignal **697** erzeugt wird. Entsprechend wird die Trägerphase **422** bei **691** mit dem Trägerphasenkorrektursignal **429** kombiniert, um ein korrigiertes Trägerphasensignal **693** bereitzustellen.

[0099] Die Ergebnisse des Systems der **Fig. 29** sind ziemlich ähnlich zum System der **Fig. 12**, wenn der Coderegelkreis, der Trägerregelkreis und die Korrekturschaltungen alle linear betrieben werden. Da es jedoch für gewöhnlich schwierig ist, alle solche Nichtlinearitäten zu kompensieren, wird es üblicherweise

bevorzugt, die Korrektur zu einem Teil der Korrelationsregelkreise zu machen, wie es in den vorhergehenden Ausführungsformen beschrieben wird. Irrendwelche Nichtlinearitäten der Regelkreise werden dann automatisch kompensiert, jedoch können die Regelkreise nicht am effizientesten arbeiten.

Digitalkanal-Ausführungsform

[0100] Da die Code- und Trägerphasenregelkreise getrennt gezeigt und beschrieben worden sind, bringt sie [Fig. 30](#) in einer vollständigeren Darstellung eines der Empfänger-Digitalkanäle zusammen. Elemente des Systems der [Fig. 30](#), die den Elementen entsprechen, die in vorhergehenden Zeichnungen gezeigt werden, werden durch dieselbe Bezugsziffer identifiziert, aber mit einem hinzugefügten Strichindex ('). Eine bevorzugte kombinierte Implementierung durch einen Schaltungskomplex und Software wird gezeigt, wobei jene Funktionen links einer gestrichelten Linie **551** durch einen der Kanäle **13a-n** des Empfängers der [Fig. 4](#) ausgeführt werden, und jene Funktionen rechts der gestrichelten Linie **551** durch den Signalprozessor **15** unter Softwarekontrolle durchgeführt werden.

[0101] Der lokale Codegenerator **415'** liefert vier Ausgangssignale, die für den Code repräsentativ sind, der durch das ankommende IFW-Signal übertragen wird. Die P- und S3-Signale auf den jeweiligen Leitungen **487'** und **503'** sind vorher so beschrieben worden, daß sie mit den Trägerkorrelatoren **413'** und **427'** verwendet werden. Der Primärkode-Korrelator **411'** besteht vorzugsweise aus einem schmalbandigen Typ, der ein geeignetes Torsignal auf einer Leitung **553** empfängt. Jenes Torsignal kann zum Beispiel aus einer Form bestehen, die ähnlich zu jener der [Fig. 6E](#) ist. Eine weitere Ausgangsleitung **555** des lokalen Codegenerators **415'** überträgt das s4-Torsignal der [Fig. 15D](#). Statt das komplizierte Torsignal der [Fig. 15E](#) zur Verwendung durch den Codekorrekturkorrelator zu erzeugen, wie vorher bezüglich [Fig. 13](#) beschrieben, empfängt der Codekorrekturkorrelator **433'** sowohl die S3- als auch S4-Torsignale und mischt sie getrennt in Mischern **557** und **559**. Nach der Integration jeder dieser Ausgaben der Mischer werden sie mit einem Addierer **561** kombiniert, nachdem die integrierte Ausgabe des Mischers **557** bei **563** in seiner Größe verdoppelt wird. Die Ausgabe des Addierers **561** ist dieselbe, als würde zuerst das Torsignal der [Fig. 15E](#) durch Kombinieren der S3 und S4 Torsignale erzeugt, und diese Kombination dann an einen einzelnen Mischer mit einem ankommenden Signal der Leitung **409_q'** angelegt. Diese Implementierung verwendet den Mischer **557** und den Integrator, der ihm folgt, als Teil jedes der Korrekturkorrelatoren **427'** und **433'**.

[0102] Statt die S3- ([Fig. 15C](#)) und S4- ([Fig. 15D](#)) Torsignale zu verwenden, die zeitverschobene Kopie

en des S-Signals der [Fig. 15B](#) sind, könnte der lokale Code-Kopiegenerator **415'** vielmehr stattdessen entsprechende zeitverschobene Kopien eines der Torsignale erzeugen, die in den [Fig. 6D-Fig. 6F](#) gezeigt werden, wie vorher beschrieben.

Patentansprüche

1. Methode zur Verarbeitung eines Eingangssignals (**601**), welches die Sichtlinien-Version (**205, 213**) und die verzögerte Mehrweg-Version (**209, 215**) umfasst und einen mit einem Pseudo-Random Noise (PRN) Binärcode kodierten Träger aufweist, wobei die Methode umfasst:

- örtliche Erzeugung eines ersten und eines zweiten Ansteuersignals (**605**), die sich auf den PRN-Code des Eingangssignals beziehen, von denen eines symmetrisch zu einer Flanke des PRN-Binärcodes des Eingangssignals geformt ist und das andere asymmetrisch zu einer Flanke des PRN-Binärcodes geformt ist;
- Ausführung einer ersten Korrelation des Eingangssignales mit dem ersten örtlich erzeugten Ansteuersignal, dabei Erzeugung einer ersten Korrelationsfunktion, welche auf beide Versionen des Eingangssignals anspricht;
- Ausführung einer zweiten Korrelation des Eingangssignales mit dem zweiten örtlich erzeugten Ansteuersignal, dabei Erzeugung einer zweiten Korrelationsfunktion, welche auf die Sichtlinien-Version des Eingangssignals anspricht und unempfindlich gegenüber der verzögerten Mehrweg-Version ist;
- Kombination der ersten und zweiten Korrelationsfunktionen zur Erzeugung eines Störungssignals;
- gemeinsames Einstellen einer Phase des ersten und zweiten Ansteuersignals bezüglich des PRN-Binärcodes des Eingangssignals um das Störungssignal zu einem Bezug zu führen;

2. Methode nach Anspruch 1, wobei die ersten und zweiten Korrelationen zusammen als Teil eines geschlossenen Verbund-Regelkreises ausgeführt werden.

3. Methode nach Anspruch 1, wobei die ersten und zweiten Korrelationen durch unabhängige geschlossene Regelkreise ausgeführt und deren Ergebnisse kombiniert werden.

4. Methode nach Anspruch 1, wobei die Ausführung der ersten Korrelation die Korrelation in einem ersten Regelkreis beinhaltet, die ein erstes Störungssignal erzeugt und wobei die Ausführung der zweiten Korrelation die Korrelation in einem zweiten Regelkreis beinhaltet, die ein zweites Störungssignal erzeugt und wobei das Kombinieren der Ergebnisse der ersten und der zweiten Korrelation das Kombinieren des ersten und des zweiten Störungssignals beinhaltet zum Zusammenschalten der relativen Phasen der ersten und zweiten örtlich erzeugten Refe-

renz-Signale.

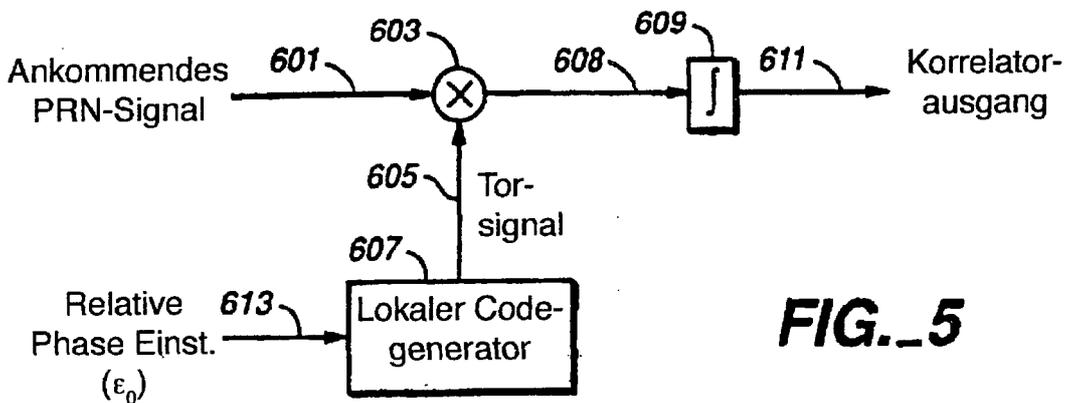
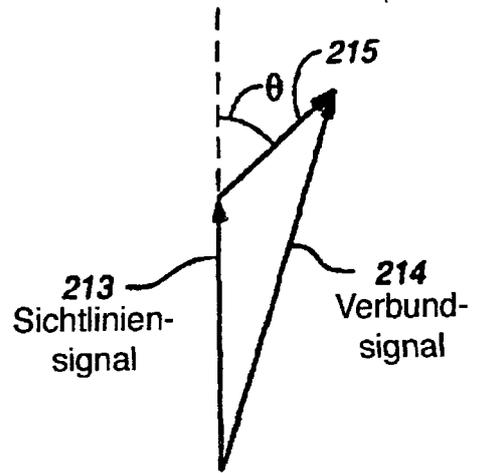
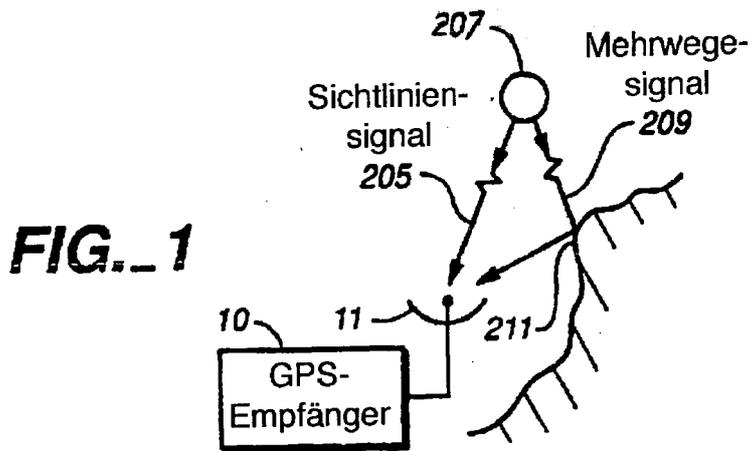
5. Methode nach Anspruch 1, wobei die relative Phasendauer einer nachlaufenden Nicht-Null-Antwort der zweiten Korrelationsfunktion bedeutend geringer gehalten wird als eine nachlaufende Nicht-Null-Antwort der ersten Korrelationsfunktion.

6. Methode nach Anspruch 1, wobei der zweiten Korrelationsfunktion ein niedrigeres Signal-Stör-Verhältnis gegeben ist als der ersten Korrelationsfunktion.

7. Methode nach einem der vorstehenden Ansprüche, wobei das übermittelte Signal in einem Satellit (**207**) entsteht.

Es folgen 19 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen



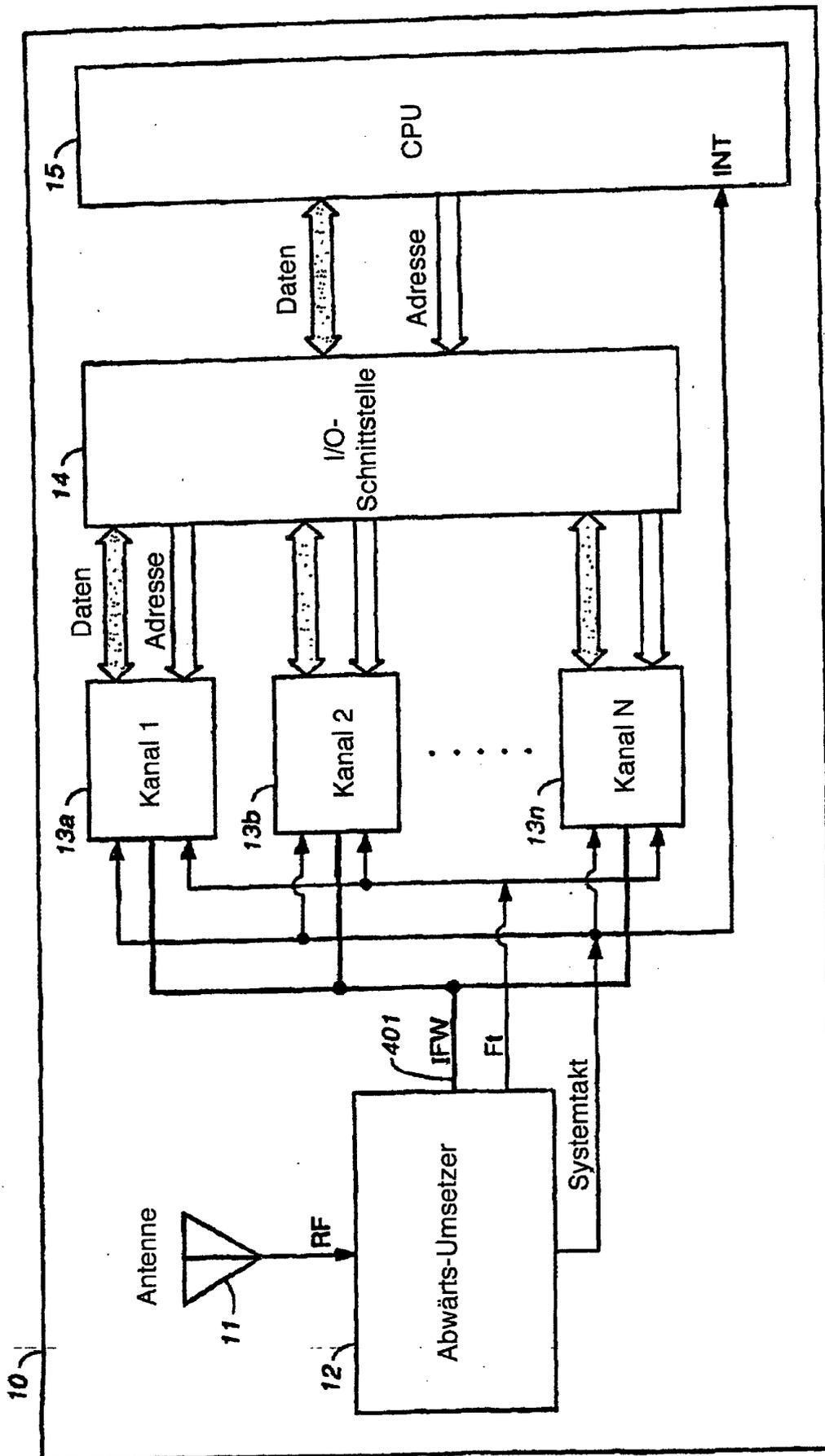
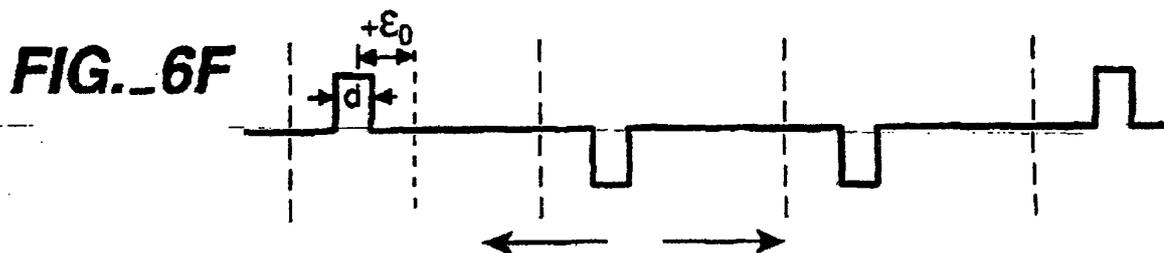
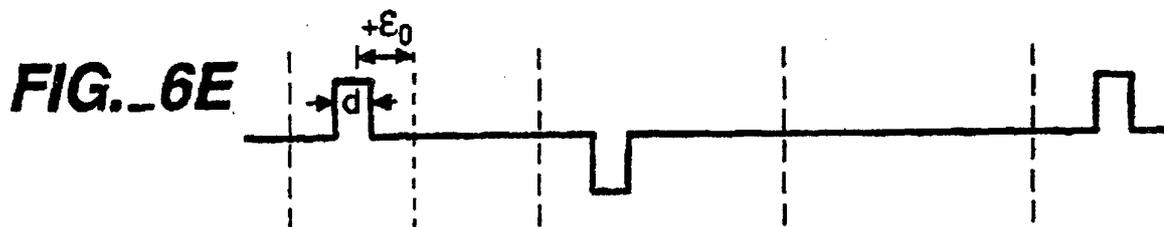
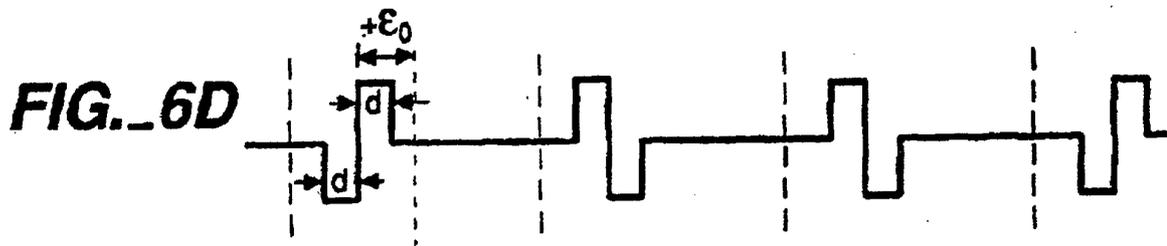
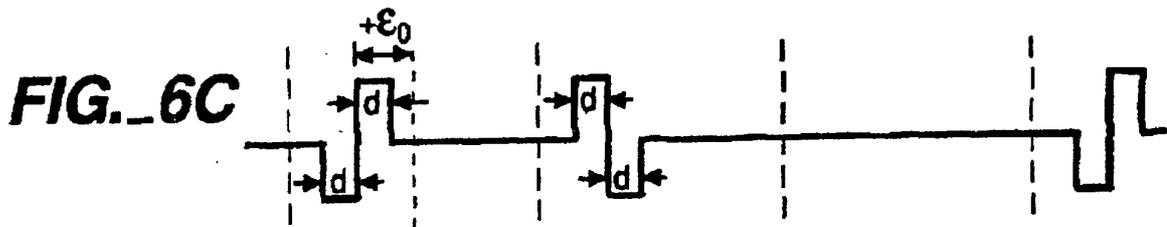
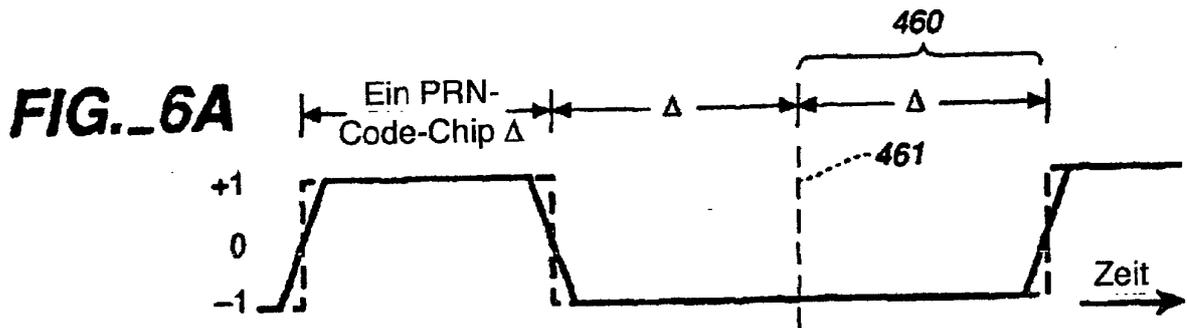


FIG. 4



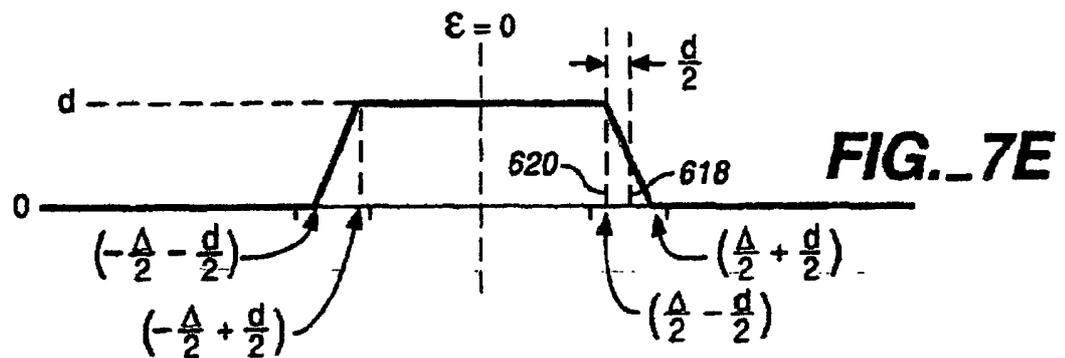
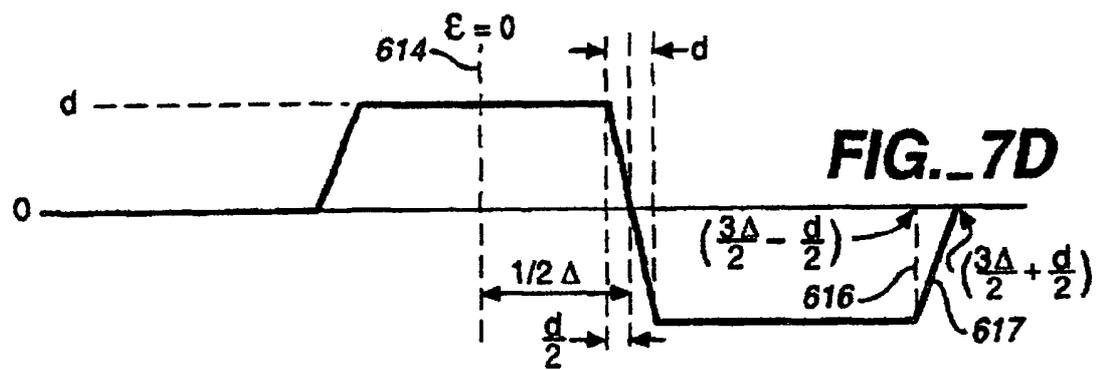
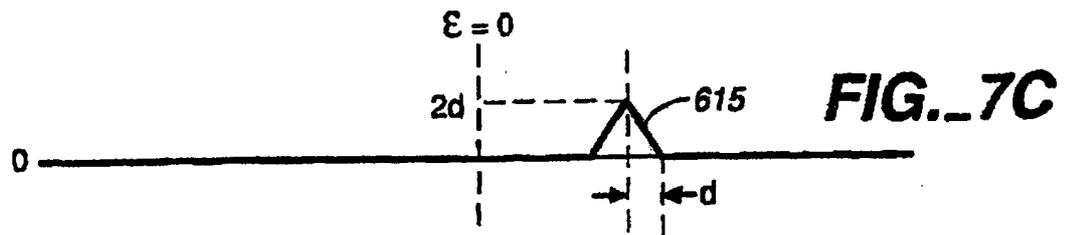
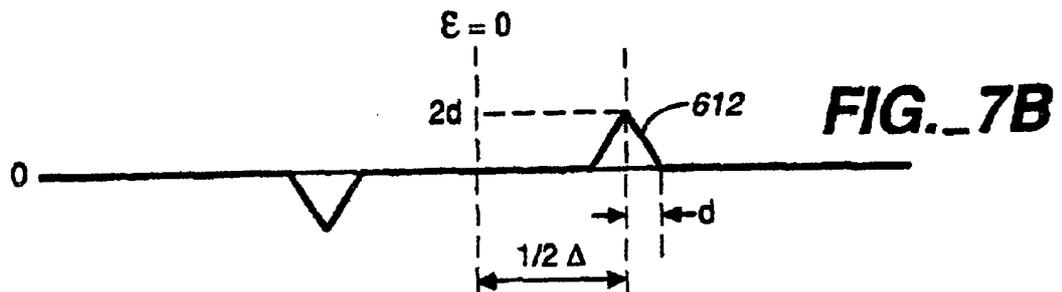
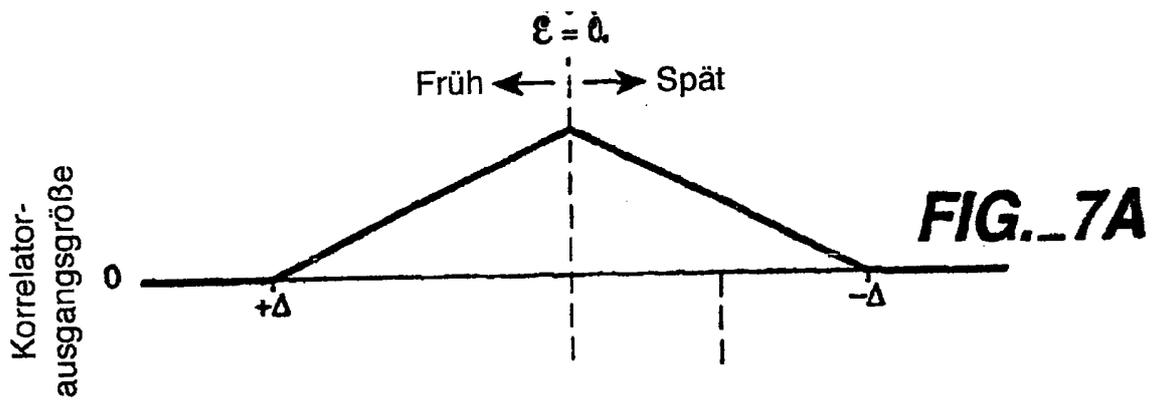


FIG._8A



FIG._8B

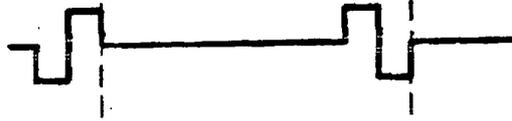


FIG._8C

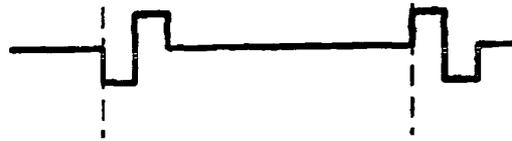


FIG._8D

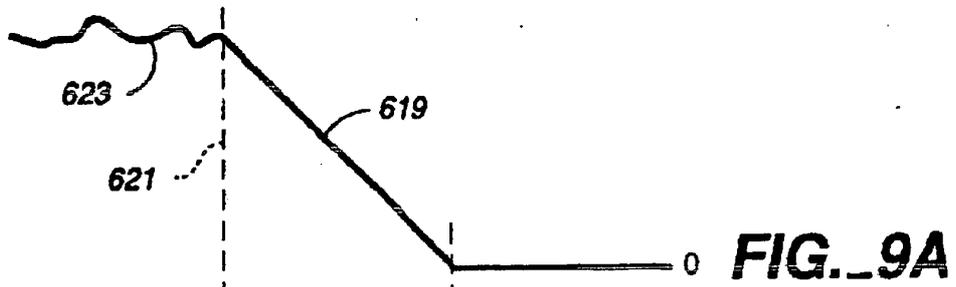


FIG._9A

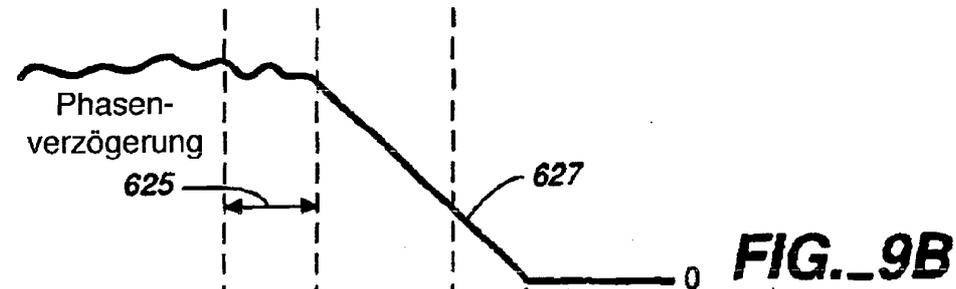


FIG._9B

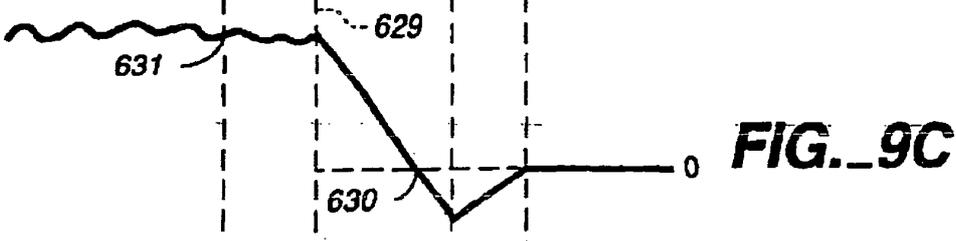


FIG._9C

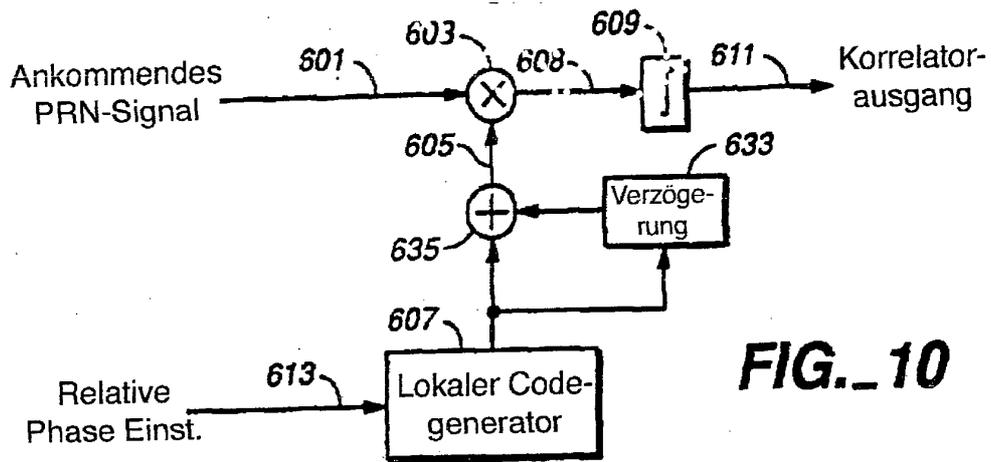


FIG. 10

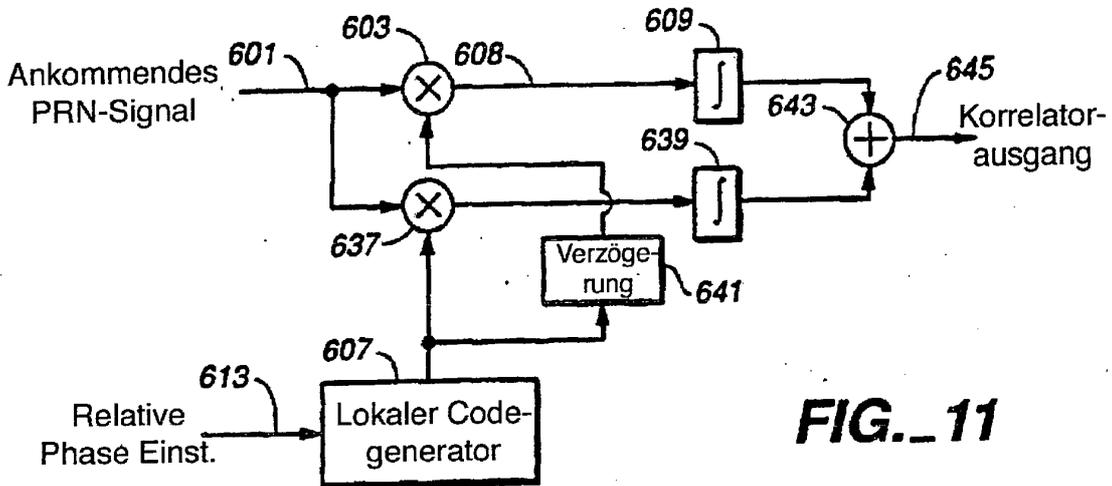


FIG. 11

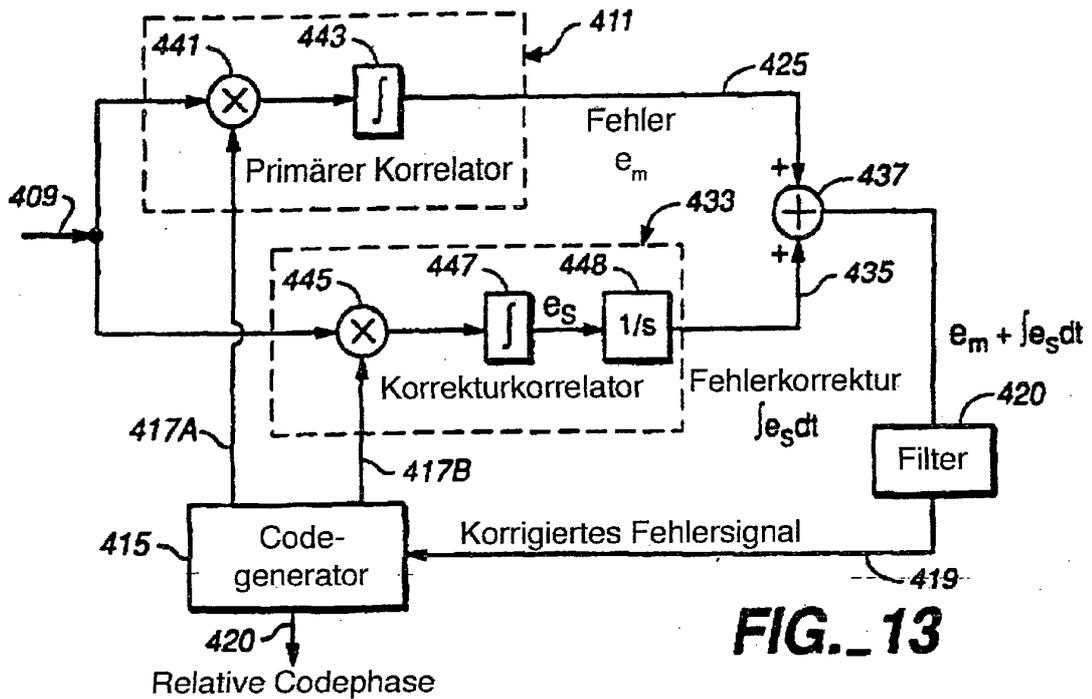
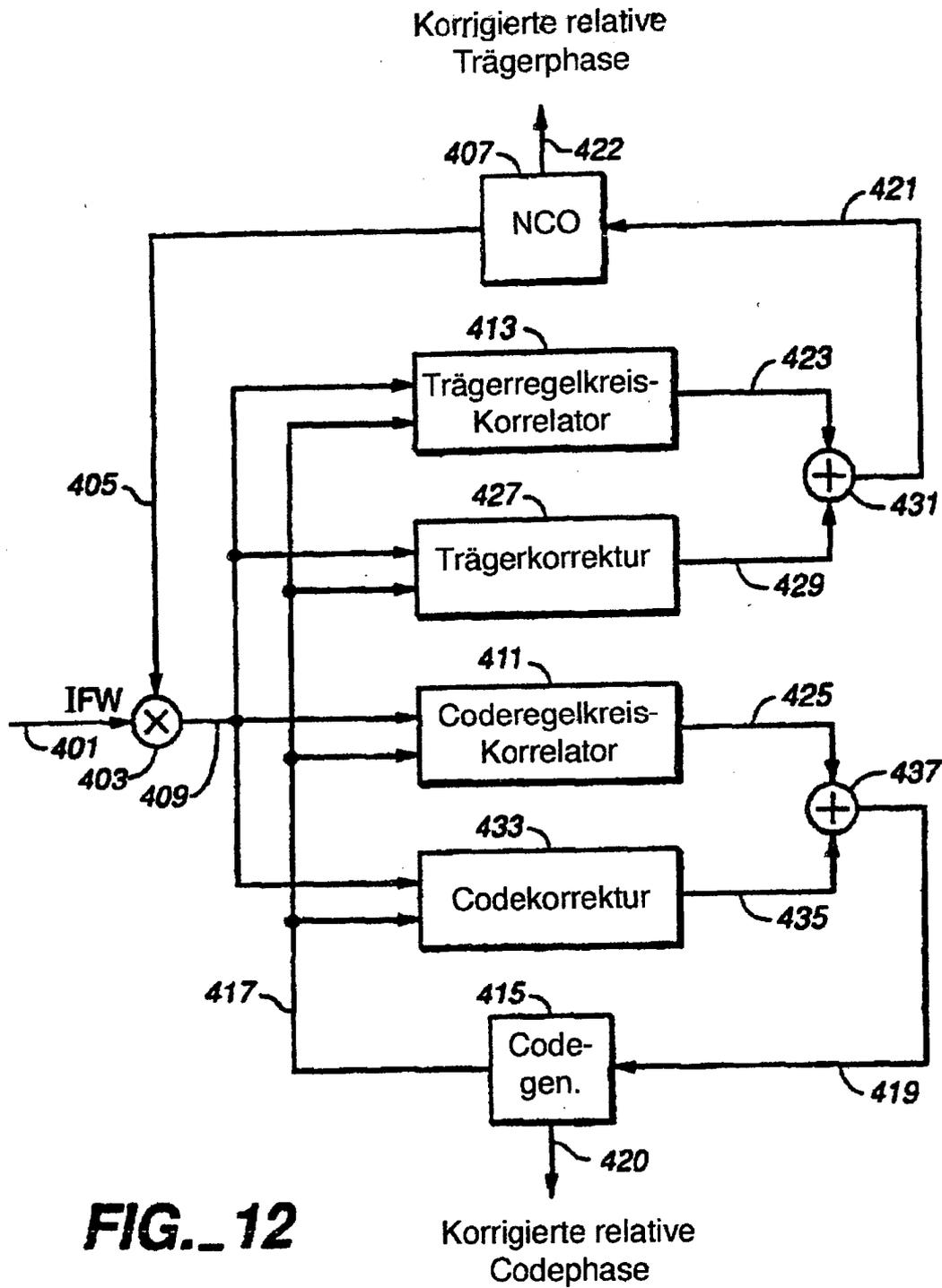


FIG. 13



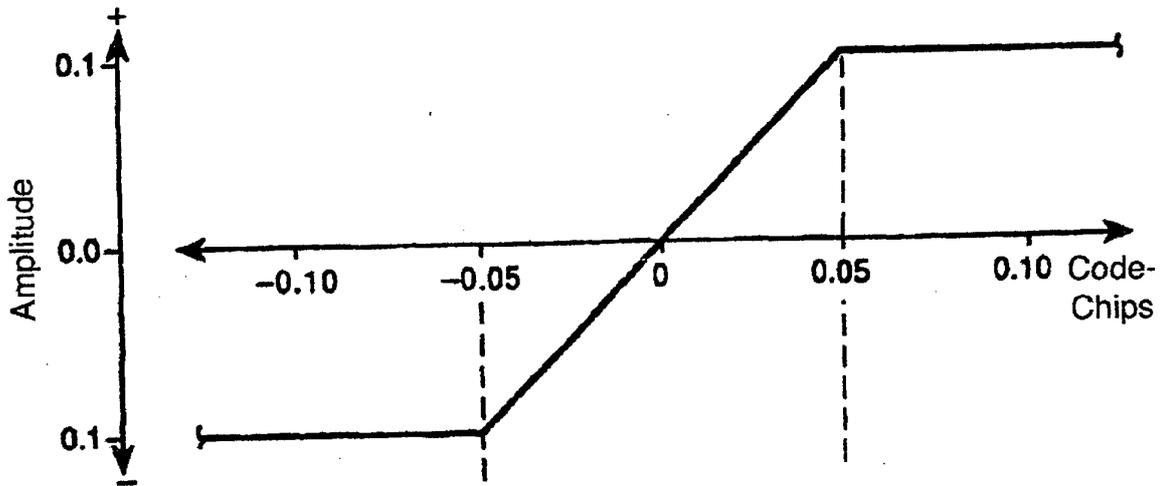


FIG. 14A

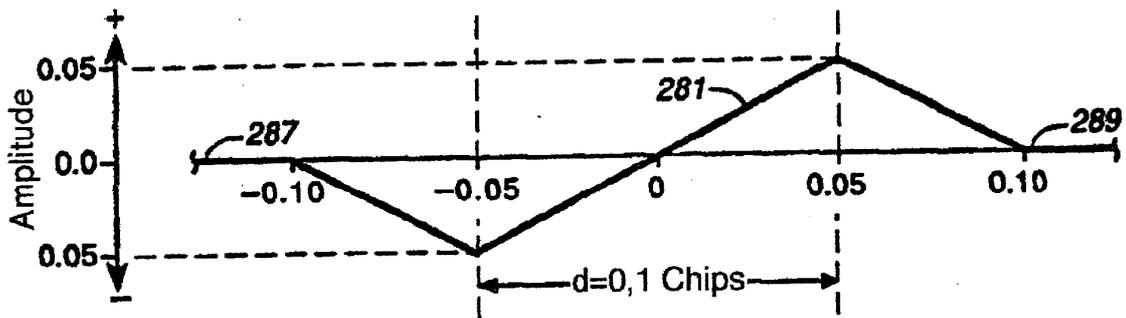


FIG. 14B

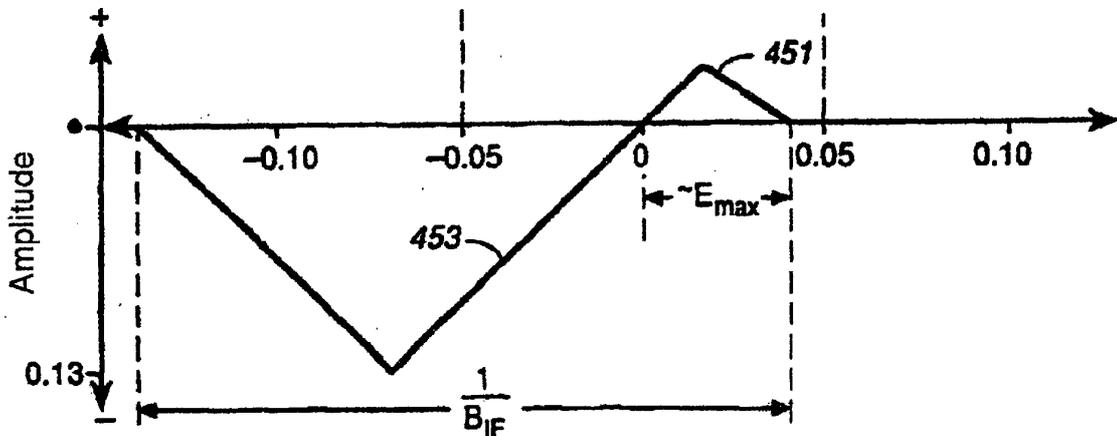


FIG. 14C

FIG. 15A

PN(t)

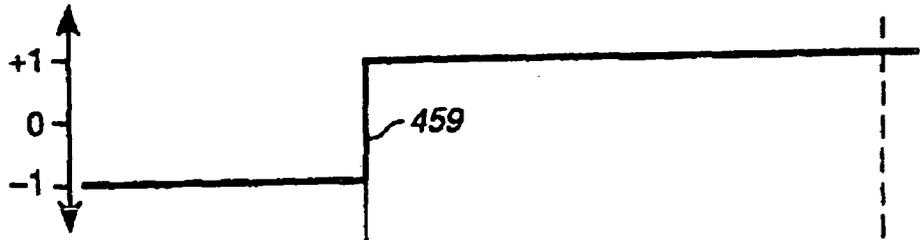


FIG. 15B

S(t)

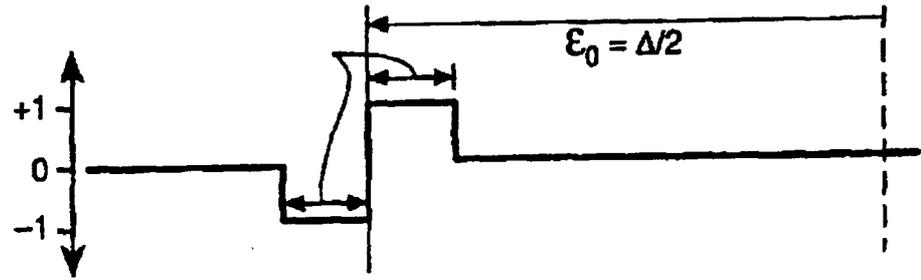


FIG. 15C

S3=S(t+0,03 Chips)

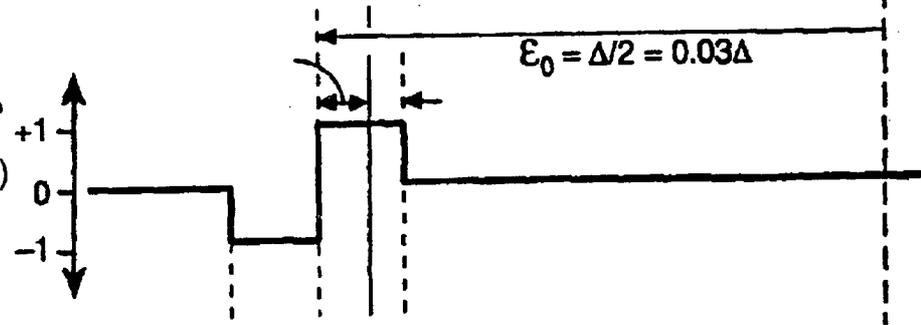


FIG. 15D

S4=S(t+0,01 Chips)

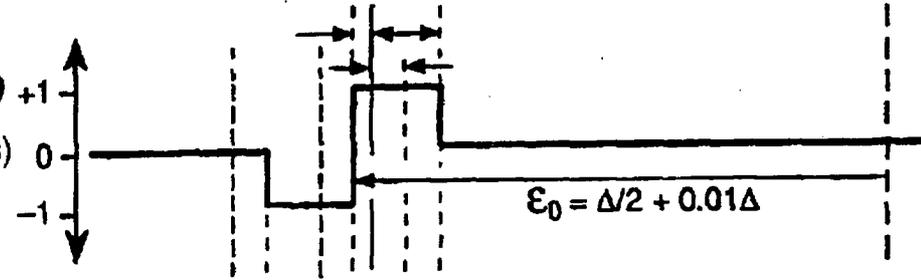
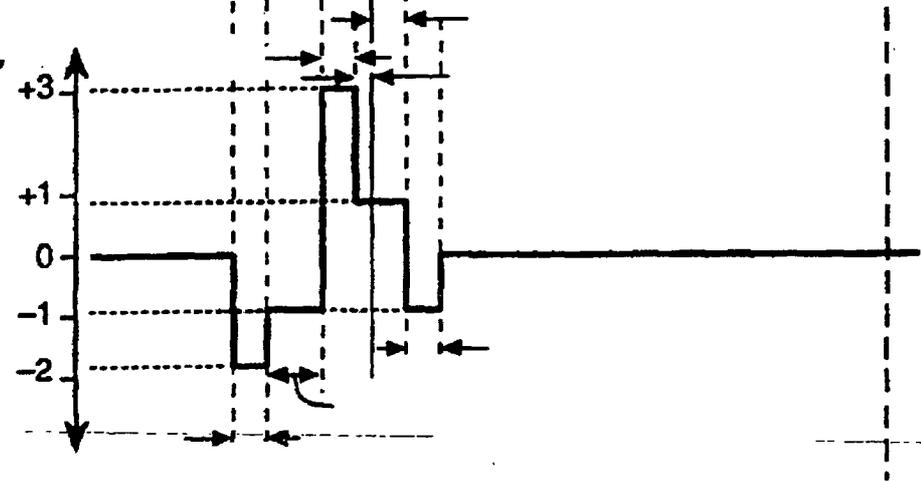


FIG. 15E

S3(t)-S4(t)



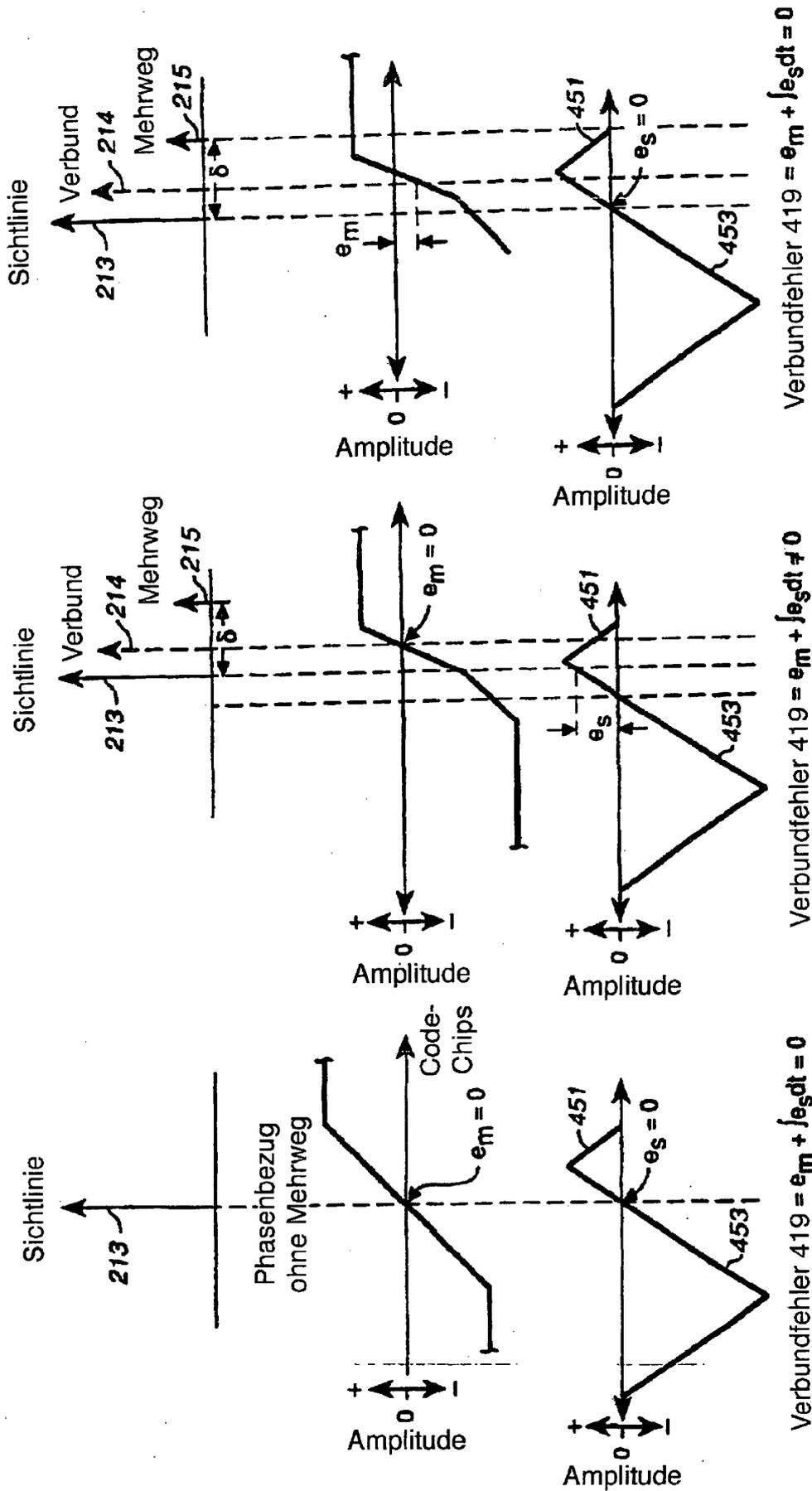


FIG.-16C

FIG.-16B

FIG.-16A

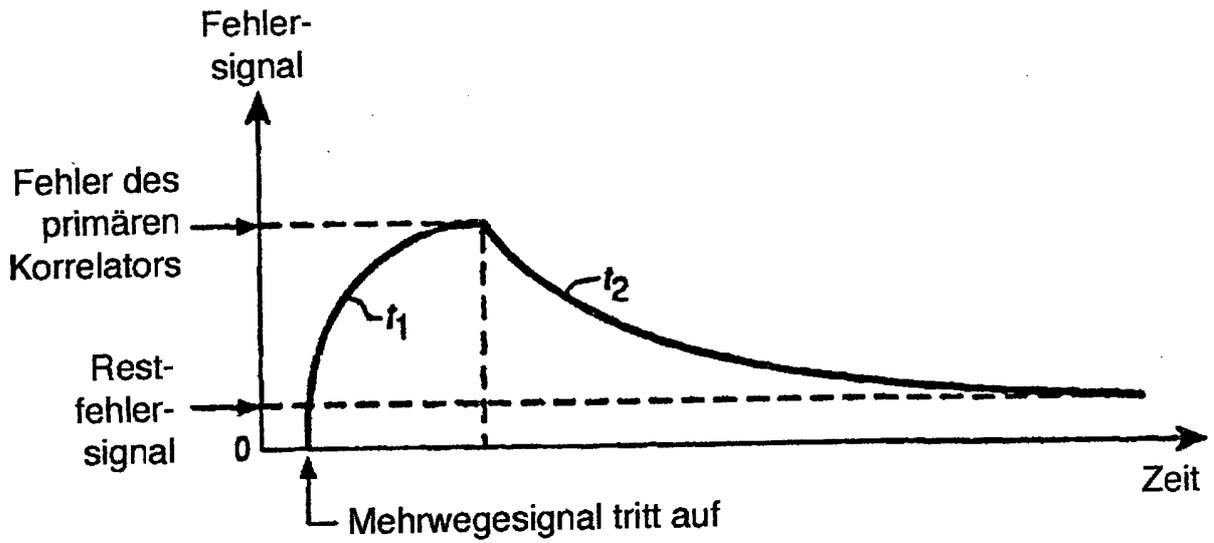


FIG. 17

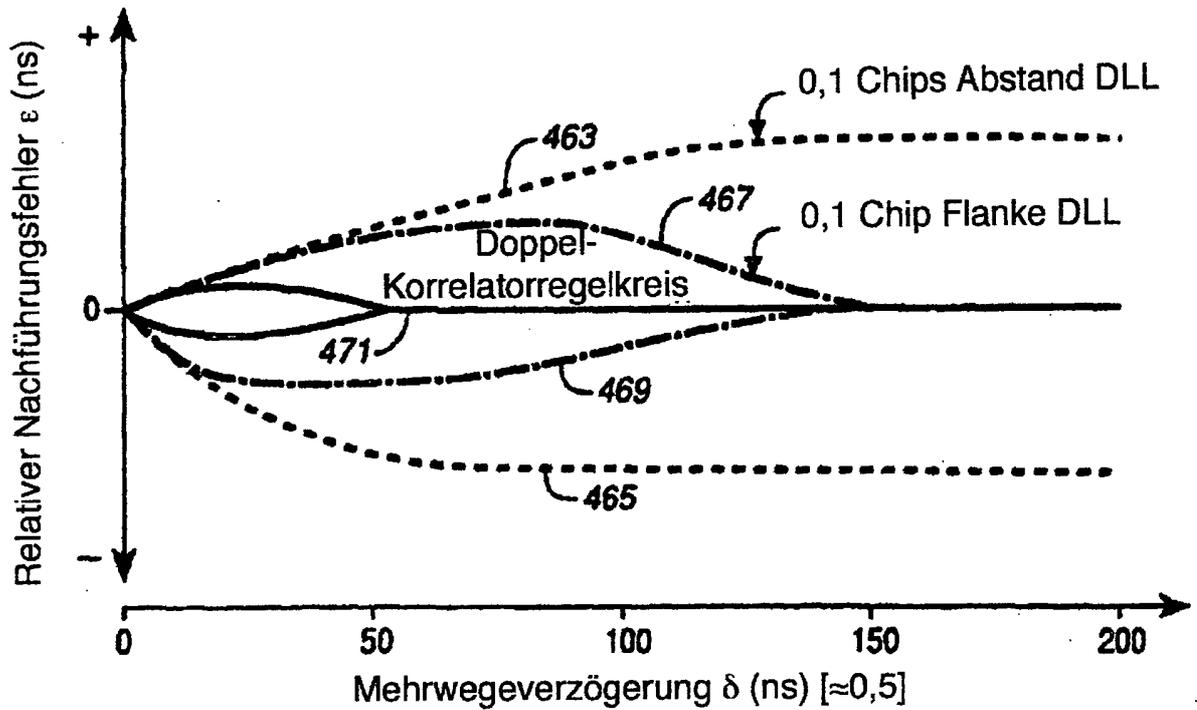


FIG. 18

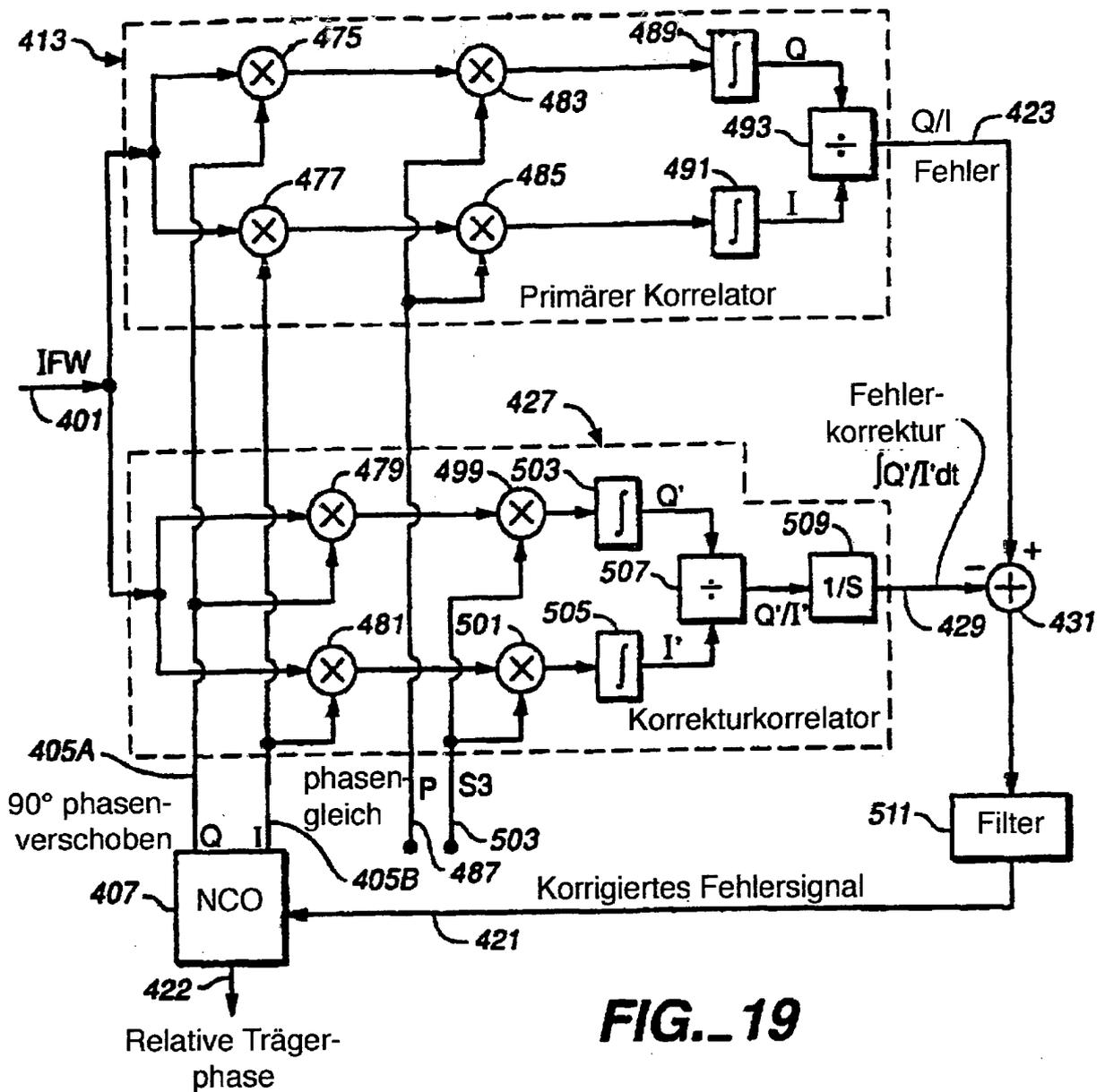


FIG. 19

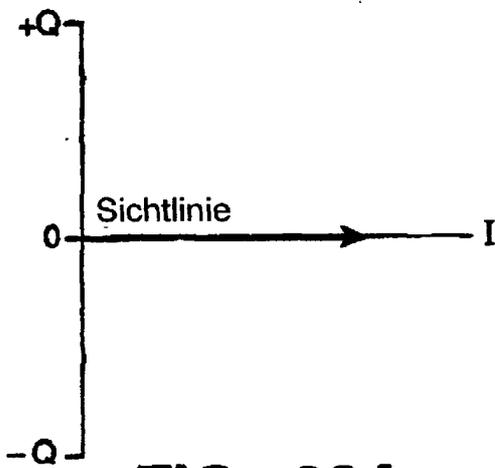


FIG. 20A

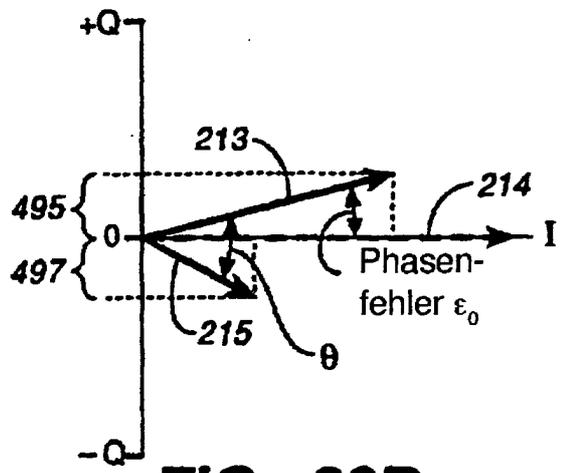
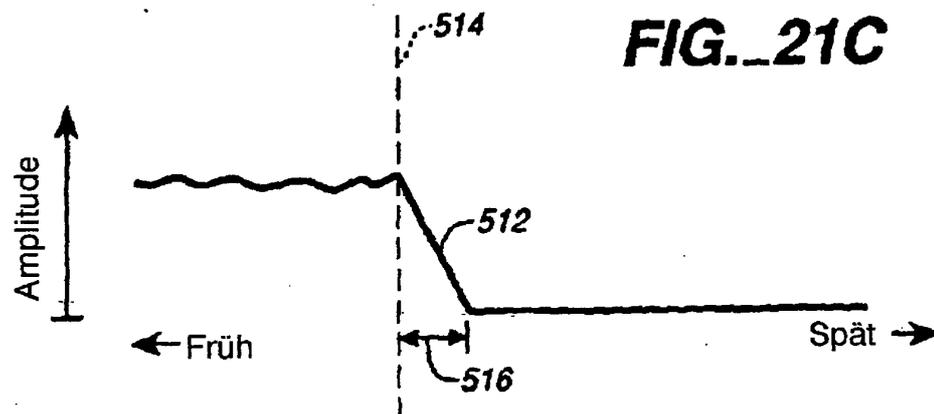
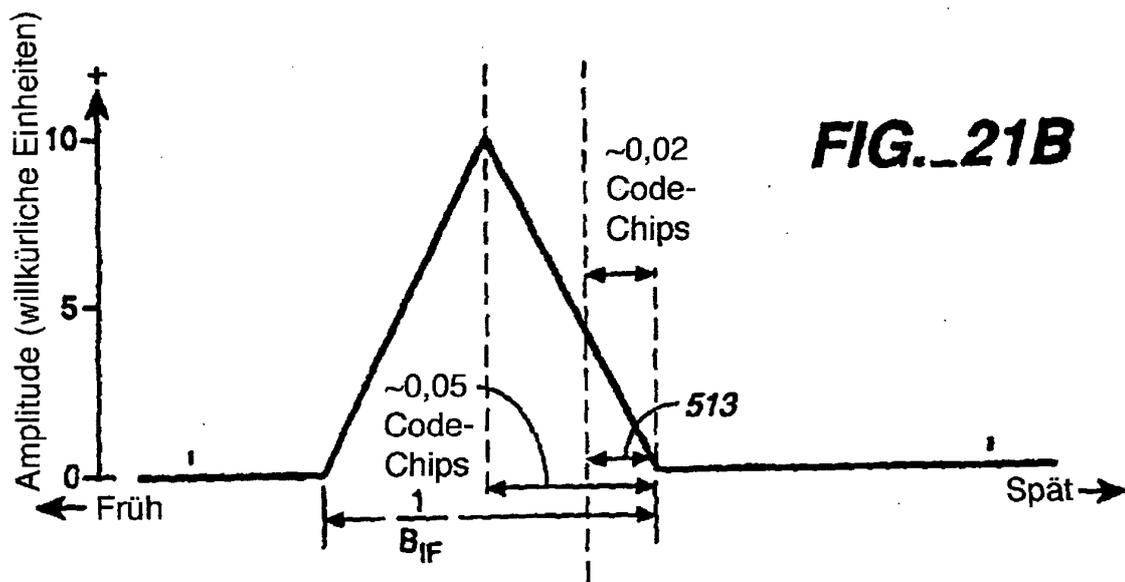
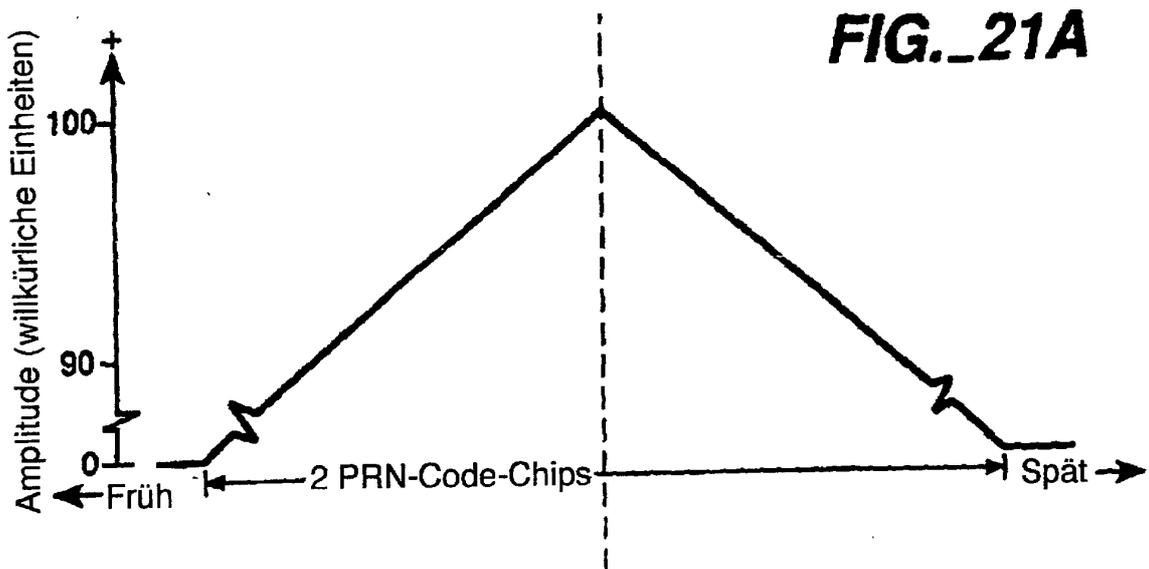


FIG. 20B



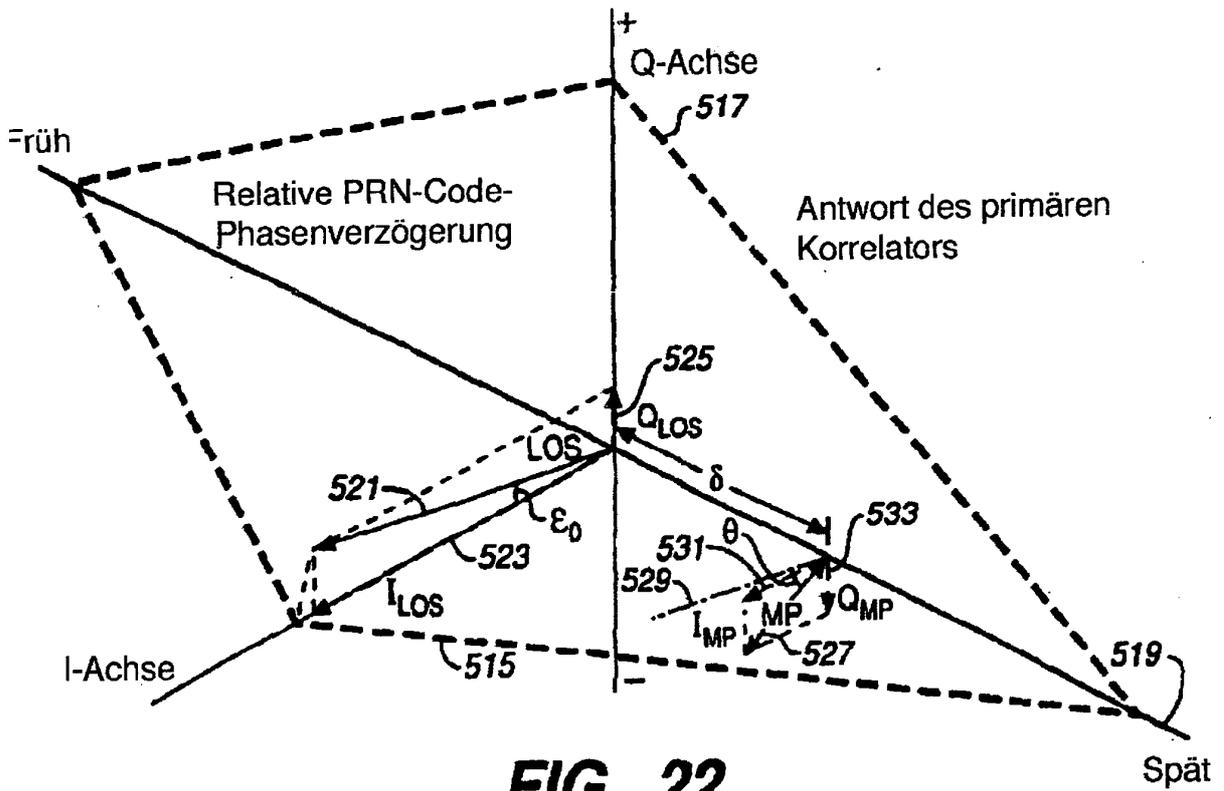


FIG. 22

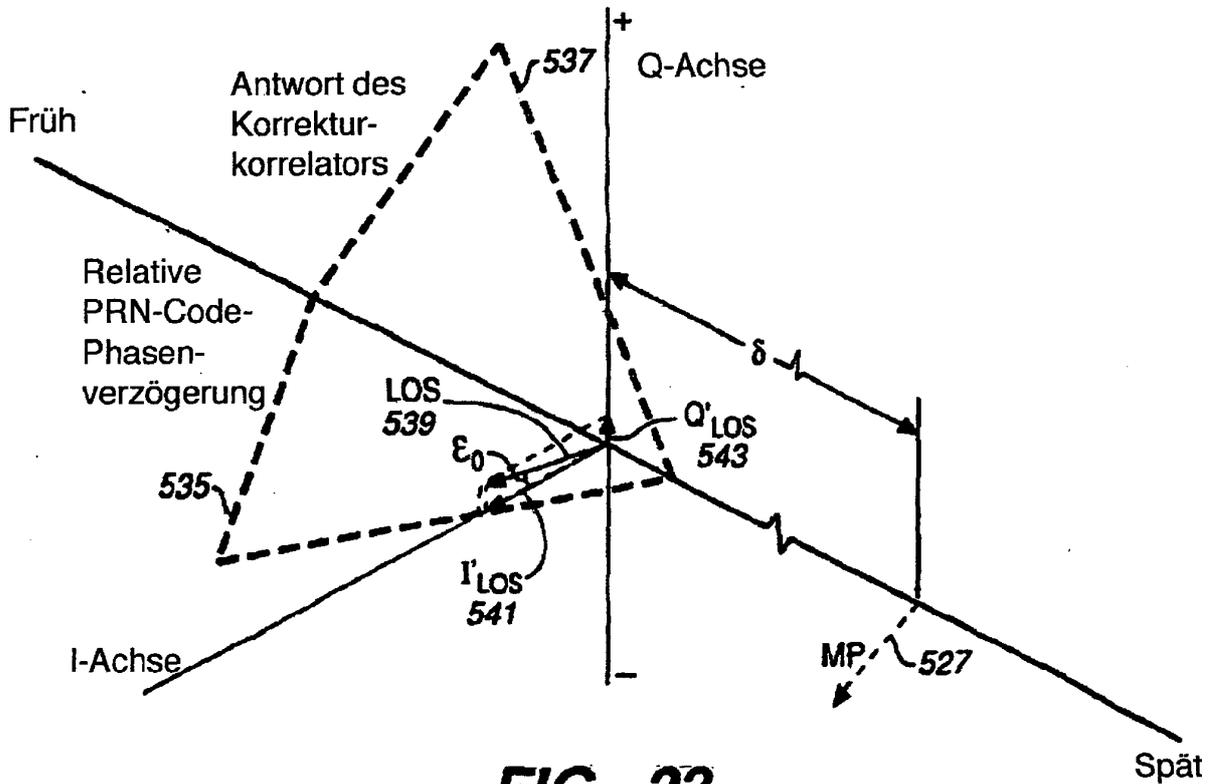


FIG. 23

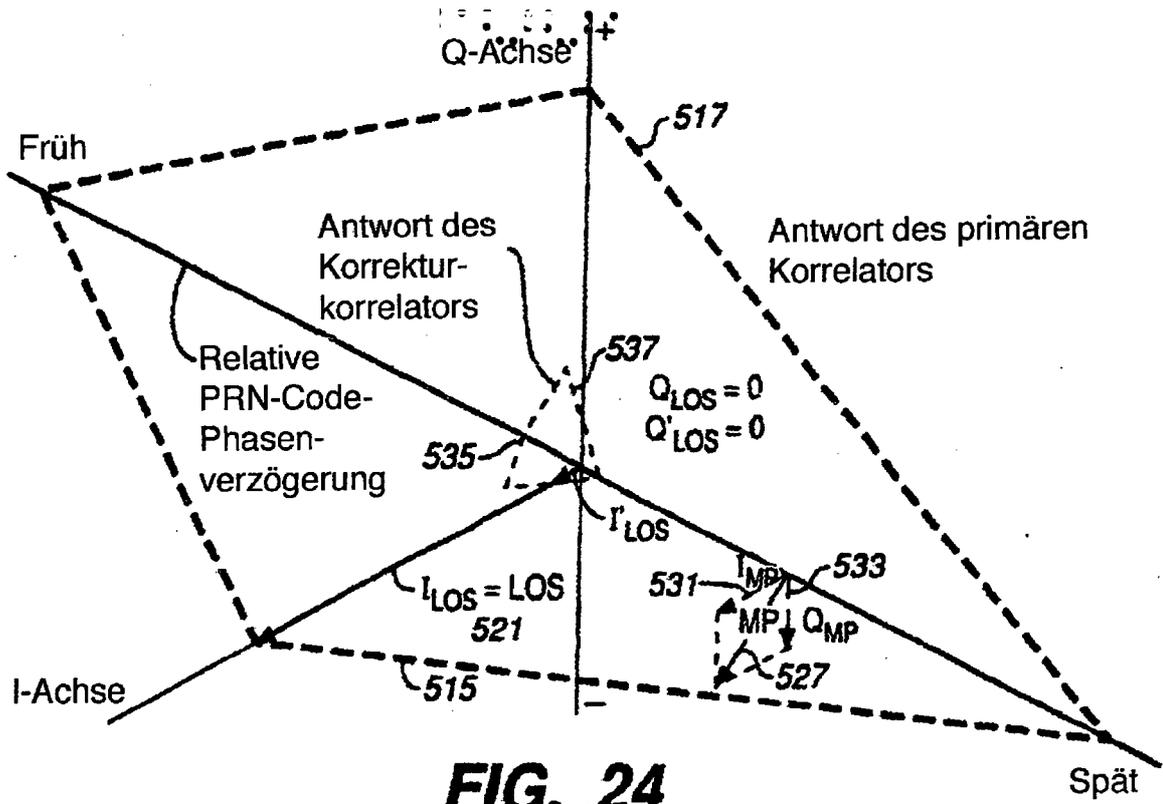


FIG. 24

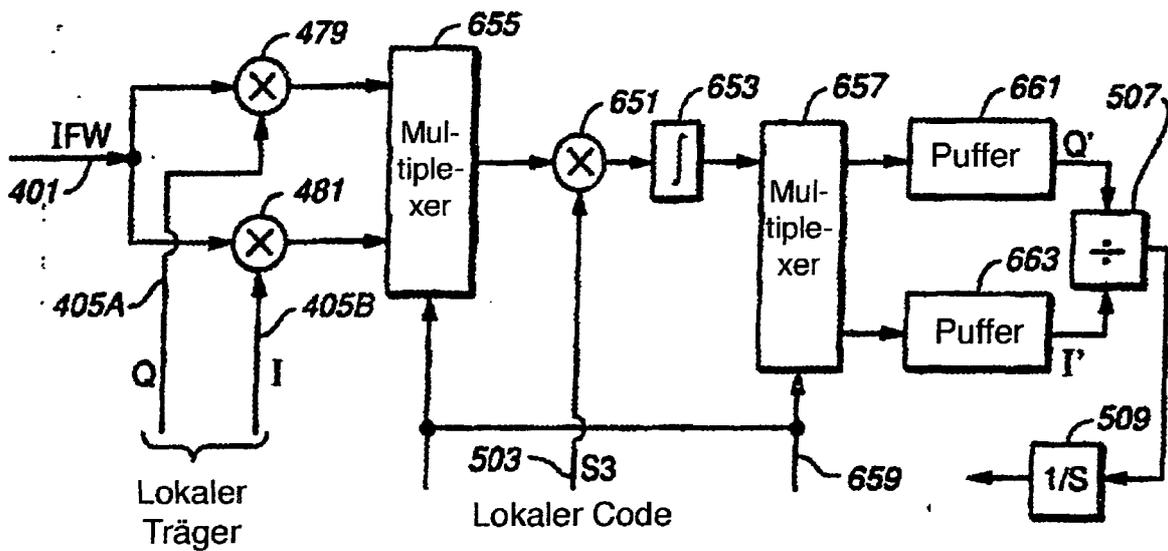


FIG. 25

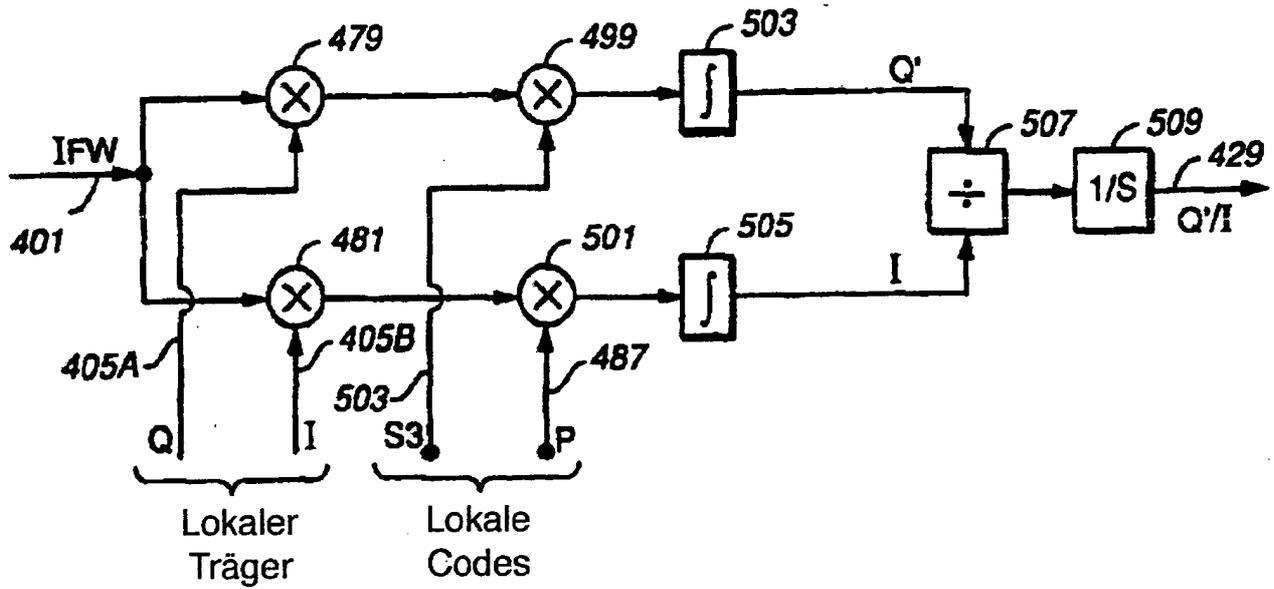


FIG. 26

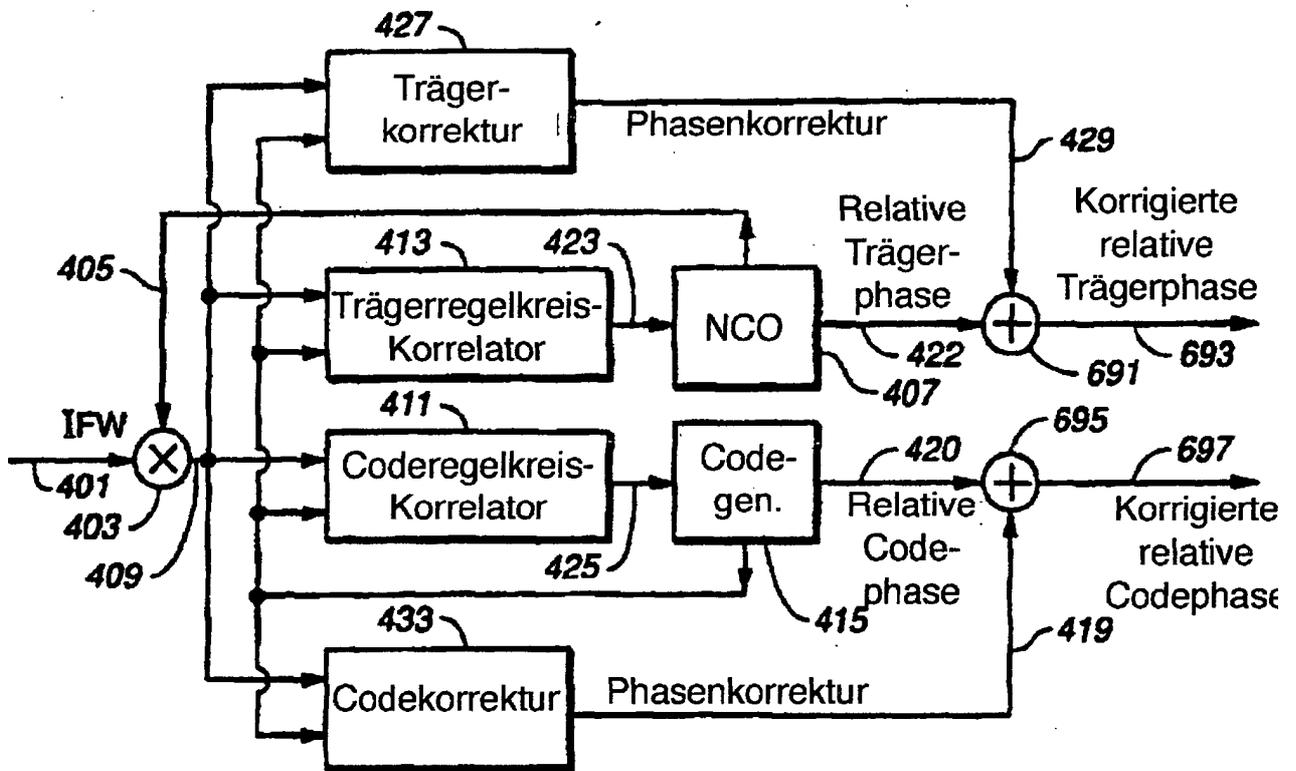


FIG. 29

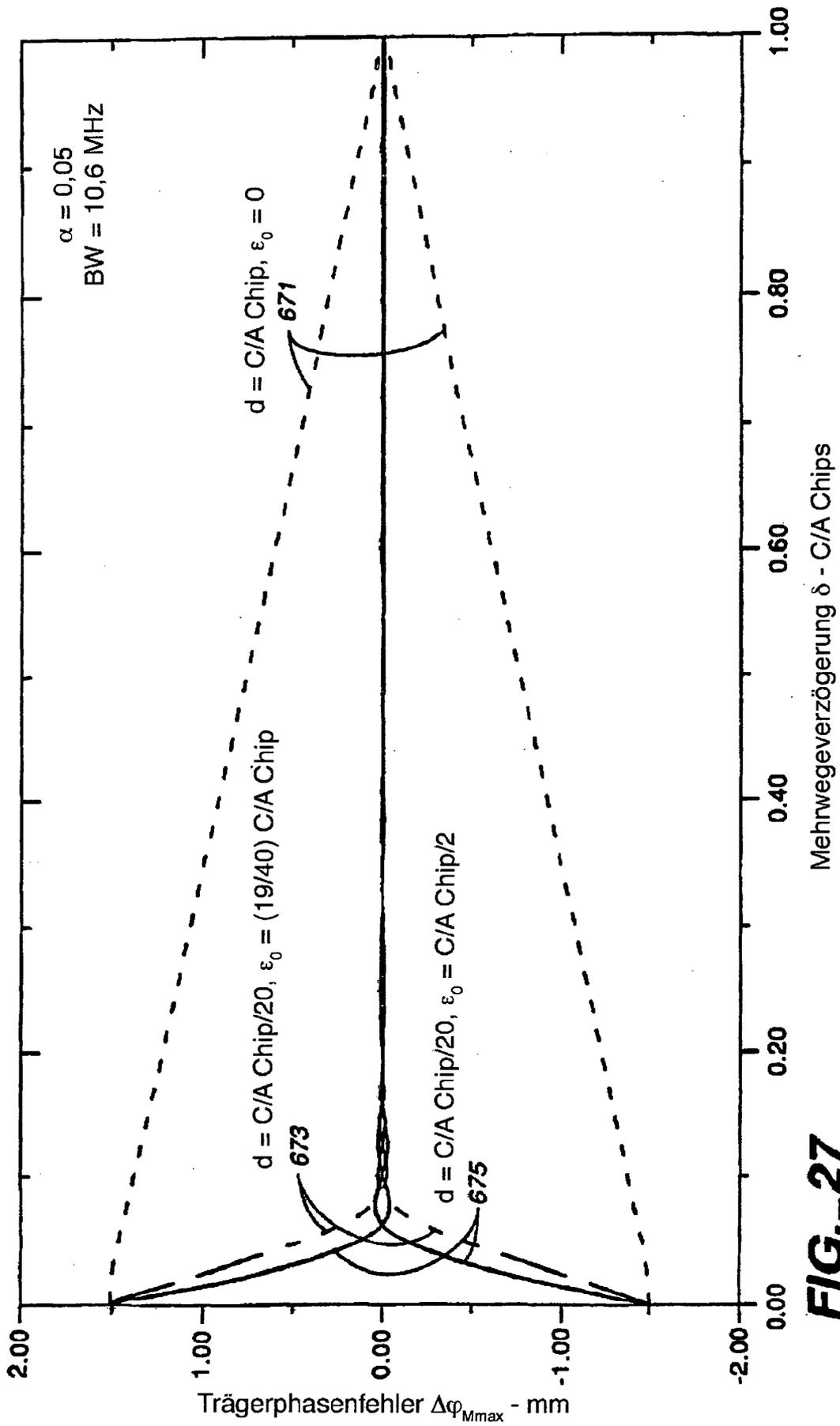


FIG.-27

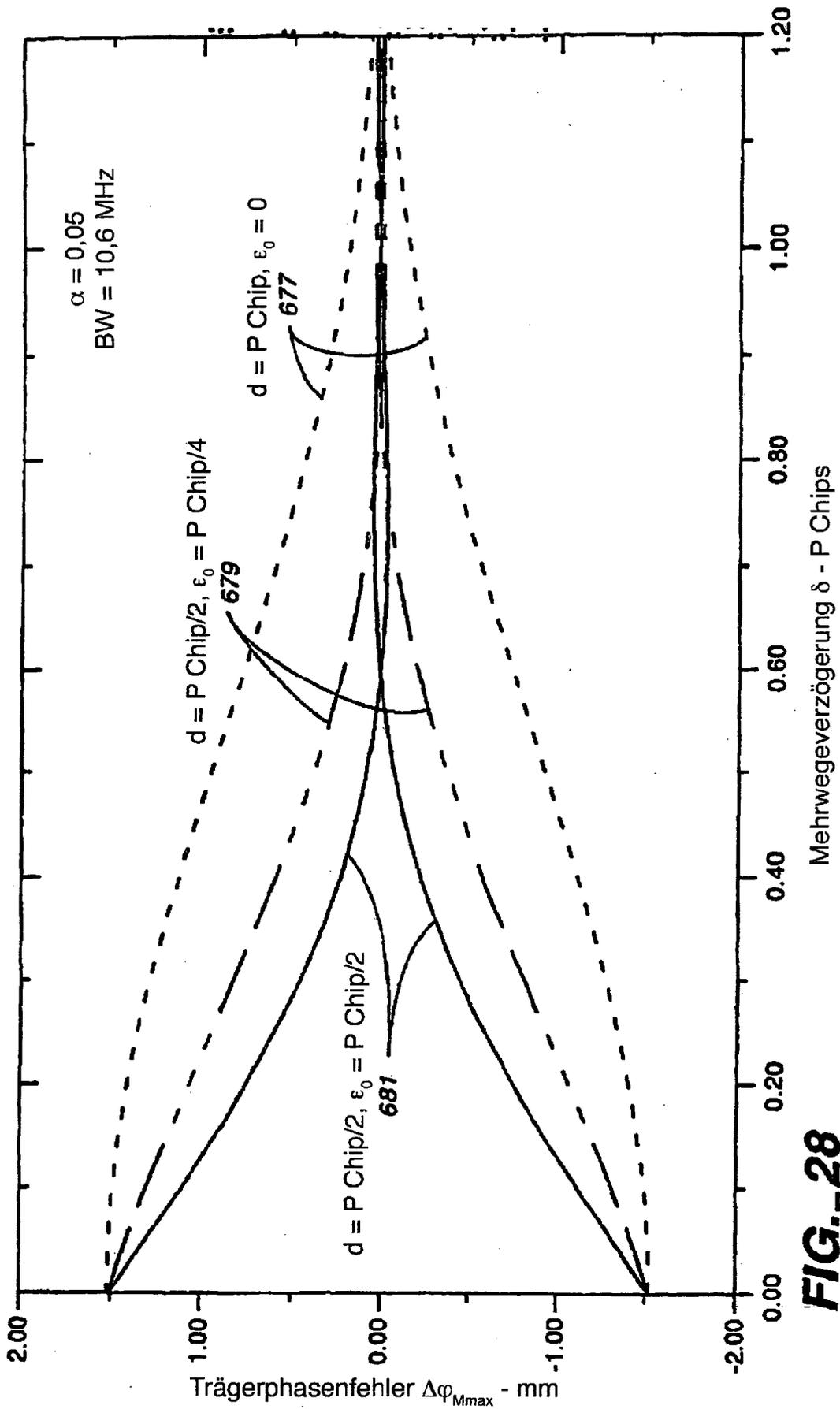


FIG. 28

