(19) BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

PATENTSCHRIFT

(11) DD 292 788 A5

(12) Ausschließungspatent

5(51) H 03 J 7/02

Erteilt gemäß § 17 Absatz 1
Patentgesetz der DDR
vom 27.10.1983
in Übereinstimmung mit den entsprechenden
Festlegungen im Einigungsvertrag

DEUTSCHES PATENTAMT

In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

(21)	DD H 03 J / 335 740 5	(22)	15.12.89	(44)	08.08.91
(31)	285433	(32)	16.12.88	(33)	US

(71) siehe (73)
(72) Borth, David E.; Kepler, James F. M., US
(73) MOTOROLA, INC., 1303 East Algonquin Road, Schaumburg, Illinois 60196, US

(54) Verfahren und Einrichtung zur automatischen Frequenzregelung

(55) automatische Frequenzregelung; modulierte Daten; Frequenzunterschied; Trägerfrequenz; Bezugsoszillatorfrequenz; Phasenbahnkalkulator

(57) Es werden ein Verfahren und eine Einrichtung zur automatischen Frequenzregelung (AFC) bei Vorliegen von Daten vorgestellt. Die Erfindung umfaßt die Beseitigung (25) der Wirkungen auf den Träger modulierter Daten, die Ermittlung (30) des Frequenzunterschiedes zwischen der Trägerfrequenz und der Phase des Bezugsoszillators, und die Einstellung (80) der Frequenz des Bezugsoszillators (35), um den Frequenzunterschied (Δ) zu unterdrücken. Die Erfindung ist weiter gekennzeichnet durch die Digitalisierung (40) des modulierten, um 90° phasenverschobenen Trägers, die Abtastung (20) des um 90° phasenverschobenen Trägers mit einem Vielfachen der modulierten Bitgeschwindigkeit, die Drehung der Phasen in Richtung Arkustangens (I/Q) = 0 (25, 55, 60), um die Wirkungen der auf den Träger modulierten Quadraturdaten (I/Q) zu beseitigen, die Ermittlung (30) des Frequenzunterschiedes (Δ) zwischen der Trägerfrequenz und der Frequenz eines spannungsgesteuerten Typs des Bezugsoszillators (35) mit einem Phasenbahnkalkulator (45), und die Bestimmung und Erzeugung der erforderlichen Korrekturspannung (Δ) für einen spannungsgesteuerten Typ des Bezugsoszillators (VCO 35) mit dem Phasenbahnkalkulator (45).

ISSN 0433-6461

6 Seiten

Patentansprüche:

1. Verfahren zur automatischen Frequenzregelung (AFC) bei vorliegenden Daten, **gekennzeichnet durch:** Beseitigen (25) der Wirkungen der auf den Träger modulierten Daten, Ermittlung des Frequenzunterschiedes zwischen der Trägerfrequenz und der Frequenz des Bezugsoszillators (35), und Einstellung (80) der Frequenz des Bezugsoszillators (35) zur Beseitigung des Frequenzunterschiedes (Δ).
2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet,** daß die Wirkungen der auf den Träger modulierten Daten durch Drehung (60) der Phasen zu einem Übereinstimmungspunkt (25, 55, 60) unterdrückt werden.
3. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet,** daß die Wirkungen der auf den Träger modulierten Quadraturdaten (I/Q) durch Drehung (60) der Phasen in Richtung Arkustanges (55) (I/Q) = 0 unterdrückt werden.
4. Verfahren nach Anspruch 2, **dadurch gekennzeichnet,** daß die zeitliche Änderung der Phasendrehung die Frequenzeinstellung ist, die für den Bezugsoszillator (35) erforderlich ist.
5. Verfahren nach Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet,** daß der Unterschied von Null mit einem Phasenbahnkalkulator (45) bestimmt wird.
6. Verfahren nach Anspruch 5, **dadurch gekennzeichnet,** daß der Phasenbahnkalkulator (45) weiter zur Bestimmung und Erzeugung der erforderlichen Korrekturspannung (Δ) für den Bezugsoszillator (35) verwendet wird.
7. Verfahren nach irgendeinem der Ansprüche 2 bis 6, **dadurch gekennzeichnet,** daß die Phasendrehung (25) durch Abtastung (20) des modulierten, um 90° phasenverschobenen, Trägers mit einem Vielfachen der modulierten Bitgeschwindigkeit eingeleitet wird.
8. Verfahren nach Anspruch 7, **dadurch gekennzeichnet,** daß die Abtastung (20) durch Digitalisierung (40) des um 90° phasenverschobenen Trägers eingeleitet wird.
9. Verfahren nach irgendeinem der Ansprüche 1 bis 8, **dadurch gekennzeichnet,** daß die Daten auf dem Träger GMSK-phasenmoduliert sind.
10. Verfahren nach Anspruch 1 zur automatischen Frequenzregelung (AFC) bei vorliegenden GMSK-phasenmodulierten Daten, **gekennzeichnet durch:** Digitalisierung (40) des quadraturmodulierten Trägers, Abtastung (20) des quadraturmodulierten Trägers mit einem Vielfachen der modulierten Bitgeschwindigkeit, Drehung (25) der Phasen in Richtung Arkustangens (I/Q) = 0, um die Wirkungen der Quadraturdaten (I/Q), die auf den Träger moduliert sind, zu unterdrücken, Ermittlung (30) des Frequenzunterschiedes zwischen der Trägerfrequenz und der Frequenz eines spannungsgesteuerten Typs eines Bezugsoszillators (35) mit einem Phasenbahnkalkulator (45), Bestimmen und Erzeugen der erforderlichen Korrekturspannung (Δ) für einen spannungsgesteuerten Typ des Bezugsoszillators (35) mit dem Phasenbahnkalkulator (45).
11. Einrichtung zur automatischen Frequenzregelung (AFC) bei vorliegenden Daten, **gekennzeichnet durch** und in Reihe geschaltet: eine Einrichtung (25) zum Beseitigen der Wirkungen der auf den Träger modulierten Daten, die auf den Träger moduliert sind, und eine Einrichtung (45, 80) zur Ermittlung des Frequenzunterschieds (Δ) zwischen der Trägerfrequenz und der Phase des Bezugsoszillators (35) und zur Einstellung der Frequenz des Bezugsoszillators (35) durch den Frequenzunterschied (Δ).
12. Einrichtung nach Anspruch 11, **dadurch gekennzeichnet,** daß die Einrichtung (25) zur Unterdrückung der Datenwirkungen zur Drehung der Phasen in Richtung auf einen Übereinstimmungspunkt geeignet ist, um die Wirkungen der auf den Träger modulierten Daten zu unterdrücken, und daß die Einrichtung (45,80) zur Ermittlung und Einstellung für die Bestimmung und Erzeugung der erforderlichen Korrekturspannung (Δ) für den Bezugsoszillator (35) geeignet ist.
13. Einrichtung nach Anspruch 11 zur automatischen Frequenzregelung (AFC) bei Vorliegen GMSK-phasenmodulierter Daten, **gekennzeichnet durch** und in Reihe geschaltet: eine Einrichtung (40) zur Digitalisierung des quadraturmodulierten Trägers, eine Einrichtung (20) zur Abtastung des quadraturmodulierten Trägers mit einem Vielfachen der modulierten Bitgeschwindigkeit, eine Einrichtung (25) zur Drehung der Phasen in Richtung Arkustangens (I/Q) = 0, um die Wirkungen der auf den Träger modulierten Quadraturdaten (I/Q) zu unterdrücken, und eine Einrichtung (45)

zur Ermittlung des Frequenzunterschieds (Δ) zwischen der Trägerfrequenz und der Frequenz eines spannungsgesteuerten Typs des Bezugsoszillators (35), und zur Bestimmung und Erzeugung der erforderlichen Korrekturspannung (Δ) für einen spannungsgesteuerten Typ des Bezugsoszillators (35).

Hierzu 1 Seite Zeichnung

Anwendungsgebiet der Erfindung

Die Erfindung betrifft eine automatische Frequenzregelung (AFC). Diese Erfindung betrifft insbesondere ein Verfahren und eine Einrichtung zur automatischen Frequenzregelung (AFC) bei vorliegenden Daten.

Charakteristik des bekannten Standes der Technik

Eine ständige Herausforderung entsteht dann, wenn versucht wird, eine automatische Frequenzregelung bei vorliegenden phasenmodulierten Daten bereitzustellen. Die Phasenmodulation beeinfußt die Frequenzermittlung, die für eine automatische Frequenzregelung (AFC) erforderlich ist, und, ausgenommen die Wirkungen der Phasenmodulation der Daten können beseitigt werden, bleibt die AFC bei vorhandenen Daten eine erhebliche Herausforderung.
Das Ziel der Erfindung besteht darin, diese Herausforderungen zu überwinden und bestimmte, unten dargestellte Vorteile zu verwirklichen.

Darlegung des Wesens der Erfindung

Es wird daher ein Verfahren und eine Einrichtung zur automatischen Frequenzregelung (AFC) bei vorhandenen Daten geschaffen. Die Erfindung umfaßt die Beseitigung der Wirkungen modulierter Daten auf einem Träger, die Ermittlung des Frequenzunterschiedes zwischen der Trägerfrequenz und der Frequenz des Bezugsoszillators, und die Einstellung der Frequenz des Bezugsoszillators zur Beseitigung des Frequenzunterschiedes.
Sie ist weiter gekennzeichnet durch die Digitalisierung des um 90° phasenverschobenen modulierten Trägers, die Abtastung des um 90° phasenverschobenen modulierten Trägers mit einem Vielfachen der modulierten Bitgeschwindigkeit, die Drehung der Phasen nach einem Arkustangens (I/Q) = 0, um die Wirkungen der Quadraturdaten (I/Q), die auf dem Träger moduliert sind, zu beseitigen, die Ermittlung des Frequenzunterschiedes zwischen der Trägerfrequenz und der Frequenz eines spannungsgesteuerten Typs eines Bezugsoszillators mit einem Phasenbahnkalkulator, die Einstellung der Frequenz des Bezugsoszillators durch den Frequenzunterschied, und die Bestimmung und Erzeugung der erforderlichen Korrekturspannung für den spannungsgesteuerten Typ eines Bezugsoszillators (VCO) mit dem Phasenbahnkalkulator.

Ausführungsbeispiele

Zusätzliche Ziele, Merkmale und Vorteile der Erfindung werden besser verständlich, und die beste zu betrachtende Art und Weise der praktischen Durchführung in der bevorzugten Ausführungsform wird richtig eingeschätzt beim Lesen der folgenden detaillierten Beschreibung, die im Zusammenhang mit den beigefügten Zeichnungen zu sehen ist.
Die einzige Figur ist ein funktionelles Blockdiagramm der bevorzugten Ausführungsform und eine grafische Darstellung ihrer Arbeitsweise.
Die Notwendigkeit der einheitlichen Ermittlung phasenmodulierter Signale rührt daher, daß sogar kleine Frequenzverschiebungen zwischen den Sender- und Empfänger-Vergleichsfrequenzen zu einer beträchtlichen Anzahl ermittelter Datenfehler führen können. Zur Demonstration dieses Problems wird das folgende Beispiel betrachtet. Angenommen, es werden Daten mit einer Datengeschwindigkeit von 300 kbit/s unter Verwendung der minimalen Verschiebungstastung (MSK) (oder einer Variation dieses Modulationsformats, beispielsweise der Gaußschen minimalen Verschiebungstastung, GMSK; verallgemeinerte abgeschwächte Frequenzmodulation (generalized tamed FM), GTFM; usw.) in einem System mit Zeitmultiplex-Vielfachzugriff unter Verwendung von Zeitschlitzen mit einer Dauer von 0,5 ms gesendet. Deshalb besteht ein Zeitschlitz aus (300 kb/s) × (0,5 ms) = 150 Bit.
Es wird weiterhin angenommen, daß die Phasenverschiebung zwischen dem Sender und dem Empfänger zu Beginn jedes empfangenen Zeitschlitzes durch die Verwendung einer Synchronisationsleitung usw. auf Null eingestellt wird. Unter rauschfreien Bedingungen kann gezeigt werden, daß für ein MSK-Modulationsformat im Empfänger Bits ohne Fehler ermittelt werden können, vorausgesetzt, daß die Phasenverschiebung zwischen dem Sender und dem Empfänger geringer als π/2 Radiant ist. Da die Augenblicksfrequenz die zeitliche Ableitung der Phase in der Reihenfolge für den ohne Fehler zu empfangenden Zeitschlitz ist, ist es notwendig, daß die Phasenverschiebung am Ende des Schlitzes π/2 Radiant ist, d. h. daß die Frequenzverschiebung zwischen dem Sender und dem Empfänger die folgende Gleichung befriedigt:

$$f_{Versatz} \leq \frac{1}{2\pi} \frac{\pi/2}{0{,}5\,ms} = 500\,Hz.$$

Um die Rauschwirkungen in der Praxis anzugleichen, ist es notwendig, daß die Frequenzverschiebung etwas kleiner als dieser Wert ist, typischerweise 200 Hz.

Bei einem beweglichen Funkbetrieb mit 900 MHz bedeutet eine maximale Frequenzverschiebung von 200 Hz zwischen dem Sender und dem Empfänger, daß sowohl der Sender als auch der Empfänger Oszillatoren mit einer Gesamtstabilität (über die Zeit, die Temperatur usw.) aufweisen müssen, die besser als 0,1 Millionstel (ppm) ist, eine Stabilitätsanforderung, die im allgemeinen nur bei Zäsium- oder Rubidium-Frequenzstandards und bei im Ofen erzeugten Kristalloszillatoren eingehalten wird. Diese Oszillatoren sind sämtlich für kommerzielle bewegliche Funkanwendungen zu voluminös. Statt dessen erfolgt der Frequenzvergleich mit einem kleineren Oszillator mit gefährdeter Frequenzstabilität. Es müssen Verfahren zur Steuerung der Frequenzstabilität in anderer Weise gefunden werden. AFC-Schaltungen sind ein üblicher Weg.
Herkömmliche AFC-Schaltungen, die beispielsweise in J.C.Samuels' „Theory of the Band-Centering AFC-System", IRE Transactions on Circuit Theory, Seiten 324 bis 330, Dezember 1957 (s. auch die Referenzen, die in dieser Beschreibung enthalten sind) beschrieben sind, sind dazu bestimmt, große Frequenzverschiebungen zwischen dem Sender und dem Empfä .ger zu halten. Dies erfolgt üblicherweise über ein Frequenzmodulationsdetektor, dessen Ausgangssignal tiefpaßgefiltert w rd, um beliebige Datenstörungen aus dem empfangenen Mittenfrequenzsignal zu entfernen. Eine solche Annäherung ist bei Erreichung von Frequenzverschiebungen von annähernd ± 1 kHz bei einer Mittenfrequenz von 900 MHz vorteilhaft. Es gibt keine annehmbare Annäherung zur Erreichung einer Frequenzverschiebung von weniger als 200 Hz, ausgenommen, die übertragene Signalbandbreite ist geringer als 200 Hz (z. B. eine Sinuskurve).
Die einzige Figur ist ein funktionelles Blockdiagramm der bevorzugten Ausführungsform und eine grafische Darstellung ihrer Arbeitsweise. Sie stellt in einer Reihenschaltung die Quadraturdemodulation 15, die Quadratur (I/Q)-Abtastung (Abtastwert) 20, die Phasenrotation bis zu einem Punkt der Übereinstimmung (rotieren) 25, die Phasenbahnkalkulation zur Ermittlung des Frequenzunterschiedes (DIFF) 30, und einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) 35 dar.
Im praktischen Betrieb werden die GMSK-phasenmodulierten Daten einer Quadraturdemodulation 15 unterworfen und in Analog/Digital-Wandlern (A/D) 40, um 90° phasenverschoben, digitalisiert, wie es Fachleuten auf diesem Gebiet normalerweise allgemein verständlich ist. Die digitalisierte Quadraturinformation wird, um 90° phasenverschoben, mit einem Vielfachen der modulierten Bitgeschwindigkeit (Bittaktung) abgetastet. Die Phasen I und Q werden zu einem Übereinstimmungspunkt gedreht, und zwar Arkustangens (I/Q) = 0, um die Wirkungen der Quadraturdaten (I/Q), die auf dem Träger moduliert sind, zu beseitigen. Anschließend wird der resultierende Frequenzunterschied zwischen der Trägerphase und der Frequenz des spannungsgesteuerten Bezugsoszillators mit einem Phasenbahnkalkulator 45 ermittelt. Schließlich muß die Freequenz des Bezugsoszillators 35 eingestellt werden, um den Frequenzunterschied durch Bestimmung und Erzeugung der erforderlichen Korrekturspannung (Δ) für einen spannungsgesteuerten Bezugsoszillator (VCO) 35 zu beseitigen.
Die phasengleichen (I) und die um 90° phasenverschobenen (Q) Signale werden zuerst um einen Winkel Θ gedreht (50), um die Phasendrehung infolge des Funkkanals zwischen dem übertragenen Träger und der Vergleichsfrequenz des Empfängers zu kompensieren. Die Phase des resultierenden Signals Φ wird dann bei den Bitzeitpunkten T über die Operation Arkustangens (I/Q) 55 berechnet. Die sich ergebenden Phasen Φ werden folglich bis zu einem Übereinstimmungspunkt gedreht (60), und zwar Arkustangens (I/Q) = 0, um die Wirkungen der Quadratur-I-Q-Daten, die auf dem Träger moduliert sind, zu beseitigen.
Anschließend wird die Frequenzverschiebung zwischen dem empfangenen Trägersignal und dem VCO-Bezugsoszillatorsignal mittels einer linearen Größe (linear fit) in dem Phasenbahnkalkulator 45 bestimmt. Die Frequenzverschiebungseinschätzung wird gemittelt 65 und der Mittelwert der Frequenzverschiebung wird dann dazu verwendet, die Frequenzverschiebung durch Festlegen und Erzeugen der erforderlichen Korrekturspannung Δ für den spannungsgesteuerten Typ eines Bezugsoszillators (VCO) 35 zu beseitigen.
Nachfolgend wird auf die Figur Bezug genommen. Auf die Demodulation des Zwischenfrequenz (IF)-Signals in die gleichphasigen (I) und die um 90° phasenverschobenen (Q) Signale in einem herkömmlichen Qudraturmodulator 15 folgt die Umwandlung der Signale I und Q in Signale mit digitalem Format in zwei Analog/Digital (A/D)-Wandlern 40, die mit einer Abtastgeschwindigkeit arbeiten, die einem Vierfachen der Datengeschwindigkeit (1/T) gleich ist. Es ist zu bemerken, das ein Signal vom MSK-Typ auch als ein getastetes Signal mit Offset-Quadratur-Phasenverschiebung (O-QPSK) mit einer Vierpunkt-Konstellation, die (idealerweise) Punkte bei 0°, 90°, 180° und 270° aufweist, dargestellt sein kann, wobei das empfangene Signal am Ausgang der A/D-Wandler im allgemeinen um einen Winkel Θ mit Bezug auf das Empfänger-VCO-Signal infolge des Funkfrequenzkanals (Konstellation A) gedreht wird. Die ursprüngliche Phasenverschiebung Θ kann in einer Schleife zur Phasennachführung und/oder einem Kanal bestimmt werden, der die Empfängerstruktur ausmißt.
Die ursprüngliche Phasenverschiebung Θ wird durch einen komplexen Phasendrehungsvorgang 50 kompensiert, welcher das Signal Q + jI mit einer komplexen Exponentialgröße exp(−jΘ) multipliziert, wodurch die Signallage um einen Winkel −Θ gedreht wird und die Signallage (ursprünglich) in den beabsichtigten Konstallations-Abtastwert, der zuvor beschrieben wurde, (Konstellation B), zurückgeführt wird.
Die Arkustangens (I/Q)-Operation 55 bestimmt dann den Winkel Φ, mit dem das empfangene Signal ermittelt wird. Bei nicht vorhandener Frequenzverschiebung und Rauschen entspricht der Winkel Φ für ein MSK-Signal einem der vier Konstellationspunkte, die in der Konstellation B gezeigt sind. Im allgemeinen ist die Phasenbahn Φ als Funktion der Zeit von Interesse, da die zeitliche Ableitung der Phase Φ bei **Fehlen der Datenmodulation** proportional der Frequenzverschiebung zwischen dem empfangenen Trägersignal und dem VCO-Signal ist. Bei vorhandener Datenmodulation ist die zeitliche Ableitung der Phase Θ jedoch auch eine Funktion der empfangenen Daten.
Um die Wirkungen der Quadraturdaten I-Q, die auf dem Träger moduliert sind, aus dem Ermittlungsvorgang der Frequenzverschiebung herauszulösen, wird der Winkel Φ in die Quadranten I und IV gedreht 60, wie dies unten beschrieben ist: Wie oben bereits festgestellt wurde, kann ein Signal vom MSK-Typ auch als ein O-QPSK-Signal beschrieben werden. Das bedeutet, daß bei Intervallen, die durch eine Bitdauer voneinander getrennt sind, das Signal (Konstellation B) entweder als ungeradzahlige Zweibit(Zweiphasen)-Konstellation mit Punkten bei ± 90° oder als geradzahlige Zweibitkonstellation mit Punkten bei 0° und 180° (s. Konstellation C) dargestellt sein kann. Die beiden Zweibitkonstellationen sind um jeweils eine Bitdauer versetzt. Die Vorschriften für rotierende Phasen (Φ) in den Quadranten I und IV sind daher wie folgt:

Geradzahliges Bit

Ursprungsphase Φ	Endphase Φ'
$-90° \leq \Phi \leq 90°$	$\Phi' = \Phi$
$-180° < \Phi < -90°$	$\Phi' = \Phi + 180°$
$180° > \Phi > 90°$	$\Phi' = \Phi - 180°$

Ungeradzahliges Bit

$\Phi > 0°$	$\Phi' = \Phi - 90°$
$\Phi < 0°$	$\Phi' = \Phi + 90°$

Es ist festzustellen, daß, selbst wenn bei diesem Phasendrehungsvorgang keine aktuellen Datenbitwerte ermittelt werden, die Wirkungen der auf den Träger modulierten Daten durch Drehung 60 der Phase Φ in dieser Weise in den Quadranten I und IV beseitigt werden, wie dies in der Konstellation D dargestellt ist, d.h. alle vier Konstellationspunkte der Konstellation B sind in einem einzigen Punkt bei 0° abgebildet.
Beim Ausbleiben der Frequenzverschiebungen und des Rauschens gilt die letzte Angabe nur für reine MSK-Signale. Bei GMSK-lignalen bildet die oben beschriebene Ybbildung $\Phi \rightarrow \Phi'$ die vier Quadranten nur iń die Quadranten I und IV ab, und zwar infolge der Datenfilterungswirkungen, die bei der Erzeugung des GMSK-Signals vorliegen. Trotzdem hat diese letztere Phasendrehung 60 die Wirkungen der Quadraturdaten auf dem empfangenen Träger wirksam unterbunden.
Anschließend wird die Phasenbahn des gedrehten Winkels Φ' als Funktion der Zeit dazu verwendet, die aktuelle Frequenzverschiebung 45 zu bestimmen. Wie oben festgestellt wurde, ist die Augenblicksfrequenz gleich der zeitlichen Ableitung der Phase. Bei fehlendem Rauschen und den Wirkungen der Daten, die aus dem wiedergewonnenen, phasenmäßig gedrehten Phasensignal Φ' entfernt sind, ist die Augenblicksfrequenz der Frequenzverschiebung zwischen der empfangenen Trägerfrequenz und dem spannungsgesteuerten Oszillator 35 proportional. Daher bestimmt der die Phasenbahn festlegende Block 45 die Phasenbahn des Winkels Φ als Funktion der Zeit und verarbeitet die Phasenbahn zur Bestimmung der Augenblicksfrequenz.
In dem Bestimmungsblock 45 für die Phasenbahn können drei Verfahren zur Ermittlung der Frequenzverschiebung angewendet werden:

1. Es wird die zeitliche Ableitung des Winkels Φ' der Diskretzeit in der Operation

$$\hat{f}_{Versatz} \approx \frac{\Phi'|Zeit = t_2 - \Phi'|Zeit = t_1}{t_2 - t_1}$$

   für jede Zeit
   t_i ermittelt.
   Die Frequenzverschiebung $\hat{f}_{Versatz}$ muß anschließend geglättet werden, um beliebige Rauschstörungen zu beseitigen.
2. Es soll gelten $\Phi'_i = \max[\Phi'_1, \Phi'_2, \ldots \Phi'_n]$ und
   $\Phi'_j = \max[\Phi'_m, \Phi'_{m+1}, \ldots \Phi'_{m+n+1}]$
   wobei $\Phi_1, \Phi_2 \ldots$ aufeinanderfolgende Werte von Φ' in Bitzeitpunkten und $m \gg n$ sind.
   Es folgt

$$\hat{f}_{Versatz} \approx \frac{\Phi_j - \Phi_i}{j - i}.$$

3. Bilde in dem Winkel Φ' eine lineare Größe mit kleinsten Rechtecken (least squares linear fit). Die Schleife der linearen Größe mit kleinsten Rechtecken ist proportional zur Augenblicksfrequenz, d.h. wenn $\Phi'_{-m}, \Phi'_{-m+1}, \ldots \Phi'_0, \Phi'_1, \Phi'_m$ eine Anhäufung von $2M + 1$ im gleichen Abstand befindlicher Werte von Φ' ist, dann weist die lineare Größe mit kleinsten Rechtecken folgende Schleife auf:

$$\hat{f}_{Versatz} := \frac{\sum_{n=-m}^{m} n\Phi'n}{\sum_{n=-m}^{m} n^2}.$$

Nach der Bestimmung der Phasenbahn wird das Ausgangssignal des Blocks 45 zur Ermittlung der Phasenbahn schließlich gefiltert (in einem IIR-Filter erster Ordnung eines solchen Typs der dem Fachmann auf diesem Gebiet allgemein verständlich ist), mit einem Verstärkungsfaktor K in einer Multipliziereinrichtung 70 multipliziert (welcher auch die Schliefendynamik bestimmt), anschließend einem Integrator 75 zugeführt und in einem Digital/Analog-Wandler (D/A) 80 in ein analoges Signal zurückverwandelt. Das Ausgangssignal des D/A-Wandlers 80 liefert eine Korrekturspannung Δ an den spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) 35, die die Frequenz des VCO 35 zur Kompensation des Fehlers der Frequenzverschiebung einstellt.
Während die bevorzugte Ausführungsform der Erfindung beschrieben und dargestellt wurde, erkennt ein Fachmann auf diesem Gebiet, daß andere Variantionen und Modifikationen dieser Erfindung praktisch durchgeführt werden können. Beispielsweise kann die Kalkulationseinrichtung für die Phasenbahn entweder durch ein bestimmtes Wiener-Filter, welches die zeitliche Ableitung der Phase Φ' unter Verwendung eines Verfahrens der minimalen mittleren Rechteckermittlung bestimmt, oder durch ein rekursives Kalman-Filter zur Bestimmung der zeitlichen Ableitung des Winkels Φ' ersetzt werden.
Diese und alle anderen Variationen und Anpassungen fallen erwartungsgemäß in den Geltungsbereich der beigefügten Ansprüche.

15 DEC 1989 * 040808