

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2005-286928

(P2005-286928A)

(43) 公開日 平成17年10月13日(2005.10.13)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>  
H04L 27/00

F I  
H04L 27/00

テーマコード(参考)  
5K004

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2004-101580 (P2004-101580)  
(22) 出願日 平成16年3月30日(2004.3.30)

(71) 出願人 000001177  
株式会社光電製作所  
東京都大田区多摩川2丁目13番24号  
(74) 代理人 100105924  
弁理士 森下 賢樹  
(72) 発明者 渡部 朗  
東京都品川区小山4-13-13 コーポ  
稲葉201  
(72) 発明者 加藤 順  
千葉県八千代市八千代台南3-9-8  
(72) 発明者 間鍋 栄  
埼玉県川口市新井町4-13-302  
Fターム(参考) 5K004 AA01 BA02 BD00

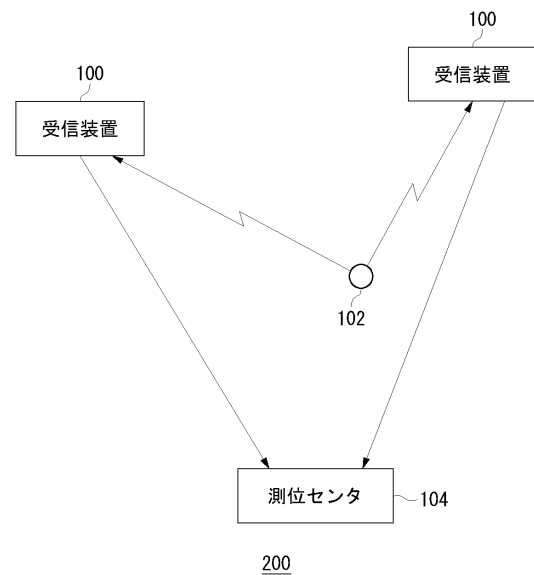
(54) 【発明の名称】 受信装置および受信方法

(57) 【要約】

【課題】 未知局102からの電波を複数の受信装置100で受信し、その受信時間の差から未知局102の測位を行う際、各受信装置100内部の信号処理遅延時間差が測位誤差を産む。

【解決手段】 受信装置100の内部にキャリブレーション機能を持たせる。この機能は、アンテナの出力とキャリブレーション信号をスイッチで切り換え、周波数変換回路にキャリブレーション信号を通す。ベースバンド化されたキャリブレーション信号をフーリエ変換し、周波数ごとの位相の歪みを取得し、周波数変換器による位相特性を周波数ごとに特定する。特定された位相特性を打ち消す補正係数を求め、これを実際に受信された電波のベースバンド信号をフーリエ変換した出力に掛ける。

【選択図】 図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

電波源が発した電波を受信して周波数変換を施し、ベースバンド信号を出力する周波数変換手段と、

前記ベースバンド信号を周波数成分に展開するフーリエ変換手段と、

周波数変換手段にキャリアレーション信号を通過させることによって得られた補正量をもとに、フーリエ変換手段の出力に内在する位相特性をキャンセルする校正手段と、

を備えることを特徴とする受信装置。

## 【請求項 2】

電波源が発した電波の受信信号とキャリアレーション信号の一方を選択する選択手段と 10

、  
選択手段の出力に周波数変換を施し、同相成分と直交成分に分離されたベースバンド信号を出力する周波数変換手段と、

前記同相成分および直交成分にフーリエ変換を施し、1組の複素周波数成分に展開するフーリエ変換手段と、

フーリエ変換手段の出力に内在する位相特性をキャンセルするための補正量を算出および保持する補正量算出手段と、

算出および保持された補正量をフーリエ変換手段の出力に作用せしめる校正手段と、

を備え、補正量算出手段は、選択手段がキャリアレーション信号を選択しているときに補正量を算出および保持し、校正手段は、選択手段が電波の受信信号を選択しているとき 20  
に補正量をフーリエ変換手段の出力に作用せしめることを特徴とする受信装置。

## 【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の装置において、所定のキャリア信号に矩形変調波を作用させて前記キャリアレーション信号を生成する手段をさらに備えることを特徴とする受信装置。

## 【請求項 4】

請求項 1 から 3 のいずれかに記載の装置において、前記位相特性は少なくとも前記周波数変換手段の内部特性によって生じるものであることを特徴とする受信装置。

## 【請求項 5】

受信処理系にキャリアレーション信号を通過させて得られた位相特性をもとに、その位 30  
相特性をキャンセルするための補正量を算出するステップと、

電波源が発した電波を受信してベースバンド信号に変換するステップと、

変換によって得られたベースバンド信号を周波数成分に展開するステップと、

展開された周波数成分に前記補正量を作用せしめるステップと、

を備えることを特徴とする受信方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

この発明は受信技術、とくに電波源が発した電波を受信してベースバンド信号を生成する受信装置とこのベースバンド信号の周波数成分を求める受信方法に関する。この発明は 40  
また、そうした受信技術にて利用されるキャリアレーション技術に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

移動体その他の未知の電波源（以下「未知局」という）の位置を特定する技術は、保安や防犯の目的から必要な場合がある。特許文献 1 には、間隔において複数の受信装置を配備し、各受信装置に到達する電波の時間差をもとに未知局の位置を推定する技術が提案されている。この技術では、各受信装置が電波を受信したとき、その変調波の周波数成分データを測位センタへ通知し、測位センタで受信時刻を比較して未知局の存在しうる位置を特定している。

【特許文献 1】特開 2002 - 40120 号公報

## 【発明の開示】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0003】

一般に受信装置では、内部のフィルタ等群遅延を有する素子の特性の固体差等により、受信処理系の遅延時間にばらつきが生じる。このばらつきは、受信装置の出力信号に影響し、未知局の位置の推定精度を悪化させる。未知局の位置を高い精度で推定するためには、複数の受信装置における同一電波のわずかな到達時間差を精度良く検出するため、受信処理系の遅延時間は可能なかぎりばらつきを抑えなければならない。

## 【0004】

本発明はこうした課題の認識から生まれたものであり、その目的は、受信処理系の遅延時間差を低減した受信技術およびキャリブレーション技術の提供にある。本発明の別の目的は、そうした技術を比較的小さな回路規模で実現することにある。

10

## 【課題を解決するための手段】

## 【0005】

本発明の受信装置は、電波源が発した電波を受信して周波数変換を施し、ベースバンド信号を出力する周波数変換手段と、前記ベースバンド信号を周波数成分に展開するフーリエ変換手段と、周波数変換手段にキャリブレーション信号を通過させることによって得られた補正量をもとに、フーリエ変換手段の出力に内在する位相特性をキャンセルする校正手段とを備える。

## 【0006】

「周波数変換手段」は、たとえば無線周波数の電波を中間周波数へ落とす受信ユニットと、その中間周波数の信号をベースバンド信号へ落とす周波数変換ユニットの組合せなど、いろいろな形態が考えられる。

20

## 【0007】

「位相特性」は受信処理系、とくに周波数変換手段において生じる特性であり、たとえばフィルタの群遅延特性などによって生じる。位相特性は、周波数に対する位相の歪みや回転の様子であり、受信装置に固有の特性となる。本発明によれば、予めキャリブレーション信号を通過させることにより、位相特性をキャンセルするための補正量が求められているため、受信装置に固有の遅延時間ばらつきを抑制できる。周波数ごとの遅延時間は位相特性に依存するためである。

30

## 【0008】

本発明の別の態様も受信装置であり、電波源が発した電波の受信信号とキャリブレーション信号の一方を選択する選択手段と、選択手段の出力に周波数変換を施し、同相成分と直交成分に分離されたベースバンド信号を出力する周波数変換手段と、前記同相成分および直交成分にフーリエ変換を施し、1組の複素周波数成分に展開するフーリエ変換手段と、フーリエ変換手段の出力に内在する位相特性をキャンセルするための補正量を算出および保持する補正量算出手段と、算出および保持された補正量をフーリエ変換手段の出力に作用せしめる校正手段とを備える。補正量算出手段は、選択手段がキャリブレーション信号を選択しているときに補正量を算出および保持し、校正手段は、選択手段が電波の受信信号を選択しているときに補正量をフーリエ変換手段の出力に作用せしめる。この態様でも受信装置の遅延時間のばらつきを抑制できる。

40

## 【0009】

これらの受信装置は、前記キャリブレーション信号を所定のキャリア信号に矩形変調波を作用させて生成する手段をさらに備えている。この場合、変調波成分の基本波と高調波は同一の位相をもつため、その高調波によって、想定される電波の周波数帯域をカバーすれば、それぞれの高調波の位相を基準位相として、キャリブレーション信号を用いた校正が可能となる。

## 【0010】

本発明の別の態様は受信方法に関する。この方法は、受信処理系にキャリブレーション信号を通過させて得られた位相特性をもとに、その位相特性をキャンセルするための補正

50

量を算出するステップと、電波源が発した電波を受信してベースバンド信号に変換するステップと、変換によって得られたベースバンド信号を周波数成分に展開するステップと、展開された周波数成分に前記補正量を作用せしめるステップとを備える。

【0011】

なお、以上の構成要素の任意の組合せ、本発明の表現を方法、装置、システム、記録媒体、コンピュータプログラムなどの間で変換したものもまた、本発明の態様として有効である。

【発明の効果】

【0012】

本発明によれば、受信装置に固有な内部遅延時間を揃えることができる。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

実施の形態の概要

以下の説明の前提として理解すべき点は、「周波数に依存する遅延特性（以下単に「遅延特性」）は、周波数に依存する位相特性（以下単に「位相特性」）を周波数について微分したもの」という事実である。したがって、遅延特性は位相特性が求まれば求まる。以下特に必要がないかぎり、遅延特性を求めるときはそれ直接求めてもよいし、位相特性を求めてもよいという立場で説明する。

【0014】

実施の形態に係る受信装置は、未知局が発した電波を受信し、その変調波の周波数成分を計測して測位センタへ通知するものである。測位センタは、複数の受信装置から受信信号の変調波の周波数成分の通知を受け、その位相特性の差から検出した時間差をもとに未知局の位置を特定する。その際、電波に含まれるいずれかの周波数に注目すれば足りるため、未知局がどのような変調方式を利用していても、原理的には位置の特定が可能である。

20

【0015】

各受信装置で受信された電波はまず中間周波数へ落とされ、つぎにベースバンド信号へ落とされる。このとき、同相成分と直交成分が別々に生成される。同相成分と直交成分は、高速フーリエ変換（以下単にFFTとよぶ）によって1組の周波数成分へ展開される。測位センタは任意の2つの受信装置からの周波数成分に注目し、後述の「到達時間差算出の原理」に基づき、特定の周波数についての2つの受信装置間での到達時間差を算出する。

30

【0016】

しかし、電波を受けてこれを中間周波数の信号、さらにベースバンド信号へ落とす一連の受信処理系の遅延時間は、フィルタの群遅延特性等から周波数に依存するばらつきをもち、すなわち受信装置は固有の遅延特性をもち、その結果、各受信装置において測定される受信信号の変調波の周波数成分に受信装置ごとに異なる誤差が混入し、測位センタで求める到達時間差にも当然誤差が混入する。

【0017】

この問題を解決するために本実施の形態に係る受信装置は、キャリブレーション機能を有する。この機能は、キャリブレーション信号を用いて受信処理系内部の遅延特性を求め、つぎにその遅延特性が周波数によらず一定になるよう補正量を定める。補正量は、受信装置において出力する受信信号の変調波の周波数成分（複素数）の同相成分と直交成分に乘じられる数値であり、周波数ごとに同相成分と直交成分を有する。この補正量は、受信装置内部で発生されたキャリブレーション信号を利用するため、純粋に受信装置の内部特性に起因する遅延特性を打ち消すことができる。その結果、電波が有していた周波数成分とその到達時間が正確に判明し、測位センタで未知局の位置を精度よく特定することができる。

40

【0018】

なお、受信装置の遅延特性のばらつき以外に、電波は伝搬中にマルチパス等によって位

50

相特性をもつようになる。この位相特性も位置特定の誤差となるため、位相特性による無線周波数信号への影響は前述の「到達時間差算出の原理」において排除されるよう配慮されている。

【0019】

キャリアレーション機能は、受信装置が受信することを想定する電波の周波数帯域（以下「対象帯域」という）内で正しく働く必要がある。このため、本実施の形態では所定のキャリア信号に矩形変調波を作用させてキャリアレーション信号を生成する。このキャリアレーション信号は矩形波の高調波を含み、基本周波数波と高調波で対象帯域をカバーする。逆にいえば、そのような要請を満たすようキャリア信号と矩形変調波の周波数が決められている。ただし、高調波は離散的にしか現れないため、キャリアレーション信号はそのままで対象帯域全体をカバーできない。そこで、本実施の形態では受信装置内部の遅延特性を求める際、キャリアレーション信号の周波数を補間し、存在しない周波数についても遅延特性を求めている。

10

【0020】

到達時間差算出の原理

受信装置は、電波を検出するセンサとして機能するため、以下「センサ局」とよぶことがある。各センサ局において、同相成分と直交成分（以下これらをI/Q成分とも略す）による複素ベースバンドへの周波数変換を行い、GPS（Global Positioning System）による基準時刻にあわせて高速フーリエ変換した信号を、有線または無線回線により、測位センタに伝送する。測位センタでは、各受信信号の周波数オフセットを補償した後に複素共役積を計算し、共役積の周波数軸方向における位相回転量からセンサ局間電波到達時間差を検出する。

20

【0021】

未知局から発射された電波のキャリア周波数を  $f_c$  とおく。送信信号のうち周波数  $f_c + f_k$  の周波数成分を式1で示す。

【数1】

$$x_k(t) = a_k e^{j\{2\pi(f_c + f_k)t + \phi_k\}} \quad (1)$$

未知局から発射された信号は、センサ局1では、雑音を無視すると式2の信号として受信される。

30

【数2】

$$x_{1,k}(t) = a_{1,k} e^{j\{2\pi(f_c + f_k)(t - \tau_1) + \phi_k\}} \quad (2)$$

【0022】

ここで添字「1」はセンサ局の番号であり、 $\tau_1$  は未知の未知局からセンサ局1への伝搬遅延時間である。受信信号は、各センサ局でI/Q成分に分けられ、複素ベースバンド信号に周波数変換される。センサ局1において、ベースバンド周波数  $f_k$  の信号を式3に示す。

【数3】

$$x_{1,k}(t) = a_{1,k} e^{j\{2\pi f_k(t - \tau_1) + \psi_1 + \phi_k\}} \quad (3)$$

40

【0023】

ここで、無線周波数信号の位相  $\psi_1 = 2\pi f_c(t - \tau_1)$  である。式3をフーリエ変換して式4を得る。

【数4】

$$X_{1,k} = a_{1,k} e^{-j(2\pi f_k \tau_1 - \psi_1 - \phi_k)} \quad (4)$$

センサ局2についても同様に、ベースバンド周波数  $f_k$  の信号をフーリエ変換して式5

50

を得る。

【数 5】

$$X_{2,k} = a_{2,k} e^{-j(2\pi f_k \tau_2 - \psi_2 - \phi_k)} \quad (5)$$

【0024】

つぎに、受信信号の検波を行うことなく無線周波数信号の位相を除去する。式 4、5 の共役積を式 6 に示す。

【数 6】

$$X_{1,k}^* X_{2,k} = a_{1,k} a_{2,k} e^{-j\{2\pi f_k (\tau_2 - \tau_1) - (\psi_2 - \psi_1)\}} \quad (6)$$

10

式 6 と同様、ベースバンド周波数  $f_k$  のフーリエ変換出力について、式 7 のセンサ局間の共役積を得る。

【数 7】

$$X_{1,k'}^* X_{2,k'} = a_{1,k'} a_{2,k'} e^{-j\{2\pi f_{k'} (\tau_2 - \tau_1) - (\psi_2 - \psi_1)\}} \quad (7)$$

式 6、7 から式 8 の共役積を求めることにより無線周波数信号の位相を除去する。

【数 8】

$$(X_{1,k}^* X_{2,k}) (X_{1,k'}^* X_{2,k'}) = a_{1,k} a_{2,k} a_{1,k'} a_{2,k'} e^{-j2\pi (f_{k'} - f_k) (\tau_2 - \tau_1)} \quad (8)$$

20

電波到達時間差  $d_{12} = \tau_2 - \tau_1$  は、式 8 の偏角を  $2\pi (f_{k'} - f_k)$  で除すことにより得られる。

【数 9】

$$d_{12} = \frac{1}{2\pi (f_{k'} - f_k)} \arg \left\{ (X_{1,k}^* X_{2,k}) (X_{1,k'}^* X_{2,k'}) \right\} \quad (9)$$

【0025】

以上の原理によれば、センサ局間の無線周波數位相差に依存することなく時間差検出を行うことができ、未知局の送信周波数および電波形式の適用範囲が限定されない。

【0026】

実施の形態

図 1 は実施の形態に係る測位システム 200 の全体構成を示す。測位システム 200 は、センサ局である複数の受信装置 100 と測位センタ 104 を含み、受信装置 100 がそれぞれ測位センタ 104 と有線または無線回線によって接続されている。受信装置 100 はそれぞれ未知局 102 からの電波を受信し、ベースバンド信号へ変換したのち FFT を施し、その結果得られたデータを測位センタ 104 へ通知する。測位センタ 104 は通知されたデータと「到達時間差算出の原理」に基づき、未知局 102 の存在しうる位置を特定する。原理的には、3 以上の受信装置 100 からの通知を得れば、測位センタ 104 は未知局 102 の位置を一意に特定できる。

30

40

【0027】

図 2 は、ひとつの受信装置 100 の内部構成を示す。アンテナ 10 は未知局 102 からの電波を受信する。受信電波はスイッチ 12 の一端へ入力される。スイッチ 12 の他端にはキャリブレーション信号 CA が入力されている。スイッチ 12 はデジタル信号処理回路 18 からの選択信号 SW によって選択動作を行う。

【0028】

スイッチ 12 によって選択された無線周波数の信号 RF は周波数変換器 14 へ入力される。周波数変換器 14 はこの信号を中間周波数の信号 IF へダウンコンバートし、A/D

50

コンバータ 16 へ出力する。A/D コンバータ 16 はキャリア周波数  $f_c$  のナイキスト周波数より低いサンプリング周波数  $f_s$  でこの信号をアンダーサンプリングし、デジタル信号へ変換する。変換後の信号はデジタル信号処理回路 18 へ入力される。デジタル信号処理回路 18 へ入力された信号にはデジタル信号処理回路 18 内で FFT が施され、デジタル信号  $D_{out}$  (以下「最終信号  $D_{out}$ 」ともいう) が出力される。最終信号  $D_{out}$  が測位センタ 104 へ送るべき信号であり、その送信は図示しない通信ユニットによって行われる。デジタル信号処理回路 18 は、キャリアブレーション期間かそれ以外の通常期間 (以下単に「通常期間」という) かに応じてスイッチ 12 を制御する。

#### 【0029】

キャリアブレーション信号生成器 20 は、周波数が  $f_c$  である所定のキャリア信号  $f_c$  を入力し、これを前述の対象帯域の信号へ変換してキャリアブレーション信号  $CA$  を生成する。

#### 【0030】

以上の構成において、周波数変換器 14、およびデジタル信号処理回路 18 内の直交検波器 (後述) は、ともに周波数を変換する機能を持つため、それらの一方または組合せを「周波数変換手段」と把握することができる。

#### 【0031】

図 3 は、デジタル信号処理回路 18 の内部構成を示す。デジタル信号処理回路 18 は、直交検波器 30 と、その出力に FFT を施す高速フーリエ変換器 42 と、キャリアブレーション期間において高速フーリエ変換器 42 の出力から位相特性を打ち消すための補正量を算出する補正量算出部 44 と、算出された補正量を記録するメモリ 46 と、通常期間においてメモリ 46 から補正量を読み出し、乗算器 50 にて高速フーリエ変換器 42 の出力と掛け合わせる校正部 48 とを備える。補正量算出部 44 は選択信号  $SW$  を生成する。その際、選択信号  $SW$  がキャリアブレーション期間にはスイッチ 12 においてキャリアブレーション信号  $CA$  を選択し、通常期間ではアンテナ 10 からの受信電波を選択するように設計しておく。なお、高速フーリエ変換器 42 以下の信号も実部と虚部をもつ複素数であるが、図上は便宜的に一本の信号線で示している。

#### 【0032】

直交検波器 30 は、A/D コンバータ 16 の出力をベースバンド化するとともに I/Q 成分化するもので、サンプリング周波数  $f_s$  を入力する複素数値制御発振器 (以下  $NCO$ ) 32 とその出力を  $/2$  だけ遅らせる移相器 34 を有する。 $NCO$  32 の出力は A/D コンバータ 16 の出力と乗算器 36 で掛け合わされ、移相器 34 の出力は A/D コンバータ 16 と別の乗算器 38 で掛け合わされ、それぞれの乗算器の出力が同相成分  $I$  と直交成分  $Q$  として得られる。 $I/Q$  成分は、 $CIC$  (Cascaded Integrator-Comb: カスケード積分櫛型フィルタ) /  $FIR$  40 へ入力される。 $CIC/FIR$  フィルタ 40 の前段の  $CIC$  フィルタは、ベースバンド化された  $I/Q$  成分のデータレートを落とし、後段の  $FIR$  フィルタはベースバンド化に必要な帯域のみを抽出するローパスフィルタである。

#### 【0033】

こうして必要な帯域処理がされた  $I/Q$  成分 (以下「FFT 前の  $I/Q$  成分」ともいう) は高速フーリエ変換器 42 へ投入される。FFT 前の  $I/Q$  成分から、高速フーリエ変換器 42 において各周波数成分に対する位相特性データ  $X$  (以下単に「位相特性データ  $X$ 」ともいう) が得られる。補正量算出部 44 はキャリアブレーション期間中に入力された位相特性データ  $X$  をもとに、後述の方法で位相特性をゼロにするような補正量を求め、これをメモリ 46 へ記録する。

#### 【0034】

図 4 (a) ~ 図 4 (c) は、キャリアブレーション信号生成器 20 の内部構成例である。キャリアブレーション信号生成器 20 の内部は、キャリア信号  $f_c$  に、変調波基本周波数が  $f_m$  である矩形変調波  $MCLK$  を作用させ、キャリアブレーション信号  $CA$  を得る論理回路またはアナログ回路であり、図 4 (a) ではアッテネータ 60 が利用される。アッテネータ 60 は、キャリア信号  $f_c$  を矩形変調波  $MCLK$  で  $ASK$  変調する。図 4 (b) ではア

ンドゲート62が利用される。アンドゲート62は、キャリア信号 $f_c$ と矩形変調波MCLKの論理積をとる。これによりASK変調がなされる。図4(c)ではXOR(エクスクルーシブ・オア)64が利用される。XORゲート64は、キャリア信号 $f_c$ と矩形変調波MCLKの排他的論理和をとる。これによりPSK変調がなされる。いずれの場合も、きわめて簡素な構成であり、装置へ組み込む際、コスト、実装面積の両面で有利である。

【0035】

図5(a)は図4(a)または図4(b)のキャリアレーション信号生成器20によるASK変調の結果現れる周波数スペクトラムの例、図5(b)は図4(c)のキャリアレーション信号生成器20によるPSK変調の結果現れる周波数スペクトラムの例をそれぞれ示す。いずれの場合も、キャリア信号の周波数 $f_c$ を中心に、変調波基本周波数 $f_m$ とその高調波が分布する周波数成分をもつ。補正量算出部44は、キャリアレーション信号CAのもつ各周波数成分の位相特性を打ち消す補正量を求め、受信処理系、とくに周波数変換器14の群遅延特性などに起因する対象帯域内の位相特性を解消する。

10

【0036】

図6は補正量算出部44へ投入される位相特性データ $X$ を模式的に示す。ここでは対象帯域内の周波数に応じて位相が回転している。同図で $n$ はFFTの次数である。図7は補正量算出部44が求めた補正量、ここでは補正係数 $Y$ を作用させた後の位相特性データ $XY$ を模式的に示す。同図のごとく、補正係数 $Y$ を作用させることにより、対象帯域内で位相の回転量がすべてゼロになっている。遅延特性は位相特性を周波数について微分したものであるから、位相特性がゼロであれば遅延特性もゼロとなり、受信装置100間で遅延時間のばらつきをなくすることができる。その結果、未知局102の測位精度を高めることができる。

20

【0037】

補正量算出部44による補正係数 $Y$ の導出は以下の手順による。高速フーリエ変換器42の出力は複素データであるから、各複素データを $X(n)=a(n)+jb(n)$ で表すと、各 $n$ での位相 $\theta(n)$ および振幅 $A(n)$ は、以下の式により求められる。

【数10】

$$\theta(n) = \tan^{-1} \frac{b(n)}{a(n)}, \quad A(n) = \sqrt{a(n)^2 + b(n)^2}$$

30

また、位相と振幅により $X(n)$ を表すと以下の関係がある。

【数11】

$$X(n) = A(n)[\cos\theta(n) + j\sin\theta(n)]$$

$$a(n) = A(n)\cos\theta(n), \quad b(n) = A(n)\sin\theta(n)$$

【0038】

この複素データ $X(n)$ について、その振幅 $A(n)$ はそのまま位相 $\theta(n)$ をゼロに補正( $A(n)+j0$ )するための位相補正係数 $Y(n)$ を考えると $X(n)Y(n)=A(n)$ より、

40

【数12】

$$\begin{aligned} Y(n) &= \frac{A(n)}{X(n)} = \frac{A(n)}{a(n) + jb(n)} = \frac{A(n)(a(n) - jb(n))}{(a(n) + jb(n)) \cdot (a(n) - jb(n))} \\ &= \frac{A(n)(a(n) - jb(n))}{a(n)^2 + b(n)^2} = \frac{A(n)(a(n) - jb(n))}{A(n)^2} = \frac{a(n) - jb(n)}{A(n)} \end{aligned}$$

50



$Y(n)=c(n)+jd(n)$ とおくと

【数 1 3】

$$c(n) = \frac{a(n)}{A(n)} = \cos\theta(n), \quad d(n) = -\frac{b(n)}{A(n)} = -\sin\theta(n)$$

【0 0 3 9】

キャリアレーション期間で取得された周波数領域複素データを $X_c(n)$  (位相  $\theta_c(n)$ , 振幅 $A_c(n)$ )、その補正係数を $Y_c(n)$ とする。通常期間において取得される任意の受信電波に対する周波数領域複素データ $X_{RF}(n)$  (位相  $\theta_{RF}(n)$ , 振幅 $A_{RF}(n)$ ) に補正係数 $Y_c(n)$ を乗算した結果は、

10

【数 1 4】

$$\begin{aligned} X_{RF}(n)Y_c(n) &= A_{RF}(n)[\cos\theta_{RF}(n) + j\sin\theta_{RF}(n)] \cdot [\cos\theta_c(n) + j\sin\theta_c(n)] \\ &= A_{RF}(n)[\cos\theta_{RF}(n)\cos\theta_c(n) + \sin\theta_{RF}(n)\sin\theta_c(n)] \\ &\quad + jA_{RF}(n)[\sin\theta_{RF}(n)\cos\theta_c(n) - \cos\theta_{RF}(n)\sin\theta_c(n)] \\ &= A_{RF}(n)[\cos(\theta_{RF}(n) - \theta_c(n)) + j\sin(\theta_{RF}(n) - \theta_c(n))] \end{aligned} \quad (10)$$

20

となり、受信電波に対する周波数領域複素データ $X_{RF}(n)$ の位相  $\theta_{RF}(n)$  からキャリアレーション信号入力の $X_c(n)$ の位相  $\theta_c(n)$  を差し引いた位相を持つ周波数領域複素データとなる。

【0 0 4 0】

ここで位相  $\theta_{RF}(n)$  も位相  $\theta_c(n)$  も、ともに受信処理系、とくに A / D コンバータ 1 6 に入力されるまでに通過する、主にアナログ回路による固有の位相特性の影響を含んでおり、これを位相  $\phi_{RCV}(n)$  とし、位相  $\theta_{RF}(n)$  と位相  $\theta_c(n)$  からこれを除いた受信処理系入力端換算の位相成分をそれぞれ  $\phi_{RF}(n)$ ,  $\phi_c(n)$  とすると

【数 1 5】

$$\begin{aligned} \theta_{RF}(n) &= \phi_{RF}(n) + \phi_{RCV}(n) \\ \theta_c(n) &= \phi_c(n) + \phi_{RCV}(n) \end{aligned}$$

30

よって以下の式となる。

【数 1 6】

$$\theta_{RF}(n) - \theta_c(n) = \phi_{RF}(n) - \phi_c(n)$$

【0 0 4 1】

この式から式 1 0 は、

40

【数 1 7】

$$X_{RF}(n)Y_c(n) = A_{RF}(n)[\cos(\phi_{RF}(n) - \phi_c(n)) + j\sin(\phi_{RF}(n) - \phi_c(n))]$$

となり、位相補正された周波数領域複素データ $X_{RF}(n)Y_c(n)$ からは受信処理系の固有位相特性  $\phi_{RCV}(n)$  が消える。

【0 0 4 2】

$\phi_{RF}(n)$  および  $\phi_c(n)$  には、それぞれの入力信号のキャリア位相が含まれるが、前述の「到達時間差算出の原理」を用いれば、受信機間のキャリア位相の相違は時間差の検出には無視できる。以上から、補正量算出部 4 4 ではキャリアレーション信号 CA を使用して

50

補正係数 $Y_c(n)$ を予め求めておき、校正部48はこれを用いて高速フーリエ変換器42の出力である $X_{RF}(n)$ に $Y_c(n)$ を掛ければ、受信装置100固有の位相特性の影響を排除して正しい測位が実現する。なお、キャリアレーション信号CAに含まれない周波数については、図6の破線で示すように、補正量算出部44において既知の補間手法を用いて求めればよい。

#### 【0043】

以上の構成による動作は以下のとおりである。まず、キャリアレーション期間において、スイッチ12はキャリアレーション信号CAを選択する。この信号は周波数変換器14、A/Dコンバータ16を経てデジタル信号処理回路18へ入力される。この間、群遅延等により、受信装置100固有の遅延特性が生じている。A/Dコンバータ16の出力はデジタル信号処理回路18の直交検波器30でベースバンド化され、I/Q成分が出力される。高速フーリエ変換器42はこのI/Q成分にFFTを施し、位相特性データXを出力する。補正量算出部44は前述の手順でこの位相特性を打ち消す補正量である補正係数Yを算出し、これをメモリ46へ格納する。その後、補正量算出部44は選択信号SWを切り換える。

10

#### 【0044】

スイッチ12は選択信号SWの切換により、アンテナ10で受信された電波を出力する。この電波は周波数変換器14、A/Dコンバータ16を経てデジタル信号処理回路18へ入力される。デジタル信号処理回路18の直交検波器30はA/Dコンバータ16の出力をベースバンド化およびI/Q成分化する。校正部48はメモリ46から補正係数Yを読み出し、これを乗算器50へ出力している。そこへ高速フーリエ変換器42の出力が入力され、最終信号Doutが補正係数Yの作用を受け、受信装置100固有の遅延特性がなくなった状態で出力される。この後、図示しない回路を経て最終信号Doutが測位センタ104へ通知される。

20

#### 【0045】

この実施の形態によれば、以下の効果が得られる。まず、簡易な構成により、機器への組み込みの容易なキャリアレーション機能を実現する。これは、キャリアレーション信号の各周波数成分に対して離散的に得られる位相特性データを補間したことから得られる効果である。さらに、実施の形態によれば、デジタル信号処理によって校正が行われるため、再現性と安定性が高い。しかも、受信装置100固有の遅延特性が除去されるため、測位センタ104において非常に精度の高い測位が可能になる。

30

#### 【0046】

以上、本発明を実施の形態をもとに説明した。この実施の形態は例示であり、それらの各構成要素や各処理プロセスの組合せにいろいろな変形例が可能なおと、またそうした変形例も本発明の範囲にあることは当業者に理解されるところである。

#### 【0047】

一例として、実施の形態では位相特性をゼロにするよう補正係数Yを求めたが、必ずしもゼロにする必要はない。遅延特性は位相特性を周波数で微分したものであり、その遅延特性が一定であればよいことから、位相特性は $af + b$ （ただし、aは一定、fは周波数、bは任意の定数）という形に補正されてもよい。すなわち、 $XY = af + b$ になるような補正係数Yを利用してもよい。

40

#### 【0048】

また、実施の形態ではフィルタの群遅延を問題としたが、必ずしも群遅延に限らず、電波が処理される任意の素子のばらつきを問題としてもよい。実施の形態では、実際にそうした影響も含め、校正をすることができる。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0049】

【図1】実施の形態に係る測位システムの全体構成を示す図である。

【図2】実施の形態に係る受信装置の構成を示す図である。

【図3】受信装置のデジタル信号処理回路の構成を示す図である。

50

【図4】図4(a)から図4(c)は、それぞれ実施の形態に係るキャリブレーション信号生成器の構成を示す図である。

【図5】図5(a)、図5(b)は、キャリブレーション信号の周波数スペクトラムの例をそれぞれ示す図である。

【図6】補正量算出部へ投入される位相特性データXを模式的に示す図である。

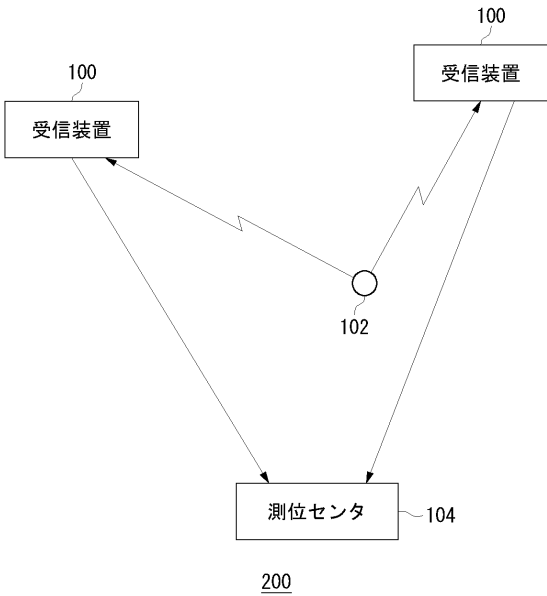
【図7】補正量算出部が求めた補正係数Yを作用させた後の位相特性データXYを模式的に示す図である。

【符号の説明】

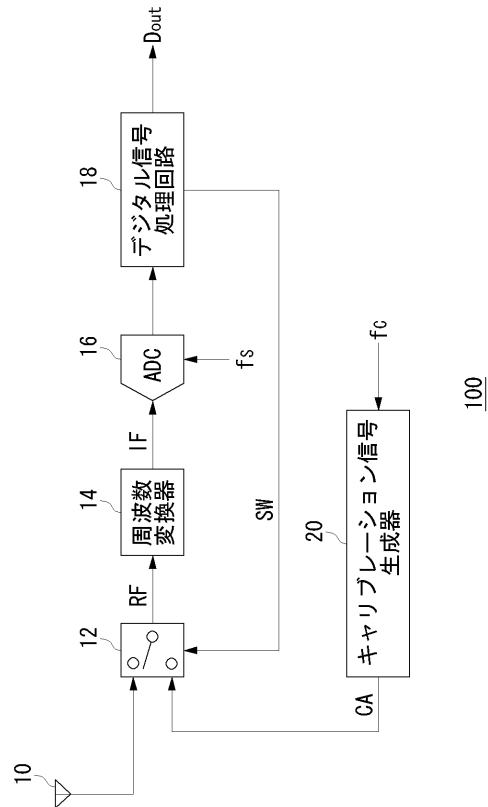
【0050】

12 スイッチ、 14 周波数変換器、 18 デジタル信号処理回路、 20 キャリブレーション信号生成器、 30 直交検波器、 42 高速フーリエ変換器、 44 補正量算出部、 48 校正部、 100 受信装置、 104 測位センタ、 200 測位システム。

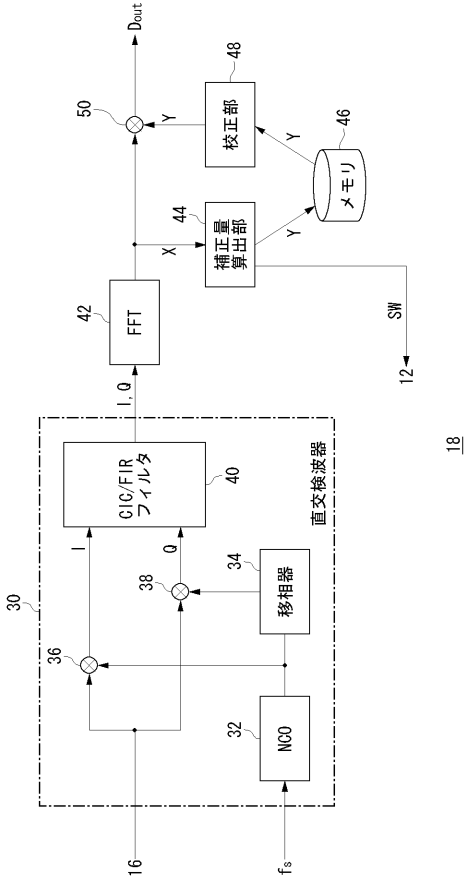
【図1】



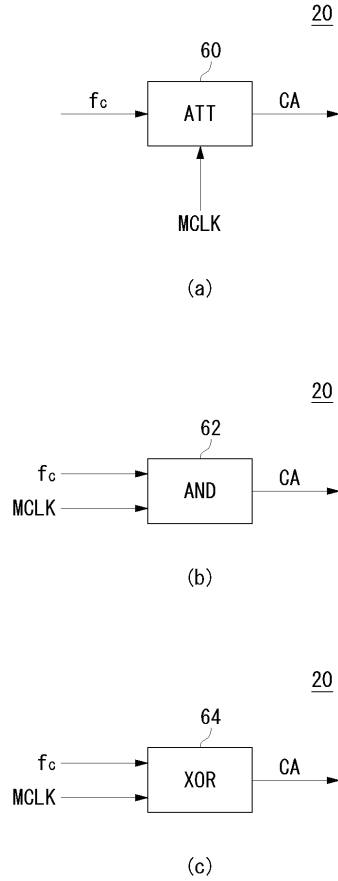
【図2】



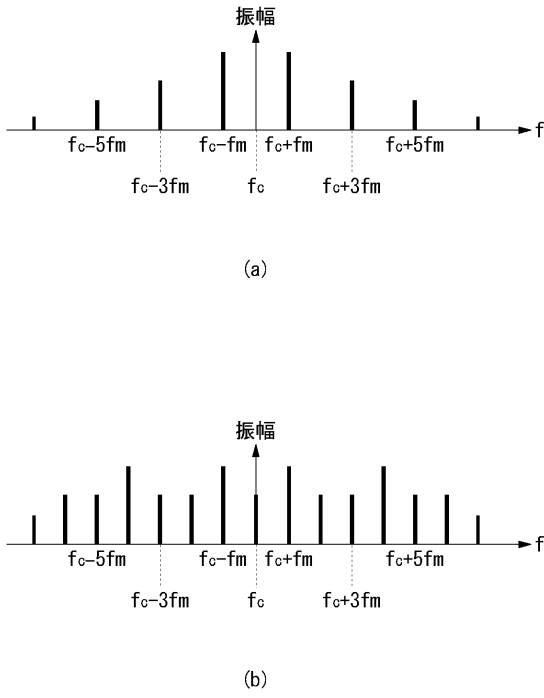
【図3】



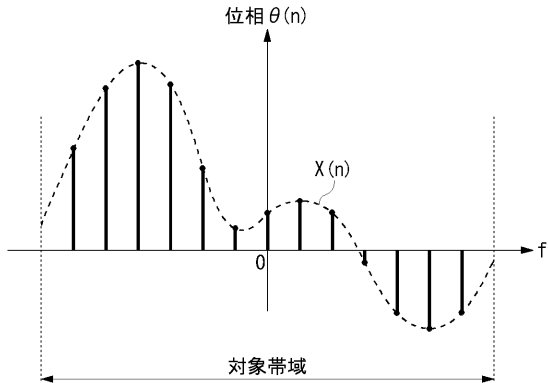
【図4】



【図5】



【図6】



【図7】

