

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4782336号
(P4782336)

(45) 発行日 平成23年9月28日(2011.9.28)

(24) 登録日 平成23年7月15日(2011.7.15)

(51) Int.Cl.

F I

G O 1 S 5/06 (2006.01)

G O 1 S 5/06

請求項の数 18 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2001-519206 (P2001-519206)	(73) 特許権者	510092764
(86) (22) 出願日	平成12年7月31日(2000.7.31)		インテグラル・システムズ, インコーポレ
(65) 公表番号	特表2003-507747 (P2003-507747A)		イテッド
(43) 公表日	平成15年2月25日(2003.2.25)		アメリカ合衆国メリーランド州21046
(86) 国際出願番号	PCT/GB2000/002940		・コロンビア・コロンビア ゲートウェイ
(87) 国際公開番号	W02001/014902		ドライブ 6721
(87) 国際公開日	平成13年3月1日(2001.3.1)	(74) 代理人	100089266
審査請求日	平成19年5月21日(2007.5.21)		弁理士 大島 陽一
(31) 優先権主張番号	9919525.7	(72) 発明者	ダック, サイモン・ロバート
(32) 優先日	平成11年8月19日(1999.8.19)		イギリス国、ヘリフオード・アンド・ウー
(33) 優先権主張国	英国 (GB)		スター・ウスターシャー・ダブリュ・アー
			ル・14・3・ピー・エス、モールバーン
			、セント・アンドリュース・ロード、デイ
			・イー・アール・エイ・モールバーン

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 未知の信号の発信源を位置探知するための方法および装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

(a) 個々の信号中継局(14、16)を介して、未知の信号の複製を受信するための複数の受信局(18)を配置するステップと、

(b) 複製に相関処理を行うステップとを含む、

複数の信号中継局によって受信される未知の信号の発信源の位置を探知する方法であって、

ステップ(b)の相関処理が、発信源および受信局に対する中継局の動きによる、複製の差分周波数オフセット(DFO)および差分時間オフセット(DTO)を変数とする複素相関関数(CCF)の最大値を、複製のDTOおよびDFOの少なくとも1つとともに求めることによって行われ、

ステップ(b)の相関処理が、位相のコヒーレンスが保たれたデータサンプルであって、発信源および受信局に対する中継局の動きによる時間の遅れを打ち消すためのデータサンプルの調整の対象とされるデータサンプルを含むデータセットを以って行われることを特徴とする方法。

【請求項 2】

ステップ(b)の相関処理が、複製間に試行時間オフセットを導入すること、および、それらの相関を評価すること、および、相関の最大値を得るため、および、複製の差分時間オフセット(DTO)およびDFOの少なくとも1つを導出するためにこれを反復することを含むことを特徴とする、請求項1に記載の方法。

【請求項 3】

ステップ (b) の相関処理が、一定の D F O 値である第 1 項、および、時間と時間に関する D F O の変化率を表す一定値である差分周波数率オフセット (D F R O) 値との積である第 2 項を有する時間の関数の指数を含む C C F を以って行われ、ここで、ステップ (b) は、相関の評価に先立って、D F R O に対応する試行値を導入すること、および、D T O 及び D F R O のうち一方の試行値を用いた相関の評価を他方の試行値のそれぞれに対して繰り返すこと、および、相関の最大値を得るために適切な D F R O 値を決定することを含み、D T O 及び D F R O のうち一方の試行値を用いた相関の評価の繰り返しによって他方の試行値が求められることを特徴とする、請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】

10

ステップ (b) の相関処理が、位相のコヒーレンスが保たれたデータサンプルであって、発信源および受信局に対する中継局の動きによる時間の遅れを打ち消すためのデータサンプルの複製または除去の対象とされるデータサンプルを含むデータセットを以って行われ、

複製または除去の対象とされる前記データサンプルは、

$$\tau_m = \frac{\lambda}{c} b_1' t_m - \frac{\lambda}{c} b_2 t_m^2 = m \Delta t$$

に基づいて選択され、ここで、 t_m は複製された、または除去された m 個目のサンプルまでの時間であり、 m は時間 t_m までに複製されたまたは除去されたサンプルの数であり、 τ_m は時間 t_m までの時間の遅れの合計であり、 t は連続するサンプル間の時間間隔であり、 λ はサンプリング帯域の中央周波数における自由空間波長であり、パラメータ b_1' は、衛星の動きによる周波数の変化によって生ずる周波数のあらゆる系統的错误を、基準信号から導かれた見積もり値を用いて訂正した、サンプリングの開始における D F O の見積もり値であり、 b_2 は時間に関する D F O の変化率の半分であることを特徴とする、請求項 1 から 3 のいずれか一項に記載の方法。

20

【請求項 5】

相関される 2 つのデータセットの 1 つにあるデータサンプルが、データセットから除去されたデータサンプルに続くデータサンプルに位相係数を乗じたものによって、または、複製されたデータサンプルおよびこれに続くデータサンプルに位相係数を乗じたものによって位相のコヒーレンスが保たれ、位相係数は、2 つのデータセットのどちらの位相のコヒーレンスが保たれるか、および D T O の経時変化の符号に基づいて、 $e^{-2\pi i f t}$ または $e^{2\pi i f t}$ のいずれかとなり、ここで、 f はサンプリングのためのダウンコンバートの後のデータサンプルの信号帯域中央周波数であり、 t は連続するデータサンプル間の間隔であることを特徴とする、請求項 4 に記載の方法。

30

【請求項 6】

1 つのデータセットから除去または複製の対象とされる前記データサンプルが、データサンプルが得られた期間における相関関数の値に基づいて、選択され、

前記データセットが、時間の遅れの正負に応じて、前記データサンプルの除去または挿入によって収縮または拡大されることを特徴とする、請求項 4 または 5 に記載の方法。

40

【請求項 7】

除去または複製の対象とされるデータサンプルが、少なくとも以下の t_m についての二次方程式、

【数 1】

$$\tau_m = \frac{\lambda}{c} b_1' t_m - \frac{\lambda}{c} b_2 t_m^2 = m \Delta t$$

に対する線形近似に基づいて、選択され、ここで、 t_m は複製された、または除去された m 個目のサンプルまでの時間であり、 m は時間 t_m までに複製されたまたは除去されたサンプルの数であり、 τ_m は時間 t_m までの時間の遅れの合計であり、 t は連続するサン

50

プル間の時間間隔であり、 λ はサンプリング帯域の中央周波数における自由空間波長であり、パラメータ b_1 は、衛星の動きによる周波数の変化によって生ずる周波数のあらゆる系統的エラーを、基準信号から導かれた見積もり値を用いて訂正した、サンプリングの開始における DFO の見積もり値であり、 b_2 は時間に関する DFO の変化率の半分であることを特徴とする、請求項 4 または 5 に記載の方法。

【請求項 8】

相関関数が、

【数 2】

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

10

によって与えられる CCF と呼ばれる複素相関関数であり、ここで、 z_1 および z_2 は相関する 2 つの信号を表すデータセットであり、アスタリスクは z_1 の複素共役を示し、 T はこれにわたってデータサンプルを取る時間であり、 τ_0 は DFO の時間変化しない成分であり、 b_1 および b_2 は、時間 t に関する DFO の変化についての式、

【数 3】

$$DFO \equiv v = b_1 + 2b_2 t$$

20

にある定数であり、

CCF は、これに、時間の遅れを打ち消すために加えられたまたは除去されたデータサンプル値を含むように適合されるバージョンの z_1 および z_2 とともに、 τ_0 の試行値に加えて、 b_2 の試行値で CCF を評価することによって、最大化されることを特徴とする、請求項 1 から 7 のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 9】

DFO に対して、CCF の最大値が生じる周波数オフセットとして得られる b_1 を与えるために、ステップ (b) の各反復の後、 $z_1^*(t) z_2(t + \tau_0) \exp(-2\pi i b_2 t^2)$ の積が、周波数領域にフーリエ変換されることを特徴とする、請求項 8 に記載の方法。

30

【請求項 10】

複数の信号中継局 (14、16) によって受信された未知の信号の発信源 (10) の位置を探知するために、

(a) 個々の信号中継局 (14、16) を介して、未知の信号の複製を受信するための複数の受信局 (18) と、

(b) 複製を相関させるための、発信源および受信局に対する中継局の動きによる、複製の差分周波数オフセット (DFO) および差分時間オフセット (DTO) を変数とする複素相関関数 (CCF) の最大値を、複製の DTO および DFO の少なくとも 1 つとともに求めるための相関プロセッサ (30)

を含む位置探知装置であって、

40

前記相関プロセッサにおける相関処理は、位相のコヒーレンスが保たれたデータサンプルであって、発信源および受信局に対する中継局の動きによる時間の遅れを打ち消すためのデータサンプルの調整の対象とされるデータサンプルを含むデータセットを以って行われることを特徴とする装置。

【請求項 11】

相関プロセッサ (30) が、複製間に試行時間オフセットを導入し、それらの相関を評価し、およびこの手順を相関の最大値を得るために反復するように構成されることを特徴とする、請求項 10 に記載の装置。

【請求項 12】

相関プロセッサ (30) が、DFO の定数値である第 1 項、および、時間と時間に関する

50

る D F O の変化率に対する定数値すなわち一定した差分周波数率オフセット (D F R O) の値との積である第 2 項を有する時間の関数の指数を含む C C F を使用するように構成される装置であって、相関プロセッサ (3 0) は、D F R O の試行値を導入するように、および、相関の最大値を得ることを可能にする D F R O 値を決定するために D T O および D F R O の試行値の組に対する相関を繰り返し評価するように構成され、

前記相関プロセッサ (3 0) における D T O および D F R O の試行値の組に対する相関の繰り返し評価では、D T O 及び D F R O のうち一方の試行値を用いた相関の評価を他方の試行値のそれぞれに対して繰り返し、D T O 及び D F R O のうち一方の試行値を用いた相関の評価の繰り返しによって他方の試行値が求められることを特徴とする、請求項 1 1 に記載の装置。

10

【請求項 1 3】

相関プロセッサ (3 0) が、位相のコヒーレンスが保たれたデータサンプルであって、発信源および受信局に対する中継局の動きによる時間の遅れを打ち消すためのデータサンプルの複製または除去の対象とされるデータサンプルを含むデータセットを以って、相関の評価を行うよう構成され、

複製または除去の対象とされる前記データサンプルは、

$$\tau_m = -\frac{\lambda}{c} b_1 t_m - \frac{\lambda}{c} b_2 t_m^2 = m \Delta t$$

に基づいて選択され、ここで、 t_m はサンプリングの開始から、 m 個目の複製または除去されるサンプルまでの時間であり、 m は時間 t_m までに複製または除去されるサンプルの数であり、 τ_m は時間 t_m までの時間の遅れの合計であり、 Δt は連続したサンプル間の時間間隔であり、 λ はサンプリング帯域の中央周波数における自由空間波長であり、 b_1 は、衛星の動きによる周波数の変化によって生ずる周波数のあらゆる系統的错误を、基準信号から導かれた見積もり値を用いて訂正したサンプリングの開始における D F O の見積もり値であり、 b_2 は時間に関する D F O の変化率の半分であることを特徴とする、請求項 1 1 または 1 2 に記載の装置。

20

【請求項 1 4】

相関プロセッサ (3 0) が、除去されたデータサンプルに続くデータサンプルに位相係数を乗じること、または、複製されたデータサンプルおよびこれに続くデータサンプルに位相係数を乗じることによって、相関されるデータサンプルを含む 2 つのデータセットの 1 つにおけるデータサンプルの位相のコヒーレンスを保つように構成され、位相係数は、2 つのデータセットのどちらの位相のコヒーレンスが保たれるか、および D T O の経時変化の符号に基づいて、 $e^{2\pi i f t}$ または $e^{-2\pi i f t}$ のいずれかとなり、ここで、 f は、サンプリングのためのダウンコンバートの後のデータサンプルの信号帯域中央周波数であり、 t は、連続するデータサンプル間の間隔であることを特徴とする、請求項 1 3 に記載の装置。

30

【請求項 1 5】

相関プロセッサ (3 0) が、データサンプルが得られる間隔にわたって広がる相関関数の時間次元に基づいて、1 つのデータセットから除去または複製のためのサンプルを選択するように構成され、

40

前記データセットが、時間の遅れの正負に応じて、前記データサンプルの除去または挿入によって収縮または拡大されることを特徴とする、請求項 1 3 または 1 4 に記載の装置。

【請求項 1 6】

相関プロセッサ (3 0) が、 t_m^2 に関する二次方程式、

【数 4】

$$\tau_m = -\frac{\lambda}{c} b_1 t_m - \frac{\lambda}{c} b_2 t_m^2 = m \Delta t$$

50

の少なくとも線形項に基づいて、除去および複製するためのサンプルを選択するように構成され、ここで、 t_m はサンプリングの開始から、 m 個目の複製または除去されるサンプルまでの時間であり、 m は時間 t_m までに複製または除去されるサンプルの数であり、 τ_m は時間 t_m までの時間の遅れの合計であり、 T は連続したサンプル間の時間間隔であり、 b_1 はサンプリング帯域の中央周波数における自由空間波長であり、 b_1' は、衛星の動きによる周波数の変化によって生ずる周波数のあらゆる系統的错误を、基準信号から導かれた見積もり値を用いて訂正したサンプリングの開始における DFO の見積もり値であり、 b_2 は時間に関する DFO の変化率の半分であることを特徴とする、請求項 13 または 14 に記載の装置。

【請求項 17】

CCF が、

【数 5】

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

によって与えられ、ここで、 z_1 および z_2 は相関されている 2 つの信号を表すデータセットであり、アスタリスクは z_1 の複素共役を示し、 T はデータサンプルが取られた時間であり、 τ_0 は DFO の時間変化しない成分であり、 b_1 および b_2 は時間 t に関する DFO の変化についての DFO のための式、

【数 6】

$$DFO \equiv v = b_1 + 2b_2 t$$

にある定数である装置であって、

相関プロセッサ (30) が、CCF を、時間の遅れを打ち消すために複製または除去されたデータサンプル値を含むように適合されたバージョンの z_1 および z_2 とともに、 τ_0 の試行値に加えて、 b_2 の試行値で CCF を評価することによって、最大化するように構成されることを特徴とする、請求項 10 に記載の装置。

【請求項 18】

相関プロセッサ (30) が、CCF 最大値が生じる周波数オフセットとして DFO b_1 を得るために、連続する積 $z_1^*(t) z_2(t + \tau_0) \exp(-2\pi i b_2 t^2)$ を、周波数領域にフーリエ変換するように構成されることを特徴とする、請求項 17 に記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

本発明は、複数の信号中継局によって受信された未知の信号の発信源の位置を探知するための方法および装置に関する。

【0002】

航空宇宙および電子システムに関する 1982 年 3 月の米電気電子学会 (IEEE) 会報、AES - 18 巻、第 2 号において、P. C. Chestnut は、地上を拠点とした通信アンテナなど、未知の信号の発信源を位置探知する基本的技術を説明している。この技術は、対地静止軌道すなわち対地同期軌道上の中継衛星の形を取るそれぞれの代行受信 (intercept) プラットフォームによって、発信源から受信局に中継される 2 つの信号の到着時間差 (TDOA) および / または到着周波数差 (FDOA) の決定を含む。信号は、衛星によって受信局に、2 つの独立した単独経路、すなわち、地上から衛星、さらに地上への経路に沿って中継される。一方の衛星は、発信源アンテナの放射パターンの主ビームすなわち主ローブ内に位置し、他方の衛星は、副ローブ内に位置する。各衛星は、発信源からの信号 (アップリンク) を受け入れ、ターンアラウンド発振器を使用してその周波数をシフトし、周波数シフトされた等価物 (ダウンリンク) を地上の受信局に戻す。2 つの

10

20

30

40

50

信号経路の長さは、通常等しくなく、これにより、受信局における２つの信号到着時間がＴＤＯＡの値だけ異なる。ＦＤＯＡは、地球および衛星同士に相対する中継衛星の動きによるものであり、そのドブラ効果で、双方のダウンリンク信号の周波数がシフトする。２つの衛星および受信衛星の位置は知られており、一定のＴＤＯＡまたはＦＤＯＡの点の軌跡は、ＴＤＯＡまたはＦＤＯＡそれぞれの場合で「位置の線（ＬＯＰ）」と呼ばれる曲線を規定するように地球の表面を切断する面である。異なった時刻におけるＴＤＯＡまたはＦＤＯＡの２つの測定値、またはＴＤＯＡまたはＦＤＯＡの各測定値の１つの１つまたは複数の時刻におけるものは、位置が探知される発信源の位置において交差する２つのＬＯＰを与える。

【０００３】

10

ＴＤＯＡは、差分時間オフセット（ＤＴＯ）とも呼ばれ、ＦＤＯＡは、差分周波数オフセット（ＤＦＯ）または差分ドブラシフトとも呼ばれる。

【０００４】

２つの受信信号からＴＤＯＡおよびＦＤＯＡを決定する技術は、音声および信号処理に関する１９８１年６月のＩＥＥＥ会報（ＩＥＥＥ Trans. on Acoustics Speech and Signal Processing）、ＡＳＳＰ－２９巻、第３号における、Ｓ．Ｓｔｅｉｎ著「相関関数処理のためのアルゴリズム（Algorithms for Correlation Function Processing）」と題された論文において説明されている。これは、２つの中継衛星を組み込み、ＴＤＯＡおよびＦＤＯＡの両方の測定値を使用する送信局位置探知システムに関する米国特許第５，００８，６７９号にも説明されている。この技術は、信号間の相関の程度を、信号同士を乗じて、その積を積分することによって導出することを含む。試行相対時間シフトおよび周波数オフセットは、信号間のシーケンスに導入され、それらの相関は、それぞれについて決定される。相関を最大化する時間シフトおよび周波数オフセットは、必要なＴＤＯＡおよびＦＤＯＡとなるよう取られ、衛星トランスポンダでの信号の伝播遅延、および、衛星および処理における周波数シフトに対する訂正を受ける。

20

【０００５】

相関の程度は、以下の等式によって定義される、Ｓｔｅｉｎによって相互あいまいさ関数すなわちＣＡＦＡ（ $C_{AF}(\tau, \nu)$ ）と呼ばれるものから決定される。

【数７】

30

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

【０００６】

$A(\tau, \nu)$ は、受信局における受信後に、処理中に、２つの信号 $z_1(t)$ と $z_2(t)$ との間に、試行時間シフトおよび試行周波数シフトを導入した後の、２つの信号 $z_1(t)$ と $z_2(t)$ 〔複素数、すなわち実信号 $s_1(t)$ および $s_2(t)$ の解析的なもの〕の積の積分である。 $z_1^*(t)$ におけるアスタリスクは、共役複素数を示す。 $A(\tau, \nu)$ の絶対値の最大値、すなわち $|A(\tau, \nu)|$ が得られると、これは２つの変数 τ および ν の関数として表面 $|A(\tau, \nu)|$ における相関のピークとなり、ピークについての τ および ν の値は、必要なＴＤＯＡおよびＦＤＯＡである。

40

【０００７】

米国特許５，００８，６７９のシステムは、衛星の位置および速度を正確に知ることを必要とし、地上局および衛星の発振器において、高度に安定した位相を必要とする。これは、地球の赤道面に対して衛星軌道が傾いているために帯域幅の制限があり、同じサイトにある、共通した時間差および周波数差を有する２つの受信局を必要とする。

【０００８】

ＷＯ ９７／１１３８３として公表されている、特許協力条約に基づく国際特許出願ＰＣＴ／ＧＢ９５／０２２１１号は、未知の信号と同じ衛星中継局を介して通過し、この信

50

号と揃った位相で処理される基準信号を採用する送信局位置探知システムに関する。この基準信号は、初期の技術が受けるいくつかのエラーおよび限界の源を除去し、広範な条件範囲のもとで使用するために改善された精度および能力を得るために使用する。この改良にもかかわらず、驚くべきことに、CAF表面 | A (,) | における相関のピークを見分けることが不可能なことがときどきある、すなわち、確認できるもの全てが雑音であることが見出されている。

【 0 0 0 9 】

広帯域手法を使用してエラー源を打ち消すための、関連するが異なった技術は、Webber 他への米国特許第 5 , 5 9 4 , 4 5 2 号に開示されている。

【 0 0 1 0 】

本発明の目的は、送信局位置探知のための代案となる方法および装置を提供することである。

【 0 0 1 1 】

本発明は、

(a) 個々の信号中継局を介して、未知の信号の複製を受信するための複数の受信局を配置するステップと、

(b) 複製を相関処理の対象とするステップを含む、
複数の信号中継局によって受信される未知の信号の発信源の位置を探知する方法であって、

ステップ (b) の相関処理が、発信源および受信局に相対した中継局の動きによる、時間に関する複製の差分周波数オフセット (D F O) における変化に対して、少なくとも部分的に補償された複素相関関数 (C C F) を以って行われることを特徴とする方法を提供する。

【 0 0 1 2 】

本発明の好ましい実施形態において、ステップ (b) の相関処理は、同様に、位相のコヒーレンスが保たれ (以下、 「 位相が適合され 」 と記載することもある。)、発信源および受信局に対する中継局の動きから生じる時間の遅れ (以下、 「 (時間の) 膨張 」 と称することもある。)を打ち消すためのデータの複製または除去の対象となるデータセットを以って行われる。

【 0 0 1 3 】

上記に示すように、従来技術のあいまいさ関数を使用して、相関ピークを得ることに失敗する理由は、発信源および受信局に対する中継局の動きによるものであることが見出されている。これは、特に対地静止衛星中継局について、非常に驚くべきことである。なぜなら、それらの動きは、測定周期にわたって一定であるとしてこれまで扱われてきており、このことは、今度はそれがサイトにおける全ての測定値に等しく影響を及ぼすことを示唆しているからである。衛星の動きだけでは、いくつかの場合に得られる相関のピークをもたらすことは予想されないが、他の要素があれば予想される。このことにもかかわらず、本発明によれば、信号の相関は、中継局衛星を発信源および受信局に結び付ける線に沿った中継局衛星の速度および加速度成分によって影響され、このことが、複製の D F O および差分時間オフセット (D T O) を時間依存にすることをもたらすことが発見されている。D F O の変動は、上記に示すように、相関関数を適合することによって補償することができ、ここで、必要な D T O の変化は、同じく、データサンプルを適合することによって補償することができる。

【 0 0 1 4 】

ステップ (b) の相関処理は、複製間に試行時間オフセットを導入すること、およびそれらの相関を評価すること、および相関最大値を得るためおよび複製の D T O および D F O の少なくとも 1 つを導出するために、これを反復することを含むことができる。これは、一定の D F O 値である第 1 項、および、時間と時間に関する D F O の変化率についての一定値すなわち一定の差分周波数率オフセット (D F R O) 値との積である第 2 項を有する時間の関数の指数を含む C C F を以って、行うことができ、ここで、ステップ (b) は

10

20

30

40

50

、同じく、相関の評価、および、他のタイプのそれぞれに対する1つのタイプの試行値の反復に先立って、D F R Oに対応する試行値を導入すること、他のタイプのさらに多くの値について繰り返すこと、および、時間に関するD F Oの変化に対して、少なくとも部分的に補償するために適切なD F R O値を決定することを含む。

【0015】

C C Fは、以下の等式によって与えられる $A(0, b_1, b_2)$ として表すことができる。

【数8】

$$A(\tau_0, b_1, b_2) = \int_0^T z_1^*(t) z_2(t + \tau_0) e^{-2\pi i(b_1 + 2b_2 t)t} dt \quad (2) \quad 10$$

【0016】

ここで、 z_1 および z_2 は異なった経路を横切った後に相関される2つの信号を表すデータセットであり、アスタリスクは z_1 の複素共役を示し、 T はデータセットが取られた時間であり、 τ_0 は信号のD T Oであり、 b_1 および b_2 は、以下のような、時間 t に関するそれらのD F Oの変化に対する線形近似における定数である。

【数9】

$$DFO \equiv v = b_1 + 2b_2 t \quad (3) \quad 20$$

【0017】

ここで、 b_1 はデータ記録の開始における初期定数D F O値であり、 $2b_2$ は上記に定義されたD F R Oである。

【0018】

D F O定数値 b_1 は、ステップ(b)の各反復の後の周波数領域(すなわち、 b_1 の項を無視して)への等式(2)の $z_1^*(t) z_2(t + \tau_0) \exp(-2\pi i b_2 t^2)$ の積のフーリエ変換によって決定することができ、 b_1 はC C F最大値が生じる周波数として付随的に決定される。これは、必要な計算を低減する。なぜなら、これは、 b_1 の試行値を介したステップを取ることであり、それぞれについてC C Fを再評価することを回避するからである。N個のサンプルのデータセットについて、これは、 N^2 から $N \log N$ オーダーで計算の数を低減し、実質的な低減は大きな $N \sim 10^6$ である。 30

【0019】

相関は、位相およびサンプル数が適合されたサンプルデータセットを以って行うことができ、サンプルは、データセットが、適合(z_1 または z_2)のために選択され、および、また同様に、データセットに関連した時間に関するD T Oの変化率の符号(sign)に対しても選択されるセットに複製され、または、これから除去される。相関される2つのデータセットの1つにあるデータサンプルは、位相係数を乗じる除去サンプルに続くサンプルによって、または、そのような係数を乗じる複製サンプルを含み、および、これに続くサンプルによって同位相に適合してもよく、位相係数は、2つのデータセットのどちらが適合されるか、および、時間に関するD T Oの変化の符号に従って $e^{2\pi i f t}$ または $e^{-2\pi i f t}$ のいずれかとなり、ここで、 f はサンプリングのためのダウンコンバートの後のサンプルの信号帯域中央周波数であり、 t はサンプル間の間隔である。 40

【0020】

サンプルは、この代わりに、以下の等式に基づいて除去および複製に対して選択することもできる。

【数10】

$$\tau_m = -\frac{\lambda}{c} b_1 t_m - \frac{\lambda}{c} b_2 t_m^2 = m \Delta t \quad (4)$$

【0021】

ここで、 t_m はサンプリングの開始から、改変のために選択された m 個目のサンプルまでの時間であり、 m は選択数であり、 t はサンプリング間隔であり、 t_m は (サンプリング間隔の数として表された) 時間の膨張であり、 t_m は受信局サイトにおけるいかなる周波数ダウンコンバートの後の信号サンプリング帯域の中央周波数における波長である。パラメータ b_1 は、基準番号を使用して見積もられた訂正を導出することによって、打ち消されたいかなる系統的なエラー (例えば、衛星中継局における周波数シフト) も備えた $DFO(b_1)$ の見積もり値である。パラメータ b_1 は、この代わりに、これの試行値を使用すること、および、 CCF の最大値が得られるまでの CCF の係数を計算することによって導出することもできる。上記の等式において、 b_2 を独立したパラメータとして利用することも可能であり、これによって、 DFO の時間膨張と時間変動とを分離する。等式 (4) は、時間の膨張が、データセット z_1 および z_2 が t の連続する漸増によってステップの外に出ることをもたらす回数を決定するために、 t_m について解く。時間膨張の影響がさほど重大ではない場合、線形近似は、等式 (4) の t_m^2 の項を削除することによって採用することができる。

10

【0022】

代案となる態様において、本発明は、複数の信号中継局によって受信された未知の信号の発信源の位置を探知するために、

(a) 個々の信号中継局を介して、未知の信号の複製を受信するための複数の受信局と、

(b) 複製を相関させるため、および、それらの DTO および DFO の少なくとも 1 つを示す相関最大値を得るための相関プロセッサ

20

を含む位置探知装置であって、

相関プロセッサが、発信源および受信局に対する中継局の動きによる、時間に関する DFO の変化に対して少なくとも部分的に補償された複素相関関数 (CCF) を以って、相関を行うように構成されることを特徴とする装置を提供する。

【0023】

本発明の好ましい実施形態において、相関プロセッサは、また、位相が適合され、発信源および受信局に対する中継局の動きから生じる時間の膨張を打ち消すための複製または除去の対象となるデータセットを以って、相関を行うようにも構成される。

【0024】

30

この相関プロセッサは、 DFO 定数値である第 1 項、および、時間と、時間に関する DFO の 変化率 に対する定数値すなわち一定した差分周波数率オフセット ($DFRO$) の値との積である第 2 項を有する時間の関数の指数を含む CCF を採用するように構成することもでき、ここで、相関プロセッサは、また、 $DFRO$ の試行値を導入するよう、および、相関の最大値を得るために、 DTO および $DFRO$ の試行値の組について、相関を繰り返し評価するようにも構成される。

【0025】

相関プロセッサは、複製間に試行時間オフセットを導入し、それらの相関を評価し、相関の最大値を得るために、これを反復するように構成することもできる。これは、位相およびサンプルの数が適合されたサンプルデータセットを採用することができ、サンプルは、適合 (z_1 または z_2) に対してどちらのデータセットが選択されるか、および、データセットに関連した、時間に関する DTO の 変化率 の 符号 にも従って、このセットに複製される、または、これから除去される。これは、除去されたサンプルに続くサンプルを位相係数を乗じることによって、または、複製されたサンプルを含み、それに続くサンプルをこの係数を乗じることによって、2 つのデータセットの 1 つにあるサンプルを適合するように構成することもでき、位相係数は、2 つのデータセットのどちらが適合されるか、および、時間に関する DTO の 変化の符号 に従って、 $e^{2\pi i f t}$ または $e^{-2\pi i f t}$ のいずれかとなり、ここで、 f はサンプリングのためのダウンコンバート後のサンプルの信号帯域中央周波数であり、 t はサンプル間の間隔である。

40

【0026】

50

相関プロセッサは、サンプルが得られた間隔にわたって広がった相関関数の時間の次元に基づく除去および複製のためのサンプルを選択することができる。CCFのピークが、時間膨張の補償のないデータから得られる場合は、相関が延長する時間が見積もられる。選択されたデータセットは、データセット z_1 または z_2 が調整されているかどうかに従った、また、時間膨張が正方向か負方向であるかにも従ったサンプルの除去または挿入によって、収縮または拡大してもよい。この代わりに、相関プロセッサは、上記の等式(4)またはこの線形近似に基づいて、除去および複製のためのサンプルを選択することもできる。

【0027】

本発明をより完全に理解するために、例示のみの目的で、添付の図面を参照して、本発明の実施形態を説明する。

【0028】

図1を参照すると、米国11に位置する未知の送信局10は、衛星通信と干渉を起こす信号を発生する。この送信局10は、対地静止軌道上の第1の衛星14に向けられた副ローブ12Aを含む放射強度パターン12を有し、これに対して、送信局10の信号が、第1のアップリンク経路 l_1^u (点線)に沿って伝播する。これは、また、そのような軌道上の第2の衛星16に向けられた放射パターン主ローブ12Bも有し、その信号は、第2のアップリンク経路 l_2^u に沿って衛星16へ伝播し、第2の経路を使用して通信信号と干渉を起こす。未知の信号の周波数は、衛星チャンネルを定常的にモニタしているスペクトル解析設備によって決定される。Ku帯域(11~14GHz)で稼働する典型的な通信衛星は、それぞれ36MHzの幅を持つ16個のチャンネルを有し、そのそれぞれは、100の通信信号を搬送することができる。経路の参照記号である l_1^u および l_2^u の肩文字「u」は、未知の送信局10からのアップリンクを表す。

【0029】

衛星14および16は、英国に位置する地上局アンテナ18Aおよび18Bの形を取る個々の受信局によってモニタされており、まとめて受信局18と呼ぶ。これらは、未知の送信局10からの信号を受信し、それを、第1および第2のダウンリンク経路 l_1^d および l_2^d に沿って個々の受信局18に再送信する。ここで、肩文字「d」は、モニタ受信局へのダウンリンク経路を表す。受信局18は、経路遅延、および、衛星の動きからのドプラ周波数シフトを含む未知の信号の個々の複製を受信する。受信機18は、また、衛星14および16に、それぞれ基準信号も送信し、これらの信号は、最初に送信された時とともに位相固定された互いの複製である。衛星14および16は、基準信号の周波数シフトされた同等信号を個々の受信局18に戻す。

【0030】

既に説明された要素は、同じ参照番号が付けられた図2も、同時に参照すると、本発明によって打ち消される影響は、発信源/衛星/受信局の地理の模式図に示す。これらの影響は、対地同期した軌道上の衛星を使用して得られる、大きなデータセットの処理の実行可能性を調査するための実験において発見されていた。許容できる信号対雑音比を備えた相関のピークを得ることの失敗は、衛星の動きの特定の側面によるものであったことが見出されている。これは、非常に驚くべきことである。なぜなら、発信源および受信局に対する対地静止または対地同期衛星の動きは、今まで、発信源の地理的位置探知に必要な比較的短いサンプリング周期にわたって実質的に一定であるとして扱われてきており、このことは、1つのサイトにおけるその間隔における全ての測定値に対して、等しい影響を有することを示唆するからである。したがって、相関ピークを、いくつかの場合に対してのみ得られるようにすることに対して、衛星の動きのみが原因であることは期待できない。このことにもかかわらず、本発明によれば、信号の相関は、発信源および受信局に衛星を結びつける線に沿った衛星の速度および加速度成分によって影響を受けることが発見されている。後にさらに詳細に説明するように、これらの成分は、地理的位置探知の測定の間、相関を、いくつかの場合についてのみ得ることができるようにするために、異なった時刻では十分異なるものにできることが見出されている。

【 0 0 3 1 】

図 2 では、以下の表に定義される信号の時間遅延、および、関連する信号経路とともに、発信源 1 0 および受信局 1 8 の方向の衛星の速度および加速度（例えば、 v_{1u} 、 a_{1u} ）の成分を含むパラメータを示すために矢印 2 0 で印を付けた。本発明は、時間で変動する D F O、および、好ましくは時間で変動する時間膨張も打ち消す処理を含み、後者は、線形発信源時間軸 2 2 および非線形受信局時間軸 2 4 によって図 2 に示す。軸 2 2 および 2 4 は、衛星の動きのために、受信局 1 8 に到着する連続する信号間に、時間で変化する時間分離すなわち膨張があることを示す。

【表 1】

時間遅延 τ_{xy} 、速度成分 v_{xy} 、 または、加速度成分 a_{xy}	経路（ τ_{xy} ）または方向（ v_{xy} または a_{xy} ）、および 衛星または受信局
τ_{1u}	衛星14へのアップリンク経路 1^u での遅延
τ_{1d}	受信局18Aへのダウンリンク経路 1^d での遅延
τ_{2u}	衛星16へのアップリンク経路 2^u での遅延
τ_{2d}	受信局18Bへのダウンリンク経路 2^d での遅延
v_{1u}	発信源10へのアップリンク経路 1^u に沿った 衛星14の速度成分
v_{1d}	受信局18Aへのダウンリンク経路 1^d に沿った 衛星14の速度成分
v_{2u}	発信源10へのアップリンク経路 2^u に沿った 衛星16の速度成分
v_{2d}	受信局18Bへのダウンリンク経路 2^d に沿った 衛星16の速度成分
a_{1u}	発信源10へのアップリンク経路 1^u に沿った 衛星14の加速度成分
a_{1d}	受信局18Aへのダウンリンク経路 1^d に沿った 衛星14の加速度成分
a_{2u}	発信源10へのアップリンク経路 2^u に沿った 衛星16の加速度成分
a_{2d}	受信局18Bへのダウンリンク経路 2^d に沿った 衛星16の加速度成分

【 0 0 3 2 】

図 2 は、宇宙の経路を通過し、時間で変化するドブラ効果の対象となる波形上に、本来は規則的に間隔を置いて配置される点に何が起きるかを示す。アナログ / デジタル変換器（A D C）は、受信された信号のサンプリングに使用され、ドブラ効果を受ける信号に、規則的なサンプルのセットを与える。これらのサンプルは、程度の異なるドブラ効果を受ける他のデータセットにおけるサンプルに対応するため、等式（2）におけるデータセット z_1 または z_2 の 1 つにタイミング調整を必要とする。図 2 は、このことを表わしていない。しかし、代わりに示すことは、本来規則的に間隔を置いて配置される、波形上の点のアレーに対する差分ドブラ効果の結果である。膨張は、後に説明する 4 つの受信局チャンネルにわたって異なり、単一のチャンネルについて、2 2 で模式的に示す。

【 0 0 3 3 】

今度は、図3を参照すると、本発明の送信局位置探知システム(TLS)のための信号処理システムを模式的に示し、一般に30で示す。この図面は、模式的なものであり、全てのシステム特性を詳細には示していないことを強調する。これは、概略のみを説明する。なぜなら、送信局の位置探知は、米国特許第5,008,679、および、公開されているPCT出願WO97/11383の従来技術に非常に詳細に説明されているからである。本明細書を読む者は、本発明による衛星の動きの補償を達成するための追加パラメータの測定、および、複素相関関数処理に関しては除いて、送信局の位置探知をどのようにして実施できるかの詳細な説明については、PCT出願WO97/11383を参照されたい。

【0034】

説明を簡略するため、処理システム30は、装置の実際の物品に関してより、機能に関して描かれている。いくつかの要素は、複数の機能を包含し、別々に示す他は、単一の装置として一緒に実施してもよい。この処理システム30は、4つのチャンネル32AR、32AU、32BR、および、32BUを有する。接尾文字AおよびBは、それぞれ受信局18Aおよび18Bとの関連を示し、接尾文字RおよびUは、それぞれ基準信号および未知の信号との関連を示す。成分は、チャンネルを区別する異なった接尾文字を備えた同様の参照番号を有する。チャンネルおよびそれらの成分は、いずれも、または、全てを区別せずに示すために接尾文字なしで、および、特定することが必要であれば、接尾文字を付けて参照される。受信局18Aは、チャンネル32AUおよび32ARに接続され、受信局18Bは、チャンネル32BUおよび32BRに接続される。

【0035】

各チャンネル32は、周波数ダウンコンバートおよびアナログフィルタリングのための直列接続されたミキサ段34、アナログ/デジタル変換器(ADC)36、および、同位相(in-phase)および位相が直交成分(quadrature components)を備えた複素同等信号への実信号の変換のための指数化段38(H)を含む。ミキサ34は、共通の局部発振器信号送出LOに接続される。指数化段38AUおよび38BUからの出力は、第1の相関処理段40Uへ通過し、指数化段38ARおよび38BRからの出力は、第2の相関処理段40Rへ通過する。処理段40Uおよび40Rは、後に詳細に説明するパラメータ決定および相関関数処理を行う。未知の送信局10の位置を探知するための地理的計算およびマッピングは、マッピング段42において行われる。指数化段38、相関処理段40、および、マッピング段42は、単一のコンピュータで実行してもよい。

【0036】

処理システム30は、以下のように動作する。受信局18からの信号は増幅され、ミキサ段34に供給され、ここで、その信号はフィルタリングされ、アナログ/デジタル(A/D)変換に適する中央周波数にダウンコンバートされる。ダウンコンバートは、それぞれの場合における関連信号周波数帯域を決定するため、および、A/D段におけるエイリアシングを防止するためのフィルタリングを備えて、いくつかの段で行われる。ミキサ段34AUおよび34BUは、未知の信号を抽出するために同調され、ミキサ段34ARおよび34BRは、基準信号を抽出するために同調される。

【0037】

ADC36は、量子化雑音の影響を最小限に抑えるために、自動レベル制御(ALC)を使用して、個々のミキサ段34から信号をサンプリングする。このように形成された信号サンプルは実数であり、指数化段38は、これらのサンプルを、ヒルベルト変換を使用して解析的なすなわち複素数の形に変換する。特に、チャンネル32AUからの信号サンプルのセット $s_1(t)$ は、分析的なサンプルセット $z_1(t)$ に変換され、これは、続いて、セット $z_1^*(t)$ を形成するために共役される。同様だが、共役のない手順に続き、チャンネル32BUがサンプルセット $z_2(t)$ を作成する。未知の信号についてのこれらの2つの正則のサンプルセットは、次に、それらのDFOおよびDTOを決定するために、後に説明するように、40Uにおいて、一緒に相関される。同様のサンプルセッ

10

20

30

40

50

トは、基準信号について、38ARおよび38BRにおいて作成され、40Rにおいて相關される。

【0038】

複素サンプルの実数および虚数部分は、以下のように表される。すなわち、チャンネル32AUは $(x_1(t_i), y_1(t_i))$ または z_1 、チャンネル32BUは $(x_2(t_i), y_2(t_i))$ または z_2 、チャンネル32ARは $(r_1(t_i), s_1(t_i))$ または p_1 、チャンネル32BRは $(r_2(t_i), s_2(t_i))$ または p_2 である。

【0039】

各相關処理段40は、同じ元の信号の歪んだバージョンから、それぞれ得られた信号サンプルの2つのセットを相關させ、この歪みは、衛星中継局を介した伝播から発生する。すなわち、チャンネル32AUおよび32BUにおける未知の信号の2つのバージョンは、チャンネル32ARおよび32BRにおける基準信号の2つのバージョンであるため、互いに相關される。サンプルセットのそれぞれも、また、他のチャンネルからのサンプルセットの雑音成分から統計的に独立している雑音成分をも有する。

【0040】

従来技術にあるように、この手順は、相關関数が最大値になるまで、調整可能なパラメータを相關操作に導入することによって、相關に使用されるサンプルセットを等化するためである。このパラメータは、発信源/衛星/受信局の地理的形状に關係する。基準信号は、未知の信号の雑音と相關された雑音を除去するために、従来技術におけるように使用され、基準信号源は、それに対して未知の発信源の位置が決定される参照点を提供する。しかし、従来技術では、含まれる各相關操作は、差分周波数オフセット(DFOまたは)および差分時間オフセット(DTOまたは)の値を固定しただけであった。本発明においては、時間で変動するDFOの式は、衛星の動きを補償するために使用され、必要なら、時間で変動するDTOが打ち消される。衛星の動きがさほど激しくない場合は、時間で変動するDFOのみに対して補償することによって、適切な結果を得ることが可能である。相關操作は、等式(1)の相關関数と異なった新しい相關関数を使用して、これを実施するために変更されている。この新しい関数は、これを既出の式と区別するために、複素相關関数またはCCFと呼ばれる。これは、黄道に傾いた軌道上の対地同期衛星を使用して、時間で変動するDFOを打ち消すために適する。これは、時間で変動するDTOは、打ち消さず、それは、後に説明する異なった手順である。CCFは、便利のために以下に繰り返す前述の等式(2)によって与えられる $A(\tau_0, b_1, b_2)$ として表される。

【数11】

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

【0041】

ここで、 z_1 および z_2 は相關されている2つの信号を表すデータサンプルのセットであり、アスタリスクは z_1 の共役複素数を示し、Tはサンプルが取られた時間であり、 τ_0 は各信号の異なった経路による、信号間の差分時間オフセット(DTO)の時間で変化しない成分であり、 b_1 および b_2 は、DFOについての等式(3)の式にある定数である。

【数12】

$$DFO \equiv v = b_1 + 2b_2 t \quad (3)$$

【0042】

定数 b_1 は測定 of データ記録開始時のDFOの初期値であり、 $2b_2$ は差分周波数率オフセットまたはDFROと呼ばれる、時間に関して変化するDFOの変化率である。

【 0 0 4 3 】

等式 (3) は、対地同期衛星の場合に、測定にわたる D F O の変動が、しばしば、良い近似に対しては時間に関して線形であると仮定できるという本発明による発見を表す。時間に関する D F O の変化が十分に非線形である場合、高次数の時間 t 、すなわち、 $b_3 t^2$ 、 $b_4 t^3$ などは、等式 (3) の D F O についての式に含めることができるが、ほとんどの状況では、これらは省略することができる。衛星代行受信プラットフォームの動きがこれを必要とする場合、それらは含まれるが、追加処理の犠牲を払う。パラメータ b_0 および b_2 は、それぞれの試行値を等式 (2) に挿入すること、C C F を評価すること、および、相関関数 $|A(b_0, b_1, b_2)|$ 、すなわち、 b_0 、 b_1 、 b_2 の関数としての C C F の係数の最大値を見出すためのこの手順を繰り返すことによって決定される。 b_1 を繰り返すことは必要ではない。なぜなら、これは、後にさらに詳細に説明するように、周波数領域における C C F のピークの位置からの検分によって決定されるからである。

10

【 0 0 4 4 】

相関関数 $A(b_0, b_1, b_2)$ は、衛星中継局または代行受信プラットフォームが対地静止 (G E O) であり、大きなデータセットが必要である状況に適用でき、長いデータ収集時間および D F O の変化をもたらす。これは、同様に、他のタイプの代行受信プラットフォーム、例えば、航空機、G E O - L E O (低位地球軌道)、M E O - M E O (中位地球軌道)、および、L E O - L E O の衛星の組み合わせが使用される状況にも適用できるが、付加的技術である時間膨張補償が、後に説明するように関連する。

20

【 0 0 4 5 】

さらに詳細には、等式 (2) を使用する相関手順は、以下の通りである。遅延および D F R O パラメータ b_0 および b_1 が選択される。最初、これらのパラメータは、ゼロに設定されており、それぞれは、その後、独立した各段階で所定の範囲を介して漸増される。各ステップは、連続した信号サンプル間の時間 t によって決定された基本的な漸増の倍数 (すなわち、サンプリング速度の逆数の倍数) である。サンプリング速度は、数字で言えば、ミキサ 3 4 に組み込まれたローパスフィルタによって設定されたサンプリング帯域幅の 2 倍に等しい。

【 0 0 4 6 】

b_0 および b_2 におけるこの基本漸増は、 t および b_2 とそれぞれ表され、 $t = 1 / 2 B_s$ および $b_2 = 1 / 2 T^2$ であり、ここで、 B_s および T は、それぞれサンプリング帯域幅および A D C 3 6 のサンプリング周期である。

30

【 0 0 4 7 】

選択された各値 D T O b_0 および D F R O b_2 に対して、 $\exp(-2 i b_2 t^2)$ を乗じた、 $z_1^*(t) z_2(t + b_0)$ の内積の高速フーリエ変換 (F F T) は、これを、周波数領域に変換するために、行われる。これは、D F O b_1 が、C C F 関数の最大値が生じるその周波数オフセットとして、自動的に決定されることを可能にする。D F O の全ての値は、単一の F F T 操作において説明される。したがって、ステップ b_1 においてデルタ b_1 を段階的に漸増し、各段階の後に C C F を評価することは必要ない。F F T は、 (b_0, b_2) の値の各セットに対して繰り返される。すなわち、 b_0 および b_2 の第 1 の値が選択され、 $z_1^*(t) z_2(t + b_0) \exp(-2 i b_2 t^2)$ の F F T が評価される。これは、 $t = 1 / 2 B_s$ の各漸増段階における b_0 の値の範囲について繰り返される。次に、 b_2 は、1 つの 0 . 0 0 1 ヘルツ / 秒の漸増分 (これは、通常便利な値である) だけ漸増され、 b_0 の値の範囲および関連する F F T 評価が繰り返される。この手順は、 b_0 および b_2 の、それらの個々の範囲における全ての値が使用されるまで繰り返される。7 . 9 G H z から 8 . 4 G H z の S H F 周波数帯における操作について、G E O 衛星代行受信プラットフォームの場合、 b_2 の典型的な値は、0 . 0 5 H z / 秒であることを見出された。複素相関関数 (C C F) の係数は、周波数領域において最大値を有し、この最大値における b_0 および b_2 の値は、必要な D T O および D F O を与える。これは、 (b_0, b_1, b_2) の値の範囲について、C C F を評価する計算上効率的な方法を提供する。

40

50

【 0 0 4 8 】

前述の手順は、CCFの最大値を近似的に探知する。この探知の正確さは、複素あいまいさ関数(CAF)に関連して上記に参照された国際特許出願WO97/11383に詳細に説明されている内挿によって、改善することができる。CCFの最大値についてのCCFの係数(または、係数の二乗)の値の範囲を取り、DTO、DFO、および、DFROの値のより良好な見積もりを得るために内挿を使用する。

【 0 0 4 9 】

この手順は、発信源からの信号に対する τ_0 、 b_1 、および b_2 の値の探知をもたらす。これは、基準信号に対して、対応する値 τ_0, ref 、 b_1, ref 、 b_2, ref を得るために繰り返される。この手順は、等式(3)が参照する、 $t = 0$ の時にデータ採集の開始においてDFOが有した瞬間的な値に訂正されたDFOを与える。

10

【 0 0 5 0 】

τ_0 および τ_0, ref の値は、到着TDOA_uのアップリンク時間差、すなわち、個々の衛星14および16への、未知の発信源10からの2つの信号または複製の到着時刻間の差を決定するために使用される、 b_1 、 b_1, ref 、 b_2 、および b_2, ref の値は、未知の信号および基準信号に対するDFOの値を決定するために使用される。次にこの理論的な処理を示す。

【 0 0 5 1 】

τ_0 および τ_0, ref の使用を最初に参照することは、元の未知の信号または基準信号の2つの歪んだバージョンが、受信局への2つの異なった経路、すなわち、発信源10から受信局18へ、または、衛星14または16を介して受信局18へのいずれかを通過する時間差である。これは、発信源/衛星/受信局システムの運動学に関連した、独立で、時間で変化しないパラメータ(τ_0 、 b_1 、 b_2 、...など)に関する、サンプルの持続時間にわたる時間 t の関数として表すことができる。

20

【 数 1 3 】

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

【 0 0 5 2 】

DTOは、単一の元の信号の複製による異なった経路の通過から生じる信号伝播遅延を表す τ_1 および τ_2 の2つの項の差から形成される。これは、アップリンクおよびダウンリンクの遅延に、電子的信号チャンネル(例えば、衛星トランスポンダシステム)を通過する上で経験するいかなる付加的な遅延も加えた合計として、以下のように表すこともできる。

30

【 数 1 4 】

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

【 0 0 5 3 】

ここで、各項は、表1に定義されている。等式(5)は、DTOを、アップリンク遅延の差およびダウンリンク遅延の差の合計に関して表し、電子的遅延間のいかなる差もこれらの中に含めている。

40

【 0 0 5 4 】

地理的位置探知に必要なサンプリング周期は、通常、比較的短く(ミリ秒から数十秒)、衛星の動きにもかかわらず、アップリンクおよびダウンリンク遅延は、以下のように、 $a_{1,1d}$ などへの係数の指数の適切な変化を備えた、前出の表に掲げた他の遅延に対する類似表現、すなわち、 τ_{1d} 、 τ_{2u} 、および、 τ_{2d} 、を備えて、後半が省略された累乗の連続として時間 t で表すことができる。

【 数 1 5 】

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

【 0 0 5 5 】

50

係数 $a_{1,1u}$ などは、前出の表に定義された加速度と同じではないが、衛星の速度および加速度と関連させることができる。D T O に対する完全な式は、以下のようになる。

【数 1 6】

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

【0 0 5 6】

パラメータ τ_0 、 a_1 、および、 a_2 などは、検分、すなわち、等式 (4) および (7) の時間 t の累乗の係数を等式化することによって、見出すことができる。

10

【0 0 5 7】

D T O についての等式 (7) は、決定される未知の信号源の位置に直接関係するアップリンクの寄与、および衛星 / 受信局システムの地理的關係から知られるダウンリンクの寄与を含む。このアップリンクの寄与は、T D O A_u と呼ばれる。T D O A_u の見積もりから、バイアスを除去するために、基準信号の D T O についての同等な式は、未知の発信源信号の D T O から差し引かれる。発信源 / 衛星 / 受信局システムの知られている地理的關係は、基準信号の D T O が計算されることを、バイアスが発信源信号 D T O に影響を及ぼすのと同じ方法でこの D T O に影響を及ぼすバイアス (例えば、衛星処理遅延) を別にして、可能にする。このため基準信号 D T O も測定される。T D O A_u は、以下の関係を介して、測定された D T O に関係付けられる。

20

【数 1 7】

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

【0 0 5 8】

ここで、 c は光速であり、(8) の下付き文字「ref」は、基準信号が通過する衛星と受信地上局との間の経路を示す。D F O は、2 つの受信信号間の周波数の差である。これは、ドブラ、速度、および、時間に関する時間遅延の変化率の間の一般的な関係を使用して、衛星アップリンクについて、以下に例示するように、発信源 / 衛星 / 受信局システムの運動学に関して表すことができる。

30

【数 1 8】

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

【0 0 5 9】

ここで、 ϕ_{1u} は衛星 1 4 へのアップリンク経路 l_{1u} に生じる周波数のドブラシフトであり、 ϕ_{1u} は位相であり、 λ_u はアップリンクで衛星 1 4 または 1 6 において受信される (中央周波数における) 信号の波長である。他のシステムアップリンクおよびダウンリンクについての同様な式は、その指数を変更することによって得ることができる。

40

【0 0 6 0】

未知の信号の D F O は、以下によって与えられる。

【数 1 9】

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

【0 0 6 1】

50

ここで、 ν_u および ν_d はアップリンクおよびダウンリンク信号の中央周波数におけるそれぞれ自由空間波長であり、バイアスは、衛星ターンアラウンド周波数シフトから、および衛星の位置的エラーから生じる。

【 0 0 6 2 】

基準信号 D F O は、同様に、以下によって与えられる。

【 数 2 0 】

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

【 0 0 6 3 】

(1 0) から (1 1) を差し引くことは、双方の等式において同じであるバイアスを打ち消し、到着 F D O A_u のアップリンク周波数差に対する等式を与える。

【 数 2 1 】

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

【 0 0 6 4 】

ここで、最後の 3 つの項は、システムの地理的關係から知られ、最初の 2 つの項は、前述したように、C C F の最大値を決定することによって測定される未知および参照 D F O である。さらに測定できる差分周波数率オフセット (D F R O = 2 b₂) も、同様に決定され、これは、図 2 に示すように、発信源 1 0 から、衛星代行受信プラットフォーム 1 4 および 1 6 を介して、地上の代行受信局 1 8 への個々の経路に沿って測定される信号のドプラ速度間の差 (D F O の変化率) である。これは、発信源 / 衛星 / 受信局システムの加速度的影響を利用する到着のアップリンク差分ドプラ速度 (D D R O A_u) として知られるパラメータを形成するために使用できる。D D R O A_u は、未知の発信源 1 0 から衛星代行受信プラットフォーム 1 4 および 1 6 への経路に沿って測定されるドプラ速度の差である。これは、動きつつある発信源の位置探知に対して有用である。この D D R O A は、(1 2) の直接微分によって、D F R O に関して以下のように表せる。

【 数 2 2 】

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

【 0 0 6 5 】

アップリンク T D O A ((8) にあるような T D O A_u)、および、アップリンク F D O A ((1 2) にあるような F D O A_u) は、公表されている国際特許出願 W O 9 7 / 1 1 3 8 3 の従来技術にあるように、(地表上の) 静止 R F 発信源の送信局位置の探知のプロセスにおいて使用できる。この特定の場合において、D D R O A_u は、明白には使用されていない。しかし、例えこの場合でも、D D R O A_u を生じさせる衛星の加速度的影響

は、上記に説明したようにパラメータ b_2 の試行値を使用して、既に説明したように CCF の中で打ち消される。このパラメータは、これが、発信源 10 の位置探知においてさらに必要ではない時でも、 CCF の評価において利用しなければならない。これは、 RF 送信局位置探知の問題が 2 つの部分をもつためである。第 1 は、 CCF のピークの検知であり、第 2 は、 CCF のピークを、地表上の位置に関係付ける。第 1 の段階は、衛星の動きの影響に敏感であり、従来技術で使用されるパラメータ (b_0 および b_1) に加えて、補償パラメータとして b_2 を必要とする。

【0066】

発信源 10 は、従来技術の地理的手法によって地表に対して決定された $TDOA_u$ および $FDOA_u$ の値を使用することによって位置探知される。まず、前述したように、等式 (2) の CCF を最大化することによって、未知および基準信号について、パラメータ b_0 、 b_1 、および b_2 が得られる。 b_1 、 $b_{1,ref}$ 、および b_2 、 $b_{2,ref}$ の値は、時間 t がゼロに設定されている等式 (3) に挿入することによって、信号および参照 DFO 値を決定するために使用される。これは、 DFO を、データ採集の開始時における DFO の瞬間的な値として設定する。すなわち、この時点では、 DFO をこの値に訂正することが便利であるが、必ずしも必要ではない。

【0067】

$FDOA_u$ を決定するために、等式 (12) に $b_{1,ref}$ の値を代入する。ここで、再び時間 t はゼロに設定される。この結果、発信源 10 の位置は、サンプリングの開始に関連する衛星位置推算表データ (空間における瞬間的な位置) を使用して決定される。

【0068】

$TDOA_u$ に光速 c を乗じると、差分傾斜範囲 (DSR) が得られる。これは、送信局から、すなわち、参照送信局の位置 18A / 18B または未知の発信源 10 のいずれかから信号中継衛星 14 および 16 への 2 つの信号経路の長さの差となる。 $FDOA_u$ に、アップリンク経路における信号波長 λ_u を乗じると、差分傾斜範囲速度 ($DSRR$) または DSR の変化の時間速度が得られる。 $WO97/11383$ として公表されている、特許協力条約に基づく国際特許出願 $PCT/GB95/02211$ は、テーラー展開の手法を使用して、どのようにして DSR および $DSRR$ の値から地表上の発信源 10 の位置を探知するかを詳細に述べており、ここでは説明しない。

【0069】

時間で変動する DFO のみを打ち消すことは、大きなサンプルセットが必要な時、2 つの対地静止衛星 ($GEOS$ 衛星) 中継局を備えた使用に十分である。これは、周波数の次元の CCF に焦点を合わせている。その影響は、図 4 および 5 から分かる。すなわち、図 4 は、等式 (1) の従来技術のあいまいさ関数を使用して得られた結果を示し、図 5 は、本発明による等式 (2) の複素相関関数 (CCF) を使用して得られた結果を示す。双方の場合で、2 つの対地静止衛星を使用して得られた同じデータセットが使用された。特許の要件を満たすため、これらの図面は、色彩が大きさを示すカラー印刷からのトレースによって作成され、このため、これらは、さほど正確ではない。しかし、これらは、本発明の使用によって得られる利益の信頼できる表示を提供している。

【0070】

図 4 は、 DFO および DFO に対してプロットされた等式 (1) の従来技術の複素あいまいさ関数の擬似三次元図である。見えるものは全て雑音である。図 5 は、本発明による等式 (2) の複素相関関数の同様なプロットである。図 5 において、鋭い相関最大値 50 は、完全に解像され、52 における雑音の上方にしっかり立ち上がっている。

【0071】

今度は、図 6 を参照すると、衛星の動きの影響を、周波数に対する CCF 係数の二乗または累乗のプロットにおいて再び示す。- 820 . 38 の DFO における単一の CCF ピークがあるべきであるが、代わりに、16 Hz を超えて広がる平坦部 60 がある。これは、 DFO の変化が、よく解像されたピーク 70 をしっかりと与えて比較された図 7 と対照

10

20

30

40

50

的である。

【0072】

地理的位置探知のための速く動く中継局プラットフォーム、例えば、航空機、中位地球軌道衛星（MEO衛星）、低位地球軌道衛星（LEO衛星）、または、これらと対地静止衛星（GEO衛星）との組み合わせを使用することが必要であることもある。そうである場合、CCFは、時間膨張を補償するために、時間の次元にも焦点を合わせなければならない。これは、測定のためのデータ収集の過程でかなり変化する時間遅延₀を補償するために必要である。

【0073】

等式(2)のCCFは、サンプリング間隔TにおけるDFOの変化を補償するのみである。これは、時間膨張を、すなわち、この間隔におけるDTOの変化を補償しない。DTOの変化は、関連するデータセット(z_2 または p_2)にあるサンプルを備えたステップの外にある1つのデータセット(z_1 または p_1)にあるサンプルを補償するために、サンプルの周期的な複製または削除によって、打ち消される。1つの対地静止、および、他の低位地球軌道の2つの衛星を使用する測定について、これは、百万程度のサンプルを有するデータセットにおいて、数百ごとに1つのサンプルを挿入または除去を含むこともある。位相の訂正も同様に必要であり、そうなった場合、これは、挿入されたサンプルとともに、挿入または除去に続いて、データセットの全てのサンプルに適用される。連続した位相訂正は蓄積し、そのそれぞれは、データセットにおいて、後に続くサンプルを介して、挿入または除去の点から適用される。

【0074】

サンプル調整、挿入/除去のタイミングは、サンプルの小さな誤りが発生するとされた時間から決定される。小さな誤りは、ADCにおけるサンプリング間隔に等しい量によって、時間膨張の値が変化する時に発生する。m回目の小さな誤りまでの時間(m個のサンプリング間隔の総時間膨張)は、2つの手法、すなわち、(a)サンプリング間隔にわたる、時間方向での、あいまいさ表面の広がりから、または、(b)前述したように、CCFの最大化より得られる b_0 、 b_1 、 b_2 パラメータの使用からのいずれか1つによって見積もられる。

【0075】

手法(a)において、相関プロセッサは、データセットが得られた間隔にわたって広がった複素相関関数の時間膨張に基づくデータサンプルのセットからの除去、または、これへの複製のためのサンプルを選択する。CCFのピークが、時間膨張の補償なしにデータから得られる場合、相関が広がった時間間隔 t の数が見積もられる。K個の時間間隔の広がりに対して、データセットの調整(連続したサンプルの小さな誤り)の位置間のサンプル数は、 N/K であり、ここで、Nは、データセットのサンプル数である。調整のために選択されたデータセット z_1 または z_2 (等式(2)を参照)は、実施の便利に関するものであり、したがって、原則的に任意のものであり、例えば、 z_1 が、時間膨張によって拡張された信号に対応する場合、これは、これを訂正するためのサンプル除去によって収縮させることができるか、または、代わりに、 z_2 が、それに合わせるために拡大されてもよい。選択されたデータセットは、調整のために2つのデータセットのどちらが選択されるかによって、および、同様に、決定された時間膨張が、正方向であるか負方向であるかによって、サンプルの除去または挿入によって収縮または拡大される。すなわち、 z_1 が選択された場合、時間膨張が負方向であれば、 z_1 が拡大され、これは、負方向であるDTOの変化率に対応する。

【0076】

代わりとなる手法(b)において、相関プロセッサ30は、衛星の動きから導出される近似であり、時間に関して二次である以下の等式に基づいて除去および複製のためにサンプルを選択する。

【数23】

$$\tau_m = -\frac{\lambda}{c} b_1' t_m - \frac{\lambda}{c} b_2 t_m^2 = m \Delta t \quad (14)$$

【 0 0 7 7 】

t_m はサンプリングの開始から m 個目の複製または除去されたサンプルまでの時間であり、 t_m は t_m までに経験された総時間膨張であり、 m は時間膨張を打ち消すために除去または挿入されたサンプリング間隔の数であり、 t はサンプリング間隔（連続した A D C サンプル間の時間）であり、 λ は受信局 1 8 におけるいかなる周波数ダウンコンバートの前の信号サンプリング帯域の中央周波数における波長である。パラメータ b_1' は、基準信号から導出された見積もりを使用して訂正された（衛星戻し周波数の変化による）いかなる系統的なエラーも備えた D F O b_1 の時間で変化しない成分の見積もりである。この代わりに、 b_1' は、C C F の係数を最大化する上で段階的に変化する他のパラメータであってもよい。上記の式において、段階的に変化する独立したパラメータとして、 b_2 を利用することも可能であり、これにより、D F O の時間膨張と時間変化を分離する。

10

【 0 0 7 8 】

衛星の動きの影響がさほど大きくない場合、 t_m^2 の等式（14）にある二次の第2の項を削除し、結果として得られる線形訂正を適用することができる。

【 0 0 7 9 】

削除または挿入されたサンプルに続くサンプルには、以下の1つによって与えられる位相訂正係数 P を乗じる。

20

【 数 2 4 】

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

【 0 0 8 0 】

P についての等式中の指数は、先行するサンプルが削除されたか、挿入されたかによって正または負になる。 f は、アナログ / デジタル変換器への入力のためのダウンコンバートの後のサンプルの信号の中央周波数であり、 t は、連続した A D C サンプル間の間隔である。サンプルの信号帯域は、エイリアシング防止ローパスフィルタによって設定される。

30

【 0 0 8 1 】

時間膨張補償が行われる前に、C C F の係数は、上記に検討したように、D F O およびパラメータ b_0 、 b_1 、および b_2 の近似値を得るために最大化される。続いて、時間膨張補償が、サンプルを適切に挿入または削除すること、および、4つのデータセット z_1 、 z_2 、 p_1 、 p_2 のそれぞれの位相を調整することによって、これらの補償された同等セットを作成するために、実施される。続いて、C C F は、D T O、D F O の、および、必要であれば D F R O および D D R O A のより良い値を提供するために、このように形成された補償されたデータセットを使用して、再び最大化される。

【 0 0 8 2 】

D F O の動きおよび時間膨張における変化に対する補償のプロセスは、以下のように要約できる。

40

【 0 0 8 3 】

(a) 変化する D F O のみに対する補償を使用して D F O および D T O の初期の値を得ること、(b) 関連するデータセットに相対した1つのデータセットの遅延する / 前進する（換算する）部分によるそのデータセットの時間膨張補償、および、位相訂正を適用すること。これは、サンプルを適切に複製 / 削除することを含む。および、

(c) 信号エネルギーの測定値を得るために、および、以下によって一般項に与えられる C C F の係数を最大化するようにパラメータ値を変化させるために、（内積という意味で）サンプルセットを乗じること。

【 数 2 5 】

50

$$\text{CCF} = [\mathbf{z}_1]^* \mathbf{T}^T \mathbf{D}^{-1} [\mathbf{z}_2] \quad (16)$$

【 0 0 8 4 】

受信設備からの雑音が含まれるために最大化されるのは、CCF係数であり、これは、信号エネルギーを（数学的な意味で）複素量にする。 \mathbf{T}^{-1} および \mathbf{D}^{-1} の表示は、それぞれ換算補償および周波数歪み補償を示すために使用され、肩文字は、システムの地理的關係および運動学によって導入された影響の逆のものを表す。括弧[]は、信号サンプルを含むベクトルを示す。中継局衛星の換算は、これが信号経路を変え、したがって、飛行に関連する時間も変えるため、時間膨張をもたらす。

【 0 0 8 5 】

DTOおよびDFOに対するさらに一般的な式の開発において、結果として得られるCCFの最適化は、さらにプロセッサに集中してくることに留意する必要がある。 b_0 、 b_1 、および、 b_2 を使用する本明細書に説明する近似は、十分に、現在の並列プロセッサの能力内である。

【 0 0 8 6 】

DFO補償および分離したDTO補償に関して歪み補償を表示することは得策である。なぜなら、位相の迅速な変化がこの手法によって取り除かれ、信号サンプル間の内挿に対する必要性なしに、1つのデータストリームに作用するDTO膨張補償を残す。

【 0 0 8 7 】

今度は、図8から11を参照すると、本発明によるDFOの変化および時間膨張の打ち消しの影響をグラフとして示す。これらの図面は、重大な雑音のないシミュレーションされたデータを使用して導出されたDFOに対するDTOのプロットである。図8において、DFOは、エラーの限界を含む領域80にわたってDTOとともに変化する。図9は、周波数補償の影響のみ、すなわち、DFOにおける打消し変化を示す。DFOが現在はい定であることを示すDFO軸に平行である領域90が作成される。図10は、時間またはDTO補償のみに対する図9の同等の図であり、DTOが一定の領域100を示す。これらの手順の両方の組み合わせは、図11に示され、これは、一定のDFOおよびDTOの単一のピークを示す。DTOの変化に対する補償は、等式(14)線形項のみを使用して行われた。

【 0 0 8 8 】

図12から14は、雑音を導入することによる影響をグラフとして示す。雑音に関しては除き、これらの図面は、図8から11のデータと同じデータを使用して作成され、これらは、雑音がない場合の同じ特徴を正確に示す。DTOおよびDFOは、同様の結果をもたらす、周波数歪みおよび時間歪みの1つのみに対する補償のない（図12）、または、それのある（図13）もののいずれも、図12および13では見えないことが分かる。図14は、142などの周囲を囲む雑音の上方に容易に識別できる単一のピーク140を有する。これは、本発明による、周波数および時間の歪みの双方に対する補償は、雑音の存在にもかかわらず、DTOおよびDFOの値を得ることを可能にする。

【図面の簡単な説明】

【図1】 地上を拠点とした送信局、衛星中継局、および、地上を拠点とした受信局の間の信号の伝播を示す図である。

【図2】 本発明の位置探知システムによって補償される影響を示す図である。

【図3】 本発明の位置探知システムの処理回路を模式的に示す図である。

【図4】 発信源および受信局に対する衛星の動きによって影響されたデータを使用して得られた2つの変数値 および の関数としての従来技術の相互あいまいさ関数 $|A(\dots)|$ の係数の2つの二次元プロットを示す図である。

【図5】 本発明によって複素相関関数 $|A(\dots, b_1, b_2)|$ がプロットされたことを除いて、図4と全ての点で等しい図である。

【図6】 中継局の動きが補償された、周波数に対する複素相関関数信号電力を示すグラフである。

10

20

30

40

50

【図 7】 中継局の動きが補償されていない、周波数に対する複素相関関数信号電力を示すグラフである。

【図 8】 互いにプロットされ、時間および周波数の歪を示す D T O および D F O についてシミュレーションされた無雑音の場合の結果を示すグラフである。

【図 9】 互いにプロットされ、周波数補償を示す D T O および D F O についてシミュレーションされた無雑音の場合の結果を示すグラフの図である。

【図 10】 互いにプロットされ、時間補償を示す D T O および D F O についてシミュレーションされた無雑音の場合の結果を示すグラフの図である。

【図 11】 互いにプロットされ、時間および周波数の補償を示す D T O および D F O についてシミュレーションされた無雑音の場合の結果を示すグラフの図である。

【図 12】 雑音の影響を加えた、図 8 と同等の図である。

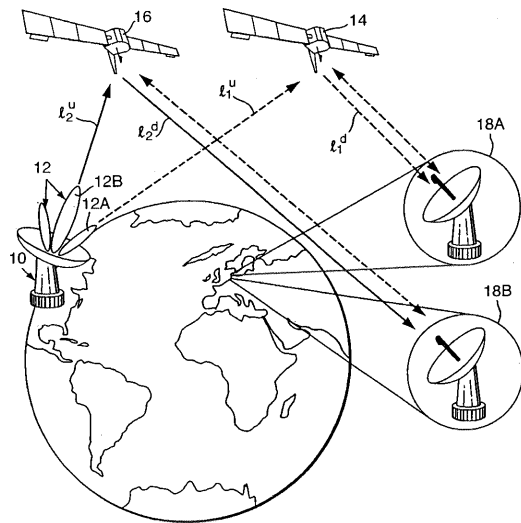
【図 13】 雑音の影響を加えた、図 9 / 10 と同等の図である。

【図 14】 雑音の影響を加えた、図 11 と同等の図である。

10

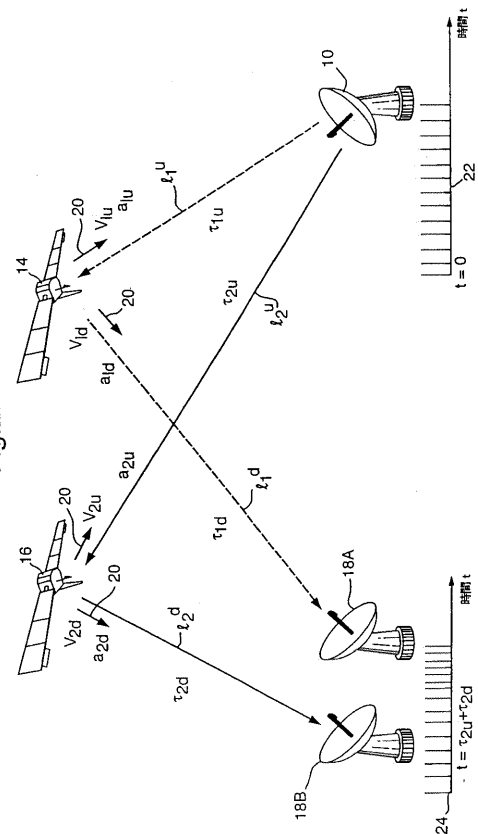
【図 1】

Fig.1.

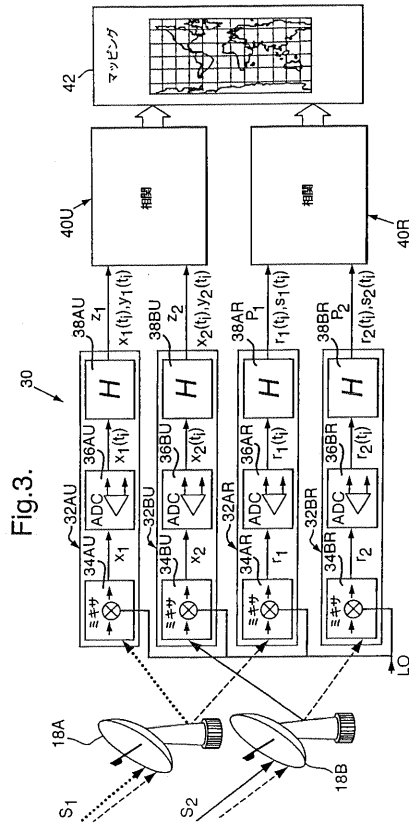


【図 2】

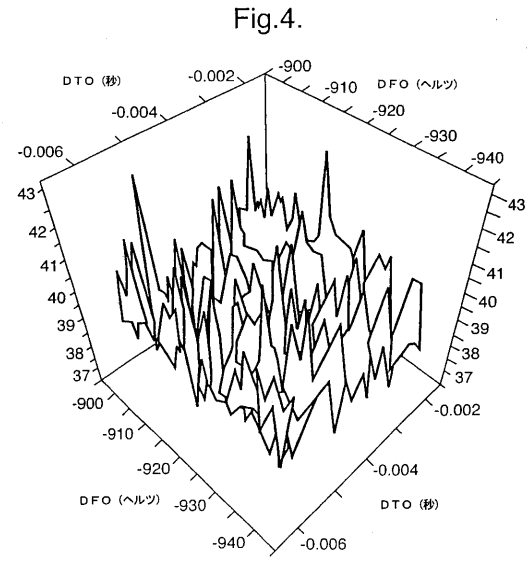
Fig.2.



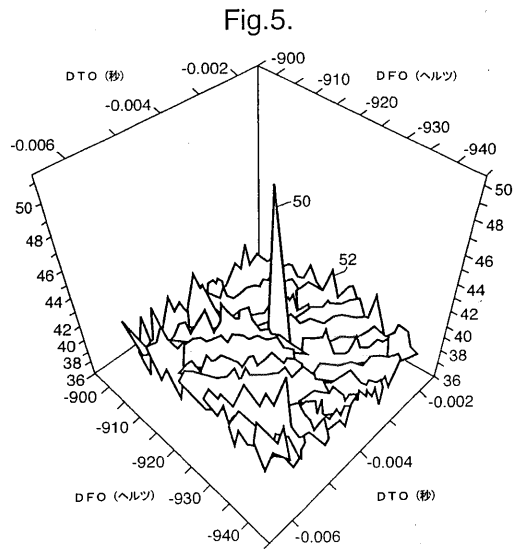
【図3】



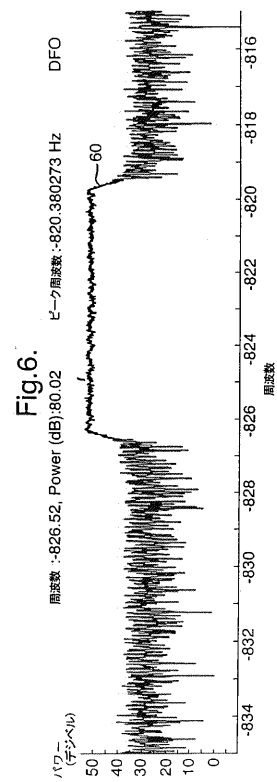
【図4】



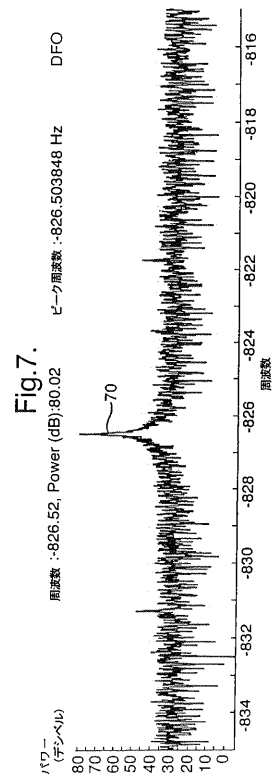
【図5】



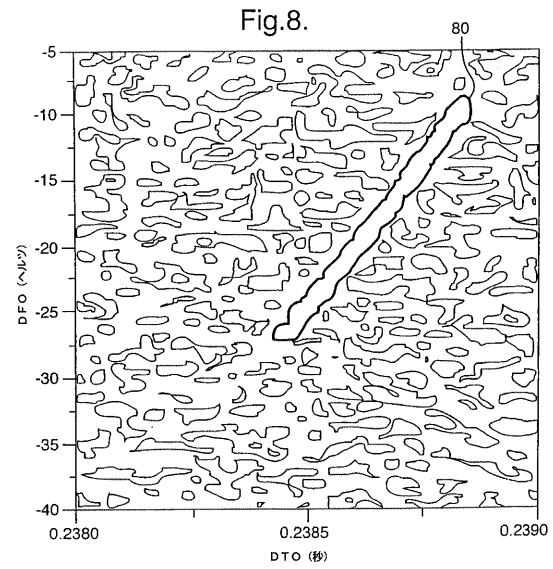
【図6】



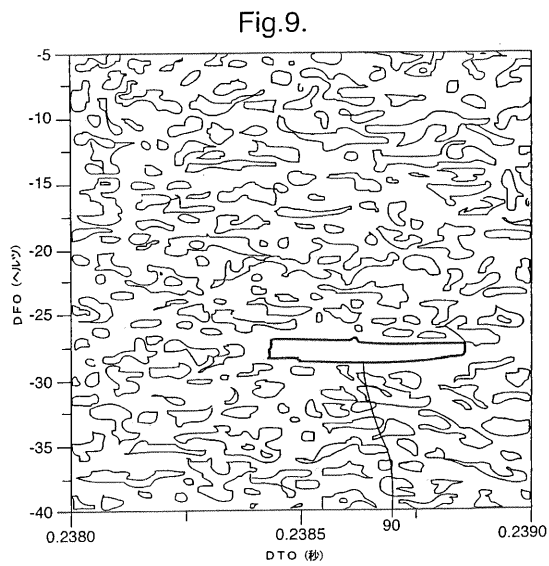
【図 7】



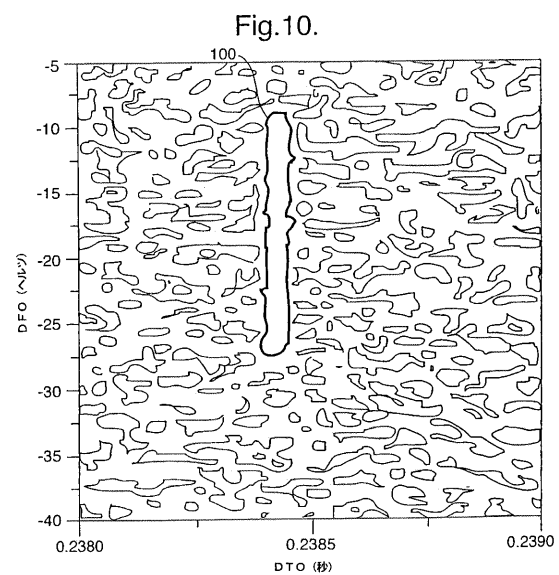
【図 8】



【図 9】

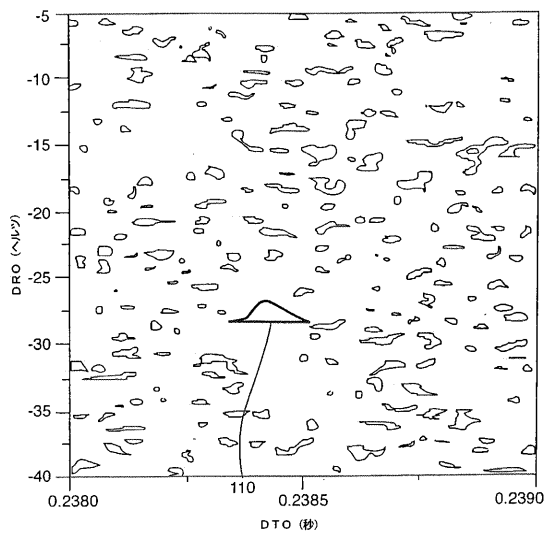


【図 10】



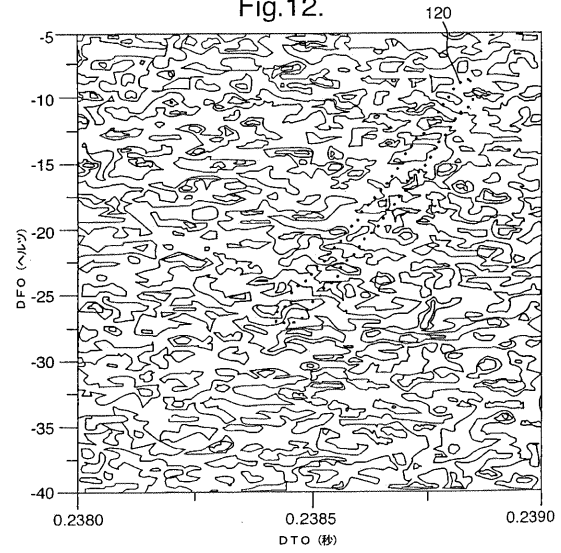
【図 1 1】

Fig.11.



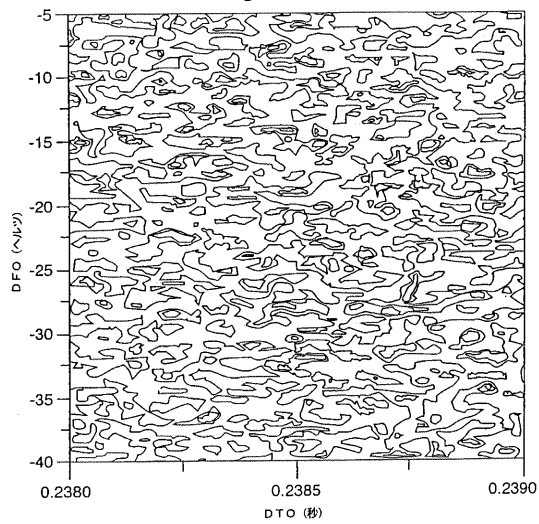
【図 1 2】

Fig.12.



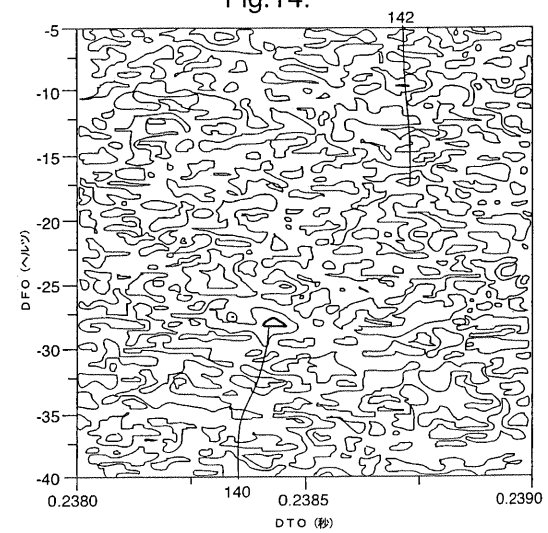
【図 1 3】

Fig.13.



【図 1 4】

Fig.14.



フロントページの続き

(72)発明者 エドモンズ, ポール・リチャード
イギリス国、ヘリフオード・アンド・ウースター・ウスターシャー・ダブリュ・アール・１４・３
・ピー・エス、モールバーン、セント・アンドリュース・ロード、デイ・イー・アール・エイ・モ
ールバーン

(72)発明者 グリフィン, クリストファー
イギリス国、ヘリフオード・アンド・ウースター・ウスターシャー・ダブリュ・アール・１４・３
・ピー・エス、モールバーン、セント・アンドリュース・ロード、デイ・イー・アール・エイ・モ
ールバーン

審査官 戸次 一夫

(56)参考文献 国際公開第 9 7 / 0 1 1 3 8 3 (W O , A 1)
特開昭 6 4 - 0 6 5 4 7 3 (J P , A)
特開昭 6 4 - 0 6 5 4 7 4 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
G01S 5/00- 5/14、
19/00-19/55、
H04B 7/14- 7/22