

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5835202号
(P5835202)

(45) 発行日 平成27年12月24日 (2015.12.24)

(24) 登録日 平成27年11月13日 (2015.11.13)

(51) Int.Cl.

F I

H O 4 B 1/7075 (2011.01)

H O 4 B 1/7075

H O 4 B 1/16 (2006.01)

H O 4 B 1/16 R

G O 1 S 19/29 (2010.01)

G O 1 S 19/29

G O 1 S 19/30 (2010.01)

G O 1 S 19/30

G O 1 S 19/37 (2010.01)

G O 1 S 19/37

請求項の数 5 (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願2012-273559 (P2012-273559)
 (22) 出願日 平成24年12月14日 (2012.12.14)
 (65) 公開番号 特開2014-120862 (P2014-120862A)
 (43) 公開日 平成26年6月30日 (2014.6.30)
 審査請求日 平成27年1月19日 (2015.1.19)

(73) 特許権者 000002185
 ソニー株式会社
 東京都港区港南1丁目7番1号
 (74) 代理人 100082131
 弁理士 稲本 義雄
 (74) 代理人 100121131
 弁理士 西川 孝
 (72) 発明者 寶地 卓
 東京都港区港南1丁目7番1号 ソニー株
 式会社内
 審査官 菊地 陽一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 通信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

人工衛星から受信する受信信号であって、所定の拡散符号を用いてスペクトラム拡散した信号を所定の搬送波周波数で変調した信号である受信信号のドップラシフト量を算出するドップラシフト量算出部と、

算出された前記ドップラシフト量に基づいて、前記受信信号の周波数をシフトする周波数シフト量を設定する周波数シフト量設定部と、

設定された前記周波数シフト量だけ前記受信信号の周波数をシフトする周波数変換部と、

、

周波数がシフトされた前記受信信号のコヒーレント加算を行うコヒーレント加算部と、
 拡散符号を生成する拡散符号生成部と、

コヒーレント加算の演算結果と生成された前記拡散符号との相関演算を行い、相関演算の結果に基づいて、前記受信信号の前記拡散符号の位相を検出する位相検出部と

を備え、

前記周波数シフト量設定部は、コヒーレント加算を所定の回数行う毎に、前記ドップラシフト量に基づいて、前記周波数シフト量を更新する

通信装置。

【請求項2】

人工衛星から受信する受信信号であって、所定の拡散符号を用いてスペクトラム拡散した信号を所定の搬送波周波数で変調した信号である受信信号のドップラシフト量を算出す

10

20

るドップラシフト量算出部と、

算出された前記ドップラシフト量に基づいて、前記受信信号の周波数をシフトする周波数シフト量を設定する周波数シフト量設定部と、

設定された前記周波数シフト量だけ前記受信信号の周波数をシフトする周波数変換部と

、

周波数がシフトされた前記受信信号のコヒーレント加算を行うコヒーレント加算部と、

拡散符号を生成する拡散符号生成部と、

コヒーレント加算の演算結果と生成された前記拡散符号との相関演算を行い、相関演算の結果に基づいて、前記受信信号の前記拡散符号の位相を検出する位相検出部と

を備え、

10

前記ドップラシフト量算出部は、前記ドップラシフト量の初期値及び単位時間あたりの変化量を算出し、

前記周波数シフト量設定部は、算出された前記ドップラシフト量の初期値及び単位時間あたりの変化量に基づいて、コヒーレント加算が開始されてから終了するまでの間に1回以上前記周波数シフト量を更新する

通信装置。

【請求項3】

前記受信信号の周波数を前記搬送波周波数から所定の間周波数に変換する中間周波数変換部を

さらに備え、

20

前記周波数変換部は、前記受信信号の周波数を、前記中間周波数と前記ドップラシフト量を合わせた周波数だけシフトする

請求項1または2に記載の通信装置。

【請求項4】

前記受信信号をA/D変換するA/D変換部を

さらに備え、

前記周波数変換部は、A/D変換された前記受信信号の周波数をシフトする

請求項1乃至3のいずれかに記載の通信装置。

【請求項5】

前記周波数変換部により周波数がシフトされた前記受信信号のダウンサンプリングを行うダウンサンプリング部を

30

さらに備え、

前記コヒーレント加算部は、ダウンサンプリングされた前記受信信号のコヒーレント加算を行う

請求項4に記載の通信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本技術は、通信装置に関し、特に、GPS (Global Positioning System) 等の衛星航法システムを利用する通信装置に関する。

40

【背景技術】

【0002】

GPS (Global Positioning System) では、人工衛星 (以下、GPS衛星と称する) 、又は、GPS衛星からの信号 (以下、GPS信号と称する) を受信する通信装置の移動に伴うドップラ効果により、通信装置が受信するGPS信号の周波数が変動するドップラシフトが発生する。このドップラシフトにより、通信装置が行うGPS信号の同期捕捉の精度が低下するおそれがある。

【0003】

そこで、従来、ドップラシフト量や内部クロックの誤差を考慮して、GPS信号をA/D変換するA/Dコンバータのサンプリング周波数を設定することにより、GPS信号の

50

スペクトラム拡散に用いられる C / A コードのチップレートのズレを補正することが提案されている（例えば、特許文献 1 参照）。

【 0 0 0 4 】

また、従来、同期捕捉の精度を高めるために、GPS 信号を所定のビット単位で繰り返しコヒーレント加算し、その演算結果と通信装置内で生成した C / A コードとの相関演算を行うことにより、相関演算のピークの検出感度を高めることが行われている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【 0 0 0 5 】

【特許文献 1】特開 2 0 0 5 - 2 0 4 0 7 9 号公報

10

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 6 】

しかしながら、GPS 信号のコヒーレント加算の実行中にも GPS 衛星が移動するため、ドップラシフト量が変化するが、従来の技術では、この点については考慮されていない。

【 0 0 0 7 】

そこで、本技術は、GPS 衛星等の人工衛星からの受信信号の同期捕捉の精度を向上させるようにするものである。

【課題を解決するための手段】

20

【 0 0 0 8 】

本技術の第 1 の側面の通信装置は、人工衛星から受信する受信信号であって、所定の拡散符号を用いてスペクトラム拡散した信号を所定の搬送波周波数で変調した信号である受信信号のドップラシフト量を算出するドップラシフト量算出部と、算出された前記ドップラシフト量に基づいて、前記受信信号の周波数をシフトする周波数シフト量を設定する周波数シフト量設定部と、設定された前記周波数シフト量だけ前記受信信号の周波数をシフトする周波数変換部と、周波数がシフトされた前記受信信号のコヒーレント加算を行うコヒーレント加算部と、拡散符号を生成する拡散符号生成部と、コヒーレント加算の演算結果と生成された前記拡散符号との相関演算を行い、相関演算の結果に基づいて、前記受信信号の前記拡散符号の位相を検出する位相検出部とを備え、前記周波数シフト量設定部は、コヒーレント加算を所定の回数行う毎に、前記ドップラシフト量に基づいて、前記周波数シフト量を更新する。

30

【 0 0 0 9 】

本技術の第 2 の側面の通信装置は、人工衛星から受信する受信信号であって、所定の拡散符号を用いてスペクトラム拡散した信号を所定の搬送波周波数で変調した信号である受信信号のドップラシフト量を算出するドップラシフト量算出部と、算出された前記ドップラシフト量に基づいて、前記受信信号の周波数をシフトする周波数シフト量を設定する周波数シフト量設定部と、設定された前記周波数シフト量だけ前記受信信号の周波数をシフトする周波数変換部と、周波数がシフトされた前記受信信号のコヒーレント加算を行うコヒーレント加算部と、拡散符号を生成する拡散符号生成部と、コヒーレント加算の演算結果と生成された前記拡散符号との相関演算を行い、相関演算の結果に基づいて、前記受信信号の前記拡散符号の位相を検出する位相検出部とを備え、前記ドップラシフト量算出部は、前記ドップラシフト量の初期値及び単位時間あたりの変化量を算出し、前記周波数シフト量設定部は、算出された前記ドップラシフト量の初期値及び単位時間あたりの変化量に基づいて、コヒーレント加算が開始されてから終了するまでの間に 1 回以上前記周波数シフト量を更新する。

40

【 0 0 1 1 】

前記受信信号の周波数を前記搬送波周波数から所定の中間周波数に変換する中間周波数変換部をさらに設け、前記周波数変換部には、前記受信信号の周波数を、前記中間周波数と前記ドップラシフト量を合わせた周波数だけシフトさせることができる。

50

【 0 0 1 2 】

前記受信信号を A / D 変換する A / D 変換部をさらに設け、前記周波数変換部には、A / D 変換された前記受信信号の周波数をシフトさせることができる。

【 0 0 1 3 】

前記周波数変換部により周波数がシフトされた前記受信信号のダウンサンプリングを行うダウンサンプリング部をさらに設け、前記コヒーレント加算部には、ダウンサンプリングされた前記受信信号のコヒーレント加算を行わせることができる。

【 0 0 1 4 】

本技術の第 1 の側面においては、人工衛星から受信する受信信号であって、所定の拡散符号を用いてスペクトラム拡散した信号を所定の搬送波周波数で変調した信号である受信信号のドップラシフト量が算出され、算出された前記ドップラシフト量に基づいて、前記受信信号の周波数をシフトする周波数シフト量が設定され、設定された前記周波数シフト量だけ前記受信信号の周波数がシフトされ、周波数がシフトされた前記受信信号のコヒーレント加算が行われ、拡散符号が生成され、コヒーレント加算の演算結果と生成された前記拡散符号との相関演算が行われ、相関演算の結果に基づいて、前記受信信号の前記拡散符号の位相が検出されるとともに、前記ドップラシフト量に基づいて、コヒーレント加算を所定の回数行う毎に、前記ドップラシフト量に基づいて、前記周波数シフト量が更新される。

10

本技術の第 2 の側面においては、人工衛星から受信する受信信号であって、所定の拡散符号を用いてスペクトラム拡散した信号を所定の搬送波周波数で変調した信号である受信信号のドップラシフト量が算出され、算出された前記ドップラシフト量に基づいて、前記受信信号の周波数をシフトする周波数シフト量が設定され、設定された前記周波数シフト量だけ前記受信信号の周波数がシフトされ、周波数がシフトされた前記受信信号のコヒーレント加算が行われ、拡散符号が生成され、コヒーレント加算の演算結果と生成された前記拡散符号との相関演算が行われ、相関演算の結果に基づいて、前記受信信号の前記拡散符号の位相が検出されるとともに、前記ドップラシフト量の初期値及び単位時間あたりの変化量が算出され、算出された前記ドップラシフト量の初期値及び単位時間あたりの変化量に基づいて、コヒーレント加算が開始されてから終了するまでの間に 1 回以上前記周波数シフト量が更新される。

20

【 発明の効果 】

30

【 0 0 1 5 】

本技術の第 1 または第 2 の側面によれば、GPS 衛星等の人工衛星からの受信信号の同期捕捉の精度を向上させることができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 6 】

【 図 1 】 本技術を適用した通信装置の一実施の形態を示すブロック図である。

【 図 2 】 同期捕捉部の構成例を示すブロック図である。

【 図 3 】 周波数変換部の構成例を示すブロック図である。

【 図 4 】 ダウンサンプリング部の構成例を示すブロック図である。

【 図 5 】 同期捕捉処理を説明するためのフローチャートである。

40

【 図 6 】 ドップラシフトについて説明するための図である。

【 図 7 】 ドップラシフトについて説明するための図である。

【 図 8 】 ドップラシフト量の推移の例を示すグラフである。

【 図 9 】 ドップラシフトによる GPS 信号の見かけのメッセージ長の変化について説明するための図である。

【 図 10 】 ドップラシフトによる GPS 信号の見かけのメッセージ長の変化について説明するための図である。

【 図 11 】 ドップラシフト量とダウンサンプリングのサンプリング間隔との関係を説明するための図である。

【 図 12 】 ドップラシフト量とダウンサンプリングのサンプリング間隔との関係を説明す

50

るための図である。

【図 1 3】ドップラシフト量とダウンサンプリングのサンプリング間隔との関係を説明するための図である。

【図 1 4】ドップラシフト量の変化の予測機能をオンに設定した場合とオフに設定した場合とで、相関ピーク値を比較したグラフである。

【図 1 5】コンピュータの構成の例を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0017】

以下、本技術を実施するための形態（以下、実施の形態という）について説明する。なお、説明は以下の順序で行う。

1. 実施の形態

2. 変形例

【0018】

< 1. 実施の形態 >

図 1 は、本技術の一実施の形態に係る通信装置 101 の構成例を示すブロック図である。通信装置 101 は、通信アンテナ 111、周波数変換部 112、ノイズ除去部 113、復調部 114、XO (X'tal Oscillator; 水晶発振器) 115、及び、TCXO (Temperature Compensated X'tal Oscillator; 温度補償型水晶発振器) 116 を備える。

【0019】

通信アンテナ 111 は、GPS 衛星から送信される RF 信号（以下、GPS 信号とも称する）を受信する。

【0020】

ここで、GPS 信号は、航法メッセージ等の送信データを拡散符号によりスペクトラム拡散し、得られたスペクトラム拡散信号に搬送波を乗算し、BPSK (Binary Phase Shift Keying) 変調した信号である。また、スペクトラム拡散に用いる拡散符号には、1023 チップの C/A コードと呼ばれる擬似ランダム雑音符号 (PN コード) が用いられ、GPS 衛星毎に異なる C/A コードが割り当てられている。

【0021】

周波数変換部 112 は、通信アンテナ 111 が受信した GPS 信号の周波数 F_{rf} を、中間周波数 F_{if} にダウンコンバートすることにより、GPS 信号を IF 信号（中間周波数信号）に変換する。そして、周波数変換部 112 は、アナログの IF 信号に基づいて離散化し、離散化信号を出力する。以下、周波数変換部 112 の構成例について説明する。

【0022】

[周波数変換部 112 の構成例]

周波数変換部 112 は、LNA (ローノイズ・アンプ) 121、中間周波数変換部 122、増幅器 123、BPF (バンドパス・フィルタ) 124、及び、A/D コンバータ 125 を備える。

【0023】

LNA 121 は、通信アンテナ 111 が受信した GPS 信号を増幅する。

【0024】

中間周波数変換部 122 は、LNA 121 により増幅された GPS 信号の周波数を、デジタル信号処理が施しやすいように、例えば、4.092 MHz や 1.023 MHz などの搬送波周波数よりも低い中間周波数 F_{if} に変換 (ダウンコンバート) する。ここで、中間周波数変換部 122 の構成例について説明する。

【0025】

[中間周波数変換部 122 の構成例]

中間周波数変換部 122 は、BPF (バンドパス・フィルタ) 131、増幅器 132、周波数シンセサイザ 133、及び、ミキサ 134 を備える。

【0026】

BPF 131 は、LNA 121 から出力される増幅された GPS 信号に対して、特定の

10

20

30

40

50

周波数帯域の信号のみを通過させ、その他の帯域の信号を減衰させる。

【 0 0 2 7 】

増幅器 1 3 2 は、B P F 1 3 1 から出力される G P S 信号を増幅する。ここで、増幅器 1 3 2 は、例えば、M O S F E T (Metal Oxide Semiconductor Field effect transistor) 差動増幅器で構成することができるが、上記に限られない。

【 0 0 2 8 】

周波数シンセサイザ 1 3 3 は、T C X O 1 1 6 (後述する) から供給される発振信号に基づいて、所定の周波数を有する局部発振信号を生成する。ここで、周波数シンセサイザ 1 3 3 は、例えば、復調部 1 1 4 が備える M P U 1 4 3 により制御されるが、上記に限られず、制御部 (図示せず) により制御されてもよい。

10

【 0 0 2 9 】

ミキサ 1 3 4 は、増幅器 1 3 2 から出力される増幅された G P S 信号に対して、周波数シンセサイザ 1 3 3 から出力される局部発振信号を乗算する。ミキサ 1 3 4 が G P S 信号と局部発振信号とを乗算することによって、局部発振信号に応じて、搬送波周波数よりも低い中間周波数 F i f にダウンコンバートされた I F 信号を出力することができる。

【 0 0 3 0 】

中間周波数変換部 1 2 2 は、例えば上記のような構成によって、G P S 信号の周波数が中間周波数へダウンコンバートされた I F 信号を出力する。

【 0 0 3 1 】

増幅器 1 2 3 は、中間周波数変換部 1 2 2 から出力された I F 信号を増幅する。ここで、増幅器 1 2 3 は、例えば、オペアンプで構成することができるが、上記に限られない。

20

【 0 0 3 2 】

B P F 1 2 4 は、増幅器 1 2 3 から出力される増幅された I F 信号に対して、特定の周波数帯域の信号のみを通過させ、その他の帯域の信号を減衰させる。なお、本技術の実施形態に係る通信装置は、B P F 1 2 4 を、遮断周波数より大きな周波数の信号を減衰させるローパス・フィルタ (Low-Pass Filter) で構成することもできる。ここで、L N A 1 2 1 ~ B P F 1 2 4 までに処理される信号は、アナログ信号である。

【 0 0 3 3 】

A / D コンバータ 1 2 5 は、B P F 1 2 4 から出力されるアナログの I F 信号に基づいて離散化し、離散化信号を出力する。ここで、A / D コンバータ 1 2 5 は、例えば、N ビットの分解能を有する A / D コンバータで構成され、定常的な熱雑音の平均振幅を A / D コンバータ 1 2 5 の下位 M ビットに設定する。したがって、A / D コンバータ 1 2 5 は、外来ノイズによる A / D コンバータの出力スペクトラムの飽和を防止し、A / D コンバータ 1 2 5 の後段に備えられるノイズ除去部 1 1 3 において外来ノイズをより確実に除去させることができる。

30

【 0 0 3 4 】

周波数変換部 1 1 2 は、例えば上記のような構成によって、通信アンテナ 1 1 1 が受信した G P S 信号の周波数 F r f を中間周波数 F i f にダウンコンバートした I F 信号に変換し、デジタル信号としての離散化信号を出力することができる。

【 0 0 3 5 】

40

ノイズ除去部 1 1 3 は、周波数変換部 1 1 2 から出力される離散化信号に基づいて、離散化信号に対する外来ノイズを検出して外来ノイズを除去する。

【 0 0 3 6 】

復調部 1 1 4 は、ノイズ除去部 1 1 3 から出力される離散化信号に基づいてスペクトラム拡散信号を検出し、検出されたスペクトラム拡散信号を復調する。以下、復調部 1 1 4 の構成例について説明する。

【 0 0 3 7 】

[復調部 1 1 4 の構成例]

復調部 1 1 4 は、同期捕捉部 1 4 1、同期保持部 1 4 2、M P U 1 4 3、R T C (Real Time Clock) 1 4 4、タイマ 1 4 5、メモリ 1 4 6、及び、逓倍 / 分周器 1 4 7 を備え

50

る。

【 0 0 3 8 】

同期捕捉部 1 4 1 は、M P U 1 4 3 の制御の下、通倍 / 分周器 1 4 7 から供給される通倍又は分周された発振信号に基づいて、ノイズ除去部 1 1 3 から出力される離散化信号における C / A コードの同期捕捉を行う。また、同期捕捉部 1 4 1 は、C / A コードの同期捕捉と共に、ノイズ除去部 1 1 3 から出力される離散化信号における搬送波周波数（キャリア周波数）や、G P S 信号の送信元の G P S 衛星を示す装置識別情報（例えば、G P S 衛星を識別する衛星番号など）を検出する。そして、同期捕捉部 1 4 1 は、検出した C / A コードの位相、搬送波周波数、装置識別情報を、同期保持部 1 4 2 及び M P U 1 4 3 に供給する。

10

【 0 0 3 9 】

同期保持部 1 4 2 は、M P U 1 4 3 の制御の下、通倍 / 分周器 1 4 7 から供給される通倍又は分周された発振信号と、同期捕捉部 1 4 1 から伝達される各種情報（C / A コードの位相、搬送波周波数、及び装置識別情報）とに基づいて、ノイズ除去部 1 1 3 から出力される離散化信号における C / A コードと、搬送波（キャリア）との同期保持を行う。また、同期保持部 1 4 2 は、同期保持と共に、ノイズ除去部 1 1 3 から出力される離散化信号に含まれるデータを復調する。ここで、同期保持部 1 4 2 は、同期捕捉部 1 4 1 から伝達される C / A コードの位相、搬送波周波数、及び装置識別情報を初期値として処理を開始する。

【 0 0 4 0 】

20

また、同期保持部 1 4 2 は、検出した C / A コードの位相、搬送波周波数、及び復調したデータを、M P U 1 4 3 に伝達する。なお、同期保持部 1 4 2 は、複数の G P S 衛星から送信された送信信号に対応する離散化信号それぞれに対して、同期保持を並列に行うことができる。また、同期保持部 1 4 2 としては、例えば、特開 2 0 0 3 - 2 3 2 8 4 4 号公報に開示された技術を用いることが挙げられるが、上記に限られない。

【 0 0 4 1 】

M P U 1 4 3 は、同期保持部 1 4 2 から伝達される C / A コードの位相、搬送波周波数、及びデータに基づいて処理を行う。例えば、M P U 1 4 3 は、通信装置 1 0 1 の位置及び速度を算出し、また、復調されたデータから得られる各 G P S 衛星の時間情報に基づいて通信装置 1 0 1 の時間情報を補正するというような、G P S に関する各種演算処理を行う。

30

【 0 0 4 2 】

また、M P U 1 4 3 は、通信装置 1 0 1 の各部の制御や、外部装置との入出力に関する制御などを行うこともできる。上記の場合には、M P U 1 4 3 は、通信装置 1 0 1 における制御部（図示せず）として機能することとなる。

【 0 0 4 3 】

R T C 1 4 4 は、X O 1 1 5 から供給される発振信号に基づいて時間を計測する。R T C 1 4 4 によって計測される時間情報は、例えば、G P S 衛星の時間情報が得られるまでの間に代用されるものであり、G P S 衛星の時間情報が得られたときには、M P U 1 4 3 がタイマ 1 4 5 を制御することによって適宜補正される。

40

【 0 0 4 4 】

タイマ 1 4 5 は、例えば、M P U 1 4 3 における通信装置 1 0 1 の各部の動作を制御する各種タイミング信号の生成や、時間の参照に用いられる。

【 0 0 4 5 】

メモリ 1 4 6 は、例えば、R O M や R A M で構成される。メモリ 1 4 6 を構成する R O M には、M P U 1 4 3 が使用するプログラムや演算パラメータなどの制御用データが記録される。また、R A M には、M P U 1 4 3 により実行されるプログラムなどが一次記憶される。

【 0 0 4 6 】

通倍 / 分周器 1 4 7 は、T C X O 1 1 6 から供給される発振信号を通倍（multiply）又

50

は分周 (divide) する。

【 0 0 4 7 】

復調部 1 1 4 は、例えば上記のような構成によって、ノイズ除去部 1 1 3 から伝達される離散化信号に基づいてスペクトラム拡散信号を検出し、復調することができる。

【 0 0 4 8 】

X O 1 1 5 は、例えば 3 2 . 7 6 8 k H z などの所定の発振周波数を有する発振信号を生成する。そして、X O 1 1 5 は、生成した発振信号を R T C 1 4 4 に供給する。

【 0 0 4 9 】

T C X O 1 1 6 は、例えば 1 8 . 4 1 4 M H z など、X O 1 1 5 が生成する発振信号とは周波数が異なる発振信号を生成する。そして、T C X O 1 1 6 は、生成した発振信号を、逡倍 / 分周器 1 4 7 や周波数シンセサイザ 1 3 3 などに供給する。

10

【 0 0 5 0 】

[同期捕捉部 1 4 1 の構成例]

図 2 は、同期捕捉部 1 4 1 の構成例を示すブロック図である。同期捕捉部 1 4 1 は、同期捕捉処理部 2 0 1 及び制御部 2 0 2 を備える。ここで、同期捕捉処理部 2 0 1 の構成例について説明する。

【 0 0 5 1 】

[同期捕捉処理部 2 0 1 の構成例]

同期捕捉処理部 2 0 1 は、周波数変換部 2 1 1、フィルタ 2 1 2、ダウンサンプリング部 2 1 3、コヒーレント加算部 2 1 4、P N 生成部 2 1 5、及び、位相検出部 2 1 6 を備える。

20

【 0 0 5 2 】

周波数変換部 2 1 1 は、ノイズ除去部 1 1 3 から供給される離散化信号の周波数を、中心周波数がほぼ 0 H z になるようにダウンコンバートする。具体的には、周波数変換部 2 1 1 は、制御部 2 0 2 の周波数シフト量設定部 2 3 2 により設定される周波数シフト量 F_{sft} だけ離散化信号の周波数をシフトする。周波数変換部 2 1 1 は、周波数を変換した離散化信号 (以下、ベースバンド信号と称する) をフィルタ 2 1 2 に供給する。

【 0 0 5 3 】

フィルタ 2 1 2 は、例えば、ローパスフィルタにより構成され、ベースバンド信号の所定の周波数以上の高調波成分を除去し、ダウンサンプリング部 2 1 3 に供給する。

30

【 0 0 5 4 】

ダウンサンプリング部 2 1 3 は、制御部 2 0 2 のサンプリング間隔設定部 2 3 3 により設定されるサンプリング間隔 I_s で、ベースバンド信号のダウンサンプリングを行う。そして、ダウンサンプリング部 2 1 3 は、ダウンサンプリングしたベースバンド信号をコヒーレント加算部 2 1 4 に供給する。

【 0 0 5 5 】

コヒーレント加算部 2 1 4 は、ダウンサンプリングされたベースバンド信号のコヒーレント加算を行う。すなわち、コヒーレント加算部 2 1 4 は、ダウンサンプリングされたベースバンド信号を、C / A コードのチップ長 (1 0 2 3 チップ) に対応する 1 0 2 3 ビット単位で区切り、複数の区間のデータの値に対応するビット毎に積算する処理を行う。コヒーレント加算部 2 1 4 は、コヒーレント加算の演算結果を示すデータ (以下、コヒーレント加算データと称する) を相関演算部 2 2 1 に供給する。

40

【 0 0 5 6 】

P N 生成部 2 1 5 は、各 G P S 衛星の C / A コードを生成し、生成した C / A コードの位相をシフトさせながら相関演算部 2 2 1 に供給する。

【 0 0 5 7 】

位相検出部 2 1 6 は、ベースバンド信号における C / A コードの位相を検出する。位相検出部 2 1 6 は、相関演算部 2 2 1 及びピーク検出部 2 2 2 により構成される。

【 0 0 5 8 】

相関演算部 2 2 1 は、コヒーレント加算部 2 1 4 から供給されるコヒーレント加算デー

50

たと、PN生成部から供給されるC/Aコードとの相関演算を行い、得られた相関値をピーク検出部222に供給する。

【0059】

ピーク検出部222は、相関値のピークを検出することにより、C/Aコードの種類及び位相を検出する。すなわち、ピーク検出部222は、相関演算部221から供給される相関値が所定の閾値以上となるピークを検出し、そのときのC/Aコードの種類及び位相を検出する。また、ピーク検出部222は、検出したC/Aコードの種類から同期捕捉を行ったGPS信号の送信元のGPS衛星を検出する。そして、ピーク検出部222は、検出したC/Aコードの位相、及び、検出したGPS衛星を示す装置識別情報を、同期保持部142及びMPU143に供給する。

10

【0060】

制御部202は、同期捕捉処理部201の各部の処理を制御する。例えば、制御部202は、例えば、MPU143により構成することも可能であるし、MPU143とは別に構成することも可能である。ここで、制御部202の構成例について説明する。

【0061】

〔制御部202の構成例〕

制御部202は、少なくともドップラシフト量算出部231、周波数シフト量設定部232、及び、サンプリング間隔設定部233を備える。

【0062】

ドップラシフト量算出部231は、同期捕捉の対象となるGPS衛星からのGPS信号のドップラシフト量を算出する。より具体的には、ドップラシフト量算出部231は、当該GPS衛星からのエフェメリスデータに基づいて、同期捕捉開始時の通信装置101の位置及び時刻におけるGPS信号のドップラシフト量及び単位時間あたりのドップラシフト量の変化量を算出する。そして、ドップラシフト量算出部231は、算出したドップラシフト量及び単位時間あたりのドップラシフト量の変化量を、周波数シフト量設定部232及びサンプリング間隔設定部233に供給する。

20

【0063】

なお、以下、ドップラシフト量算出部231により算出される同期捕捉開始時のドップラシフト量を、初期ドップラシフト量 F_{ds0} と称し、単位時間あたりのドップラシフト量の変化量を、ドップラシフト変化量 F_{ds} と称する。

30

【0064】

周波数シフト量設定部232は、所定のタイミングで、初期ドップラシフト量 F_{ds0} 、ドップラシフト変化量 F_{ds} 、中間周波数 F_{if} 、A/Dコンバータ125のサンプリング周波数 F_{smp} 等を周波数変換部211に供給する。これにより、後述するように、周波数変換部211の周波数シフト量 F_{sft} が設定される。

【0065】

サンプリング間隔設定部233は、初期ドップラシフト量 F_{ds0} に基づいて、サンプリング間隔 I_s を設定するためのカウント幅 C を算出する。そして、サンプリング間隔設定部233は、算出したカウント幅 C 、及び、標準サンプリング間隔 I_{s0} をダウンサンプリング部213に供給する。これにより、ダウンサンプリング部213のサンプリング間隔 I_s が設定される。

40

【0066】

ここで、標準サンプリング間隔 I_{s0} とは、ドップラシフトが発生していない場合のダウンサンプリング部213のサンプリング間隔のことである。例えば、A/Dコンバータ125のサンプリング周波数 F_{smp} が16.368ギガサンプル/秒である場合、標準サンプリング間隔 I_{s0} は、16ビットに設定される。従って、この場合、標準サンプリング間隔 I_{s0} でダウンサンプリングが行われたとき、ベースバンド信号は1023メガサンプル/秒にダウンサンプリングされる。

【0067】

〔周波数変換部211の構成例〕

50

図3は、周波数変換部211の構成例を示すブロック図である。周波数変換部211は、NCO (Numerical Controlled Oscillator) 251及び複素乗算部252を備える。ここで、NCO 251の構成例について説明する。

【0068】

〔NCO 251の構成例〕

NCO 251は、積分器261、加算部262、除算部263、乗算部264、位相アキュムレータ265、cos波生成部266、及び、sin波生成部267を備える。

【0069】

積分器261は、周波数シフト量設定部232からドップラシフト変化量 F_{ds} が供給される毎に、ドップラシフト変化量 F_{ds} を積算する。そして、積分器261は、積算値を加算部262に供給する。従って、積分器261からは、 $n \times F_{ds}$ ($n = 0, 1, 2, 3, \dots$) が出力される。

10

【0070】

加算部262は、周波数シフト量設定部232から供給される中間周波数 F_{if} 、初期ドップラシフト量 F_{ds0} 、及び、積分器261から供給される積分値を加算し、得られた加算値を除算部263に供給する。この加算値が、上述した周波数シフト量 F_{sft} となる。従って、周波数シフト量 F_{sft} は、 $F_{if} + F_{ds0} + n \times F_{ds}$ ($n = 0, 1, 2, 3, \dots$) となる。

【0071】

除算部263は、加算部262から供給される周波数シフト量 F_{sft} を、周波数シフト量設定部232から供給されるサンプリング周波数 F_{smp} で割り、得られた除算値を乗算部264に供給する。従って、除算部263からは、 F_{sft} / F_{smp} が出力される。

20

【0072】

乗算部264は、除算部263から供給される除算値に、周波数シフト量設定部232から供給される定数である2 を乗じ、得られた乗算値を位相アキュムレータ265に供給する。なお、以下、この乗算値を位相幅 と称する。従って、位相幅 は、 $2 \times F_{sft} / F_{smp}$ となる。この位相幅 は、cos波生成部266から出力されるcos波、及び、sin波生成部267から出力されるsin波の各サンプル間の位相差となる。

30

【0073】

位相アキュムレータ265は、cos波生成部266及びsin波生成部267からサンプル値が出力される毎に位相幅 を積算し、その積算値である位相 を、cos波生成部266及びsin波生成部267に供給する。従って、位相 は、1サンプル毎に0、 $\frac{2\pi}{N}$ 、 $\frac{4\pi}{N}$ 、 $\frac{6\pi}{N}$ 、 \dots のように増加する。

【0074】

cos波生成部266は、位相アキュムレータ265から供給される位相 に対応する余弦値 \cos を出力する。従って、cos波生成部266からは、周波数が周波数シフト量 F_{sft} ($= F_{if} + F_{ds0} + n \times F_{ds}$) と一致するcos波の離散化信号 I_1 が出力される。

40

【0075】

sin波生成部267は、位相アキュムレータ265から供給される位相 に対応する正弦値 \sin を出力する。従って、sin波生成部267からは、周波数が周波数シフト量 F_{sft} ($= F_{if} + F_{ds0} + n \times F_{ds}$) と一致するsin波の離散化信号 Q_1 が出力される。

【0076】

複素乗算部252は、ノイズ除去部113から供給される離散化信号と、NCO 251から供給される離散化信号の複素乗算を行う。具体的には、ノイズ除去部113から供給される離散化信号のQ成分を Q_0 とし、I成分を I_0 とした場合、複素乗算部252は、 $I_0 \times I_1 + Q_0 \times Q_1$ を算出し、算出値をI成分として出力し、 $I_0 \times Q_1 + I_1 \times Q_0$

50

0を算出し、算出値をQ成分として出力する。これにより、複素乗算部252からは、離散化信号の周波数を周波数シフト量 F_{sft} だけシフトしたベースバンド信号が出力される。

【0077】

[ダウンサンプリング部213の構成例]

図4は、ダウンサンプリング部213の構成例を示すブロック図である。ダウンサンプリング部213は、加算部301、減算部302、セレクタ304、バッファ305、及び、比較器303を備える。

【0078】

加算部301は、バッファ305のバッファ値Bに、サンプリング間隔設定部233から供給されるカウント幅Cを加算し、得られたカウント値Cを減算部302、比較器303、及び、セレクタ304に供給する。

10

【0079】

減算部302は、サンプリング間隔設定部233から供給される標準サンプリング間隔 I_{s0} をカウント値Cから引き、得られた減算値 $C - I_{s0}$ をセレクタ304に供給する。

【0080】

比較器303は、カウント値Cと標準サンプリング間隔 I_{s0} を比較する。そして、比較器303は、カウント値Cが標準サンプリング間隔 I_{s0} 以上の場合、イネーブル信号の値を1(Highレベル)に設定し、カウント値Cが標準サンプリング間隔 I_{s0} 未満の場合、イネーブル信号の値を0(Lowレベル)に設定する。

20

【0081】

セレクタ304は、比較器303から出力されるイネーブル信号が0の場合、加算部301から供給されるカウント値Cをバッファ305に供給し、イネーブル信号が1の場合、減算部302から供給される減算値 $C - I_{s0}$ をバッファ305に供給する。

【0082】

バッファ305は、セレクタ304から供給される値の最新値を保持するとともに、保持しているバッファ値Bを加算部301に供給する。

【0083】

サンプリング部306は、イネーブル信号が0のとき値を出力せず、イネーブル信号が1になったときのベースバンド信号の値を出力する。これにより、ベースバンド信号の値が間引きされる。すなわち、ベースバンド信号がダウンサンプリングされる。

30

【0084】

[同期捕捉処理の詳細]

次に、図5のフローチャートを参照して、同期捕捉部141により実行される同期捕捉処理の詳細について説明する。

【0085】

ステップS1において、ドップラシフト量算出部231は、ドップラシフト量の初期値及び変化量を求める。ここで、図6乃至図8を参照して、ドップラシフト量の時系列の推移について簡単に説明する。

40

【0086】

図6に模式的に示すように、GPS衛星401は準同期軌道をとっており、通信装置101から見て常に動いているように見える。また、図7に示すように、通信装置101に対するGPS衛星401の移動速度(相対速度)のうち、通信装置101とGPS衛星401を結ぶ視線方向の速度がドップラシフト量に影響する。

【0087】

図8は、ドップラシフト量の時系列の推移の例を示している。図8の横軸は、通信装置101の存在する位置においてGPS衛星401が見え始める時刻からの経過時間(単位は秒)を示し、縦軸は、ドップラシフト量(単位はHz)を示している。

【0088】

50

上述したように、GPS衛星401は、通信装置101から見て常に動いているため、図8に示されるように、ドップラシフト量は時々刻々と変化する。また、ドップラシフト量は、GPS衛星401が日の出位置付近にいるときに最大となる。ここで、日の出位置とは、通信装置101の存在する位置からGPS衛星401が見え始める位置である。すなわち、日の出位置付近においては、GPS衛星401の視線方向の速度が、通信装置101に近づく方向に最大となるため、ドップラシフト量は周波数が増大する方向（正の方向）に最大となる。従って、GPS衛星401が日の出位置付近にいるとき、通信装置101が受信するGPS信号の見かけの周波数が最大となる。

【0089】

一方、ドップラシフト量は、GPS衛星401が日の入り位置付近にいるときに最小となる。ここで、日の入り位置とは、通信装置101の存在する場所からGPS衛星401が見えなくなる直前の位置である。すなわち、日の入り位置付近においては、GPS衛星401の視線方向の速度が、通信装置101から遠ざかる方向に最大となるため、ドップラシフト量は周波数が減少する方向（負の方向）に最大となる。従って、GPS衛星401が日の入り位置付近にいるとき、通信装置101が受信するGPS信号の見かけの周波数が最小となる。

【0090】

また、ドップラシフト量は、GPS衛星401が天頂付近にいるときに、ほぼ0となる。すなわち、天頂付近においては、GPS衛星401の視線方向の速度が、ほぼ0となるため、ドップラシフト量もほぼ0となる。

【0091】

ここで、図8に示されるGPS衛星401からのGPS信号のドップラシフト量の推移は、GPS衛星401から送信されるエフェメリスデータに基づいて算出することが可能である。

【0092】

そこで、ドップラシフト量算出部231は、同期捕捉を行う対象となるGPS衛星からのエフェメリスデータに基づいて、同期捕捉開始時の位置及び時刻における当該GPS衛星からのGPS信号のドップラシフト量を、初期ドップラシフト量 F_{ds0} として求める。また、ドップラシフト量算出部231は、同期捕捉開始時の位置及び時刻におけるドップラシフト量の単位時間（例えば、1ミリ秒）あたりの変化量を、ドップラシフト変化量 F_{ds} として求める。ドップラシフト変化量 F_{ds} は、例えば、図8のドップラシフト量の推移を示すグラフの傾きにより表される。

【0093】

また、ドップラシフト量算出部231は、算出した初期ドップラシフト量 F_{ds0} 及びドップラシフト変化量 F_{ds} を、周波数シフト量設定部232及びサンプリング間隔設定部233に供給する。

【0094】

ステップS2において、周波数シフト量設定部232は、周波数シフト量 F_{sft} を初期値に設定する。具体的には、周波数シフト量設定部232は、中間周波数 F_{if} 及び初期ドップラシフト量 F_{ds0} を周波数変換部211の加算部262に供給する。これにより、周波数シフト量 F_{sft} が、 $F_{if} + F_{ds0}$ に設定される。また、周波数シフト量設定部232は、A/Dコンバータ125のサンプリング周波数 F_{smp} を周波数変換部211の除算部263に供給し、定数2を周波数変換部211の乗算部264に供給する。

【0095】

ステップS3において、周波数変換部211は、周波数変換を行う。すなわち、周波数変換部211は、図3を参照して上述した処理により、ノイズ除去部113から供給される離散化信号の周波数を周波数シフト量 F_{sft} （ $= F_{if} + F_{ds}$ ）だけシフトする。また、周波数変換部211は、周波数をシフトすることにより得られるベースバンド信号をフィルタ212に供給する。

【0096】

これにより、ベースバンド信号の周波数は、元の離散化信号の周波数から、中間周波数 F_{if} と初期ドップラシフト量 F_{ds0} を合わせた周波数だけシフトした周波数となる。すなわち、周波数変換部 211 では、中間周波数 F_{if} 分の周波数シフトに加えて、ドップラシフトの補正が行われる。従って、このベースバンド信号は、ドップラシフト量の大きさに関わらず、スペクトラム拡散信号を BPSK 変調した信号であって、中心周波数がほぼ 0 Hz の信号となる。

【0097】

ステップ S4 において、フィルタ 212 は、フィルタリングを行う。すなわち、フィルタ 212 は、所定の周波数以上の高調波成分をベースバンド信号から除去し、高調波成分を除去したベースバンド信号をダウンサンプリング部 213 に供給する。

10

【0098】

ステップ S5 において、同期捕捉部 141 は、ダウンサンプリングを行う。このダウンサンプリングの処理では、以下に述べる理由により、初期ドップラシフト量 F_{ds0} に基づいてサンプリング間隔 I_s が調整される。

【0099】

具体的には、ドップラシフトにより GPS 信号の見かけの周波数が変化すると、図 9 に示されるように、GPS 信号に含まれるメッセージの見かけの時間軸上の長さが変化する。すなわち、ドップラシフトにより GPS 信号の見かけの周波数が高くなると、GPS 信号に含まれるメッセージの見かけの時間が短くなる。一方、A/D コンバータ 125 のサンプリング周波数 F_{smp} は一定なので、メッセージに割り当てられるビット数が減少し、メッセージ長が短くなる。

20

【0100】

逆に、ドップラシフトにより GPS 信号の見かけの周波数が低くなると、GPS 信号に含まれるメッセージの見かけの時間が長くなる。一方、A/D コンバータ 125 のサンプリング周波数 F_{smp} は一定なので、メッセージに割り当てられるビット数が増加し、メッセージ長が長くなる。

【0101】

このように、ドップラシフトによりメッセージ長が変化するにも関わらず、常にサンプリング間隔を一定にしたのでは、ベースバンド信号を適切にダウンサンプリングすることができない。

30

【0102】

具体的には、図 10 は、ドップラシフトが発生している場合と発生していない場合とで、同じメッセージを同じサンプリング間隔でダウンサンプリングした例を示している。図の上側が、ドップラシフト量が 0 Hz、すなわち、ドップラシフトが発生していない場合を示している。また、図の下側が、ドップラシフト量が $F_{ds} \text{ Hz } (> 0 \text{ Hz})$ 、すなわち、周波数が高くなる方向にドップラシフトが発生している場合を示している。

【0103】

ダウンサンプリング部 213 では、比較器 303 からのイネーブル信号が High になるタイミングで、ベースバンド信号のサンプリングが行われる。そして、図 10 に示されるように、ドップラシフトが発生している場合、ドップラシフトが発生していない場合と比較して、同じメッセージに対してサンプリングする回数が少なくなる。すなわち、ドップラシフトが発生していない場合と比較して、ダウンサンプリング後のメッセージに情報の漏れが生じ、メッセージ長が短くなる。

40

【0104】

一方、図示は省略するが、ドップラシフト量が $F_{ds} \text{ Hz } (< 0 \text{ Hz})$ 、すなわち、周波数が低くなる方向にドップラシフトが発生した場合、ドップラシフトが発生していない場合と比較して、同じメッセージに対してサンプリングする回数が多くなる。すなわち、ドップラシフトが発生していない場合と比較して、ダウンサンプリング後のメッセージに情報の冗長化が発生し、メッセージ長が長くなる。

50

【 0 1 0 5 】

このように、ドップラシフトの影響により、ダウンサンプリング後のベースバンド信号に含まれるメッセージ長が変動する。当然、ベースバンド信号に含まれるC/Aコードも同様に、ドップラシフトの影響により値の漏れや冗長化が発生し、長さが変動する。そして、後述する相関演算のピークが発生しにくくなり、同期捕捉の精度が低下する。

【 0 1 0 6 】

そこで、まず、サンプリング間隔設定部233は、次式(1)により、カウント幅Cを算出する。

【 0 1 0 7 】

$$C = (F_{rf} + F_{ds0}) / F_{rf} \cdots (1)$$

10

【 0 1 0 8 】

式(1)から、初期ドップラシフト量 F_{ds0} が0Hzの場合、カウント幅Cは1に設定される。一方、初期ドップラシフト量 $F_{ds0} > 0$ Hzであり、GPS信号の見かけの周波数が高くなっている場合、カウント幅Cは1より大きな値に設定される。また、初期ドップラシフト量 $F_{ds0} < 0$ Hzであり、GPS信号の見かけの周波数が低くなっている場合、カウント幅Cは1より小さな値に設定される。

【 0 1 0 9 】

そして、サンプリング間隔設定部233は、カウント幅Cをダウンサンプリング部213の加算部301に供給し、標準サンプリング間隔 I_{s0} をダウンサンプリング部213の減算部302に供給する。

20

【 0 1 1 0 】

加算部301は、A/Dコンバータ125のサンプリング周期と同期して、バッファ305のバッファ値Bとカウント幅Cを加算したカウント値Cを、減算部302、比較器303、及び、セクタ304に供給する。

【 0 1 1 1 】

減算部302は、カウント値Cから標準サンプリング間隔 I_{s0} を引き、得られた減算値 $C - I_{s0}$ をセクタ304に供給する。

【 0 1 1 2 】

比較器303は、カウント値Cが標準サンプリング間隔 I_{s0} 未満の場合、イネーブル信号の値を0に設定し、カウント値Cが標準サンプリング間隔 I_{s0} 以上の場合、イネーブル信号の値を1に設定する。

30

【 0 1 1 3 】

セクタ304は、イネーブル信号の値が0の場合、カウント値Cをバッファ305に供給し、バッファ305に保持させる。一方、セクタ304は、イネーブル信号の値が1の場合、減算値 $C - I_{s0}$ をバッファ305に供給し、バッファ305に保持させる。

【 0 1 1 4 】

サンプリング部306は、イネーブル信号が0のとき値を出力せず、イネーブル信号が1になったときのベースバンド信号の値を出力する。

【 0 1 1 5 】

このようにして、ベースバンド信号のダウンサンプリングが行われる。

40

【 0 1 1 6 】

ここで、標準サンプリング間隔 $I_{s0} = 16$ ビットとした場合のドップラシフト量と実際のサンプリング間隔 I_s の関係を、図11乃至図13を参照して説明する。

【 0 1 1 7 】

例えば、ドップラシフトが発生しておらず、カウント幅Cが1に設定されている場合、図11に示されるように、バッファ値Bが0にリセットされた後、ベースバンド信号が1ビット(1サンプル)進む毎に、バッファ値B及びカウント値Cが1ずつ増えていく。その後、ベースバンド信号が16ビット目まで進んだ時点で、バッファ値Bが15になる。そして、ベースバンド信号の17ビット目で、カウント値Cが16になり、イネーブル信号の値が1に設定される。これにより、ベースバンド信号の17ビット目の値がサンプ

50

リングされる。

【 0 1 1 8 】

その後、カウント値 C から $16 (= \text{標準サンプリング間隔 } I_{s0})$ を引いた値、すなわち 0 がバッファ 305 に供給され、バッファ値 B が 0 にリセットされる。以降、同様のループ処理が繰り返され、ベースバンド信号が、標準サンプリング間隔 I_{s0} と同じ 16 ビット間隔でサンプリングされる。従って、ダウンサンプリング後のベースバンド信号のサンプリング周波数は、 $F_{smp} / I_{s0} (= F_{smp} / 16)$ となる。

【 0 1 1 9 】

一方、初期ドップラシフト量 $F_{ds0} > 0$ であり、カウント幅 C が 1 より大きい値に設定されている場合、図 12 に示されるように、バッファ値 B が 0 にリセットされた後、ベースバンド信号が 1 ビット (1 サンプル) 進む毎に、バッファ値 B 及びカウント値 C が C ずつ増えていく。その後、ベースバンド信号が 16 ビット目まで進んだ時点で、バッファ値 B が 15 を超える。そして、ベースバンド信号の 17 ビット目で、カウント値 C が 16 を超え、イネーブル信号の値が 1 に設定される。これにより、ベースバンド信号の 17 ビット目の値がサンプリングされる。

【 0 1 2 0 】

その後、カウント値 C から $16 (= \text{標準サンプリング間隔 } I_{s0})$ を引いた余り R がバッファ 305 に供給され、次のループ処理に持ち越される。すなわち、次のループ処理では、余り R からカウントが開始される。従って、ベースバンド信号のサンプリングが行われる毎に、ループ処理のバッファ値 B の初期値が増えていき、サンプリング間隔が 15 ビットに短縮される場合が発生する。その結果、サンプリング間隔 I_s の平均値は、 16 ビットより短くなる。

【 0 1 2 1 】

図 13 は、初期ドップラシフト量 $F_{ds0} = 0$ の場合と、初期ドップラシフト量 $F_{ds0} > 0$ の場合のイネーブル信号の出力間隔を比較した模式図である。上述したように、初期ドップラシフト量 $F_{ds0} > 0$ の場合、イネーブル信号の出力間隔が短くなり、その結果、サンプリング間隔 I_s が短くなる。

【 0 1 2 2 】

逆に、図示は省略するが、初期ドップラシフト量 $F_{ds0} < 0$ の場合、イネーブル信号の出力間隔が長くなり、その結果、サンプリング間隔 I_s が長くなる。

【 0 1 2 3 】

そして、最終的にサンプリング間隔 I_s の平均値は、 $I_{s0} / C (= 16 / C)$ となる。すなわち、サンプリング間隔 I_s の平均値は、ドップラシフトが発生していない場合の標準サンプリング間隔 I_{s0} の $1 / C (= F_{rf} / (F_{rf} + F_{ds0}))$ 倍となる。また、ダウンサンプリング後のベースバンド信号のサンプリング周波数は、 $(F_{smp} / I_{s0}) \times C (= (F_{smp} / 16) \times C)$ となる。すなわち、ダウンサンプリング後のベースバンド信号のサンプリング周波数は、ドップラシフトが発生していない場合の C 倍となる。

【 0 1 2 4 】

このように、初期ドップラシフト量 F_{ds0} に応じて、サンプリング間隔 I_s が調整されるため、ダウンサンプリング後のベースバンド信号に含まれる C/A コードの情報の漏れや冗長化の発生が防止される。

【 0 1 2 5 】

図 5 に戻り、ステップ $S6$ において、コヒーレント加算部 214 は、コヒーレント加算を行う。具体的には、コヒーレント加算部 214 は、ダウンサンプリング後のベースバンド信号を 1023 ビット単位でコヒーレント加算する。すなわち、コヒーレント加算部 214 は、最初のステップ $S6$ の処理において、ダウンサンプリング部 213 から供給される 1023 ビットのベースバンド信号のデータをそのまま保持する。そして、コヒーレント加算部 214 は、2 回目以降のステップ $S6$ の処理において、保持している 1023 ビットのデータに、ダウンサンプリング後のベースバンド信号の次の 1023 ビットのデー

10

20

30

40

50

タを対応するビット毎に加算する。これにより、後述する相関演算のピークの検出感度が上昇する。

【0126】

ステップS7において、制御部202は、コヒーレント加算を所定の回数行ったか否かを判定する。まだコヒーレント加算を所定の回数行っていないと判定された場合、処理はステップS8に進む。

【0127】

ステップS8において、周波数シフト量設定部232は、周波数シフト量 F_{sft} を更新する。具体的には、周波数シフト量設定部232は、中間周波数 F_{if} 及び初期ドップラシフト量 F_{ds0} を周波数変換部211の加算部262に供給し、ドップラシフト変動量 F_{ds} を周波数変換部211の積分器261に供給する。

10

【0128】

これにより、1回目のステップS8の処理において、周波数シフト量 F_{sft} は、 $F_{if} + F_{ds0} + F_{ds}$ に設定される。以降、同様に、 n 回目のステップS8の処理において、周波数シフト量 F_{sft} は、 $F_{if} + F_{ds0} + n \times F_{ds}$ に設定される。

【0129】

その後、処理はステップS3に戻り、ステップS7において、コヒーレント加算を所定の回数行ったと判定されるまで、ステップS3乃至S8の処理が繰り返し実行される。すなわち、周波数シフト量 F_{sft} を更新しながら、離散化信号の周波数変換、周波数変換後のベースバンド信号のダウンサンプリング、及び、ダウンサンプリング後のベースバンド信号のコヒーレント加算が繰り返される。

20

【0130】

また、周波数シフト量 F_{sft} は、コヒーレント加算が行われる毎に、ドップラシフト変化量 F_{ds} ずつ増えるように更新される。換言すれば、初期ドップラシフト量 F_{ds0} 及びドップラシフト変動量 F_{ds} に基づいて、同期捕捉処理の実行中のGPS衛星の動きに対するドップラシフト量の変化が予測され、その変化に追従するように、周波数シフト量 F_{sft} が調整される。従って、同期捕捉開始時に、ドップラシフト量を固定する場合と比較して、より正確に離散化信号のドップラシフトの補正を実行することができる。

【0131】

一方、ステップS7において、コヒーレント加算を所定の回数行ったと判定された場合、処理はステップS9に進む。

30

【0132】

ステップS9において、位相検出部216は、C/Aコードの位相を検出する。具体的には、コヒーレント加算部214は、コヒーレント加算により得られたコヒーレント加算データを相関演算部221に供給する。

【0133】

PN生成部215は、同期捕捉を行う対象となるGPS衛星のC/Aコードを生成し、生成したC/Aコードの位相を1チップ単位でシフトさせながら、各位相のC/Aコードを相関演算部221に供給する。

40

【0134】

相関演算部221は、コヒーレント加算データと、各位相のC/Aコードとの相関演算をそれぞれ行い、得られた相関値をピーク検出部222に供給する。

【0135】

ピーク検出部222は、相関値が所定の閾値以上となるピークを検出した場合、そのときのC/Aコードの種類及び位相を検出する。また、ピーク検出部222は、検出したC/Aコードの種類から同期捕捉したGPS信号の送信元のGPS衛星を検出する。そして、ピーク検出部222は、検出したC/Aコードの位相、及び、検出したGPS衛星を示す装置識別情報を、同期保持部142及びMPU143に供給する。

【0136】

50

一方、ピーク検出部 222 は、相関値が所定の閾値以上となるピークを検出しなかった場合、受信した GPS 信号が同期捕捉の対象としている GPS 衛星からのものでないと判定する。

【0137】

その後、同期捕捉処理は、終了する。なお、必要に応じて、他の GPS 衛星を対象として、同期捕捉処理が継続される。

【0138】

以上のように、同期捕捉中のドップラシフト量の変化を予測し、その変化に追従して、ドップラシフトの補正量を調整するようにしたので、相関値のピークの検出精度が向上し、その結果、同期捕捉の精度が向上する。

10

【0139】

図 14 は、同期捕捉中のドップラシフト量の変化の予測機能をオンに設定した場合と、オフに設定した場合の相関演算部 221 による相関値のピーク値（相関ピーク値）を比較したグラフである。横軸は、コヒーレント加算の回数を示し、縦軸は、相関ピーク値を示している。

【0140】

この図に示されるように、予測機能をオンにした方が、オフにした場合と比較して、相関ピーク値が大きくなっている。従って、予測機能をオンにした方が、より正確に GPS 信号の C/A コードの位相を検出することができる。或いは、予測機能をオンにした方が、より少ないコヒーレント加算回数で、GPS 信号の C/A コードの位相を検出することができ、同期捕捉の所要時間を短縮することができる。

20

【0141】

また、初期ドップラシフト量 F_{ds0} に応じて、ダウンサンプリングのサンプリング周期 I_s を調整するようにしたので、相関値のピークの検出精度が向上し、その結果、同期捕捉の精度が向上する。或いは、より少ないコヒーレント加算回数で、GPS 信号の C/A コードの位相を検出することができ、同期捕捉の所要時間を短縮することができる。

【0142】

さらに、周波数シフト量 F_{sft} 及びダウンサンプリングのサンプリング間隔 I_s の設定には、複雑な演算や処理を行う必要がない。従って、通信装置 101 の構成や処理を複雑化することなく、同期捕捉の精度を向上させることができる。

30

【0143】

< 2. 変形例 >

以下、上述した本技術の実施の形態の変形例について説明する。

【0144】

例えば、中間周波数変換部 122 を省略して、GPS 信号を中間周波数に変換せずに、搬送波周波数のまま処理するようにすることも可能である。

【0145】

また、例えば、コヒーレント加算部 214 を省略して、ダウンサンプリングを行わずに、ベースバンド信号のコヒーレント加算を行うようにすることも可能である。

【0146】

40

さらに、例えば、同期捕捉部 141 の周波数変換部 211 を、A/D コンバータ 125 の前に配置するようにしてもよい。すなわち、A/D 変換する前のアナログ信号に対して、周波数シフト量設定部 232 により設定された周波数シフト量 F_{sft} を用いて、ドップラシフトの補正を行うようにしてもよい。

【0147】

また、例えば、初期ドップラシフト量 F_{ds0} とドップラシフト変動量 F_{ds} に基づいて、ドップラシフト量の変化を予測する代わりに、周波数シフト量 F_{sft} を更新するタイミングで、エフェメリスデータや、通信装置 101 の位置及び現在時刻等に基づいて、その都度最新のドップラシフト量を算出するようにしてもよい。

【0148】

50

さらに、以上の説明では、コヒーレント加算を1回行う毎に、周波数シフト量 F_{sft} を更新する例を示したが、コヒーレント加算が開始されてから終了するまでの間に、他のタイミングで1回以上周波数シフト量 F_{sft} を更新するようにしてもよい。例えば、コヒーレント加算が所定の n 回行われる毎に周波数シフト量 F_{sft} を更新したり、所定の時間が経過する毎に周波数シフト量 F_{sft} を更新したりするようにしてもよい。

【0149】

また、以上の説明では、ダウンサンプリングのサンプリング周期 I_s を、1回の同期捕捉処理において1度だけ設定し、更新しない例を示したが、周波数シフト量 F_{sft} と同様に、ドップラシフト量の変化に追従して、サンプリング周期 I_s を更新するようにしてもよい。

10

【0150】

また、本技術は、GPSを利用する通信装置単体のみでなく、GPSを利用する通信装置を搭載する各種の装置、例えば、ナビゲーションシステム、スマートフォン、携帯電話機等にも適用することができる。

【0151】

さらに、本技術は、GPS以外の方式の衛星航法システム（例えば、GLONASS、Galileo、Compass等）を利用する通信装置や、当該通信装置を搭載する各種の装置にも適用することが可能である。

【0152】

また、本技術は、衛星航法システム以外にも、送信側と受信側の相対位置が変化することによりドップラシフトが発生し、かつ、受信側から送信側の相対位置の動きを予測することが可能なシステムを利用する通信装置、当該通信装置を搭載する各種の装置にも適用することが可能である。

20

【0153】

[コンピュータの構成例]

上述した一連の処理は、ハードウェアにより実行することもできるし、ソフトウェアにより実行することもできる。一連の処理をソフトウェアにより実行する場合には、そのソフトウェアを構成するプログラムが、コンピュータにインストールされる。ここで、コンピュータには、専用のハードウェアに組み込まれているコンピュータや、各種のプログラムをインストールすることで、各種の機能を実行することが可能な、例えば汎用のパーソナルコンピュータなどが含まれる。

30

【0154】

図15は、上述した一連の処理をプログラムにより実行するコンピュータのハードウェアの構成例を示すブロック図である。

【0155】

コンピュータにおいて、CPU (Central Processing Unit) 501, ROM (Read Only Memory) 502, RAM (Random Access Memory) 503 は、バス 504 により相互に接続されている。

【0156】

バス 504 には、さらに、入出力インタフェース 505 が接続されている。入出力インタフェース 505 には、入力部 506、出力部 507、記憶部 508、通信部 509、及びドライブ 510 が接続されている。

40

【0157】

入力部 506 は、キーボード、マウス、マイクロフォンなどよりなる。出力部 507 は、ディスプレイ、スピーカなどよりなる。記憶部 508 は、ハードディスクや不揮発性のメモリなどよりなる。通信部 509 は、ネットワークインタフェースなどよりなる。ドライブ 510 は、磁気ディスク、光ディスク、光磁気ディスク、又は半導体メモリなどのリムーバブルメディア 511 を駆動する。

【0158】

以上のように構成されるコンピュータでは、CPU 501 が、例えば、記憶部 508 に記

50

憶されているプログラムを、入出力インタフェース 505 及びバス 504 を介して、RAM 503 にロードして実行することにより、上述した一連の処理が行われる。

【0159】

コンピュータ (CPU 501) が実行するプログラムは、例えば、パッケージメディア等としてのリムーバブルメディア 511 に記録して提供することができる。また、プログラムは、ローカルエリアネットワーク、インターネット、デジタル衛星放送といった、有線又は無線の伝送媒体を介して提供することができる。

【0160】

コンピュータでは、プログラムは、リムーバブルメディア 511 をドライブ 510 に装着することにより、入出力インタフェース 505 を介して、記憶部 508 にインストールすることができる。また、プログラムは、有線又は無線の伝送媒体を介して、通信部 509 で受信し、記憶部 508 にインストールすることができる。その他、プログラムは、ROM 502 や記憶部 508 に、あらかじめインストールしておくことができる。

10

【0161】

なお、コンピュータが実行するプログラムは、本明細書で説明する順序に沿って時系列に処理が行われるプログラムであっても良いし、並列に、あるいは呼び出しが行われたとき等の必要なタイミングで処理が行われるプログラムであっても良い。

【0162】

また、本明細書において、システムとは、複数の構成要素 (装置、モジュール (部品) 等) の集合を意味し、すべての構成要素が同一筐体中にあるか否かは問わない。したがって、別個の筐体に収納され、ネットワークを介して接続されている複数の装置、及び、1つの筐体の中に複数のモジュールが収納されている1つの装置は、いずれも、システムである。

20

【0163】

さらに、本技術の実施の形態は、上述した実施の形態に限定されるものではなく、本技術の要旨を逸脱しない範囲において種々の変更が可能である。

【0164】

例えば、本技術は、1つの機能をネットワークを介して複数の装置で分担、共同して処理するクラウドコンピューティングの構成をとることができる。

【0165】

また、上述のフローチャートで説明した各ステップは、1つの装置で実行する他、複数の装置で分担して実行することができる。

30

【0166】

さらに、1つのステップに複数の処理が含まれる場合には、その1つのステップに含まれる複数の処理は、1つの装置で実行する他、複数の装置で分担して実行することができる。

【0167】

また、例えば、本技術は以下のような構成も取ることができる。

【0168】

(1)

人工衛星から受信する受信信号であって、所定の拡散符号を用いてスペクトラム拡散した信号を所定の搬送波周波数で変調した信号である受信信号のドップラシフト量を算出するドップラシフト量算出部と、

40

算出された前記ドップラシフト量に基づいて、前記受信信号の周波数をシフトする周波数シフト量を設定する周波数シフト量設定部と、

設定された前記周波数シフト量だけ前記受信信号の周波数をシフトする周波数変換部と、

、

周波数がシフトされた前記受信信号のコヒーレント加算を行うコヒーレント加算部と、
拡散符号を生成する拡散符号生成部と、

コヒーレント加算の演算結果と生成された前記拡散符号との相関演算を行い、相関演算

50

の結果に基づいて、前記受信信号の前記拡散符号の位相を検出する位相検出部とを備え、

前記周波数シフト量設定部は、前記ドップラシフト量に基づいて、前記コヒーレント加算が開始されてから終了するまでの間に1回以上前記周波数シフト量を更新する通信装置。

(2)

前記周波数シフト量設定部は、コヒーレント加算を所定の回数行う毎に、前記ドップラシフト量に基づいて、前記周波数シフト量を更新する

前記(1)に記載の通信装置。

(3)

前記ドップラシフト量算出部は、前記ドップラシフト量の初期値及び単位時間あたりの変化量を算出し、

前記周波数シフト量設定部は、算出された前記ドップラシフト量の初期値及び単位時間あたりの変化量に基づいて、前記周波数シフト量を更新する

前記(1)又は(2)に記載の通信装置。

(4)

前記受信信号の周波数を前記搬送波周波数から所定の間周波数に変換する中間周波数変換部を

さらに備え、

前記周波数変換部は、前記受信信号の周波数を、前記中間周波数と前記ドップラシフト量を合わせた周波数だけシフトする

前記(1)乃至(3)のいずれかに記載の通信装置。

(5)

前記受信信号をA/D変換するA/D変換部を

さらに備え、

前記周波数変換部は、A/D変換された前記受信信号の周波数をシフトする

前記(1)乃至(4)のいずれかに記載の通信装置。

(6)

前記周波数変換部により周波数がシフトされた前記受信信号のダウンサンプリングを行うダウンサンプリング部を

さらに備え、

前記コヒーレント加算部は、ダウンサンプリングされた前記受信信号のコヒーレント加算を行う

前記(5)に記載の通信装置。

【符号の説明】

【0169】

101 通信装置, 111 通信アンテナ, 112 周波数変換部, 114 復調部, 122 中間周波数変換部, 125 A/Dコンバータ, 141 同期捕捉部, 142 同期保持部, 143 MPU, 201 同期捕捉処理部, 202 制御部, 211 周波数変換部, 213 ダウンサンプリング部, 214 コヒーレント加算部, 215 PN生成部, 216 位相検出部, 221 相関演算部, 222 ピーク検出部, 231 ドップラシフト量算出部, 232 周波数シフト量設定部, 233 サンプリング間隔設定部, 251 NCO, 252 複素乗算部, 261 積分器, 262 加算部, 263 除算部, 264 乗算部, 265 位相アキュムレータ, 266 cos波生成部, 267 sin波生成部, 301 加算部, 302 減算部, 303 比較器, 304 セレクタ, 305 バッファ, 306 サンプリング部, 401 GPS衛星

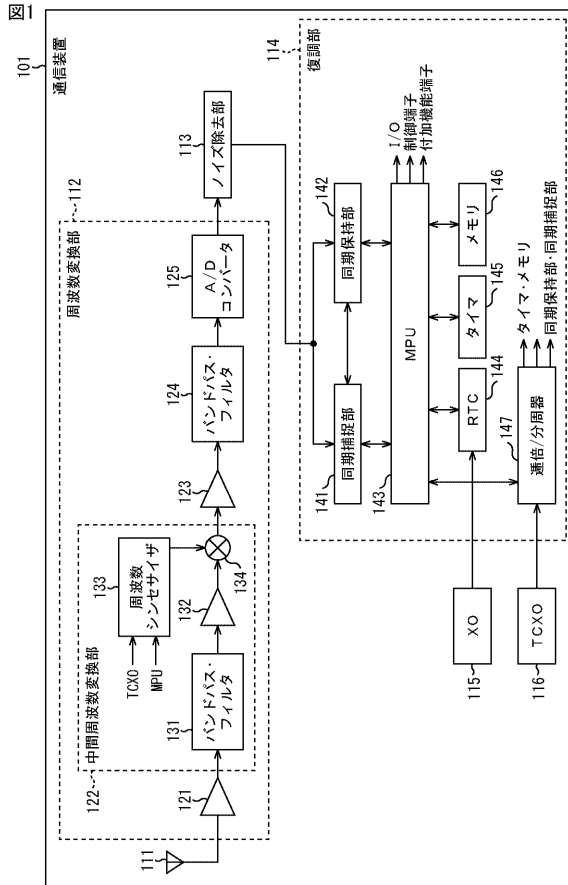
10

20

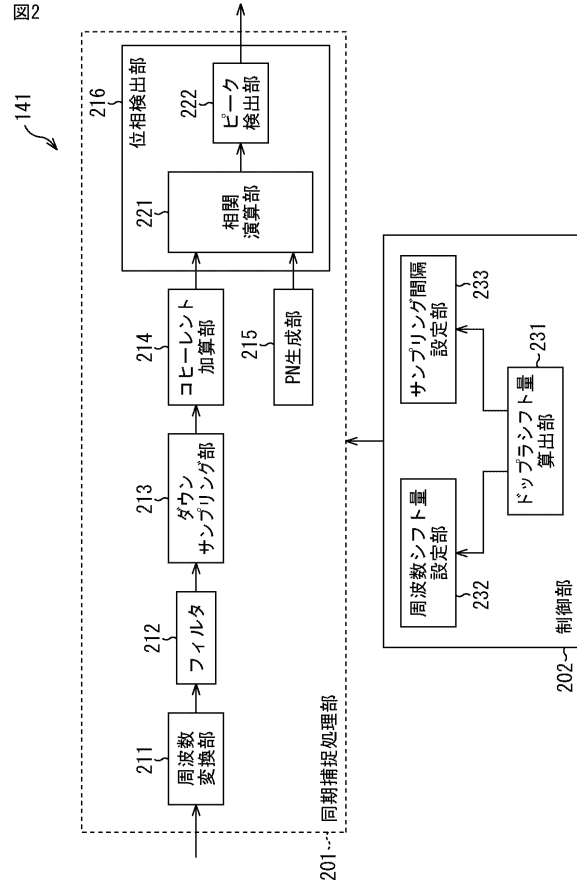
30

40

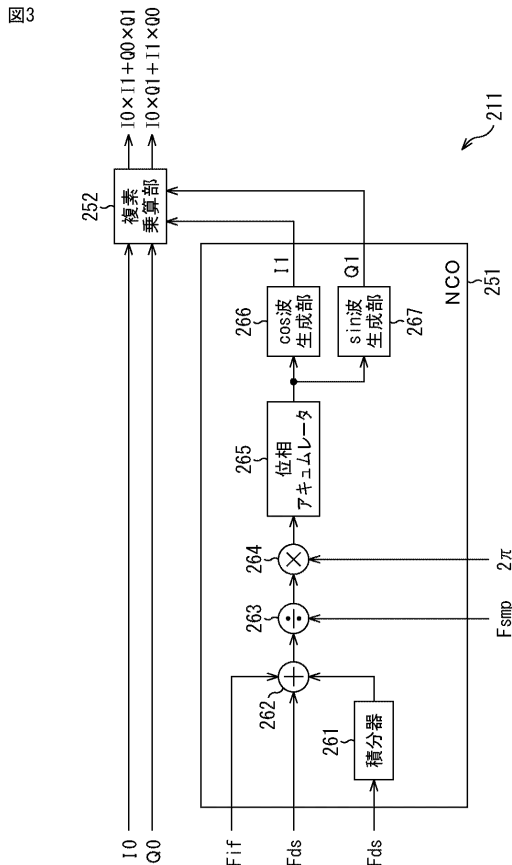
【 図 1 】



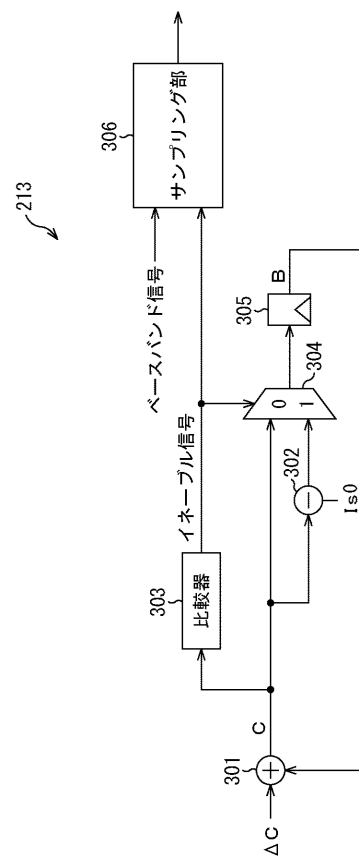
【 図 2 】



【 図 3 】

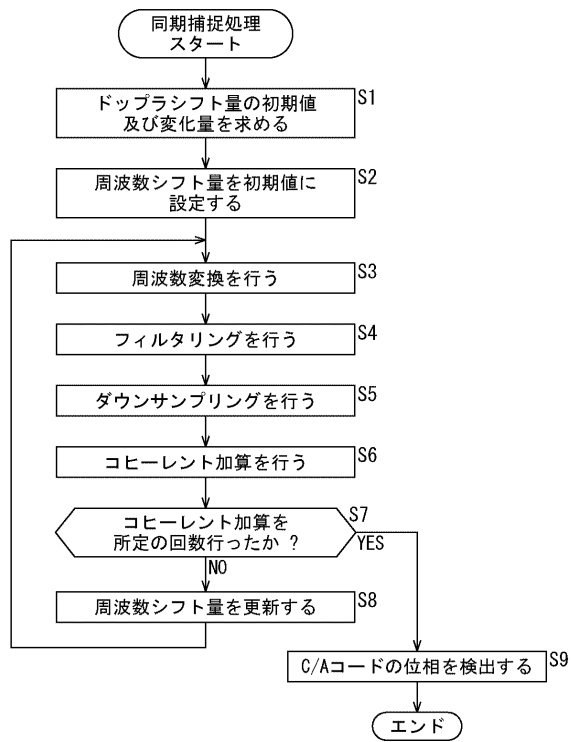


【 図 4 】



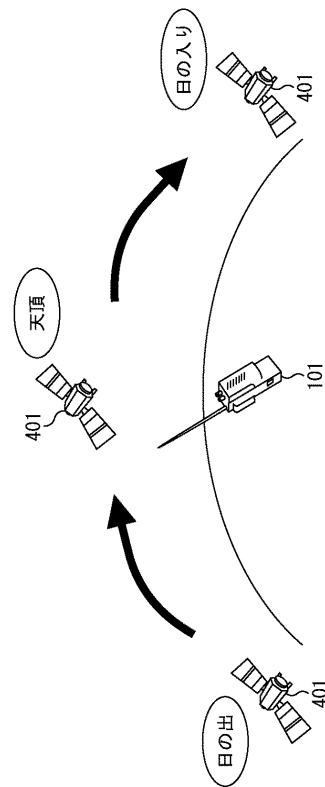
【図 5】

図5



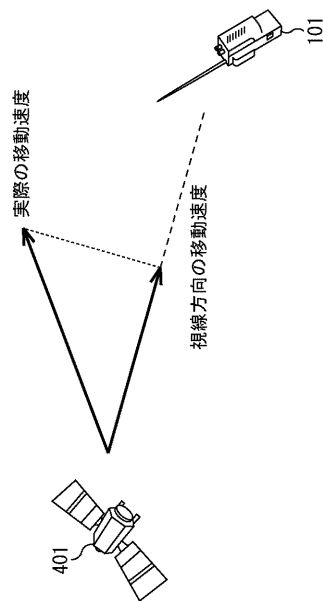
【図 6】

図6



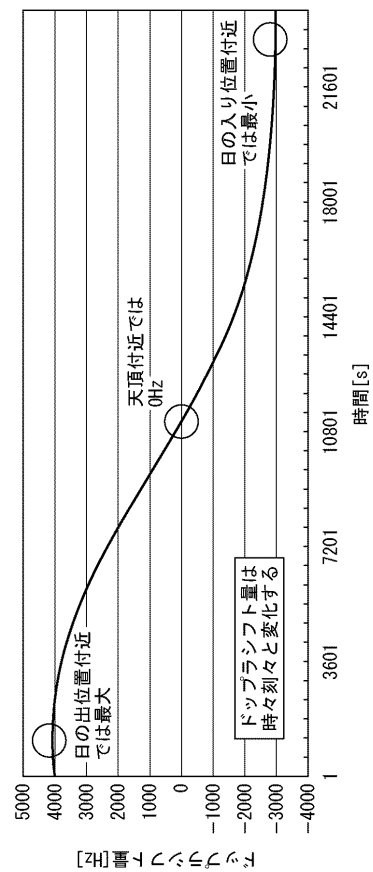
【図 7】

図7



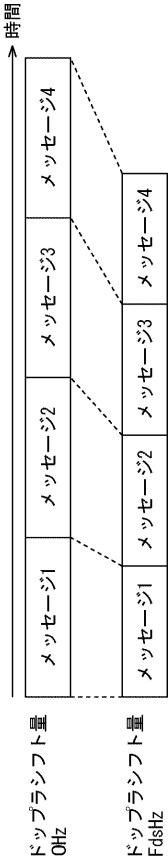
【図 8】

図8



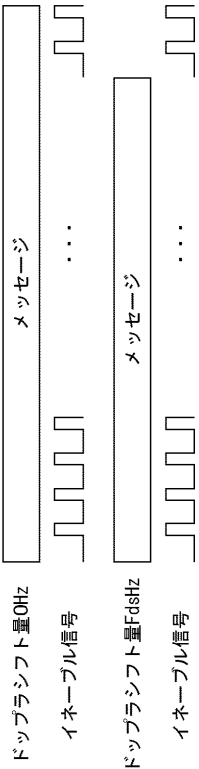
【図 9】

図9



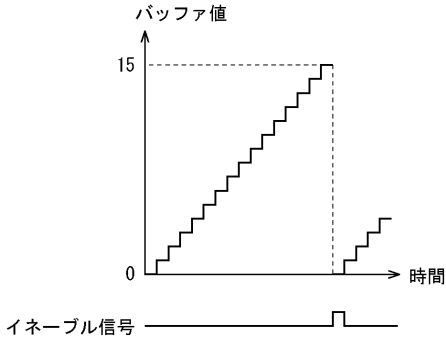
【図 10】

図10



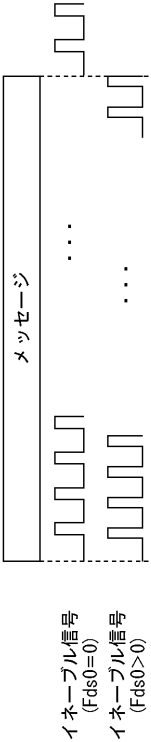
【図 11】

図11



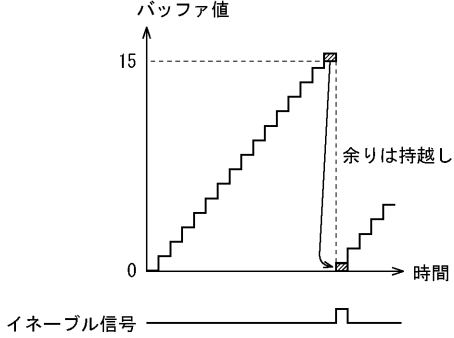
【図 13】

図13



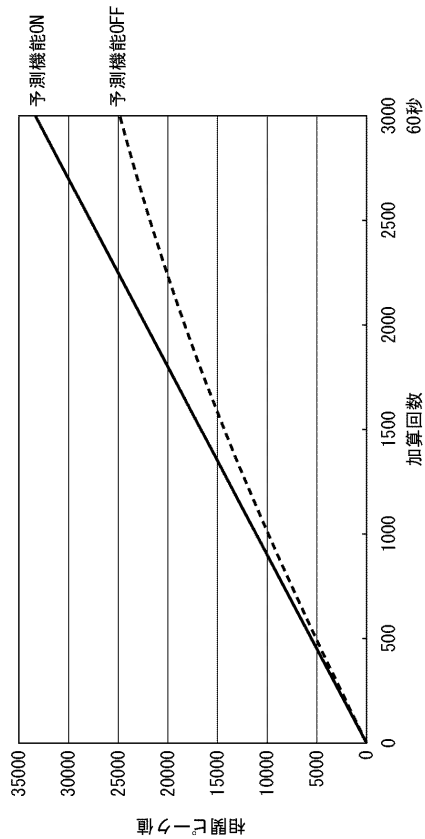
【図 12】

図12



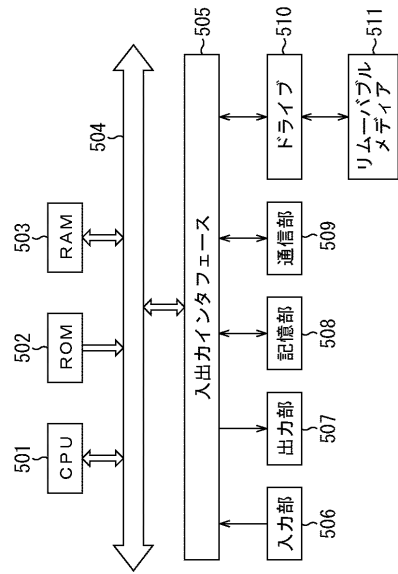
【図 14】

図14



【図 15】

図15



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2006-337260(JP,A)
特許第4063764(JP,B2)
特開2001-024536(JP,A)
特開2011-128071(JP,A)
特表2002-522794(JP,A)
国際公開第00/014568(WO,A1)
特開2011-155382(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 1/7075
G01S 19/29
G01S 19/30
G01S 19/37
H04B 1/16
IEEE Xplore
Cinii