

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3910448号

(P3910448)

(45) 発行日 平成19年4月25日(2007.4.25)

(24) 登録日 平成19年2月2日(2007.2.2)

(51) Int. Cl.	F I		
HO4L 27/38 (2006.01)	HO4L	27/00	H
HO3J 7/02 (2006.01)	HO3J	7/02	
HO4B 1/16 (2006.01)	HO4B	1/16	R
HO4L 27/227 (2006.01)	HO4L	27/22	B

請求項の数 14 (全 27 頁)

(21) 出願番号	特願2001-573659 (P2001-573659)	(73) 特許権者	000006013
(86) (22) 出願日	平成12年3月31日(2000.3.31)		三菱電機株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2000/002123		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(87) 国際公開番号	W02001/076097	(74) 代理人	100089118
(87) 国際公開日	平成13年10月11日(2001.10.11)		弁理士 酒井 宏明
審査請求日	平成16年10月29日(2004.10.29)	(72) 発明者	浅原 隆
			東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三 菱電機株式会社内
		(72) 発明者	小島 年春
			東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三 菱電機株式会社内
		審査官	彦田 克文
		(56) 参考文献	特開平09-214569 (JP, A)
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 自動周波数制御方法および装置ならびに復調装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

隣接する複数の既知信号を周期的に含む無線受信信号の周波数オフセットを補償することにより上記無線受信信号の周波数を制御する自動周波数制御方法において、上記無線受信信号に含まれる各既知信号の歪み量に基づいて、上記無線受信信号の直接波の周波数および上記無線受信信号のドップラー広がりを中心周波数を推定し、この両方の周波数に基づいて上記無線受信信号の周波数オフセットを補償するようにしたことを特徴とする自動周波数制御方法。

【請求項2】

請求の範囲第1項において、上記無線受信信号は、TDM Aにおける所定のタイムスロットに同期したバースト信号であることを特徴とする自動周波数制御方法。

【請求項3】

隣接する複数の既知信号を周期的に含む無線受信信号から周波数オフセットを除去することにより上記無線受信信号の周波数を制御する自動周波数制御方法において、上記無線受信信号に含まれる各既知信号の歪み量に基づいて推定された上記無線受信信号の直接波の周波数および上記無線受信信号のドップラー広がりを中心周波数から上記無線受信信号の周波数オフセットを推定する周波数オフセット推定ステップと、この推定された周波数オフセットを上記無線受信信号から除去する周波数オフセット除去ステップとを含むことを特徴とする自動周波数制御方法。

【請求項4】

請求の範囲第3項において、周波数オフセット推定ステップは、
上記無線受信信号に含まれる各既知信号の歪み量をそれぞれ求める歪み量演算ステップと

、
この求められた歪み量のうち隣接する既知信号間の歪み量に基づいて、上記無線受信信号の直接波の周波数を推定する第1周波数オフセット推定ステップと、

この推定された直接波の周波数に基づいて、上記各既知信号の歪み量から周波数オフセットを除去する歪み量周波数オフセット除去ステップと、

この周波数オフセット除去後の歪み量のうち周期的に挿入される既知信号間の歪み量に基づいて、上記無線受信信号のドップラー広がりを中心周波数を推定する第2周波数オフセット推定ステップと、

10

上記直接波の周波数に対応する位相量と上記ドップラー広がりを中心周波数に対応する位相量とを合成することにより、上記無線受信信号の周波数オフセットを推定する合成ステップとを含むものであることを特徴とする自動周波数制御方法。

【請求項5】

請求の範囲第4項において、第1周波数オフセット推定ステップは、

上記求められた各歪み量のうち隣接する既知信号間の歪み量に基づいて、位相差ベクトルを求めるステップと、

この求められた位相差ベクトルを所定期間にわたって平均化することにより平均位相差ベクトルを求めるステップと、

この求められた平均位相差ベクトルに基づいて、上記直接波の周波数を推定するステップとを有するものであることを特徴とする自動周波数制御方法。

20

【請求項6】

請求の範囲第4項において、第2周波数オフセット推定ステップは、

周波数オフセットが除去された後の各歪み量を平均化して平均歪み量を求めるステップと

、
この求められた平均歪み量に基づいて、所定の周波数オフセット推定範囲内において所定間隔ごとに設定された複数の周波数オフセット候補にそれぞれ対応する信号電力を求めるステップと、

この求められた信号電力のうち所定周波数幅の周波数ウィンドウ内の各周波数オフセット候補の信号電力をそれぞれ加算することにより、上記周波数オフセット推定範囲内のすべての周波数オフセット候補のウィンドウ電力を求めるステップと、

30

この求められたウィンドウ電力の最大値に対応する周波数オフセット候補をドップラー広がりを中心周波数として推定するステップとを有するものである自動周波数制御方法。

【請求項7】

請求の範囲第4項において、第1周波数オフセット推定ステップは、

上記各歪み量のうち隣接する既知信号間の歪み量に基づいて位相差情報を求めるステップと、

この求められた位相差情報を予め定められた期間にわたって平均化することにより、平均位相差情報を求めるステップと、

この求められた平均位相差情報に基づいて、上記直接波の周波数を推定するステップとを有するものであることを特徴とする自動周波数制御方法。

40

【請求項8】

請求の範囲第4項において、第1周波数オフセット推定ステップは、

上記各歪み量のうち隣接する既知信号の各歪み量に基づいて、所定の周波数オフセット推定範囲内において所定間隔ごとに設定された複数の周波数オフセット候補にそれぞれ対応する信号電力を求めるステップと、

この求められた信号電力のうち所定周波数幅の周波数ウィンドウ内の周波数オフセット候補に対応する各信号電力を加算することにより、すべての周波数オフセット候補に対応するウィンドウ電力を求めるステップと、

この求められたウィンドウ電力の最大値に対応する周波数オフセット候補を、直接波の周

50

波数として推定するステップとを含むものであることを特徴とする自動周波数制御方法。

【請求項 9】

請求の範囲第 3 項において、周波数オフセット推定ステップは、
上記無線受信信号に含まれる各既知信号の歪み量をそれぞれ求める歪み量演算ステップと

、
この求められた歪み量のうち隣接する既知信号間の歪み量に基づいて、上記無線受信信号の直接波の周波数を推定する第 1 周波数オフセット推定ステップと、
上記求められた歪み量を平均化して平均歪み量を求める平均歪み量演算ステップと、
この求められた平均歪み量に基づいて、上記推定された直接波の周波数により規定される周波数オフセット推定範囲内において所定間隔ごとに設定された複数の周波数オフセット候補にそれぞれ対応する信号電力を求める信号電力演算ステップと、
この求められた各信号電力のうち所定周波数幅の周波数ウィンドウ内の各周波数オフセット候補の信号電力を加算することにより、上記周波数オフセット推定範囲内のすべての周波数オフセット候補のウィンドウ電力を求めるウィンドウ電力演算ステップと、
この求められたウィンドウ電力の最大値に対応する周波数オフセット候補を上記無線受信信号の周波数オフセットとして推定する第 2 周波数オフセット推定ステップとを含むものであることを特徴とする自動周波数制御方法。

10

【請求項 10】

請求の範囲第 3 項において、上記無線受信信号のうち遮断周波数以上の高周波成分を除去するフィルタリングステップをさらに含み、

20

上記周波数オフセット推定ステップは、上記高周波成分除去後の無線受信信号を用いて各既知信号の歪み量を求めるものであり、

上記周波数オフセット除去ステップは、上記推定された周波数オフセットを上記フィルタリングステップにより高周波成分が除去される前の無線受信信号から除去することを特徴とする自動周波数制御方法。

【請求項 11】

隣接する複数の既知信号を周期的に含む無線受信信号から周波数オフセットを除去することにより上記無線受信信号の周波数を制御する自動周波数制御方法において、

上記無線受信信号に含まれる各既知信号の歪み量をそれぞれ求める第 1 歪み量演算ステップと、

30

この求められた各歪み量のうち隣接する既知信号間の歪み量に基づいて、上記無線受信信号の直接波の周波数を推定する第 1 周波数オフセット推定ステップと、

この推定された直接波の周波数に対応する周波数オフセットを上記無線受信信号から除去する第 1 周波数オフセット除去ステップと、

この周波数オフセット除去後の無線受信信号に含まれる各既知信号の歪み量をそれぞれ求める第 2 歪み量演算ステップと、

この求められた各歪み量のうち周期的に含まれる既知信号ブロック間の歪み量に基づいて、上記無線受信信号のドップラー広がりを中心周波数を推定する第 2 周波数オフセット推定ステップと、

この推定されたドップラー広がりを中心周波数に対応する周波数オフセットを上記無線受信信号から除去する第 2 周波数オフセット除去ステップとを含むことを特徴とする自動周波数制御方法。

40

【請求項 12】

隣接する複数の既知信号を周期的に含む無線受信信号に対応する A/D 変換回路から出力されたデジタルベースバンド信号を入力とし、上記デジタルベースバンド信号から周波数オフセットを除去することにより上記デジタルベースバンド信号の周波数を制御する自動周波数制御装置において、上記デジタルベースバンド信号に含まれる各既知信号の歪み量に基づいて、上記無線受信信号の直接波の周波数および上記無線受信信号のドップラー広がりを中心周波数を推定し、この両方の周波数に基づいて上記デジタルベースバンド信号から周波数オフセットを除去するようにしたことを特徴とする自動周波数制御

50

装置。

【請求項 13】

隣接する複数の既知信号を周期的に含む無線受信信号をアナログベースバンド信号に変換する周波数変換回路と、

このアナログベースバンド信号をデジタルベースバンド信号に変換する A / D 変換回路と、

この A / D 変換回路により作成されたデジタルベースバンド信号を入力とし、この入力されたデジタルベースバンド信号に含まれる各既知信号の歪み量に基づいて、上記無線受信信号の直接波の周波数および上記無線受信信号のドップラー広がりを中心周波数を推定し、この両方の周波数に基づいて上記デジタルベースバンド信号から周波数オフセットを除去するとともに、周波数オフセット除去後のデジタルベースバンド信号からフェージング歪みを除去した後当該デジタルベースバンド信号を復調するデジタル信号処理装置とを含むことを特徴とする復調装置。

10

【請求項 14】

請求の範囲第 13 項において、周波数変換回路は、無線受信信号をアナログベースバンド信号に変換するための局部発振信号を発振するとともに、印加電圧に応じて上記発振信号の発振周波数を変化させる電圧制御発振部を有するものであり、

上記デジタル信号処理装置は、上記推定された両方の周波数に応じた電圧を上記電圧制御発振部に印加することにより、上記デジタルベースバンド信号から周波数オフセットを除去するものであることを特徴とする復調装置。

20

【発明の詳細な説明】

技術分野

この発明は、衛星通信、移動体衛星通信および移動体地上通信などにおけるデジタル復調処理に適用される自動周波数制御方法および装置ならびに当該装置を適用した復調装置に関する。

背景技術

近年、衛星通信、移動体衛星通信および移動体地上通信では、デジタル変復調の研究が活発に行われている。特に移動体通信という環境では、無線信号は激しいフェージングを受ける。そのため、このようなフェージング環境下でも安定に動作する様々な復調方式が検討されている。この中でも、既知信号を利用してフェージング歪みを推定し補償することにより、フェージング環境下でも絶対同期検波を実行し得るようにした方式が注目されている。この方式を用いて準同期検波等を行った後フェージング歪みを推定し補償する場合、無線送信信号の搬送波周波数と準同期検波用の基準信号の発振周波数との周波数オフセットが小さいことが、フェージング歪みを高精度に推定し補償する上で必要である。

30

しかし、送受信機の発振回路の周波数安定度および精度が不十分な場合、何らかの処理を行ってこの周波数オフセットを除去することにより無線受信信号の周波数を自動制御しなければ、フェージング歪みを高精度に推定し補償することができないという問題があった。

また、移動体通信においては、固定局と移動局、あるいは移動局間同士で送受信を行うことになる。したがって、2つの局が相対的に移動している場合、無線受信信号は、ドップラー変動により周波数が偏移している。そのため、たとえ送受信機の発振回路の安定度および精度が良くても、無線受信信号の周波数と基準信号の発振周波数との間に周波数オフセットが生じることになる。

40

周波数オフセットを補償するための技術は、たとえば「デジタル移動無線通信方式」(特開平 9 - 93302 号公報)に開示されている。この従来文献に開示されている技術は、既知信号(パイロット信号)の位相変動情報を利用して周波数オフセットを除去する。この従来技術においては、送信側から挿入周期 N_F ごとに 2 シンボルの既知信号を挿入した無線送信信号を送信する。一方、受信側においては、連続する 2 シンボルの既知信号間の位相変化量を算出し、この算出された位相変化量に従って無線受信信号の位相を回転する。こうして、無線受信信号から周波数オフセットを除去している。

50

ところで、電波の伝送路には、直接波とマルチパス波とが混在するライスフェージングの伝送路が存在する。この場合、直接波はドップラーシフトを受ける。そのため、直接波の周波数 f_D は、第24図(a)に示すように、発振回路の安定度等に起因するオフセット f_{OFFSET} からさらにドップラーシフトに起因するドップラーシフト量 f_{DP} だけずれた値となる。

一方、上記従来技術においては、連続する2シンボルの既知信号間の位相変化量を周波数オフセットとして推定している。この場合に求められる周波数オフセットは、受信機側の発振周波数 f_0 と直接波の周波数 f_D との差に相当する。すなわち、上記従来技術においては、第24図(b)に示すように、直接波の周波数 f_D が発振周波数 f_0 にほぼ一致するような周波数制御が行われる。この場合、ドップラー広がりを中心周波数 f_M は発振周波数 f_0 からドップラーシフト量 f_{DP} だけずれる。したがって、ドップラー広がりは見かけ上広がった状態となり、ドップラー広がりの方に相当する周波数は発振周波数 f_0 から大きくずれることになる。そのため、周波数オフセットの補償を良好に行えなくなる。ゆえに、無線受信信号を復調した後のビット誤り率特性(以下「BER特性」という)が劣化するおそれがある。

発明の開示

そこで、この発明の目的は、上述の技術課題を解決し、直接波がドップラーシフトしたライスフェージング環境下において、ドップラーシフトした直接波の影響を受けずに良好なBER特性を実現することができる自動周波数制御方法および装置を提供することである。

また、この発明の他の目的は、上記自動周波数制御装置を適用することにより、復調精度を向上できる復調装置を提供することである。

上記目的を達成するためのこの発明は、隣接する複数の既知信号を周期的に含む無線受信信号の周波数オフセットを補償することにより上記無線受信信号の周波数を制御する自動周波数制御方法において、上記無線受信信号に含まれる各既知信号の歪み量に基づいて、上記無線受信信号の直接波の周波数および上記無線受信信号のドップラー広がりを中心周波数を推定し、この両方の周波数に基づいて上記無線受信信号の周波数オフセットを補償するようにしたものである。

この構成において、直接波の周波数に基づいて周波数オフセットを補償することにより周波数オフセットの補償範囲を十分に確保でき、かつ、ドップラー広がりを中心周波数に基づいて周波数オフセットを補償することにより良好なBER特性を確保できる。すなわち、十分な周波数オフセット補償範囲の確保と良好なBER特性の確保との両立を実現できる。

また、以上の構成を復調装置に適用することにより、周波数オフセットを良好に除去した無線受信信号に対して復調処理を施すことができる。

したがって、復調品質の向上を図ることができる。

発明を実施するための最良の形態

以下では、この発明の実施の形態を、添付図面を参照して詳細に説明する。

実施形態1

第1図は、この発明の実施形態1に係る自動周波数制御方法が適用される無線通信システムの構成を示すブロック図である。この無線通信システムは、送信機1および受信機10を備え、送信機1から無線送信されたパースト信号の周波数オフセットを受信機10にて推定し除去する機能を有するものである。

より詳述すれば、この無線通信システムとしては、衛星通信システム、移動体衛星通信システムおよび移動体地上通信システムを適用することができる。衛星通信システムでは、送信機1および受信機10は、地上の異なる位置に配置された地球局に適用される。移動体衛星通信システムでは、送信機1は、地上に設置された地球局および移動局のいずれか一方に適用され、受信機10は、上記2つの局のうち送信機1とは反対の局に適用される。移動体地上通信システムでは、送信機1は、基地局および移動局のいずれか一方に適用され、受信機10は、上記2つの局のうち送信機1とは反対の局に適用される。

なお、移動体衛星通信システムにおける移動局としては、シングルモードまたはデュアルモードの衛星携帯電話機などが適用可能である。また、移動体地上通信システムにおける移動局としては、携帯電話機などが適用可能である。

この通信システムは、T D M A (T i m e D i v i s i o n M u l t i p l e A c c e s s) を通信方式とするものである。したがって、送信機 1 は、所定のタイムスロットに同期したバースト信号を受信機 1 0 に対して無線送信する。受信機 1 0 は、受信されたバースト信号を復調し、周波数オフセットを除去した後、元の信号を復元する。

送信機 1 は、既知信号挿入回路 2、変調回路 3、送信回路 4 を有している。既知信号挿入回路 2 は、送信すべき情報信号に対して既知信号を周期的に挿入し、変調前のバースト信号を作成する。具体的には、既知信号挿入回路 2 は、第 2 図 (a) に示すように、 $(N_F - N_P)$ シンボルの情報に対して、 N_P シンボル連続した既知信号列 (以下「既知信号ブロック」という。) を N_F シンボル周期ごとに挿入する。 N_P は、2 以上の整数である ($N_P \geq 2$)。また、既知信号が挿入される時刻は、 $(k N_F + i) T_S$ で表される。ここに、 k は、既知信号の挿入順序を表すものである。 i は、0 以上でかつ $(N_P - 1)$ 以下の値である ($0 \leq i < N_P - 1$)。また、 T_S はシンボル周期である。

既知信号挿入回路 2 は、変調前のバースト信号を変調回路 3 に与える。変調回路 3 は、この変調前のバースト信号を変調し、変調後のバースト信号として出力する。変調回路 3 は、この変調されたバースト信号を所定のタイムスロットに同期して送信回路 4 に与える。具体的には、変調回路 3 は、第 2 図 (b) に示すように、バースト信号 B 、 $B + 1$ 、 $B + 2$ 、 $B + 3$ 、... を所定のタイムスロット S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 、... に同期させて送信回路 4 に与える。送信回路 4 は、当該バースト信号を電波に重畳させて受信機 1 0 に対して送信する。

受信機 1 0 は、受信回路 1 1 および復調装置 1 2 を含む。受信回路 1 1 は、増幅器や周波数変換器等で構成され、無線受信信号である受信バースト信号の周波数を中間周波に変換し受信 I F 信号として出力する。復調装置 1 2 は、受信回路 1 1 により出力された受信 I F 信号を準同期検波により復調し、元の情報信号を復元する。より具体的には、復調装置 1 2 は、周波数変換回路 2 1 と、2 つの A / D (A n a l o g / D i g i t a l) 変換回路 2 5 a、2 5 b と、自動周波数制御装置またはデジタル信号処理装置としての D S P (D i g i t a l S i g n a l P r o c e s s o r) 2 6 とを備え、D S P 2 6 によりデジタル的に復調処理を実行することにより、元の情報信号を復元する。

周波数変換回路 2 1 は、複数の既知信号を周期的に含む受信 I F 信号をアナログベースバンド信号に変換するもので、1 つの発振回路 2 2、2 つの乗算回路 2 3 a、2 3 b および $\pi/2$ 位相回路 2 4 を含む。発振回路 2 2 は、予め定められた発振周波数の局部発振信号を発生する。発振回路 2 2 にて発生された局部発振信号は、2 つの乗算回路 2 3 a、2 3 b にそれぞれ入力される。この場合、I チャネル用の乗算回路 2 3 a には、 $\pi/2$ 移相回路 2 4 を介して局部発振信号が入力される。 $\pi/2$ 移相回路 2 4 は、局部発振信号の位相を $\pi/2$ 移相する。したがって、各乗算回路 2 3 a、2 3 b には、互いに位相が $\pi/2$ だけずれた局部発振信号が入力されることになる。

乗算回路 2 3 a、2 3 b は、それぞれ、受信 I F 信号と局部発振信号とを混合する。その結果、I チャネルおよび Q チャネルのアナログベースバンド信号が作成される。この作成された各アナログベースバンド信号は、それぞれ、A / D 変換回路 2 5 a、2 5 b に与えられる。A / D 変換回路 2 5 a、2 5 b は、それぞれ、各アナログベースバンド信号を I チャネルおよび Q チャネルのデジタルベースバンド信号に変換する。各デジタルベースバンド信号は、それぞれ、D S P 2 6 に与えられる。

D S P 2 6 は、この A / D 変換回路 2 5 a、2 5 b により作成されたデジタルベースバンド信号を入力とし、この入力されたデジタルベースバンド信号に含まれる各既知信号の歪み量に基づいて、直接波の周波数およびドップラー広がりを中心周波数を推定し、この両方の周波数に基づいて周波数オフセットを補償する。こうして、D S P 2 6 は、デジタルベースバンド信号の周波数を自動制御する。さらに、D S P 2 6 は、周波数オフセット補償後のデジタルベースバンド信号からフェージング歪みを除去し、その後ディジ

10

20

30

40

50

タルベースバンド信号を復調することにより、元の情報信号を復元する。

より具体的には、DSP 26は、ROMなどで構成された記憶部26aを有している。記憶部26aには、コンピュータプログラムである復調処理プログラムが記憶されている。DSP 26は、記憶部26aに記憶されている復調処理プログラムを実行することにより、上記2つの周波数の推定、周波数オフセット補償、フェージング歪み補償および復調などの一連の復調処理を実現する。

第3図は、DSP 26において実行される復調処理を説明するためのフローチャートである。DSP 26は、A/D変換回路25a、25bから与えられたデジタルベースバンド信号に対して波形整形処理などのフィルタリング処理を施す(ステップS1)。これにより、DSP 26は、デジタルベースバンド信号から所定の遮断周波数以上の雑音成分などの高周波成分を除去する。

10

その後、DSP 26は、ナイキスト点検出処理を実行する(ステップS2)。より具体的には、DSP 26は、デジタルベースバンド信号のナイキスト点を検出することにより、ナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ を得る。なお、ナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ は、下記(1)式のように表される。ただし、下記(1)式において、 $c(kN_F + i)$ はフェージングに起因する歪み量である。また、 A は信号の振幅であり、 $b(kN_F + i)$ はシンボル値である。さらに、 $n(kN_F + i)$ はガウス雑音である。

$$r(kN_F + i) = Ac(kN_F + i)b(kN_F + i) + n(kN_F + i) \quad \cdots(1)$$

20

その後、DSP 26は、自動周波数制御処理を実行する(ステップS3~S5)。自動周波数制御処理は、発振回路22の発振周波数 f_0 を基準とした周波数オフセットを推定し、この推定された周波数オフセットをデジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ から除去することにより、デジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ の周波数を自動制御する処理である。言い換えれば、DSP 26は、無線受信信号に対応するデジタルベースバンド信号に周期的に含まれる複数の既知信号の歪み量に基づいて、直接波の周波数およびドップラー広がりを中心周波数を推定し、この両方の周波数に基づいてデジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ の周波数オフセットを補償することにより、デジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ の周波数を自動制御する。

さらに言い換えれば、DSP 26は、無線受信信号に相当するデジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ に周期的に含まれる複数の既知信号の歪み量に基づいて推定された直接波の周波数およびドップラー広がりを中心周波数からデジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ の周波数オフセットを推定し、この推定された周波数オフセットをデジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ から除去することにより、デジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ の周波数を自動制御する。

30

自動周波数制御処理についてさらに詳述すれば、DSP 26は、まず、周波数オフセット推定処理を実行する(ステップS3)。より具体的には、DSP 26は、デジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ に基づいて、1シンボル間の位相回転量に相当する位相差 $\theta_s(mLN_F)$ を周波数オフセットとして推定する。さらに具体的には、DSP 26は、デジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ に含まれる複数の既知信号の歪み量に基づき、推定周期 $T(=LN_F T_s)$ ごとに訪れる推定時刻 mT (m は自然数)ごとに(第4図参照)、周波数オフセットとしての位相差 $\theta_s(mLN_F)$ を求める。

次いで、DSP 26は、この求められた位相差 $\theta_s(mLN_F)$ を1シンボル周期 T_s で積分する積分処理を実行する(ステップS4)。具体的には、DSP 26は、下記(2)式に示すように、位相差 $\theta_s(mLN_F)$ をシンボル周期 T_s ごとに巡回加算する。これにより、DSP 26は、累積位相差 $\theta((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ を得る。なお、下記(2)式において、 l は、既知信号ブロックに1対1に対応する識別番号に相当するものであり、0以上($L-1$)以下の値である($0 \leq l \leq L-1$)。また、 L は、推定周期 T 内に含まれる既知信号ブロックの個数である。

40

$$\theta((m-1)LN_F + 1N_F + i) = \theta((m-1)LN_F + 1N_F + i - 1) + \theta_s(mLN_F) \quad \cdots(2)$$

50

その後、DSP26は、この累積位相差 $((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ に基づいてデジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ から周波数オフセットを除去する周波数オフセット除去処理を実行する(ステップS5)。より具体的には、DSP26は、デジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ の位相を累積位相差 $((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ に見合った量だけ逆方向に回転する。これにより、デジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ から周波数オフセットを除去することができる。すなわち、DSP26は、下記(3)式に示すように、周波数オフセットが除去されたデジタルベースバンド信号 $r_R(kN_F + i)$ を得る。このようにして、DSP26は、デジタルベースバンド信号の周波数を自動制御している。

$$\begin{aligned} r_R(kN_F + i) &= r_R((m-1)LN_F + 1N_F + i) \\ &= r((m-1)LN_F + 1N_F + i) \exp[-j\theta((m-1)LN_F + 1N_F + i)] \end{aligned} \quad \dots(3)$$

10

その後、DSP26は、デジタルベースバンド信号 $r_R(kN_F + i)$ からフェージング歪みを推定し除去するフェージング歪み補償処理を実行する(ステップS6)。より詳述すれば、DSP26は、デジタルベースバンド信号 $r_R(kN_F + i)$ から N_p シンボルの既知信号を抽出する。なお、この抽出された既知信号からは、送信機1および受信機10に起因する周波数オフセットはすでに除去されている。

DSP26は、この抽出された N_F シンボルの既知信号に基づいて、フェージング歪みを検出する。DSP26は、この検出されたフェージング歪みに基づいて、ガウス補間やウィナー補間などの補間処理を実行する。こうして、DSP26は、情報信号におけるフェージング歪みを推定する。さらに、DSP26は、推定されたフェージング歪みを除去する。こうして、DSP26は、デジタルベースバンド信号 $r_R(kN_F + i)$ のフェージング補償を実行する。

20

その後、DSP26は、データ判定処理を実行する(ステップS7)。より具体的には、DSP26は、このフェージング補償されたデジタルベースバンド信号から元の情報信号を判定する。こうして、復調処理が達成される。

第5図は、周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。この周波数オフセット推定処理は、第1周波数オフセット推定処理および第2周波数オフセット推定処理を含む。すなわち、DSP26は、第1周波数オフセット推定処理および第2周波数オフセット推定処理を組み合わせることにより、周波数オフセットを推定する。

30

第1周波数オフセット推定処理は、無線受信信号のうち直接波の周波数を第1周波数オフセットとして推定する処理である。第2周波数オフセット推定処理は、無線受信信号のうちドップラー広がりを中心周波数を第2周波数オフセットとして推定する処理である。DSP26は、これら2つの周波数オフセット推定処理により推定された第1および第2周波数オフセットから最終的な周波数オフセットを推定する。

このように2つの周波数オフセット推定処理を組み合わせる理由は、以下のとおりである。「背景技術」の項でも説明したように、直接波の周波数 f_D を周波数オフセットとして補償を行った場合、第24図(b)に示すように、ドップラー広がりは見かけ上さらに広がり、BER特性が劣化する。一方、ドップラー広がりを中心周波数 f_M を周波数オフセットとして補償を行う場合、第24図(c)に示すように、直接波はドップラーシフト量 f_{Dp} に相当する周波数偏移を持つが、ドップラー広がり元の広がりそのままである。そのため、直接波の周波数 f_D を周波数オフセットとする場合よりもBER特性の劣化は少なくて済む。

40

第6図は、BER特性を示すグラフである。このグラフから明らかなように、直接波の周波数 f_D よりもドップラー広がりを中心周波数 f_M に近い周波数で補償を行う方がBER特性の劣化を最小限に抑えるという意味において、最適な周波数オフセットであることがわかる。すなわち、BER特性の劣化防止という点からすれば、直接波の周波数 f_D よりもドップラー広がりを中心周波数 f_M を周波数オフセットとする方が望ましいと言える。一方、ドップラー広がりを中心周波数 f_M を周波数オフセットとして補償する場合、BER特性の劣化を抑えることは可能であるが、周波数オフセット補償範囲が相対的に狭いと

50

の不具合がある。これに対して、直接波の周波数 f_D を周波数オフセットとして補償する場合、相対的に広い周波数オフセット補償範囲を確保できる。

より詳述すれば、一般に周波数オフセット f は、ある時間 t 内に位相が $\Delta\theta$ だけ回転したとすると、下記(4)式のように表すことができる。

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \quad \dots(4)$$

この周波数オフセット f の推定を既知信号間における位相回転量を使って行うとき、下記(5)式のように表すことができる。ただし、下記(5)式において $\Delta\theta_p$ は既知信号間における位相回転量を示している。また、 R_s (symbol/s) は、信号の伝送速度を表している。

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\theta}{\Delta t} = \frac{1}{2\pi} \frac{R_s}{N_F} \Delta\theta_p \quad \dots(5)$$

位相回転量 $\Delta\theta_p$ の検出範囲は、 $-\pi$ から π であるから、結局、周波数オフセット f の推定可能範囲は、下記(6)式のように表すことができる。

$$-\frac{R_s}{2N_F} \leq \Delta f \leq \frac{R_s}{2N_F} \quad \dots(6)$$

直接波の周波数 f_D を推定する際には、隣接する既知信号間の位相回転量を利用するから、上記(6)式において $N_F = 1$ とした場合と等価となる。すなわち、第1周波数オフセット推定処理における周波数オフセット推定範囲 f_{DET1} は、 $-R_s/2$ 以上 $R_s/2$ 以下の範囲となる。

また、ドップラー広がりを中心周波数 f_M を推定する際には、 N_F シンボルごとに挿入された既知信号ブロック間の位相回転量を利用するから、その周波数オフセット推定範囲 f_{DET2} は、上記(6)式に示された範囲と同じ範囲となる。すなわち、第2周波数オフセット推定処理における周波数オフセット推定範囲 f_{DET2} は、 $-R_s/2N_F$ 以上 $R_s/2N_F$ 以下の範囲となる。

このように、第1周波数オフセット推定処理における周波数オフセット推定範囲 f_{DET1} の方が第2周波数オフセット推定処理におけるそれよりも N_F 倍大きいことがわかる。すなわち、第1周波数オフセット推定処理においては、相対的に広い周波数オフセット推定範囲 f_{DET1} において周波数オフセットを推定できる。

以上のことから、この実施形態1では、直接波の周波数 f_D およびドップラー広がりを中心周波数 f_M の両方を推定し、この両方の周波数 f_D 、 f_M を周波数オフセット補償に用いることにより、十分な周波数オフセット補償範囲を確保しつつBER特性の劣化を抑制できるようにしている。

以下、周波数オフセット推定処理について詳述する。DSP26は、まず、歪み量検出処理を実行する(ステップT1)。歪み量検出処理は、既知信号に基づいて伝送路の歪み量をシンボル単位で検出する処理である。すなわち、DSP26は、下記(7)式に示すように、デジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ に含まれる N_P シンボルの既知信号ブロックに基づいて、伝送路の歪み量 $c_{EPI}(kN_F + i)$ を当該既知信号ブロックにおける各シンボルごとに検出する。この場合、伝送路の歪み量 $c_{EPI}(kN_F + i)$ は、デジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ の振幅および位相の歪み量に相当する。なお、下記(7)式において、 b_p は、既知信号のシンボル値である。

$$\begin{aligned} c_{EPI}(kN_F + i) &= \frac{r(kN_F + i)}{b_p} \\ &= Ac(kN_F + i) + \frac{n(kN_F + i)}{b_p} \quad \dots(7) \end{aligned}$$

その後、DSP26は、検出された伝送路の歪み量 $c_{EPI}(kN_F + i)$ に基づいて、第1周波数オフセット推定処理を実行する(ステップT2)。より具体的には、DSP2

10

20

30

40

50

6は、伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ に基づいて直接波の周波数を第1周波数オフセットとして推定する。さらに具体的には、DSP26は、伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ のうち隣接する既知信号間の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ に基づいて、隣接する既知信号間の位相回転量に相当する位相差 $\theta_{EP1}(mLN_F)$ を、第1周波数オフセットとして推定する。

その後、DSP26は、この推定された位相差 $\theta_{EP1}(mLN_F)$ に基づいて、上記各既知信号の歪み量から第1周波数オフセットを除去する周波数オフセット除去処理を実行する(ステップT3)。より具体的には、DSP26は、下記(8)式に示すように、上記伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ の位相を位相差 $\theta_{EP1}(mLN_F)$ だけ回転させることにより、位相補償する。これにより、DSP26は、第1周波数オフセットが除去された歪み量 $c_{EP1}(kN_F + i)$ を得る。

$$c_{EP1}(kN_F + i) = c_{EPi}(kN_F + i) \exp[-j\theta(kN_F + i)] \quad \dots(8)$$

$$\theta(kN_F + i) = \theta(kN_F + i - 1) + \theta_{EP1}(mLN_F)$$

その後、DSP26は、第2周波数オフセット推定処理を実行する(ステップT4)。より具体的には、DSP26は、第1周波数オフセット除去後の歪み量 $c_{EP1}(kN_F + i)$ に基づいて、第2周波数オフセットを推定する。さらに具体的には、DSP26は、第1周波数オフセット除去後の歪み量 $c_{EP1}(kN_F + i)$ のうち周期的に挿入される既知信号間の歪み量に基づいて、1シンボル間の位相回転量に相当する位相差 $\theta_{EP2}(mLN_F)$ を第2周波数オフセットとして推定する。

その後、DSP26は、位相合成処理を実行する(ステップT5)。より具体的には、DSP26は、下記(9)式に示すように、上記2つの位相差 $\theta_{EP1}(mLN_F)$ および $\theta_{EP2}(mLN_F)$ を合成することにより、最終的な周波数オフセットとしての位相差 $\theta_S(mLN_F)$ を推定する。

$$\theta_S(mLN_F) = \theta_{EP1}(mLN_F) + \theta_{EP2}(mLN_F) \quad \dots(9)$$

第7図は、第1周波数オフセット推定処理をより詳細に説明するためのフローチャートである。DSP26は、まず、位相差ベクトル演算処理を実行する(ステップU1)。より具体的には、DSP26は、上記伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ に基づいて、位相差ベクトル $D_{EP}(kN_F)$ を求める。さらに具体的には、DSP26は、下記(10)式に示すように、伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ のうち任意の既知信号ブロック内の隣接する既知信号間の歪み量に基づいて、位相差ベクトル $c_{EPi}(kN_F + i)$ を求める。下記(10)式において、 i は、既知信号に1対1に対応する識別番号に相当するものであり、0以上($N_P - 2$)以下の値である(0 $\leq i \leq N_P - 2$)。また、 $*$ は複素共役を表している。

$$D_{EP}(kN_F) = \sum_{i=0}^{N_P-2} c_{EP(i+1)}(kN_F + i + 1) c_{iEP}^*(kN_F + i) \quad \dots(10)$$

その後、DSP26は、位相差ベクトル平均化処理を実行する(ステップU2)。より具体的には、DSP26は、任意の既知信号ブロックにおける位相差ベクトル $D_{EP}(kN_F)$ を推定期間 T にわたって平均化し、平均位相差ベクトル $D_{EPA}(mLN_F)$ を求める。

さらに具体的には、DSP26は、既知信号ブロックにおける位相差ベクトル $D_{EP}(kN_F)$ を推定時刻 $(m - 1)T$ から推定時刻 mT までの推定期間 T にわたって収集する(第4図参照)。測定期間 T 内の既知信号ブロックの数が L 個とすると、DSP26は、 L 個の位相差ベクトル $D_{EP}((m - 1)T + 1N_F)$ を得る。なお、 l は既知信号ブロックに1対1に対応する識別番号に相当するものであり、0以上($L - 1$)以下の値である(0 $\leq l \leq L - 1$)。その後、DSP26は、下記(11)式に示すように、上記収集された L 個の位相差ベクトル $D_{EP}((m - 1)LN_F + 1N_F)$ を平均化することにより、平均位相差ベクトル $D_{EPA}(mLN_F)$ を求める。

10

20

30

40

50

$$D_{EPA}(mLN_F) = \sum_{l=0}^{L-1} D_{EP}((m-l)LN_F + lN_F) \quad \dots(11)$$

その後、DSP26は、位相差演算処理を実行する(ステップU3)。より具体的には、DSP26は、下記(12)式に示すように、平均位相差ベクトル $D_{EPA}(mLN_F)$ に基づいて位相差 $\theta_{EPI}(mLN_F)$ を求める。こうして、第2周波数オフセット推定処理における周波数オフセット推定範囲 f_{DET2} に比べて広い周波数オフセット推定範囲 f_{DET1} 内において、直接波の周波数に相当する第1周波数オフセットを推定する。

$$\theta_{EPI}(mLN_F) = \tan^{-1} \frac{\text{Im}[D_{EPA}(mLN_F)]}{\text{Re}[D_{EPA}(mLN_F)]} \quad \dots(12)$$

10

第8図は、第2周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。DSP26は、まず、歪み量平均化処理を実行する(ステップV1)。より具体的には、DSP26は、第1周波数オフセットが除去された既知信号ブロックにおける伝送路の歪み量 $c_{EP1}(kN_F + i)$ ($0 \leq i \leq N_p - 1$)に対して平均化処理を施し、平均歪み量 $c_{EP}(kN_F)$ を求める。

さらに具体的には、DSP26は、下記(13)式に示すように、任意の既知信号ブロック内の各シンボルに対応する歪み量 $c_{EP1}(kN_F + i)$ を加算し、この加算値を既知信号ブロック内の既知信号のシンボル数 N_p で割る。こうして、DSP26は、雑音などを排除した1つの既知信号ブロックに関する伝送路の平均歪み量 $c_{EP}(kN_F)$ を得る。

20

$$c_{EP}(kN_F) = \frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p-1} c_{EP1}(kN_F + i) \quad \dots(13)$$

次いで、DSP26は、この平均歪み量 $c_{EP}(kN_F)$ に基づいてブロック間離散フーリエ変換(DFT)処理を実行する(ステップV2)。より具体的には、DSP26は、推定期間 $T (= LN_F T_S)$ 内にある L 個の既知信号ブロックにおける伝送路の平均歪み量 $c_{EP}((m+1)N_F)$ ($0 \leq m \leq L-1$)に対してDFT処理を施すことにより、複数の周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ に対応した信号電力 $P_f(n)$ をそれぞれ求める。

30

さらに具体的には、DSP26は、周波数オフセット推定範囲 f_{DET2} 内において、第9図(a)に「 \square 」印で示すように所定の推定精度 f_{RES} ごとに設定された複数の周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ にそれぞれ対応する信号電力 $P_f(n)$ を求める。ここに、上記周波数オフセット推定範囲 f_{DET2} は、上述のように、既知信号の挿入周期 N_F により規定されるものであり、推定精度 f_{RES} を用いれば、 $-M f_{RES}$ 以上 $M f_{RES}$ 以下の範囲であると表現できる。なお、上記 M は、定数であり、近似的に下記(14)式のように表される。

$$M \cong \frac{R_s}{2N_f \Delta f_{RES}} \quad \dots(14)$$

40

DSP26は、周波数オフセット推定範囲 f_{DET2} 内において各周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ にそれぞれ対応する位相量だけ上記平均歪み量 $c_{EP}((m+1)N_F)$ の位相を回転する。その後、DSP26は、位相回転後の平均歪み量 $c_{EP}((m+1)N_F)$ をベクトル合成する。これにより、DSP26は、第9図(b)に矢印の塊として示すように、複数の周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ にそれぞれ対応する信号電力 $P_f(n)$ を得る。

以上の処理は、下記(15)式に集約される。下記(15)式において、 R_s は信号の伝送速度であり、 n は $-(M+W)$ 以上 $(M+W)$ 以下の値である。なお、 W は後述する周波数ウィンドウの周波数帯域幅を表すパラメータである。

$$P_f(n) = \left| \sum_{l=0}^{L-1} c_{EP}((m+1)N_F) \exp\left(-j \frac{2\pi N_F n \Delta f_{RES}}{R_S}\right) \right|^2 \quad \dots(15)$$

その後、DSP26は、ウィンドウ電力演算処理を実行する(ステップV3)。より具体的には、DSP26は、所定の周波数幅を有する周波数ウィンドウに1対1に対応するウィンドウ電力 $E_f(n)$ を求める。周波数ウィンドウの周波数幅は、たとえば推定精度 f_{RES} の2W倍である。Wは、伝走路のフェージング状況に応じて設定されるもので、たとえばドップラー広がり2倍程度に設定される。DSP26は、下記(16)式に示すように、この周波数ウィンドウ内に存在する周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ の信号電力 $P_f(n)$ を加算することにより、当該周波数ウィンドウに対応するウィンドウ電力 $E_f(n)$ を求める。下記(16)式において、 n は $-M$ 以上 M 以下の値である。

$$E_f(n) = \sum_{k=-W}^W P_f(n+k) \quad \dots(16)$$

このように、周波数ウィンドウを用いて信号電力 $P_f(n)$ を平滑化することにより、複数の周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ に対応する各ウィンドウ電力 $E_f(n)$ のうち、第9図(c)に示すように、ドップラー広がり2倍の中心周波数に相当する周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ のウィンドウ電力 $E_f(n)$ が最大となる。

次いで、DSP26は、最大値検出処理を実行する(ステップV4)。より具体的には、DSP26は、下記(17)式に示すように、すべてのウィンドウ電力 $E_f(n)$ の中の最大値を検出し、その最大値に対応した周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ を第2周波数オフセットとして推定する。すなわち、DSP26は、ドップラー広がり2倍の中心周波数を第2周波数オフセットとして推定する。

$$f_{OFST} = n_{MAX} \Delta f_{RES} \\ E_f(n_{MAX}) = \text{Max}[E_f(n)] \quad \dots(17)$$

次いで、DSP26は、位相差演算処理を実行する(ステップV5)。より具体的には、DSP26は、下記(18)式に示すように、上記推定された第2周波数オフセットに基づいて、1シンボル間における位相差 $\theta_{EP2}(mLN_F)$ を求める。こうして、ドップラー広がり2倍の中心周波数に対応する位相差 $\theta_{EP2}(mLN_F)$ を得る。

$$\theta_{EP2}(mLN_F) = f_{OFST} \times \frac{2\pi}{R_S} \quad \dots(18)$$

以上のようにこの実施形態1によれば、直接波の周波数およびドップラー広がり2倍の中心周波数を両方推定して最終的な周波数オフセットを推定している。したがって、十分な周波数オフセット補償範囲を確保でき、かつ、良好なBER特性を実現できる。すなわち、十分な周波数オフセット補償範囲の確保および良好なBER特性の実現を両立できる。そのため、ライスフェージング環境下においても、フェージング歪みの補償を良好に行える。ゆえに、元のデータを高品質に復元できる。よって、受信機のユーザへのサービス向上を図ることができる。

第10図は、この実施形態1に係る周波数オフセット推定特性を示すグラフである。図中、「 \square 」はこの実施形態1のように直接波の周波数およびドップラー広がり2倍の中心周波数の合成値を周波数オフセットとした場合のBERを示している。また、「 \triangle 」は、直接波の周波数のみを周波数オフセットとした場合のBERを示している。さらに、「 \circ 」は、ドップラー広がり2倍の中心周波数のみを周波数オフセットとした場合のBERを示している。

このグラフから明らかなように、実施形態1に係るBER特性は、直接波の周波数のみを周波数オフセットとした場合に比べて良好なBER特性を示し、かつ、ドップラー広がり2倍の中心周波数のみを周波数オフセットとした場合に比べて広い周波数オフセット補償範囲を実現している。

10

20

30

40

50

また、上記実施形態 1 によれば、推定精度 f_{RES} ごとに周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ を設定し、各周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ に対応する信号電力 $P_f(n)$ を求め、周波数ウィンドウを使って信号電力 $P_f(n)$ を平滑化することにより第 2 周波数オフセットを推定している。したがって、たとえば推定精度 f_{RES} を細かくすることにより、第 2 周波数オフセットの推定精度を向上できる。そのため、一層良好な BER 特性を実現することができる。

実施形態 2

第 1 1 図は、この発明の実施形態 2 に係る第 1 周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

上記実施形態 1 では、平均位相差ベクトル $D_{EPA}(mLN_F)$ から第 1 周波数オフセットとしての位相差 $\theta_{EP1}(mLN_F)$ を求めている。これに対して、この実施形態 2 では、忘却係数 λ を用いて平均位相差ベクトル $D_{EPA}(mLN_F)$ を受信バースト信号間においてさらに平均化することにより、第 1 周波数オフセットとしての位相差 $\theta_{EP1}(mLN_F)$ を求めている。これにより、周波数オフセットの推定精度の向上を図っている。

より詳述すれば、DSP 26 は、位相差ベクトル $D_{EP}(mLN_F)$ を求め（ステップ W1）、当該位相差ベクトル $D_{EP}(mLN_F)$ を平均化して平均位相差ベクトル $D_{EPA}(mLN_F)$ を求めた後（ステップ W2）、バースト間平均化処理を実行する（ステップ W3）。バースト間平均化処理は、平均位相差ベクトル $D_{EPA}(mLN_F)$ を受信バースト信号間においてさらに平均化する処理である。

さらに具体的には、DSP 26 は、平均位相差ベクトル $D_{EPA}(mLN_F)$ を少なくとも次の受信バースト信号が受信されるまで保持する。DSP 26 は、当該受信バースト信号 B が受信されたときの平均位相差ベクトル $D_{EPA}(mLN_F)$ と一つ前の受信バースト信号 (B-1) が受信されたときの平均位相差ベクトル $\langle D_{EPA}(mLN_F) \rangle_{B-1}$ とに基づいて、下記 (19) 式に従って、平均位相差ベクトル $\langle D_{EPA}(mLN_F) \rangle_B$ を求める。ただし、下記 (19) 式において、 λ は忘却係数であり、0 以上 1 以下の値である (0 < λ < 1)。

$$\langle D_{EPA}(mLN_F) \rangle_B = D_{EPA}(mLN_F) + \lambda \langle D_{EPA}(mLN_F) \rangle_{B-1} \quad \dots(19)$$

その後、DSP 26 は、平均位相差ベクトル $\langle D_{EPA}(mLN_F) \rangle_B$ に基づいて、位相差演算処理を実行する（ステップ W4）。より具体的には、DSP 26 は、下記 (20) 式に示すように、平均位相差ベクトル $\langle D_{EPA}(mLN_F) \rangle_B$ に基づいて、位相差 $\theta_{EP1}(mLN_F)$ を求める。このようにして、DSP 26 は、直接波の周波数に対応する第 1 周波数オフセットを推定する。

$$\theta_{EP1}(mLN_F) = \tan^{-1} \frac{\text{Im}\{\langle D_{EPA}(mLN_F) \rangle\}}{\text{Re}\{\langle D_{EPA}(mLN_F) \rangle\}} \quad \dots(20)$$

以上のようにこの実施形態 2 によれば、忘却係数 λ を用いることで過去の平均位相差ベクトル $D_{EPA}(mLN_F)$ を徐々に忘れながら平均化処理を実行している。したがって、フェージング状況が時間的に変化する場合であっても、その時間変動に追従しながら平均位相差ベクトル $D_{EPA}(mLN_F)$ の平均化処理を行うことができる。そのため、伝送路の状況により適合した位相差ベクトルを得ることができる。ゆえに、低 C/N でかつ周波数オフセットが時間的に変動する環境下においても、周波数オフセットを高精度に推定することができる。

実施形態 3

第 1 2 図は、この発明の実施形態 3 に係る第 2 周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

上記実施形態 1 では、1 回のウィンドウ電力演算処理により求められたウィンドウ電力 $E_f(n)$ の中から最大値 $E_f(n_{MAX})$ を検出し、第 2 周波数オフセットを推定している。これに対して、この実施形態 3 では、忘却係数 λ を用いてウィンドウ電力 $E_f(n)$

を受信バースト信号間において平均化した後最大値を検出して第2周波数オフセットを推定している。これにより、周波数オフセットの推定精度の向上を図っている。

より詳述すれば、DSP26は、平均歪み量 $c_{EP}(kN_F)$ を求め(ステップX1)、当該平均歪み量 $c_{EP}(kN_F)$ に対してブロック間DFT処理を施すことで信号電力 $P_f(n)$ を求め(ステップX2)、さらに当該信号電力 $P_f(n)$ からウインドウ電力 $E_f(n)$ を求めた後(ステップX3)、ウインドウ電力平均化処理を実行する(ステップX4)。

より具体的には、DSP26は、ウインドウ電力 $E_f(n)$ を少なくとも次の受信バースト信号が受信されるまで保持する。DSP26は、当該受信バースト信号Bが受信されたときのウインドウ電力 $E_f(n)$ と1つ前の受信バースト信号(B-1)が受信されたときの平均ウインドウ電力 $\langle E_f(n) \rangle_{B-1}$ とに基づいて、下記(21)式に従って、平均ウインドウ電力 $\langle E_f(n) \rangle_B$ を求める。ただし、下記(21)式において、 λ は忘却係数であり、0以上1以下の値である(0以上1)。

$$\langle E_f(n) \rangle_B = E_f(n) + \lambda \langle E_f(n) \rangle_{B-1} \quad \dots(21)$$

DSP26は、この求められた平均ウインドウ電力 $\langle E_f(n) \rangle_B$ の中から下記(22)式に示すように、平均ウインドウ電力の最大値 $\langle E_f(n_{MAX}) \rangle_B$ を検出する(ステップX5)。

$$\langle E_f(n_{MAX}) \rangle_B = \text{Max}_n [\langle E_f(n) \rangle_B] \quad \dots(22)$$

その後、DSP26は、この最大値 $\langle E_f(n_{MAX}) \rangle_B$ に対応する周波数オフセット候補 n_{RES} に対応する位相差 $\epsilon_{P2}(mLN_F)$ を、第2周波数オフセットとして推定する(ステップX6)。

以上のようにこの実施形態3によれば、忘却係数 λ を用いることで過去のウインドウ電力を徐々に忘れながら平均化処理を実行している。したがって、フェージング状況が時間的に変化する場合であっても、その時間変動に追従しながらウインドウ電力の平均化処理を行うことができる。そのため、伝送路の状況により適合したウインドウ電力を得ることができる。ゆえに、低C/Nでかつ周波数オフセットが時間的に変動する環境下においても、周波数オフセットを高精度に推定することができる。

実施形態4

第13図は、この発明の実施形態4に係る第2周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

上記実施形態3では、ウインドウ電力 $E_f(n)$ を平均化することにより、雑音の影響を除去し、もって第2周波数オフセットの推定精度の向上を図っている。一方、雑音の影響を除去することで第2周波数オフセットの推定精度の向上を図ることは、信号電力 $P_f(n)$ を平均化することによっても達成可能である。そこで、この実施形態4では、信号電力 $P_f(n)$ を受信バースト信号間において平均化することにより、雑音の影響を除去し、もって第2周波数オフセットの推定精度の向上を図ることとしている。

より詳述すれば、DSP26は、平均歪み量 $c_{EPA}(kN_F)$ を求め(ステップY1)、当該平均歪み量 $c_{EPA}(kN_F)$ に対してDFT処理を施すことで信号電力 $P_f(n)$ を求めた後(ステップY2)、信号電力平均化処理を実行する(ステップY3)。より具体的には、DSP26は、信号電力 $P_f(n)$ を少なくとも次の受信バースト信号が受信されるまで保持する。DSP26は、当該受信バースト信号Bが受信されたときの信号電力 $P_f(n)$ と1つ前の受信バースト信号(B-1)が受信されたときの平均信号電力 $\langle P_f(n) \rangle_{B-1}$ とに基づいて、下記(23)式に従って平均信号電力 $\langle P_f(n) \rangle_B$ を求める。ただし、下記(23)式において、 λ は忘却係数であり、0以上1以下の値である(0以上1)。

$$\langle P_f(n) \rangle_B = P_f(n) + \lambda \langle P_f(n) \rangle_{B-1} \quad \dots(23)$$

その後、DSP26は、この求められた平均信号電力 $\langle P_f(n) \rangle_B$ に基づいてウイン

10

20

30

40

50

ドウ電力 $E_f(n)$ を求めた後 (ステップ Y4)、ウインドウ電力の最大値 $E_f(n_{max})$ を検出し (ステップ Y5)、当該最大値 $E_f(n_{max})$ に対応する周波数オフセット候補 n_{RES} に対応する位相差 $EP2(mLN_F)$ を、第2周波数オフセットとして推定する (ステップ Y6)。

以上のようにこの実施形態4によれば、忘却係数を用いることで過去の信号電力 $P_f(n)$ を徐々に忘れながら平均化処理している。したがって、フェージング状況が時間的に変化する場合であっても、その時間変動に追従しながら信号電力の平均化処理を行うことができる。そのため、伝送路の状況により適合した信号電力を得ることができる。ゆえに、低C/Nでかつ周波数オフセットが時間的に変動する環境下においても、周波数オフセットを高精度に推定することができる。

10

実施形態5

第14図は、この発明の実施形態5に係る第1周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

上記実施形態1では、伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ に基づいて、隣接する既知信号間における位相差ベクトル $D_{EP}(kN_F)$ を求めている。これに対して、この実施形態5では、伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ に基づいて、隣接する既知信号間におけるスカラー量である位相差情報のみを求めることにより、処理の簡素化を図っている。

より詳述すれば、DSP26は、最初に、既知信号間における位相差情報演算処理を実行する (ステップ Z1)。この位相差情報演算処理は、隣接する既知信号間のスカラー量としての位相差情報を求める処理である。すなわち、DSP26は、下記(24)式に示すように、伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ を位相情報 $\theta_{EPi}(kN_F + i)$ に変換し、隣接する既知信号間における位相差情報 $D_{EP}(kN_F)$ を求める。下記(24)式において、 i は、既知信号に1対1に対応する識別番号に相当するものであり、0以上 $(N_p - 2)$ 以下の値である ($0 \leq i \leq N_p - 2$)。

20

$$\Delta\theta_{EP}(kN_F) = \frac{1}{N_p - 1} \sum_{i=0}^{N_p-2} (\theta_{EPi}(kN_F + i + 1) - \theta_{EPi}(kN_F + i)) \quad \dots(24)$$

$$\theta_{EPi}(kN_F + i) = \tan^{-1} \frac{\text{Im}[c_{EPi}(kN_F + i)]}{\text{Re}[c_{EPi}(kN_F + i)]}$$

30

その後、DSP26は、位相差情報 $D_{EP}(kN_F)$ を1バースト内で平均化する平均化処理を実行する (ステップ Z2)。より具体的には、DSP26は、位相差情報 $D_{EP}(kN_F)$ を推定時刻 $(m - 1)T$ から推定時刻 mT までの推定期間 T にわたって収集する。推定期間 T 内の既知信号ブロックの数が L 個とすると、DSP26は、 L 個の位相差情報 $D_{EP}((m - 1)LN_F + 1N_F)$ を得る。なお、1は既知信号ブロックに1対1に対応する識別番号に相当するものであり、0以上 $(L - 1)$ 以下の値である ($0 \leq l \leq L - 1$)。

その後、DSP26は、下記(25)式に示すように、収集された L 個の位相差情報 $D_{EP}((m - 1)LN_F + 1N_F)$ を平均化処理することにより、第1周波数オフセットとしての平均位相差 $\theta_{EP1}(mLN_F)$ を求める。

40

$$\theta_{EP1}(mLN_F) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \Delta\theta_{EP}((m - 1)LN_F + 1N_F) \quad \dots(25)$$

以上のようにこの実施形態5によれば、位相差情報のみを用いて平均化処理している。したがって、処理の簡素化を図ることができる。

実施形態6

第15図は、この発明の実施形態6に係る第1周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

上記実施形態1では、伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ に共役複素数を乗じたものを総和することにより、隣接する既知信号間における位相差ベクトル $D_{EP}(kN_F)$ を求めている。これに対して、この実施形態6では、伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i$

50

)に対してDFT処理を施すことにより、上記位相差ベクトル $D_{EP}(kN_F)$ を求めている。

より詳述すれば、DSP26は、シンボル間DFT処理を実行する(ステップR1)。より具体的には、DSP26は、伝送路の歪み量 $c_{EPI}(kN_F+i)$ に対してDFT処理を施すことにより、複数の周波数オフセット候補 n_{fRES} に対応した信号電力 $P_{f1}(n)$ をそれぞれ求める。

さらに具体的には、DSP26は、下記式(26)に示すように、 $-R_S/2$ 以上 $R_S/2$ 以下の周波数オフセット推定範囲 f_{DET1} 内において、各周波数オフセット候補 n_{fRES} に対応した位相量だけ伝送路の歪み量 $c_{EPI}((m-1)LN_F+1N_F+i)$ の位相をそれぞれ回転する。その後、DSP26は、当該位相回転後の歪み量 $c_{EPI}((m-1)LN_F+1N_F+i)$ をベクトル合成し、上記周波数オフセット推定範囲内の複数の周波数オフセット候補 n_{fRES} にそれぞれ対応した信号電力 $P_{f1}(n)$ を求める。なお、下記(26)式において、 n は近似的に $-R_S/(2f_{RES})$ 以上 $R_S/(2f_{RES})$ 以下の値となる。

$$P_{f1}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \left| \sum_{i=0}^{N_F-2} c_{EPI}((m-1)LN_F+1N_F+i) \exp\left(-j \frac{2\pi m(lN_F+i)\Delta f_{RES}}{R_S}\right) \right|^2 \quad \dots(26)$$

その後、DSP26は、位相回転後の歪み量 $c_{EPI}((m-1)LN_F+1N_F+i)$ をベクトル合成し、複数の周波数オフセット候補 n_{fRES} にそれぞれ対応した信号電力 $P_{f1}(n)$ を得る。

その後、DSP26は、ウィンドウ電力演算処理を実行する(ステップR2)。より具体的には、DSP26は、下記(27)式に示すように、 $2W_1 - f_{RES}$ の周波数幅を有するウィンドウ内の周波数オフセット候補 n_{fRES} に対応する信号電力 $P_{f1}(n)$ を加算することにより、ウィンドウ電力 $E_{f1}(n)$ を求める。

$$E_{f1}(n) = \sum_{k=-W_1}^{W_1} P_{f1}(n+k) \quad \dots(27)$$

その後、DSP26は、ウィンドウ電力 $E_{f1}(n)$ の中の最大値 $E_{f1}(n_{MAX})$ を検出する最大値検出処理を実行し(ステップR3)、検出された最大値 $E_{f1}(n_{MAX})$ に基づいて位相差演算処理を実行することにより(ステップR4)、第1周波数オフセットとしての位相差 $E_{P1}(mLN_F)$ を推定する。

以上のようにこの実施形態6によれば、推定精度 f_{RES} ごとに周波数オフセット候補 n_{fRES} を設定し、各周波数オフセット候補 n_{fRES} に対応する信号電力 $P_{f1}(n)$ を求め、周波数ウィンドウを使って信号電力 $P_{f1}(n)$ を平滑化することにより第1周波数オフセットを推定している。したがって、たとえば推定精度 f_{RES} を細かく設定することにより、第1周波数オフセットの推定精度を向上できる。

実施形態7

第16図は、この発明の実施形態7に係る周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

上記実施形態1ないし6では、第1周波数オフセットとしての位相差 $E_{P1}(mLN_F)$ に基づいて伝送路の歪み量 $c_{EPI}(kN_F+i)$ を補償し、当該補償後の歪み量 $c_{EPI}(kN_F+i)$ から第2周波数オフセットとしての位相差 $E_{P2}(mLN_F)$ を推定している。

ここで、第1周波数オフセットは、直接波の周波数 f_D に相当するものであり、この直接波の周波数 f_D はドップラー広がりを中心周波数 f_M の近傍に存在する(第9図(a)参照)。したがって、当該直接波の周波数 f_D を中心にしたある程度の範囲を周波数オフセット推定範囲とすれば、その範囲内にドップラー広がりを中心周波数 f_M が存在すると予想できる。

そこで、この実施形態7では、第1周波数オフセットに基づいて第2周波数オフセットを推定する際の周波数オフセット推定範囲を規定することとしている。

より詳述すれば、DSP26は、伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ を検出した後(ステップQ1)、第1周波数オフセット推定処理および第2周波数オフセット推定処理を並列に実行する。より具体的には、DSP26は、上記伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ に基づいて第1周波数オフセットを推定する。DSP26は、たとえばこの第1周波数オフセットを一時的に保持しておく。

また、DSP26は、この第1周波数オフセット推定処理と並行して、歪み量平均化処理を実行する(ステップQ2)。より具体的には、DSP26は、上記伝送路の歪み量 $c_{EPi}(kN_F + i)$ に対して平均化処理を施し、平均歪み量 $c_{EP}(kN_F)$ を求める。その後、DSP26は、DFT処理を実行する(ステップQ3~Q4)。より具体的には、DSP26は、推定期間 $T(=LN_F T_S)$ 内にある L 個の平均歪み量 $c_{EP}((m+1)N_F)$ に対してDFT処理を施し、複数の周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ にそれぞれ対応する信号電力 $P_f(n)$ を求める。

10

さらに具体的には、DSP26は、上記第1周波数オフセットに基づいて周波数オフセット推定範囲を設定し(ステップQ3)、当該周波数オフセット推定範囲内の複数の周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ にそれぞれ対応する信号電力 $P_f(n)$ を求める(ステップQ4)。

より具体的には、DSP26は、推定精度 $n_{f_{RES}}$ ごとに予め設定されている周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ のうちいずれか1つに上記第1周波数オフセットを対応付ける。ここに、第1周波数オフセットを対応付けた周波数オフセット候補を $N_{f_{RES}}$ とする。また、DSP26は、この周波数オフセット候補 $N_{f_{RES}}$ を中心とした範囲、すなわち $(-M+N)_{f_{RES}}$ 以上 $(M+N)_{f_{RES}}$ 以下の範囲を周波数オフセット推定範囲として設定する。なお、 M は、上記(14)式で示された定数である。

20

その後、DSP26は、下記(28)式に示すように、この設定された周波数オフセット推定範囲内の各周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ に対応した位相量に基づいて、平均歪み量 $c_{EP}((m+1)N_F)$ ($0 \leq m \leq L-1$)の位相を回転する。なお、下記(28)式において、 n は $(-M-W+N)$ 以上 $(M+W+N)$ 以下の値である。

$$P_f(n) = \left| \sum_{m=0}^{L-1} c_{EP}((m+1)N_F) \exp\left(-j \frac{2\pi n N_F \Delta f_{RES}}{R_S}\right) \right|^2 \cdots (28)$$

DSP26は、位相回転後の平均歪み量 $c_{EP}((m+1)N_F)$ をベクトル合成する。こうすることにより、DSP26は、複数の周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ にそれぞれ対応する信号電力 $P_f(n)$ を求める。

30

その後、DSP26は、所定の周波数幅を有する周波数ウィンドウ内において信号電力 $P_f(n)$ を巡回加算することによりウィンドウ電力 $E_f(n)$ を求める(ステップQ5)。また、DSP26は、当該ウィンドウ電力の最大値 $E_f(n_{MAX})$ を求め(ステップQ6)、この最大値 $E_f(n_{MAX})$ の周波数オフセット候補 $n_{f_{RES}}$ を、最終的な周波数オフセットとして推定する(ステップQ7)。

以上のようにこの実施形態7によれば、第1周波数オフセットに基づいて周波数オフセットを推定する際の周波数オフセット推定範囲を設定している。したがって、第1周波数オフセット除去処理および位相合成処理などは不要となる。そのため、処理の簡素化を図ることができる。

40

しかも、第1周波数オフセットを推定する際に比較的広い周波数オフセット推定範囲で推定を行っているので、十分な周波数オフセット補償範囲は確保されている。また、最終的な周波数オフセットを推定するのにドブラー広がりの中心周波数を用いているので、良好なBER特性も確保されている。そのため、十分な周波数オフセット補償範囲の確保およびBER特性の劣化防止を図るとの実施形態1と同様の効果も奏することができる。

実施形態8

第17図は、この発明の実施形態8に係る復調処理を説明するためのフローチャートである。

上記実施形態1では、デジタルベースバンド信号の位相を回転する周波数オフセット除

50

去処理をフィルタリング処理の後に行っている。これに対して、この実施形態 8 では、周波数オフセット除去処理をフィルタリング処理の前に行っている。

受信バースト信号の周波数オフセットは、「背景技術」の項でも説明したように、送信機 1 および受信機 10 の有する発振回路の安定度に起因して発生する。特に、低コストの発振回路を使用する場合には、周波数安定度が低いために、大きな周波数オフセットが生じる。また、発振回路の周波数安定度は、温度などの周囲環境および電源電圧の変動などに影響される。

したがって、最初は小さな周波数オフセットであっても時間経過とともに大きな周波数オフセットとなることも十分に考えられる。この場合、受信バースト信号の周波数帯域がフィルタリング処理における遮断周波数と比較して大きな周波数帯まで広がるおそれがある。そのため、受信バースト信号の一部がフィルタリング処理により削られる。ゆえに、データ判定を良好に行えないおそれがある。

以上のことから、この実施形態 8 では、周波数オフセット除去処理をフィルタリング処理の前に実行することとしている。より詳述すれば、この実施形態 8 では、周波数オフセット除去処理をフィルタリング処理の前に実行するとともに、歪み量検出処理、周波数オフセット推定処理および積分処理をフェージング歪み補償処理およびデータ判定処理などの一連の処理と並列に実行する。

より詳述すれば、DSP 26 は、第 17 図 (a) に示すように、A/D 変換回路 25 a、25 b からデジタルベースバンド信号が与えられると、フィルタリング処理に先立って、周波数オフセット除去処理を実行する (ステップ P1)。より具体的には、DSP 26 は、別個に行われている積分処理において求められた累積位相差 $((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ に基づいて、上記デジタルベースバンド信号の位相を逆方向に回転する。これにより、周波数オフセットが除去されたデジタルベースバンド信号が得られる。その後、DSP 26 は、当該デジタルベースバンド信号に対してフィルタリング処理を施し (ステップ P2)、雑音成分等を除去する。その後、DSP 26 は、ナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号を検出し (ステップ P3)、当該デジタルベースバンド信号からフェージング歪みを除去した後 (ステップ P4)、データ判定処理を実行する (ステップ P5)。

一方、DSP 26 は、第 17 図 (b) に示すように、ナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号を検出したか否かを判別する (ステップ N1)。ナイキスト点を検出した場合、DSP 26 は、このナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号に基づいて、伝送路の歪み量 $C_{EPI}(kN_F + i)$ を検出する (ステップ N2)。その後、DSP 26 は、上記伝送路の歪み量 $C_{EPI}(kN_F + i)$ に基づいて周波数オフセットに対応する位相差 $S(mLN_F)$ を推定し (ステップ N3)、この位相差 $S(mLN_F)$ を巡回加算することにより累積位相差 $((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ を求める (ステップ N4)。DSP 26 は、この求められた累積位相差 $((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ を、ステップ P1 における周波数オフセット除去処理に利用する。

以上のようにこの実施形態 8 によれば、周波数オフセット除去処理をフィルタリング処理の前に行っている。したがって、受信バースト信号の周波数帯域がフィルタリング処理における遮断周波数よりも大きくなった場合でも、受信バースト信号の一部が削られることなく、周波数オフセットの除去を行うことができる。そのため、データ判定を良好に行うことができる。

実施形態 9

第 18 図は、この発明の実施形態 9 に係る復調処理を説明するためのフローチャートである。

上記実施形態 1 ないし 8 では、デジタルベースバンド信号の位相を直接回転させることにより、周波数オフセットを補償している。これに対して、この実施形態 9 では、発振回路 22 にて発生される局部発振信号の周波数を変化させることにより受信バースト信号の位相を回転させ、周波数オフセットを補償するようにしている。

より詳述すれば、この実施形態 9 では、デジタルベースバンド信号に対してソフト的な

10

20

30

40

50

デジタル信号処理を施して周波数オフセットを除去するのではなく、VCOからなる発振回路22に対する印加電圧を制御することにより周波数オフセットを除去する。

すなわち、この実施形態9においては、第18図(a)に示すように、フィルタリング処理(ステップM1)、ナイキスト点検出処理(ステップM2)、フェージング歪み補償処理(ステップM3)およびデータ判定処理(ステップM4)を実行するとともに、この一連の処理と並列に、第18図(b)に示すように、歪み量検出処理、周波数オフセット推定処理およびVCO22への印加電圧を制御するVCO制御処理を実行する。

さらに詳述すれば、DSP26は、ナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号を検出したか否かを判別する(ステップL1)。ナイキスト点を検出した場合、DSP26は、このナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号に基づいて伝送路の歪み量 $C_{EPi}(kN_F + i)$ を検出する(ステップL2)。その後、DSP26は、上記伝送路の歪み量 $C_{EPi}(kN_F + i)$ に基づいて周波数オフセットを推定する(ステップL3)。その後、DSP26は、この推定された周波数オフセットに応じた印加電圧をVCO22に与える(ステップL4)。

これにより、VCO22は、従前の発振周波数から周波数オフセットに応じた量だけ偏移した発振周波数を有する局部発振信号を発振することになる。したがって、周波数変換回路21は、周波数オフセットを除去したアナログベースバンド信号を出力することになる。そのため、良好な周波数オフセット補償を実現することができる。

以上のようにこの実施形態9によれば、VCO22にて発生される局部発振信号の周波数を調整することにより受信IF信号から周波数オフセットを除去している。すなわち、DSP26で行われるフィルタリング処理の前に周波数オフセットを除去している。したがって、上記実施形態8と同様に、受信バースト信号の周波数帯域がフィルタリング処理における遮断周波数よりも大きな周波数帯まで広がったとしても、受信バースト信号の一部が削られることなく、周波数オフセットの除去を行うことができる。そのため、データ判定を良好に行うことができる。

実施形態10

第19図は、この発明の実施形態10に係る復調処理を説明するためのフローチャートである。

上記実施形態1では、第1周波数オフセットと第2周波数オフセットとを合成して最終的な周波数オフセットを推定し、当該周波数オフセットに応じて周波数オフセット補償を行うことにより、デジタルベースバンド信号の周波数を自動制御している。これに対して、この実施形態10では、デジタルベースバンド信号に対して第1周波数オフセットに応じて周波数オフセット補償を行った後、さらに当該補償後のデジタルベースバンド信号に対して第2周波数オフセットに応じた周波数オフセット補償を行うことにより、デジタルベースバンド信号の周波数を自動制御している。

より詳述すれば、DSP26は、デジタルベースバンド信号に対して所定のフィルタリング処理を施した後(ステップK1)、ナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号を検出する(ステップK2)。次いで、DSP26は、当該デジタルベースバンド信号を対象として第1自動周波数制御処理(以下「第1AFC処理」という)を実行した後(ステップK3)、当該第1AFC処理後のデジタルベースバンド信号を対象として第2自動周波数制御処理(以下「第2AFC処理」という)を実行する(ステップK4)。そして、DSP26は、第2AFC処理後のデジタルベースバンド信号に対してフェージング歪み補償処理を施し(ステップK5)、データ判定処理を施すことにより(ステップK6)、元の情報信号に対応するデータを復元する。

第20図は、第1AFC処理を説明するためのフローチャートである。DSP26は、伝送路の歪み量 $C_{EPi}(kN_F + i)$ をシンボルごとに検出した後(ステップJ1)、第1周波数オフセット推定処理を実行する(ステップJ2)。第1周波数オフセット推定処理は、上記実施形態1などと同様の処理であり、この処理によりDSP26は、1シンボル間の位相回転量に相当する第1周波数オフセットとしての位相差 $E_{P1}(mLN_F)$ を推定する。

10

20

30

40

50

その後、DSP 26は、位相差 $\theta_{EP1}(mLN_F)$ を巡回加算する積分処理を実行し(ステップJ3)、累積位相差 $\theta_1((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ を得る。この場合、DSP 26は、推定時刻 mT から累積された位相差 $\theta_1((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ をシンボル周期 T_S ごとに得る。

その後、DSP 26は、第1周波数オフセット除去処理を実行する(ステップJ4)。より具体的には、DSP 26は、累積位相差 $\theta_1((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ に基づいて、デジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ の位相を累積位相差 $\theta_1((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ に見合った量だけ逆方向に回転する。これにより、デジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ から第1周波数オフセットを除去することができる。こうして、DSP 26は、第1周波数オフセットに基づくデジタルベースバンド信号 $r(kN_F + i)$ の自動周波数制御を達成する。

10

第21図は、第2AFC処理を説明するためのフローチャートである。DSP 26は、第1AFC処理後のデジタルベースバンド信号の既知信号ブロックに基づいて、伝送路の歪み量 $c_{EPi2}(kN_F + i)$ を既知信号ブロックにおける各シンボルごとに検出する(ステップI1)。

その後、DSP 26は、この検出された伝送路の歪み量 $c_{EPi2}(kN_F + i)$ に基づいて、実施形態1と同様の第2周波数オフセット推定処理を実行する(ステップI2)。こうして、DSP 26は、1シンボル間の位相回転量に相当する第2周波数オフセットとしての位相差 $\theta_{EP2}(mLN_F)$ を推定する。

その後、DSP 26は、位相差 $\theta_{EP2}(mLN_F)$ を巡回加算する積分処理を実行し(ステップI3)、累積位相差 $\theta_2((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ を得る。この場合、DSP 26は、推定時刻 mT から累積された位相差 $\theta_2((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ をシンボル周期 T_S ごとに得る。

20

その後、DSP 26は、第2周波数オフセット除去処理を実行する(ステップI4)。より具体的には、DSP 26は、累積位相差 $\theta_2((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ に基づいて、デジタルベースバンド信号 $r_{R1}(kN_F + i)$ の位相を累積位相差 $\theta_2((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ に見合った量だけ逆方向に回転する。これにより、デジタルベースバンド信号 $r_{R1}(kN_F + i)$ から第2周波数オフセットを除去することができる。こうして、DSP 26は、第2周波数オフセットに基づくデジタルベースバンド信号 $r_{R1}(kN_F + i)$ の自動周波数制御を達成する。

30

以上のようにこの実施形態10によっても、十分な周波数オフセット補償範囲の確保と良好なBER特性の確保との両立を図ることができる。

実施形態11

第22図は、この発明の実施形態11に係る復調処理を説明するためのフローチャートである。

上記実施形態10では、フィルタリング処理の後で周波数オフセット除去処理を実行している。これに対して、この実施形態11では、周波数オフセット除去処理をフィルタリング処理の前に実行している。

より詳述すれば、この実施形態11では、第1AFC処理の一部である第1周波数オフセット除去処理をフィルタリング処理の前に実行するとともに、第1AFC処理の残余の処理、すなわち歪み量検出処理、第1周波数オフセット推定処理および積分処理を一連の処理と並列に実行する。

40

さらに詳述すれば、DSP 26は、第22図(a)に示すように、A/D変換回路25a、25bからデジタルベースバンド信号が与えられると、フィルタリング処理に先立って、第1周波数オフセット除去処理を実行する(ステップH1)。より具体的には、DSP 26は、この一連の処理とは並列に行われている積分処理において求められた第1周波数オフセットに対応する累積位相差 $\theta_1((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ に見合った量だけ上記デジタルベースバンド信号の位相を逆方向に回転させる。これにより、第1周波数オフセットが除去されたデジタルベースバンド信号が得られる。

その後、DSP 26は、当該デジタルベースバンド信号に対してフィルタリング処理を

50

施し（ステップH2）、雑音成分等を除去した後、ナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号を検出する（ステップH3）。その後、DSP26は、当該デジタルベースバンド信号に基づいて第2AFC処理を実行する（ステップH4）。この第2AFC処理を実行することにより、DSP26は、最終的な周波数オフセットを除去したデジタルベースバンド信号を得ることができる。次いで、DSP26は、当該デジタルベースバンド信号からフェージング歪みを除去した後（ステップH5）、データ判定処理を実行する（ステップH6）。

一方、DSP26は、第22図（b）に示すように、ナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号を検出したか否かを判別する（ステップG1）。ナイキスト点を検出した場合、DSP26は、このナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号に基づいて伝送路の歪み量 $c_{EPI}(kN_F + i)$ を検出する（ステップG2）。その後、DSP26は、この伝送路の歪み量 $c_{EPI}(kN_F + i)$ に基づいて第1周波数オフセットに対応する位相差 $s(mLN_F)$ を推定し（ステップG3）、この位相差 $s(mLN_F)$ を巡回加算することにより累積位相差 $((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ を求める（ステップG4）。DSP26は、この求められた累積位相差 $((m-1)LN_F + 1N_F + i)$ を、ステップH1における第1周波数オフセット除去処理に利用する。

以上のようにこの実施形態11によれば、第1周波数オフセット除去処理をフィルタリング処理の前に行っている。したがって、受信IF信号の周波数帯域がフィルタリング処理における遮断周波数よりも大きくなった場合でも、受信IF信号の一部が削られることなく、第1周波数オフセットの除去を行うことができる。そのため、データ判定を良好に行うことができる。

実施形態12

第23図は、この発明の実施形態12に係る復調処理を説明するためのフローチャートである。

上記実施形態10では、デジタルベースバンド信号の位相を直接回転させることにより、周波数オフセットを補償している。これに対して、この実施形態12では、VCOである発振回路22にて発生される局部発振信号の周波数を変化させることにより受信ベースバンド信号の位相を回転させ、周波数オフセットを補償するようにしている。

より詳述すれば、この実施形態12では、デジタルベースバンド信号に対してソフト的なデジタル信号処理を施して周波数オフセットを除去するのではなく、VCOからなる発振回路22に対する印加電圧を制御することにより周波数オフセットを除去する。

すなわち、この実施形態12においては、第23図（a）に示すように、フィルタリング処理（ステップF1）、ナイキスト点検出処理（ステップF2）、第2AFC処理（ステップF3）、フェージング歪み補償処理（ステップF4）およびデータ判定処理（ステップF5）を実行するとともに、この一連の処理と並列に、第23図（b）に示すように、歪み量検出処理、第1周波数オフセット推定処理およびVCO22への印加電圧を制御するVCO制御処理を実行する。

さらに詳述すれば、DSP26は、ナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号を検出したか否かを判別する（ステップE1）。ナイキスト点を検出した場合、DSP26は、このナイキスト点に対応するデジタルベースバンド信号に基づいて伝送路の歪み量 $c_{EPI}(kN_F + i)$ を検出する（ステップE2）。その後、DSP26は、上記伝送路の歪み量 $c_{EPI}(kN_F + i)$ に基づいて、第1周波数オフセットを推定する（ステップE3）。その後、DSP26は、この推定された第1周波数オフセットに応じた印加電圧をVCO22に与える（ステップE4）。

これにより、VCO22は、従前の発振周波数から第1周波数オフセットに応じた量だけ偏移した発振周波数を有する局部発振信号を発振することになる。したがって、周波数変換回路21は、第1周波数オフセットを除去したアナログベースバンド信号を出力することになる。そのため、良好な周波数オフセット補償を実現することができる。

以上のようにこの実施形態12によれば、VCO22にて発生される局部発振信号の周波数を調整することにより受信IF信号から周波数オフセットを除去している。すなわち、

10

20

30

40

50

フィルタリング処理の前に第1周波数オフセットを除去している。したがって、上記実施形態11と同様に、受信IF信号の周波数帯域がフィルタリング処理における遮断周波数よりも大きな周波数帯まで広がったとしても、受信IF信号の一部が削られることなく、周波数オフセットの除去を行うことができる。そのため、データ判定を良好に行うことができる。

他の実施形態

この発明の実施形態の説明は以上のとおりであるが、この発明は上述の実施形態に限定されるものではない。たとえば上記各実施形態では、通信方式としてTDMAを適用する場合を例にとって説明している。しかし、通信方式としては、FDMA(Frequency Division Multiple Access)およびCDMA(Code Division Multiple Access)などを適用することもできる。この場合、無線受信信号はTDMAの場合のようにバースト信号ではなく連続信号となる。しかし、この場合であっても、この発明を容易に適用できることはもちろんである。また、上記実施形態では、復調処理をDSP26によりソフトウェア的に実現する場合を例にとっている。しかし、たとえば、DSP26により実行される復調処理の各ステップをそれぞれハードウェア的な回路で実現するようにしてもよいことはもちろんである。

【図面の簡単な説明】

第1図は、この発明の実施形態1に係る自動周波数制御方法が適用される無線通信システムの全体構成を示す概念図である。

第2図は、バースト信号のフォーマットを示す図である。

第3図は、復調処理を説明するためのフローチャートである。

第4図は、周波数オフセットの推定タイミングを説明するための図である。

第5図は、周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

第6図は、BER特性を示すグラフである。

第7図は、第1周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

第8図は、第2周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

第9図は、第2周波数オフセット推定処理を説明するための概念図である。

第10図は、実施形態1に基づくBERを説明するためのグラフである。

第11図は、この発明の実施形態2に係る第1周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

第12図は、この発明の実施形態3に係る第2周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

第13図は、この発明の実施形態4に係る第2周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

第14図は、この発明の実施形態5に係る第1周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

第15図は、この発明の実施形態6に係る第1周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

第16図は、この発明の実施形態7に係る周波数オフセット推定処理を説明するためのフローチャートである。

第17図は、この発明の実施形態8に係る復調処理を説明するためのフローチャートである。

第18図は、この発明の実施形態9に係る復調処理を説明するためのフローチャートである。

第19図は、この発明の実施形態10に係る復調処理を説明するためのフローチャートである。

第20図は、第1AFC処理を説明するためのフローチャートである。

第21図は、第2AFC処理を説明するためのフローチャートである。

第22図は、この発明の実施形態11に係る復調処理を説明するためのフローチャートである。

10

20

30

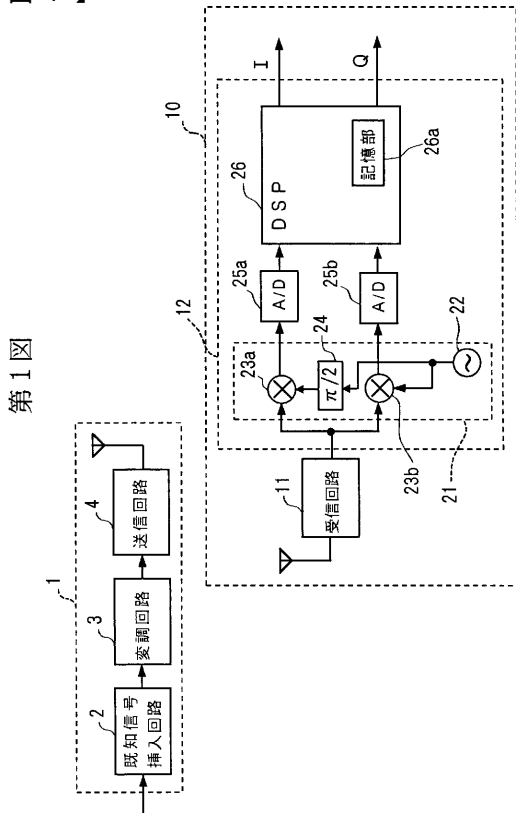
40

50

第 2 3 図は、この発明の実施形態 1 2 に係る復調処理を説明するためのフローチャートである。

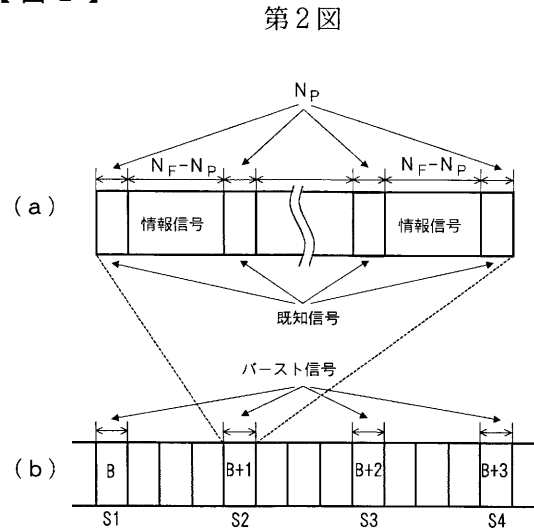
第 2 4 図は、周波数オフセット推定範囲、推定精度および周波数オフセット候補の関係を説明するための概念図である。

【 図 1 】



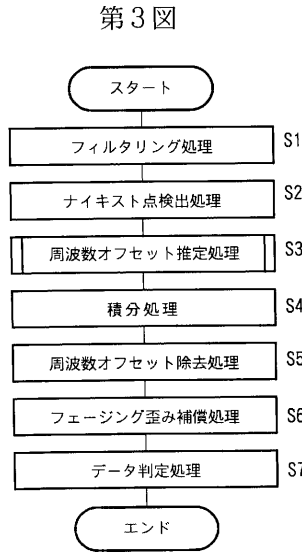
第 1 図

【 図 2 】

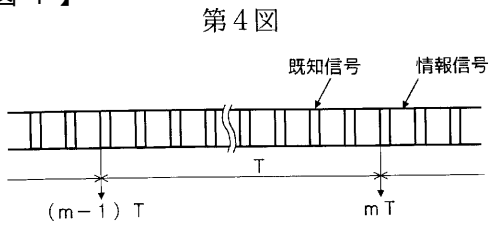


第 2 図

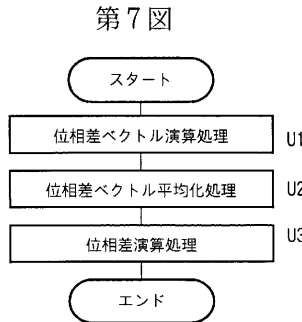
【 図 3 】



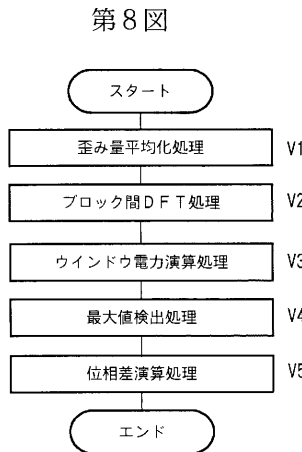
【 図 4 】



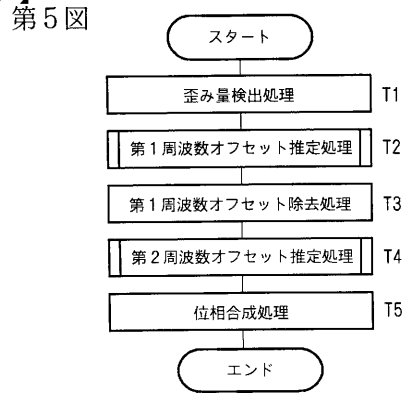
【 図 7 】



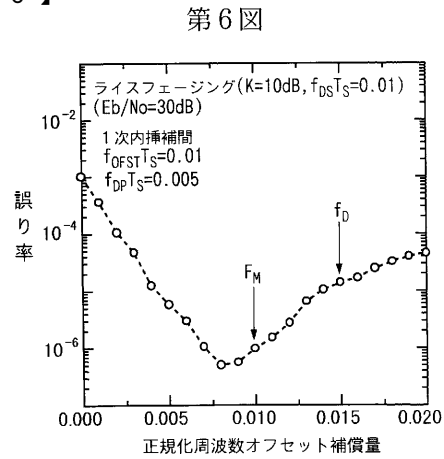
【 図 8 】



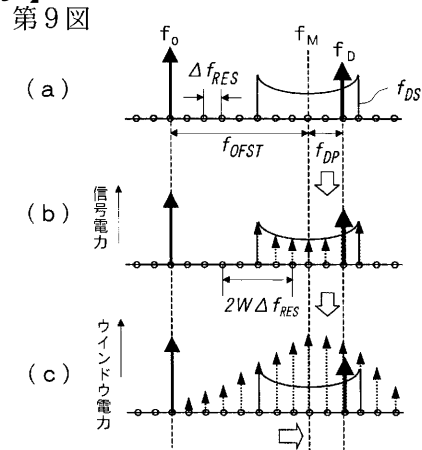
【 図 5 】



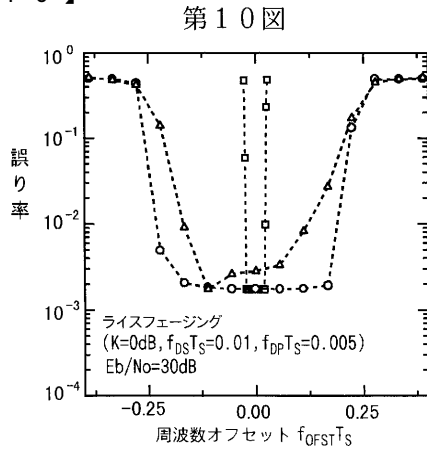
【 図 6 】



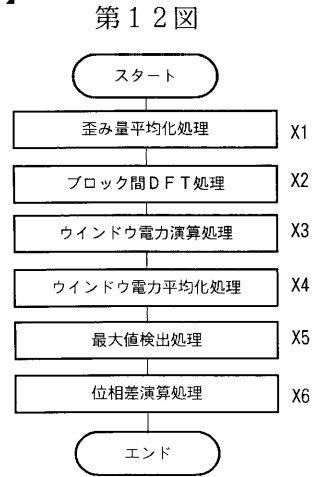
【 図 9 】



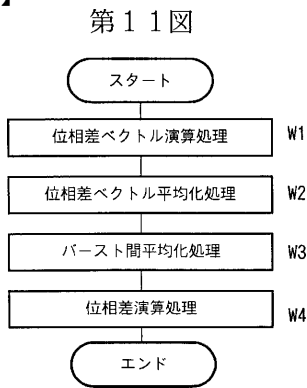
【 図 1 0 】



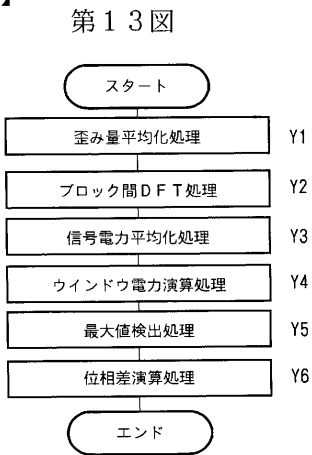
【 図 1 2 】



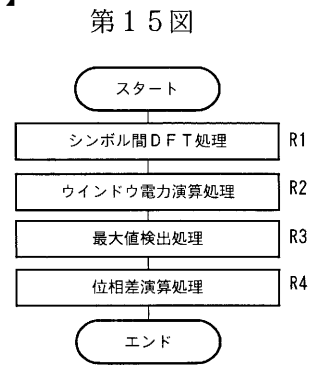
【 図 1 1 】



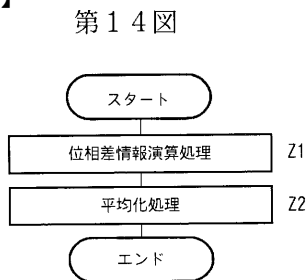
【 図 1 3 】



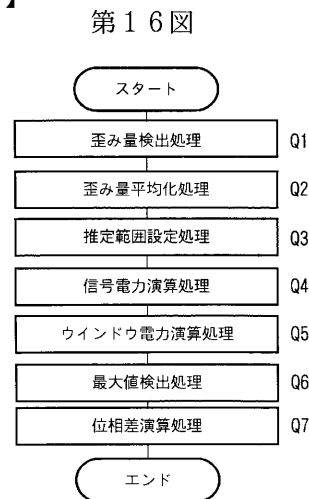
【 図 1 5 】



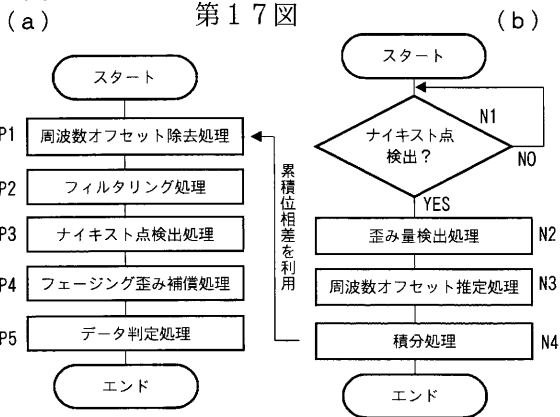
【 図 1 4 】



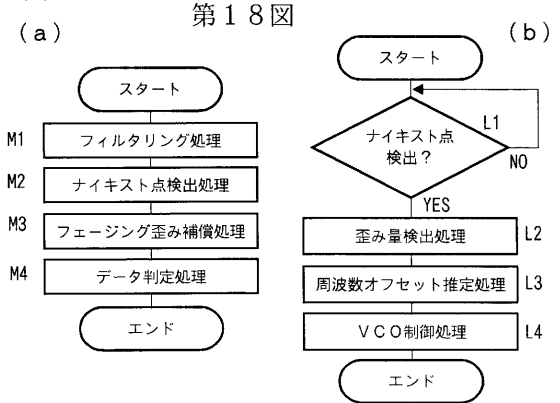
【 図 1 6 】



【図17】



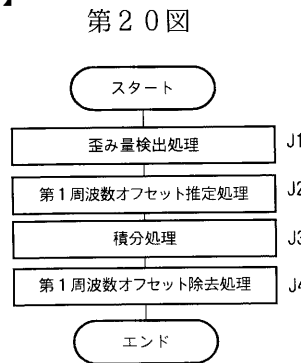
【図18】



【図19】

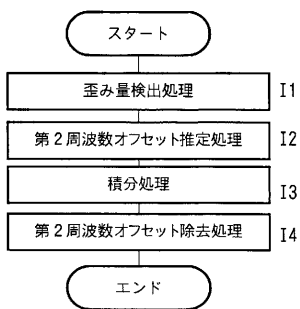


【図20】



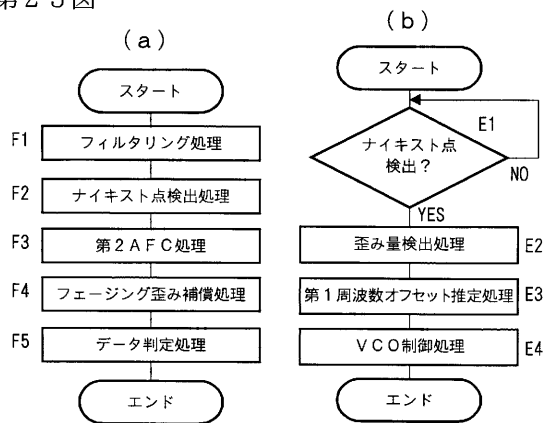
【図21】

第21図



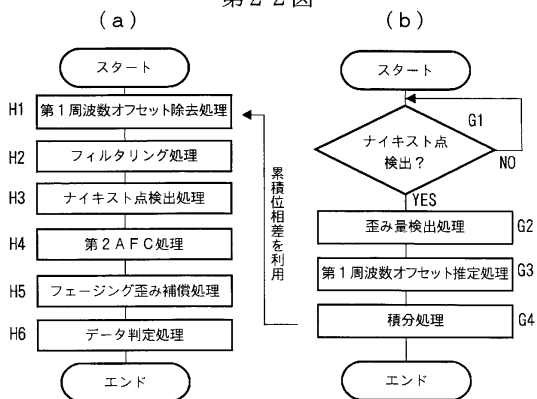
【図23】

第23図



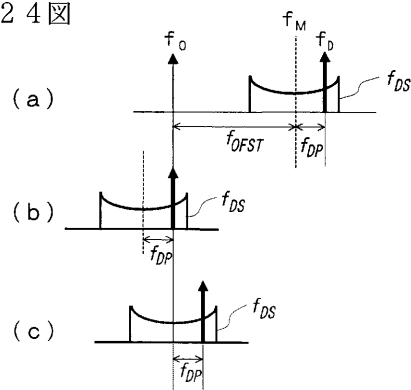
【図22】

第22図



【図24】

第24図



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)

H04L 27/227

H04L 27/38

H04B 1/16

H03J 7/02