

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2009-302793
(P2009-302793A)

(43) 公開日 平成21年12月24日(2009.12.24)

(51) Int.Cl. F I テーマコード(参考)
HO4J 11/00 (2006.01) HO4J 11/00 Z 5K022

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2008-153691 (P2008-153691)	(71) 出願人	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(22) 出願日	平成20年6月12日(2008.6.12)	(74) 代理人	100088672 弁理士 吉竹 英俊
		(74) 代理人	100088845 弁理士 有田 貴弘
		(72) 発明者	前野 晶子 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
		(72) 発明者	有田 栄治 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

最終頁に続く

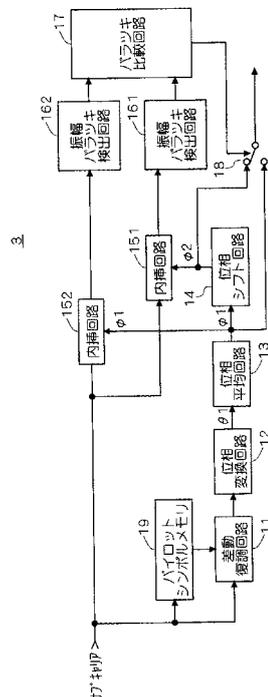
(54) 【発明の名称】 搬送波周波数誤差検出器

(57) 【要約】

【課題】搬送波周波数誤差を正確に検出することはもとより、周波数誤差検出範囲の直線領域を拡大して搬送波周波数の誤差の補正の収束を早め、また、キャリア間干渉を広範囲に補正することが可能な搬送波周波数誤差検出器を提供する。

【解決手段】パイロットキャリアを差動復調し、差動復調により検出した位相情報を位相平均回路13で位相平均した信号1と、この信号を位相シフトした信号2に応じて、それぞれ内挿回路152および151で、キャリア間干渉曲線に基づいた内挿係数を使用してパイロットキャリアを内挿することで、正しい位相で内挿された場合のみ位相は収束し、誤った位相で内挿された場合は発散させる。

【選択図】図3



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

OFDM 信号を復調する復調装置に含まれ、フーリエ変換により周波数領域信号に変換されたサブキャリア中の差動変調されたパイロットキャリアを用いて搬送波周波数誤差を検出する搬送波周波数誤差検出器であって、

前記パイロットキャリアを差動復調する差動復調回路と、

前記差動復調回路の出力を位相変換して前記パイロットキャリアの位相を取得する位相変換回路と、

1 シンボル中の前記パイロットキャリアの位相を累積積分した後、パイロット数で除算して位相平均を取得し、第 1 の位相情報として出力する位相平均回路と、

前記第 1 の位相情報を受け、180 度シフトして第 2 の位相情報を算出する位相シフト回路と、

前記パイロットキャリアおよびその近傍の複数のサブキャリアに対する前記第 1 の位相情報に対応した内挿係数を、予め定められたキャリア間干渉曲線からそれぞれ導出し、前記パイロットキャリアおよび前記複数のサブキャリアに対して乗算し、それらの乗算結果を加算することで前記パイロットキャリアの振幅を補正して第 1 の内挿結果として出力する第 1 の内挿回路と、

前記パイロットキャリアおよび前記複数のサブキャリアに対する前記第 2 の位相情報に対応した内挿係数を、前記キャリア間干渉曲線からそれぞれ導出し、前記パイロットキャリアおよび前記複数のサブキャリアに対して乗算し、それらの乗算結果を加算することで前記パイロットキャリアの振幅を補正して第 2 の内挿結果として出力する第 2 の内挿回路と、

前記第 1 の内挿結果を 1 シンボル期間分について収集し、そのバラツキを計測する第 1 の振幅バラツキ検出回路と、

前記第 2 の内挿結果を 1 シンボル期間分について収集し、そのバラツキを計測する第 2 の振幅バラツキ検出回路と、

前記第 1 の内挿結果のバラツキと、前記第 2 の内挿結果のバラツキとを比較するバラツキ比較回路と、を備え、

前記第 1 および第 2 の位相情報のうち、バラツキの少ない方を位相誤差として検出する搬送波周波数誤差検出器。

【請求項 2】

前記差動復調回路の出力に含まれる I 信号と Q 信号との 2 乗和から内挿前の振幅を演算する振幅演算器と、

前記第 1 の内挿回路から出力される前記第 1 の内挿結果を受け、前記内挿前の振幅を用いて前記第 1 の内挿結果の正規化を行って、前記第 1 の振幅バラツキ検出回路に与える第 1 の振幅正規化回路と、

前記第 2 の内挿回路から出力される前記第 2 の内挿結果を受け、前記内挿前の振幅を用いて前記第 2 の内挿結果の正規化を行って、前記第 2 の振幅バラツキ検出回路に与える第 2 の振幅正規化回路と、をさらに備える、請求項 1 記載の搬送波周波数誤差検出器。

【請求項 3】

前記第 1 および第 2 の振幅バラツキ検出回路は、

それぞれ第 1 および第 2 の振幅正規化回路から出力される正規化された前記第 1 および第 2 の内挿結果を絶対値化し、予め定めた上限値より大きなものと、予め定めた下限値より小さなものだけをカウントし、バラツキとして計測する、請求項 2 記載の搬送波周波数誤差検出器。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) 方式の搬送波周波数誤差検出器に関し、特に、ISDB-T (Integrated Service

10

20

30

40

50

s Digital Broadcasting-Terrestrial)、DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial)などの、差動パイロットキャリアが定義された地上デジタル放送における搬送波周波数誤差検出器に関する。

【背景技術】

【0002】

地上デジタル放送のような差動パイロットキャリアが設定されているOFDM方式の搬送波周波数誤差検出方式は、時間領域で有効シンボル期間の後半のレプリカ(コピー)がガードインターバル(GI)にあることを利用してGI相関(シンボル後半部とガードインターバルとの自己相関)を用いて検出する方式と、周波数領域でパイロットキャリアの差動復調を用いて検出する方式とがあった。

10

【0003】

時間領域でのガードインターバルを利用したGI相関を用いる方式では、少なくともシンボル長分のメモリが必要であった。また、時間領域で搬送波周波数誤差の補正を行うには、例えば位相雑音の補正として周波数領域でパイロットキャリアを差動復調し、差動復調後の位相を積分または平均することでCPE(Common Phase Error)の補正を行うCPE補正が必要であった(特許文献1および特許文献2)。

【0004】

一方、周波数領域でパイロットキャリアを差動復調し、差動復調後の位相を搬送波周波数誤差として検出する方式では、パイロットキャリアはDBPSK(Differential Binary Phase Shift Keying)変調された信号であるため、例えばISDB-TではTMCC(Transmission and Multiplexing Configuration Control)信号はシンボルごとに情報が±変動し、AC(Auxiliary Channel)キャリアは各パイロットキャリアで±変動する。このため位相検出回路は通常±/2の範囲で検出しかできないという問題があった(特許文献3および特許文献4)。

20

【0005】

【特許文献1】特開平9-321733号公報(図1)

【特許文献2】特開平11-112460号公報(図1)

【特許文献3】特開2004-304454号公報(図10)

【特許文献4】特許第3773388号公報(図1)

【発明の開示】

30

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

以上説明したように、時間領域でGI相関を用いた方式でも周波数誤差検出は可能であるが、例えば反射波があるマルチパス環境では誤差が生じる。また、特に位相雑音やドップラーシフトによって引き起こされるキャリア間干渉(Inter Carrier Interference:ICI)を補正するために周波数領域で広範囲にキャリア誤差を検出する必要がある。

【0007】

また、従来の搬送波周波数誤差検出方式では、差動復調結果を位相に変換するだけであることから、前述したように周波数誤差検出範囲は±/2が限界であり、±/2付近は信頼性がなく、リニアに使える範囲は±/4であった。搬送波周波数の誤差補正では±/2を超えても検出特性が逆になるだけで誤差補正は可能であるが、収束までに時間がかかるといった問題があった。

40

【0008】

また、位相雑音やドップラーシフトによるキャリア間干渉の補正には、±/4以下の範囲、すなわちシンボル周波数の約±1/8程度しか使えないという問題があった。

【0009】

本発明は上記のような問題点を解消するためになされたもので、搬送波周波数誤差を正確に検出することはもとより、周波数誤差検出範囲の直線領域を拡大して搬送波周波数の誤差の補正の収束を早め、また、キャリア間干渉を広範囲に補正することが可能な搬送波周波数誤差検出器を提供することを目的とする。

50

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明に係る請求項1記載の搬送波周波数誤差検出器は、OFDM信号を復調する復調装置に含まれ、フーリエ変換により周波数領域信号に変換されたサブキャリア中の差動変調されたパイロットキャリアを用いて搬送波周波数誤差を検出する搬送波周波数誤差検出器であって、前記パイロットキャリアを差動復調する差動復調回路と、前記差動復調回路の出力を位相変換して前記パイロットキャリアの位相を取得する位相変換回路と、1シンボル中の前記パイロットキャリアの位相を累積積分した後、パイロット数で除算して位相平均を取得し、第1の位相情報として出力する位相平均回路と、前記第1の位相情報を受け、180度シフトして第2の位相情報を算出する位相シフト回路と、前記パイロットキャリアおよびその近傍の複数のサブキャリアに対する前記第1の位相情報に対応した内挿係数を、予め定められたキャリア間干渉曲線からそれぞれ導出し、前記パイロットキャリアおよび前記複数のサブキャリアに対して乗算し、それらの乗算結果を加算することで前記パイロットキャリアの振幅を補正して第1の内挿結果として出力する第1の内挿回路と、前記パイロットキャリアおよび前記複数のサブキャリアに対する前記第2の位相情報に対応した内挿係数を、前記キャリア間干渉曲線からそれぞれ導出し、前記パイロットキャリアおよび前記複数のサブキャリアに対して乗算し、それらの乗算結果を加算することで前記パイロットキャリアの振幅を補正して第2の内挿結果として出力する第2の内挿回路と、前記第1の内挿結果を1シンボル期間分について収集し、そのバラツキを計測する第1の振幅バラツキ検出回路と、前記第2の内挿結果を1シンボル期間分について収集し、そのバラツキを計測する第2の振幅バラツキ検出回路と、前記第1の内挿結果のバラツキと、前記第2の内挿結果のバラツキとを比較するバラツキ比較回路と、を備え、前記第1および第2の位相情報のうち、バラツキの少ない方を位相誤差として検出する。

10

20

【発明の効果】

【0011】

本発明に係る請求項1記載の搬送波周波数誤差検出器によれば、パイロットキャリアを差動復調し、差動復調により検出した位相情報を位相平均回路で位相平均した第1の位相情報信号と、この信号を位相シフトした第2の位相情報信号に応じて、それぞれ第1および第2の内挿回路で、キャリア間干渉曲線に基づいた内挿係数を使用してパイロットキャリアを内挿することで、正しい位相で内挿された場合のみ位相は収束し、誤った位相で内挿された場合は発散するので、パイロットキャリアの変調方式であるDBPSKの情報である \pm を無効し、搬送波周波数誤差を \pm の範囲で正しく検出できる。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0012】

図1はデジタルテレビの概略構成を示すブロック図である。図1に示すように、デジタルテレビにおいては、アンテナで受信したRF (radio frequency) 信号をIF (intermediate frequency) 信号に変換するRF/IF変換部(チューナー)101と、IF信号をデジタル信号に復調するデジタル復調部102と、復調したデジタル信号から、画像信号や音声信号にデコードする、画像・音声デコード部103と、デコードした音声信号および画像信号を視聴可能とするモニタ104とを備えている。

40

【0013】

チューナー101では、準同期検波として、キャリア周波数近傍を乗算して中間周波数あるいはベースバンドに変換するが、そこには誤差が含まれているので、これを除去するためにデジタル復調部102に搬送波周波数再生回路を備えている。

【0014】

図2は、搬送波周波数再生回路の概略構成を示すブロック図である。図2に示すように、搬送波周波数再生回路は、搬送誤差を検出し数値制御発信器5で再生したキャリアを乗算する複素乗算器1と、時間領域のOFDM信号を周波数領域に変換するフーリエ変換回路2と、周波数領域に変換したサブキャリア信号のうちパイロットキャリア信号から搬送波周波数誤差を検出する搬送波周波数誤差検出器3(3A, 3B)と、搬送波周波数誤差

50

検出器 3 (3 A , 3 B) の誤差を帯域制限し積分する搬送波再生ループのループフィルタ 4 と、ループフィルタ 4 の出力に応じて再生キャリアを発生する数値制御発振器 5 と、搬送波周波数誤差検出器 3 (3 A , 3 B) の出力を用いて、位相雑音やドップラーシフトによって生じる I C I (Inter Carrier Interference) やサブキャリア共通の位相回転を補正して出力する周波数誤差補正回路 6 とを備えている。

【 0 0 1 5 】

本発明は、この搬送波周波数再生回路を構成する搬送波周波数誤差検出器 3 (3 A , 3 B) に関し、以下、その実施の形態について説明する。

【 0 0 1 6 】

< 実施の形態 1 >

図 3 は、本発明に係る実施の形態 1 の搬送波周波数誤差検出器 3 の概略構成を示すブロック図である。

【 0 0 1 7 】

図 3 に示すように、搬送波周波数誤差検出器 3 は、差動復調回路 1 1、位相変換回路 1 2、位相平均回路 1 3、位相シフト回路 1 4、内挿回路 1 5 1 および 1 5 2、振幅バラツキ検出回路 1 6 1 および 1 6 2、バラツキ比較回路 1 7、スイッチ回路 1 8 およびフーリエ変換されたサブキャリア信号を蓄積するシンボルメモリ 1 9 を備えている。

【 0 0 1 8 】

差動復調回路 1 1 は、フーリエ変換回路 2 (図 2) から与えられる現シンボルのサブキャリア信号中のパイロット信号を、前シンボルの同一周波数のサブキャリア信号中のパイロット信号と差動復調し、位相変換回路 1 2 は、差動復調回路 1 1 の出力から例えば A T A N (アークタンジェント) 等を用いて \pm の位相を検出する。

【 0 0 1 9 】

位相平均回路 1 3 は、位相変換回路 1 2 から出力される 1 シンボル中の指定されたパイロットキャリアの位相を平均して位相情報を生成し、位相シフト回路 1 4 は、位相平均回路 1 3 の出力を 1 8 0 度 () 回転させる。

【 0 0 2 0 】

内挿回路 1 5 1 および 1 5 2 は、それぞれ位相シフト回路 1 4 および位相平均回路 1 3 の出力に応じて、サブキャリア間干渉曲線に従ってパイロットキャリアを内挿する回路であり、それぞれの出力は、パイロットキャリアの振幅バラツキを検出する振幅バラツキ検出回路 1 6 1 および 1 6 2 に与えられる。

【 0 0 2 1 】

バラツキ比較回路 1 7 は、位相バラツキ検出回路 1 6 1 および 1 6 2 のそれぞれの出力を比較し、バラツキ比較回路 1 7 の出力は、スイッチ回路 1 8 の切り替え制御に用いられる。

【 0 0 2 2 】

なお、位相シフト回路 1 4 の出力は、振幅バラツキ検出回路 1 6 1 およびスイッチ回路 1 8 にも与えられ、位相平均回路 1 3 の出力は、スイッチ回路 1 8 にも与えられ、スイッチ回路 1 8 は、位相平均回路 1 3 および位相シフト回路 1 4 の出力を切り替えて、何れか一方の出力を搬送波周波数誤差信号として出力する。

【 0 0 2 3 】

次に、デジタル放送方式におけるパイロット信号と、パイロットキャリアを用いた従来の搬送波周波数誤差の検出方式を簡単に説明する。

【 0 0 2 4 】

I S D B - T では T M C C と A C の 2 種類の差動 B P S K (Binary Phase Shift Keying) 変調によりデータを乗せるパイロット信号と、S P (スキャッタドパイロット) および 1 サブキャリアのみの C P (Continuous Pilot) が存在する (詳細は A R I B - S T D B 3 1 「地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式」を参照) 。

【 0 0 2 5 】

本発明では差動パイロットを用いるため、T M C C パイロットキャリアと A C パイロツ

10

20

30

40

50

トキャリアのみを処理対象キャリアとする。なお、DVB-T方式でもTPS (Transmission Parameters Signalling) パイロットキャリアという差動BPSKキャリアが存在するが、説明は省略する。

【0026】

TMCパイロットキャリアは、1シンボルに1ビットのデータを複数のサブキャリアで転送し、ACパイロットキャリアは、各サブキャリアごとに情報を伝達することが可能である。

【0027】

TMC信号およびAC信号は共に差動BPSK信号で変調される。また、これらの信号は周波数領域の同じ周波数で複数伝送される。受信側ではフーリエ変換後、前シンボルと現シンボルの同一周波数のサブキャリアを差動復調することで、TMC信号およびAC信号が復調される。

10

【0028】

ここで搬送波周波数誤差がある場合、例えば、0度と180度で送信された信号はシンボル間で位相差を持つことになるが、この位相差は全サブキャリアに共通に発生するため、パイロットキャリアの差動復調結果にも位相誤差が現れる。

【0029】

例えばISDB-Tのモード3ではサブキャリア間隔は1kHzであり、仮に100Hzの搬送波周波数に誤差がある状態では、復調後のパイロットキャリアには $\pi/4$ の位相回転として現れる。

20

【0030】

この一例を図4および図5に示す。図4はモード3、ガードインターバル長 $1/4$ (1シンボル長に対する割合で表現)の場合に、100Hzの周波数誤差を持つ場合の復調結果を示し、図5は300Hzの周波数誤差を持つ場合の復調結果を示すコンスタレーション図であり、Q軸を縦軸とし、I軸を横軸としている。

【0031】

図4および図5に示すように $\pi/4$ と $3\pi/4$ にほぼ集中して復調結果が現れている。これはTMC信号の場合、シンボルごとに $\pi/4$ の位相情報を持つためであり、AC信号はサブキャリアごとに $\pi/4$ の位相情報を持つからである。従ってパイロットキャリアを復調した結果は離れた二つの位相が存在することになる。

30

【0032】

図3および図4に示すような差動復調結果から搬送波周波数誤差を求める場合、TMC信号、AC信号共に0または $\pi/4$ の位相情報があるため、そのまま周波数誤差情報として使用することができず、例えばコンスタレーション図上の第2象限を第4象限に、第3象限を第1象限に変更する、すなわちゼロを中心として $\pi/2$ の変換を行い、周波数誤差を検出している。このときの周波数誤差検出特性を図6に示す。

【0033】

図6においては横軸に位相を示し、位相ゼロを中心として、周波数誤差が $\pi/4 \sim -\pi/4$ の範囲では特性がリニアであるので誤差検出が可能であるが、それ以上になると周波数誤差は正しく検出できないことが判る。

40

【0034】

本発明に係る搬送波周波数誤差検出器3では、周波数誤差検出特性を改善することが可能であり、以下、図3を参照しつつ、図7~図15を用いて搬送波周波数誤差検出器3の動作を説明する。

【0035】

図7に示すフローチャートのステップS1において、先ず前シンボルのパイロットキャリアと現シンボルのパイロットキャリアの差動復調を差動復調回路11で行う。次に、差動復調した信号を位相変換回路12で、例えばATAN (アークタンジェント)を用いて0度を基準に $\pi/4$ の位相に変換する(ステップS2)。以後の説明のため、この位相を1と呼称する。

50

【 0 0 3 6 】

位相 1 に変換された差動復調後のパイロットキャリアについて、位相平均回路 1 3 でシンボルのすべてのパイロット信号を累積積分し、その後、パイロット数で除算して位相平均を求める (ステップ S 3)。この平均を求める処理は雑音のキャンセルが主な目的であり、平均処理を行わないことも可能であるし、平均数を抑制することも可能である。この位相平均回路 1 3 の出力を以後の説明のため、出力 1 と呼称する。

【 0 0 3 7 】

次に、位相平均回路 1 3 の出力 1 を位相シフト回路 1 4 で 1 8 0 度 (すなわち) 位相シフト (- と表現) する (ステップ S 4)。これは前述したようにパイロットキャリアの差動復調結果は、 の位相差がある 2 つの場所に存在するからである。この位相シフト回路 1 4 の出力を出力 2 と呼称する。

10

【 0 0 3 8 】

位相シフト回路 1 4 の出力 2 および位相平均回路 1 3 の出力 1 は、それぞれ内挿回路 1 5 1 および 1 5 2 に与えられ、現シンボルのパイロットキャリアを、その近傍のサブキャリア信号により内挿する (ステップ S 5、S 7)。

【 0 0 3 9 】

ここで、内挿回路 1 5 1 および 1 5 2 の構成について図 8 を用いて説明する、図 8 は内挿回路 1 5 1 (1 5 2 も同じ構成) の概略構成を示すブロック図である。

【 0 0 4 0 】

フーリエ変換回路 2 おける高速フーリエ変換 (F F T) により、時間領域信号を周波数領域信号に変換する場合、シンボル単位で演算することになり、 F F T 後の信号は複数のサブキャリアの I Q 信号の塊となる。これをデータ処理の便宜のため、周波数の低いサブキャリアから順に出力する。

20

【 0 0 4 1 】

図 8 に示す内挿回路 1 5 1 では、フーリエ変換回路 2 より周波数の低い方から順に出力されるフーリエ変換後のサブキャリアを、クロックのタイミングでフリップフロップする D F F (D 型フリップフロップ) 群で受ける構成となっている。なお、図 8 においては、N 番目のサブキャリアがパイロットキャリアである場合に、その前後の N - 1 番目のサブキャリア、および N + 1 番目のサブキャリアを使用して内挿する場合を示している。

【 0 0 4 2 】

D F F 群は、I 入力ラインに直列に接続された D F F 9 1 1、9 1 3 および 9 1 5 と、Q 入力ラインに直列に接続された D F F 9 1 2、9 1 4 および 9 1 6 を有している。そして、D F F 9 1 1 および 9 1 2 の出力は、複素乗算器 9 2 1 にも与えられ、後述する R O M (Read Only Memory) 9 4 1 の出力信号と複素乗算される。また、D F F 9 1 3 および 9 1 4 の出力は、複素乗算器 9 2 2 にも与えられ、後述する R O M 9 4 2 の出力信号と複素乗算される。また、D F F 9 1 5 および 9 1 6 の出力は、複素乗算器 9 2 3 にも与えられ、後述する R O M 9 4 3 の出力信号と複素乗算される。

30

【 0 0 4 3 】

複素乗算器 9 2 1 で複素乗算した結果の I 信号 (Inphase 信号) および Q 信号 (Quadrature 信号) は、加算器 9 3 1 および 9 3 2 にそれぞれ入力され、隣接するサブキャリアの複素演算後の I 信号および Q 信号と加算される。また、複素乗算器 9 2 2 で複素乗算した結果の I 信号および Q 信号は、加算器 9 3 3 および 9 3 4 にそれぞれ入力され、隣接するサブキャリアの複素演算後の I 信号および Q 信号と加算される。また、複素乗算器 9 2 3 で複素乗算した結果の I 信号および Q 信号は、加算器 9 3 5 および 9 3 6 にそれぞれ入力され、隣接するサブキャリアの複素演算後の I 信号および Q 信号と加算される。

40

【 0 0 4 4 】

R O M 9 4 1 ~ 9 4 3 は、図 3 に示す位相平均回路 1 3 または位相シフト回路 1 4 の出力に応じて、予め定められた位相範囲のサブキャリア間干渉曲線の一部を出力する R O M である。

【 0 0 4 5 】

50

すなわち、ROM 941には、DF F 911および912で規定されるN - 1番目のサブキャリアに対するサブキャリア間干渉曲線の一部が予め記憶されており、図9に示すサブキャリア間干渉曲線を例に採れば、 $-3/2 \sim -/2$ の係数が記憶されている。また、ROM 942には、DF F 913および914で規定されるN番目のサブキャリアに対するサブキャリア間干渉曲線の一部が予め記憶されており、図9に示すサブキャリア間干渉曲線を例に採れば、 $-/2 \sim /2$ の係数が記憶されている。また、ROM 943には、DF F 915および916で規定されるN + 1番目のサブキャリアに対するサブキャリア間干渉曲線の一部が予め記憶されており、図9に示すサブキャリア間干渉曲線を例に採れば、 $/2 \sim 3/2$ の係数が記憶されている。

【0046】

従って、ROM 942では、差動復調により検出した位相情報を位相平均回路13で位相平均した出力1を、さらに位相シフト回路14によりだけ位相シフトした出力2に対応するパイロットキャリアの内挿係数を出力し、ROM 941および943では、出力2に対して±ずつシフトさせた値に対応する内挿係数を出力する。そして、複素乗算器921~923において、それぞれ、ROM 941~943から出力される内挿係数を、N - 1番目のサブキャリア、N番目のサブキャリア、およびN + 1番目のサブキャリアのI信号およびQ信号に乗算し、さらに、加算器931~936で、I軸およびQ軸ごとに加算する。

【0047】

なお、内挿回路152では、ROM 941~943には、差動復調により検出した位相情報を位相平均回路13で位相平均した出力1が与えられ、当該出力1に応じた内挿係数を出力する構成となっている。

【0048】

図10には、一例として、複素乗算器922の構成を示す。

図10に示すように、複素乗算器922は、N番目のサブキャリアのI信号と、ROM 942から出力されるI信号の内挿係数とを乗算する乗算器M1と、N番目のサブキャリアのQ信号と、ROM 942から出力されるI信号の内挿係数とを乗算する乗算器M2と、N番目のサブキャリアのI信号と、ROM 942から出力されるQ信号の内挿係数とを乗算する乗算器M3と、N番目のサブキャリアのQ信号と、ROM 942から出力されるQ信号の内挿係数とを乗算する乗算器M4とを備えている。そして、乗算器M1の出力および乗算器M4の出力は加算器933に与えられ、乗算器M2の出力および乗算器M3の出力は加算器934に与えられて加算される。

【0049】

上記の処理の概念を以下に説明する。

図11は、周波数誤差がない場合のサブキャリアを示しており、他のサブキャリアの影響を受けず、振幅や位相に変化がない。一方、図12は周波数誤差がある場合のサブキャリアを示しており、サブキャリア間干渉により隣接するサブキャリアの影響を受け、隣接するサブキャリアとの合成信号となってFFT出力に現れる。すなわち、中央のサブキャリアは、矢印でAで示されるように位相がずれ、振幅も小さくなる。これは、矢印BおよびCで示される隣接するサブキャリアの逆方向の振幅と合成されるためである。

【0050】

ここで、隣接するサブキャリアからの干渉曲線は、FFTの特性から判明しているので、干渉曲線から隣接するサブキャリアの内挿係数およびパイロットキャリアの内挿係数を取得し、それらを隣接するサブキャリアおよびパイロットキャリアのデータに乗算し、それらを加算することで補正が実行され、干渉がない場合の正しい値を再現できることになる。

【0051】

ただし、既知の信号として差動変調した信号を利用しているので、1シンボルから得られる情報に分の不確定要素があるため、差動復調で求めた位相変動角に対して、シフトさせた信号と、そうでない信号とで内挿し、パラツキが小さい方を採用する構成を採

10

20

30

40

50

ている。

【0052】

図13および図14に、上述した内挿処理の結果の一例を示す。例えば $\pi/4$ の周波数誤差が残っている場合に、正しく $\pi/4$ で内挿をした場合の結果を図13に、 $\pi/2$ 分の位相シフトにより、 $3\pi/4$ で内挿した場合を図14に示す。図13に示されるように、正しい内挿係数を与えられた場合、内挿回路の出力はパイロットキャリアの振幅円周辺に収束するが、図14に示されるように、誤った内挿係数を与えられた場合、キャリア間干渉がより強く発生するため、パイロットキャリアの振幅円周辺に収束せず各パイロットキャリアは発散する。

【0053】

上記の原理により、本発明ではパイロットキャリアのもつ $\pi/4$ の情報をキャンセルし、正しい位相誤差を判定する。

【0054】

ここで、図7に示すフローチャートの説明に戻る。

現シンボルのパイロットキャリアを内挿回路151および152で内挿し、パイロットキャリアのみの振幅を振幅バラツキ検出回路161および162にそれぞれ伝達して、1シンボル期間分のパイロットキャリアの振幅のバラツキを計測する(ステップS6、S8)。なお、パイロットキャリアは、差動変調信号であり、かつ差動BPSKであるため規定された振幅を示すので、これを利用している。

【0055】

図13に示すように、正しく内挿された場合は、振幅は本来のパイロットキャリアの振幅に収束するが、図14に示されるように、誤って内挿された場合は、振幅は発散する。

【0056】

振幅バラツキ検出回路161および162でバラツキを計測した後は、バラツキ比較回路17でバラツキを比較判定することにより、正確に内挿した位相から位相誤差を判断することができる。

【0057】

例えば $\pi/4$ の周波数誤差が残留している場合、TMCCキャリアは図4に示したように、 $-\pi/4$ または $3\pi/4$ の2箇所に出現する。しかし、振幅バラツキ検出回路161および162でバラツキを計測し、そのバラツキが最も小さくなるように内挿した位相(例えば $\pi/4$)を正しい位相とすることで、TMCCキャリアが $3\pi/4$ に出現した場合でも、 $\pi/4$ を正しい位相とすることができる。

【0058】

なお、振幅バラツキ検出回路161および162では、1シンボル内の全パイロットキャリアの振幅の平均値を求めた後、偏差あるいは分散を算出することでバラツキを検出し、バラツキ比較回路17では当該偏差あるいは分散に基づいてバラツキの大小を比較する。

【0059】

そして、バラツキ比較回路17では、バラツキが小さいと判定した方の内挿を行った内挿回路の内挿係数を与えた位相、すなわち1あるいは2の何れかを搬送波周波数誤差信号として出力するように、スイッチ18を切り替え制御する。

【0060】

以上説明したように、パイロットキャリアを差動復調し、差動復調により検出した位相情報を位相平均回路13で位相平均した信号1と、この信号を位相シフトした信号2に応じて、それぞれ内挿回路152および151で、キャリア間干渉曲線に基づいた内挿係数を使用してパイロットキャリアを内挿することで、正しい位相で内挿された場合のみ位相は収束し、誤った位相で内挿された場合は発散するので、搬送波周波数誤差を正しく検出することができる。

【0061】

ここで、搬送波周波数誤差検出器3の周波数誤差検出特性を図15に示す。図15にお

10

20

30

40

50

いては横軸に位相を示し、位相ゼロを中心として $\pm 3/4$ の近傍の範囲までリニアに検出することが可能であることが判る。従って、周波数誤差検出範囲の直線領域が拡大され、搬送波周波数誤差の補正の収束を早め、また、キャリア間干渉を広範囲に補正することが可能となる。

【0062】

また、図8に示したように、パイロットキャリアを内挿する内挿回路151(152)は数タップのフィルタで実現できる。従来、キャリア間干渉を除去するためには長いタップ長が必要であるが、本発明では収束と発散を比較するために内挿を用いるので、長いタップ長は不要となり、短いタップ長で実現できるという利点もある。

【0063】

<実施の形態2>

図16は、本発明に係る実施の形態2の搬送波周波数誤差検出器3Aの概略構成を示すブロック図である。図16において、図3に示した搬送波周波数誤差検出器3と同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略する。

【0064】

図16に示すように、搬送波周波数誤差検出器3Aは、差動復調回路11の出力を振幅信号に変換する振幅演算器21、振幅演算器21の情報に基づいて内挿回路151および152の出力をそれぞれ正規化してする正規化回路221および222をさらに備えている。

【0065】

次に動作について説明する。現シンボルのパイロットキャリアの差動復調結果は、図4および図5に示すように $-3/4$ と $3/4$ にほぼ集中して復調結果が現れるような信号である。この信号を振幅演算器21で振幅の1次元情報に変換する。

【0066】

具体的には、パイロットキャリアの差動復調後のI信号とQ信号の2乗和($I^2 + Q^2$)、すなわち電力を求め、平方根を取って振幅($\sqrt{I^2 + Q^2}$)に変換して内挿前の振幅を求める。ここで、パイロットキャリアは振幅が平均的なサブキャリアの $4/3$ 倍に規定されており、近似式による変換でも良い。

【0067】

振幅演算器21により得られた内挿前の振幅により、内挿回路151および152で内挿したパイロットキャリアの振幅を振幅正規化回路221および222で正規化する。ここでの正規化は、差動復調後の振幅に逆比例して振幅を補正することを意味している。

【0068】

次に、正規化による効果について説明する。図17は、伝送路にマルチパスがある場合のOFDM信号の周波数領域の振幅特性を示す図であり、横軸に周波数を、縦軸に振幅を示している。図17に示すように、OFDM信号は周波数によって振幅が変動するが、これは時間領域での時間差のある信号は周波数領域で位相回転になって現れることに起因している。

【0069】

実施の形態2の搬送波周波数誤差検出器3Aでは、このようなマルチパスがある伝送路でも正確に位相を判別するために、差動復調直後の振幅を用いて、内挿後のパイロットキャリアの振幅を正規化(除算)することを特徴としている。

【0070】

従って、入力信号がマルチパスにより小さくなっていても、正規化することで本来のパイロットキャリアの振幅に近づけることができ、その後の振幅バラツキ検出回路161および162での振幅計測の精度を高めることができ、バラツキ比較回路17でのバラツキの比較判定を正確に行うことが可能となる。

【0071】

以上のようにパイロットキャリアの差動復調直後の振幅を利用して、内挿後のパイロットキャリアの振幅を正規化する構成としたので、マルチパス伝送路によりサブキャリアの

10

20

30

40

50

電力が変動する場合においても正確に振幅の発散と収束を判断でき、位相誤差を精度良く検出することができる。

【0072】

<実施の形態3>

図18は、本発明に係る実施の形態3の搬送波周波数誤差検出器3Bの概略構成を示すブロック図である。図18において、図3および図16に示した搬送波周波数誤差検出器3および3Aと同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略する。

【0073】

図18に示すように、搬送波周波数誤差検出器3Bにおいては、搬送波周波数誤差検出器3Aにおける振幅バラツキ検出回路161および162の代わりに、振幅のバラツキを計測するバラツキカウンタ231および232を備えている。

10

【0074】

図19は、バラツキカウンタ231(232も同じ)の構成を示すブロック図である。

図19に示すように、バラツキカウンタ231は、前段の振幅正規化回路221(図18)から出力されるI信号およびQ信号を受けて絶対値化する絶対値回路241および242と、絶対値回路241および242で絶対値となったI信号(|I|)およびQ信号(|Q|)を加算する加算器25と、加算された絶対値が下限比較値より小さいか否かを比較する下限比較回路261と、加算された絶対値が上限比較値より大きいか否かを比較する上限比較回路262と、下限比較回路261の出力をカウントするカウンタ271と、上限比較回路262の出力をカウントするカウンタ272と、カウンタ271および272でのカウント値を加算する加算器28とを備えている。

20

【0075】

次に動作について説明する。マルチパス伝送路がある場合でも、振幅正規化回路221および222により内挿後のパイロットキャリアの振幅を正規化することで、正確に内挿された信号であれば大半の信号は収束する。

【0076】

これを利用し、振幅バラツキを計測する回路を簡素化したものが搬送波周波数誤差検出器3Bである。

【0077】

通常、振幅バラツキを計測するには、分散を用いる場合には、基準値に対する差を2乗する処理が必要であり、偏差を用いる場合には、さらにその平方根を求める必要があり、分散や偏差を求めるには回路規模が大きくなる。

30

【0078】

ここで、パイロットキャリアは常に同じ電力で送信されてきているので基準値は固定値である。そこで内挿後のパイロットキャリアの振幅が正規化されていることを利用して、絶対値回路241および242によりI信号およびQ信号を絶対値化し両者を加算することで振幅の大きさを求める。

【0079】

このような処理でも有効となるのは、パイロットキャリアの振幅が正規化されており、同じ振幅が常に与えられるという前提があるためである。

40

【0080】

こうして得られた振幅が、予め定めた上限比較値より大きい場合、上限比較回路262が所定信号を出力し、それを受けたカウンタ272がカウント動作する。一方、予め定めた下限比較値より小さい場合は、下限比較器261が所定信号を出力し、それを受けたカウンタ271がカウント動作する。

【0081】

図20および図21は、内挿処理の結果に対して、パイロットキャリアの振幅のバラツキを上限値より大きい場合と、下限値より小さい場合とで判定した場合の結果を示す図である。図20および図21においては、上限比較回路262および下限比較器261での上限比較値ULおよび下限比較値DLをそれぞれ円で示しており、図20に示されるよう

50

に、正しい内挿係数を与えられた場合は、上限比較値 U_L および下限比較値 D_L を越える振幅はほとんどカウントされないが、図 21 に示されるように、誤った内挿係数を与えられた場合は、上限比較値 U_L および下限比較値 D_L を越える振幅が多くカウントされ、両者を比較することで、簡単にバラツキを判別することが可能となる。

【0082】

以上のように、パイロットキャリアの振幅のバラツキを上限値より大きい場合と、下限値より小さい場合とで判定するようにバラツキ判定に不感帯を設けることで、回路の簡素化を図ることができ、かつ、検出精度は低下させることなく搬送波周波数誤差の検出が可能となる。

【図面の簡単な説明】

10

【0083】

【図1】デジタルテレビの概略構成を示すブロック図である。

【図2】搬送波周波数再生回路の概略構成を示すブロック図である。

【図3】本発明に係る実施の形態1の搬送波周波数誤差検出器の構成を示すブロック図である。

【図4】差動復調後のパイロットキャリア現れる位相回転を示す図である。

【図5】差動復調後のパイロットキャリア現れる位相回転を示す図である。

【図6】搬送波周波数誤差検出特性の一例を示す図である。

【図7】本発明に係る実施の形態1の搬送波周波数誤差検出器の動作を説明するフローチャートである。

20

【図8】内挿回路の構成を示すブロック図である。

【図9】内挿回路で使用されるサブキャリア干渉曲線を示す図である。

【図10】複素乗算器の構成を示すブロック図である。

【図11】周波数誤差がない場合のサブキャリアを示す図である。

【図12】周波数誤差がある場合のサブキャリアを示す図である。

【図13】正しい内挿係数を与えられた場合の結果を示す図である。

【図14】誤った内挿係数を与えられた場合の結果を示す図である。

【図15】本発明に係る実施の形態1の搬送波周波数誤差検出器による誤差検出カーブを示す図である。

【図16】本発明に係る実施の形態2の搬送波周波数誤差検出器の構成を示すブロック図である。

30

【図17】マルチパス伝送路の周波数領域の振幅特性を示す図である。

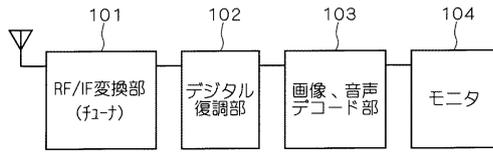
【図18】本発明に係る実施の形態3の搬送波周波数誤差検出器の構成を示すブロック図である。

【図19】バラツキカウンタの構成を示すブロック図である。

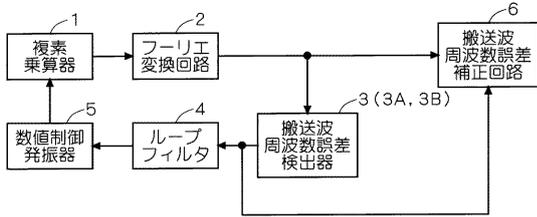
【図20】内挿処理の結果に対して、パイロットキャリアの振幅のバラツキを上限値より大きい場合と、下限値より小さい場合とで判定した場合の結果を示す図である。

【図21】内挿処理の結果に対して、パイロットキャリアの振幅のバラツキを上限値より大きい場合と、下限値より小さい場合とで判定した場合の結果を示す図である。

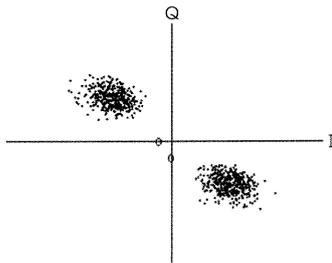
【 図 1 】



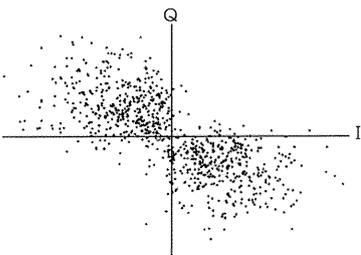
【 図 2 】



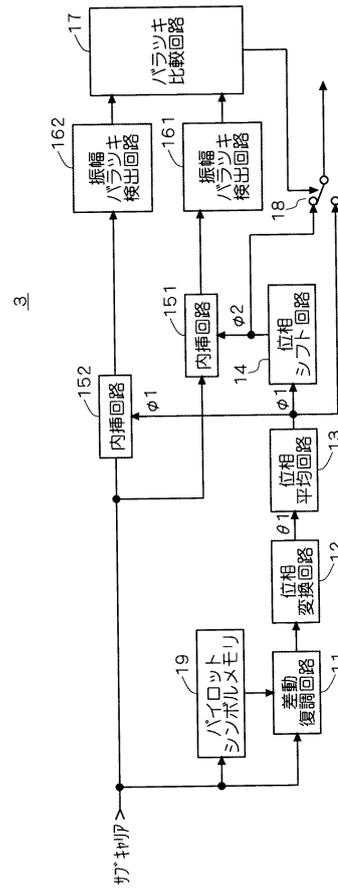
【 図 4 】



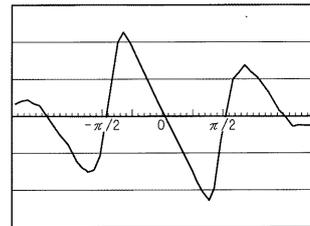
【 図 5 】



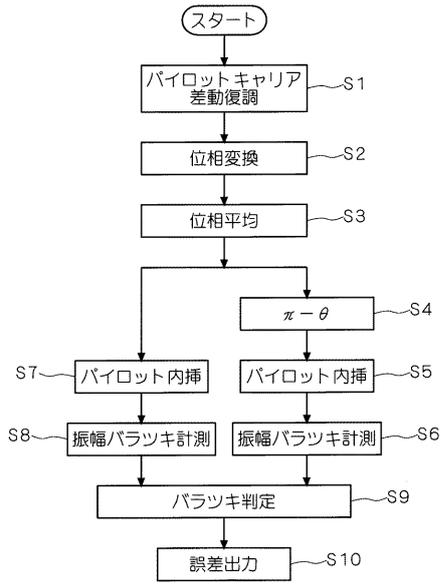
【 図 3 】



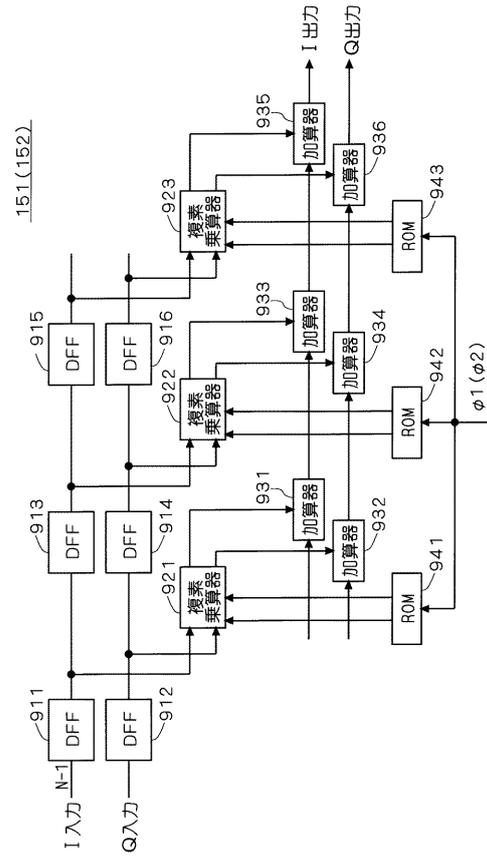
【 図 6 】



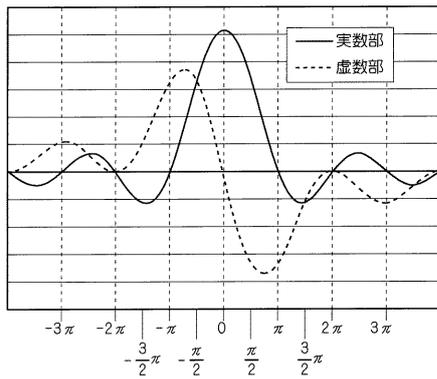
【 図 7 】



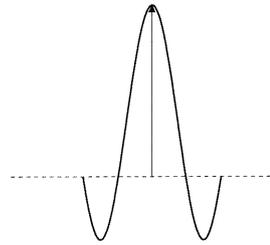
【 図 8 】



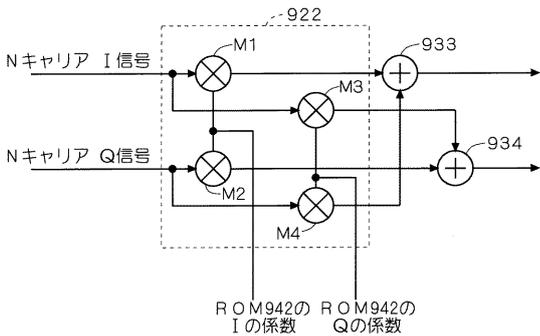
【 図 9 】



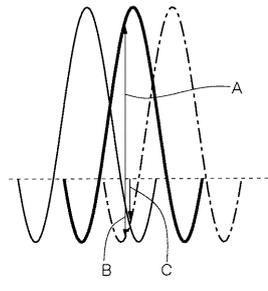
【 図 1 1 】



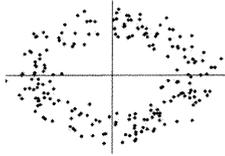
【 図 1 0 】



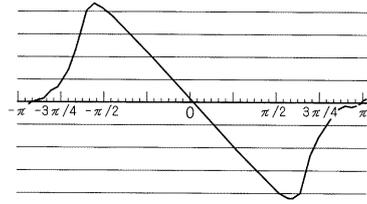
【 図 1 2 】



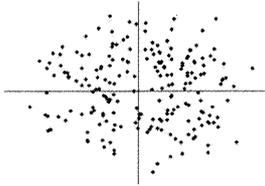
【図 13】



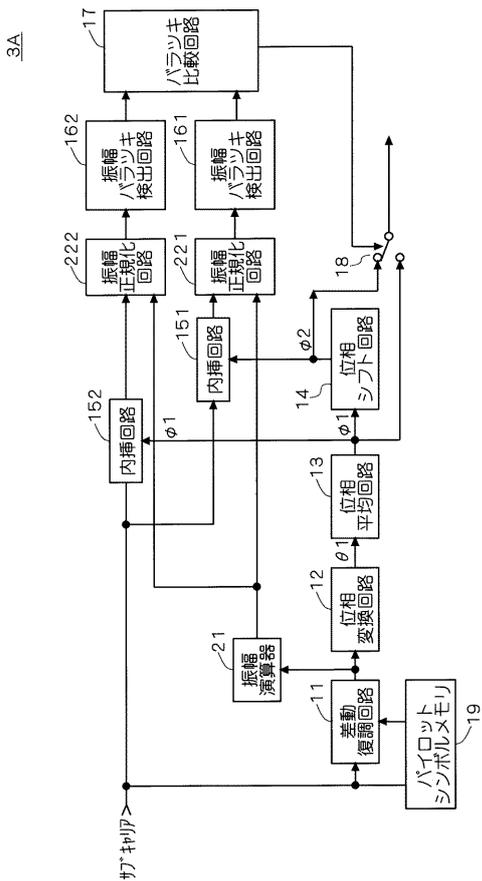
【図 15】



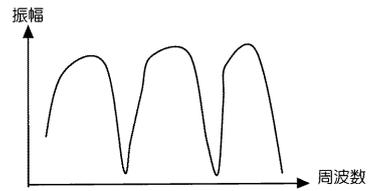
【図 14】



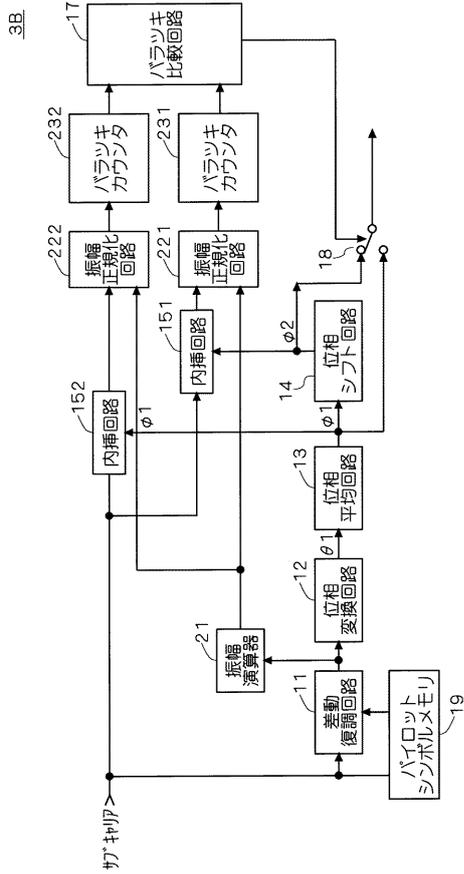
【図 16】



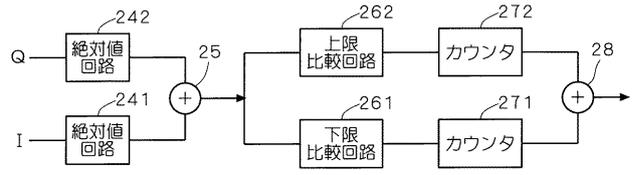
【図 17】



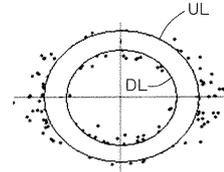
【図 18】



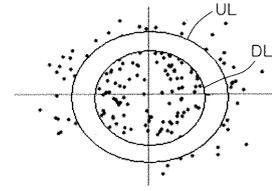
【図 19】



【図 20】



【図 21】



フロントページの続き

(72)発明者 前田 尚利

東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD42