

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4724747号
(P4724747)

(45) 発行日 平成23年7月13日(2011.7.13)

(24) 登録日 平成23年4月15日(2011.4.15)

(51) Int.Cl. F 1
H04B 1/7117 (2011.01) H04J 13/00 438

請求項の数 7 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2008-509639 (P2008-509639)	(73) 特許権者	000005223 富士通株式会社 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(86) (22) 出願日	平成18年3月31日(2006.3.31)	(74) 代理人	100099759 弁理士 青木 篤
(86) 国際出願番号	PCT/JP2006/306897	(74) 代理人	100119987 弁理士 伊坪 公一
(87) 国際公開番号	W02007/116488	(74) 代理人	100081330 弁理士 樋口 外治
(87) 国際公開日	平成19年10月18日(2007.10.18)	(74) 代理人	100141254 弁理士 榎原 正巳
審査請求日	平成20年5月9日(2008.5.9)	(74) 代理人	100113826 弁理士 倉地 保幸

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 CDMA受信装置及びCDMA受信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

拡散符号列と同一の符号列を用いて受信信号に逆拡散処理を施すことによって受信信号を復調するCDMA受信装置において、

受信データ列を入力し、前記受信データ列と参照符号列の相関値がピークとなるサンプルタイミングであるパスタイミングを出力するとともに、前記パスタイミングに隣接したサンプルタイミングにおける前記相関値を隣接タイミング相関値として出力するパスサーチ部と、

前記受信データ列より、1サンプル時間未満の時間である所定サンプル時間分、時間をずらした補間受信データ列を生成する補間部を有し、前記パスタイミングにおける相関値と前記隣接タイミング相関値との比較結果に基づき、前記受信データ列または前記補間受信データ列のいずれかを切り替えて出力する補間調整部と、

前記パスタイミングにより前記補間調整部の出力を逆拡散する逆拡散部と、
 を備えることを特徴とするCDMA受信装置。

【請求項2】

拡散符号列と同一の符号列を用いて受信信号に逆拡散処理を施すことによって受信信号を復調するCDMA受信装置において、

受信データ列を入力し、前記受信データ列と参照符号列の相関値がピークとなるサンプルタイミングであるパスタイミングを出力するとともに、前記パスタイミングに隣接したサンプルタイミングにおける前記相関値を隣接タイミング相関値として出力するパスサー

チ部と、

前記受信データ列より、1 サンプル時間未満の時間である所定サンプル時間分、時間をずらした補間受信データ列を生成する補間部と、を有し、前記パスタイミングにおける相関値と前記隣接タイミング相関値との比較結果に基づき、補間が必要ない場合には、前記受信データ列を出力し、それ以外は、前記補間部によって前記補間受信データ列を出力することを特徴とする補間調整部と、

前記パスタイミングにより前記補間調整部の出力を逆拡散する逆拡散部と、
を備えることを特徴とするCDMA受信装置。

【請求項3】

前記補間調整部により切り替えて出力されたデータ列が前記パスサーチ部にフィードバックして入力され、

該パスサーチ部が、このフィードバック入力されたデータ列を前記受信データ列として用いて前記パスタイミングを決定することを特徴とする請求項1又は2に記載のCDMA受信装置。

【請求項4】

前記補間部としてデジタルフィルタと、

該デジタルフィルタのタップ係数を変更して前記受信データ列と前記補間受信データ列との間の切り替え制御を行うタップ係数変更部と、を備えることを特徴とする請求項1又は2に記載のCDMA受信装置。

【請求項5】

前記受信データ列をずらして前記補間受信データ列を生成した方向と反対の方向に、前記パスタイミングをずらして前記逆拡散部に出力するパスタイミング補正部を、さらに備えることを特徴とする請求項1又は2に記載のCDMA受信装置。

【請求項6】

拡散符号列と同一の符号列を用いて受信信号に逆拡散処理を施すことによって受信信号を復調するCDMA受信方法において、

受信データ列を入力し、前記受信データ列と参照符号列の相関値がピークとなるサンプルタイミングであるパスタイミングを出力するとともに、前記パスタイミングに隣接したサンプルタイミングにおける前記相関値を隣接タイミング相関値として出力するパスサーチステップと、

前記受信データ列より、1 サンプル時間未満の時間である所定サンプル時間分、時間をずらした補間受信データ列を生成し、前記パスタイミングにおける相関値と前記隣接タイミング相関値との比較結果に基づき、前記受信データ列または前記補間受信データ列を切り替えて出力する補間調整ステップと、

該補間調整ステップにより、切り替えて出力されたデータ列を、前記パスタイミングにより逆拡散する逆拡散ステップと、

を備えることを特徴とするCDMA受信方法。

【請求項7】

拡散符号列と同一の符号列を用いて受信信号に逆拡散処理を施すことによって受信信号を復調するCDMA受信方法において、

受信データ列を入力し、前記受信データ列と参照符号列の相関値がピークとなるサンプルタイミングであるパスタイミングを出力するとともに、前記パスタイミングに隣接したサンプルタイミングにおける前記相関値を隣接タイミング相関値として出力するパスサーチステップと、

前記パスタイミングにおける相関値と前記隣接タイミング相関値との比較結果に基づき、補間が必要ない場合には、前記受信データ列を出力し、それ以外は、前記受信データ列を1 サンプル時間未満の時間である所定サンプル時間分、時間をずらした補間受信データ列を生成し、前記補間受信データ列を出力することを特徴とする補間調整ステップと、

該補間調整ステップにより出力されたデータ列を、前記パスタイミングにより逆拡散する逆拡散ステップと、

10

20

30

40

50

を備えることを特徴とするCDMA受信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、送信データ列を拡散符号列で拡散した信号を受信し、その受信信号を所定のサンプル速度の受信データ列でデジタル信号に変換した後に、拡散符号列と同一の符号列を用いて受信信号に逆拡散処理を施し、受信信号を復調するCDMA通信方式におけるCDMA受信装置及びCDMA受信方法に関する。特に本発明は、CDMA受信装置及びCDMA受信方法において受信データ列に逆拡散処理を行う逆拡散タイミングを最適化するための技術に関する。

10

【背景技術】

【0002】

近年、移動体通信において、所定の周波数帯域における受信電界強度が落ち込んでも、その他の帯域から情報を復元できる直接拡散符号分割多元接続(DS-SSM: Direct Sequence Code Division Multiple Access)技術が採用されている。

図1は、下記特許文献1に示された従来のCDMA受信部の概略構成図を示すブロック図である。

無線部12は、アンテナ11により受信した無線周波数の高周波信号を中間周波数のベースバンド信号へと周波数変換する。直交検波部13はベースバンド信号を直交検波し、同相成分(Iチャンネル成分)データと直交成分(Qチャンネル成分)データを出力する。ローパスフィルタ(LPF)14は直交検波部13の出力信号の帯域を制限し、AD変換部(ADC)15は、Iチャンネル成分信号及びQチャンネル成分信号をそれぞれ所定のサンプリング周波数、例えばチップレートでサンプリングして、デジタル形式の受信データ列に変換する。この受信データ列は必要に応じてオーバーサンプリングされた後に、パスサーチ部20及び各フィンガー30a~30dへ入力する。

20

なお、以下の説明において、特に説明を行わずに「サンプリング速度」、「サンプリング周波数」及び「サンプリング周期」の用語を使用した場合には、パスサーチ部20へ入力される受信データ列のサンプリング速度、及びサンプリング周波数及びサンプリング周期を示す。

【0003】

30

パスサーチ部20は、当該受信装置1に割り当てられた拡散符号を参照符号列として発生する参照符号列発生器21と、入力した受信データ列と参照符号列との所定タイミングの相関値の演算を行う相関演算部22と、相関電力値又は相関値の絶対値を算出する電力演算部23と、マルチパスの各パスそれぞれについてパスタイミングを決定するタイミング決定部24とを備えて構成される。このパスタイミングは、各フィンガー30a~30dにおける後述の逆拡散部31が、受信データ列の逆拡散処理のために受信データ列に逆拡散符号を乗ずるべき逆拡散タイミングを決定するために使用される。

【0004】

Iチャンネル成分の参照符号列を I_n ($n=1, 2, \dots$)とし、Qチャンネル成分の参照符号列を Q_n とし、AD変換部15から出力されるIチャンネル成分の受信データ列を $a(t_n)$ とし、AD変換部15から出力されるQチャンネル成分の受信データ列を $b(t_n)$ とすれば、相関演算部22は次式(1)により相関値をサンプリング周期ごとに演算する。

40

【0005】

【数1】

$$\sum_n \{a(t_n) \cdot I_n + j b(t_n) \cdot Q_n\} \quad (n=1, 2, \dots) \quad (1)$$

【0006】

また電力演算部23は、次式(2)により相関電力値をサンプリング周期ごとに演算す

50

る。

【0007】

【数2】

$$\sum_n \{ [a(t_n) \cdot I_n]^2 + [b(t_n) \cdot Q_n]^2 \} \quad (n=1, 2, \dots) \quad (2)$$

【0008】

相関演算部22は、図2に示すマッチドフィルタMFで構成することが可能である。マッチドフィルタMFにおいて、シフトレジスタSFR(S0~Sn)がAD変換部より出力する受信データ列をサンプリング周波数で順次シフトする一方で、参照符号レジスタRSF(C0~Cn)は参照符号を保持する。

10

乗算器(M0~Mn)は、シフトレジスタSFR(S0~Sn)に順次シフトされる受信データ列と参照符号レジスタRSF(C0~Cn)に保持される参照符号列の対応データを乗算し、加算器Aは各乗算器M0~Mnの出力を加算して出力する。

このマッチドフィルタMFによれば、1サンプリング周期で所定タイミングにおける受信データ列と参照符号列との間の相関値を演算でき、1サンプリング周期後の次のタイミングで1サンプリング周期だけ位相をずらした受信データ列と参照符号列との間の相関値を演算できる。以下同様にして、送信データの1ビット期間において順次1サンプリング周期ずつずらした場合の全相関値を演算する。このマッチドフィルタMFによれば、受信データ列と参照符号列の位相が一致した時点において相関値が大きくなる。

20

【0009】

パスサーチ20にマルチパスの直接拡散信号(DS信号)が入力すると各パスの遅延時間(位相遅れ)に応じたタイミングで相関値が各々大きくなり、これらのタイミングにおいて各パスの受信電界強度に応じたピーク値を有する相関電力値が、電力演算部23からタイミング決定部24へと出力される。

相関電力値を入力したタイミング決定部24は、所定の閾値より大きなピーク値を検出して、マルチパスのそれぞれのパスについて、受信データ列に逆拡散符号列を乗ずるべき逆拡散タイミングを決定して、対応するフィンガー30a~30dに出力する。

【0010】

各パスに対応するフィンガー30a~30dは同一構成になっている。

30

逆拡散回路31は、AD変換部15から入力した受信コード列に対して、受信復調用の逆拡散符号列を、パスサーチ部20から指示されたパスタイミングで乗算することによって逆拡散処理を行う。また、同期検波部32はチャンネル推定を行うことにより検波信号からフェージングの影響を取り除く。各フィンガー30a~30dに検波された信号は、レイク部16によりレイク合成される。

【0011】

【特許文献1】特開2003-198427号公報

【特許文献2】特開2000-244367号公報

【特許文献3】特許第3322246公報

【特許文献4】特許第3443113公報

40

【発明の開示】

【0012】

上述の通り、パスサーチ部20では逆拡散を行うパスタイミングを検出する。ここで、パスサーチ部20により検出される各タイミングは、受信データ列のサンプリング時刻に対応する離散的な時刻であり、到来した受信信号本来パスタイミングに対してタイミング誤差を有する。このタイミング誤差の大きさは、最大でサンプリング周期の半分となる。

【0013】

通常的环境、すなわち他のセルからの電波の干渉やマルチパス干渉などがある環境では、このタイミング誤差による劣化量はそれほど大きくないが、受信品質が良く速いデータ

50

転送速度が実現できる環境下では、このタイミング誤差が目立つことになる。

例えば、HSDPA (High Speed Downlink Packet Access: 高速ダウンリンクパケットアクセス) 規格における受信品質測定 (SIR 測定) において使用される受信品質の良否を示すCQI値が、最も高い受信品質を示す30程度の環境下で、AD変換部15がチップレートの4倍でオーバーサンプリングしてアナログデジタル変換を行った場合を想定すると、パスサーチ部20で検出したパスタイミングが本来のパスタイミングと一致したときと半サンプリング周期ずれた場合とで5dB以上の違いが生じる。

【0014】

パスサーチ部20が検出するパスタイミングと、本来のパスタイミングとの間のタイミング誤差をできるだけ小さくする方法として、受信データ列をオーバーサンプリングする倍率を増大する方法が考えられる。しかしながら、サンプリング速度の増大は回路規模の増大を伴い製品デザインに対する影響が大きいいため、現在のW-CDMAシステムでは、チップレートの4倍が限度と考えられている。

10

またタイミング誤差をできるだけ小さくするために、遅延ロックループ (DLL: Delayed locked loop) を用いて、パスサーチ部20によるパスタイミングをアナログ的に追従させる方式も考え得るがシステムが複雑になる。さらにAD変換部15のサンプルレートを増大するという手法も考えられるが、コストや消費電力が大きく増加する。

【0015】

上記問題に鑑み本発明は、簡易な構成を用いて、パスサーチ部20が検出する離散的なパスタイミングと、実際の受信時刻に応じて定まる最適なパスタイミングとの間のタイミング誤差を低減することを目的とする。

20

【0016】

本願発明者らは、最適なパスタイミングが離散的なサンプルタイミングとサンプルタイミングの間にある場合には、受信データ列と参照符号列との間の相関値が最も大きいパスタイミングにおける相関値と、このパスタイミングに隣接するサンプルタイミングにおける相関値と、の間の差が小さくなり、最適なパスタイミングがサンプルタイミングに近い場合には、これらの相関値間の差が大きくなる事実に着目した。

【0017】

このため、本発明ではパスタイミングにおける相関値に加えて、その隣接するサンプルタイミングにおける相関値を算出し、これらの相関値間の比較結果に基づいて最適なパスタイミングがサンプルタイミング間にあるか否かを判断し、サンプルタイミング間にある場合には、受信データ列の補間値のデータ列に対して逆拡散処理を行うこととした。

30

【0018】

すなわち、本発明の第1形態に係るCDMA受信装置は、拡散符号列と同一の符号列を用いて受信信号に逆拡散処理を施すことによって受信信号を復調するCDMA受信装置であって、受信データ列を入力して受信データ列と参照符号列の相関値がピークとなるサンプルタイミングであるパスタイミングを出力するとともにこのパスタイミングに隣接したサンプルタイミングにおける相関値を隣接タイミング相関値として出力するパスサーチ部と、補間調整部と、上記パスタイミングで補間調整部の出力を逆拡散する逆拡散部と、を備える。そしてこの補間調整部に、受信データ列より1サンプル時間未満の時間である所定サンプル時間分時間をずらした補間受信データ列を生成する補間部を設け、補間調整部は、パスタイミングにおける相関値と隣接タイミング相関値との比較結果に基づき、受信データ列または補間受信データ列のいずれかを切り替えて出力する。

40

【0019】

また、本発明の第2形態に係るCDMA受信方法は、拡散符号列と同一の符号列を用いて受信信号に逆拡散処理を施すことによって受信信号を復調するCDMA受信方法であって、受信データ列を入力して受信データ列と参照符号列の相関値がピークとなるサンプルタイミングであるパスタイミングを出力するとともにこのパスタイミングに隣接したサンプルタイミングにおける相関値を隣接タイミング相関値として出力するパスサーチステップと、受信データ列より1サンプル時間未満の時間である所定サンプル時間分時間をずら

50

した補間受信データ列を生成し上記パスタイミングにおける相関値と隣接タイピング相関値との比較結果に基づき受信データ列または補間受信データ列のいずれかを切り替えて出力する補間調整ステップと、補間調整ステップにより切り替えて出力されたデータ列を上記パスタイミングにより逆拡散する逆拡散ステップと、を有する。

【0020】

上記の受信データ列と補間受信データ列との間の切り替え制御は、パスサーチの際に検出したマルチパスに対応する複数のパスタイミングについてそれぞれ行ってもよく、これらパスタイミングのうち、少なくともパスタイミング相関値が最大となるパスタイミングについて行ってもよい。

なお、補間受信データ列及び元の受信データ列のうち逆拡散処理を施すべきデータ列として選択されたデータ列を、受信データ列としてフィードバックして、参照符号列との間の相関値を算出してパスタイミングを決定してもよい。

または、補間受信データ列及び元の受信データ列のうち逆拡散処理を施すべきデータ列として選択されたデータ列は逆拡散に用いて、パスタイミング決定は元のデータ列に基づいて行ってもよい。

【0021】

補間受信データ列は、デジタルフィルタを用いて受信データ列の各値の間の補間値を算出して生成することができる。このときデジタルフィルタのタップ係数を変更することにより、デジタルフィルタからの出力データ列を補間受信データ列及び受信データ列のうち何れかを切り替えて逆拡散を施してもよい。

【0022】

受信データ列をずらして補間受信データ列を生成した方向と反対の方向に、パスタイミングをずらして逆拡散部へ出力することとしてもよい。このようにパスタイミングをずらすことにより、補間受信データ列を生成した方向と反対方向に1サンプル時間未満の時間分だけずらしたタイピングで、受信データ列に逆拡散処理を行うことが可能となる。

【0023】

本発明によって、簡易な構成を用いて、パスサーチ部20が検出する離散的なパスタイミングと、実際の受信時刻に応じて定まる最適なパスタイミングとの間のタイピング誤差が低減される。これによって精度の高いタイピングで、受信データ列に逆拡散符号列を乗

【図面の簡単な説明】

【0024】

【図1】従来のCDMA受信部の概略構成を示すブロック図である。

【図2】図1に示す相関演算部を構成するマッチドフィルタMFの構成例を示す図である。

【図3】本発明によるCDMA受信装置の基本構成を示すブロック図である。

【図4】本発明によるCDMA受信方法を説明するフローチャートである。

【図5A】本発明によるCDMA受信方法の説明図(その1)である。

【図5B】本発明によるCDMA受信方法の説明図(その2)である。

【図6】本発明の第1実施例によるCDMA受信装置の概略構成を示すブロック図である

【図7】図6に示す相関演算部の第1構成例を示すブロック図である。

【図8】図6に示す相関演算部の第2構成例を示すブロック図である。

【図9】図6に示すCDMA受信装置における逆拡散タイピングと最適パスタイミングとの差を示す図(その1)である。

【図10】図6に示すCDMA受信装置の受信品質が向上したことを示すシミュレーション結果のグラフである。

【図11A】本発明によるCDMA受信方法の説明図(その3)である。

【図11B】本発明によるCDMA受信方法の説明図(その4)である。

【図12】図6に示すCDMA受信装置における逆拡散タイピングと最適パスタイミング

10

20

30

40

50

との差を示す図（その１）である。

【図１３】本発明の第２実施例によるＣＤＭＡ受信装置の概略構成を示すブロック図である。

【図１４】本発明の第３実施例によるＣＤＭＡ受信装置の概略構成を示すブロック図である。

【図１５】本発明の第４実施例によるＣＤＭＡ受信装置の概略構成を示すブロック図である。

【図１６】本発明の第５実施例によるＣＤＭＡ受信装置の概略構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

10

【００２５】

- １　　ＣＤＭＡ受信装置
- １５　　デジタルアナログ変換部
- ２０　　パスサーチ部
- ３１　　逆拡散部
- ４０　　補間調整部
- ６０　　補間部

【発明を実施するための最良の形態】

【００２６】

以下、本発明の好適な実施例を説明する前に、本発明の基本原理を説明する。図３は本発明によるＣＤＭＡ受信装置の基本構成を示すブロック図であり、図４は本発明によるＣＤＭＡ受信方法を説明するフローチャートであり、図５Ａ及び図５Ｂは本発明によるＣＤＭＡ受信方法の説明図である。

20

図３に示すようにＣＤＭＡ受信装置１は、受信信号のデジタルデータ列である受信データ列と前記拡散符号列に対応する参照符号列との間の相関値（又は相関電力値でもよい。以下同様）を算出してその相関値がピークとなるサンプルタイミングであるパスタイミングを、前記逆拡散処理の逆拡散タイミングとして決定するパスサーチ部２０と、パスサーチ部２０から指示されたパスタイミングで受信復調用の逆拡散符号列を受信コード列に対して乗算することによって逆拡散処理を行う逆拡散回路３１と、を備える。

ここで受信データは、前段で受信信号をデジタルアナログ変換したままのサンプリング周期のデータ列でもよく、またそれをオーバーサンプリングして、オーバーサンプリングした後のサンプリング周期を有するデータ列でもよい。またパスサーチに使用する受信信号は、例えば従来どおりＣＰＩＣＨ（共通パイロット）信号としてよい。

30

【００２７】

ここで、パスサーチ部２０は、逆拡散回路３１へ出力したパスタイミングにおける相関値（パスタイミング相関値）と、このパスタイミングに隣接する隣接タイミングにおける相関値（隣接タイミング相関値）を補間調整部４０へ出力する（図４のステップＳ１、Ｓ２）。ここでパスタイミングに隣接する隣接タイミングとは、例えば、パスタイミングがｎ番目のサンプルであった場合には、その１サンプル前のタイミングであるｎ－１番目のタイミング、及び／又は１サンプル後のタイミングであるｎ＋１番目のタイミングとして

40

【００２８】

また、このパスタイミングに隣接するタイミングにおける相関値（及び相関電力値）は、パスタイミングにおける相関値の算出の際に乗算される受信データ列のサンプルと参照符号列のサンプルとの組合せを、前及び／又は後に１サンプルずつずらしたサンプル同士を乗算して算出した、相関値（及び相関電力値）としてよい。

例えば、受信データ列を $\{S(t) : t = \dots, -1, 0, 1, 2, \dots, i-1, i, \dots\}$ と順次続くサンプルの列とし、参照符号列を $\{C_0, C_1, C_2, \dots, C_{n-1}, C_n\}$ とすることとし、このとき次式（３）にて算出される相関値 $CL(0)$ が所定の閾値よりも大きなピークとなり、サンプル $t = 0$ がパスタイミングであると決定するとする。

50

【 0 0 2 9 】

【 数 3 】

$$CL(0) = \sum_n \{S(n) \times C(n)\} \quad (n=0, 1, 2, \dots) \quad (3)$$

【 0 0 3 0 】

このとき、このパスタイミングに隣接する、1つ前及び後のタイミングにおけるそれぞれの相関値 $CL(-1)$ 及び $CL(1)$ は、次式(4)及び次式(5)により算出される相関値となる。

【 0 0 3 1 】

【 数 4 】

$$CL(-1) = \sum_n \{S(n-1) \times C(n)\} \quad (n=0, 1, 2, \dots) \quad (4)$$

$$CL(1) = \sum_n \{S(n+1) \times C(n)\} \quad (n=0, 1, 2, \dots) \quad (5)$$

【 0 0 3 2 】

補間調整部40は、パスサーチ部20から入力したパスタイミング相関値と、隣接タイミング相関値との差を算出する(図4のステップS3)。このとき図5Aに示すように、パスタイミング相関値が十分に大きく隣接タイミングとの差が大きければ、パスサーチ部20が検出したパスタイミングが実際のパスタイミングに十分近いことが予定される。

反対に、図5Bに示すようにパスタイミング相関値が小さく、このために隣接タイミングとの差が小さければ、実際のパスタイミングはサンプルタイミング間に存在していると推測される。

【 0 0 3 3 】

そこで、CDMA受信装置1は、受信データ列の各サンプルタイミング間における補間値のデータ列である補間受信データ列を生成する補間部60を備える。このような補間部60は、デジタルフィルタ(補間フィルタ)により実現可能である。そして、補間調整部40は、パスタイミング相関値と隣接タイミング相関値との間の比較結果に従って、元の受信データ列及びこれを補間した補間受信データ列のいずれに対して逆拡散処理を施すかを選択し、これらデータ列を切り替えて逆拡散部31へ出力する(図4のステップS4)。

【 0 0 3 4 】

図3の構成では、例えば補間調整部40は、パスタイミング相関値と隣接タイミング相関値との間の差、または比(パスタイミング相関値/隣接タイミング相関値)が所定閾値以上となる場合には、補間が必要ないと判断し元の受信データ列を逆拡散部31へ出力する。反対に上記差又は比が所定閾値未満である場合には、実際のパスタイミングがサンプルタイミング間に存在すると判断して、補間部60が出力する補間受信データ列を逆拡散部31へ出力する。

【 0 0 3 5 】

逆拡散部31に入力する補間受信データ列を、元の受信データ列に対して1サンプリング間隔未満だけ進めた補間受信データ列とするか遅らせた補間受信データ列とするかの選択、すなわちパスサーチ部20が検出した元のパスタイミングとその1つ前の隣接タイミングとの間の補間値、及び元のパスタイミングとその1つ後の隣接タイミングとの後の補間値のいずれを、新たなパスタイミングとするかの選択は、前後の隣接タイミングにおける相関値のうちいずれの相関値がパスタイミングの相関値に近いかにより決定することとしてよい。

【 0 0 3 6 】

上述したCDMA受信装置及びCDMA受信方法によって、実際のパスタイミングが、

10

20

30

40

50

受信信号をサンプリングしたサンプルタイミング間にある場合には、サンプルタイミング間を補完したデータ列に対して逆拡散を施すため、離散的なサンプルタイミングにおける受信信号のデータ列である受信データ列に逆拡散を施す場合に生じる、本来のバスタイミングとのタイミング誤差を低減することが可能となる。

【 0 0 3 7 】

以下、添付する添付する図面を参照して本発明の実施例を説明する。

図 6 は、本発明の第 1 実施例による C D M A 受信装置の概略構成を示すブロック図である。図 1 に示す従来の C D M A 受信装置の各構成要素と同様の構成要素に対して、同じ参照符号を付す。また同様の機能については説明を省略する。

本実施例における相関演算部 2 2 では、それぞれ従来と各サンプルタイミングにおける受信データ列と参照符号列との間の相関値を算出するのに加えて、その 1 つ前のタイミングにおける相関値と 1 つ後のタイミングにおける相関値も併せて算出する。電力演算部 2 3 もまた各サンプルタイミングにおける相関電力値に加えて、その 1 つ前のタイミングにおける相関電力値と 1 つ後のタイミングにおける相関電力値も合わせて算出する。

【 0 0 3 8 】

図 7 は、図 6 に示す相関演算部 2 2 の第 1 構成例を示すブロック図である。相関演算部 2 2 には、受信データ列を 1 サンプルタイミング遅らせる遅延素子 D 1 と、この遅れた受信データ列をさらに 1 サンプルタイミング遅らせる遅延素子 D 2 が設けられる。

そして、元の受信データ列、1 サンプルタイミング遅れた受信データ列、及び 2 サンプルタイミング遅れた受信データ列に対して、同じ参照符号列との相関値を算出するマッチドフィルタ M F 1 ~ M F 3 を備えて構成してよい。

このようにして、あるタイミングにおける相関値と、このタイミングより 1 サンプル前のタイミングにおける相関値と、1 サンプル後のタイミングにおける相関値を同時に算出することが可能となる。

【 0 0 3 9 】

図 8 は、図 6 に示す相関演算部の第 2 構成例を示すブロック図である。図 2 のマッチドフィルタと同様のマッチドフィルタの加算器 A の出力を 1 サンプルタイミング遅らせる遅延素子 D 1 と、この遅れた出力をさらに 1 サンプルタイミング遅らせる遅延素子 D 2 が設けられる。

加算器 A からは、参照符号列と受信データ列との間のタイミングを順次 1 サンプル周期ずつずらした場合の相関値が出力されるので、遅延素子 D 1 及び D 2 によって、あるタイミングにおける相関値と、このタイミングより 1 サンプル前のタイミングにおける相関値と、1 サンプル後のタイミングにおける相関値を同時に出力することが可能となる。

【 0 0 4 0 】

図 6 に戻り、タイミング決定部 2 4 は、当該タイミングの相関電力値及び前後タイミングにおける相関電力値のうち、当該タイミングの相関電力値が所定閾値よりも大きなピーク値となるタイミングをバスタイミングとして決定し、そのときの当該タイミングの相関電力値をバスタイミング相関電力値とし、前及び後のタイミングにおける相関電力値を、それぞれ前タイミング相関電力値及び後タイミング相関電力値とする。なお以下の説明において、これら前タイミング相関電力値及び後タイミング相関電力値を総称して「隣接タイミング相関電力値」と記すことがある。

そしてタイミング決定部 2 4 は、フィンガー 3 0 a ~ 3 0 d の逆拡散部にバスタイミングを出力するとともに、バスタイミング相関電力値、前タイミング相関電力値及び後タイミング相関電力値を補完調整部 4 0 へ出力する。

【 0 0 4 1 】

補完調整部 4 0 は、受信データ列中の隣接するそれぞれのサンプルタイミングにおける信号値を補間して、各サンプルタイミングの中間の時刻における補間値、すなわち各サンプルタイミングから 0 . 5 サンプルずれた時刻における補間値を算出する前補間部 6 2 及び後補間部 6 3 とを備える。ここで前補間部 6 2 は受信データ列に対して 0 . 5 サンプル進んだ補間受信データ列を算出するために設けられ、後補間部 6 2 は受信データ列に対し

10

20

30

40

50

て0.5サンプル遅れた補間受信データ列を算出するために設けられる。

各補間部62及び63には、既知の補間フィルタのようなデジタルフィルタを使用し
てよい。このとき受信データ列のオーバサンプル数が充分大きければ、デジタルフィル
タのタップ数は小さくても良い。例えば2タップのデジタルフィルタを用いて、前後の
タイミングの受信データを平均値をその間の時刻における補間としてもよい。

【0042】

補完調整部40では、パスタイミング相関電力値と、前タイミング相関電力値及び後タ
イミング相関電力値との間を比較する。その比較結果に基づいてセレクタ61を制御して
、元の受信データ列、元の受信データ列と比べて0.5サンプル進めた補間受信データ列
、及び0.5サンプル遅らせた補間受信データ列のいずれを選択し、これらデータ列を切り
替えてフィンガー30a~30dへ出力する。

10

【0043】

例えば補完調整部40は、前タイミング及び後タイミング相関電力値のいずれかのうち
の一方である前タイミング相関電力値と、パスタイミング相関電力値との間の差、または
、その比(パスタイミング相関電力値/前タイミング相関電力値)が所定閾値 T_{h1} より
も小さくなったとき、前補間部62を介して0.5サンプル進めた補間受信データ列をフ
ィンガー30a~30dへ出力することとしてよい。

または、前タイミング及び後タイミング相関電力値のいずれかのうちの他方である後タ
イミング相関電力値と、パスタイミング相関電力値との間の差、または、その比(パスタ
イミング相関電力値/後タイミング相関電力値)が所定閾値 T_{h1} よりも小さくなったとき、
後補間部63を介して0.5サンプル遅らせた補間受信データ列をフィンガー30a
~30dへ出力することとしてよい。

20

【0044】

そして、前タイミング及び後タイミング相関電力値のいずれについても、パスタイミン
グ相関電力値との間の差、またはその比(パスタイミング相関電力値/前又は後タイミン
グ相関電力値)が所定閾値 T_{h1} 以上であるとき、元の受信データ列をフィンガー30a
~30dへ出力することとしてよい。

【0045】

閾値 T_{h1} は、実験、シミュレーションや理論値によって予め定めておく。ここで0.
5サンプルだけずらした補間受信データ列は、受信信号を実際に受信した時刻に対応する
最適なパスタイミングとタイミング決定部24が決定した離散的なパスタイミングとが、
前後いずれかの方向に0.25~0.5サンプル分ずれているときに、元の受信データ列
よりも、参照符号との間の相関が高くなり、パスタイミングのずれが0.25サンプル分
より小さい場合には、元の受信データ列の方が参照符号との間の相関は高い。

30

【0046】

したがって、例えば、パスタイミング相関電力値と隣接タイミング相関電力値との間の
比較の際に、隣接タイミング相関電力値とパスタイミング相関電力値との差と比較される
閾値 T_{h1} を定める場合には、予め実験等により逆拡散を行うタイミングを最適なパスタ
イミング(すなわち相関値が最大となるタイミング)から0.25サンプル分ずらせた相
関値を算出し、これと最大相関値との差を閾値 T_{h1} として決定する。

40

また、隣接タイミング相関電力値とパスタイミング相関電力値との比と比較される閾値
 T_{h1} を定める場合には、逆拡散を行うタイミングを最適パスタイミングから0.25サ
ンプル分ずらせた相関値を算出し、これと最大相関値との比を閾値 T_{h1} として決定する
。

【0047】

このように閾値 T_{h1} を決定することによって、最適パスタイミングとタイミング決定
部24が決定したパスタイミングとが、0.25~0.5サンプル分ずれているときに補
間受信データ列に逆拡散が施されることになる。この様子を図9を参照して説明する。

図9では、横軸にタイミング決定部24が決定したパスタイミングと最適なパスタイミ
ングとのタイミング差を示し、縦軸に逆拡散部31が入力データ列を逆拡散するタイミン

50

グと最適なパスタイミングとのタイミング差を示している。

図示するように、最適なパスタイミングとタイミング決定部 24 が決定したパスタイミングとが、前方向に 0 ~ 0.25 サンプル分及び後方向に 0 ~ 0.25 サンプル分ずれた場合を除いた、ずれ量が 0.25 ~ 0.75 サンプル分である場合に、逆拡散部 31 に補間受信データ列が入力されることにより、逆拡散タイミングと最適パスタイミングとの差が 0.25 サンプル分以下となり、補間なしの場合に比べて低減される。

【0048】

このとき元の受信データ列と、0.5 サンプル進めた補間受信データ列、及び 0.5 サンプル遅らせた補間受信データ列との間のいずれを選択して逆拡散部 31 に入力するかの切替制御は、最大パス、すなわち受信強度が最も強いパスに関するパスタイミングにおける相関電力値と及びその隣接タイミング相関電力値だけについてのみ行ってもよい。これにより回路構成を小さくすることが可能となる。

10

そして、このように選択されたデータ列を、検出されたマルチパスの各パスについて逆拡散を行うフィンガー 30a ~ 30d の全てに入力してもよい。この場合には最大パスの以外のパスタイミングでは、補完されたタイミングが実際のパスタイミングから遠くなる可能性もある。最大パスについて逆拡散を行うフィンガーにのみ選択されたデータ列を用い、他のパスについては元の受信データ列に対して逆拡散を行うこととしてもよい。

【0049】

図 10 は、図 6 に示す CDMA 受信装置の受信品質が向上したことを示すシミュレーション結果のグラフである。本グラフは、HSPDA 方式における CQI 用の SIR 測定結果であり、静的な 1 つのパスについて、 $I_{or}/I_{oc} = 30$ dB の受信状況において、受信データ列を 4 倍オーバーサンプルしたデータを用いて逆拡散した場合を想定している。図示するとおり、実際のパスタイミングがサンプルタイミング間にある場合における SIR が向上していることが分かる。

20

【0050】

前補間部 62 及び後補間部 63 が作成する補間受信データ列と元の受信データ列とのずれ量は、0.5 サンプル時間に限らず 1 サンプル時間よりも小さい他のサンプル時間（例えば 0.4 サンプル時間）としてもよい。

また前補間部 62 及び後補間部 63 は、パスタイミング相関電力値と隣接タイミング相関電力値との間の比較結果に応じて、元受信データ列から 0.5 サンプル時間及び 0.25 サンプル時間といった複数の時間分だけ段階的にずらした補間受信データ列を生成できるように構成してもよい。

30

【0051】

このとき、パスタイミング相関電力値と隣接タイミング相関電力値との間の比較の際に、隣接タイミング相関電力値とパスタイミング相関電力値との差や比と比較される閾値もまた、段階的に複数設定してもよい。

そして前補間部 62 及び後補間部 63 は、隣接タイミング相関電力値とパスタイミング相関電力値との間で比較したこれらの間の差や比が、段階的に設定された各閾値のいずれを超えるかにしたがって、段階的にタイミングをずらして補間受信データ列を生成することとしてよい。

40

【0052】

例えば前補間部 62 及び後補間部 63 が、元受信データ列からタイミングを 0.5 サンプル時間及び 0.25 サンプル時間の 2 段階にずらして補間受信データ列を生成する場合を考える。このとき、補完調整部 40 がパスタイミング相関電力値と隣接タイミング相関電力値との間で比較する際に使用する閾値もまた、閾値 T_{h2} 及び T_{h3} の 2 段階に複数設定する。

このような閾値 T_{h2} 及び T_{h3} は、例えば、上記説明したように逆拡散を行うタイミングを最適パスタイミングからそれぞれ 0.125 及び 0.375 サンプル分ずらせた相関値と、最大相関値とを実験などにより導出して、これらの差や比を求めることにより決定する。

50

【 0 0 5 3 】

このとき図 1 1 A 及び図 1 1 B に示すように、パスタイミング相関電力値と隣接タイミング相関電力値との差 C は、最適パスタイミングから逆拡散を行うタイミングをそれぞれ 0.375 サンプル時間だけずらせた場合よりも、 0.125 サンプル時間だけずらせた場合の方が大きい。したがって閾値 Th_2 及び Th_3 の大小関係は、 $Th_2 < Th_3$ となる。

したがって補完調整部 4 0 は、隣接タイミング相関電力値とパスタイミング相関電力値との間の差、または、その比（パスタイミング相関電力値 / 隣接タイミング相関電力値）が所定閾値 Th_2 以下となったとき、前補間部 6 2 や後補間部 6 3 を介して 0.5 サンプルだけ前方や後方にずらせた補間受信データ列をフィンガー 3 0 a ~ 3 0 d へ出力することとしてよい。

10

【 0 0 5 4 】

また補完調整部 4 0 は、隣接タイミング相関電力値とパスタイミング相関電力値との間の差、または、その比が所定閾値 Th_2 よりも大きく Th_3 以下のとき、前補間部 6 2 や後補間部 6 3 を介して 0.25 サンプルだけ前方や後方にずらせた補間受信データ列をフィンガー 3 0 a ~ 3 0 d へ出力することとしてよい。

そして、隣接タイミング相関電力値とパスタイミング相関電力値との間の差、またはその比が所定閾値 Th_3 以上であるとき、元の受信データ列をフィンガー 3 0 a ~ 3 0 d へ出力することとしてよい。

【 0 0 5 5 】

20

このように閾値 Th_2 、 Th_3 を決定することによって、最適パスタイミングとタイミング決定部 2 4 が決定したパスタイミングとが、 $0.125 \sim 0.375$ サンプル分ずれているときに 0.25 サンプルだけずれた補間受信データ列に逆拡散が施され、 $0.375 \sim 0.5$ サンプル分ずれているときに 0.5 サンプルだけずれた補間受信データ列に逆拡散が施されることになる。この様子を図 1 2 を参照して説明する。

【 0 0 5 6 】

図 1 2 では、横軸にタイミング決定部 2 4 が決定したパスタイミングと最適なパスタイミングとのタイミング差を示し、縦軸に逆拡散部 3 1 が入力データ列を逆拡散するタイミングと最適なパスタイミングとのタイミング差を示している。

1 段階（ 0.5 サンプル）のずれ量の補間受信データ列だけを使用した場合（図 9 を参照）と対比すると、2 段階（ 0.25 及び 0.5 サンプル）のずれ量の補間受信データ列を使用することによって、逆拡散タイミングと最適パスタイミングとの差を 0.125 サンプル分以下に低減することが可能になり、逆拡散タイミングを最適パスタイミングにより近づけることが可能となる。

30

また、閾値及び補間受信データ列のずらし量の段階数は、2 段階に限られずさらに増やすことが可能である。段階数を増やすことによって逆拡散タイミングの補正精度をさらに上げることが可能となる。

【 0 0 5 7 】

図 1 3 は、本発明の第 2 実施例による CDMA 受信装置の概略構成を示すブロック図である。本実施例では、パスサーチ部 2 0 が検出したマルチパスすべてのパスタイミングについて、パスサーチ検出タイミングの前後の相関電力値を用いて、逆拡散処理を施すデータ列を、元の受信データ列と補間受信データ列との間で切り替える。

40

このため全てのフィンガー部 3 0 a ~ 3 0 d のそれぞれに対して、図 6 と同様の補完調整部 4 0 を設ける。そして補完調整部 4 0 による判定結果に従って、各パスごとに、逆拡散を施すデータ列を、元の受信データ列、その前後の補間受信データ列の間で切り替える。

なお、図においてタイミング決定部 2 4 から、各フィンガー部 3 0 a ~ 3 0 d にそれぞれ設けられた補完調整部 4 0 に至る信号線を省略して示しているが、各補完調整部 4 0 は、図 6 を参照して上記説明した補完調整部 4 0 と同様に、タイミング決定部 2 4 から、パスタイミング相関電力値、前タイミング相関電力値及び後タイミング相関電力値を受信す

50

る。

本実施例は、図 6 の実施例に比べて回路規模が大きくなるが、特性改善量は大きい。

【 0 0 5 8 】

図 1 4 は、本発明の第 3 実施例による C D M A 受信装置の概略構成を示すブロック図である。本実施例では、補間調整部 4 0 による判定結果に従って、元の受信データ列及びその前後の補間受信データ列からセレクタ 6 1 により選択されたデータ列を、パスサーチ部 2 0 へフィードバック入力し、このデータ列を用いてパスサーチを行う。本構成によって補間されたデータ列を用いてパスタイミングを検出することが可能となり、参照符号列と間の相関値のピークを検出することを容易にする効果が期待できる。

【 0 0 5 9 】

図 1 5 は、本発明の第 4 実施例による C D M A 受信装置の概略構成を示すブロック図である。本実施例では、受信データ列を濾過するデジタルフィルタ 4 2 を用いて、受信データ列から補間受信データ列を生成する。そして、デジタルフィルタ 4 2 のタップ係数を変更することによって、デジタルフィルタ 4 2 からフィンガー 3 0 a ~ 3 0 d へ出力するデータ列を、元の受信データ列、その前後にタイミングをずらせた補間受信データ列のいずれかから選択する。このため C D M A 受信装置 1 は、補間調整部 4 0 による判定結果に従ってタップ係数を変更するタップ係数変更部 4 1 を備える。デジタルフィルタのタップ係数を変えることにより、タイミングを変える手法自体は既知である。なお、C D M A 受信装置 1 では、受信帯域を制限するために予め帯域制限フィルタを実装する場合があります。この場合には予め実装された帯域制限フィルタを、本構成のデジタルフィルタ 4 2 として使用することによって、簡易に本発明を実現することができる。

【 0 0 6 0 】

図 1 6 は、本発明の第 5 実施例による C D M A 受信装置の概略構成を示すブロック図である。

本構成では、逆拡散部 3 1 への入力データ列を前方にずらす場合には前補間部 6 2 のみによる補間を行うが、後方にずらす処理を行う場合には、前補間部 6 2 によって逆拡散部 3 1 へ入力する受信データ列を 1 サンプル時間未満の所定時間だけ前方にずらすとともに、逆拡散タイミングを、パスサーチ部 2 0 が設定したタイミングよりも 1 サンプル遅らせる。

このために、C D M A 受信装置 1 は、補間調整部 4 0 による判定結果に従って逆拡散部 3 1 へ入力するパスタイミングを変更するパスタイミング補正部 4 3 を備える。

【 0 0 6 1 】

図 6 の構成では 2 つの補間部 6 2 及び 6 3 があるために、逆拡散部 3 1 による逆拡散タイミングは、パスサーチ部 2 0 によって検出された 1 つのパスタイミングに対して、前 0 . 5 サンプル及び後 0 . 5 サンプルの計 1 サンプル分だけ変動する可能性がある。

したがって、逆拡散タイミングがサンプルタイミング t_1 と t_2 の間の $(t_1 + t_2) / 2$ であった場合に、同じパスタイミングに対してパスサーチ部 2 0 から異なるサンプルタイミング t_1 及び t_2 が入力されることが考えられるため、タイミングに係わる処理（例えば受信装置 1 が同じパスを継続した信号を受信しているか否かなど判断処理）が複雑化する。

【 0 0 6 2 】

本実施例によれば、補間部による逆拡散タイミングの補正幅は 0 . 5 サンプルに低減されるので、同じパスタイミングに対して異なるサンプルタイミングが逆拡散部 3 1 へ入力される可能性がなくなるのでタイミングに係わる処理を行うとき複雑性が減る。また、後補間部 6 3 を省略することができ回路規模面でも有利である。

なお、本実施例に代えて、0 . 5 サンプル後ろにずらすための後補間部を備え、0 . 5 サンプル前にずらす処理を行う場合には、後補間部によって逆拡散部 3 1 へ入力する受信データ列を 0 . 5 サンプル後にずらすとともに、パスタイミング補正部 4 3 を用いて、逆拡散タイミングを、パスサーチ部 2 0 が設定したタイミングよりも 1 サンプル早めてもよい。

10

20

30

40

50

【0063】

また図13～図16に示した各実施例においても、前補間部62及び後補間部63は、図11及び図12を参照して説明したように、受信データ列からのずらし量を段階的に変更した補間受信データ列を生成してもよい。

【0064】

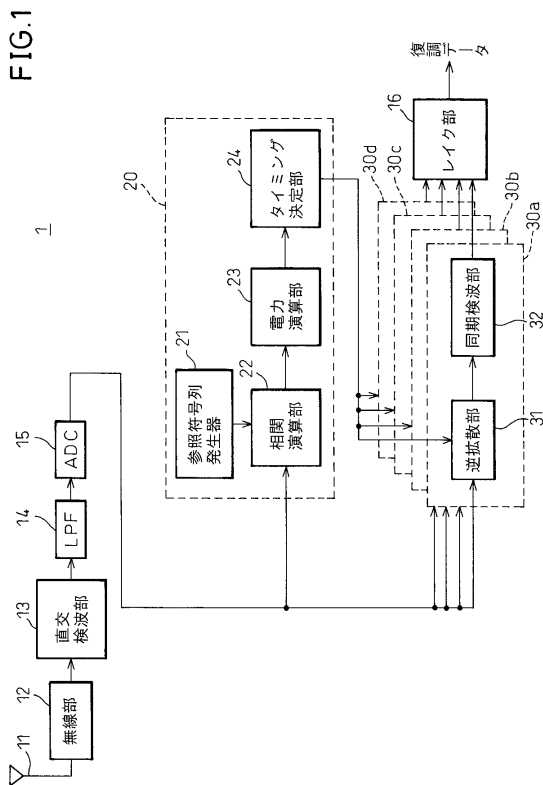
以上、説明のみを目的として選択した好適な実施例を参照しながら、本発明を説明したが、当業者には本発明の趣旨および範囲から逸脱することなく、これら実施例の様々な変形、省略、および逸脱を行なうことが可能であることは明らかである。また、クレームに使用される各用語は、明細書にて説明された実施例に記載された特定の意味に限定されるものではない。

【産業上の利用可能性】

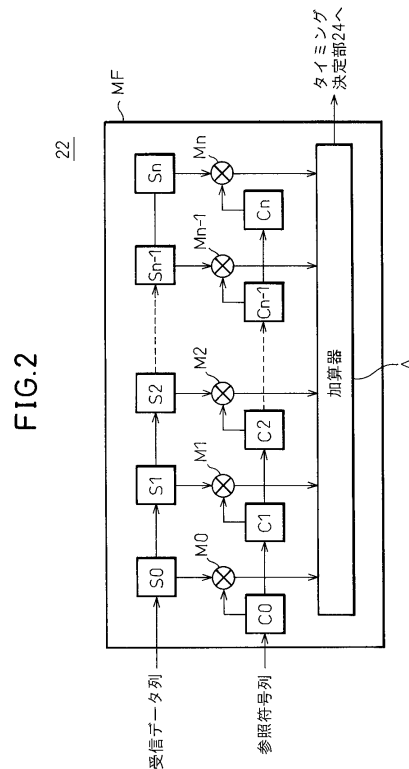
【0065】

本発明は、直接拡散符号分割多元接続方式のようなCDMA通信方式を利用するCDMA受信装置及びCDMA受信方法に利用可能である。特に本発明は、このようなCDMA受信装置及びCDMA受信方法において受信データ列に逆拡散処理を行う逆拡散タイミングを最適化するための技術に好適に履行可能である。

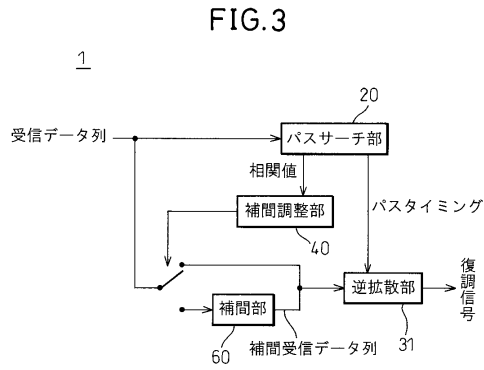
【図1】



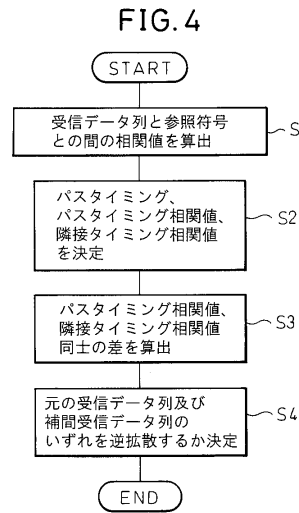
【図2】



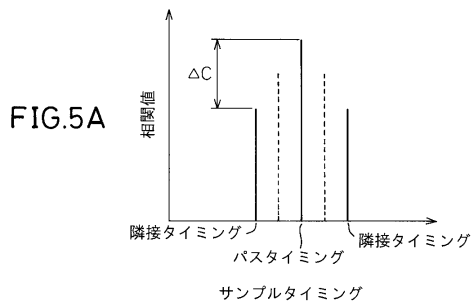
【図3】



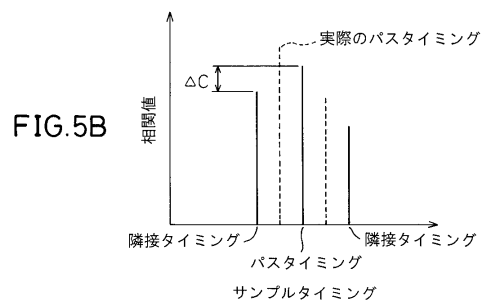
【図4】



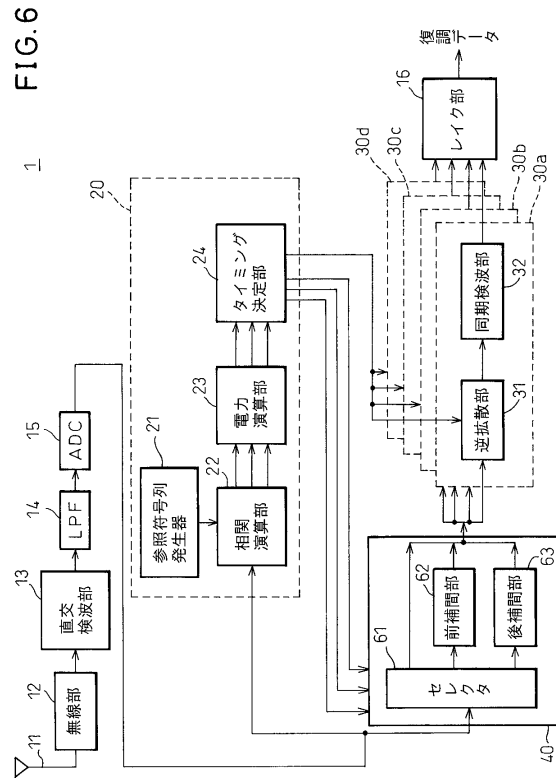
【図5A】



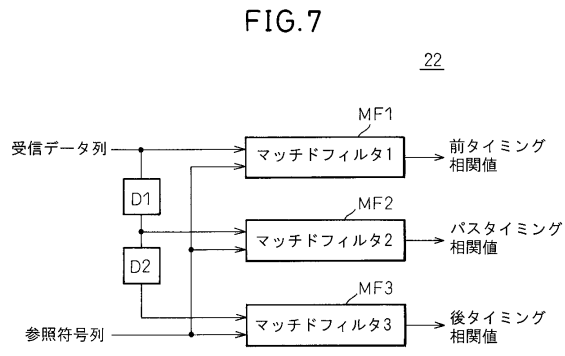
【図5B】



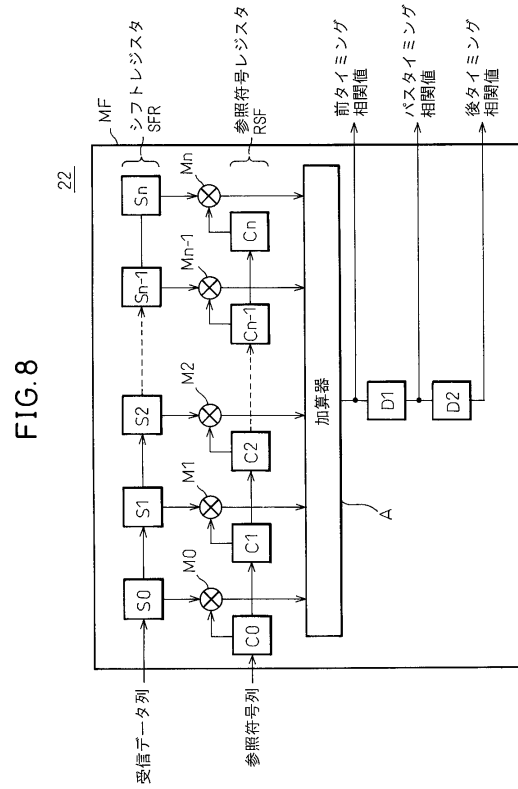
【図6】



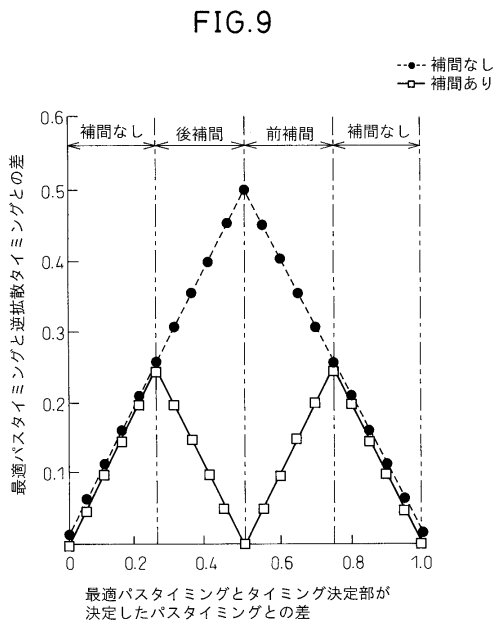
【図7】



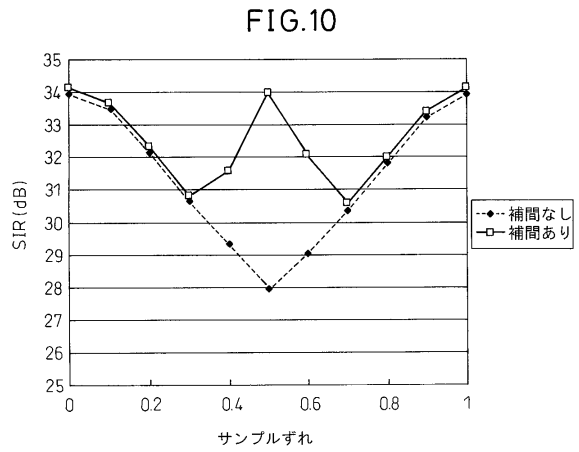
【図8】



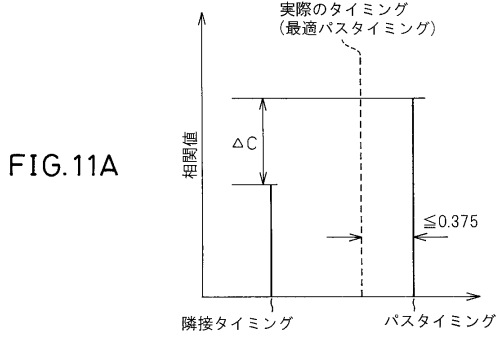
【図9】



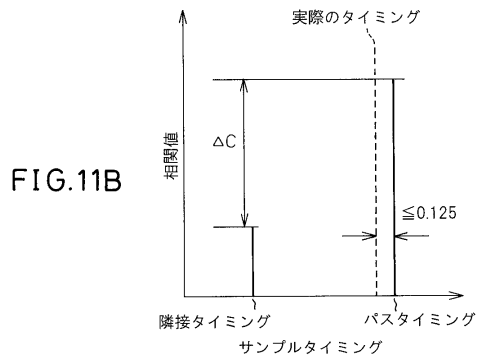
【図10】



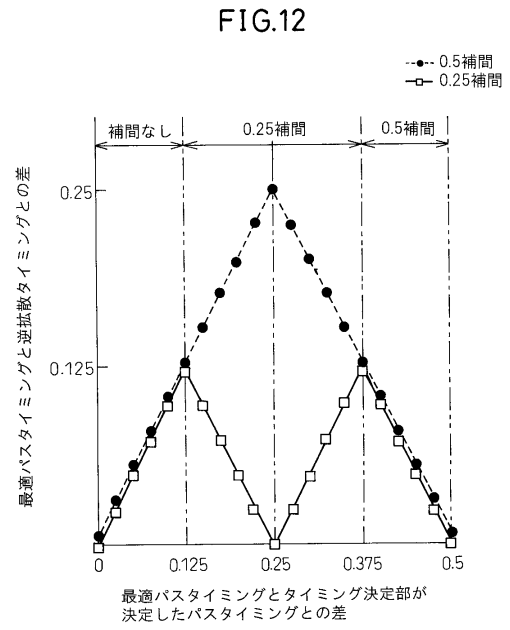
【図11A】



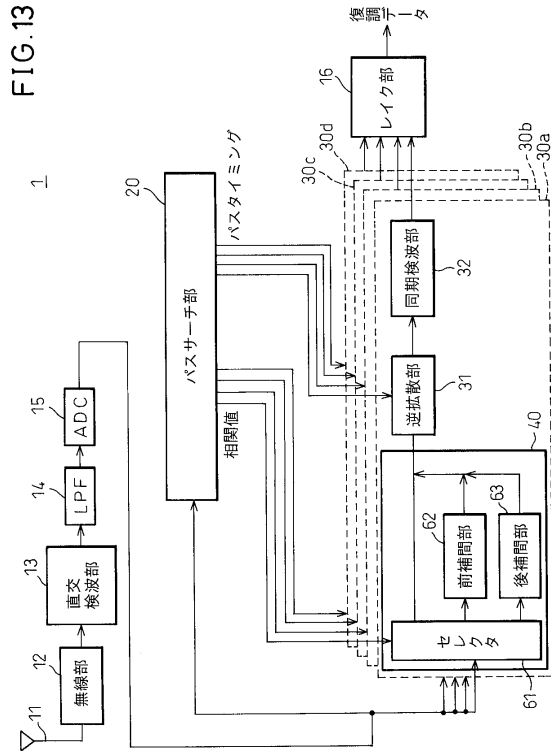
【図11B】



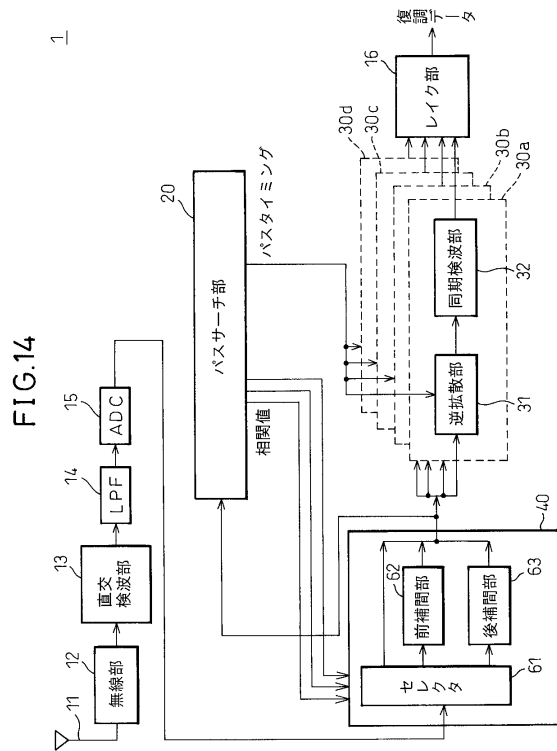
【図12】



【図13】

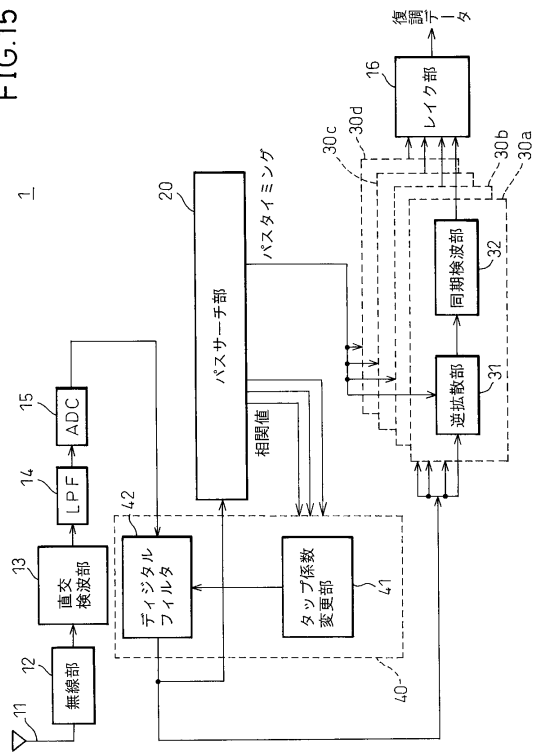


【図14】



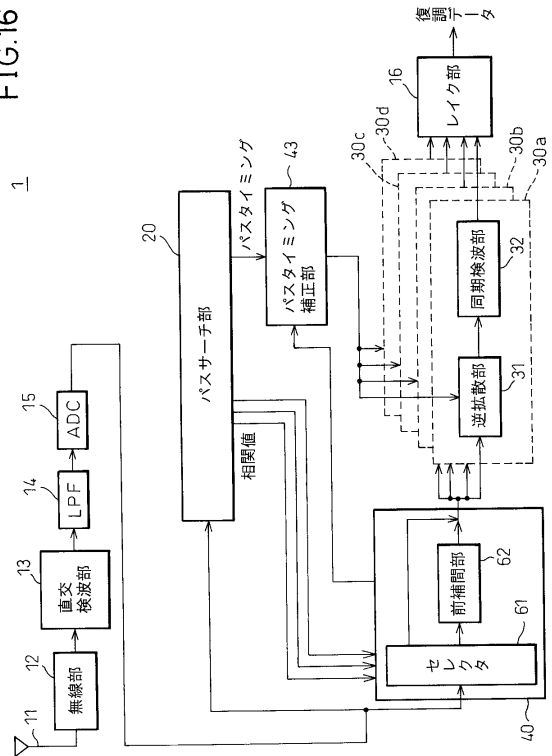
【図15】

FIG.15



【図16】

FIG.16



フロントページの続き

(74)代理人 100114177

弁理士 小林 龍

(72)発明者 伊藤 章

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

(72)発明者 清水 昌彦

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

審査官 渡辺 未央子

(56)参考文献 特開2001-016136(JP,A)

特開平09-064857(JP,A)

特開平10-032523(JP,A)

特開平11-041141(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 1/707