(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第5115397号
(P5115397)
(45)発行日　平成25年1月9日(2013.1.9)　(24)登録日　平成24年10月26日(2012.10.26)

(51)Int.Cl.　F I
H04B 1/7073 (2011.01)　H04J 13/00 410

請求項の数 6 (全 20 頁)

(21)出願番号　特願2008-215899(P2008-215899)
(22)出願日　平成20年8月25日(2008.8.25)
(65)公開番号　特開2010-50926(P2010-50926A)
(43)公開日　平成22年3月4日(2010.3.4)
審査請求日　平成23年5月13日(2011.5.13)

(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
(74)代理人　100074099
弁理士　大菅　義之
(74)代理人　100133570
弁理士　▲徳▼永　民雄
(72)発明者　大山　哲平
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　大野　友輝

最終頁に続く

(54)【発明の名称】遅延プロファイル取得方法及び装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
受信信号のパイロットを用いたパスタイミングを検出するための遅延プロファイル取得方法であって、
２つの異なる相関長で、それぞれ既知パイロット系列と前記受信信号のパイロットとの間で２つの相関演算を実行する第１のステップと、
該第１のステップの各相関演算結果に対して、複素共役積を演算する第２のステップと、
該第２のステップの演算結果を加算平均する第３のステップと、
を含むことを特徴とする遅延プロファイル取得方法。
【請求項２】
前記第２のステップは、前記第１のステップでの相関演算で用いられる前記受信信号のパイロットの長さが十分に得られてない間は、前記第１のステップにて得られた相関演算結果のみを用いて、複素共役積を演算する、
ことを特徴とする請求項１に記載の遅延プロファイル取得方法。
【請求項３】
前記第１のステップにおける前記相関演算の各相関長の一方又は両方を、伝搬路状況に応じて適応的に変更する第４のステップを更に含む、
ことを特徴とする請求項１又は２の何れか１項に記載の遅延プロファイル取得方法。
【請求項４】

前記第１のステップは、前記２つの相関演算の一方又は両方に対して、重み付きの相関演算を実行する、
ことを特徴とする請求項１乃至３の何れか１項に記載の遅延プロファイル取得方法。
【請求項５】
前記第１のステップによる前記各相関演算において、伝搬路変動又は周波数偏差による位相回転を補正する第５のステップを更に含む、
ことを特徴とする請求項１乃至４の何れか１項に記載の遅延プロファイル取得方法。
【請求項６】
受信信号のパイロットを用いたパスタイミングを検出するための遅延プロファイル取得装置であって、
２つの異なる相関長で、それぞれ既知パイロット系列と前記受信信号のパイロットとの間で２つの相関演算を実行する相関演算手段と、
該各相関演算結果に対して、複素共役積を演算する複素共役積演算手段と、
該手段の演算結果を加算平均する加算平均手段と、
を含むことを特徴とする遅延プロファイル取得装置。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、移動体無線通信網における無線移動局装置等において受信信号のパイロットを用いたパスタイミングを検出するための遅延プロファイルの取得技術に関する。
【背景技術】
【０００２】
移動体無線通信においては、しばしば受信データを正確に復元するために無線フレームの先頭を正しく把握することが必要である。しかしながら携帯電話等の無線移動局装置は任意の方向へ任意の速度で移動するため、検波処理を正確に行うためには、フェージングによる受信レベルや位相の変動、マルチパス干渉、高速移動によるドップラー効果による周波数変動等、様々な問題をクリアする必要がある。特に近年においては、陸上移動交通機関（新幹線等）の高速化が予想され、それに伴う無線移動局装置の高速移動にも対応する必要があるため、受信側では無線移動局装置の低速移動時から高速移動時まで広くカバーする必要がある。
【０００３】
図１６は、スペクトル拡散通信技術を利用したＣＤＭＡシステムの受信部の一般的な構成図である。アンテナ１６０１で受信されたＣＤＭＡ信号は、Ａ／Ｄ変換器１６０２にてデジタル信号に変換された後た後、詳細については省略するが、逆拡散１６０３、ＲＡＫＥ合成１６０４等の機能を経て通信データが復調・復号される。このとき、移動体通信はマルチパス環境下で動作するため、その状況を把握するためのパスサーチ回路１６０５があり、これにより、逆拡散及びＲＡＫＥ合成すべき受信信号のパス情報１６０６を算出する。パスサーチ回路１６０５は、既知パイロットと受信パイロットとで相関演算を実行するマッチトフィルタ回路１６０７と、その相関演算結果に基づいて遅延プロファイルを生成する遅延プロファイル生成回路１６０８と、得られた遅延プロファイルに基づいてパス検出を行うパス検出回路１６０９等から構成される。
【０００４】
遅延プロファイル生成の従来技術について考察する。
今、送信側は受信側での伝搬路推定などの処理を行うために、N_0 個の複素既知パイロット系列をデータと共に送信するとする。
【０００５】
非特許文献１及び２ではCDMA方式における複素既知パイロット信号を用いた場合のタイミング推定について開示されている。この手法では、考えられるタイミングについて一つ一つ実際に受信を行った時の受信強度が計算され、そのピークを最らしい受信タイミングとして採用する。

【０００６】
遅延プロファイルの生成手順の上記従来技術について、図17に示される構成図に示した実施例とともに述べる。
i番目の既知複素パイロット系列をp(i)、サンプリングされたi番目の受信パイロット信号をr(i)とした場合、図１７におけるマッチトフィルタ１７０１（図１６の１６０７に対応）による相互相関値は、下記数１式で計算される。
【０００７】
【数１】

$$R(\tau)=\sum_{i=0}^{N_0-1}\{pI(i)rI(i-\tau)+pQ(i)rQ(i-\tau)\}+j\{-pI(i)rQ(i-\tau)+pQ(i)rI(i-\tau)\}$$

ここでjは虚数単位、p(i)=pI(i)+j*pQ(i)、r(i)=rI(i)+j*rQ(i)とし、I及びQは、IQ軸上の値であることを示す。その後、相互相関R(τ)の絶対値もしくは二乗値を求めることで、一致したタイミングでの受信時にピークを検出することが可能となる。
【０００８】
伝搬路の変動がない場合には、数１式に従う、振幅加算のみによる相関の計算で十分である。しかし、伝搬路変動によって受信シンボルの位相回転が伴う場合、位相がずれたまま加算を行っても十分に大きなピークが得られないどころか、逆相のシンボルが加算されることによって、検出精度の劣化が懸念される。
【０００９】
そこで、二乗による加算が併用されて、伝搬路変動の影響を減らせるようマッチトフィルタ１７０１による N_0 回の加算がL回の振幅加算とそれらをN回足し合わせる二乗加算に分割されることで、遅延プロファイルを得る従来技術が知られている。振幅加算による結果を1ブロック単位での計算結果とし、nブロック目における加算結果をR(n,τ)、二乗加算による計算結果をD(m)とおくと、遅延プロファイルは次のように計算することができる。
【００１０】
【数２】

$$R(n,\tau)=\sum_{l=0}^{L-1}p(nL+l)\overline{r(nL+l-\tau)}$$

$$D(\tau)=\sum_{n=0}^{N-1}\overline{R(n,\tau)}R(n,\tau)$$

（ここで、$\overline{R(n,\tau)}$ は $R(n,\tau)$ の共役複素数を表す）

この演算は、図１７の１７０２と１７０３で示される。
【００１１】
従来技術においては、静止時や歩行時など伝搬路の変動速度が小さく無視できる場合には、N×L個の全パイロットシンボルにおいて出来るだけ単純な加算が用いられる。即ち、Lをできるだけ多くとる方が、遅延プロファイルにおいてピーク以外の強度に対してピーク強度が強く出てノイズに対して耐性が上がるため検出精度が良い。
【００１２】
逆に、高速移動体との通信などで伝搬路の変動速度が大きい場合には、位相回転によってピーク強度が減少してしまい、図１８（ａ）に示されるように、加算による相関長Ｌを

大きくしてもピーク値は大きくならず、場合によっては小さくなることもある。そこで、図１８（ｂ）に示されるように、上記数２式に基づく二乗加算演算が多く用いられる。この場合には、Lを小さくとる方が検出精度は上がる。

【特許文献１】特開平１０－３２５２３号公報

【特許文献２】特開２００１－３５２２７４号公報

【非特許文献１】Andrew J. Viterbi著「CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication」pp.39-75

【非特許文献２】A. Polydoros and C. L. Weber, “A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition, Part II: A Matched Filter Receiver”, IEEE Trans. Comm., Vol. COM-32, NO. 5, pp.550-560, MAY 1984,

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【００１３】

上述のように、伝搬路変動が大きい場合における遅延プロファイルの算出手法として、二乗加算による方法が有効であるが、端末の高速な移動によるフェージングやドップラーシフトを考慮すると、前述したように、二乗振幅加算区間Ｌは短いほうがよい。

【００１４】

しかし、図１８（ｂ）に示されるように、二乗演算によってノイズ成分が背景ノイズとして重畳されてきて、このノイズ成分は二乗振幅の加算区間Ｌが短いほど大きなものとなってしまい、パス情報の検出精度が低下してしまう。

【００１５】

即ち、従来の二乗加算演算による遅延プロファイル取得手法では、端末の高速な移動によるフェージングやドップラーシフトを考慮すると二乗振幅加算区間Ｌを短くする必要があり、ノイズ除去のためには二乗振幅加算区間Ｌを長くする必要があるという、相反する条件設定が必要になるという問題点を有していた。

【課題を解決するための手段】

【００１６】

本発明の課題は、無線移動局装置の低速移動時から高速移動時までの条件下で、精度よく遅延プロファイルを取得することにある。

以下に示す態様は、受信信号のパイロットを用いたパスタイミングを検出するための遅延プロファイル取得方法又はそれと同等の機能を実現する装置を前提とする。

【００１７】

第１のステップ（３０２（Ａ）、３０２（Ｂ））は、２つの異なる相関長で、それぞれ既知パイロット系列と受信信号のパイロットとの間で２つの相関演算を実行する。

ことを特徴とする付記１乃至３の何れか１項に記載の遅延プロファイル取得方法。　第２のステップ（３０３）は、第１のステップの各相関演算結果に対して、複素共役積を演算する。この第２のステップは例えば、第１のステップでの相関演算で用いられる受信信号のパイロットの長さが十分に得られてない間は、第１のステップにて得られた相関演算結果のみを用いて、複素共役積を演算する。

【００１８】

第３のステップ（３０４）は、第２のステップの演算結果を加算平均する。

上記態様の構成において、第１のステップにおける相関演算の各相関長の一方又は両方を、伝搬路状況に応じて適応的に変更する第４のステップを更に含むように構成することができる。

【００１９】

ここまでの態様の構成において、第１のステップは例えば、２つの相関演算の一方又は両方に対して、重み付きの相関演算を実行するように構成することができる。

ここまでの態様の構成において、第１のステップによる各相関演算において、伝搬路変動又は周波数偏差による位相回転を補正する第５のステップを更に含むように構成することができる。

【００２０】
ここまでの態様の構成において、第１のステップによる各相関演算において、伝搬路変動又は周波数偏差による位相回転を補正する第６のステップを更に含むように構成することができる。
【発明の効果】
【００２１】
本発明によれば、長区間に渡って振幅平均したものと同じノイズ耐性を持ちながら、高速な移動体との通信によって伝搬路変動の大きな場合においても良い特性を有する遅延プロファイルの取得が可能となる。
【００２２】
また、本発明によれば、伝搬路状況等に応じて遅延プロファイルの特性を調整することが可能となる。
【発明を実施するための最良の形態】
【００２３】
以下、図面を参照しながら、最良の実施形態について詳細に説明する。
第１の実施形態
第１の実施形態について説明する。
【００２４】
図１は、第１の実施形態の原理構成図である。
図１に示される第１の実施形態は、前述した図１６に示される受信部の一般構成中の、遅延プロファイル生成部１６０８の構成に関するものである。
【００２５】
前述した従来技術と同様の状況で、N_0 =N×L個の複素パイロット系列p(i)を用いて遅延プロファイルを生成することを考える。ここでの１ブロック分の振幅加算は、従来技術と同様、Lシンボル分の振幅加算による相関値を表すものとする。
【００２６】
第１の実施形態は、数２式で前述した従来技術におけるR(n,τ)とその共役複素数の算出方法を改良したものであり、図１はその一例を示している。
図１において、二乗演算１０１への第１の入力としては、通常の１ブロック分の振幅加算が演算された結果R(n,τ)が使用され、共役複素がとられる側の第２の入力としては、より多くの振幅加算ブロック、図１では、現在のブロック＋左右１ブロック分の計３ブロック分の振幅加算ブロックが加算され（１０２）、実質的な相関長が3Lシンボルとされた相関値R’(n,τ)が使用される。これらのR(n,τ)とR’(n,τ)とから、下記数３式として、二乗演算が実行される。
【数３】

$$\overline{R(n,\tau)}R(n,\tau)$$

【００２７】
図２は、第１の実施形態の一般化された原理構成図である。ここでは共役を取らない側と取る側の両方の相関長が変化させられる。
【００２８】
共役を取る側の相関値をR_A (n,τ)、共役を取らない側の相関値をR_B (n,τ)とすると、それぞれ下記数４式によって計算される（図２の２０２（Ａ）、２０２（Ｂ）－＞２０１）。
【００２９】

【数４】

$$R(n,\tau)=\sum_{l=0}^{L-1}p(nL+l)\overline{r(nL+l-\tau)}$$

$$R_A(n,\tau)=\sum_{i=-M_1}^{M_2}R(n+i,\tau)$$

$$R_B(n,\tau)=\sum_{i=-K_1}^{K_2}R(n+i,\tau)$$

ここでM_1、K_1は、現在のブロックに対して左側に広げるブロック分、M_2、K_2は、同じく右側に広げるブロック分を示す。そして$M_1+M_2 > K_1+K_2$を仮定する。

【００３０】

結果的に複素共役を取る側の相関長は$(M_1+M_2+1)\times L$、取らない側の相関長は$(K_1+K_2+1)\times L$となる。従来技術では、$M_1=K_1$、$M_2=K_2$と置いた場合に相当する。また、図１に示される3ブロックと1ブロックの掛け算の例は、$M_1=M_2=1$、$K_1=K_2=0$の場合に相当する。以上の演算が、$K=K_1+K_2+1$だけずらしながら計算される。

【００３１】

図３は、第１の実施形態の具体的なシステム構成図である。

図３において、まず、マッチトフィルタ３０１の構成は、従来技術における図１７の１７０１と同じであり、この部分は図１６の１６０７に対応する。

【００３２】

次に、マッチトフィルタ３０１からの出力R(n,τ)に対して、振幅加算部３０２において、M_1+M_2個の遅延器（図中「Ｄ」で示される要素）から出力される、$M=M_1+M_2+1$ブロック分の相互相関値を用いて２つの振幅加算値が計算される。Mブロック振幅加算を行うのは振幅加算部３０２（Ａ）、Ｋブロック振幅加算を行うのは振幅加算部３０２（Ｂ）であり、それぞれの加算結果は加算器３０６（Ａ）及び３０６（Ｂ）から出力される。

【００３３】

続いて、加算器３０６（Ａ）及び３０６（Ｂ）の各出力に対して、共役複素積演算が、$K=K_1+K_2+1$ブロックごとに実行され（図３の３０３）、その演算結果が加算され（図３の３０４）、パス検出回路３０５（図１６の１６０９に対応）に入力される。

【００３４】

第２の実施形態

第２の実施形態について説明する。

第１の実施形態において、R(n,τ)がMブロック分出力されていない場合の計算法を示すのが第２の実施形態である。

【００３５】

図４は、$M_1=M_2=2$、$K_1=K_2=1$の場合を示したものである。この場合、演算開始と演算終了の端部では、自己シンボルとの共役複素積による計算が実行される（４０１、４０２）。

【００３６】

図４を一般化したものが図５である。一般に、Mブロック分の出力が得られておらず、上下の振幅加算部の出力の複素共役が取れない場合には、端部のM_1-K_1ブロック分及びM_2-K_2ブロック分については、それぞれブロック加算をしたのち自分自身との複素共役積

が計算される（５０１、５０２）。

【００３７】

以上の第１の実施形態と第２の実施形態を組み合わせると、最終的に得られる遅延プロファイルは、下記数５式で表現される。

【数５】

$$R_A(m,\tau)=\sum_{i=-M_1}^{M_2}R(M_1+mK+i,\tau)$$

$$R_B(m,\tau)=\sum_{i=-K_1}^{K_2}R(M_1+mK+i,\tau)$$

$$R_S(\tau)=\sum_{i=0}^{M_1-K_1-1}R(i,\tau)$$

$$R_E(\tau)=\sum_{i=M_1+SK+1}^{N}R(i,\tau)$$

$$D(\tau)=R_S(\tau)\overline{R_S(\tau)}+\sum_{m=0}^{S}R_A(n,\tau)\overline{R_B(n,\tau)}+R_E(\tau)\overline{R_E(\tau)}$$

ここでSはM_1 +SK+ M_2 <Nを満たす最大の整数であるとする。

【００３８】

第３の実施形態

第３の実施形態について説明する。

第３の実施形態では、遅延プロファイルの計算開始時に、外部からのフェージング周波数や、ドップラー周波数などの情報を得て使用するタップが選択される。

【００３９】

例えば、移動体が高速に移動することで伝搬路の変動が大きくなった場合には、使用するタップ数が減らされ、逆に、伝搬路変動が小さいとみなせる場合には使用するタップが増やされる。

【００４０】

例として、第１の実施形態における図３の構成に対応する図６に示されるような、M_1 = M_2 =2、K_1 =K_2 =1の場合を考え、伝搬路情報を得た結果、伝搬路の変動が大きかったとする。点線で示したタップは該当するタップが使用されないことを意味し、ここでは、３０６（Ａ）、３０６（Ｂ）のどちらの加算器に入力するタップ群についても、端の２つは使わずに計算される例を示している。

【００４１】

最適な相関長が選択される際には、フェージング周波数やドップラー周波数に対して予め最適な相関長の組合せが、例えば図７に示されるテーブルとして用意され、外部の機能で得られる伝搬路情報に従ってそのテーブルから最適な相関長を得たのち、その相関長に

従って使用タップが決定される。

【００４２】

また、伝搬路情報の参照は、遅延プロファイル取得中においても行えるように構成することもでき、この場合には、伝搬路変動の様子が変化したときに、使用タップが途中で（適応的に）選択され直す。

【００４３】

第４の実施形態

第４の実施形態について説明する。

図８は、第４の実施形態のシステム構成図である。

【００４４】

図８の構成において、第１の実施形態における図３の構成と同じ番号が付された部分は、図３の場合と同じ機能を有する。

図８の構成が第１の実施形態における図３の構成と異なる点は、振幅加算部８０１（Ａ）及び８０１（Ｂ）において、各タップ（図中「Ｄ」）の出力に対して、重みh_j、g_jを乗算するブロック８０２（Ａ）及び８０２（Ｂ）が付加され、これらのブロックの出力が加算器３０６（Ａ）及び３０６（Ｂ）に入力される点である。

【００４５】

この結果、各振幅加算部８０１（Ａ）及び８０１（Ｂ）の出力及び３０３と３０４とから生成される遅延プロファイルは、下記数６式によって示される。

【数６】

$$R_A(m,\tau)=\sum_{i=-M_1}^{M_2} h_i R(M_1+mK+i,\tau)$$

$$R_B(m,\tau)=\sum_{i=-K_1}^{K_2} g_i R(M_1+mK+i,\tau)$$

$$D(\tau)=\sum_{n=0}^{N-1} R_A(n,\tau)\overline{R_B(n,\tau)}$$

【００４６】

重み係数の決定法としては、第３の実施形態の場合と同様に、伝搬路情報を外部から取得可能なことを前提とし、あらかじめフェージング周波数やドップラー周波数に対して予め最適な重みの組合せが、例えば図９に示されるテーブルとして用意される。そして、外部から取得した伝搬路情報に従ってそのテーブルから最適な重みが選択され、図８の重みブロック８０２（Ａ）及び８０２（Ｂ）が更新される。

【００４７】

また、伝搬路情報の参照は、遅延プロファイル取得中においても行えるように構成することもでき、参照した結果伝搬路の特性が変化していた場合には再度重み係数を参照時点での最適な値に選び直すような動作が可能である。

【００４８】

第２の実施形態において説明した端部における処理をする際には、端部での従来技術の構成による計算結果と第１の実施形態に従う計算結果を加算するため、適当な重み係数を選ぶ必要がある。これは複数ブロックを単純加算してR_Aを求めた場合にも必要になる。例えば両端において、１ブロック加算結果を単純に二乗した場合、端部以外の部分で例え

ば3ブロックと1ブロックで計算した場合と比較して1/3の大きさになる。よって、端部以外の部分での計算結果に対して1/3を掛ける必要がある、即ち、重み係数h_j もしくはg_j のいずれかの値を1/3とする。

【００４９】

第５の実施形態

最後に、第５の実施形態について説明する。

図１０に、周波数偏差やドップラー効果によって、マッチトフィルタで計算された相関値同士に位相偏差が生じた場合の模式図を示す。図１０は、iブロック目とi+1ブロック目の位相差をϕ_i とした場合の様子を示してある。

【００５０】

図１１は、位相偏差を補償するために、第４の実施形態における図８のシステム構成に、周波数偏差やドップラー効果に伴うブロック出力間での位相差補償量を計算する部分１１０１を付加した構成例であり、ここで得られるブロック間周波数偏差量が、乗算器１１０２にて、各振幅加算部８０１（Ａ）及び８０１（Ｂ）の入力（マッチトフィルタ３０１の出力）に、逐次乗算される構成を有する。

【００５１】

そして、１ブロック振幅加算結果R(n,τ)に対しては、下記数７式に示される位相差補償が行われればよい。

【数７】

$$R(n,\tau) \rightarrow R(n,\tau)\exp\left(-j\sum_{i=0}^{n-1}\phi_i\right)$$

【００５２】

若しくは、重み係数に位相差補償をする機能を含めてもよい。これは各振幅加算部８０１（Ａ）及び８０１（Ｂ）に用いる相関値の中心とiブロック離れた相関値との位相差をθi としたときに、重み係数h_i 、g_i が下記数８式のように計算されることを意味する。

【数８】

$$g_i \rightarrow g_i \exp(-\theta_i)$$

$$h_i \rightarrow h_i \exp(-\theta_i)$$

【００５３】

第１～第５の実施形態に対する補足

上記第１～第５の実施形態の効果を説明するために、パイロット長を3Nブロックとして、A及びBのどちらの振幅加算部も3ブロック加算にした場合、即ち、従来技術において振幅加算による相関を3ブロックにわたって演算した場合と、図１２に示されるように、振幅加算部１２０１（Ａ）は3ブロック振幅加算、振幅加算部１２０１（Ｂ）は1ブロック振幅加算にした、代表として第１の実施形態による場合とを比較する。

【００５４】

まず従来技術による計算は、下記数９式となる。

【数９】

$$R_A(m,\tau)=\sum_{i=0}^{2}R(3m+i,\tau)$$

$$D(\tau)=\sum_{m=0}^{N-1}\overline{R_A(m,\tau)}R_A(m,\tau)$$

【００５５】

一方、図１２に対応して計算をした場合には、$M_1=M_2=1$、$K_1=K_2=0$、S<3N-2なので、下記数１０式となる。

【数１０】

$$R_A(m,\tau)=\frac{1}{3}\sum_{i=-1}^{1}R(m+i+1,\tau)$$

$$R_B(m,\tau)=R(m+1,\tau)$$

$$D(\tau)=\overline{R(0,\tau)}R(0,\tau)+\sum_{m=0}^{3N-3}\overline{R_A(m,\tau)}R_B(m,\tau)+\overline{R(3N-1,\tau)}R(3N-1,\tau)$$

【００５６】

ここで各計算の一部を取り出し、従来技術における$R_A(m,\tau)$の二乗の項と同等な部分について両者を比較する。従来技術の場合、展開すると下記数１１式となる。

【数１１】

$$\begin{aligned}&\overline{R_A(m,\tau)}R_A(m,\tau)\\&=\{R(3m-1,\tau)+R(3m,\tau)+R(3m+1,\tau)\}\overline{\{R(3m-1,\tau)+R(3m,\tau)+R(3m+1,\tau)\}}\\&=R(3m-1,\tau)\overline{R(3m-1,\tau)}+R(3m-1,\tau)\overline{R(3m,\tau)}+R(3m-1,\tau)\overline{R(3m+1,\tau)}\\&+R(3m,\tau)\overline{R(3m-1,\tau)}+R(3m,\tau)\overline{R(3m,\tau)}+R(3m-1,\tau)\overline{R(3m+1,\tau)}\\&+R(3m+1,\tau)\overline{R(3m-1,\tau)}+R(3m+1,\tau)\overline{R(3m,\tau)}+R(3m+1,\tau)\overline{R(3m+1,\tau)}\end{aligned}$$

【００５７】

一方、図１２による計算での該当部分は、下記数１２式となる。

【数１２】

$$\begin{aligned}&\overline{R_A(3m-2,\tau)}R_B(3m-2,\tau)+\overline{R_A(3m-1,\tau)}R_B(3m-1,\tau)+\overline{R_A(3m,\tau)}R_B(3m,\tau)\\&=\overline{\{R(3m-2,\tau)+R(3m-1,\tau)+R(3m,\tau)\}}R(3m-1,\tau)\\&+\overline{\{R(3m-1,\tau)+R(3m,\tau)+R(3m+1,\tau)\}}R(3m,\tau)\\&+\overline{\{R(3m,\tau)+R(3m+1,\tau)+R(3m+2,\tau)\}}R(3m+1,\tau)\end{aligned}$$

【００５８】

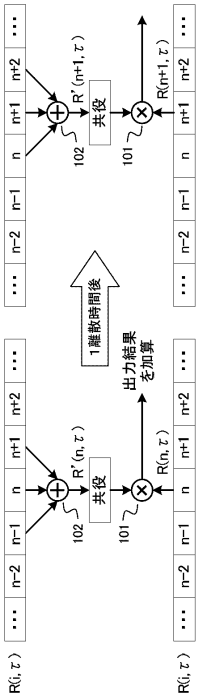
両者を比較すると、従来技術では2ブロック分離れた相関値同士の積を含むのに対し、図１２による計算では1ブロック以内の相関値同士による積に収まっている。よって、図１２の計算は似たような計算であるが、従来技術と比較してより相関の近いもの同士ができるだけ用いられて計算されているといえる。

【００５９】
図１３～図１５は、上記の効果をIQ座標平面上でベクトル表現したものである。一般に、伝送路変動が小さい場合には、図１３（ａ）に示されるように、ピークが得られるタイミングにおける、受信パイロットシンボルとパイロット系列の積は、位相が揃ったものとなるため、大きな相関ピークが得られる。一方、伝送路変動が大きい場合には、図１３（ｂ）に示されるように、ピークが得られるタイミングにおける、受信パイロットシンボルとパイロット系列の積は、位相がばらけているため、大きな相関ピークが得られない。
【００６０】
上述した従来技術では、2ブロック分離れた相関値同士の積を含むため、図１４に示されるように、その位相がばらける可能性があるのに対して、図１２による計算では、1ブロック以内の相関値同士による積であるため、その位相が近くにまとまり、より大きな相関が得られることが期待できる。
【００６１】
以上の結果として、第１～第５の実施形態では、長区間に渡って振幅平均したものと同じノイズ耐性を持ちながら、高速な移動体との通信によって伝搬路変動の大きな場合においても良い特性を示すことが理解できる。
【図面の簡単な説明】
【００６２】
【図１】第１の実施形態の原理構成図である。
【図２】第１の実施形態の一般化された原理構成図である。
【図３】第１の実施形態の具体的なシステム構成図である。
【図４】第２の実施形態における、5ブロックと3ブロック相関を用いた場合の端の処理の動作説明図である。
【図５】第２の実施形態における、MブロックとKブロック相関を用いた場合の端の処理の説明である。
【図６】第３の実施形態における、5ブロックと3ブロック相関を用いた場合のタップ制御による可変相関長処理の例を示すシステム構成図である。
【図７】第３の実施形態における、フェージング周波数やドップラー周波数に対して予め最適な相関長の組合せを保持するテーブルの構成図である。
【図８】第４の実施形態のシステム構成図である。
【図９】第４の実施形態における、フェージング周波数やドップラー周波数に対して予め最適な重みの組合せを保持するテーブルの構成図である。
【図１０】第５の実施形態における、周波数偏差やドップラー効果によってマッチトフィルタで計算された相関値同士に位相偏差が生じた場合の模式図である。
【図１１】第４の実施形態のシステム構成図である。
【図１２】実施形態の効果を説明するためのシステム構成図である。
【図１３】相関値の積と位相との関係を示す図である。
【図１４】従来技術における相関値の積と位相との関係を示す図である。
【図１５】実施形態における相関値の積と位相との関係を示す図である。
【図１６】スペクトル拡散通信技術を利用したＣＤＭＡシステムの受信部の一般的な構成図である。
【図１７】従来技術のシステム構成例を示す図である。
【図１８】従来技術の問題点の説明図である。
【符号の説明】
【００６３】
３０１、１６０７、１７０１　　マッチトフィルタ
３０２（Ａ）、３０２（Ｂ）、８０１（Ａ）、８０１（Ｂ）、１２０１（Ａ）、１２０１（Ｂ）　　振幅加算部
３０３　　共役複素積演算部
３０４　　共役複素積加算部

３０５、１６０９　　パス検出回路
８０２　　重み係数乗算部
１１０１　　位相差補償量計算部
１１０２　　乗算器
１６０５　　パスサーチ回路
１６０６　　パス情報
１６０８　　遅延プロファイル生成回路
１７０２　　二乗部
１７０３　　加算部

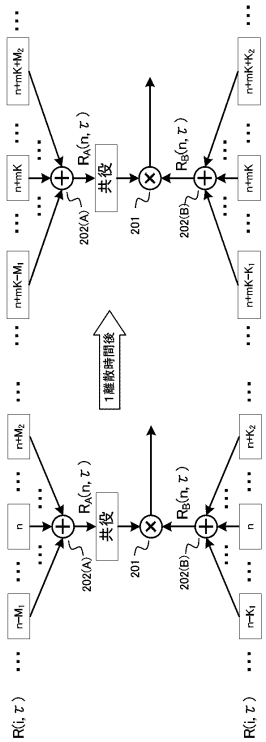
【図１】

第1の実施形態の原理構成図



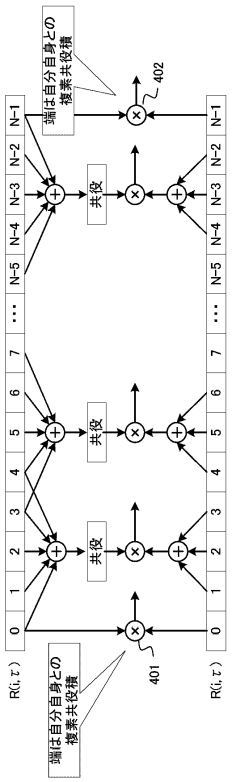
【図２】

第1の実施形態の
一般化された原理構成図



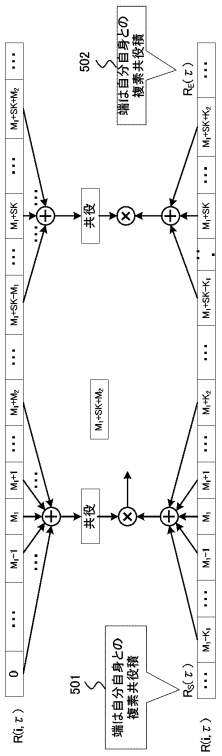
【図４】

第2の実施形態における、5ブロックと3ブロック
相関を用いた場合の端の処理の動作説明図



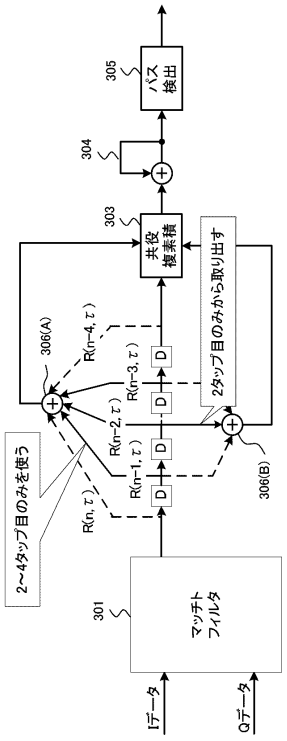
【図５】

第2の実施形態における、Mブロックと
Kブロック相関を用いた場合の端の処理の説明図



【図６】

第3の実施形態における、5ブロックと
3ブロック相関を用いた場合のタップ制御による
可変相関長処理の例を示すシステム構成図



【図７】

第3の実施形態における、フェージング周波数や
ドップラー周波数に対して予め最適な相関長の
組合せを保持するテーブルの構成図

フェージング周波数	使用タップ数
0～10Hz	5
10～20Hz	5
⋮	⋮
100～110Hz	4
⋮	⋮
300～310Hz	2
⋮	⋮

ドップラー周波数	使用タップ数
0～10Hz	5
10～20Hz	5
⋮	⋮
100～110Hz	3
⋮	⋮
300～310Hz	1
⋮	⋮

【図９】

第4の実施形態における、フェージング周波数や
ドップラー周波数に対して予め最適な重みの
組合せを保持するテーブルの構成図

	重み係数			
フェージング周波数	h_{-M1}	h_{-M1+1}	・・・	h_{M2}
0～10Hz	1	1	・・・	1
10～20Hz	1	1	・・・	1
⋮		⋮		
100～110Hz	0.6	0.8	・・・	0.6
⋮		⋮		
300～310Hz	0.1	0.2	・・・	0.1
⋮		⋮		

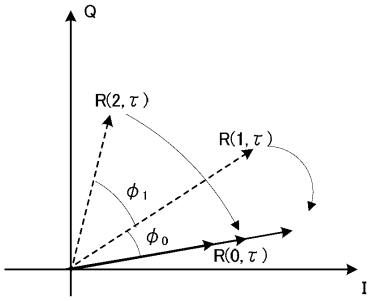
	重み係数			
ドップラー周波数	h_{-M1}	h_{-M1+1}	・・・	h_{M2}
0～10Hz	1	1	・・・	1
10～20Hz	1	1	・・・	1
⋮		⋮		
100～110Hz	0.5	0.6	・・・	0.5
⋮		⋮		
300～310Hz	0.0	0.1	・・・	0.0
⋮		⋮		

	重み係数			
フェージング周波数	g_{-K1}	g_{-K1+1}	・・・	g_{K2}
0～10Hz	1	1	・・・	1
10～20Hz	1	1	・・・	1
⋮		⋮		
100～110Hz	0.6	0.8	・・・	0.6
⋮		⋮		
300～310Hz	0.1	0.2	・・・	0.1
⋮		⋮		

	重み係数			
ドップラー周波数	g_{-K1}	g_{-K1+1}	・・・	g_{K2}
0～10Hz	1	1	・・・	1
10～20Hz	1	1	・・・	1
⋮		⋮		
100～110Hz	0.5	0.6	・・・	0.5
⋮		⋮		
300～310Hz	0.0	0.1	・・・	0.0
⋮		⋮		

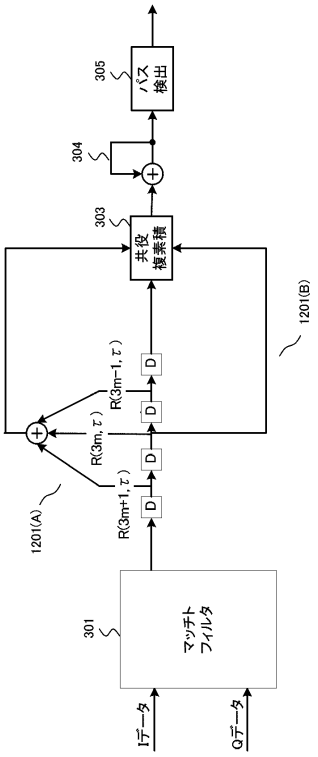
【図１０】

第5の実施形態における、周波数偏差や
ドップラー効果によってマッチトフィルタで計算された
相関値同士に位相偏差が生じた場合の模式図



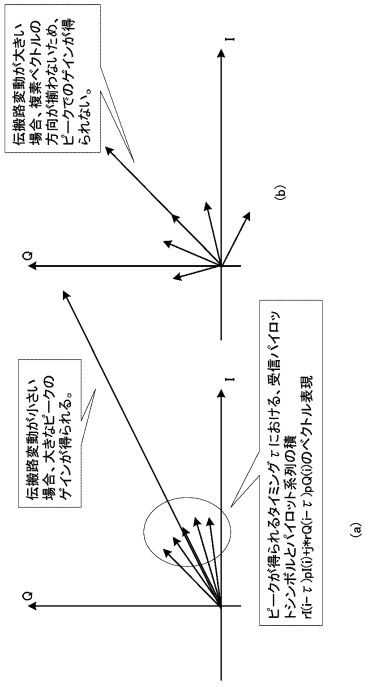
【図１２】

実施形態の効果を説明する
ためのシステム構成図



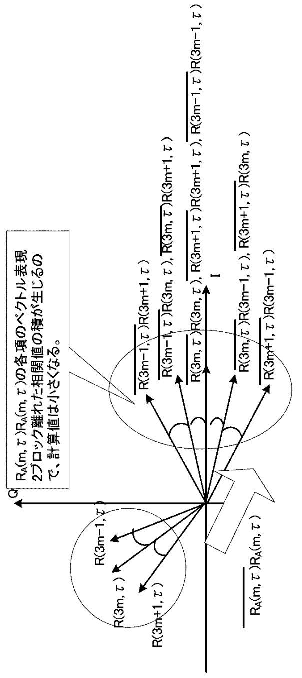
【図１３】

相関値の積と位相との
関係を示す図



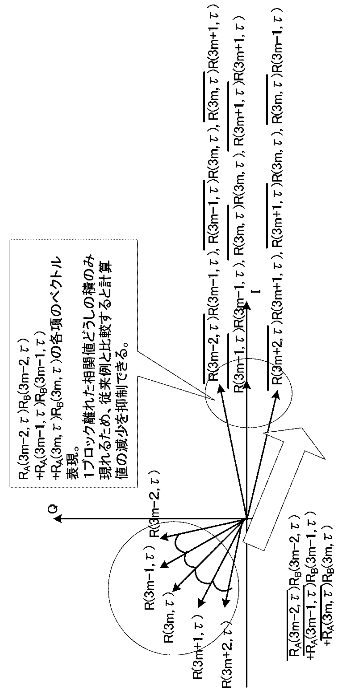
【図１４】

従来技術における相関値の
積と位相との関係を示す図



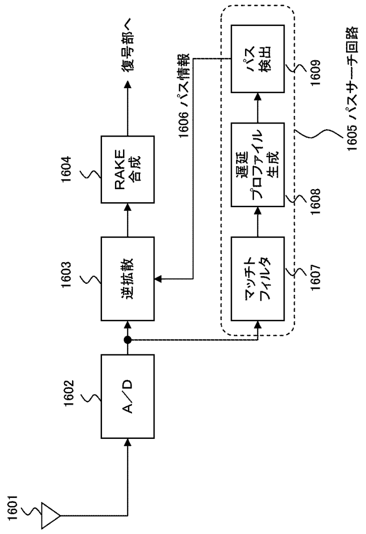
【図１５】

実施形態における相関値の
積と位相との関係を示す図



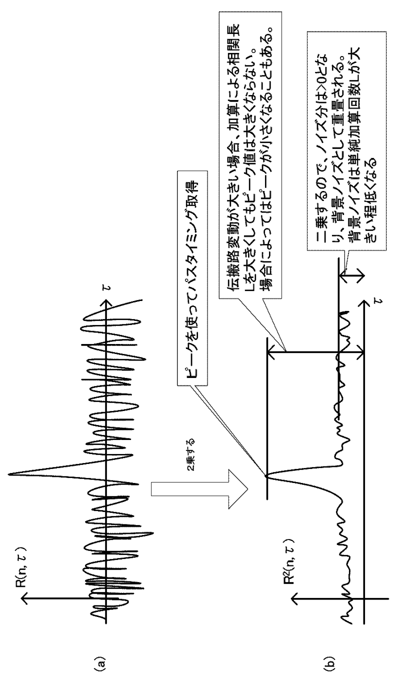
【図１６】

スペクトル拡散通信技術を利用した
CDMAシステムの受信部の一般的な構成図



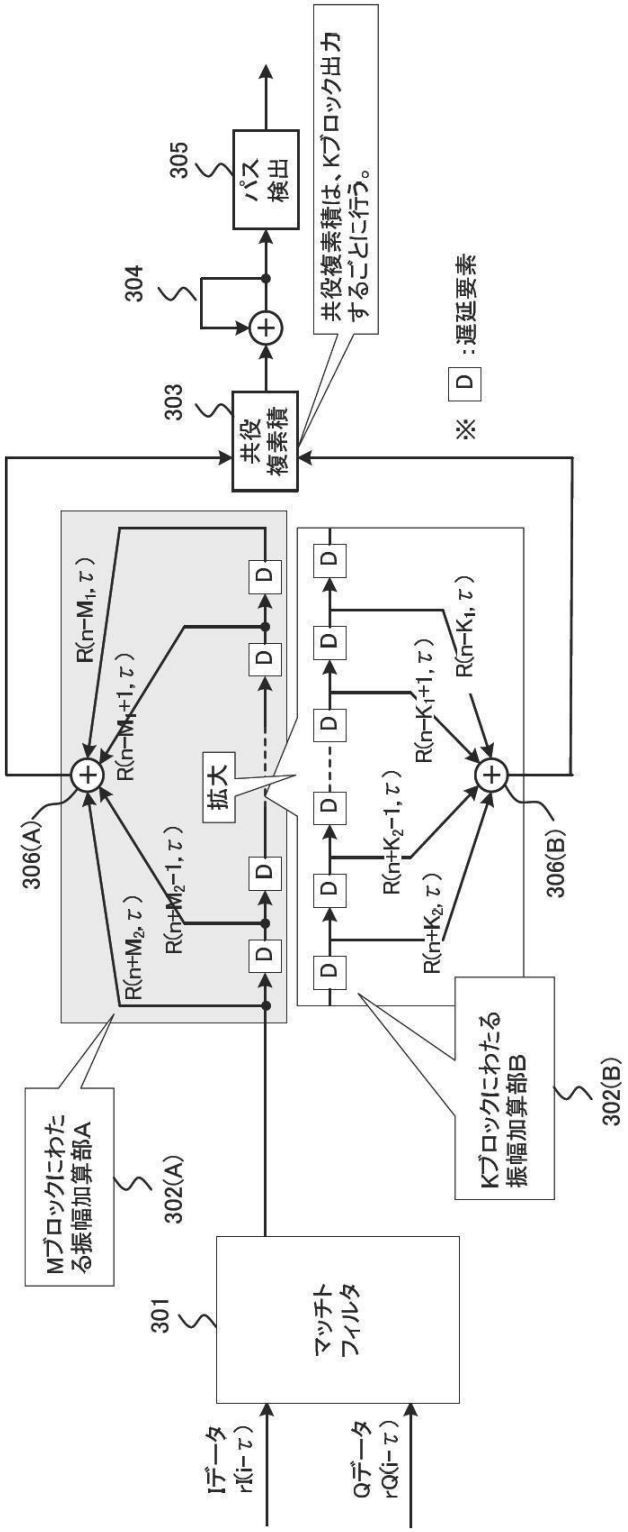
【図１８】

従来技術の問題点の説明図



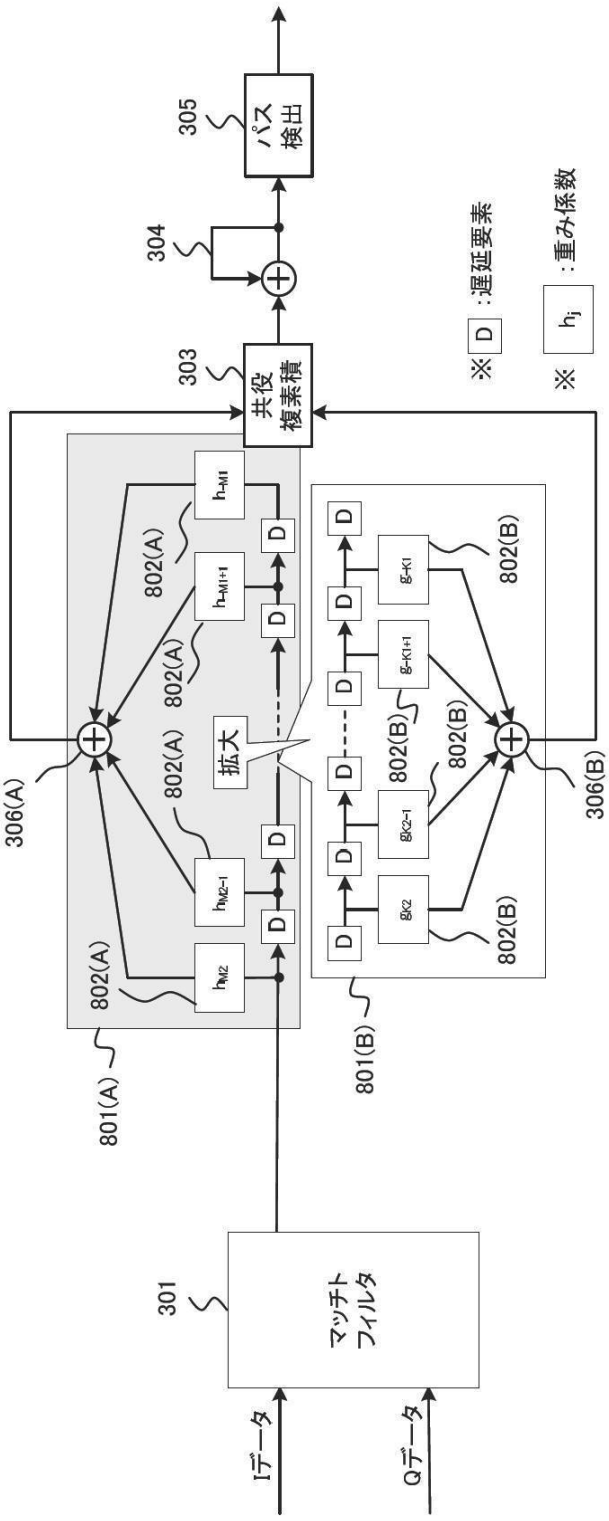
【図３】

第1の実施形態の
具体的なシステム構成図



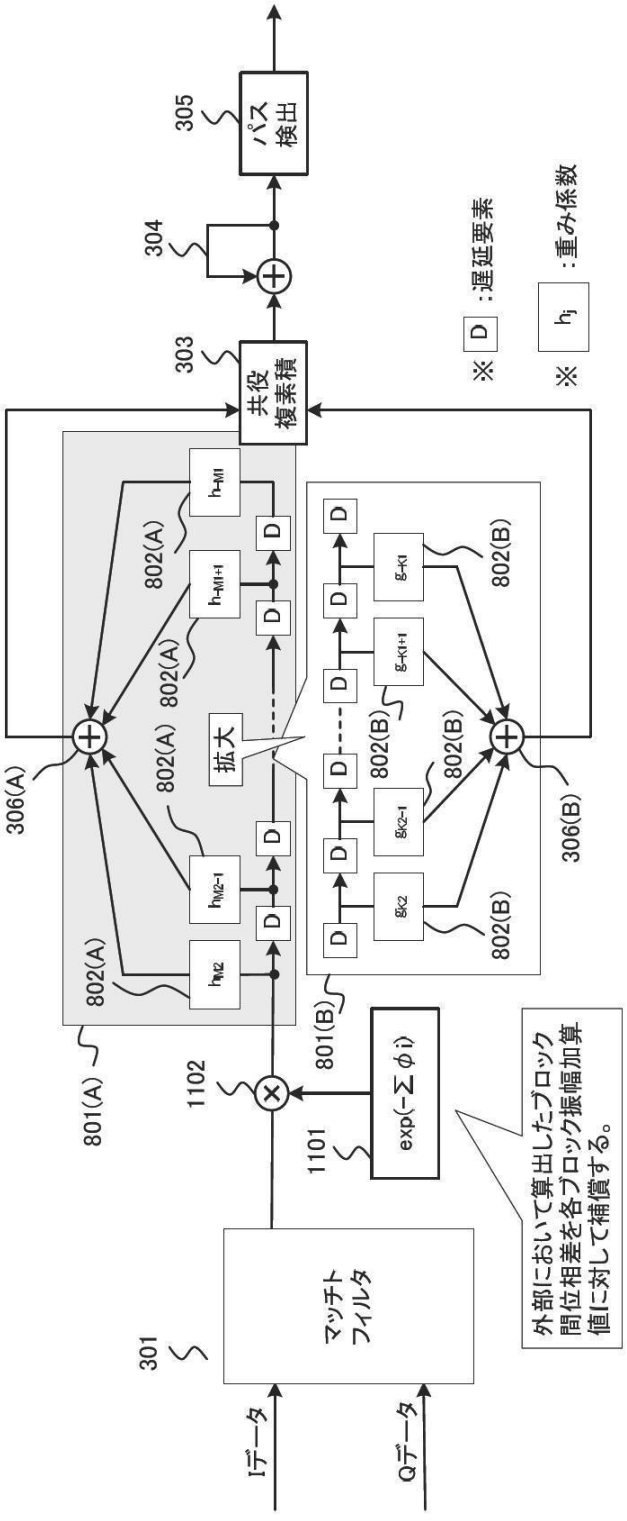
【図８】

第4の実施形態のシステム構成図



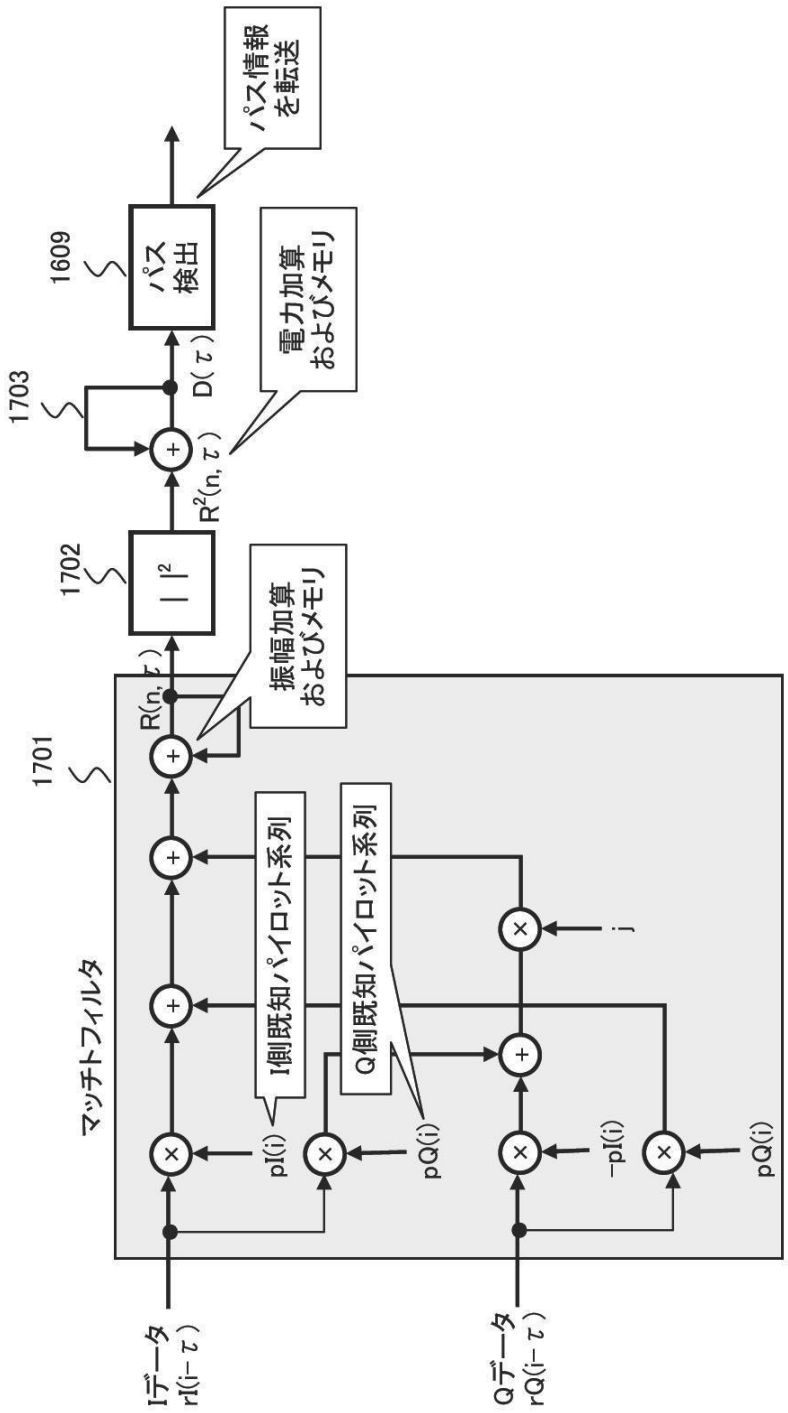
【図１１】

第4の実施形態のシステム構成図



【図１７】

従来技術のシステム構成例を示す図



フロントページの続き

(56)参考文献 特開２００１－３５８６３５（ＪＰ，Ａ）
特開２００２－０６４４０５（ＪＰ，Ａ）
特開２００１－０５３７３０（ＪＰ，Ａ）
特開２００５－１０９５４１（ＪＰ，Ａ）
特開２００５－１７６１８４（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－００８７８０（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｈ０４Ｂ　　１／７０７３
ＩＥＥＥ Ｘｐｌｏｒｅ
ＣｉＮｉｉ