

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4424882号
(P4424882)

(45) 発行日 平成22年3月3日 (2010.3.3)

(24) 登録日 平成21年12月18日 (2009.12.18)

(51) Int. Cl.

H04J 13/00 (2006.01)

F I

H04J 13/00

A

請求項の数 12 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2001-540549 (P2001-540549)	(73) 特許権者	501180517
(86) (22) 出願日	平成12年6月12日 (2000.6.12)		華為技術有限公司
(65) 公表番号	特表2003-515996 (P2003-515996A)		中華人民共和国518129広東省深▲ち
(43) 公表日	平成15年5月7日 (2003.5.7)		えん▼市龍崗区坂田華為總部▲ばん▼公樓
(86) 国際出願番号	PCT/CN2000/000151	(74) 代理人	100062144
(87) 国際公開番号	W02001/039530		弁理士 青山 葆
(87) 国際公開日	平成13年5月31日 (2001.5.31)	(72) 発明者	李 化加
審査請求日	平成18年10月11日 (2006.10.11)		中華人民共和国上海市浦東南路528号
(31) 優先権主張番号	99 1 24113.4		上海証券大厦南塔21楼
(32) 優先日	平成11年11月25日 (1999.11.25)		
(33) 優先権主張国	中国 (CN)	審査官	富澤 哲生

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多重選択コヒーレント検波のための方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

A. 信号検波のために用いられる長さLをそれぞれ有する送信信号の複素共役 X^* 及び受信信号Yを、長さ $Smulticoh = L / Nmulticoh$ をそれぞれ有する $Nmulticoh$ 個のセグメントに分割し、上記各セグメント内で第1のコヒーレント加算を実行して合計で $Nmulticoh$ 個の第1のコヒーレント結果

$$X_m = \sum_{k=0}^{Smulticoh-1} (Y(m * Smulticoh + k) * X^*(m * Smulticoh + k))$$

$$m = 0, \dots, Nmulticoh - 1$$

10

を得るステップと、

B. これらの $Nmulticoh$ 個の第1のコヒーレント結果に対して可能なP種類の位相調整を実行し、 $Y_{i,j}$ ($i = 0 \dots Nmulticoh - 1, j = 0 \dots P - 1$) で表される調整結果を得るステップと、

C. 上記各第1のコヒーレント結果に対応するP個の上記調整結果の中から1つずつの調整結果の値を選択し、 $Nmulticoh$ 個の調整結果をそれぞれ含む $C = P^{Nmulticoh}$ 個の組み合わせを得るステップと、

D. 上記各組み合わせ中の $Nmulticoh$ 個の調整結果に対して第2のコヒーレン

20

ト加算を実行して $C = P^{N_{multicoch}}$ 個の第 2 のコヒーレント結果

$$Z_t = \sum_{m=0}^{N_{multicoch}-1} [X_m * e^{j\phi_t, m}]$$

$$t = 0, \dots, C-1$$

を得るステップと、

E. 選択規準として最大モード法を用いることにより、上記 $C = P^{N_{multicoch}}$ 個の第 2 のコヒーレント結果の中から最適な結果を検波結果として選択するステップとを含む多重選択コヒーレント検波方法。

10

【請求項 2】

上記ステップ A におけるセグメントが等区間長で設けられるか又は不等区間長で設けられる、請求項 1 に記載の多重選択コヒーレント検波方法。

【請求項 3】

上記ステップ B の位相調整は、上記位相調整の種類が P 個であるときに、 ϕ_0 を任意の値とすれば、各信号にそれぞれ $\phi_k = \phi_0 + k * 2\pi / P$ 、($k = 0 \dots P-1$) の位相回転を実行することを含む、請求項 1 に記載の多重選択コヒーレント検波方法。

【請求項 4】

上記ステップ A は、上記各セグメントについて 1 つの X_m を得て、合計で $N_{multicoch}$ 個の上記第 1 のコヒーレント結果を得ることを含み、

20

上記ステップ B は、上記各第 1 のコヒーレント結果に対して P 種類の上記位相調整を実行し、合計で $N_{multicoch} * P$ 個の調整結果を得ることを含み、請求項 1 に記載の多重選択コヒーレント検波方法。

【請求項 5】

上記方法は、上記各第 1 のコヒーレント結果に対応する P 個の調整結果から 1 つずつの調整結果を選択して上記 $C = P^{N_{multicoch}}$ 個の組み合わせを得て、上記組み合わせのそれぞれに含まれる合計で $N_{multicoch}$ 個の上記調整結果に対して上記第 2 のコヒーレント加算を実行して上記第 2 のコヒーレント結果 Z_t を得ることを含み、

このとき、合計で $C = P^{N_{multicoch}}$ 個の可能な選択方法が存在して、上記 $C = P^{N_{multicoch}}$ 個の第 2 のコヒーレント結果 Z_t を得る、請求項 4 に記載の多重選択コヒーレント検波方法。

30

【請求項 6】

上記 $C = P^{N_{multicoch}}$ 個の第 2 のコヒーレント結果のすべてを得ることに代えて、 $C = P^{N_{multicoch}}$ 個よりも少ない個数の第 2 のコヒーレント結果を得る、請求項 5 に記載の多重選択コヒーレント検波方法。

【請求項 7】

信号検波のために用いられる長さ L をそれぞれ有する送信信号の複素共役 X^* 及び受信信号 Y を、長さ $S_{multicoch} = L / N_{multicoch}$ をそれぞれ有する $N_{multicoch}$ 個のセグメントに分割する手段と、

40

上記各セグメント内で第 1 のコヒーレント加算を実行する手段と、

合計で $N_{multicoch}$ 個の第 1 のコヒーレント結果

$$X_m = \sum_{k=0}^{S_{multicoch}-1} (Y(m * S_{multicoch} + k) * X^*(m * S_{multicoch} + k))$$

$$m = 0, \dots, N_{multicoch} - 1$$

を得る手段と、

これらの $N_{multicoch}$ 個の第 1 のコヒーレント結果に対して可能な P 種類の位相

50

調整を実行する手段と、

$Y_{i,j}$ ($i = 0 \dots N_{multico h} - 1, j = 0 \dots P - 1$) で表される調整結果を得る手段と、

上記各第 1 のコヒーレント結果に対応する P 個の上記調整結果の中から 1 つずつの調整結果の値を選択し、 $N_{multico h}$ 個の調整結果をそれぞれ含む $C = P^{N_{multico h}}$ 個の組み合わせを得る手段と、

上記各組み合わせ中の $N_{multico h}$ 個の調整結果に対して第 2 のコヒーレント加算を実行して $C = P^{N_{multico h}}$ 個の第 2 のコヒーレント結果

$$Z_t = \sum_{m=0}^{N_{multico h}-1} [X_m * e^{j\phi_t, m}]$$

$$t = 0, \dots, C-1$$

10

を得る手段と、

E. 選択規準として最大モード法を用いることにより、上記 $C = P^{N_{multico h}}$ 個の第 2 のコヒーレント結果の中から最適な結果を検波結果として選択する手段とを含む多重選択コヒーレント検波装置。

【請求項 8】

上記セグメントが等区間長で設けられるか又は不等区間長で設けられる、請求項 7 に記載の多重選択コヒーレント検波装置。

20

【請求項 9】

上記可能な P 種類の位相調整を実行する手段は、 ϕ_0 を任意の値とすれば、各信号にそれぞれ $\phi_k = \phi_0 + k * 2\pi / P$ 、($k = 0 \dots P - 1$) の位相回転を実行する、請求項 7 に記載の多重選択コヒーレント検波装置。

【請求項 10】

上記合計で $N_{multico h}$ 個の第 1 のコヒーレント結果を得る手段は、上記各セグメントについて 1 つの X_m を得て、合計で $N_{multico h}$ 個の上記第 1 のコヒーレント結果を得て、

上記可能な P 種類の位相調整を実行する手段は、上記各第 1 のコヒーレント結果に対して P 種類の上記位相調整を実行し、

30

上記調整結果を得る手段は、合計で $N_{multico h} * P$ 個の調整結果を得る、請求項 7 に記載の多重選択コヒーレント検波装置。

【請求項 11】

上記調整結果の値を選択する手段は、上記各第 1 のコヒーレント結果に対応する P 個の調整結果から 1 つずつの調整結果を選択して上記 $C = P^{N_{multico h}}$ 個の組み合わせを得て、

上記第 2 のコヒーレント加算を実行する手段は、上記組み合わせのそれぞれに含まれる合計で $N_{multico h}$ 個の上記調整結果に対して上記第 2 のコヒーレント加算を実行して上記第 2 のコヒーレント結果 Z_t を得て、

40

このとき、合計で $C = P^{N_{multico h}}$ 個の第 2 のコヒーレント結果 Z_t を得る、請求項 10 に記載の多重選択コヒーレント検波装置。

【請求項 12】

上記第 2 のコヒーレント加算を実行する手段は、上記 $C = P^{N_{multico h}}$ 個の第 2 のコヒーレント結果のすべてを得ることに代えて、 $C = P^{N_{multico h}}$ 個よりも少ない個数の第 2 のコヒーレント結果を得る、請求項 11 に記載の多重選択コヒーレント検波装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

(技術分野)

50

本発明は、無線移動通信の信号検波に関するものである。より詳しくは、多重選択コヒーレント検波のための方法及び装置に関するものである。

【 0 0 0 2 】

(背景技術)

無線移動通信では、受信される信号がいわゆるドップラー効果による影響を受け、そしてドップラー周波数変化は伝送される信号に関連して惹起され、また上記周波数変化の大きさ及び特性は、送信機と受信機との間での相対運動や、信号伝送環境などによって決定されるであろうということはよく知られている。受信される無線通信伝送信号の位相には、位相回転さらには位相逆転も生じるかもしれない、それゆえこれらの因子の影響は、信号を検波する際に十分に考慮されるべきであり、そうでなければ信号検波の性能が必然的に影響を受けるであろう。

10

【 0 0 0 3 】

伝送される複素離散信号が $X(k)$ ($k = 0 \dots L - 1$) であるとすれば、サンプリング後の受信離散信号は、次のようになる。

【 数 1 】

$$Y(k) = a(k) * X(k) * e^{j\phi(k)} + n(k) \quad (k = 0 \dots L-1) \quad (1)$$

ここにおいて、 $a(k)$ はチャンネルを通過した後の減衰率であり、 $\phi(k)$ は信号がチャンネルを通過した後の位相回転角であり、 $n(k)$ は付加ノイズであり、そして k は離散信号のインデックスを表している。これは、データを伝送し一定レートで信号をサンプリングするといった条件下では、時間のインデックスを表すものであるとも考えられる。信号検波を実行するための信号サンプルの総数は L である。

20

【 0 0 0 4 】

関連する技術分野におけるいくつかの典型的な信号検波方法は、以下に示されている。

1. コヒーレント信号検波方法。この方法では、信号は長さ L の範囲内で、直接コヒーレント累算される。すなわち、送信される信号の共役信号と受信される信号とが乗算され、そして乗算結果は長さ L の範囲内で累算される。この後、最終的に得られた総和結果からモードの 2 乗が計算され、そしてこれはコヒーレント検波の決定統計値として用いられる。決定統計値は次式により表される。

30

【 数 2 】

$$Z_{coherent} = \left| \sum_{k=0}^{L-1} Y(k) * X^*(k) \right|^2 \quad (2)$$

【 0 0 0 5 】

式 (2) には、受信される信号についての式 (1) が代入され、次のようになる。

【 数 3 】

$$Z_{coherent} = \left| \sum_{k=0}^{L-1} [a(k) * X(k) * X^*(k) * q^{j\phi(k)}] + n \right|^2 \quad (3)$$

40

ただし、 $n = \sum_{k=0}^{L-1} X^*(k) * n(k)$ であり、

$X^*(k)$ は $X(k)$ の複素共役信号である。

【 0 0 0 6 】

50

受信される信号の位相が長さ L の範囲内でさほど大きく変化しないときに限り、このような検波方法を用いることによって良好な検波結果が得られる。しかし、ある通信環境下においては、受信される信号の位相が長さ L の範囲内でさほど大きく変化しないといった状況を実現することは困難である。

【 0 0 0 7 】

2. 非コヒーレント検波方法。この検波方法の基本的な考え方は、信号を検波するために用いられる L サンプルの信号を、等区間長の N_{noncoh} ($N_{noncoh} > 1$) 個のセグメントに分割し、各セグメントの長さを $L / N_{noncoh} = S_{noncoh}$ とし、 S_{noncoh} の各長さ部分に対してコヒーレント累算合計 $T(m)$ を次式のように計算することにある。

10

【数 4】

$$T(m) = \sum_{k=0}^{S_{noncoh}-1} [Y(m * S_{noncoh} + k) * X^*(m * S_{noncoh} + k)]$$

$$m = 0 \cdots N_{noncoh} - 1 \quad (4)$$

【 0 0 0 8 】

各セグメントのコヒーレント結果は $T(m)$ であり、そして全部で N_{noncoh} 個のデータがあり、この後非コヒーレント累算が再び実行される。決定統計値を計算するための式は、次のようにして得られる。

20

【数 5】

$$Z(k) = \sum_{m=0}^{N_{noncoh}-1} |T(m)|^2 \quad (5)$$

【 0 0 0 9 】

式(1)及び式(4)を式(5)に代入すると、次の式が得られる。

【数 6】

30

$$Z(k) = \sum_{m=0}^{N_{noncoh}-1} \left| \sum_{k=0}^{S_{noncoh}-1} [a(m * S_{noncoh} + k) * X(m * S_{noncoh} + k) * X^*(m * S_{noncoh} + k) * e^{j\phi(m * S_{noncoh} + k)}] + n_m(m) \right|^2$$

$$(6)$$

40

ただし、

$$n_m(m) = \sum_{k=0}^{S_{noncoh}-1} [X^*(m * S_{noncoh} + k) * n(m * S_{noncoh} + k)]$$

である。

【 0 0 1 0 】

50

受信される信号の位相が信号長さ S_{noncoh} の範囲内で一定であることが必要とされ、かくしてこの決定方法により、より良好な性能を実現することができる。しかしながら、受信される信号の位相もまた L ($L > S_{noncoh}$) の範囲内で一定に維持されるときには、非コヒーレント検波方法の検波性能のロスは、位相回転を抑制することにより得られるゲインよりも小さくなるであろう。一般的には、方法 1 のコヒーレントな検波方法よりも悪い。

【 0 0 1 1 】

3. 差動検波方法。この方法の基本的な考え方もまた、信号を検波するために用いられる L サンプルの信号を、等区間長の N_{diff} ($N_{diff} > 1$) 個のセグメントに分割し、各セグメントの長さを $L / N_{diff} = S_{diff}$ とし、 S_{diff} の各長さ部分に

10

【数 7】

$$Q(m) = \sum_{k=0}^{S_{diff}-1} [Y(m * S_{diff} + k) * X^*(m * S_{diff} + k)]$$

$$m = 0 \dots N_{diff} - 1 \quad (7)$$

20

【 0 0 1 2 】

2 つの連続するセグメントのコヒーレント結果 $Q(m)$ は、その一方の複素共役をとって互いに乗算され、その結果全部で $N_{diff} - 1$ 個の乗算結果が得られ、この後 $N_{diff} - 1$ 個の乗算結果の実数部を加算し、そして決定統計値を計算するための次式を得る。

【数 8】

$$Z = \sum_{k=0}^{N_{diff}-2} \text{Re}\{Q(m) * Q^*(m+1)\} \quad (8)$$

30

【 0 0 1 3 】

式 (1) 及び式 (7) を式 (8) に代入してこれを展開すれば、次のようになる。

【数 9】

$$\begin{aligned}
Z = \sum_{m=0}^{N_{diff}-2} \text{Re} \left\{ \left(\sum_{k=0}^{S_{diff}-1} [a(m * S_{diff} + k) * X(m * S_{diff} + k) \right. \right. \\
\left. \left. * X^*(m * S_{diff} + k) * e^{j\phi(m * S_{diff} + k)}] + n_m(m) \right) \right. \\
\left. * \left(\sum_{k=0}^{S_{diff}-1} [a^*((m+1) * S_{diff} + k) * X((m+1) * S_{diff} + k) \right. \right. \\
\left. \left. * X^*((m+1) * S_{diff} + k) * e^{-j\phi((m+1) * S_{diff} + k)}] + n_n^*(m+1) \right) \right\}
\end{aligned} \tag{9}$$

ただし、

$$n_m(m) = \sum_{k=0}^{S_{diff}-1} [n(m * S_{diff} + k) * X^*(m * S_{diff} + k)] \tag{20}$$

である。

【 0 0 1 4 】

方法 2 の場合と同様に、差動検波方法を適用するための条件は、受信される信号の位相が S_{diff} の範囲内で実質的に一定である場合に限り満たされることが可能である。それにもかかわらず、この方法が方法 1 の適用条件（受信される信号の位相が、長さ L の範囲内で実質的に一定である）も満たす場合、差動検波方法それ自体の検波性能のロスまたは、位相回転を抑制することにより得られるゲインより小さくなる。一般的には、方法 1 のコヒーレント検波方法の検波性能よりも悪い。

【 0 0 1 5 】

4. 組み合わせ検波方法。この方法は、上記 3 つの方法を組み合わせたものである。ドップラー周波数変化の範囲は、何らかの方法により検出される（又は、特定される）ことができる。高いドップラー周波数変化の場合は、非コヒーレント検波方法又は差動検波方法が用いられることができる。他方、低いドップラー周波数変化の場合は、コヒーレント検波方法が用いられることができる。この方法の実行は、どちらかといえば難しく、また最適な検波性能は得られない。

【 0 0 1 6 】

以下、これらの一般的な比較を行う。

方法 1 は、低い周波数変化（ドップラー周波数変化及びシステム周波数変化を含むものであり、以下でも同様である。）の場合において、信号の位相が長さ L の範囲内で実質的に一定であるとの仮定に基づいて確立されたものであり、この条件は、（後述の方法でも同様であるが、チップレート及び信号長さ L に従って）実質的に満たされることが可能であり、優れた検波効果を実現することができる。しかし、大きい周波数変化の場合は、長さ L の範囲内ではこの仮定を確立することができず、信号の位相は大きく変化するかもしれない、位相の逆転すら起こるかもしれない、これは、コヒーレント結果が互いに相殺されるといった事態を生じさせるかもしれない、これにより検波性能が急激に低下し、信号を検波することができなくなることすらある。

【 0 0 1 7 】

方法 2 の適用条件は、次のように緩められる。すなわち、長さ S_{noncoh} ($S_{noncoh} < L$) の範囲内で信号の位相を実質的に一定にし、これにより高い周波数変化の場合は、信号の位相は、これが S_{noncoh} ($S_{noncoh} = L / N_{noncoh} < L$ であることに注意する。) の範囲内にあるときには大きく変化することはなく、方法 1 で起こる性能の低下はもはや起こらないであろう。かくして、この状況においては、性能は方法 1 の場合よりも良好となるであろう。しかしながら、低い周波数変化の場合は、方法 1 でも、信号の位相をコヒーレント長さ L の範囲内で実質的に一定に維持するといった条件が満たされる。このとき、非コヒーレント方法 2 を方法 1 と比較すれば、何らかの性能のロスが存在するかもしれない。

【 0 0 1 8 】

10

方法 3 については、方法 2 の場合と同様に解析される。高い周波数変化の場合は、差動検波方法は、方法 1 の場合よりも良好な性能を得ることができる。しかし、低い周波数変化の場合は、その性能のロスは、方法 1 の場合よりもある程度は大きくなるであろう。

【 0 0 1 9 】

種々のドップラー周波数変化の場合に方法 4 を用いることにより良好な性能を実現することができるものの、これはプロトコル限定の方法を用いることにより複雑化される。この検波方法を用いることにより、ドップラー周波数変化推定モジュールが必要とされ、このため精度を保証することは困難である。

【 0 0 2 0 】

(発明の概要)

20

本発明の目的は、以上に列記されたいくつかの検波方法に存在する問題を解決することと、周波数変化によって惹起された位相回転の影響を低減するために多重選択コヒーレント検波のための方法及び装置を提供することと、信号検波率を改善することとにある。

【 0 0 2 1 】

上記の目的を実現するために提案された、本発明にかかる多重選択コヒーレント検波方法は、次のステップを含むものである。

A . 信号検波のために用いられる長さ L が、 $N_{multicoh}$ 個のセグメントに分割され、コヒーレント累算が各セグメント内で実行され、全部で $N_{multicoh}$ 個のコヒーレント結果が得られ、これらは X_i ($i = 0 \dots N_{multicoh} - 1$) で表される。

30

B . これらの $N_{multicoh}$ 個のコヒーレント結果に対して種々の可能な位相調整 (可能な位相調整の数は P で表される) が実行され、そして調整結果が $Y_{i,j}$ ($i = 0 \dots N_{multicoh} - 1, j = 0 \dots P - 1$) で表される。

C . 各コヒーレント結果に対応する P 個の調整結果の中から 1 つの調整結果の値が選択され、そして種々の可能な方法で互いに組み合わせられ、組み合わせの最大数が $C = P^{N_{multicoh}}$ とされる。

D . 各組み合わせにおける $N_{multicoh}$ 個の調整結果がコヒーレント累算され、そして $C = P^{N_{multicoh}}$ 個のコヒーレント結果が得られ、 Z_t ($t = 0 \dots C - 1$) で表される。

E . $C = P^{N_{multicoh}}$ 個のコヒーレント結果の中から、最適なものが検波結果として選択される。

40

【 0 0 2 2 】

本発明にかかる多重選択コヒーレント検波装置は、次のものを含んでいる。

整合フィルタユニット。2 つ又はこれより多い分岐ユニット。分岐選択ユニット。入力信号は、整合フィルタリングを実行するための整合フィルタユニットに入力される。整合フィルタユニットの出力は、それぞれ各分岐ユニットに送信される。信号の位相調整とコヒーレント累算とがそれぞれ各分岐ユニット内で実行され、そしてこの後分岐選択ユニットに送信される。分岐選択ユニットによって、最大モードの分岐出力が選択されて出力される。

【 0 0 2 3 】

50

(好ましい実施の形態の詳細な説明)

本発明にかかるコヒーレント検波方法 (coherent detection method) は、次のステップを含むものである。信号検波のために用いられる長さ (length) L が、 $N_{multicoh}$ 個のセグメント (segments) からなる多重コヒーレントセグメント (multi coherent segments) に分割され、コヒーレント累算 (coherent accumulating) が各セグメント内で実行され、この後全部で $N_{multicoh}$ 個のコヒーレント結果 (coherent results) が得られ、これらは X_i ($i = 0 \dots N_{multicoh} - 1$) で表される。信号が等区間長 (equal spaces) のセグメントに分割されると仮定すれば、各セグメントの長さは $S_{multicoh} = L / N_{multicoh}$ となる。

【数 10】

10

$$X_m = \sum_{k=0}^{S_{multicoh}-1} (Y(m * S_{multicoh} + k) * X^*(m * S_{multicoh} + k))$$

$$m = 0 \dots N_{multicoh} - 1 \quad (10)$$

【0024】

そして、この後、これらの $N_{multicoh}$ 個のコヒーレント結果に対してそれぞれ種々の可能な位相調整 (phase adjustment) (可能な位相調整の数は P で表される) が実行され、そして調整結果 (adjustment results) が $Y_{i,j}$ ($i = 0 \dots N_{multicoh} - 1, j = 0 \dots P - 1$) で表される。種々の可能な組み合わせ (combination) を実行するために、調整結果の中から調整結果の 1 つの値が選択される。そして、これらの可能な組み合わせが再びコヒーレントに累算され、コヒーレント累算の後、 $C = P * N_{multicoh}$ のコヒーレント結果が得られ、そして Z_t ($t = 0 \dots C - 1$) で表される。

20

【数 11】

$$Z_t = \sum_{m=0}^{N_{multicoh}-1} [X_m * e^{j\phi_t, m}] \quad t = 0 \dots C - 1 \quad (11)$$

30

【0025】

$C = P * N_{multicoh}$ 個のコヒーレント結果の中から、最適なものが検波結果として選択される。本発明にかかる方法は、次の決定式に続く。

【数 12】

$$Z = OPT\{Z_t\} \quad t = 0 \dots C - 1 \quad (12)$$

ここで、 $OPT\{\}$ は、最適値を選択する演算子であり、これは最適値が一連の値から選択されることを意味する。

【0026】

40

一般に、上記のセグメント分割方法は、等区間長のセグメントに対して用いられるが、特別な状況によれば不等区間長のセグメントであってもよい。

ステップ B の位相調整においては、位相調整の数が P であるときには、 $\phi_k = \phi_0 + k * 2\pi / P$ ($k = 0 \dots P - 1$) の位相回転がそれぞれ信号に実行される。ここで、 ϕ_0 は、任意の値とすることができる。位相回転 ϕ_k と P との関係は、この式に限定されるものではない。

ステップ A において、コヒーレント結果 X_i は各セグメントに対して得られ、総数は $N_{multicoh}$ であり、そしてステップ B に従って各コヒーレント結果に対して P 個の位相調整が実行される。

【0027】

50

上記各コヒーレント結果に対応する調整された P 個のコヒーレント結果から、調整された 1 つのコヒーレント結果が選択され、この後全部で $N_{multico h}$ 個の調整されたコヒーレント結果がコヒーレントに加算され、そして最終的なコヒーレント結果 Z_t が得られる。かくして、全部で $C = P \cdot N_{multico h}$ 個の選択肢があり、そして再び $C = P \cdot N_{multico h}$ 個の最終コヒーレント結果 Z_t が得られる。

【0028】

ステップ E において、最適なものを選択する規準 (criterion) として最大モード (largest mode) の方法が用いられる。

上記最大のコヒーレント結果の数は $C = P \cdot N_{multico h}$ であるが、これは実際に適用した場合において $C = P \cdot N_{multico h}$ 個のコヒーレント結果が得られなければならないことを意味するわけではない。状況によっては、要求されるコヒーレント結果の数を低減するために、コヒーレント結果の数が $C = P \cdot N_{multico h}$ 個より少ない方法が用いられてもよい。

【0029】

次に、本発明にかかる方法の実施のために用いられる広帯域 (wide-band) コード分割多重アクセス (WCDMA) の逆アクセスチャンネルのプレフィックス検出 (prefix detection) について説明する。プレフィックスチップ (prefix chip) の長さは 4096 チップであり、チップレート (chip rate) が 3.84 Mcps であり、キャリア周波数が 2 GHz であり、WCDMA 標準プロトコルの要求である 500 Km/h の速度であるときには、信号位相の逆転が完全に 4096 チップの範囲内で発生するであろう。もし、前記方法 1 がこの条件下で用いられれば、性能の急激な悪化が必然的に惹起されるであろう (図 3 中の曲線 1 参照)。

【0030】

図 1 を参照すれば、図 1 に示されたシステムは、本発明にかかる方法の実際の適用例である。上記システムにおいては、受信された信号は、アンテナ 40 を経由して、広帯域コード分割多重アクセス (WCDMA) 周波数バンドにかかるバンドパスフィルタ 41 に到達し、そして帯域制限された信号が得られ、この後ベースバンド部 42 に到達する。ベースバンド部 42 内では、無線周波数信号のベースバンド信号への変換が実行されるとともに、デジタルからアナログへの変換機能が実行され、そしてベースバンド信号を得ることができる。

【0031】

次いで、ベースバンド信号は、多重選択コヒーレント回路 43 に送信され、そして多重選択コヒーレント信号が得られる。多重選択コヒーレント信号は、マルチパス探索 (multi-path retrieval) を実行するために、マルチパス探索回路 44 に送信され、得られたマルチパス情報は、逆拡散 (de-spread) 及び RAKE 合成器 (combiner) 回路 45 に、その第 1 の入力ポートの信号として送信される。

【0032】

他方、ベースバンド信号は、逆拡散及び RAKE 合成器回路 45 に、その第 2 の入力ポートの信号として直接に送信される。ベースバンド信号は、マルチパス探索回路 44 から送信されたマルチパス情報に基づいて、逆拡散及び RAKE 合成器回路 45 によって、逆拡散及び RAKE 合成が実行され、そして合成後にその結果が出力される。

【0033】

$N_{multico h} = 4$ で、 $P = 2$ とすれば、可能なコヒーレント結果は $2^4 / 2 = 8$ 種類存在する (なぜなら、最大モード法が最終的に利用され、このため第 1 のセグメントのデータに対する位相調整を実行することが必要でなくなり、これにより要求される可能なコヒーレント結果の数を 2 分の 1 に低減することができるからである)。また、 $S_{multico h} = 4096 / 4 = 1024$ 、 $P = 2$ の種類の位相が 0° 及び 180° であれば、対応する位相調整は 1 又は -1 を乗算することにより示すことができる。

【0034】

本発明にかかる上記方法によれば、多重選択コヒーレント検波装置は、整合フィルタコ

10

20

30

40

50

ニットと、2つ又はこれより多い分岐ユニットと、分岐選択ユニットとを含む。入力信号は、整合フィルタリングを実行するための整合フィルタユニットに入力される。整合フィルタユニットの出力は、それぞれ各分岐ユニットに送信される。信号の位相調整とコヒーレント累算とが各分岐ユニット内で実行され、そしてこの後分岐選択ユニットに送信される。分岐選択ユニットによって、最大モードの分岐出力が選択されて出力される。

【0035】

上記各分岐ユニットは、さらに、位相調整を実行するための乗算器 (multiplier) と、コヒーレント累算を実行するための加算器 (adder) と、データを保持するための保持器 (holder) と、データを遅延させるための遅延ユニットとを含んでいる。整合フィルタの出力は、順に、乗算器と加算器とを経由して、分岐選択ユニットに送信される。他方、調整列は、保持器を経由して乗算器に送信され、加算器の出力は遅延ユニットを経由してその入力部にフィードバックされる。

【0036】

以下、上記装置の動作原理及び動作方法について詳細に説明する。

図2に示すように、入力信号は整合フィルタを介して出力された後、8つの分岐 (branches) に分割され、それぞれ、それらの第1入力ポートの信号として、乗算器2~9に送信される。保持器10~17の入力信号が異なることを除けば、8つの分岐ユニットの構成は同一である。分岐ユニット1を一例としてあげれば、これには乗算器2と、保持器10と、加算器18と、遅延ユニット26とが含まれている。4ビットの調整列 (adjustment series) 1、1、1、1は、保持器10に入力され、そして各調整列の情報ビットは、1024チップの期間保持器によって保持される。すなわち、調整列の第1ビットの情報は、最初の1024チップの期間内に出力されることができる。この後、調整列の第2ビットの情報は2番目の1024チップの期間内に出力されることができる。調整列の第3ビットの情報は、3番目の1024チップの期間内に出力されることができる。そして、調整列の第4ビットの情報は4番目の1024チップの期間内に出力されることができる。保持器10の出力は、乗算器2の第2入力ポート用の信号として用いられてもよい。かくして、整合フィルタ1の出力信号0°又は180°の位相調整が乗算器2内で実行されることができ、位相調整後の信号は、その第1入力ポート用の信号として加算器18に送信され、加算器18のもう1つの入力ポートは遅延ユニット26に接続されることができ、第1入力ポート及び第2入力ポートは加算器によって加算され、この後これは選択器33及び遅延ユニット26に出力される。加算器18から送信された信号は、遅延ユニット内で1024チップの期間遅延させられ、そしてこれは加算器18の第2入力ポートにフィードバックされる。保持器11に入力される調整列は1、1、1、-1であり、保持器12に入力される調整列は1、1、-1、1であり、保持器13に入力される調整列は1、1、-1、-1であり、この規則によれば、保持器17に入力される調整列は1、-1、-1、-1である。そして、全部で8つの保持器と、8つの異なる入力調整列とが存在する。

【0037】

加算器26~32の合計結果は、それぞれ、その第1から第8までの入力ポート用の信号として、選択器33に送信される。1024チップの第4セグメントでの各分岐の入力のために、選択器33によって最大モード Max_n ($n = 1, 2, \dots, 8$) が計算される。これらの最大モード Max_n を比較することにより、最大値 Max が得られ、この最大値 Max に対応する分岐 (1で示されている) のコヒーレント結果が最終的な結果である検波出力として出力される。

【0038】

コヒーレント検波、非コヒーレント検波、差動検波及び本発明にかかる多重選択コヒーレント検波の4つの検波方法のシミュレーションテストが、5 km/h から 500 km/h までの範囲内のスピードで実行された。シミュレーション条件は次のとおりである。

一定偽 (False) 警告レート (CFAR) : 0.001

システム周波数変化 : 0 Hz

10

20

30

40

50

チャンネルタイプ：車両チャンネル

A S N R : 5 d B

【 0 0 3 9 】

図 3 に、シミュレーションテストの結果が示され、この図において、横軸は移動速度 (k m / 時) を示し、そして縦軸は検波率を示している。差動検波についての曲線は 2 で示され、そして非コヒーレント検波についての曲線は 3 で示されている。明らかに、本発明にかかる多重選択コヒーレント検波法 (4 で示す曲線参照) の信号検波性能は、その他 3 つの信号検波アルゴリズムのそれらよりも優れている。

【 0 0 4 0 】

(産業上の利用の可能性)

本発明にかかる信号検波に用いられる長さ L は $N_{multico}$ 個のセグメントに分割され、コヒーレント累算が各セグメント内で実行され、この後これらの $N_{multico}$ 個のコヒーレント結果に対して位相調整が実行され、そして種々の可能な組み合わせを実行するために各コヒーレント結果に対応する調整結果から 1 つの値が選択される。この後、これらの可能な組み合わせが再びコヒーレント累算され、最終的には、最適なものが検波結果として選択される。そして、上記方法に従ってコヒーレント検波装置が用いられ、該装置は、整合フィルタと、2 つ又はこれより多い分岐ユニットと、分岐選択ユニットとを含んでいる。入力信号は整合フィルタユニットに入力される。整合フィルタユニットの出力は、それぞれ各分岐ユニットに送信される。これは、最大モードを伴った分岐回路が分岐選択ユニットによって選択された後に出力される。

【 0 0 4 1 】

上記の 4 つの方法に存在する、システム周波数変化、位相回転等によって惹起される検波性能の低さなどといった不具合は、本発明にかかる方法及び装置によって克服される。信号検波性能を低下させる周波数変化及び位相回転の影響は、上記方法及び装置によってある程度は抑制されることができ、そして信号検波性能及び検波率は改善される。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明の方法にかかる広帯域コード分割多重アクセス (W C D M A) の逆アクセス受信システムの原理的なブロック線図である。

【 図 2 】 広帯域コード分割多重アクセス (W C D M A) の逆アクセスプレフィックス多重選択コヒーレント検波装置を示す構成図である。

【 図 3 】 広帯域コード分割多重アクセス (W C D M A) の逆アクセスプレフィックス検波方法についての性能を比較して示す図である。

【 符号の説明 】

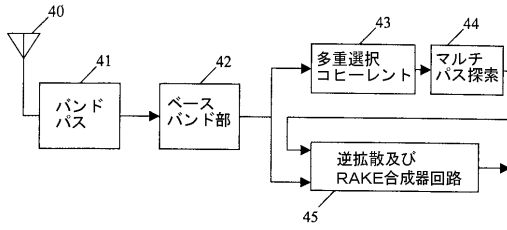
1 ... 整合フィルタ、2 ~ 9 ... 乗算器、10 ~ 17 ... 保持器、18 ~ 25 ... 加算器、26 ~ 32 ... 遅延ユニット、40 ... アンテナ、41 ... バンドパスフィルタ、42 ... ベースバンド部、43 ... 多重選択コヒーレント回路、44 ... 探索回路、45 ... 逆拡散及び R A K E 合成器回路。

10

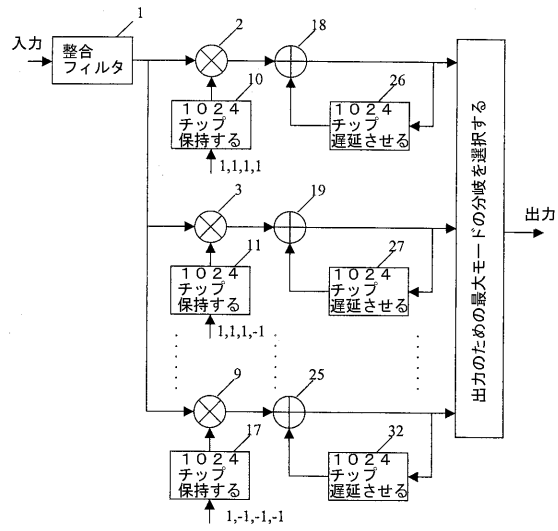
20

30

【図 1】



【図 2】



【図 3】

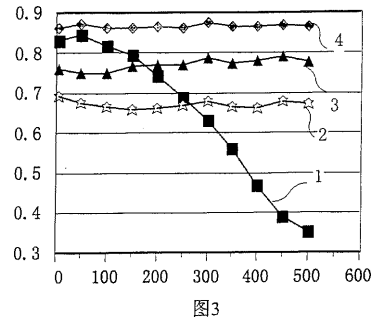


图3

フロントページの続き

- (56)参考文献 国際公開第98/026544(WO,A1)
特開平11-220503(JP,A)
特許第3118548(JP,B2)
米国特許第5673286(US,A)
米国特許第5910950(US,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)
H04J 13/00