

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3985047号  
(P3985047)

(45) 発行日 平成19年10月3日(2007.10.3)

(24) 登録日 平成19年7月20日(2007.7.20)

(51) Int. Cl.	F I				
HO4J 11/00	(2006.01)	HO4J 11/00		Z	
HO4L 27/22	(2006.01)	HO4L 27/22		Z	
HO4L 27/38	(2006.01)	HO4L 27/00		G	

請求項の数 20 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2005-53393 (P2005-53393)	(73) 特許権者	504145283
(22) 出願日	平成17年2月28日(2005.2.28)		国立大学法人 和歌山大学
(65) 公開番号	特開2006-238332 (P2006-238332A)		和歌山県和歌山市栄谷930番地
(43) 公開日	平成18年9月7日(2006.9.7)	(74) 代理人	100072051
審査請求日	平成17年2月28日(2005.2.28)		弁理士 杉村 興作
		(74) 代理人	100101096
			弁理士 徳永 博
		(74) 代理人	100107227
			弁理士 藤谷 史朗
		(74) 代理人	100114292
			弁理士 来間 清志
		(74) 代理人	100119530
			弁理士 富田 和幸

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル信号の復調方法、及びデジタル信号の復調器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

受信した時間信号Nシンボル(N 2の整数)をフーリエ変換してN次元複素ベクトルから構成される周波数スペクトルを得るステップと、

前記周波数スペクトルの前記N次元複素ベクトルと前記Nシンボル分の複数のテンプレートベクトルとを比較対照し、前記複数のテンプレートベクトルから前記N次元ベクトルに最も近似したテンプレートベクトルを抽出するステップと、

前記最も近似したテンプレートベクトルを前記Nシンボルの復調信号として選択し、前記Nシンボルを復調するステップと、

を具えることを特徴とする、デジタル信号の復調方法。

10

【請求項2】

前記最も近似したテンプレートベクトルは、下記式で表される2乗ユークリッド距離を最小にするテンプレートベクトルとすることを特徴とする、請求項1に記載のデジタル信号の復調方法

$$D_i^2 = \|G_i - R\|^2$$

$$= \|G_i\|^2 + \|R\|^2 - 2\text{Re}[G_i^H R]$$

(ここで、 $D_i^2$  は2乗ユークリッド距離であり、 $G_i$  はテンプレートベクトルであり、 $R$  は時間信号Nシンボルをフーリエ変換して得たN次元複素ベクトルであり、 $G_i^H$  はG

20

$i$  のエルミート転置であり、 $\text{Re}[G_i^H, R]$  は  $G_i^H$  と  $R$  との内積の実部である)。

【請求項 3】

$\text{Re}[G_i^H, R]$  を最大にするテンプレートベクトルを、前記最も近似したテンプレートベクトルとすることを特徴とする、請求項 2 に記載のデジタル信号の復調方法。

【請求項 4】

前記フーリエ変換は、 $N$  点離散フーリエ変換又は高速フーリエ変換であることを特徴とする、請求項 1 ~ 3 のいずれかーに記載のデジタル信号の復調方法。

【請求項 5】

受信した時間信号  $N$  シンボル ( $N \geq 2$  の整数) を 1 単位として、1 シンボルずつ時間シフトする毎に、前記時間信号  $N$  シンボルをフーリエ変換して、前記時間シフトに対応した  $N$  次元複素ベクトルから構成される複数の周波数スペクトルを得るステップと、

前記複数の周波数スペクトルそれぞれの前記  $N$  次元複素ベクトルと前記  $N$  シンボル分の複数のテンプレートベクトルとを比較対照し、前記複数のテンプレートベクトルから前記複数の  $N$  次元ベクトルそれぞれに最も近似したテンプレートベクトルを抽出するステップと、

前記最も近似したテンプレートベクトルを前記  $N$  シンボルの復調信号として選択し、前記  $N$  シンボルを前記時間シフトに応じて復調するステップと、

を具えることを特徴とする、デジタル信号の復調方法。

【請求項 6】

前記時間シフトに応じて、前記時間シフト前に選択された前記最も近似したテンプレートベクトルから時間的に最も古い 1 シンボルを削除するとともに、新たな 1 シンボルを追加し、前記時間シフト後の前記最も近似したテンプレートベクトルを生成することを特徴とする、請求項 5 に記載のデジタル信号の復調方法。

【請求項 7】

前記時間シフト前に前宅された前記最も近似したテンプレートベクトルは、下記式で表される 2 乗ユークリッド距離を最小にするテンプレートベクトルとすることを特徴とする、請求項 5 又は 6 に記載のデジタル信号の復調方法

$$\begin{aligned} D_i^2 &= \|G_i - R\|^2 \\ &= \|G_i\|^2 + \|R\|^2 - 2\text{Re}[G_i^H R] \end{aligned}$$

(ここで、 $D_i^2$  は 2 乗ユークリッド距離であり、 $G_i$  はテンプレートベクトルであり、 $R$  は時間信号  $N$  シンボルをフーリエ変換して得た  $N$  次元複素ベクトルであり、 $G_i^H$  は  $G_i$  のエルミート転置であり、 $\text{Re}[G_i^H, R]$  は  $G_i^H$  と  $R$  との内積の実部である)。

【請求項 8】

$\text{Re}[G_i^H, R]$  を最大にするテンプレートベクトルを、前記最も近似したテンプレートベクトルとすることを特徴とする、請求項 7 に記載のデジタル信号の復調方法。

【請求項 9】

前記フーリエ変換は、 $N$  点離散フーリエ変換又は高速フーリエ変換であることを特徴とする、請求項 5 ~ 8 のいずれかーに記載のデジタル信号の復調方法。

【請求項 10】

前記時間信号  $N$  シンボルは、送信タイミングに同期したクロック信号で標本化する工程を具えることを特徴とする、請求項 1 ~ 9 のいずれかーに記載のデジタル信号の復調方法。

【請求項 11】

標本化された前記時間信号  $N$  シンボルを A/D 変換する工程を具えることを特徴とする、請求項 10 に記載のデジタル信号の復調方法。

【請求項 12】

受信した時間信号  $N$  シンボル ( $N \geq 2$  の整数) をフーリエ変換して  $N$  次元複素ベクトルから構成される周波数スペクトルを得るための演算手段と、

10

20

30

40

50

複数のテンプレートベクトルを格納するための格納手段と、  
前記周波数スペクトルの前記N次元複素ベクトルと前記Nシンボル分の複数のテンプレートベクトルとを比較対照し、前記複数のテンプレートベクトルから前記N次元ベクトルに最も近似したテンプレートベクトルを抽出する比較選択手段と、  
を具えることを特徴とする、デジタル信号の復調器。

【請求項13】

前記演算手段は、下記式で表される2乗ユークリッド距離を最小にする演算を実行し、

$$\begin{aligned} D_i^2 &= \|G_i - R\|^2 \\ &= \|G_i\|^2 + \|R\|^2 - 2\operatorname{Re}[G_i^H R] \end{aligned}$$

10

(ここで、 $D_i^2$  は2乗ユークリッド距離であり、 $G_i$  はテンプレートベクトルであり、 $R$  は時間信号Nシンボルをフーリエ変換して得たN次元複素ベクトルであり、 $G_i^H$  は $G_i$ のエルミート転置であり、 $\operatorname{Re}[G_i^H, R]$  は $G_i^H$  と $R$ との内積の実部である)、

前記比較選択手段は、前記2乗ユークリッド距離を最小にするときのテンプレートベクトルを前記最も近似したテンプレートベクトルとして選択することを特徴とする、請求項12に記載のデジタル信号の復調器。

【請求項14】

$\operatorname{Re}[G_i^H, R]$  を最大にするテンプレートベクトルを、前記最も近似したテンプレートベクトルとすることを特徴とする、請求項13に記載のデジタル信号の復調器。

20

【請求項15】

前記演算手段は、前記フーリエ変換として、N点離散フーリエ変換又は高速フーリエ変換を実行することを特徴とする、請求項12～14のいずれか一に記載のデジタル信号の復調器。

【請求項16】

前記演算手段は、受信した時間信号Nシンボル( $N \geq 2$ の整数)を1単位として、1シンボルずつ時間シフトする毎に、前記時間信号Nシンボルをフーリエ変換して、前記時間シフトに対応したN次元複素ベクトルから構成される複数の周波数スペクトルを得ることを特徴とする、請求項12～15のいずれか一に記載のデジタル信号の復調器。

【請求項17】

前記比較選択手段は、前記複数の周波数スペクトルそれぞれの前記N次元複素ベクトルと前記Nシンボル分の複数のテンプレートベクトルとを比較対照し、前記複数のテンプレートベクトルから前記複数のN次元ベクトルそれぞれに最も近似したテンプレートベクトルを抽出することを特徴とする、請求項16に記載のデジタル信号の復調器。

30

【請求項18】

前記格納手段は、前記時間シフトに応じて、前記時間シフト前に選択された前記最も近似したテンプレートベクトルから時間的に最も古い1シンボルを削除するとともに、新たな1シンボルを追加し、前記時間シフト後の前記最も近似したテンプレートベクトルを生成することを特徴とする、請求項16又は17に記載のデジタル信号の復調器。

【請求項19】

前記時間信号Nシンボルを、送信タイミングに同期したクロック信号で標本化する標本化手段を具えることを特徴とする、請求項12～18のいずれか一に記載のデジタル信号の復調器。

40

【請求項20】

標本化された前記時間信号NシンボルをA/D変換するためのA/D変換器を具えることを特徴とする、請求項19に記載のデジタル信号の復調器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、デジタル信号の復調方法、及びデジタル信号の復調器に関する。

50

## 【背景技術】

## 【0002】

デジタル通信システムでは、まず送信される情報はデジタル形式{0, 1}に符号化され、次に時系列の電気信号{0, 1}または{+1, -1}に変換される。この電気信号は伝送路との整合を取るため適当な帯域制限が行われ、有線通信システムの場合は、そのまま伝送路に送出される。この時系列信号はベースバンド信号と呼ばれる。

## 【0003】

一方、無線システムの場合は、情報を運ぶ波(キャリア)として電波を使用するため、更に高周波の電波をベースバンド信号で変調する。受信側では、高周波の電波をベースバンド信号に戻すために、変調方式に応じた信号検波がなされる。検波後のベースバンド信号は有線通信システムの受信信号と等価であり、これらを一括して受信シンボルと呼ぶことにする。通常、受信シンボルには雑音が含まれており、元のデジタル信号に戻すためには、受信シンボル毎に例えばTの時間間隔で標本化し、標本値が一定の閾値電圧よりも高いか低いかで判定する。このように、従来からデジタル信号は時系列信号として時間領域で復調されている。

10

## 【0004】

しかしながら、上述した従来の方法では、標本値の閾値電圧に対する高低に基づいて復調を行うものであるため、設定する閾値に依存して復調を十分に行うことができず、ビット誤り率(BER)特性が劣化してしまうなどの問題が生じていた。

## 【発明の開示】

20

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0005】

本発明は、ビット誤り率(BER)などの特性劣化を抑制した新規な復調方法及び復調器を提供することを目的とする。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0006】

上記目的を達成すべく、本発明は、

受信した時間信号Nシンボル(N 2の整数)をフーリエ変換してN次元複素ベクトルから構成される周波数スペクトルを得るステップと、

前記周波数スペクトルの前記N次元複素ベクトルと前記Nシンボル分の複数のテンプレートベクトルとを比較対照し、前記複数のテンプレートベクトルから前記N次元ベクトルに最も近似したテンプレートベクトルを抽出するステップと、

30

前記最も近似したテンプレートベクトルを前記Nシンボルの復調信号として選択し、前記Nシンボルを復調するステップと、

を具えることを特徴とする、デジタル信号の復調方法に関する。

## 【0007】

また、本発明は、

受信した時間信号Nシンボル(N 2の整数)をフーリエ変換してN次元複素ベクトルから構成される周波数スペクトルを得るための演算手段と、

複数のテンプレートベクトルを格納するための格納手段と、

40

前記周波数スペクトルの前記N次元複素ベクトルと前記Nシンボル分の複数のテンプレートベクトルとを比較対照し、前記複数のテンプレートベクトルから前記N次元ベクトルに最も近似したテンプレートベクトルを抽出する比較選択手段と、

を具えることを特徴とする、デジタル信号の復調器に関する。

## 【0008】

本発明は、時間信号Nシンボルを復調するに当たり、従来の時間領域ではなく、前記時間信号Nシンボルをフーリエ変換することによってN次元複素ベクトルからなる周波数スペクトルを得、この周波数スペクトルに対して復調を行うようにしている。すなわち、従来の時空間ではなく、スペクトル空間で復調を行うようにしている。さらに、前記周波数スペクトルを、予め用意しておいた、前記時間信号Nシンボルに対応した、Nシンボル分

50

の複数のテンプレートベクトルと比較対照し、前記複数のテンプレートベクトルから前記周波数スペクトルの、前記N次元複素ベクトルに最も近似したテンプレートベクトルを抽出し、この抽出したテンプレートベクトルに基づいて復調を行うようにしている。

【0009】

したがって、受信した前記時間信号Nシンボルに対し、従来のような閾値電圧の影響を受けることなく、ビット誤り率(BER)などの特性劣化を抑制した復調を簡易に行うことができるようになる。

【0010】

また、本発明の好ましい態様においては、前記最も近似したテンプレートベクトルは、下記式を用い、2乗ユークリッド距離を最小にするテンプレートベクトルから構成すること

10

$$\begin{aligned} D_i^2 &= \|G_i - R\|^2 \\ &= \|G_i\|^2 + \|R\|^2 - 2\operatorname{Re}[G_i^H R] \end{aligned}$$

【0011】

ここで、 $D_i^2$ は2乗ユークリッド距離であり、 $G_i$ はテンプレートベクトルであり、 $R$ は時間信号Nシンボルをフーリエ変換して得たN次元複素ベクトルであり、 $G_i^H$ は $G_i$ のエルミート転置であり、 $\operatorname{Re}[G_i^H, R]$ は $G_i^H$ と $R$ との内積の実部である。

【0012】

また、上記(1)式において、最初の第1項及び第2項は常数であるため、特に、 $\operatorname{Re}[G_i^H, R]$ を最大とすることにより、前記2乗ユークリッド距離を最小にすることができる。したがって、 $\operatorname{Re}[G_i^H, R]$ が最小となるようなテンプレートベクトルを選択することにより、前記最も近似したテンプレートベクトルとすることができる。

20

【0013】

さらに、本発明の他の好ましい態様においては、前記フーリエ変換はN点離散フーリエ変換又は高速フーリエ変換とする。この場合、時空間からスペクトル空間への変換を写像変換とすることができ、時空間における最小距離とスペクトル空間における最小距離とが1:1に対応するようになる。したがって、上述した最近似テンプレートベクトルに基づく前記時間信号Nシンボルの復調における推定誤りが生じにくくなり、誤り訂正効果を生ぜしめることができるようになる。

30

【0014】

また、本発明においては、受信した時間信号Nシンボル(N/2の整数)を1単位として、1シンボルずつ時間シフトする毎に、前記時間信号Nシンボルをフーリエ変換して、前記時間シフトに対応したN次元複素ベクトルから構成される複数の周波数スペクトルを得、前記複数の周波数スペクトルそれぞれの前記N次元複素ベクトルと前記Nシンボル分の複数のテンプレートベクトルとを比較対照し、前記複数のテンプレートベクトルから前記複数のN次元ベクトルそれぞれに最も近似したテンプレートベクトルを抽出し、前記最も近似したテンプレートベクトルを前記Nシンボルの復調信号として選択し、前記Nシンボルを前記時間シフトに応じて復調するようにすることができる。この場合、時間シフト毎に、上述した復調原理に基づいて、受信した時間信号Nシンボルの復調を行うこと

40

【0015】

なお、本態様においては、前記時間シフトに応じて、前記時間シフト前に選択された前記最も近似したテンプレートベクトルから時間的に最も古い1シンボルを削除するとともに、新たな1シンボルを追加し、前記時間シフト後の前記最も近似したテンプレートベクトルを生成することができる。

【発明の効果】

【0016】

以上説明したように、本発明によれば、ビット誤り率(BER)などの特性劣化を抑制した新規な復調方法及び復調器を提供することができる。

50

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

以下、本発明の詳細、並びにその他の特徴及び利点について、最良の形態に基づいて詳細に説明する。

【0018】

本復調法は、受信シンボルを得るまでは時空間復調法と同じである。受信信号を時間間隔  $T$  で標本化し、得られた  $N$  個のシンボルを  $r(k)$ 、 $(k=0, 1, \dots, N-1)$  で表す。もちろん  $r(k)$  には雑音が含まれており、送信側のベースバンド信号とは異なる。この雑音を含んだ時空間信号  $r(k)$  を次式（離散フーリエ変換）により線形変換し、周波数スペクトル  $R(n)$ 、 $(n=0, 1, \dots, N-1)$  を得る。

【数1】

$$R(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r(k) e^{-j2\pi k n / N} \quad (1)$$

10

【0019】

スペクトル空間における信号  $R(n)$  は  $N$  個の複素信号である。表現を簡易化するため、 $R(n)$  を  $N$  次元の複素列ベクトルとして次式で表す。

【数2】

$$\mathbf{R} = [R(0) R(1) \dots R(N-1)]^T \quad (2)$$

20

ただし、 $[ \quad ]^T$  は転置を表す。

【0020】

図示しない復調器には内積演算（相互相関）用にスペクトルデータブックが用意されており、この中には複数のテンプレートベクトル  $G_i$  が格納されている。 $G_i$  は送信される  $N$  シンボル  $G_i(k)$ 、 $(k=0, 1, \dots, N-1)$  に対応したスペクトル空間の  $N$  次元複素列ベクトルであり、その値は前もって計算されている。送信情報が  $N$  シンボルからなるバイナリ信号列の場合、 $G_i$  の個数は  $2^N$  個となる。

【0021】

今、特定の  $N$  シンボルを受信した時、式(1)に基づき式(2)のベクトル  $\mathbf{R}$  を得る。 $\mathbf{R}$  は雑音を含んだベクトルであるから、送信情報を復調するには  $G_i$  の中で  $\mathbf{R}$  に最も近いベクトルが送信されたと推定するのが最適である。具体的には、次式の2乗ユークリッド距離を最小とする  $G_i$  を復調信号として選択する。

30

【数3】

$$\begin{aligned} D_i^2 &= \|G_i - \mathbf{R}\|^2 \\ &= \|G_i\|^2 + \|\mathbf{R}\|^2 - 2\text{Re}[G_i^H \mathbf{R}] \end{aligned} \quad (3)$$

【0022】

ここで、 $D_i^2$  は2乗ユークリッド距離であり、 $G_i$  はテンプレートベクトルであり、 $\mathbf{R}$  は時間信号  $N$  シンボルをフーリエ変換して得た  $N$  次元複素ベクトルであり、 $G_i^H$  は  $G_i$  のエルミート転置であり、 $\text{Re}[G_i^H, \mathbf{R}]$  は  $G_i^H$  と  $\mathbf{R}$  との内積の実部である。

40

【0023】

第1及び2項は定数であるため、内積  $\text{Re}[G_i^H, \mathbf{R}]$  の実部を最大にする  $G_i$  が2乗ユークリッド距離  $D_i^2$  を最小とするものとして選択される。そして、選択された  $G_i$  に対応する  $N$  シンボル  $g_i(k)$  が送信された時系列信号として一括復調される。

【0024】

なお、前記フーリエ変換は、 $N$  点離散フーリエ変換であることが好ましい。この変換は同型写像であり、変換係数を無視すれば計量同型である。従って、時空間における最小距離はスペクトル空間の最小距離と1:1に対応する。例えば、8ビットのバイナリ情報（符

50

号C)をBPSK(Binary Phase Shift Keying)で伝送する場合、符号Cの最小ハミング距離は1である(例えば、00000000と00000001)。信号電力を1に正規化してBPSK変調するとすれば、時空間における2つの信号点は

$$\pm \sqrt{2}$$

であるから、最小2乗ユークリッド距離は8となる。スペクトル空間でもこの関係は保存される。

#### 【0025】

ここで、符号Cの1ビットを偶数パリティに置換した新たな符号C'を考える。この符号Cの最小ハミング距離は2(00000000と00000011)、最小2乗ユークリッド距離は16と2倍になる。この結果、通常の時空間での復調に際し、誤り検出効果が得られる。一方スペクトル空間でも同様に符号の最小2乗ユークリッド距離は2倍になるため、推定誤りが生じにくくなる。すなわち、誤り訂正効果が生じるようになる。

#### 【0026】

次に、新たに受信したシンボルに応じて、時間信号Nシンボルを復調する方法について説明する。

#### 【0027】

時刻(N-1)Tまでに受信したN個の時空間シンボルをr(k)、(k=0,1,...,N-1)とし、それに対応するスペクトル空間信号をR(n)、(n=0,1,...,N-1)とする(1)式参照)。次に時刻NTで新たにr(N)を受信したとき、新たなスペクトル空間信号R'(n)は(1)式を変形して次式で与えられる。

#### 【数4】

$$\begin{aligned} R'(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} r(k+1)e^{-j2\pi nk/N} = \sum_{l=1}^N r(l)e^{-j2\pi nl/N} \cdot e^{j2\pi n/N} \\ &= \left\{ \sum_{l=0}^{N-1} r(l)e^{-j2\pi nl/N} + r(N) - r(0) \right\} e^{j2\pi n/N} \\ &= \{R(n) + r(N) - r(0)\} e^{j2\pi n/N} \end{aligned} \quad (4)$$

#### 【0028】

すなわち、離散フーリエ変換をやり直す必要はなく、直前のスペクトルと新たに受信した時空間シンボルを用いて新しいスペクトル空間信号に修正できる。

#### 【0029】

同様に、前記新しいスペクトル空間信号に最も近似したテンプレートベクトルも直前の最近似テンプレートベクトルから修正して得ることができる。具体的には、前記時間シフトに応じて、前記時間シフト前に選択された前記最も近似したテンプレートベクトルから時間的に最も古い1シンボルを削除するとともに、新たな1シンボルを追加し、前記時間シフト後の前記最も近似したテンプレートベクトルを生成することができる。

#### 【0030】

なお、本態様においても、各時間信号Nシンボルの復調は上述した復調原理に基づいて行われる。

#### 【実施例】

#### 【0031】

第1図、第2図に復調器の構成図を示す。第1図は、有線通信システムで使われるベースバンド信号用の復調器であり、受信端1に入力した受信信号は低域通過フィルタ3で雑音の一部が除去され、その出力10に受信シンボルが得られる。次に、信号推定器20で送信情報が復元される。

#### 【0032】

第2図は、変調された信号が伝送される無線通信システム用の復調器であり、受信端1

10

20

30

40

50

に入力した受信信号は帯域通過フィルタ4で雑音除去され、変調方式に応じた検波がなされる。第2図は、1例として位相変調された信号を直交位相検波器5と局部発信機6により直交同期検波する場合を示している。同期検波後の信号は低域通過フィルタ3により2倍波成分と雑音の一部が除去され、2つの直交した受信シンボルが得られる(10a, 10b)。その後、信号推定器20で送信情報が復元される。

【0033】

第3図は本発明の実施例であり、第1、2図に示した信号推定器20の詳細構成である。受信シンボル10は、まず送信タイミングに同期したクロック信号11で標本化される。ここでは、クロック周波数を $f_{c1}$ で表している。A/D変換器13の出力は、M(通常8以上)ビットのデジタル信号である。次に、DFT演算器14においてN(シンボル)×Mビットのデータ $r(k)$ から、(1)式に基づき受信Nシンボルの周波数スペクトル $R(n)$ を求める。DFT演算器の出力は、1/N分周器12の出力周波数 $f_{c1}/N$ で読み出されスペクトル空間判定器15に入力される。スペクトル空間判定器は内積演算器16、スペクトルデータブック17及び比較・選択器18から成る。

10

【0034】

第3図は第1図の信号推定器に対応したものであるが、第2図の復調器構成の場合、10aを実部、10bを虚部とする複素数を入力とするDFT演算となる。いずれの場合もDFT演算器の出力は複素量である。

【0035】

次いで、得られた周波数スペクトル $R(n)$ は、N次元の複素ベクトルとして内積演算器16に入力する。もう一方の入力はスペクトルデータブック17から供給される。データブックには、Nシンボル分全てのスペクトルデータ $G_i(n)$ が格納されており順次読み出される。読み出し周波数は内積演算器の構成(シリアル/パラレル)に依存する。(3)式に示した内積の実部を得る演算は、具体的に次式により求める。

20

【0036】

【数5】

$$\text{Re}[G_i^H R] = \sum_{n=0}^{N-1} [G_x^i(n)R_x(n) + G_y^i(n)R_y(n)] \quad (5)$$

30

ただし、それぞれのベクトル成分 $G_i(n)$ 、 $R(n)$ は複素量であり、次式で与えられる。

【数6】

$$G_i(n) = G_x^i(n) + jG_y^i(n) \quad (6a)$$

$$R(n) = R_x(n) + jR_y(n) \quad (6b)$$

【0037】

内積演算の結果は、比較・選択器18において最大値が判定され、それを与えるデータブックの番地が送信情報の推定値として出力端2に出力される。

40

【0038】

第4図は、スペクトル空間信号判定器15の演算フローであり、点線で囲んだ部分は比較・選択器18の具体的な処理フローである。受信シンボルのスペクトルベクトル $R$ が得られると、テンプレートベクトル $G_i$ との内積演算が実行される。その結果を基準値 $P_{max}$ と比較し、 $P_{max}$ よりも大であれば $P_{max}$ をその結果で置き換える。この動作を繰り返し、テンプレートベクトルの中で最大値を与える番地を求める。番地 $i$ は $i = 0 \sim 2^N - 1$ ( $= L$ )で $i$ を2進数で表したNビットが送信情報に対応している。なお、スペクトルの極性を考慮すると、繰り返し回数は1/2に低減することができる。

【0039】

50



第5図は、スペクトル空間復調器を用いたQPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 信号のBER特性である。実線は理論値を示す。丸印と菱形印は、送信シンボル $N = 8$ の場合のシミュレーション結果である。丸印は非符号化の場合で、送信シンボルは $N = 8$  (情報16ビット) 毎に復調される。菱形印は、8シンボル目を偶数パリティとした場合で、非符号化の場合と同様に8シンボル (情報14ビット) 毎に復調される。この結果から明らかのように、本発明による復調方法は優れたBER特性を実現できる。

【0040】

以上、具体例を挙げながら発明の実施の形態に基づいて本発明を詳細に説明してきたが、本発明は上記内容に限定されるものではなく、本発明の範疇を逸脱しない限りにおいてあらゆる変形や変更が可能である。例えば、上述した $N$ 点離散フーリエ変換の代わりに高速フーリエ変換を用いることもできる。

10

【図面の簡単な説明】

【0041】

【図1】有線通信システムで使われるベースバンド信号用の復調器の構成図である。

【図2】変調された信号が伝送される無線通信システム用の復調器の構成図である。

【図3】本発明のデジタル信号復調器の一例を示す構成図である。

【図4】図4に示すデジタル信号復調器の、スペクトル空間信号判定器の演算フローである。

【図5】本発明の方法及び装置によって復調したQPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 信号のBER特性を示すグラフである。

20

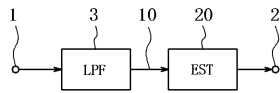
【符号の説明】

【0042】

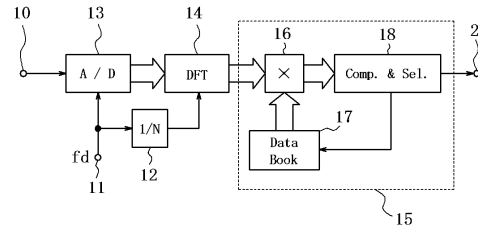
- 1 受信端
- 2 出力端
- 3 低域通過フィルタ (LPF)
- 4 帯域通過フィルタ (BPF)
- 5 直交位相検波器
- 6 局部発信機
- 10 受信シンボル
- 11 クロック信号
- 12  $1/N$ 分周器
- 13 A/D変換器
- 14 DFT演算器
- 15 スペクトル空間判定器
- 16 内積演算器
- 17 スペクトルデータブック
- 18 比較・選択器 (Comp. & Sel.)

30

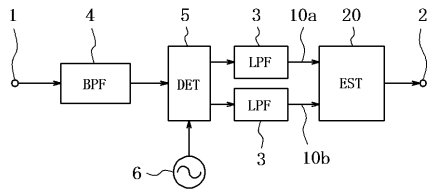
【 図 1 】



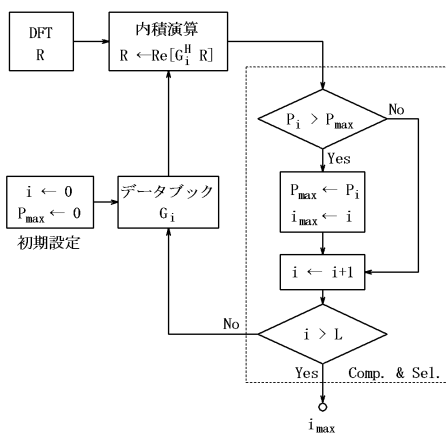
【 図 3 】



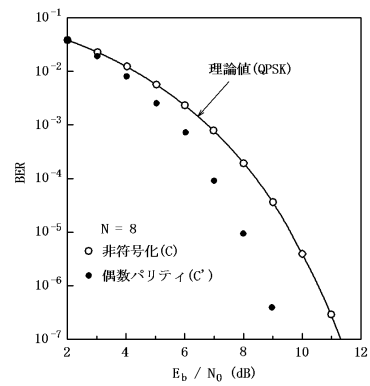
【 図 2 】



【 図 4 】



【 図 5 】



---

フロントページの続き

(72)発明者 齊藤 洋一

和歌山県和歌山市狐島243-9 ヴィラ河西 203

審査官 高野 洋

(56)参考文献 国際公開第03/094399(WO, A1)

特開2001-148678(JP, A)

特開2003-244091(JP, A)

D.Falconer, S.L.Ariyavisitakul, A.Benjamin-Seeyar, B.Eidson, Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems, Communications Magazine, IEEE, 米国, 2002年 4月, Vol.40, No.4, pp.58-66

木村公治、齊藤洋一、周波数領域における復調方式の提案、2005年電子情報通信学会総合大会講演論文集、日本、社団法人電子情報通信学会、2005年 3月 7日、通信1, p.575

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00

H04L 27/00