

(19)日本国特許庁 (J P)

(12)特許公報 (B 2)

(11)特許番号

第2967193号

(45)発行日 平成11年(1999)10月25日

(24)登録日 平成11年(1999)8月20日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	F I	
H04L 27/36		H04L 27/00	F
H03M 7/30		H03M 7/30	A
H04J 11/00		H04J 11/00	Z
H04L 1/00		H04L 1/00	B

請求項の数 1 (全10頁)

(21)出願番号	特願平10 - 92651	(73)特許権者	391027413 郵政省通信総合研究所長 東京都小金井市貫井北町4丁目2番1号
(22)出願日	平成10年(1998)3月20日	(72)発明者	岡本 英二 茨城県鹿嶋市平井893 - 1 郵政省通信 総合研究所 関東支所鹿島宇宙通信セン ター内
(65)公開番号	特開平11 - 275165	審査官	田口 英雄
(43)公開日	平成11年(1999)10月8日	(56)参考文献	特開 平8 - 70330 (J P , A) 特開 平6 - 188926 (J P , A)
審査請求日	平成10年(1998)3月20日	(58)調査した分野(Int.Cl. ⁶ , D B名)	H04L 27/00 - 27/38 H04J 11/00

(54)【発明の名称】直交ウェーブレットを用いた情報伝送方法

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】直交ウェーブレットを用いた情報伝送方法において、伝送情報に不均一誤り保護(以下UEPと記す)をおこなう際に、直交ウェーブレットを用いてサブバンド分解される成分の全てを用いることなく、サブバンド群の中から選定したサブバンドにのみ信号点を割り当てることによって、平均ビット誤り率(以下BERと記す)特性を情報の重要度に応じて異ならせた状態で全てのサブバンド群から合成波 f_0 を作成し、該合成波 f_0 を変調して伝送するようにしたことを特徴とする直交ウェーブレットを用いた情報伝送方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法に関するものであり、特

2

に、伝送したい情報に階層的な重要度がある場合の変調方法として利用できる。

【0002】

【従来の技術】従来、符号化によってUEPを実現する場合、例えば図11のように一般化接続符号を用いる方法がある。図のC符号器では符号長は nN 、情報記号数は $K_1 k_1 + K_2 k_2 + \dots + K_L k_L$ となる。外符号 C_i の最小ハミング距離を i によって異なるものにする事により、UEPを実現することができる。しかしこの方法では、一般的に冗長度が大きくなり伝送効率が落ちてしまう。

【0003】

また、信号点配置による方法の場合、図12のような信号点配置を用いて伝送を行うと、 d_1 、 d_2 のユークリッド距離が異なる事により、付加雑音環境下などにおいて $d_1 > d_2$ のとき、 a_1 ビットの誤り率が a_2 ビットの誤り率よりも低くなる。この方法によってもUEP

を実現することができるが、この場合情報の階層を2段階しか設定することができない。また16QAMなど、より多シンボルの信号点配置で行おうとすると、信号面の構造が複雑になってしまう。

【0004】更に、符号化変調による方法の場合、上記2つの技術を統合する技術として符号化変調方式による方法がある。この方法では一般的に信号点配置にユークリッド距離の差をつけ、符号化にはトレリス符号などを用い、符号化率をビットの重要度によって変化させる。これを用いることにより設定の自由度が得られ、伝送効率をそれほど落すことなくUEPが実現される。

【0005】
【発明が解決しようとする課題】しかしながら、この方法では符号化、復号化手順が複雑になり、計算量も増大してしまうという問題を有していた。

【0006】
【課題を解決するための手段】本発明は上記従来の欠点に鑑み提案されたもので、デジタル変調方式において、伝送情報にUEPをおこなう際に、直交ウェーブレットを用いることによって、平均ビット誤り率BER特性の異なる情報を変調によって伝送可能にする直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供するものである。

【0007】本発明は、直交ウェーブレットを用いた離散ウェーブレットが1対1の可逆変換であることにより、サブバンド分解された成分に1つの信号点を割り当てて合成波 f_0 を作成し、該合成波 f_0 をベースバンドの変調信号として送信する直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供するものである。

【0008】また、本発明は、伝送したい情報に階層的な重要度がある場合の変調方法として利用できる直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供するものである。

数式 1

$$f_0(x) = g_{-1}(x) + g_{-2}(x) + \dots + g_{-n}(x) + f_{-n}(x)$$

【0015】

数式 2

【0016】ここで、 $f_0(x)$ は合成波、 $g_i(x)$ はサブバンド波で $i = -n$ から -1 の整数値を取り、 $i = -1$ が高周波成分、 $-n$ が低周波成分となる。また数式2の $f_j(x)$ ($-n+1 \leq j \leq -1$ 、 j は整数)はレベル $j - 1$ 以下の合成波で

数式 3

【0009】更に、本発明は、陸上、衛星の移動体通信システムにおいて、受信劣化状況によりBER特性のよい階層だけを復調するという、適応変調の方法として利用することができる直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供するものである。

【0010】

【発明の実施の形態】以下に本発明の実施形態を図面に基つて説明する。図1に本方式の原理を示す。横軸 x は時間軸である。直交ウェーブレットを用いた離散ウェーブレット変換が1対1の可逆変換であることを利用して、サブバンド分解された成分に一つの信号点を割り当て、合成波 f_0 を作り、これをベースバンドの変調信号として送信する。

【0011】図1は信号面に16QAMを用い、16シンボルの情報をウェーブレットでまとめて伝送する場合の例である。この場合はまず伝送したい情報ビットを4ビットずつ区切り、16QAM信号点を16個作成する。そして、それらのシンボルをサブバンド波 $g_{-1} \sim g_{-4}$ 、 f_{-4} の係数として割り当て、ウェーブレット合成波 f_0 を作成し、伝送するわけである。受信側では受信波をウェーブレット分解し、同様にサブバンド成分に分解された信号点から復号を行う。信号点配置は伝送効率、信号点間のユークリッド距離の関係により選択される。

【0012】なお、図4では実数部のみが表示されているが、計算は複素領域で行う。マザーウェーブレットは直交であれば何でもよい。伝送データはデータ数2の冪乗でフレーム化する必要があり、その数を $N_w = 2n$ (n は正整数)とすると、サブバンドは -1 から $-n$ のレベルまで分解することができる。

【0013】サブバンド分解について連続信号の式で表すと、下記のような式となる。

【0014】

【数1】

【数2】

$$f_j(x) = g_{j-1}(x) + f_{j-1}(x)$$

ある。 f 、 g をスケーリング関数 $\phi(x)$ 、マザーウェーブレット $\psi(x)$ を用いて表すと下記ようになる。

【0017】

【数3】

$$f_j(x) = \sum_k c_k^{(j)} \phi(2^j x - k)$$

【0018】

50 【数4】

数式 4

【 0 0 1 9 】ただし、kは整数であり、また $c^{(j)}_k$ 、 $d^{(j)}_k$ はサブバンドレベルjの係数で、これらに伝送シンボルを割り当てる。本方式はウェーブレットを搬送波としたマルチキャリア変調方式である。

数式 5

【 0 0 2 2 】

数式 6

【 0 0 2 3 】ただし、 $\{p_k\}$ 、 $\{q_k\}$ (kは整数)はトゥ・スケール数列と呼ばれる数列である。また、ウェーブレットが直交の場合、これらは分解数列という $\{ \dots \}$ 、 $\{ \dots \}$

数式 7

【 0 0 2 5 】送信波合成の原理を以下に示す。ウェーブレットの合成、分解時の時間軸にはxを用い、実際の送信系列を扱う時の時間軸tとは区別して考える。これはウェーブレットを用いた分解、合成の式がxを用いて数式 3、数式 4 のように表され、ここでxをtに変換するより、このまま考えた方が簡単であるためである。実際にはウェーブレット合成波、分解波は離散的に得られるの

数式 8

$$f_0(x) = \sum_{k=0}^{(N_w/2^1)-1} d_k^{(-1)} \psi(2^{-1}x - k) + \sum_{k=0}^{(N_w/2^2)-1} d_k^{(-2)} \psi(2^{-2}x - k) + \dots$$

$$+ d_0^{(-n)} \psi(2^{-n}x) + c_0^{(-n)} \phi(2^{-n}x)$$

$$(0 \leq x \leq N_w)$$

【 0 0 2 7 】そして、この $\{d^{(j)}_k\}$ 、 $c^{(-n)}_0$ に複素数の信号点を割り当てることになる。その際、数式 8 のように直交ウェーブレット変換ではサブバンドのレベルによって時間解像度が変わり、低周波ほど低くなるので、割り当てられる信号点の数がレベルによって変わる。具体的にはサブバンドj = - 1レベルで $N_w/2$ 個、以降レベルが一つ下ると信号点の数が半減され、レベル(-n+1)で2

$$g_j(x) = \sum_k d_k^{(j)} \psi(2^j x - k)$$

【 0 0 2 0 】なお、スケーリング関数、マザーウェーブレットは以下のようなトゥ・スケール関係を満たす。

【 0 0 2 1 】

【数 5】

$$\phi(x) = \sum_k p_k \phi(2x - k)$$

【数 6】

$$\psi(x) = \sum_k q_k \psi(2x - k)$$

$\{ \dots \}$ に対し下記の関係を持つ。

【 0 0 2 4 】

【数 7】

$$\begin{cases} \gamma_k = \bar{p}_{-k} \\ \eta_k = \bar{q}_{-k} \end{cases}$$

で、得られた離散値を送信系列に当てはめることのみでxからtへの変換を行うことができる。数式 1、数式 3、数式 4 より、合成波を連続信号として表すと下記のようになる。

【 0 0 2 6 】

【数 8】

個、レベル - nで $c^{(-n)}_0$ 、 $d^{(-n)}_0$ が1つずつの2個である。

【 0 0 2 8 】また、合成波 $f_0(x)$ は数式 3 よりとも表すことができ、結局この合成波の係数 $c^{(0)}_k$ の系列を伝送すれば $\{d^{(j)}_k\}$ 、 $c^{(-n)}_0$ の情報を得ることができる。

【 0 0 2 9 】

【数 9】

7
数式 9

8

$$f_0(x) = \sum_k c_k^{(0)} \phi(x-k)$$

【0030】数式8の合成の過程を離散的に与えるものが、数式2～数式6から得られる再構成アルゴリズムである。

【0031】
【数10】

数式 10

$$c_k^{(j)} = \sum_l [p_{k-2l} c_l^{(j-1)} + q_{k-2l} d_l^{(j-1)}]$$

【0032】ただし、Iは整数である。

【0033】図4は $N_w=16$ のときの合成の様子を示したものである。ただし、実数部のみが表示されている。データシンボル $\{d^{(j)}_k\}$ 、 $c^{(-4)}_k$ から送信系列 $\{c^{(0)}_k\}$ が作成されるが、数式10より、合成は低いサブバンドレベルから順番に行う。図中では $c^{(-4)}_k$ 、 $d^{(-4)}_k$ から $c^{(-3)}_k$ を合成し、 $c^{(-3)}_k$ 、 $d^{(-3)}_k$ から $c^{(-2)}_k$ と繰り返して $c^{(0)}_k$ を求める。

系列とする。図からも分かるように割り当てられる信号点の総数は、レベル-1～-4の合計で N_w に等しいため、 N_w のデータ信号点系列を N_w シンボルの送信系列で伝送することができる。

【0035】合成信号 f_0 のエネルギーは数式9より下記の数式になる。

【0036】
20 【数11】

【0034】そして、この $c^{(0)}_k$ をベースバンドの送信
数式 11

$$\begin{aligned} \|f_0(x)\|^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} \left| \sum_{k=0}^{N_w-1} c_k^{(0)} \phi(x-k) \right|^2 dx \\ &= \sum_{k=0}^{N_w-1} |c_k^{(0)}|^2 \int_{-\infty}^{\infty} |\phi(x-k)|^2 dx \\ &= \sum_{k=0}^{N_w-1} |c_k^{(0)}|^2 \end{aligned}$$

【0037】ただし、この計算にはスケーリング関数の直交性を示す下記の数式を用いた。

数式 12

【0038】
【数12】

$$\langle \phi_{j,k} | \phi_{j,l} \rangle = \delta_{k,l}$$

ただし、j、k、lは整数である。

【0039】

数式 13

【数13】

$$\phi_{j,k} = 2^{j/2} \phi(2^j x - k)$$

【0040】

数式 14

【数14】

$$\delta_{i,j} = \begin{cases} 1 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases}$$

【0041】 $\langle u|v \rangle$ は関数の内積であり、下記の数式で定義される。

【0042】
【数15】

9
数式 15

10

【 0 0 4 3 】 同様に、
【 0 0 4 4 】

$$\langle u|v \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{u(x)}v(x)dx$$

【 数 1 6 】

数式 16

【 0 0 4 5 】 としたとき直交性は、
【 0 0 4 6 】

$$\psi_{j,k} = 2^{j/2}\psi(2^j x - k)$$

【 数 1 7 】

数式 17

10

$$\langle \psi_{j,k}|\psi_{l,m} \rangle = \delta_{j,l}\delta_{k,m}$$

【 0 0 4 7 】

【 数 1 8 】

数式 18

$$\langle \phi_{j,k}|\psi_{j,l} \rangle = 0$$

【 0 0 4 8 】 (j, k, l, m は整数) ならびにトゥ・スケール関係を用いて数式 8 から下記の数式が導き出せる。 20 【 0 0 4 9 】
【 数 1 9 】

数式 19

$$\|f_0(x)\|^2 = \sum_{j=-n}^{-1} \sum_{k=0}^{(N_w/2^{-j})-1} [2^{-j}|d_k^{(j)}|^2] + 2^n|c_0^{(-n)}|^2$$

【 0 0 5 0 】 そして、数式 1 1、数式 1 9 から下記の数式となる。 【 0 0 5 1 】
【 数 2 0 】

数式 20

$$\sum_{k=0}^{N_w-1} |c_k^{(0)}|^2 = \sum_{j=-n}^{-1} \sum_{k=0}^{(N_w/2^{-j})-1} [2^{-j}|d_k^{(j)}|^2] + 2^n|c_0^{(-n)}|^2$$

【 0 0 5 2 】 これより、送信系列の電力とデータ信号点系列の電力の関係が表されることになる。

離散ウェーブレット分解すれば送信されたデータ信号点系列が得られる。なお、分解には下記の分解アルゴリズムを用いる。

【 0 0 5 3 】 受信波分解に関する説明をする。以下では受信側ベースバンドでのサンプリングされた離散信号について考える。

【 0 0 5 5 】
【 数 2 1 】

【 0 0 5 4 】 受信信号を $c_k^{(0)}$ とすると、この系列を
数式 21

$$c_k^{(j-1)} = \frac{1}{2} \sum_l \gamma_{2k-l} c_l^{(j)}$$

【 0 0 5 6 】

【 数 2 2 】

数式 22

$$d_k^{(j-1)} = \frac{1}{2} \sum_l \eta_{2k-l} c_l^{(j)}$$

【 0 0 5 7 】 数式 2 1、数式 2 2 を用いてレベル 0 から逐次的に下のレベルの $d_k^{(j-1)}$ を求め、最後に $c_k^{(-n)}$

50 を求める。そしてこれらのサブバンド成分を元の信号点配置と比較して復調を行う。

【 0 0 5 8 】このように、サブバンドからの送信波合成、受信波からのサブバンド分解には離散ウェーブレット変換を用いているが、実際にはマザーウェーブレットを使用するわけではなく、トゥー・スケール数列、分解数列の代数計算のみでよいため計算は比較的容易である。

【 0 0 5 9 】次に、本発明における階層的構造について説明する。 $c^{(n)}_k$ 、 $d^{(j)}_k$ に割り当てる信号の信号点配置は、通常の変調と同様に1ビットに割り当てるエネルギーと伝送効率 (bit/symbol) の関係によって決定される。また、レベル毎に変調方式を変えることにより、信号点間距離を柔軟に設定することもできる。

【 0 0 6 0 】数式 2 0 よりすべてのサブバンドに同じ信号点配置を適用すると、送信系列 $c^{(0)}_k$ の中において、下のサブバンドレベルほど相対的に割り当てられる1シンボルあたりのエネルギーが増えることになる。つまり、信号点配置の大きさは同じでも、サブバンドのレベルが一つ下がると、送信系列の中における1シンボルあたりのエネルギーは2倍になるわけである。これにより、サブバンド毎に3 dBずつ異なる利得が得られ、階層的な伝送を実現することができる。なお、階層の深さ

数式 23

【 0 0 6 3 】伝送効率が等価である一般的な無符号化16QAM (以下無符号化16QAMと記す) 伝送時の場合は、これが送信信号の平均エネルギーになる。すべてのサブバンドに伝送したいデータを割り当てた場合の、

数式 24

$$\overline{|c_k^{(0)}|^2} = \frac{5a^2}{N_w} \left[\sum_{j=-n}^{-1} \sum_{k=0}^{(N_w/2^j)-1} \{2^{-j-1}\} + 2^{n-1} \right]$$

【 0 0 6 5 】数式 2 3、数式 2 4 より、信号の平均エネルギーを1としたときのサブバンドレベルの相対的なユークリッド距離の2乗、ならびに無符号化16QAM

表 1: サブバンドレベルの利得

	16QAM	レベル-1	レベル-2	レベル-3	レベル-4
Δ^2	2/5	4/25	8/25	16/25	32/25
利得 (dB)	0	-3.98	-0.97	2.04	5.05

【 0 0 6 7 】このようにすべてのサブバンドに同じ大きさの信号点配置を行っても、送信系列の中における1シンボルあたりのエネルギー割り当てが異なるため、実効的な2 はサブバンド毎に2倍ずつ異なる。

【 0 0 6 8 】また、用いる直交ウェーブレットはサポートが小さく、合成、分解の際の計算が簡単なHaar関

数式 25

は N_w の冪乗の乗数になる。

【 0 0 6 1 】また、あるサブバンドレベルに伝送信号を割り当てず、0とする場合を考える。このとき、同じ伝送シンボル数で伝送できる情報が減るため伝送効率は落ちるが、数式 2 0 より伝送シンボル中におけるその他のサブバンドレベルの相対的エネルギーが増大するため、BER特性は全体的によくなる。このようにあるサブバンドレベルにのみデータを割り当てたり割り当てなかったりすることで、伝送効率を柔軟に設定することができ、それとトレードオフの関係にある階層的なBER特性も柔軟に設定することができる。

【 0 0 6 1 】

【実施例】以下に本発明の実施例を詳細に説明する。第1の実施例を以下に説明する。以下ではすべてのサブバンドに同じ大きさの16QAMを適用し、送信データシンボルの生成確率は等しい場合を想定した。図1のように信号点配置をグレイ符号化16QAMとする。符号の最小ユークリッド距離をaとすると、この信号面から生成される信号の平均エネルギー s^2 は下記の数式となる。

【 0 0 6 2 】

【数 2 3 】

$$s^2 = \frac{5}{2} a^2$$

ウェーブレット合成による送信系列の平均エネルギーは下記の数式となる。

【 0 0 6 4 】

【数 2 4 】

Mに対する利得は、 $N_w=16$ のとき表1のようになる。

【 0 0 6 6 】

【表 1】

数、ならびにDaubechies $N=2$ の関数を用いた。このとき、トゥー・スケール数列はHaar関数の場合、下記の数式で表される。

【 0 0 6 9 】

【数 2 5 】

$$p_0 = p_1 = q_0 = -q_1 = 1$$

【 0 0 7 0 】 DaubechiesN=2の場合、下記の数式で表される。

数式 26

【 0 0 7 1 】
【 数 2 6 】

$$\begin{cases} p_0 = q_1 = \frac{1+\sqrt{3}}{4} \\ p_1 = q_0 = \frac{3+\sqrt{3}}{4} \\ p_2 = q_{-1} = \frac{3-\sqrt{3}}{4} \\ p_3 = q_{-2} = \frac{1-\sqrt{3}}{4} \end{cases}$$

【 0 0 7 2 】また、分解数列は数式 7 より、Haar 関数の場合、下記の数式で表されるとした。

数式 27

【 0 0 7 3 】
【 数 2 7 】

$$\gamma_{-1} = \gamma_0 = -\eta_{-1} = \eta_0 = 1$$

【 0 0 7 4 】 DaubechiesN=2の場合、下記の数式で表される。

数式 28

【 0 0 7 5 】
【 数 2 8 】

$$\begin{cases} \gamma_0 = -\eta_{-1} = \frac{1+\sqrt{3}}{4} \\ \gamma_{-1} = \eta_0 = \frac{3+\sqrt{3}}{4} \\ \gamma_{-2} = -\eta_1 = \frac{3-\sqrt{3}}{4} \\ \gamma_{-3} = \eta_2 = \frac{1-\sqrt{3}}{4} \end{cases}$$

【 0 0 7 6 】 それ以外の p、q、f_l、j はすべて 0 であり、数式 1 0、数式 2 1、数式 2 2 は適当なところで終了する。

【 0 0 7 7 】 図 4 のような等価低域系のシステムを考え、AWGN 環境下での BER 特性を計算した。マザーウェーブレットには Haar 関数を用い、ウェーブレット合成、分解時のフレーム長 N₀ は 16 とし、このフレームを単位として伝送を行った。また、受信側の同期は完全であることを仮定した。

【 0 0 7 8 】 図 5 にそれぞれのサブバンドレベル別、及び全体の BER 特性を示す。図の横軸は、無符号化 1 6 QAM 伝送時の E_b / N₀ とした。なお、サブバンドレベル - 4 は c⁽⁻⁴⁾、と d⁽⁻⁴⁾ のエネルギーが等しいため、まとめて評価した。図に示されているように、3 dB ずつ BER が異なり、表 1 のようにレベル - 4 では無符号化 1 6 QAM 理論値に比べておよそ 5 dB の利得が得られる。しかし、サブバンドレベル - 4 の伝送シンボル数は全体の 1/8 であり、しかも全体の 1/2 はサブバンドレベル - 1 での伝送となるため、すべてを合わせた BER 特性は理論値より 4 dB 近く劣化する。

【 0 0 7 9 】 このように伝送信号のエネルギーを低いサブバンドレベルに集中させるため、全体の特性は劣化するが、本方式では階層的な BER 特性が得られるので、情報源に階層的な重要度が与えられている場合などの伝送に適している。

【 0 0 8 0 】 第 2 の実施例

30

40

50

伝送効率を無符号化 1 6 QAM よりも落とすことができる場合は、本方式は柔軟な設定が行える。例としてサブバンドレベル - 1、- 2 のみにデータを割り当て、その他のレベルをすべて 0 とする場合を考える。このとき伝送効率は rate 3/4 の符号化 1 6 QAM と同じになる。すると、数式 2 0 より - 1、- 2 レベルでの 1 シンボル当たりの相対的なエネルギーが増大するため特性がよくなり、表 1 と同様に利得を計算すると、表 2 のようにレベル - 1 が無符号化 1 6 QAM と同じ特性、レベル - 2 がそこから 3 dB より特性が得られることになる。

【 0 0 8 1 】
【 表 2 】

表 2: サブバンドレベルの利得

	16QAM	レベル-1	レベル-2
Δ ²	2/5	2/5	4/5
利得 (dB)	0	0	3.01

【 0 0 8 2 】 図 6 に BER 特性の計算結果を示す。図中、レベル - 1 の特性と無符号化 1 6 QAM の理論値が重なっており、ほぼ表 2 の通りの特性が得られている。もちろん同じ伝送効率、つまり同じ周波数利用効率でもっと BER 特性のよい符号は存在するが、本方式では複雑な符号化、復号操作を必要とせずに変調自体で段階的な BER 特性が得られる点に特徴がある。

【 0 0 8 3 】本例に示したように、あるサブバンドレベルにのみデータを割り当てたり割り当てなかったりすることで、伝送効率を柔軟に設定することができ、また、レベル毎に 3 d B の B E R 特性の差が生じることから、本方式を U E P 符号の一種と考えることもできる。また、各サブバンドレベル毎に変調方式を変化させることにより、レベル毎の B E R 特性の差を調節することも可能である。

【 0 0 8 4 】第 3 の実施例においては、伝送シンボル系列にパイロットシンボルを挿入することにより、同期を取することを想定し、同時にそのパイロットシンボルにより、一様フェージング補償を行う計算機シミュレーションシステムを考える。図 7 にフェージング環境下におけるシステムを、図 8 に送信系列のフレーム構成を示す。

【 0 0 8 5 】この伝送フレームは、ウェーブレット分解、合成のフレームとは別のフレーム化であり、図 1 0 のデータシンボルの中にウェーブレットのフレームがインターリーブされて入っていることになる。

【 0 0 8 6 】 N_w は 16、シンボル伝送速度は $16K\text{symbol}/\text{sec}$ とし、同期は完全であると仮定した。またフェージングは最大ドップラー周波数 $f_b = 80\text{Hz}$ ($f_b T_s = 1/200$ 、 T_s はシンボル周期) の緩やかなレイリーフェージングとし、幅 1 6、深さ 1 5 のシンボルインターリーブと、FFTを用いた補償法を適用した。フェージング補償に用いるパイロットシンボルは図 3 の A 点を用い、パイロットシンボル間隔は 1 6、補償に用いるパイロットシンボル数は 3 2 個とした。

【 0 0 8 7 】図 9 に計算結果を示す。AWGN 環境下と同じく、各サブバンドレベル毎におおよそ 3 d B ずつの B E R の差が生じているが、レベル - 4 は他のレベルと比べて $E_b = N_b$ に対し次第に特性がよくなる様子が表れている。これはレベル - 4 のシンボル 1 つが、伝送時系列 $c^{(0)}_k$ の中では 1 6 シンボルに分散して構成されているためインターリーブが効果的に働き、フェージングの影響がより抑えられている影響と考えられる。またフェージング補償方式には、パイロットシンボルを挿入することも含めておおよそ 2 . 2 d B の劣化が生じるため、全体の B E R 特性は無符号化 1 6 Q A M の理論値から比べて 7 ~ 8 d B 程度劣化する。

【 0 0 8 8 】そこで図 6 と同じようにサブバンドレベル - 1、- 2 のみに伝送データを割り当てフェージング下での B E R を計算した。結果が図 1 0 である。この場合はレベル - 1 が無符号化 1 6 Q A M 理論値からおおよそ 3 d B の劣化、レベル - 2 が理論値程度の B E R 特性を示す。レベル - 2 の 1 シンボルは、伝送時系列の 4 シンボ

ルに分散しているだけなので、図 9 のレベル - 4 に比べるとインターリーブの効果が出ていないことが分かる。

【 0 0 8 9 】このようにフェージング環境下においても階層的な B E R 特性が得られるため、移動体通信などへも適用可能であることが分かる。

【 0 0 9 0 】以上、本発明を図面に記載された実施形態に基づいて説明したが、本発明は上記した実施形態だけではなく、特許請求の範囲に記載した構成を変更しない限りどのようによっても実施することができる。

【 0 0 6 2 】

【発明の効果】以上要するに、本発明によれば、

1. 符号化を施すことなく 2 段階以上の階層的な B E R 特性の得られる伝送系列が作成できる。
 2. 特殊な信号点配置を必要とせず U E P を実現することができる。
 3. 伝送効率、それとトレードオフの関係にある B E R 特性が柔軟に設定できる。
 4. 変調方法自体のエネルギーの損失はない。そのため本変調方法を用いさらに符号化を行うなど、伝送方法の拡張が容易である。
- 等、多大な効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の離散ウェーブレットを用いた伝送原理を示す概念図である。

【図 2】本発明の送信波合成を示す概念図である。

【図 3】本発明のグレイ符号化 1 6 Q A M の信号点の配置を示す模式図である。

【図 4】本発明の第 1 の実施例におけるシステム構成を示すブロック図である。

【図 5】本発明の AWGN 環境下での B E R 特性を示す特性図である。

【図 6】本発明のサブバンドレベル - 1、- 2 のみ伝送時の B E R 特性を示す特性図である。

【図 7】本発明の第 3 の実施例におけるシステム構成を示すブロック図である。

【図 8】本発明の第 2 の実施形態における伝送フレーム構成を示す模式図である。

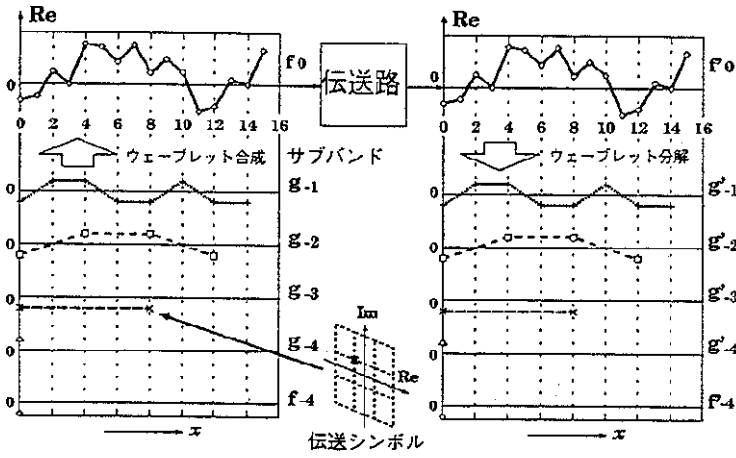
【図 9】本発明の穏やかなフェージング環境下での B E R 特性を示す特性図である。

【図 1 0】本発明のサブバンドレベル - 1、- 2 のみの伝送時の B E R 特性を示す特性図である。

【図 1 1】従来の接続符号の符号器の構成を示すブロック図である。

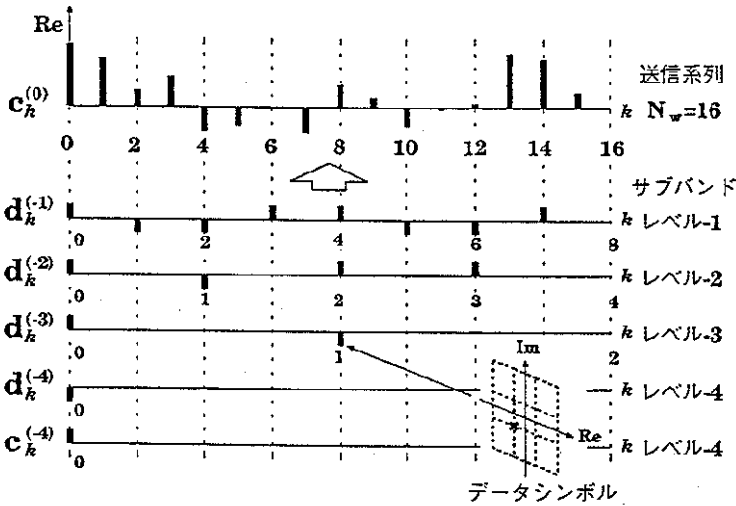
【図 1 2】従来の非均一信号点の配置状況を示す概念図である。

【 図 1 】



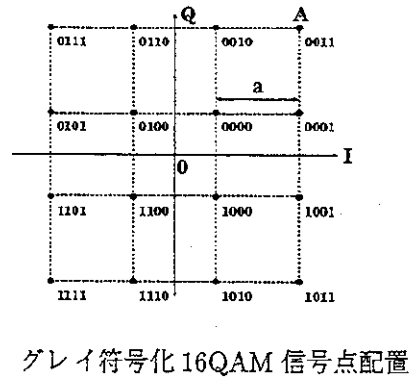
離散ウェーブレット変換を用いた伝送原理

【 図 2 】



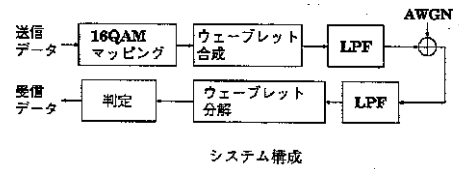
送信波合成

【 図 3 】



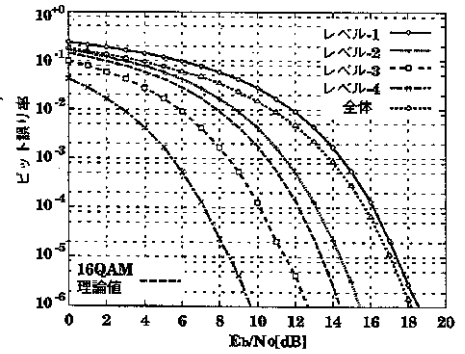
グレイ符号化16QAM信号点配置

【 図 4 】



システム構成

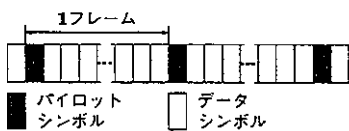
【 図 5 】



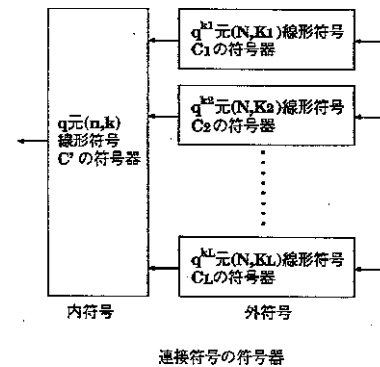
AWGN 環境下での BER 特性

【 図 1 1 】

【 図 8 】

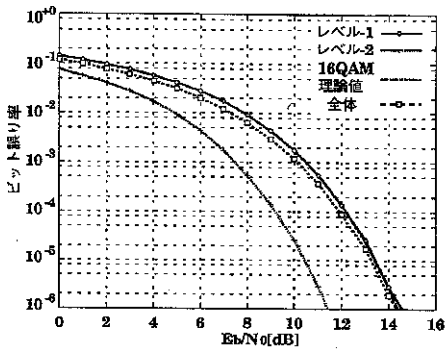


伝送フレーム構成

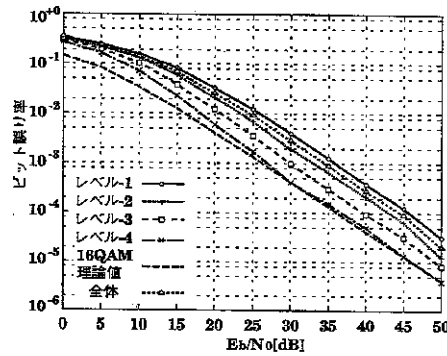


連続符号の符号器

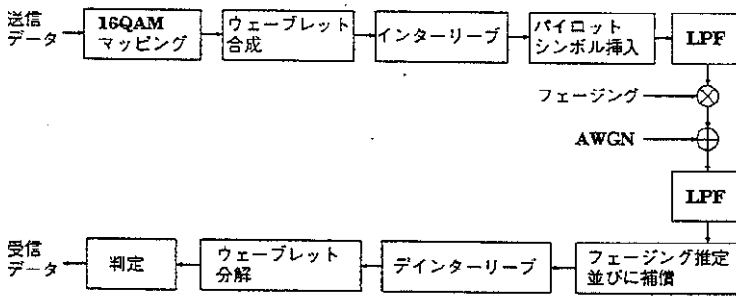
【 図 6 】



【 図 9 】

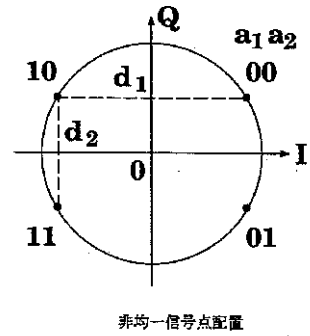


【 図 7 】



システム構成

【 図 1 2 】



【 図 1 0 】

