

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11 - 275165

(43)公開日 平成11年(1999)10月8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
H04L 1/00		H04L 1/00	B

審査請求 有 請求項の数 1 F D (全13頁)

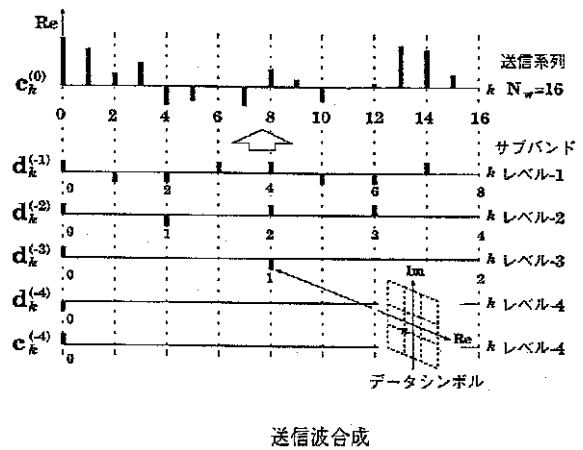
(21)出願番号	特願平10 - 92651	(71)出願人	391027413 郵政省通信総合研究所長 東京都小金井市貫井北町4丁目2番1号
(22)出願日	平成10年(1998)3月20日	(72)発明者	岡本 英二 茨城県鹿嶋市平井893 - 1 郵政省通信総合研究所 関東支所鹿島宇宙通信センター内

(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

(57) 【要約】

【課題】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。

【解決手段】デジタル変調方式において伝送情報にU E Pをおこなう場合は通常符号化を用いるが、直交ウェーブレットを用いることによって、B E R特性の異なる伝送を変調により実現する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 デジタル変調方式において、伝送情報に不均一誤り保護（以下 U E P と記す）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（以下 B E R と記す）特性の異なる情報を変調によって伝送可能にすることを特徴とする直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法。

【請求項 2】 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ことを特徴とする直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法。

【請求項 3】 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ことを特徴とする請求項 2 に記載の直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法。

【請求項 4】 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 B E R 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ことを特徴とする請求項 2 に記載の直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【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。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】従来、符号化によって U E P を実現する場合、例えば図 1 1 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、U E P 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。

【 0 0 0 3 】また、信号点配置による方法の場合、図 1 2 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ことにより、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 U E P 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 1 6 Q A M 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。

【 0 0 0 4 】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とすことなく U E P が実現される。

【 0 0 0 5 】

【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。

【 0 0 0 6 】

【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 U E P 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 B E R 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。

【 0 0 0 7 】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。

【 0 0 0 8 】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。

【 0 0 0 9 】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 B E R 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。

【 0 0 1 0 】

【発明の実施の形態】以下に本発明の実施形態を図面に基づいて説明する。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の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。

【 0 0 1 1 】図 1 は信号面に 1 6 Q A M を用い、1 6 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、1 6 Q A M 信号点を 1 6 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。

【 0 0 1 2 】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

3

4

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。

すと、下記のような式となる。

【 0 0 1 3 】サブバンド分解について連続信号の式で表
数式 1

【 0 0 1 4 】
【 数 1 】

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

【 0 0 1 5 】

【 数 2 】

数式 2

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

【 0 0 1 6 】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

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。

【 0 0 1 7 】
【 数 3 】

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

【 0 0 1 8 】

【 数 4 】

数式 4

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

【 0 0 1 9 】ただし、 k は整数であり、また $c_k^{(j)}$ 、 $d_k^{(j)}$ 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 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 】

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

【 0 0 2 2 】

【 数 6 】

数式 6

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

【 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 $\{p_k\}$ 、 $\{q_k\}$
数式 7

$\{q_k\}$ に対し下記の関係を持つ。

【 0 0 2 4 】
【 数 7 】

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

【 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で、得られた離散値を送信系列に当てはめることのみで

40

50

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。

【0026】

【数8】

数式8

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

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

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

【0027】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
一つ下がると信号点の数が半減され、レベル $(-n+1)$ で2

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

【0028】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。

【0029】

【数9】

数式9

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

【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、 l は整数である。

30 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 $-1 \sim -4$ 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。

【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 $\{d^{(j)}_k\}$ 、 $c^{(-4)}_0$ 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。

【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】

【数11】

【0034】そして、この $c^{(0)}_k$ をベースバンドの送信

数式11

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

$$= \sum_{k=0}^{N_w-1} |c_k^{(0)}|^2 \int_{-\infty}^{\infty} |\phi(x - k)|^2 dx$$

$$= \sum_{k=0}^{N_w-1} |c_k^{(0)}|^2$$

【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。

【0038】

50 【数12】

7
数式 12

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

ただし、j、k、lは整数である。

【数 1 3】

【0 0 3 9】

数式 13

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

【0 0 4 0】

【数 1 4】

数式 14

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

【0 0 4 1】 $\langle u | v \rangle$ は関数の内積であり、下記の数式で定義される。

【0 0 4 2】

【数 1 5】

数式 15

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

【0 0 4 3】 同様に、

20 【数 1 6】

【0 0 4 4】

数式 16

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

【0 0 4 5】 としたとき直交性は、

【数 1 7】

【0 0 4 6】

数式 17

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

【0 0 4 7】

30 【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。

【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 50 系列の電力の関係が表されることになる。

【 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 4 】受信信号を $c^{(0)}_k$ とすると、この系列を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

数式 21

【 0 0 5 6 】

数式 22

【 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 $d^{(j-1)}_k$ を求め、最後に $c^{(-n)}_0$ 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。 $c^{(-n)}_0$ 、 $d^{(j)}_k$ 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

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 1 6 Q A M (以下無符号化 1 6 Q A M 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

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 5 】

【数 2 1】

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

10 【数 2 2】

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

り、サブバンド毎に 3 d B 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、B E R 特性は全体的によくなくなる。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 B E R 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 1 6 Q A M 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 1 6 Q A M 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】

ークリッド距離の 2 乗 2、ならびに無符号化 1 6 Q A 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 】

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

【 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 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 4 】 DaubechiesN=2 の場合、下記の数式で表される。

数式 28

【 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

数、ならびに DaubechiesN=2 の関数を用いた。このとき、トゥ・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 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 3 】

【 数 2 7 】

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

【 0 0 7 5 】

【 数 2 8 】

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

40 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。

50 【 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。

【0080】第2の実施例

伝送効率を無符号化16QAM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rate3/4の符号化16QAMと同じになる。すると、数式20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16QAMと同じ特性、レベル-2がそこから3dBよい特性が得られることになる。

【0081】

【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

【0082】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16QAM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。

【0083】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3dBのBER特性の差が生じることから、本方式をUEP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BER特性の差を調節することも可能である。

【0084】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。

【0085】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10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。

【0086】 N_w は16、シンボル伝送速度は16Ksymbol/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 $f_D = 80\text{Hz}$ ($f_D T_s = 1/200$ 、 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16、深さ15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16、補償に用いるパイロットシンボル数は32個とした。

【0087】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3dBずつのBERの差が生じているが、レベル-4は他のレベルと比べて $E_b = N_0$ 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16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2.2dBの劣化が生じるため、全体のBER特性は無符号化16QAMの理論値から比べて7~8dB程度劣化する。

【0088】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BERを計算した。結果が図10である。この場合はレベル-1が無符号化16QAM理論値からおおよそ3dBの劣化、レベル-2が理論値程度のBER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。

【0089】このようにフェージング環境下においても階層的なBER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。

【0090】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でも実施することができる。

【0062】

- 【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BER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にUEP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BER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16QAMの信号点の配

10

20

30

40

50

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。

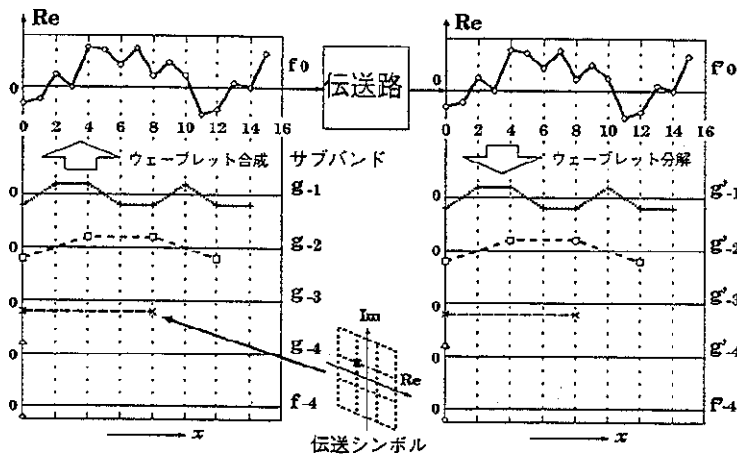
【図 9】本発明の穏やかなフェージング環境下での B E R 特性を示す特性図である。

【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。

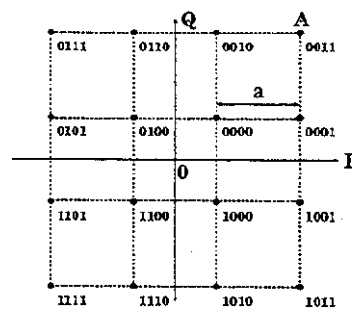
【図 1 2】従来の非均一信号点の配置状況を示す概念図である。

【図 1】



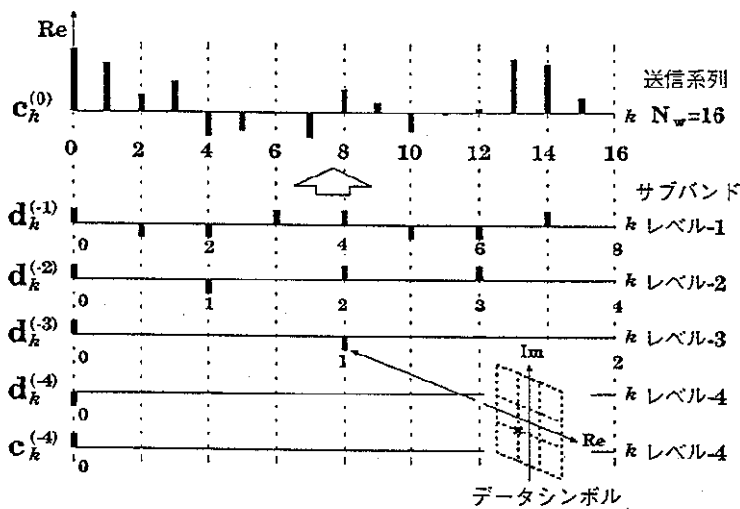
離散ウェーブレット変換を用いた伝送原理

【図 3】



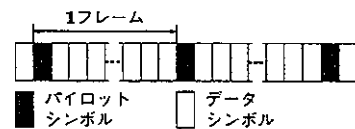
グレイ符号化 16QAM 信号点配置

【図 2】



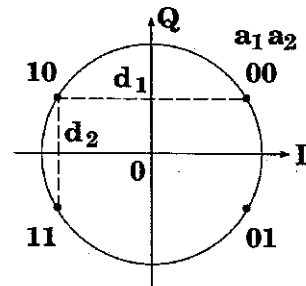
送信波合成

【図 8】



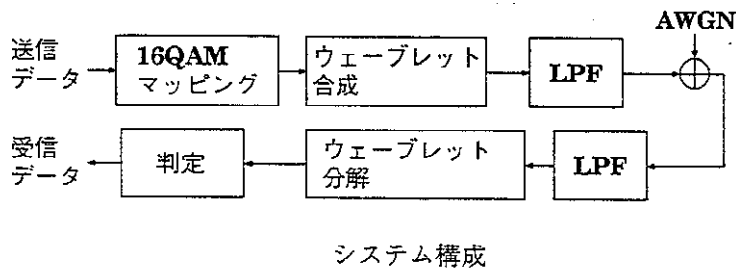
伝送フレーム構成

【図 1 2】

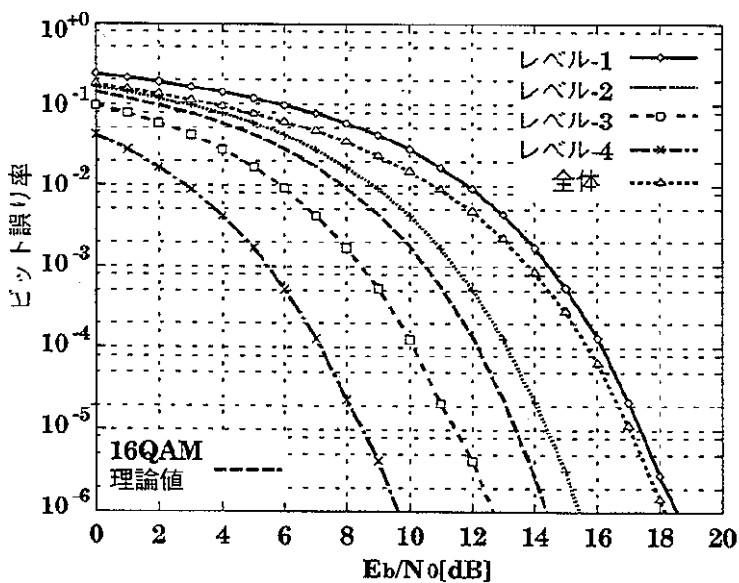


非均一信号点配置

【 図 4 】

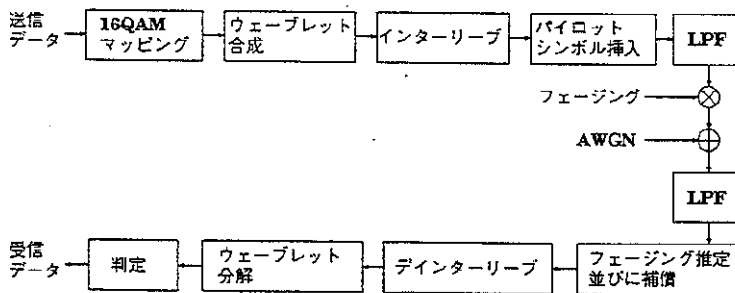


【 図 5 】



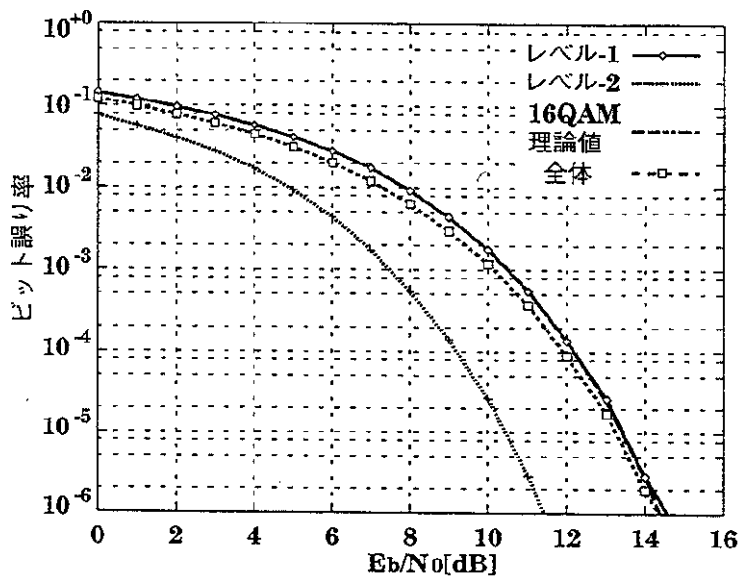
AWGN 環境下での BER 特性

【 図 7 】



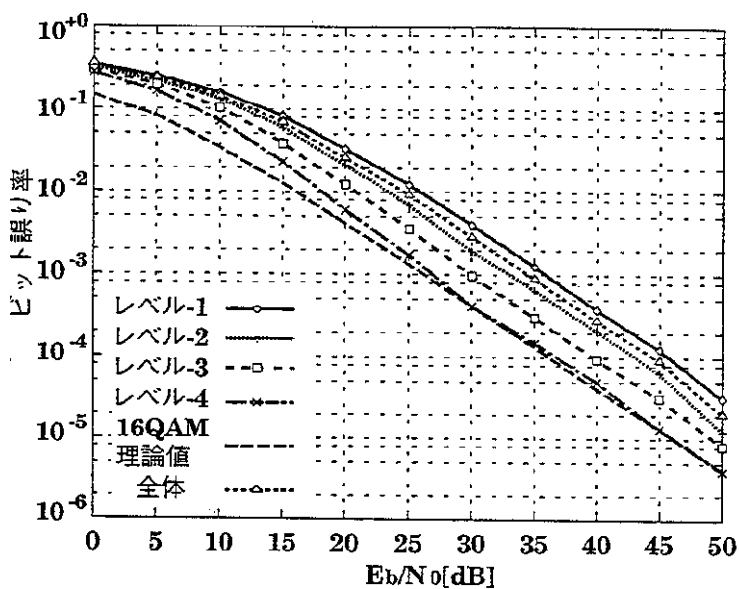
システム構成

【図 6】



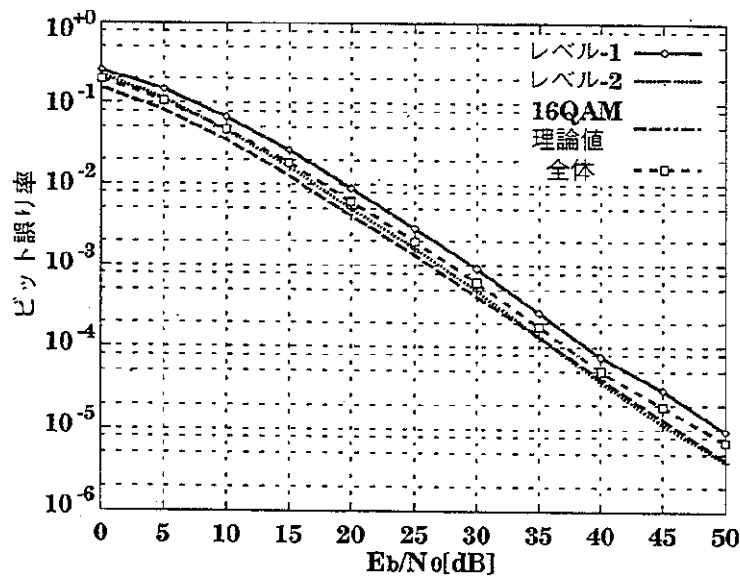
サブバンドレベル -1、-2 のみ伝送時の BER 特性

【図 9】



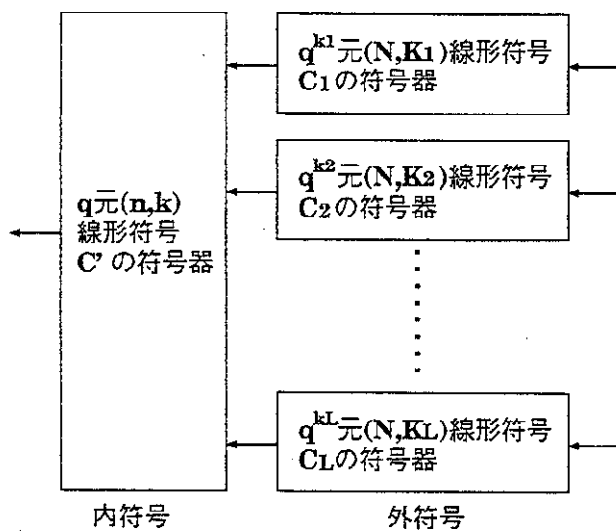
緩やかなフェージング環境下での BER 特性

【図 1 0】



サブバンドレベル -1, -2 のみ伝送時の BER 特性

【図 1 1】



接続符号の符号器

【手続補正書】

【提出日】平成 1 1 年 4 月 2 日

【手続補正 1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】発明の名称

【補正方法】変更

【補正内容】

【発明の名称】 直交ウェーブレットを用いた情報伝送

方法

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【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 U E P 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 B E R 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。