

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4351762号  
(P4351762)

(45) 発行日 平成21年10月28日(2009.10.28)

(24) 登録日 平成21年7月31日(2009.7.31)

(51) Int.Cl. F I  
 H04 J 11/00 (2006.01) H04 J 11/00 Z

請求項の数 22 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願平11-168918	(73) 特許権者	598094506
(22) 出願日	平成11年6月15日(1999.6.15)		ソニー インターナショナル (ヨーロッ
(65) 公開番号	特開2000-83008(P2000-83008A)		パ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレ
(43) 公開日	平成12年3月21日(2000.3.21)		ンクテル ハフツング
審査請求日	平成18年2月24日(2006.2.24)		ドイツ連邦共和国 10785 ベルリン
(31) 優先権主張番号	98110931.7		ケンパーブラッツ 1
(32) 優先日	平成10年6月15日(1998.6.15)	(74) 代理人	100067736
(33) 優先権主張国	欧州特許庁(EP)		弁理士 小池 晃
(31) 優先権主張番号	98122469.4	(74) 代理人	100086335
(32) 優先日	平成10年11月26日(1998.11.26)		弁理士 田村 榮一
(33) 優先権主張国	欧州特許庁(EP)	(74) 代理人	100096677
			弁理士 伊賀 誠司

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線情報伝送装置及び無線情報伝送方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

1つのブロックのデータからなる各ベクトルに、畳み込み符号行列に基づいて形成された行列を乗算することにより、複数のブロックのデータを直交ランダム変換する直交ランダム変換手段と、

上記直交ランダム変換手段により変換されたデータを送信する送信手段とを備え、

上記行列は、上記1つのブロックのデータのサンプル数をnとして、直交n列からなり、該1つのブロックのデータが列ベクトルとして表されるとき、該行列の行数は、該行列の列数より大きく、該行列の要素は、畳み込み関数の多項式における係数であることを特徴とする無線情報伝送装置。

【請求項 2】

上記行列の行数は、該行列の列数をnとし、Mを2以上の整数として、M \* nであることを特徴とする請求項1記載の無線情報伝送装置。

【請求項 3】

上記複数のブロックのデータを上記直交ランダム変換手段に供給する変調手段を更に備える請求項1又は2記載の無線情報伝送装置。

【請求項 4】

上記直交ランダム変換手段により変換されたデータが供給される高速フーリエ逆変換手段を更に備える請求項1乃至3のいずれか1項記載の無線情報伝送装置。

【請求項 5】

上記送信手段は、直交周波数分割多重方式の送信機であり、上記直交ランダム変換手段は、相互に直交する複数の行列を有し、該直交周波数分割多重方式に基づいて周波数帯域分割を行うことを特徴とする請求項 1 乃至 4 のいずれか 1 項記載の無線情報伝送装置。

【請求項 6】

上記多項式の係数を、上記行列内の各列において桁送りすることにより、上記畳み込み符号化が実現されることを特徴とする請求項 1 記載の無線情報伝送装置。

【請求項 7】

受信したデータブロックに対し、送信時に使用された上記行列の転置行列を乗算することにより、該受信したデータブロックを逆直交ランダム変換する逆直交ランダム変換手段を更に備える請求項 1 乃至 6 のいずれか 1 項記載の無線情報伝送装置。

10

【請求項 8】

受信したデータブロックに対し、トレリス復号によって逆直交ランダム変換処理及び畳み込み復号処理を施す逆直交ランダム変換 / 畳み込み復号手段を更に備える請求項 1 乃至 6 のいずれか 1 項記載の無線情報伝送装置。

【請求項 9】

上記逆直交ランダム変換 / 畳み込み復号手段は、受信したシンボルの等価ベクトルを算出するベクトル算出手段と、上記等価ベクトルの要素に基づいてトレリス状態行列を生成するトレリス状態行列生成手段と、前の状態メトリックのパスメトリックを算出し、算出したパスメトリックを加算するパスメトリック加算手段と、新たな状態への 2 つのパスメトリックを比較して、復号されたシンボルを判定する判定手段とを備えることを特徴とする請求項 8 記載の無線情報伝送装置。

20

【請求項 10】

複数の基地局と、

複数の移動局とを備え、

上記基地局及び上記移動局は、それぞれ請求項 1 乃至 9 のいずれか 1 項記載の無線情報伝送装置を備える無線情報伝送システム。

【請求項 11】

1 つのブロックのデータからなる各ベクトルに、畳み込み符号行列に基づいて形成された行列を乗算することにより、複数のブロックのデータを直交ランダム変換するステップと、

30

上記直交ランダム変換器により変換されたデータを送信する送信器を用いて無線情報を送信するステップとを有し、

上記行列は、上記 1 つのブロックのデータのサンプル数を  $n$  として、直交  $n$  列からなり、該 1 つのブロックのデータが列ベクトルとして表されるとき、該行列の行数は、該行列の列数より大きく、該行列の要素は、畳み込み関数の多項式における係数であることを特徴とする無線情報伝送方法。

【請求項 12】

上記行列の行数は、該行列の列数を  $n$  とし、 $M$  を 2 以上の整数として、 $M * n$  であることを特徴とする請求項 11 記載の無線情報伝送方法。

【請求項 13】

40

上記複数のブロックのデータを上記直交ランダム変換を行う直交ランダム変換器に供給するステップを有する請求項 11 又は 12 記載の無線情報伝送方法。

【請求項 14】

上記直交ランダム変換を行う直交ランダム変換器から高速フーリエ逆変換器にデータを供給するステップを有する請求項 11 乃至 13 のいずれか 1 項記載の無線情報伝送方法。

【請求項 15】

受信したデータブロックに対し、送信時に使用された上記行列の転置行列を乗算することにより、該受信したデータブロックを逆直交ランダム変換するステップを有する請求項 11 乃至 14 のいずれか 1 項記載の無線情報伝送方法。

【請求項 16】

50

請求項 1 1 乃至 1 5 のいずれかに記載の方法を用いてデジタルデータブロックを畳み込み符号化する畳み込み符号化方法において、

上記行列は、畳み込み符号行列に基づいて生成され、該行列により直交ランダム変換及び畳み込み符号化が同時に行われることを特徴とする畳み込み符号化方法。

【請求項 1 7】

上記行列の要素は、畳み込み関数の多項式における係数であることを特徴とする請求項 1 6 記載の畳み込み符号化方法。

【請求項 1 8】

上記多項式における係数は、上記行列の各列において桁送りされていることを特徴とする請求項 1 7 記載の畳み込み符号化方法。

10

【請求項 1 9】

請求項 1 6 乃至 1 8 のいずれか 1 項記載の方法により符号化されたデータを受信するステップと、

上記受信したデータを、トレリス復号の手法により逆直交ランダム変換及び畳み込み復号するステップとを有する復号方法。

【請求項 2 0】

上記逆直交ランダム変換及び畳み込み復号するステップは、受信したシンボルの等価ベクトルを算出するステップと、上記等価ベクトルの要素に基づいてトレリス状態行列を生成するステップと、元の状態メトリックのパスメトリックを算出し、算出したパスメトリックを加算するステップと、トレリス状態行列の新たな状態への 2 つのパスメトリックを比較して、復号されたシンボルを判定するステップとを有することを特徴とする請求項 1 9 記載の復号方法。

20

【請求項 2 1】

伝送システムにおいてデータブロックを直交ランダム変換するための行列を、畳み込み符号行列に基づいて生成する行列生成方法において、

$M$  及び  $n$  を 2 以上の整数として、 $M * n$  列の直交ベクトル及び  $M * n$  行の直交ベクトルからなる正方行列を準備するステップと、

上記正方行列を、 $M$  個の  $M * n$  行  $n$  列の行列に分割するステップと、該分割された  $M$  個の各行列を伝送システム内の各送信機に割り当てるステップとを有し、

上記行列の要素は、畳み込み関数の多項式における係数であることを特徴とする行列生成方法。

30

【請求項 2 2】

伝送システムにおいてデータブロックを直交ランダム変換するための行列を、畳み込み符号行列に基づいて生成する行列生成方法において、

$M$  及び  $n$  を 2 以上の整数として、 $M * n$  列の直交ベクトル及び  $M * n$  行の直交ベクトルからなる正方行列を準備するステップと、

上記正方行列を、 $M$  個の  $M * n$  行  $n$  列の行列に分割するステップと、

上記分割された  $M$  個の各行列を、上記伝送システム内の基地局に割り当てるステップとを有し、

上記行列の要素は、畳み込み関数の多項式における係数であることを特徴とする行列生成方法。

40

【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、無線情報伝送装置及び無線情報伝送方法、無線情報伝送システム、畳み込み符号化方法及び復号方法、並びに行列生成方法に関し、特に、直交周波数分割多重 (orthogonal frequency division multiplexing: 以下、OFDM という。) 方式の通信において、干渉波をキャンセルする無線情報伝送装置及び無線情報伝送方法、畳み込み符号化方法及び復号方法、並びに行列生成方法に関する。

【0 0 0 2】

50

## 【従来の技術】

OFDM方式を採用した無線情報伝送システムにおける干渉を最小化する手法として、いわゆる直交ランダム変換(random orthogonal transform:以下、ROTという。)が知られている。ROTの原理については、ソニー株式会社を出願人とする欧州特許出願番号第EP98 104 287.2号に記載されており、この欧州特許出願番号第EP98 104 287.2号は、引用することにより、本願に援用される。以下では、図19～図21を用いて、本願の基礎となる技術について説明する。

## 【0003】

図19は、携帯電話機50A、50Bと、基地局51A、51Bからなる無線情報伝送システムを示す図である。携帯電話機50Aは、セル52A内において、所定のチャンネルを使用して基地局51Aと無線通信を行う。また、セル52Aに隣接するセル52Bにおいては、携帯電話機50Bが同様のチャンネルを用いて基地局51Bと無線通信を行う。このとき、2つの携帯電話機50A、50Bにおいては、4位相偏移変調(four phase transition modulation)、すなわち直交位相偏移変調(quadrature phase shift keying:以下、QPSKという。)を用いてデータの送信が行われている。このとき、変調された送信信号の送信系列を $x^{(A)}_n$ とすると、変調された送信信号は、 $x^{(A)}_1, x^{(A)}_2, x^{(A)}_3, \dots, x^{(A)}_{k-1}, x^{(A)}_k, x^{(A)}_{k+1}, \dots$ 及び $x^{(B)}_1, x^{(B)}_2, x^{(B)}_3, \dots, x^{(B)}_{k-1}, x^{(B)}_k, x^{(B)}_{k+1}, \dots$ と定義される。

10

## 【0004】

携帯電話機50Aは、Nを1以上の整数として、送信系列 $x^{(A)}_n$ ( $n=1, 2, 3, \dots$ )をN個ずつのグループに分割する。グループ化された送信系列 $x^{(A)}_k, \dots, x^{(A)}_{k+N}$ は、下記式1に示すように、所定のN次正規直交行列 $M_A$ に順次乗算される。

20

## 【0005】

## 【数1】

$$\begin{bmatrix} y^{(A)}_k \\ \vdots \\ y^{(A)}_{k+N} \end{bmatrix} = M_A \begin{bmatrix} X^{(A)}_k \\ \vdots \\ X^{(A)}_{k+N} \end{bmatrix} \quad \dots \text{式1}$$

30

## 【0006】

これにより、送信系列 $x^{(A)}_n$ ( $n=1, 2, 3, \dots$ )は直交変換され、得られる信号系列 $y^{(A)}_n$ ( $n=1, 2, 3, \dots$ )が順次送信される。

## 【0007】

一方、信号の受信側となる基地局51Aは、携帯電話機50Aから送信されてきた送信信号CAを受信し、受信系列 $y^{(A)}_n$ ( $n=1, 2, 3, \dots$ )をN個ずつのグループに分割し、下記式2に示すように、グループ化した受信系列 $y^{(A)}_k, \dots, y^{(A)}_{k+N}$ に送信時に使用されたN次正規直交行列 $M_A$ の逆行列 $M_A^{-1}$ を乗算する。

## 【0008】

## 【数2】

40

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X^{(A)}_k \\ \vdots \\ X^{(A)}_{k+N} \end{bmatrix} &= M_A^{-1} \begin{bmatrix} y^{(A)}_k \\ \vdots \\ y^{(A)}_{k+N} \end{bmatrix} \\ &= M_A^{-1} M_A \begin{bmatrix} x^{(A)}_k \\ \vdots \\ x^{(A)}_{k+N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^{(A)}_k \\ \vdots \\ x^{(A)}_{k+N} \end{bmatrix} \quad \dots \text{式 2} \end{aligned} \quad 10$$

## 【 0 0 0 9 】

これにより、信号系列  $X^{(A)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) が再生され、すなわち直交変換が施される前の  $x^{(A)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) に等しい信号が得られる。

## 【 0 0 1 0 】

同様に、携帯電話機 5 0 B は、N 送信系列  $x^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) を N 個ずつのグループに分割する。そして、式 3 に示すように、グループ化した送信系列  $x^{(B)}_k, \dots, x^{(B)}_{k+N}$  に所定の N 次正規直交行列  $M_B$  を順次乗算する。

20

## 【 0 0 1 1 】

## 【 数 3 】

$$\begin{bmatrix} y^{(B)}_k \\ \vdots \\ y^{(B)}_{k+N} \end{bmatrix} = M_B \begin{bmatrix} x^{(B)}_k \\ \vdots \\ x^{(B)}_{k+N} \end{bmatrix} \quad \dots \text{式 3}$$

## 【 0 0 1 2 】

これにより送信系列  $x^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) は直交変換され、得られる信号系列  $y^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) が順次送信される。なお、携帯電話機 5 0 B において使用される N 次正規直交行列  $M_B$  と、携帯電話機 5 0 A において使用される N 次正規直交変換行列  $M_A$  とは、全く異なる行列である。

30

## 【 0 0 1 3 】

信号の受信側となる基地局 5 1 B は、携帯電話機 5 0 B から送信されてきた信号 C B を受信し、受信系列  $y^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) を N 個ずつのグループに分割し、さらに、下記式 4 に示すように、グループ化した受信系列  $y^{(B)}_k, \dots, y^{(B)}_{k+N}$  に送信側で使用された N 次正規直交行列  $M_B$  の逆行列  $M_B^{-1}$  を順次乗算する。

## 【 0 0 1 4 】

## 【 数 4 】

40

$$\begin{bmatrix} X^{(B)}_k \\ \vdots \\ X^{(B)}_{k+N} \end{bmatrix} = M_B^{-1} \begin{bmatrix} y^{(B)}_k \\ \vdots \\ y^{(B)}_{k+N} \end{bmatrix} \\ = M_B^{-1} M_B \begin{bmatrix} x^{(B)}_k \\ \vdots \\ x^{(B)}_{k+N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^{(B)}_k \\ \vdots \\ x^{(B)}_{k+N} \end{bmatrix} \quad \dots \text{式 4}$$

10

## 【 0 0 1 5 】

これにより得られる信号系列  $X^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) は、直交変換処理が施される前の送信系列  $x^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) に等しいものである。

## 【 0 0 1 6 】

ここで、基地局 5 1 A は、携帯電話機 5 0 A から送信された送信信号 C A のみを受信するが、状況によっては、基地局 5 1 A は、携帯電話機 5 0 B から送信された送信信号 C B を受信することもある。この場合、携帯電話機 5 0 B からの送信信号 C B は、干渉波 I として振る舞う。このとき、送信信号 C B の信号レベルが携帯電話機 5 0 A から送信されてくる送信信号 C A の信号レベルに比べて無視できない大きさである場合、携帯電話機 5 0 A との通信に問題が発生する。すなわち、このような状況では、基地局 5 1 A は、受信信号が携帯電話機 5 0 A からのものであるか携帯電話機 5 0 B からのものであるかを判別できなくなり、携帯電話機 5 0 B からの送信信号 C B を誤って受信してしまうおそれがある。

20

## 【 0 0 1 7 】

このような場合、基地局 5 1 A は、携帯電話機 5 0 B から送信されてきた受信系列  $y^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) を N 個ずつのグループに分割してしまい、そして、式 5 に示すように、このグループ化した受信系列  $y^{(B)}_k, \dots, y^{(B)}_{k+1}$  に、通常通り、逆行列  $M_A^{-1}$  を乗算する復調処理を施す。

30

## 【 0 0 1 8 】

## 【 数 5 】

$$\begin{bmatrix} X^{(A)}_k \\ \vdots \\ X^{(A)}_{k+N} \end{bmatrix} = M_A^{-1} \begin{bmatrix} y^{(B)}_k \\ \vdots \\ y^{(B)}_{k+N} \end{bmatrix} = M_A^{-1} M_B \begin{bmatrix} X^{(B)}_k \\ \vdots \\ X^{(B)}_{k+N} \end{bmatrix} \quad \dots \text{式 5}$$

## 【 0 0 1 9 】

しかしながら、この式 5 から判るように、携帯電話機 5 0 B から送信されてきた受信系列  $y^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) は、直交行列  $M_A$  ではなく、直交行列  $M_B$  との乗算により得られた信号であり、したがって、逆直交行列  $M_A^{-1}$  に乗算しても、逆対角線変換 (diagonal reverse conversion) が行われず、元の信号系列  $x^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) は再生されない。この場合、受信系列は、元の信号系列  $x^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) を  $M_A^{-1} M_B$  からなる他の直交行列に乗算する直交変換が施された信号となる。この信号は、雑音信号であり、この信号系列に Q P S K 復調処理を施しても、携帯電話機 5 0 B から送信されたデータは再生されない。

40

## 【 0 0 2 0 】

以上のように、この無線情報伝送システムにおいては、送信側において信号系列にそれ

50

ぞれ異なる直交行列を乗算して送信し、受信側においては、受信した信号に対し、送信側、すなわち通信上の相手先 (communication partner) が使用した直交行列の逆行列を乗算し、これにより直交変換が行われる前の信号系列を再生する。この結果、他の通信により同一のチャンネルが用いられていたとしても、他の通信を介して送信信号が再生されることはなく、したがって情報が他の通信に漏洩することが防止される。

【0021】

例えば、上述のように、携帯電話機50Bから送信されてきた信号CBが基地局51Aに受信されても、基地局51Aは、信号CBから元の信号を再生することはできない。同様に、基地局51Bが信号CAを受信しても、基地局51Bは、信号CAに基づいて元の信号を再生することはできず、これにより情報の漏洩が防止される。

10

【0022】

【発明が解決しようとする課題】

ここで、直交行列を用いた直交変換及び直交逆変換について、信号遷移の観点から説明する。まず、携帯電話機50Aの送信系列 $x^{(A)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) は、QPSK変調され、これにより $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 又は $7\pi/4$ の位相状態に対応付けられる。この結果、図20(a)に示すように、複素平面(IQ平面)において、位相状態が $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 又は $7\pi/4$ となる位置に位相が存在することとなる。送信系列 $x^{(A)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) にN次正規直交行列 $M_A$ を乗算すると、これにより得られる受信系列 $y^{(A)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) は、図20(b)に示すようなランダム状態となる。

20

【0023】

受信側となる基地局51Aは、この受信系列 $y^{(A)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) を受信する。上述のように、送信側で使用された行列 $M_A$ の逆行列 $M_A^{-1}$ を受信系列 $y^{(A)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) に乗算することにより得られる信号系列 $X^{(A)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) は図20(c)に示すように、元の信号系列 $x^{(A)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) に等しくなり、したがってこの信号系列は、複素平面の $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 又は $7\pi/4$ に対応付けられる。この結果、信号系列 $X^{(A)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) にQPSK復調処理を施すと、携帯電話機50Aから送信されたデータが正確に再生される。

【0024】

さらに、携帯電話機50Bの送信系列 $x^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) もQPSK変調され、すなわち、図21(a)に示すような複素平面上の $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 又は $7\pi/4$ の位置に位相状態が存在することとなる。この送信系列 $x^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) にN次正規直交行列 $M_B$ を乗算することにより、図21(b)に示すようなランダム状態が得られる。

30

【0025】

ここで、このような受信系列 $y^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) が通信相手先ではない基地局51Aに受信されてきた場合、受信系列 $y^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) は、基地局51Aにとって干渉波となる。しかしながら、基地局51Aは、受信した信号系列が通信上の相手先から送信されたものであるか、あるいは干渉波であるかを判断することができず、したがってこのような干渉に対しても通常の受信処理、すなわち通常の復調処理を施すこととなる。ここで、この受信系列 $y^{(B)}_n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) に乗算される直交行列 $M_A$ の逆行列 $M_A^{-1}$ は、当然、携帯電話機50Bの送信時に使用された直交行列 $M_B$ の逆行列とは異なる。したがって位相状態は、図21(c)に示すように、元の位相状態には再生されず、位相状態は、ランダム状態となる。したがって、このような信号に対してQPSK復調処理を施しても、携帯電話機50Bから送信されたデータは再生されない。

40

【0026】

直交ランダム変換 (random orthogonal transform: 以下、ROTという。) に基づくランダム化は、ランダム化処理により干渉を最小化する機能を有するが、例えば時分割多元接続 (time division multiple access: 以下、TDMAという。) システムにおいてこ

50

のような状況が生じた場合干渉をキャンセルすることはできない。また、直交周波数分割多重 (orthogonal frequency division multiplexing: 以下、OFDMという。) システムでは、通常、トレーニングシーケンス (training sequence) やミッドアンプル (mid-ambler) を使用しないため、必要な信号と不要な信号とを区別できない。

【0027】

本発明は、上述の課題に鑑みてなされたものであり、OFDMシステムにおいて、より効果的に干渉をキャンセルすることができる無線情報伝送装置及び無線情報伝送方法を提供することを目的とする。

【0028】

【課題を解決するための手段】

上述の目的を達成するために、本発明に係る無線情報伝送装置は、1つのブロックのデータからなる各ベクトルに、畳み込み符号行列に基づいて形成された行列を乗算することにより、複数のブロックのデータを直交ランダム変換する直交ランダム変換手段と、直交ランダム変換手段により変換されたデータを送信する送信手段とを備え、この行列は、1つのブロックのデータのサンプル数を  $n$  として、直交  $n$  列からなり、該1つのブロックのデータが列ベクトルとして表されるとき、該行列の行数は、該行列の列数より大きく、該行列の要素は、畳み込み関数の多項式における係数であることを特徴とする。

【0029】

なお、1つのブロックのデータが列ベクトルとして表されるときは、このように行数が列数より大きい行列を用い、1つのブロックのデータが行ブロックとして表されるときは、列数が行数より大きい行列を用いる。すなわち、本発明では、従来のような正方行列に代えて、非正方行列を用いて直交ランダム変換を行う。この行列の行数は、 $M$  及び  $n$  を2以上の整数として、 $M * n$  と表される。この無線データ伝送装置に、さらに直交ランダム変換手段にデータブロックを供給する変調手段と、直交ランダム変換手段からデータを受信する逆フーリエ変換手段を設けてもよい。

【0030】

本発明の実施の形態においては、送信手段は、直交周波数分割多重方式の送信機であり、直交ランダム変換手段は、相互に直交する複数の行列を有し、直交周波数分割多重方式に基づいて周波数帯域分割を行う。これにより、干渉波を効果的に抑制できるとともに、直交周波数分割多重方式における多重アクセスが実現される。

【0031】

さらに、無線情報伝送装置に畳み込み符号行列に基づいて実現された畳み込み符号化手段を設けてもよい。この場合、行列の要素は、畳み込み関数の多項式における係数を用いる。これらの係数は、行列の各列において桁送りされる。

【0032】

さらに、無線情報伝送装置は、受信したデータブロックに、データ送信時に使用された行列の転置行列を乗算して逆直交ランダム変換を行う逆ランダム直交変換手段を備える。

【0033】

あるいは、この転置行列の乗算に代えて、無線情報伝送装置に、受信したデータブロックに対し、トレリス復号によって逆直交ランダム変換処理及び畳み込み復号処理を施す逆直交ランダム変換 / 畳み込み復号手段を設けてもよい。逆直交ランダム変換 / 畳み込み復号手段は、例えば、受信したシンボルの等価ベクトルを算出するベクトル算出手段と、等価ベクトルの要素に基づいてトレリス状態行列を生成するトレリス状態行列生成手段と、元の状態メトリックのパスメトリックを算出し、算出したパスメトリックを加算するパスメトリック加算手段と、新たな状態への2つのパスメトリックを比較して、復号されたシンボルを判定する判定手段とを備える。

【0034】

また、本発明に係る無線情報伝送システムは、上述の無線情報伝送装置をそれぞれ備える複数の基地局と移動局とを備える。

【0035】

10

20

30

40

50



また、本発明に係る無線情報伝送方法は、1つのブロックのデータからなる各ベクトルに、畳み込み符号行列に基づいて形成された行列を乗算することにより、複数のブロックのデータを直交ランダム変換し、直交ランダム変換器により変換されたデータを送信する送信器を用いて無線情報を送信し、この行列は、1つのブロックのデータのサンプル数を  $n$  として、直交  $n$  列からなり、該1つのブロックのデータが列ベクトルとして表されるとき、該行列の行数は、該行列の列数より大きく、該行列の要素は、畳み込み関数の多項式における係数であることを特徴とする。この行列の行数は、該行列の列数を  $n$  とし、 $M$  を 2 以上の整数として、 $M * n$  で表される。

【0036】

また、本発明に係る畳み込み符号化方法は、上述の方法を用いてデジタルデータブロックを畳み込み符号化する畳み込み符号化するものであり、上記行列は、畳み込み符号行列に基づいて生成され、該行列により直交ランダム変換及び畳み込み符号化が同時に行われる。行列の要素は、畳み込み関数の多項式における係数を用いることができる。多項式における係数は、行列の各列において桁送りされている。

【0037】

また、本発明に係る復号方法は、上述の方法により符号化されたデータを受信し、受信したデータを、トレリス復号の手法により逆直交ランダム変換及び畳み込み復号するステップとを有する。この逆直交ランダム変換及び畳み込み復号するステップは、受信したシンボルの等価ベクトルを算出するステップと、上記等価ベクトルの要素に基づいてトレリス状態行列を生成するステップと、元の状態メトリックのパスメトリックを算出し、算出したパスメトリックを加算するステップと、トレリス状態行列の新たな状態への2つのパスメトリックを比較して、復号されたシンボルを判定するステップとを有する。

【0038】

また、本発明に係る行列生成方法は、伝送システムにおいてデータブロックを直交ランダム変換するための行列を、畳み込み符号行列に基づいて生成するものであり、 $M$  及び  $n$  を 2 以上の整数として、 $M * n$  列の直交ベクトル及び  $M * n$  行の直交ベクトルからなる正方行列を準備し、この正方行列を、 $M$  個の  $M * n$  行  $n$  列の行列に分割し、分割された  $M$  個の各行列を伝送システム内の各送信機に割り当てる。本発明に係る行列生成方法において、該行列の要素は、畳み込み関数の多項式における係数である。

【0039】

本発明に係る無線情報伝送装置及び無線情報伝送方法、無線情報伝送システム、畳み込み符号化方法及び復号方法、並びに行列生成方法により、通信の相手先以外の送信機から送信されてくる干渉波が効果的にキャンセルされる。

【0040】

【発明の実施の形態】

以下、本発明に係る無線情報伝送装置及び無線情報伝送方法、無線情報伝送システム、畳み込み符号化方法及び復号方法、並びに行列生成方法について、図面を参照して詳細に説明する。

【0041】

本発明を適用した無線情報伝送装置の構成を図1に示す。この無線情報伝送装置において、ハンドセット1は、音声を受信し、この音声に基づく音声信号をA/D変換器2に供給する。A/D変換器2は、この音声信号をアナログ信号からデジタル信号に変換して音声データを音声コーデック3に供給する。音声コーデック3は、音声データを所定の形式で符号化し、さらにこの符号化された音声データをチャンネル符号器5に供給する。ここで、このような音声データに代えて他のデータ、例えばカメラ4から入力される映像データや、ラップトップコンピュータ6からのデータをこのチャンネル符号器5に供給するようにしてもよい。チャンネル符号器5は、供給されたデータをチャンネル符号化し、符号化したデータをインターリーブ7に供給する。インターリーブ7は、チャンネル符号器5が符号化したデータにインターリーブ処理を施し、インターリーブ処理を施したデータを変調器8に供給する。変調器8は、インターリーブされたデータをシンボルマッピングに

10

20

30

40

50

よりシンボルに変換して、シンボルを直交ランダム変換 (random orthogonal transform: 以下、ROTという。) 回路 9 に供給する。ROT回路 9 は、シンボルを直交ランダム変換し、直交ランダム変換したシンボルを高速フーリエ逆変換 (inverse fast Fourier transform: 以下、IFFTという。) 回路 10 に供給する。IFFT回路 10 は、ROT回路 9 から供給されたシンボルを高速フーリエ逆変換し、これにより得られるデータを D/A 変換器 11 に供給する。D/A 変換器 11 は、データをデジタル信号からアナログ信号に変換して、変換したデータ信号をアップコンバータ 12 に供給する。アップコンバータ 12 は、このデータ信号をアップコンバートし、無線伝送路 13 を介してデータ信号を送信する。

#### 【0042】

受信側では、ダウンコンバータ 14 は、受信されたデータ信号をダウンコンバートし、このデータ信号を A/D 変換器 15 に供給する。A/D 変換器 15 は、このデータ信号をアナログ信号からデジタル信号に変換し、これにより得られる受信データを高速フーリエ変換 (fast Fourier transformation: FFT) 回路 16 に供給する。FFT回路 16 は、受信データを高速フーリエ変換処理し、これにより得られるデータを逆直交ランダム変換 (以下、逆ROTという。) 回路 17 に供給する。逆ROT回路 17 は、データに逆ROT処理を施した後、得られるシンボルをビットマッピング回路 18 に供給する。ビットマッピング回路 18 は、このシンボルをビットマッピングによりデータに変換して、これにより得られるデータをデインターリーブ 19 に供給する。デインターリーブ 19 は、このデータをデインターリーブし、このデータをチャンネル復号器 20 に供給する。チャンネル復号器 20 は、このデータをチャンネル復号し、このデータが映像情報に基づく映像データである場合には、復号した映像データをモニタ装置 21 に供給し、また、コンピュータ用のデータである場合には、復号したデータをラップトップコンピュータ 22 に供給し、このデータが音声に基づく音声データである場合には、この音声データを音声復号器 23 に供給する。音声復号器 23 は、音声データに音声復号処理を施した後、復号した音声データを D/A 変換器 24 に供給する。D/A 変換器 24 は、音声データをデジタル信号からアナログ信号に変換し、得られる音声信号をハンドセット 25 に供給する。これにより、ハンドセット 25 からは、送信側のハンドセット 1 に入力された音声が出力される。

#### 【0043】

本発明の特徴は、上述のような一連の処理において、特に、ROT回路 9 及び逆ROT回路 17 を用いる点にある。

#### 【0044】

図 2 は、上述した欧州特許出願番号第 EP 98 104 287 . 2 号に基づく ROT 処理を示す図である。図 1 に示す変調器 8 から出力された  $n$  個のデータサンプルからなる入力シンボルベクトル 26 には、例えば直交  $n$  列及び直交  $n$  行を有する ROT 行列 27 を乗算する。すなわち、入力シンボルベクトル 26 には、正方行列である ROT 行列 27 が乗算される。これにより ROT 処理されたシンボルベクトル 28 が生成される。伝送されるシンボルベクトル 28 も  $n$  サンプルのデータからなり、このシンボルベクトル 28 は、IFFT 回路 10 に入力される。このように、ROT 行列処理は、IFFT 及び直交行列を用いた OFDM 変調処理を施す前に、データのシンボルベクトルをランダム化するものである。

#### 【0045】

このようにしてランダム化されたシンボルは、受信側において、FFT 及び OFDM 復調処理が施された後に再生される。ここで、干渉波信号は、データ信号とは異なる行列を用いてランダム化されている。したがって、受信側で再生処理が行われた後も、干渉波は、ランダム化されたまま残存することとなる。すなわち、この例において、逆ROT処理は、ランダム化されている干渉波信号をさらにランダム化するのみである。OFDM 方式では、トレーニングシーケンス (training sequence) やミッドアンプル (mid-amble) が使用されないので、必要な信号と不要な信号を区別することは困難である。

## 【 0 0 4 6 】

本発明に基づく R O T 行列乗算処理を図 3 に示す。この処理においては、データをシンボルに変換する変調処理を施した後に、シンボルを I F F T に適合するサイズに分割する。そして、シンボルをサイズが  $n$  である複素ベクトルとして取り扱う。本発明では、入力シンボルベクトル 2 6 に行数が列数よりも多い R O T 行列 2 9 を乗算する。

## 【 0 0 4 7 】

なお、入力データが行ベクトルで表されている場合は、R O T 行列の列数を行数より多くする。一方、入力データが列ベクトルで表されている場合、R O T 行列の行数を列数より多くする。

## 【 0 0 4 8 】

ここで、好ましくは、行数を列数の  $m$  倍とする。したがって、R O T 行列処理によりサンプルの数が増加することとなる。すなわち、R O T 乗算回路 9 に入力されるサンプルの数は、I F F T において処理されるサンプルの数 ( $n$ ) の  $1/m$  倍である。

## 【 0 0 4 9 】

ここで、 $n$  個の列ベクトルは、相互に直交しているが、行ベクトルの数は  $3n$  となり、すなわち列ベクトルよりも多数の行ベクトルが存在し、これら行ベクトルは、相互に直交する関係にない。なお、 $n$  個の要素からなる基底ベクトルに対しては、 $n$  個の直交基底のみが存在する。本発明による R O T 行列処理によれば、入力シンボルベクトル 2 6 が  $n$  個のサンプルからなり、R O T 処理により得られたシンボルベクトル 3 0 は、より多くのサンプル、例えば、直交列ベクトルと  $3n$  行ベクトルからなる R O T 行列 2 9 を用いた場合、サンプル数は  $3n$  個となる。

## 【 0 0 5 0 】

なお、図示した行列以外に、行列の一部ではない ( $M - n$ ) 個の直交列ベクトルが存在する。これらの図示しない直交ベクトルは、後述するように、干渉波信号のランダム化に使用される。

## 【 0 0 5 1 】

なお、本発明において、ベクトルの要素の値は、バイナリコードに限定されるものではなく、ベクトルの要素の値は、例えば 0, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 1 等のより高次の値とすることもできる。

## 【 0 0 5 2 】

図 4 は、本発明において使用する行数と列数が異なる行列 (以下、本明細書ではこのような行列を非正方行列と呼ぶ。) の生成例を示す。まず、直交  $3N$  列ベクトル及び直交  $3N$  行ベクトルを有する正方行列 3 1 を生成する。さらにこの正方行列 3 1 を 3 つの非正方行列 2 9、すなわち、R O T # 1, R O T # 2, R O T # 3 に分割する。これら非正方行列 R O T # 1, R O T # 2, R O T # 3 において、列ベクトルは直交関係を保っているが、行ベクトルは、直交関係を失う。このように、本発明では、 $N (= m * n)$  列を有する正方行列を  $m$  個の非正方行列に分割する。これら非正方行列 R O T # 1, R O T # 2, R O T # 3 は、図 5 に示すような等式を満足させるものである。すなわち、R O T<sub>j</sub> に R O T<sub>i</sub> の転置行列 R O T<sub>i</sub><sup>T</sup> を乗算すると、 $\delta_{ij}$  が得られ、 $\delta_{ij}$  は、 $i$  が  $j$  に等しい場合 1 となり、 $i$  と  $j$  が異なる場合 0 となる。

## 【 0 0 5 3 】

そして、 $m$  個の各非正方行列をそれぞれ異なる基地局及び移動局に割り当てる。すなわち、図 6 に示すように、例えば R O T # 1 ( 2 9 a ) を基地局 # 1 とこの基地局 # 1 に属する移動局からなる通信システムに割り当て、R O T # 2 ( 2 9 b ) を基地局 # 2 とこの基地局 # 2 に属する移動局からなる通信システムに割り当て、R O T # 3 ( 2 9 c ) を基地局 # 3 とこの基地局 # 3 に属する移動局からなる通信システムに割り当てる。この図 5 と図 6 からわかるように、上述の非正方行列 2 9 a ~ 2 9 b の 1 つを基地局 # 1 において使用し、他の行列を他の基地局、すなわち基地局 # 2 又は基地局 # 3 において使用することにより、いかなる干渉の組合せも、異なる行列 R O T # 1, R O T # 2, R O T # 3 間の直交性によりキャンセルできる。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 5 4 】

また、図 7 に示すように、ランダム化されたデータは、受信機 3 2 において、転置行列  $ROT^T$  を乗算することにより容易に再生できる。すなわち、所望のデータは、 $ROT_{1,29}$  の転置行列を用いた乗算により得られる。受信機 3 2 は、この転置行列  $ROT_{1,29}^T$  を予め備えている。上述のとおり、 $ROT \# 2$  は、 $ROT \# 1$  に直交するため、 $ROT \# 2$  によりランダム化されたいかなる干渉波信号も  $ROT \# 1$  の転置行列を用いた乗算処理によりキャンセルできる。なお、ここで、 $ROT$  行列の要素を複素値としてもよい。

## 【 0 0 5 5 】

実際の使用環境下では、チャンネルは理想的な状態であるとは限らず、セル間の同期も完全ではない。このような場合、本発明によっても、干渉を完全にキャンセルすることはできないが、例えば前述した欧州特許出願番号第 E P 9 8 1 0 4 2 8 7 . 2 号に開示されているランダム化処理を用いた場合に比べ、本発明の手法を用いればより効果的に干渉を低減できる。

10

## 【 0 0 5 6 】

さらに、本発明の他の実施の形態では、1つの基地局において、相互に直交する複数の直交行列を用いる。すなわち、相互に直交した複数の行列を同一の基地局に割り当てる。OFDMの周波数帯域は、これらの直交行列により分割される。したがって、この実施の形態においては、OFDMに対する多元アクセスを実現できる。

## 【 0 0 5 7 】

OFDMシステムにおいては、変調された複数の干渉シンボルがそれぞれ異なる直交行列によりランダム化されている可能性がある。上述の非正方行列は、複数のシンボルを互いに直交するようにランダム化するため、この非正方行列を用いて干渉をキャンセルすることができる。非正方行列を用いたランダム化によってシンボルの数は増加する。本発明では、このようにシンボルを増加させることにより、干渉波信号に対する直交性を維持させている。

20

## 【 0 0 5 8 】

本発明のさらに他の実施の形態においては、 $ROT$  行列による乗算を畳み込み符号化 / 復号に用いる。例えば、ピタピアルゴリズムは、ランダム化された信号の再生に用いることができる。この実施の形態においては、畳み込み符号化技術と非正方行列を用いた  $ROT$  技術を組み合わせて用いる。この実施の形態における無線情報伝送装置を図 8 に示す。なお、図 8 において、図 1 に示す無線情報伝送装置と同一の機能を司る部分については、同一の符号を付し、説明を省略する。

30

## 【 0 0 5 9 】

図 8 に示す無線情報伝送装置では、図 1 に示す無線情報伝送装置におけるチャンネル符号化処理を  $ROT$  乗算処理に置き換えている。この  $ROT$  乗算処理により、干渉波に対する直交性が維持される。

## 【 0 0 6 0 】

図 8 に示すように、送信側においては、変調器 3 2 が音声コーデック 3 からの音声データを受信し、受信した音声データにシンボルマッピング処理を施し、生成したシンボルを  $ROT$  / 畳み込み符号器 3 3 に供給する。 $ROT$  / 畳み込み符号器 3 3 は、 $ROT$  乗算処理と同時に畳み込み符号化処理を行う。受信側では、 $ROT$  / 畳み込み復号器 3 4 がディンターリーブされたシンボルに  $ROT$  / 畳み込み符号器 3 3 で使用された  $ROT$  の転置行列を乗算するとともに、同時に、例えばピタピ復号等の畳み込み復号処理を行う。すなわち、送信側においてデータ信号は、音声符号器 3 において音声符号化されたのち、変調器 3 2 において変調されて複素シンボルとなる。そして、複数のシンボルからなるシンボルベクトルが生成され、このシンボルベクトルには、 $ROT$  / 畳み込み符号器 3 3 において、 $ROT$  行列を乗算する。

40

## 【 0 0 6 1 】

この実施の形態において、 $ROT$  / 畳み込み符号器 3 3 において用いられる行列を図 9 に示す。この図 9 に示す行列も非正方行列である。この図では、入力データを行ベクトル

50

として表している。したがって、この実施の形態では、列数が行数より多いROT行列を用いる。通常、入力データを行ベクトルとして表す場合、ROT行列においては、列数を行数より多くし、入力データを列ベクトルとして表す場合は、ROT行列においては、行数を列数より多くする。

#### 【0062】

畳み込み符号化行列に基づいて構築された行列40を図10に示す。この行列40は、図11に示すように3つの部分行列(submatrices)  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ に分割され、これら部分行列  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ は、水平方向に互いに結合される。

#### 【0063】

畳み込み符号化行列40の要素  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ は、それぞれ畳み込み関数の多項式における係数を示している。この係数は、例えば-1, 1といったバイナリ値に限定されるものではなく、実数や複素数であってもよい。シンボルベクトルと行列40との乗算は、図12に示すようなシフトレジスタを用いた周知の畳み込み符号化処理に対応する。ここでは、畳み込み符号化処理において行われるような入力シンボルの桁送り(シフト)を実現するために、畳み込み関数の多項式における各項を示す行列40の要素は、各列ベクトルにおいて既に桁送りされている。また、畳み込み符号化処理において用いられる排他的論理和に代えて、本発明では、入力シンボルベクトルと行列40との乗算処理において、行列におけるそれぞれの要素と各シンボルの積の総和を算出する。

#### 【0064】

行列40における全ての行ベクトルは、互いに直交しており、したがって、図13に示すように、この行列40と転置行列(複素共役転置行列)の積は単位行列となる。すなわち、この演算により得られる行列の対角要素は、すべて1であり、この行列における他のすべての要素は0である。したがって、受信側のROT/畳み込み復号器34において転置行列を用いて、ランダム化及び符号化されたデータの再生を同時に行うことができる。直交多項式の項を選択することにより、他のROT行列を生成することができ、生成されるROT行列は、図14に示すように、それぞれ元のROT行列に対して直交する。したがって、直交ROT行列により符号化された干渉波をキャンセルすることができる。

#### 【0065】

受信シンボルベクトルに送信側で用いられた行列の転置行列を乗算する手法は、上述のとおり、ランダム化と畳み込み符号化を同時に解決する1つの手法である。この目的を達するために用いられる他の手法としては、いわゆるトレリス線図法(Trellis technic)がある。ここで、図15~図18を用いて、このトレリス線図法について説明する。

#### 【0066】

トレリス線図法では、図15の式に示すように、ROTにより変換された受信シンボルの要素の総和を求め、これにより等価ベクトル  $x \cdot A$  を生成する。この等価ベクトル  $x \cdot A$  は、それぞれが総和を示す  $n$  個の要素  $s_0, s_1, \dots, s_{n-1}$  からなる。そして、等価ベクトル  $x \cdot A$  の要素  $s_0, s_1, \dots, s_{n-1}$  を用いて、図16に示すような状態行列を生成する。変調にQPSKを用いている場合、状態の数は、拘束長を  $k$  として、 $4^{k-1}$  となる。そして、等価ベクトルのシンボルを用いて、状態行列のパスメトリック、例えばハミング距離を算出する。そして、このようにして算出したパスメトリックを前の状態メトリックに加算する。トレリス状態線図を図17に示す。ここで、新たな状態に遷移する経路となる、2つの加算されたパスメトリックを比較する。そして、受信され、復号されたシンボルがより小さなパスメトリックを有する、したがって信頼性の高いパスに決定する。すなわち、このようなトレリス線図法によれば、図18に示すように、受信した実際のシンボルと各状態遷移から推定される位置との間の距離を測定することによりパスメトリックを算出し、軟判定復号情報を用いてビタビ復号処理を実行している。

#### 【0067】

以上のように、非正方行列は、畳み込み符号化/復号にも用いることができる。例えば、転置行列の乗算又はトレリス復号技術によるビタビアルゴリズムをランダム化の解決、すなわち逆ランダム化に用いることができる。換言すると、本発明においては、畳み込み

10

20

30

40

50

符号化と非正方行列を用いたROT行列の手法を組み合わせる用いることができる。図8に示すように、チャンネル符号化処理をROT乗算処理に置き換えることができ、これによっても干渉波に対する直交性は保たれる。

【0068】

【発明の効果】

以上のように、本発明に係る無線情報伝送装置及び無線情報伝送方法、無線情報伝送システム、畳み込み符号化方法及び復号方法、並びに行列生成方法においては、1ブロックデータのサンプル数を $n$ として、直交 $n$ 列を有し、行数が列数より大きい行列を1ブロックのデータに乗算する。例えば、 $M \times n$ 行 $M \times n$ 列の正方直交行列を分割して $M$ 個の $n$ 行 $M \times n$ 列の非正方行列を生成して、これにより得られる $M$ 個の行列を各送信機に割り当て、 $n$ 個のサンプルを有する1ブロックのデータからなる各ベクトルにこの行列を乗算して直交ランダム変換を行う。これにより、真の通信相手先以外の送信機から送信される干渉波を効果的にキャンセルすることができ、したがって雑音の少ない無線情報伝送が実現できる。

10

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明を適用した無線データ送受信装置の構成を示すブロック図である。

【図2】周知のROT行列処理を説明する図である。

【図3】本発明を適用したROT行列処理を説明する図である。

【図4】図3に示すROT行列の生成の手法を説明する図である。

【図5】直交行列の乗算の結果を示す図である

20

【図6】図3に示す手法により生成されたROT行列の割り当てを説明する図である。

【図7】本発明による干渉波のキャンセル処理を説明する図である。

【図8】本発明の第2の実施の形態として示す無線情報伝送装置のブロック図である。

【図9】畳み込み符号化に用いるROT行列を示す図である。

【図10】畳み込み符号化行列に基づいて生成されたROT行列を示す図である。

【図11】図10に示すROT行列の分割を説明する図である。

【図12】ROT行列を用いた畳み込み符号化処理を説明する図である。

【図13】ROT行列と前記ROT行列の転置行列との乗算を示す図である。

【図14】ROT行列と前記ROT行列に直交する転置行列との乗算を示す図である。

【図15】畳み込み符号化/復号処理に用いる等価ベクトルの生成の手法を説明する図である。

30

【図16】トレリス状態行列を示す図である。

【図17】トレリス状態線図を示す図である。

【図18】パスメトリックの算出の手法を図式的に示す図である。

【図19】本発明が適用される無線情報伝送システムの基本的な構造を示す図である。

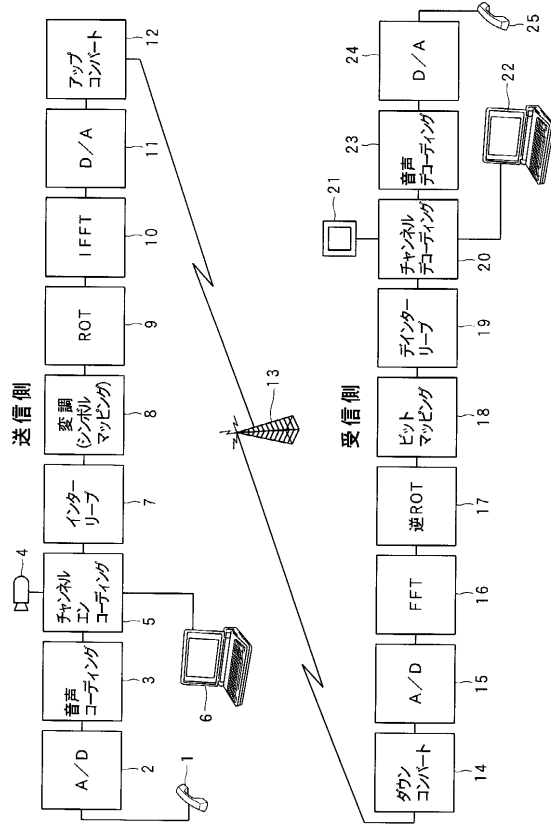
【図20】通信相手先から受信した信号処理を説明する図である。

【図21】干渉波に対する信号処理を説明する図である。

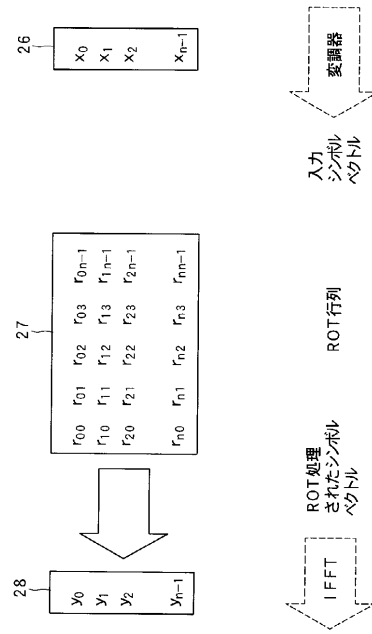
【符号の説明】

26 入力シンボルベクトル、29 非正方ROT行列、30 シンボルベクトル

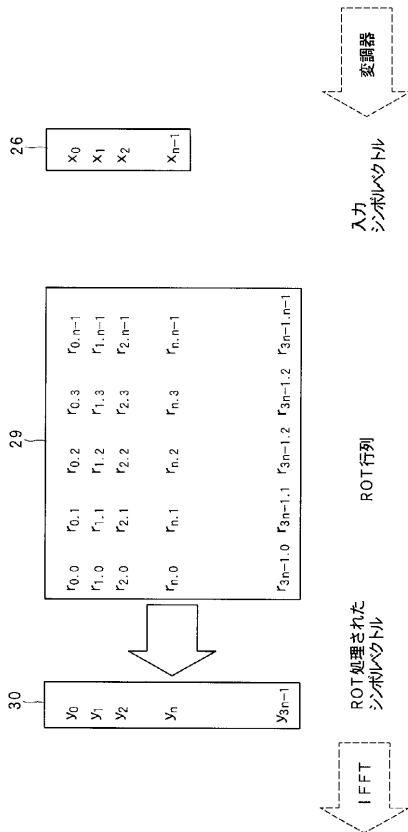
【図1】



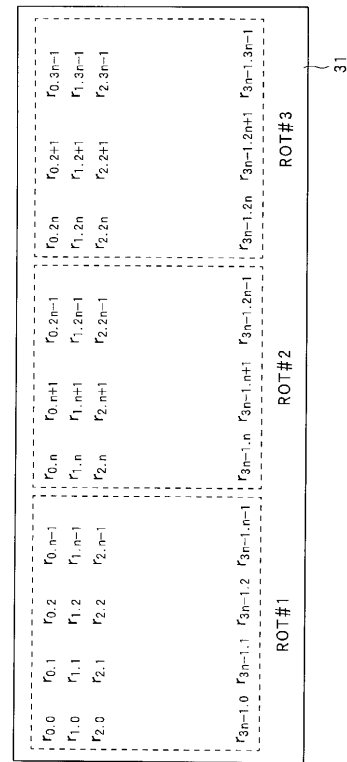
【図2】



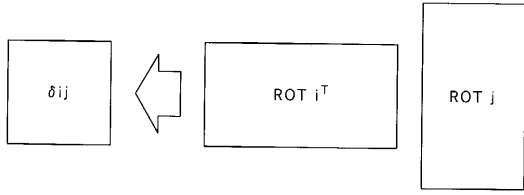
【図3】



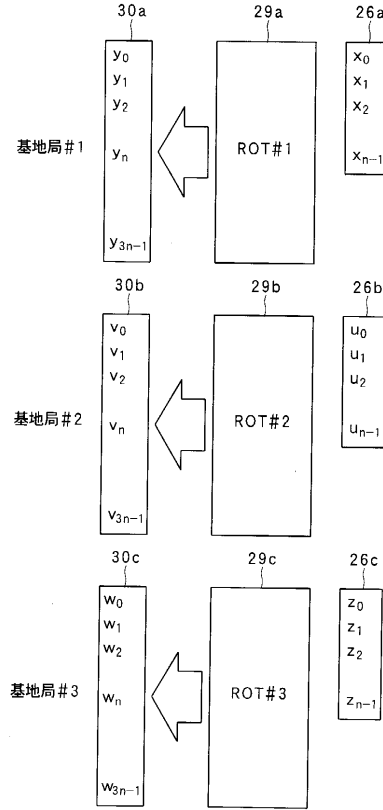
【図4】



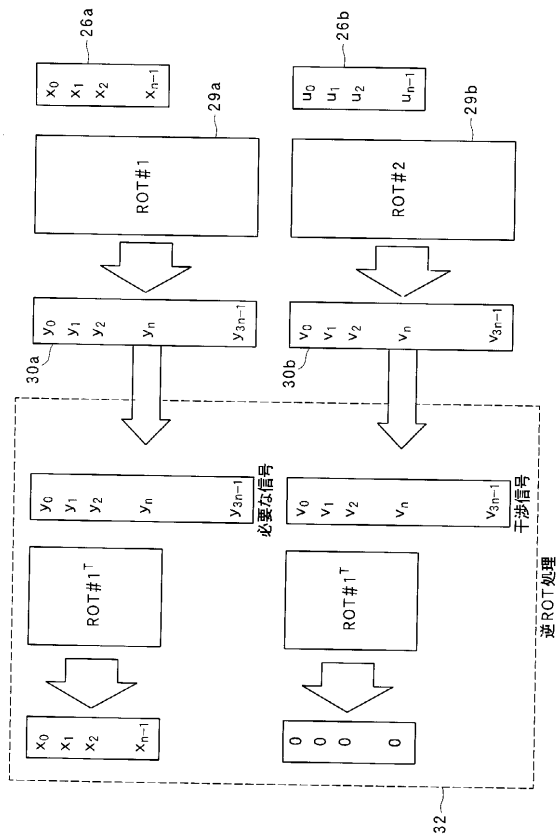
【図5】



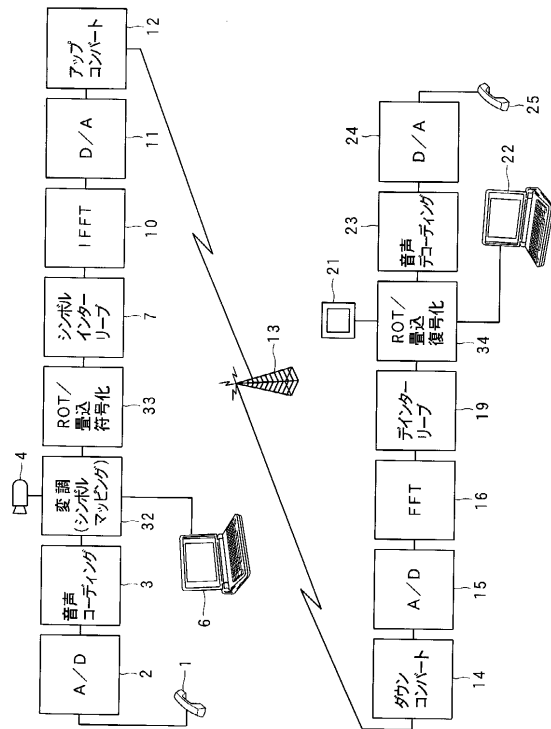
【図6】



【図7】



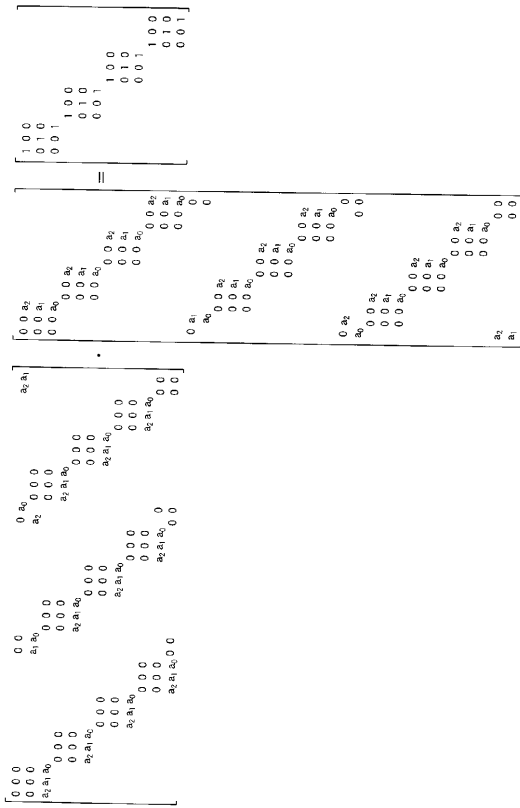
【図8】



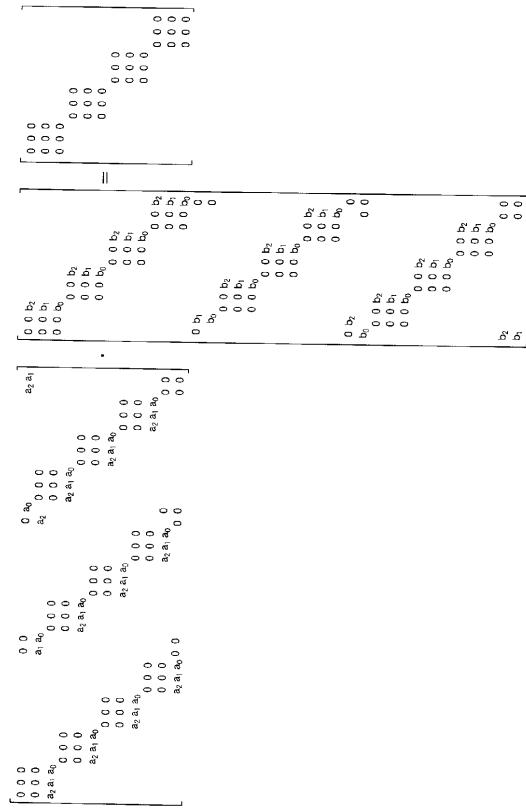




【図 13】



【図 14】



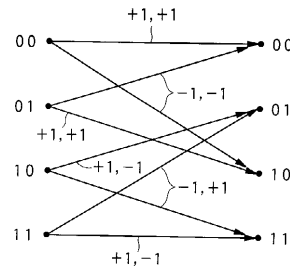
【図 15】

$$x(A_0 + A_1 + A_2) = [y_0, y_1, \dots, y_{n-1}, y_n, \dots, y_{2n-1}, y_{2n}, \dots, y_{3n-1}]$$

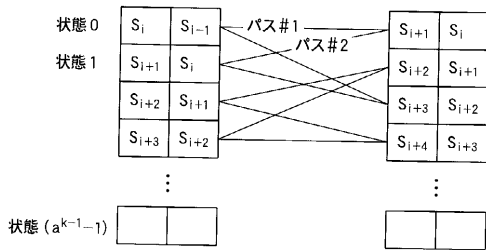
$$\vec{x}A = \left[ \sum_{i=0}^3 y_{in+0}, \sum_{i=0}^3 y_{in+1}, \sum_{i=0}^3 y_{in+2}, \dots, \sum_{i=0}^3 y_{in+(n-1)} \right]$$

$$= [s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n-1}]$$

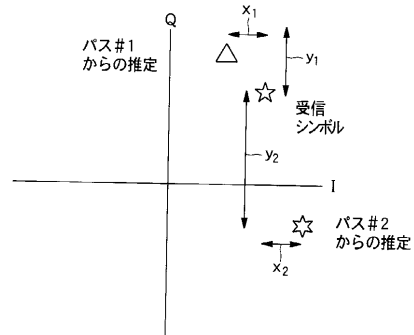
【図 17】



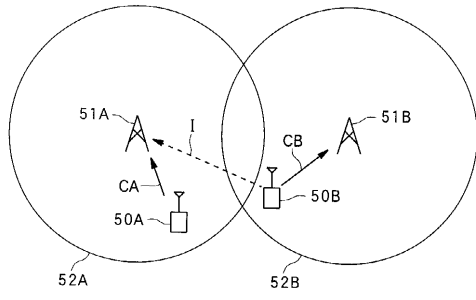
【図 16】



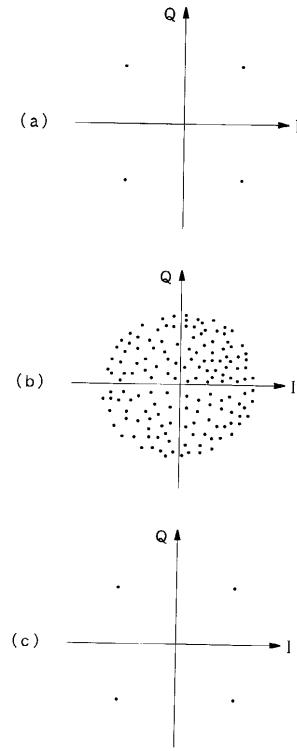
【図 18】



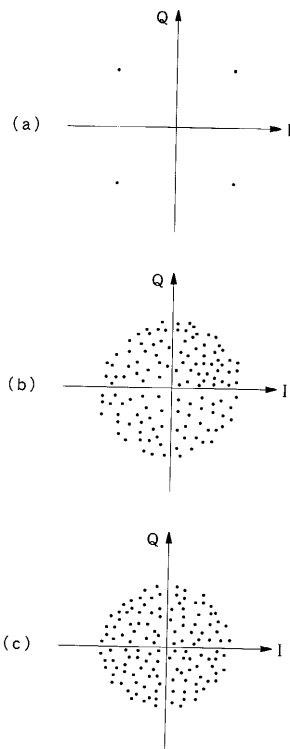
【 図 19 】



【 図 20 】



【 図 21 】



---

フロントページの続き

(72)発明者 泉 誠一

ドイツ連邦共和国 デー - 7 0 7 3 6 フェルバッハシュトゥットゥガルター シュトラーセ  
1 0 6 ソニー インターナショナル(ヨーロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレンクテ  
ル ハフツング シュトゥットゥガルト テクノロジーセンター内

審査官 富澤 哲生

(56)参考文献 A.Jalali, A.Gutierrez, Performance comparison of direct spread and multicarrier CDMA systems, Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE, 米国, 1998年  
5月21日, vol.3, pp.2042-2046

(58)調査した分野(Int.Cl., D B名)

H04J 11/00