

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2015-211226

(P2015-211226A)

(43) 公開日 平成27年11月24日 (2015. 11. 24)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4J 13/00 (2011.01)	HO4J 13/00	5K052
HO4B 1/10 (2006.01)	HO4B 1/10 L	

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 28 頁)

(21) 出願番号 特願2014-89404 (P2014-89404)  
 (22) 出願日 平成26年4月23日 (2014. 4. 23)  
 特許法第30条第2項適用申請有り 平成25年度修士  
 課程学位論文予稿集 発行日 平成26年2月15日  
 講演論文集 東京支部学生会 研究発表会 第19回  
 発行日 平成26年2月21日

(71) 出願人 800000068  
 学校法人東京電機大学  
 東京都足立区千住旭町5番  
 (74) 代理人 100089118  
 弁理士 酒井 宏明  
 (72) 発明者 小林 岳彦  
 東京都足立区千住旭町5番 東京電機大学  
 内  
 (72) 発明者 三浦 巧磨  
 東京都足立区千住旭町5番 東京電機大学  
 内  
 Fターム(参考) 5K052 AA01 BB02 DD03 FF31

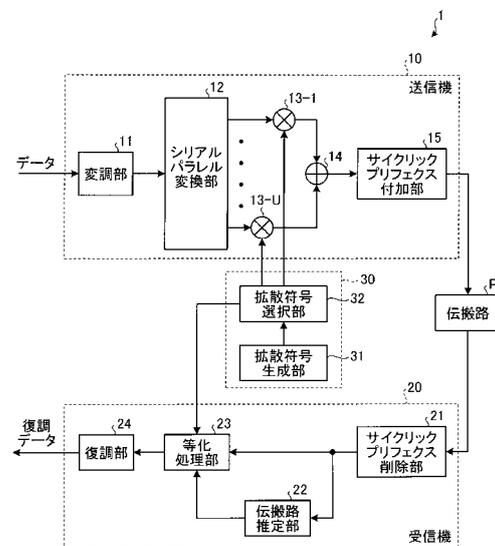
(54) 【発明の名称】 無線通信システム及び無線通信方法

(57) 【要約】

【課題】ZFアルゴリズムにおける雑音強調を抑制する。

【解決手段】DS-SS通信システム1は、拡散符号生成部31と、送信機10と、受信機20とを備える。拡散符号生成部31は、拡散符号行列cから特異値分解により対角要素に特異値を有する特異値行列を算出し、特異値行列の対角要素のすべてを0以外の同一の所定値に統一することで処理済拡散符号行列c'を生成する。送信機10は、入力されたデータx<sub>i</sub>に処理済拡散符号行列c'で拡散処理を行って送信信号s<sub>s</sub>を作成し、伝搬路Pに送信する。受信機20は、伝搬路Pを経た送信信号s<sub>s</sub>を受信信号r<sub>s</sub>として受信し、処理済拡散符号行列c'と、伝搬路推定部22により推定された伝搬路Pのチャネル行列h<sub>c<sub>i</sub>r</sub>と、に基づきZFアルゴリズムを用いてウェイト行列を算出し、このウェイト行列を用いて受信信号r<sub>s</sub>を等化処理する。

【選択図】図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

拡散符号行列から特異値分解により対角要素に特異値を有する特異値行列を算出し、前記特異値行列の前記対角要素のすべてを 0 以外の同一の所定値に統一することで処理済拡散符号行列を生成する拡散符号生成部と、

入力された情報信号を変調処理し、さらに前記処理済拡散符号行列で拡散処理を行って送信信号を作成し、前記送信信号を伝搬路に送信する送信機と、

前記伝搬路を経た前記送信信号を受信信号として受信し、前記処理済拡散符号行列に基づき ZF アルゴリズムを用いてウェイト行列を算出し、前記ウェイト行列を用いて前記受信信号を等化処理し、前記等化処理された前記受信信号を復調して前記情報信号を出力する受信機と、

を備えることを特徴とする無線通信システム。

## 【請求項 2】

前記伝搬路の伝達関数の行列表現である伝搬路行列を推定する伝搬路推定部を備え、

前記受信機が、前記処理済拡散符号行列と、前記伝搬路推定部により推定された前記伝搬路行列と、に基づき ZF アルゴリズムを用いてウェイト行列を算出し、前記ウェイト行列を用いて前記受信信号を等化処理する

ことを特徴とする、請求項 1 に記載の無線通信システム。

## 【請求項 3】

前記拡散符号生成部は、前記特異値行列の前記対角要素のすべてを、前記特異値のうちの最大値に基づき統一することで前記処理済拡散符号行列を生成することを特徴とする、請求項 1 または 2 に記載の無線通信システム。

## 【請求項 4】

前記拡散符号生成部により生成された複数の前記処理済拡散符号行列から 1 つを選択して前記送信機及び前記受信機に出力する拡散符号選択部を備える

ことを特徴とする、請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項に記載の無線通信システム。

## 【請求項 5】

前記拡散符号生成部は、

前記拡散符号行列を  $M \times N$  行列  $c$ 、前記特異値行列を  $M \times N$  行列  $\Sigma$ 、 $M \times M$  ユニタリ行列を  $U$ 、 $N \times N$  ユニタリ行列を  $V$ 、エルミート転置を  $H$  で表すとき、下記の (A) 式を用いて前記特異値分解を行い、

前記処理済拡散符号行列を  $M \times N$  行列  $c'$ 、前記特異値行列の前記特異値のすべてを 0 以外の同一の所定値に統一した  $M \times N$  行列を  $\Sigma'$  で表わすとき、下記の (B) 式を用いて前記処理済拡散符号行列  $c'$  を生成することを特徴とする、請求項 1 ~ 4 のいずれか 1 項に記載の無線通信システム。

## 【数 1】

$$c = V \Sigma U^H \quad \dots (A)$$

$$c' = V \Sigma' U^H \quad \dots (B)$$

## 【請求項 6】

拡散符号行列から特異値分解により対角要素に特異値を有する特異値行列を算出し、前記特異値行列の前記特異値のすべてを 0 以外の同一の所定値に統一することで処理済拡散符号行列を生成する拡散符号生成ステップと、

送信機に入力された情報信号を変調処理し、さらに前記拡散符号生成ステップにて生成された前記処理済拡散符号行列で拡散処理を行って送信信号を作成する送信信号作成ステップと、

前記送信信号作成ステップにて作成された前記送信信号を伝搬路に送信する送信ステップと、

前記送信ステップにて送信され、前記伝搬路を経た前記送信信号を受信信号として受信

10

20

30

40

50

機で受信する受信ステップと、

前記拡散符号生成ステップにて生成された前記処理済拡散符号行列に基づきZFアルゴリズムを用いてウェイト行列を算出するウェイト行列算出ステップと、

前記ウェイト行列算出ステップにて算出された前記ウェイト行列を用いて前記受信信号を等化処理する等化処理ステップと、

前記等化処理ステップにて等化処理された前記受信信号を復調して前記情報信号を出力する出力ステップと、

を含むことを特徴とする無線通信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、無線通信システム及び無線通信方法に関する。

【背景技術】

【0002】

現在、無線通信技術は高速化が進められており、1Gbps以上の伝送速度を達成するために様々な研究がなされている。無線通信の伝送速度が向上するにつれて、遅延時間の異なる多数の多重波の存在によって生じる周波数選択性フェージングの影響が大きくなる。そのため、さらなる高速伝送速度を達成するためには、周波数選択性フェージングの影響は解決すべき重要な問題となる。

【0003】

20

周波数選択性フェージング環境において、その影響を低減するための伝送路ひずみ補正方法として、周波数領域等化(Frequency Domain Equalization: FDE)を既存の通信システムに用いる手法がある。周波数領域等化は受信信号を周波数領域において重みを乗算することで補正し、周波数選択性フェージングの影響を低減する。このような等化処理に用いる重み(ウェイト行列)を決定するアルゴリズムとして、ZF(Zero Forcing)等化(以下「ZFアルゴリズム」と表記する)が知られている(例えば特許文献1)。ZFアルゴリズムは、シンボル間干渉を完全に補正することが可能である。

【先行技術文献】

【特許文献】

30

【0004】

【特許文献1】特開2007-221319号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、ZFアルゴリズムは、シンボル間干渉を完全に補正することが可能であるが、雑音の影響を考慮していないため、加算される雑音の振幅が本来の値より増加する雑音強調が生じる場合がある。そのため、十分なビット誤り率(Bit Error Rate: BER)特性を確保できない虞があった。

【0006】

40

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、ZFアルゴリズムにおける雑音強調を抑制できる無線通信システム及び無線通信方法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】

【0007】

上記課題を解決するため、本発明に係る無線通信システムは、拡散符号行列から特異値分解により対角要素に特異値を有する特異値行列を算出し、前記特異値行列の前記対角要素のすべてを0以外の同一の所定値に統一することで処理済拡散符号行列を生成する拡散符号生成部と、入力された情報信号を変調処理し、さらに前記処理済拡散符号行列で拡散処理を行って送信信号を作成し、前記送信信号を伝搬路に送信する送信機と、前記伝搬路を経た前記送信信号を受信信号として受信し、前記処理済拡散符号行列に基づきZFアル

50

ゴリズムを用いてウェイト行列を算出し、前記ウェイト行列を用いて前記受信信号を等化処理し、前記等化処理された前記受信信号を復調して前記情報信号を出力する受信機と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 0 8 】

また、上記の無線通信システムは、前記伝搬路の伝達関数の行列表現である伝搬路行列を推定する伝搬路推定部を備え、前記受信機が、前記処理済拡散符号行列と、前記伝搬路推定部により推定された前記伝搬路行列と、に基づきZFアルゴリズムを用いてウェイト行列を算出し、前記ウェイト行列を用いて前記受信信号を等化処理することが好ましい。

【 0 0 0 9 】

また、上記の無線通信システムにおいて、前記拡散符号生成部は、前記特異値行列の前記対角要素のすべてを、前記特異値のうちの最大値に基づき統一することで前記処理済拡散符号行列を生成することが好ましい。

【 0 0 1 0 】

また、上記の無線通信システムは、前記拡散符号生成部により生成された複数の前記処理済拡散符号行列から1つを選択して前記送信機及び前記受信機に出力する拡散符号選択部を備えることが好ましい。

【 0 0 1 1 】

また、上記の無線通信システムにおいて、前記拡散符号生成部は、前記拡散符号行列を  $M \times N$  行列  $c$ 、前記特異値行列を  $M \times N$  行列  $\Sigma$ 、 $M \times M$  ユニタリ行列を  $U$ 、 $N \times N$  ユニタリ行列を  $V$ 、エルミート転置を  $H$  で表すとき、下記の (A) 式を用いて前記特異値分解を行い、前記処理済拡散符号行列を  $M \times N$  行列  $c'$ 、前記特異値行列の前記特異値のすべてを0以外の同一の所定値に統一した  $M \times N$  行列を  $\Sigma'$  で表わすとき、下記の (B) 式を用いて前記処理済拡散符号行列を生成することが好ましい。

【 数 1 】

$$c = V \Sigma U^H \quad \dots (A)$$

$$c' = V \Sigma' U^H \quad \dots (B)$$

【 0 0 1 2 】

同様に、上記課題を解決するため、本発明に係る無線通信方法は、拡散符号行列から特異値分解により対角要素に特異値を有する特異値行列を算出し、前記特異値行列の前記特異値のすべてを0以外の同一の所定値に統一することで処理済拡散符号行列を生成する拡散符号生成ステップと、送信機に入力された情報信号を変調処理し、さらに前記拡散符号生成ステップにて生成された前記処理済拡散符号行列で拡散処理を行って送信信号を作成する送信信号作成ステップと、前記送信信号作成ステップにて作成された前記送信信号を伝搬路に送信する送信ステップと、前記送信ステップにて送信され、前記伝搬路を経た前記送信信号を受信信号として受信機で受信する受信ステップと、前記拡散符号生成ステップにて生成された前記処理済拡散符号行列に基づきZFアルゴリズムを用いてウェイト行列を算出するウェイト行列算出ステップと、前記ウェイト行列算出ステップにて算出された前記ウェイト行列を用いて前記受信信号を等化処理する等化処理ステップと、前記等化処理ステップにて等化処理された前記受信信号を復調して前記情報信号を出力する出力ステップと、を含むことを特徴とする。

【 発明の効果 】

【 0 0 1 3 】

本発明に係る無線通信システム及び無線通信方法によれば、ZFアルゴリズムにおける雑音強調を抑制できるという効果を奏する。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 4 】

【 図 1 】 図 1 は、本発明の第一実施形態に係る DS-SSM 通信システム（無線通信システム）の概略構成を示すブロック図である。

10

20

30

40

50

【図 2】図 2 は、本実施形態の DS - CDMA 通信システムにより実施される拡散符号生成処理を示すフローチャートである。

【図 3】図 3 は、本実施形態の DS - CDMA 通信システムにより実施される無線通信処理を示すフローチャートである。

【図 4】図 4 は、マルチパスの影響と GI の効果を示す模式図である。

【図 5 A】図 5 A は、チェビシェフ写像の特異値分布を示す図である。

【図 5 B】図 5 B は、ロジスティック写像の特異値分布を示す図である。

【図 5 C】図 5 C は、ベルヌーイ写像の特異値分布を示す図である。

【図 6 A】図 6 A は、チェビシェフ写像における特異値一定処理後の時間領域変化を示す図である。

【図 6 B】図 6 B は、ロジスティック写像における特異値一定処理後の時間領域変化を示す図である。

【図 6 C】図 6 C は、ベルヌーイ写像における特異値一定処理後の時間領域変化を示す図である。

【図 7 A】図 7 A は、チェビシェフ写像の振幅の確率密度を示す図である。

【図 7 B】図 7 B は、ロジスティック写像の振幅の確率密度を示す図である。

【図 7 C】図 7 C は、ベルヌーイ写像の振幅の確率密度を示す図である。

【図 7 D】図 7 D は、特異値一定処理後の各写像の振幅 確率密度特性を示す図である。

【図 8】図 8 は、マルチパスの影響と ZP の効果を示す模式図である。

【図 9 A】図 9 A は、GI 処理を適用した場合における、一様電力伝搬路の BER 特性を示す図である。

【図 9 B】図 9 B は、ZP 処理を適用した場合における、一様電力伝搬路の BER 特性を示す図である。

【図 10】図 10 は、指数減衰伝搬路の BER 特性を示す図である。

【図 11 A】図 11 A は、受信信号に加算される雑音のコンスタレーションを示す図である。

【図 11 B】図 11 B は、提案方式による ZF 等化処理後の雑音のコンスタレーションを示す図である。

【図 12】図 12 は、図 11 A , 11 B に示す状態における時間領域の雑音の変化を示す図である。

【図 13】図 13 は、ガウス伝搬路の BER 特性を示す図である。

【図 14 A】図 14 A は、受信信号に加算される雑音のコンスタレーションを示す図である。

【図 14 B】図 14 B は、提案方式による ZF 等化処理後の雑音のコンスタレーションを示す図である。

【図 15】図 15 は、図 14 A , 14 B に示す状態における時間領域の雑音の変化を示す図である。

【図 16】図 16 は、本発明の第二実施形態に係る DS - CDMA 通信システム（無線通信システム）の概略構成を示すブロック図である。

【図 17】図 17 は、第二実施形態の DS - CDMA 通信システムにより実施される無線通信処理を示すフローチャートである。

【図 18 A】図 18 A は、第二実施形態のシミュレーションにおいて、GI 処理を適用した場合における、一様電力伝搬路の BER 特性を示す図である。

【図 18 B】図 18 B は、第二実施形態のシミュレーションにおいて、ZP 処理を適用した場合における、一様電力伝搬路の BER 特性を示す図である。

【図 19】図 19 は、第二実施形態のシミュレーションにおける、指数減衰伝搬路の BER 特性を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0015】

以下に、本発明に係る無線通信システム及び無線通信方法の実施形態を図面に基づいて

10

20

30

40

50

説明する。なお、以下の図面において、同一または相当する部分には同一の参照番号を付し、その説明は繰り返さない。なお、以下の実施形態の説明では、本発明に係る無線通信システムの一例として、DS-CDMA (Direct Spread Code Division Multiple Access、直接拡散符号分割多元接続) 通信システムを挙げて説明する。

#### 【0016】

##### [ 第一実施形態 ]

図1～15を参照して第一実施形態を説明する。まず図1を参照して、本実施形態に係るDS-CDMA通信システム1の構成について説明する。図1は、本発明の第一実施形態に係るDS-CDMA通信システム(無線通信システム)の概略構成を示すブロック図である。

10

#### 【0017】

図1に示すように、DS-CDMA通信システム1は、送信機10と、受信機20と、拡散符号設定部30とを備える。DS-CDMA通信システム1は、伝搬路Pを介して送信機10と受信機20との間で通信を行う際に、送信信号に固有の拡散符号(本実施形態では拡散符号設定部30により設定される処理済拡散符号行列 $c'$ )で拡散処理を施す。これにより、マルチセル環境で他セル干渉を効果的に低減し、1セル繰り返しを可能としている。

#### 【0018】

本実施形態のDS-CDMA通信システム1は、この拡散符号を一種のMIMO (Multiple Input Multiple Output) 伝搬路とみなし、受信機20において、拡散符号の情報を含めたZFアルゴリズムによって周波数領域等化を行うことにより、雑音強調を抑制できるよう構成されている。さらに本実施形態のDS-CDMA通信システム1は、拡散処理に用いる拡散符号として、所定の拡散符号行列 $c$ の特異値をすべて最大値で一定化して再構成する一定化処理を行った拡散符号行列 $c'$ (以下「処理済拡散符号行列」と表記する)を適用する。これにより、雑音強調のさらなる抑制を可能としている。

20

#### 【0019】

送信機10は、変調部11と、シリアルパラレル変換部12と、乗算器13-1～13-Uと、加算器14と、サイクリックプリフェクス付加部15と、を有する。

30

#### 【0020】

変調部11は、送信機10に入力されたデータ(情報信号) $x_i$ を変調処理する。シリアルパラレル変換部12は、変調部11から出力された変調シンボルにシリアルパラレル変換を行う。乗算器13-1～13-U及び加算器14は、シリアルパラレル変換部12の出力信号に対して、後述する拡散符号選択部32により選択された処理済拡散符号行列 $c'$ を用いて拡散処理を行い、送信信号 $s_s$ を生成する。サイクリックプリフェクス付加部15は、加算器14から出力された送信信号 $s_s$ にサイクリックプリフェクス(ガードインターバル)を付加する。

#### 【0021】

受信機20は、サイクリックプリフェクス削除部21と、伝搬路推定部22と、等化処理部23と、復調部24と、を有する。

40

#### 【0022】

サイクリックプリフェクス削除部21は、受信信号 $r_s$ からサイクリックプリフェクスを削除する。伝搬路推定部22は、受信信号 $r_s$ 等の情報に基づき伝搬路Pのチャネル行列 $h_{c_i r}$ を推定する。等化処理部23は、伝搬路推定部22により推定されたチャネル行列 $h_{c_i r}$ と、後述する拡散符号選択部32により選択された処理済拡散符号行列 $c'$ とに基づいてZFアルゴリズムによるウェイト行列を算出し、このウェイト行列を用いて受信信号 $r_s$ を等化処理する。復調部24は、等化処理部23からの出力信号を変調処理して、復調データ $x_o$ を出力する。

#### 【0023】

50

拡散符号設定部 30 は、拡散符号生成部 31 と、拡散符号選択部 32 と、を有する。

【0024】

拡散符号生成部 31 は、所与の拡散符号行列  $c$  から処理済拡散符号行列  $c'$  を生成する。より詳細には、拡散符号生成部 31 は、拡散符号行列  $c$  から特異値分解により対角要素に特異値を有する特異値行列を算出する。そして、特異値行列の対角要素のすべてを 0 以外の同一の所定値に統一することで処理済拡散符号行列  $c'$  を生成する。拡散符号生成部 31 は、この手法によって、複数の拡散符号行列  $c$  から複数の処理済拡散符号行列  $c'$  を生成することができる。

【0025】

拡散符号選択部 32 は、拡散符号生成部 31 により生成された処理済拡散符号行列  $c'$  を保持して、送信機 10 及び受信機 20 に出力する。また、拡散符号選択部 32 は、拡散符号生成部 31 により生成された複数の処理済拡散符号行列  $c'$  を保持し、この中から 1 つを選択して送信機 10 及び受信機 20 に出力する。

10

【0026】

なお、拡散符号設定部 30 ( 拡散符号生成部 31 及び拡散符号選択部 32 ) は、送信機 10 または受信機 20 に設けてもよい。また、受信機 20 の伝搬路推定部 22 は、受信機 20 以外に設けてもよい。

【0027】

次に、図 2, 3 を参照して、本実施形態に係る DS-SSM 通信システム 1 の動作を説明する。図 2 は、本実施形態の DS-SSM 通信システムにより実施される拡散符号生成処理を示すフローチャートである。図 3 は、本実施形態の DS-SSM 通信システムにより実施される無線通信処理を示すフローチャートである。

20

【0028】

まず、図 2 を参照して、拡散符号生成処理について説明する。この制御フローの処理は、図 1 の構成では、拡散符号設定部 30 の拡散符号生成部 31 によって、例えば無線通信処理の実施前などの所定のタイミングで実施される。

【0029】

ステップ S101 では、拡散符号行列  $c$  が特異値分解される。拡散符号行列  $c$  としては、例えばチェビシェフ写像、ベルヌーイ写像、ロジスティック写像などのカオス符号を用いて生成される、ある範囲内で振幅が変動する信号を利用することができる。なお、拡散符号行列  $c$  の振幅は、実際の通信システムを考慮すると、ピーク電力対平均電力比 ( Peak to Average Power Ratio : PAPR ) を低くできるのが望ましい。拡散符号行列  $c$  は、拡散率を SF とすると、下記の ( 1 ) 式のように  $U$  行  $\times$  SF 列 (  $M$  行  $\times$   $N$  列 ) の行列で表すことができる。

30

【数 2】

$$c = \begin{bmatrix} c_{0,0} & c_{0,1} & \cdots & c_{0,SF-1} \\ c_{1,0} & c_{1,1} & & \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ c_{U-1,0} & & \cdots & c_{U-1,SF-1} \end{bmatrix} \quad \cdots (1)$$

40

【0030】

拡散符号行列  $c$  は、特異値分解により下記の ( 2 ) 式のように表すことができる。

【数 3】

$$c = V \Sigma U^H \quad \cdots (2)$$

ここで  $U$  は、 $U$  行  $\times$   $U$  列 (  $M$  行  $\times$   $M$  列 ) のユニタリ行列であり、 $V$  は、 $SF$  行  $\times$   $SF$  列 (

50

N 行 × N 列) のユニタリ行列である。 は、U 行 × S F 列 ( M 行 × N 列) の対角行列であり、その対角要素は  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{S F - 1}, \sigma_{S F}$  である。なお、 $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{S F - 1}, \sigma_{S F}$  は、 $c^H c$  及び  $c c^H$  の固有値 (特異値) である。また、任意のユニタリ行列において、行列式の絶対値は 1 となる。以降では、( 2 ) 式で導出される対角行列 を特異値行列とも表記する。すなわち、 $|\det(U)| = |\det(V)| = 1$  である。ステップ S 1 0 1 の処理が完了するとステップ S 1 0 2 に進む。

【 0 0 3 1 】

ステップ S 1 0 2 では、ステップ S 1 0 1 で算出された特異値行列 の特異値  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{S F - 1}, \sigma_{S F}$  が全て同じ値か否かが判定される。ステップ S 1 0 2 の判定の結果、特異値  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{S F - 1}, \sigma_{S F}$  が全て同じ値ではない場合には ( S 1 0 2 の N o )、ステップ S 1 0 3 に進む。一方、特異値が全て同じ値である場合には ( S 1 0 2 の Y e s )、拡散記号行列  $c$  が処理済拡散符号行列  $c'$  として拡散符号設定部 3 0 に保持され、本制御フローを終了する。

10

【 0 0 3 2 】

ステップ S 1 0 3 では、ステップ S 1 0 1 で算出された特異値行列 の特異値  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{S F - 1}, \sigma_{S F}$  が同一ではないので、特異値行列 の特異値が、0 以外の値ですべて一定値に変更され、変更済特異値行列  $\sigma'$  が生成される。つまり、変更済特異値行列  $\sigma'$  では、特異値  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{S F - 1}, \sigma_{S F}$  がすべて同一の所定値に統一されている。ステップ S 1 0 3 の処理が完了するとステップ S 1 0 4 に進む。

20

【 0 0 3 3 】

ここで、特異値行列 の特異値を同一の所定値に統一する理由を説明する。式 ( 2 ) より、拡散符号行列  $c$  の行列式は下記の ( 3 ) 式のようにになる。

【 数 4 】

$$\det(c) = \det(V \Sigma U^H) = \pm \det(\Sigma) \quad \dots(3)$$

拡散符号行列  $c$  が特異値分解可能であるとき、特異値 ( S i n g u l a r V a l u e : S V ) をすべて乗算することで行列式を求めることができる。雑音強調を抑制するためには行列式を大きくする必要があり、そのためには特異値の中に、最大の特異値と比較して 0 に近い小さい値がないことが望ましい。よって、特異値は一定である場合が最適と考えられる。拡散符号行列の特異値を一定とする最も容易な方法は、ある系から生成された任意の符号による行列 ( 拡散符号行列  $c$  ) を特異値分解し、求めた対角行列 ( 特異値行列 ) の特異値をすべて最大値で書き換えることである。言い換えると、特異値行列 の特異値を同一の所定値に統一にする場合には、特異値行列 の特異値  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{S F - 1}, \sigma_{S F}$  のうちの最大値に統一することで、変更済特異値行列  $\sigma'$  を生成することが好ましい。

30

【 0 0 3 4 】

図 2 に戻り、ステップ S 1 0 4 では、ステップ S 1 0 3 で生成された変更済特異値行列  $\sigma'$  を用いて、特異値が一定となる拡散符号行列、すなわち処理済拡散符号行列  $c'$  が生成される。具体的には、変更済特異値行列  $\sigma'$  に対して、特異値分解時に求めたユニタリ行列  $V$  及び  $U$  を乗算することにより拡散符号行列を再構成する。このとき生成される処理済拡散符号行列  $c'$  は下記の ( 4 ) 式で表される。

40

【 数 5 】

$$c' = V \Sigma' U^H \quad \dots(4)$$

ここで、処理済拡散符号行列  $c'$  及び変更済特異値行列  $\sigma'$  は、拡散符号行列  $c$  及び特異値行列 と同様に、U 行 × S F 列 ( M 行 × N 列) の行列である。

50

## 【 0 0 3 5 】

任意の拡散符号行列  $c$  に対して上記の(4)式を求めることにより、特異値が一定の拡散符号行列を生成することが可能である。ステップ S 1 0 4 の処理が完了すると、生成された処理済拡散符号行列  $c'$  が拡散符号設定部 3 0 に保持され、本制御フローを終了する。

## 【 0 0 3 6 】

このように生成された処理済拡散符号行列  $c'$  は、拡散符号設定部 3 0 の拡散符号生成部 3 1 により複数個が生成されて、拡散符号設定部 3 0 内に保持されており、図 3 に示す無線通信処理において利用される。次に、図 3 を参照して無線通信処理について説明する。

## 【 0 0 3 7 】

図 3 に示すフローチャートの各ステップのうち、ステップ S 2 0 1 ~ S 2 0 4 の処理は送信機 1 0 により実施され、ステップ S 2 0 6 ~ S 2 1 0 の処理は受信機 2 0 により実施される。

## 【 0 0 3 8 】

ステップ S 2 0 1 では、データ(送信機 1 0 に入力された情報信号)  $x_i$  が 1 次変調される。変調部 1 1 は、例えば B P S K ( B i n a r y P h a s e S h i f t K e y i n g ) などの手法によって、データ  $x_i$  を 1 次変調して変調データ(変調シンボル)  $d$  を生成する。変調シンボル  $d$  は、シリアルパラレル変換部 1 2 により S P ( S e r i a l t o P a r a l l e l ) 変換され、下記の(5)式で表すように、 $U$  個の変調シンボルを含む対角行列形式となる。

## 【数 6】

$$d = \text{diag}(d_0, d_1, \dots, d_{U-1}) \quad \dots(5)$$

## 【 0 0 3 9 】

ステップ S 2 0 2 では、処理済拡散符号行列  $c'$  によって変調シンボル  $d$  が拡散処理される。このステップでは、各変調シンボル  $d$  を拡散率  $S F$  の処理済拡散符号行列  $c'$  によって拡散して加算する。処理済拡散符号行列  $c'$  は、拡散率  $S F$  とすると、下記の(6)式で表すことができる。

## 【数 7】

$$c' = \begin{bmatrix} c'_{0,0} & c'_{0,1} & \dots & c'_{0,SF-1} \\ c'_{1,0} & c'_{1,1} & & \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ c'_{U-1,0} & & \dots & c'_{U-1,SF-1} \end{bmatrix} \quad \dots(6)$$

## 【 0 0 4 0 】

この処理済拡散符号行列  $c'$  は、上述の図 2 のフローチャートの処理によって拡散符号設定部 3 0 の拡散符号生成部 3 1 により生成された複数個のうち、拡散符号選択部 3 2 により 1 つが選択されて提供される。本ステップでは、まず乗算器 1 3 - 1 ~ 1 3 -  $U$  が、変調シンボル  $d$  と処理済拡散符号行列  $c'$  とを乗算する。この処理は、変調シンボル  $d$  の第  $u$  変調シンボル  $d_u$  を、処理済拡散符号行列  $c'$  の第  $u$  行成分  $c'_u$  により拡散処理を行っていることを意味する。これにより  $U$  行  $\times$   $U$  列の行列が算出される。次に、加算器 1 4 が、拡散処理によって算出された  $U \times U$  行列を行毎に加算して、送信信号  $s_s$  を算出する。つまり送信信号  $s_s$  は  $1 \times U$  行ベクトルである。送信信号  $s_s$  は、下記の(7)式で表わされる。

10

20

30

40

【数 8】

$$s_s = dc' \quad \dots(7)$$

【0041】

ステップ S 2 0 3 では、サイクリックプリフェクス付加部 1 5 により、拡散処理により算出された送信信号  $s_s$  にサイクリックプリフェクスが付加される。「サイクリックプリフェクス」は、「ガードインターバル (GI: Guard Interval)」とも表現することができる。サイクリックプリフェクス付加部 1 5 は、送信信号  $s_s$  の各シンボルの後尾を複製した信号をガードインターバルとしシンボル前に付加する。ガードインターバル長は  $N_g$  とする。

10

【0042】

ステップ S 2 0 4 では、送信機 1 0 により、送信信号  $s_s$  が伝搬路 P を介して受信機 2 0 に向けて送信される。ステップ S 2 0 5 では、送信信号  $s_s$  が伝搬路 P の影響を受ける。ステップ S 2 0 6 では、受信機 2 0 により、伝搬路 P を経た送信信号  $s_s$  が受信信号  $r_s$  として受信される。

【0043】

ここで、伝搬路 P による送信信号  $s_s$  と受信信号  $r_s$  との関係について説明する。送信機 1 0 から送信された送信信号  $s_s$  は、伝搬路 P を伝送して受信機 2 0 に受信される。伝搬路 P は、L 個のパスから構成される周波数選択性フェージングチャネルと考えることができる。このチャネル行列は下記の (8) 式で表される。

20

【数 9】

$$h = \begin{bmatrix} \dots & h_L & \dots & h_0 & \mathbf{0} \\ & & \ddots & & \\ \mathbf{0} & & \dots & h_L & \dots & h_0 \end{bmatrix} \quad \dots(8)$$

ここで  $h_L$  は、L 番インパルス応答の利得を表す。ガードインターバルを用いない場合、フェージングの影響により、ブロック間干渉が生じるため、データシンボルの復調は困難である。しかし、 $N_g$  を満足する、すなわち最大遅延時間がガードインターバル時間  $N_g$  より短い場合、ブロック間干渉が生じない。この様子を図 4 に示す。図 4 は、マルチパスの影響と GI の効果を示す模式図である。

30

【0044】

このとき、第 1 到来波のチャネル行列は、下記の (9) 式のように巡回行列で表される。

【数 10】

$$h_{cir} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 & h_L & \dots & h_1 \\ \vdots & h_0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \ddots & h_L \\ h_L & & & \ddots & \ddots & & 0 \\ 0 & h_L & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & h_L & \dots & \dots & h_0 \end{bmatrix} \quad \dots(9)$$

40

50

## 【 0 0 4 5 】

このチャンネルの影響を受けた受信信号  $r_s$  は、下記の ( 1 0 ) 式で表される。

## 【 数 1 1 】

$$r_s = h_{cir} s_s^T + n \quad \dots(10)$$

ここで、 $n$  はガウス雑音行列である。受信信号  $r_s$  も、送信信号  $s_s$  と同様に 1 行  $\times$   $U$  列のベクトルである。なお、チャンネル行列  $h_{cir}$  は、伝搬路  $P$  の伝達関数の行列表現である伝搬路行列とも表現することができる。

## 【 0 0 4 6 】

ステップ  $S 2 0 7$  では、サイクリックプリフェクス削除部 2 1 により、受信信号  $r_s$  からサイクリックプリフェクス (  $G I$  ) が削除される。

## 【 0 0 4 7 】

ステップ  $S 2 0 8$  では、等化処理部 2 3 により、 $Z F$  アルゴリズムによる等化重み ( ウェイト行列 ) が算出される。受信信号  $r_s$  に対して  $Z F$  等化を適用することで伝搬路  $P$  の影響を低減する。

## 【 0 0 4 8 】

ここで、本実施形態におけるウェイト行列の導出手法について説明する。一般には、受信信号  $r_s$  が上記 ( 1 0 ) 式で表わされる場合、 $Z F$  アルゴリズムによるウェイト行列は、第 1 到来波のチャンネル行列  $h_{cir}$  の擬似逆行列  $h_{cir}^+$  である。この逆行列は、例えばノルム最小型かつ最小二乗型である  $M o o r e - P e n r o s e$  一般逆行列により求めることができるが、この擬似逆行列  $h_{cir}^+$  とチャンネル行列  $h_{cir}$  との積である  $h_{cir}^+ h_{cir}$  の行列式が小さくなる場合、雑音電力も大きくなるため、 $Z F$  等化によって雑音強調が生じるという問題があった。これに対して、本実施形態では、上記 ( 7 ) 式を用いて、受信信号を下記の ( 1 1 ) 式のように表す。

## 【 数 1 2 】

$$r_s = h_{cir} c'^T d + n \quad \dots(11)$$

( 1 1 ) 式のように表すことで、チャンネル行列  $h_{cir}$  と処理済拡散符号行列  $c'$  との積である行列  $h_{cir} c'^T$  を、変調シンボル  $d$  が通過する  $M I M O$  伝搬路とみなすことができる。つまり、本実施形態では、( 1 1 ) 式の行列  $h_{cir} c'^T$  の擬似逆行列 (  $c'^+$  )  $h_{cir}^+$ 、つまり処理済拡散符号行列  $c'$  の擬似逆行列と、チャンネル行列  $h_{cir}$  の擬似逆行列との積、を  $Z F$  アルゴリズムによるウェイト行列として算出する。

## 【 0 0 4 9 】

本ステップにおいて、伝搬路推定部 2 2 が、受信信号  $r_s$  等の情報に基づいて、周知の手法により伝搬路  $P$  のチャンネル行列  $h_{cir}$  を推定して、等化処理部 2 3 に出力する。また、拡散符号設定部 3 0 の拡散符号選択部 3 2 が、送信機 1 0 の拡散処理で用いた処理済拡散符号行列  $c'$  の情報を等化処理部 2 3 に出力する。等化処理部 2 3 は、伝搬路推定部 2 2 により推定された伝搬路  $P$  のチャンネル行列  $h_{cir}$  と、拡散符号選択部 3 2 から入力された処理済拡散符号行列  $c'$  を用いて、ウェイト行列を算出する。

## 【 0 0 5 0 】

ステップ  $S 2 0 9$  では、ステップ  $S 2 0 8$  で算出したウェイト行列を使って、受信信号  $r_s$  が等化処理される。等化処理部 2 3 は、上記 ( 1 1 ) 式で表わされる受信信号に対して、左からウェイト行列 (  $c'^+$  )  $h_{cir}^+$  を乗算することにより、拡散符号を伝搬路とみなした  $Z F$  等化処理を行う。この処理は、下記の ( 1 2 ) 式により表すことができる。

。

10

20

30

40

【数 1 3】

$$\begin{aligned}
 r_{ZF} &= (c'^+)^T h_{cir}^+ r_s \\
 &= (c'^+)^T h_{cir}^+ (h_{cir} s_s^T + n) \\
 &= (c'^+)^T h_{cir}^+ (h_{cir} c'^T d + n) \\
 &= d_s + (c'^+)^T h_{cir}^+ n
 \end{aligned}
 \quad \dots (12)$$

【0051】

10

ここで、 $r_{ZF}$  は、ZF等化処理が行われた受信信号であり、 $d_s$  は、列毎に加算した変調シンボル  $d$  である。変調シンボル  $d$  は、対角要素以外は 0 であるため、変調シンボルのみが (12) 式の処理により復調できる。 $d_s$  は、1 行  $\times$   $U$  列のベクトルである。なお、本ステップにおける等化処理は、周波数領域で行ってもよいし、時間領域で行ってもよい。

【0052】

ステップ S 2 1 0 では、復調部 2 4 により、等化処理部 2 3 により等化処理が行われた受信信号  $r_{ZF}$  に対して、1 次変調の復調が行われる。復調部 2 4 は、送信機 1 0 の変調部 1 1 と同様に、例えば BPSK (Binary Phase Shift Keying) などの手法によって、受信信号  $r_{ZF}$  を復調して、復調データ  $x_o$  を出力する。復調データ  $x_o$  は、送信機 1 0 に入力されたデータ  $x_i$  と略同一の情報である。

20

【0053】

次に、本実施形態に係る DS-CDMA 通信システム 1 の効果を説明する。

【0054】

本実施形態の DS-CDMA 通信システム 1 は、拡散符号生成部 3 1 と、送信機 1 0 と、受信機 2 0 とを備える。拡散符号生成部 3 1 は、拡散符号行列  $c$  から特異値分解により対角要素に特異値を有する特異値行列を算出し、特異値行列の対角要素のすべてを 0 以外の同一の所定値に統一することで処理済拡散符号行列  $c'$  を生成する。送信機 1 0 は、入力されたデータ  $x_i$  を変調処理し、さらに処理済拡散符号行列  $c'$  で拡散処理を行って送信信号  $s_s$  を作成し、伝搬路  $P$  に送信する。受信機 2 0 は、伝搬路  $P$  を経た送信信号  $s_s$  を受信信号  $r_s$  として受信し、処理済拡散符号行列  $c'$  と、伝搬路推定部 2 2 により推定された伝搬路  $P$  のチャネル行列  $h_{cir}$  と、に基づき ZF アルゴリズムを用いてウェイト行列を算出する。受信機 2 0 は、ウェイト行列を用いて受信信号  $r_s$  を等化処理し、等化処理された受信信号  $r_{ZF}$  を復調して復調データ  $x_o$  を出力する。

30

【0055】

この構成により、所与の拡散符号行列  $c$  から、特異値を 0 以外の同一の所定値に統一することで、行列式が大きくなるように処理を施した処理済拡散符号行列  $c'$  を用いて送信信号  $s_s$  の拡散処理を行うと共に、この処理済拡散符号行列  $c'$  と、伝搬路推定部 2 2 により推定された伝搬路  $P$  のチャネル行列  $h_{cir}$  と、に基づき ZF アルゴリズムを用いて等化処理のウェイト行列を算出する。このように算出したウェイト行列を用いて受信信号  $r_s$  の等化処理を行うことで、ZF アルゴリズムにおける雑音強調を抑制できる。

40

【0056】

ここで、本実施形態が上記作用効果を奏する理由についてさらに詳細に説明する。

【0057】

周波数フェージング環境において ZF 等化を適用したシステムが雑音強調を発生させる原理を述べる。ただし、MIMO システムに ZF 等化を適用した場合を考える。MIMO システムは複数の送受信アンテナをもち、各サブストリームの分離および検出が必要になる。そのため、各アンテナ出力に重みを乗算した後、合成した信号を出力する構成になる。このような空間フィルタ出力  $s_o(m)$  は、下記の (13) 式で表わすことができる。

【数 1 4】

$$s_o(m) = W^T y(m) \quad \dots(13)$$

ここで T は転置、m は離散時間を表すインデックスである。W は重み行列である。y ( m ) は、受信列ベクトルであり、下記の ( 1 4 ) 式で表わされる。

【数 1 5】

$$y(m) = Hx(m) + n(m) \quad \dots(14)$$

10

( 1 4 ) 式を用いて ( 1 3 ) 式を展開すると、下記の ( 1 5 ) 式のように書き換えることができる。

【数 1 6】

$$\begin{aligned} s_o(m) &= W^T y(m) \\ &= W^T Hx(m) + W^T n(m) \end{aligned} \quad \dots(15)$$

【0 0 5 8】

ここで雑音の影響を考慮せず、上記 ( 1 5 ) 式において  $s_o(m) = x(m)$  となるようなウェイト行列を求める手法が、従来の Z F 等化である。よって Z F 等化によるウェイト行列  $W_{ZF}$  は、下記の ( 1 6 ) 式を満足する必要がある。

20

【数 1 7】

$$W_{ZF} H = I_{N_t} \quad \dots(16)$$

【0 0 5 9】

( 1 5 ) 式に ( 1 6 ) 式を代入すると、Z F 等化後の空間フィルタ出力は下記の ( 1 7 ) 式で表される。

【数 1 8】

30

$$s_o(m) = s(m) + W_{ZF}^T n(m) \quad \dots(17)$$

【0 0 6 0】

空間フィルタ出力における信号電力は  $W_{ZF}$  に依存しないため、SNR ( S i g n a l t o N o i s e R a t i o ) は雑音電力によって決定される。各フィルタ出力に含まれる雑音は、 $W_{ZF}$  のノルムが最小であれば SNR を最大にできる。Z F 等化は、一般逆行列としてノルム最小型かつ最小二乗型である、下記 ( 1 8 ) 式に示す Moore - Penrose 一般逆行列により求めることができる。

40

【数 1 9】

$$W_{ZF}^T = H^+ = (H^H H)^{-1} H^H \quad \dots(18)$$

ここで  $H^H$  はエルミート転置を表す。ただし、ここで H はフルランクであることを用いている。この式からわかるように、 $H^H H$  の行列式が小さい場合、雑音電力が大きくなり Z F 等化によって雑音強調が発生する。これは逆行列が下記の ( 1 9 ) 式のように求められることに起因する。

【数 2 0】

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$$

$$A^{-1} = \frac{1}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}} \begin{bmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{bmatrix} \quad \dots (19)$$

$$= \frac{1}{\det(A)} \begin{bmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{bmatrix}$$

10

【0061】

(19)式には、例として2行2列の行列Aの逆行列を示した。(19)式より、行列の特定の要素に対して-1を乗算し各要素を入れ替える操作および行列Aの行列式 $\det(A)$ を各要素に対して除算することで求めることができる。これは2行2列を超える行列に対しても同様である。すなわち、行列式の絶対値が1未満であるとき、行列の各要素の絶対値は元の値と比較し大きくなり、これがZF等化における雑音強調の原因となる。

【0062】

以上より、上記(18)式の $H^H H$ の行列式を大きくすれば、ZFアルゴリズムにおける雑音強調を抑制できると考えられる。上記(18)式を含む(17)式は、本実施形態では、ZF等化処理が行われた受信信号 $r_{ZF}$ を表す(12)式と対応するものである。つまり、上記(18)式の $H^H H$ の行列式を大きくすることは、本実施形態に当て嵌めると、(12)式の処理済拡散符号行列 $c'$ の行列式を大きくすることと等価である。したがって、所与の拡散符号行列 $c$ から、特異値を0以外の同一の所定値に統一することで、行列式が大きくなるように処理を施した処理済拡散符号行列 $c'$ を生成し、この処理済拡散符号行列 $c'$ に基づきZFアルゴリズムを用いて等化処理のウェイト行列を算出すれば、ZFアルゴリズムにおける雑音強調を抑制できると考えられる。

20

【0063】

また、本実施形態のDS-SSMA通信システム1において、拡散符号生成部31は、好ましくは、特異値行列の対角要素のすべてを、特異値のうちの最大値に基づき統一することで処理済拡散符号行列 $c'$ を生成する。

30

【0064】

この構成により、所与の拡散符号行列 $c$ から、行列式が最も大きくなるように処理を施した処理済拡散符号行列 $c'$ を生成できるので、ZFアルゴリズムにおける雑音強調をより一層抑制できる。

【0065】

また、本実施形態のDS-SSMA通信システム1は、拡散符号生成部31により生成された複数の処理済拡散符号行列 $c'$ から1つを選択して送信機10及び受信機20に出力する拡散符号選択部32を備える。

【0066】

この構成により、複数の処理済拡散符号行列 $c'$ を保持して使い分けることができるので、DS-SSMA通信システム1の汎用性を向上できる。さらに、処理済拡散符号行列 $c'$ を生成する際に複数の拡散符号行列 $c$ に対して(4)式を用いることで、複数の処理済拡散符号行列 $c'$ を生成して保持することができるので、ユーザに割り当て可能な拡散符号の数を容易に増加させることができ、システムの汎用性をさらに向上できる。

40

【0067】

また、本実施形態のDS-SSMA通信システム1において、拡散符号生成部31は、上記の(2)式を用いて拡散符号行列 $c$ の特異値分解を行い、特異値行列の特異値のすべてを0以外の同一の所定値に統一した変更済特異値行列 $\lambda'$ から上記の(4)式を用いて処理済拡散符号行列 $c'$ を生成する。

50

## 【 0 0 6 8 】

この構成により、所与の拡散符号行列  $c$  から、行列式が大きくなるように処理を施した処理済拡散符号行列  $c'$  を容易に生成することができる。

## 【 0 0 6 9 】

また、本実施形態の DS - CDMA 通信システム 1 による無線通信方法は、拡散符号行列  $c$  から特異値分解により対角要素に特異値を有する特異値行列  $\Sigma$  を算出し、特異値行列の特異値のすべてを 0 以外の同一の所定値に統一することで処理済拡散符号行列  $c'$  を生成する拡散符号生成ステップ (ステップ S 1 0 1 ~ S 1 0 4) と、送信機 1 0 に入力されたデータ  $x_i$  を変調処理し、さらに拡散符号生成ステップにて生成された処理済拡散符号行列  $c'$  で拡散処理を行って送信信号  $s_s$  を作成する送信信号作成ステップ (ステップ S 2 0 1 ~ S 2 0 3) と、送信信号作成ステップにて作成された送信信号  $s_s$  を伝搬路 P に送信する送信ステップ (ステップ S 2 0 4) と、送信ステップにて送信され、伝搬路 P を経た送信信号  $s_s$  を受信信号  $r_s$  として受信機 2 0 で受信する受信ステップ (ステップ S 2 0 6) と、拡散符号生成ステップにて生成された処理済拡散符号行列  $c'$  に基づき ZF アルゴリズムを用いてウェイト行列を算出するウェイト行列算出ステップ (ステップ S 2 0 8) と、ウェイト行列算出ステップにて算出されたウェイト行列を用いて受信信号  $r_s$  を等化処理する等化処理ステップ (ステップ S 2 0 9) と、等化処理ステップにて等化処理された受信信号  $r_{ZF}$  を復調して復調データ  $x_o$  を出力する出力ステップ (ステップ S 2 1 0) と、を含む。

## 【 0 0 7 0 】

この構成によっても、上記の DS - CDMA 通信システム 1 の作用効果と同様の理由で、ZF アルゴリズムにおける雑音強調を抑制できる。

## 【 0 0 7 1 】

ここで、拡散符号行列  $c$  の生成手法について考察する。上記実施形態では、チェビシェフ写像、ベルヌーイ写像、ロジスティック写像などのカオス符号を用いて生成する構成を説明した。上述のように、本実施形態では、拡散符号行列  $c$  の特異値を一定化することで行列式が大きくなるように処理を施した処理済拡散符号行列  $c'$  を利用する。特異値を大きくすることは信号の振幅を増加させることに相当する。そのため、拡散符号行列  $c$  の振幅は実際の通信システムを考慮するとピーク電力対平均電力比 (Peak to Average Power Ratio: PAPR) は低い方が望ましい。よって、ある範囲内で振幅が変動する信号を拡散符号行列  $c$  に使用することを考える。指定した区間  $[d, e]$  で非周期的かつランダムな値を発生させる方法として、下記の (20) 式の 1 次元非線形差分方程式に写像  $\tau$  を用いた信号の生成方法がある。この信号は、ランダムかつ非周期的な特徴からカオスと呼ばれる。

## 【 数 2 1 】

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= \tau(x_n) \\ x_n &\in I = [d, e] \quad \dots (20) \\ n &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned}$$

## 【 0 0 7 2 】

このカオス符号は、容易な演算で解析が困難な信号が生成可能、符号系列がほぼ無限に生成できる、任意の符号長の信号が生成可能であるといった特長をもつ。ここで、カオス符号のうち、下記の (21)、(22)、(23) 式に示すチェビシェフ写像  $c_c$ 、ベルヌーイ写像  $c_b$ 、およびロジスティック写像  $c_l$  について比較を行った。初期値はランダムに与えた。拡散率 SF は 128 とした。

10

20

30

40

## 【数 2 2】

$$\tau_c(x) = 1 - 2x^2 \quad \dots (21)$$

$$\tau_b(x) = \begin{cases} 2x & (0 \leq x < 1/2) \\ 2x - 1 & (1/2 \leq x \leq 1) \end{cases} \quad \dots (22)$$

$$\tau_l(x) = 4x(1-x) \quad \dots (23)$$

## 【0073】

10

各写像により生成される拡散符号行列  $c$  を特異値分解した。図 5 A , 5 B , 5 C は、それぞれチェビシェフ (Chebyshev) 写像  $c$ 、ロジスティック (Logistic) 写像  $l$ 、およびベルヌーイ (Bernoulli) 写像  $b$  の特異値分布を示す図である。図 5 A ~ 5 C の各図において、横軸は特異値番号を示し、縦軸は平均特異値を示す。表 1 は、各写像の平均最大値 (Maximum SV) および平均最小値 (Minimum SV) を示す。

## 【表 1】

(表1)

写像	平均最大値	平均最小値
チェビシェフ	15.6415	0.0393
ロジスティック	64.4854	0.0200
ベルヌーイ	64.3160	0.0051

20

## 【0074】

図 5 A に示すように、チェビシェフ写像は緩やかな曲線を描く。これに対して、図 5 B , 5 C に示すように、ロジスティック写像およびベルヌーイ写像は、最大値 1 つのみが大きく、その他の特異値は緩やかな曲線を描く。この結果より、上記の (4) 式の処理を行なうことで、ロジスティック写像およびベルヌーイ写像は、チェビシェフ写像と比較して、その振幅を大きく増加することがわかる。

30

## 【0075】

次に、(4) 式の処理を行った後、振幅がどのように変化するかを示す。図 6 A , 6 B , 6 C は、それぞれチェビシェフ写像  $c$ 、ロジスティック写像  $l$ 、およびベルヌーイ写像  $b$  における特異値一定処理後の時間領域変化を示す図である。図 6 A ~ 6 C の各図において、横軸は時間を示し、縦軸は振幅を示す。図 7 A , 7 B , 7 C は、それぞれチェビシェフ写像  $c$ 、ロジスティック写像  $l$ 、およびベルヌーイ写像  $b$  の振幅の確率密度を示す図であり、図 7 D は、特異値一定処理後の各写像の振幅 確率密度特性を示す図である。図 7 A ~ 7 D の各図において、横軸は振幅を示し、縦軸は確率密度を示す。また、図 6 A ~ 6 C、図 7 A ~ 7 C の各図において、特異値一定処理前の時間領域信号を点線で示し、特異値一定処理後の時間領域信号を実線で示す。ただし、図 7 A ~ 7 D は、(4) 式の処理を行った後、平均振幅が 1 となるように正規化を行った。表 2 は、各写像の平均振幅 1 における特異値を示す。

40

【表 2】

(表2)

写像	特異値
チェビシェフ	13.5
ロジスティック	13.5
ベルヌーイ	13.5

10

## 【0076】

図7A～7D及び表2に示すように、各写像により生成される拡散符号行列 $c$ は、特異値が一定となる処理を行なうことにより、振幅の確率密度および特異値が全て同じになる。よって、どの写像を選択しても上記(12)式による拡散符号をMIMO伝搬路と見なしたZF等化処理による結果は同様になることを示している。

## 【0077】

## [変形例]

次に、図8を参照して上記実施形態の変形例を説明する。上記実施形態では、送信機10のサイクリックプリフェクス付加部15において、ブロック間干渉を防ぐためにシンボルの前にガードインターバルを付加する構成を説明したが、この代わりにゼロパディング(Zero Padding: ZP)処理を行ってもよい。図8は、マルチパスの影響とZPの効果を示す模式図である。

20

## 【0078】

ZP処理は、図8に示すように、最大遅延時間以上の時間 $N_0$ に渡り、送信シンボルの後尾に0を付加する手法である。この場合、チャネル行列は下記の(24)式のようにテプリッツ行列で表される。

## 【数23】

$$h_{zp} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & h_0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ h_L & & & h_0 \\ 0 & h_L & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & & \ddots & h_L \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad \cdots(24)$$

30

40

## 【0079】

巡回行列と比較してテプリッツ行列は、一般的に一般逆行列のノルムが小さいため、ZF等化を利用したシステムにおいて雑音強調をより一層抑制できる。

## 【0080】

## [シミュレーション]

次に、図9～15を参照して、上記実施形態のシミュレーション結果について説明する。

50

## 【 0 0 8 1 】

## ( i ) 一様電力伝搬路

変調方式は B P S K とした。G I 長または Z P 長は 1 6 とした。想定する伝搬路 P は、等電力インパルス応答を有するパス数 1 0 を想定し、インパルス応答の間隔はすべて 1 とした。チャンネル推定は理想的に行われ受信機 2 0 で予め既知であるとした。送信するビット数は  $2 \times 10^6$  ( b i t ) とした。上記の条件において、処理済拡散符号行列  $c'$  の拡散率をそれぞれ 3 2 , 6 4 , 1 2 8 とし、F F T ポイント数を拡散率に等しい値を使用している、上記実施形態に示すシステム構成のものを実施例 1 ~ 3 とした。また、比較例 1 ~ 3 とし、通常の Z F 等化を行なうシステム、すなわち、拡散符号に W a l s h 符号を使用し、Z F 等化後逆拡散処理を行なうものを用意した。比較例 1 ~ 3 の拡散率及び F F T

10

## 【 0 0 8 2 】

図 9 A , 9 B は、それぞれ G I 処理及び Z P 処理を適用した場合における、一様電力伝搬路の B E R 特性を示す図である。図 9 A , 9 B において、横軸は S N R ( d B ) を示し、縦軸は B E R を示す。また、実施例を実線で示し、比較例を点線で示す。実施例及び比較例の符号 1 , 2 , 3 に該当する特性を、それぞれ丸、三角、四角のプロットで示す。図 9 A , 9 B に示すように、伝搬路 P の情報のみを使用して Z F 等化を行なう比較例 1 ~ 3 と比較し、特異値が一定の拡散符号 ( 処理済拡散符号行列  $c'$  ) を M I M O 伝搬路とみなし Z F 等化する提案方式 ( 実施例 1 ~ 3 ) の方が B E R 特性に優れている。また、G I 処理は伝搬路行列を巡回行列で、Z P 処理はテプリッツ行列で表現することができることから、伝搬路行列の行列式が大きくなる Z P 処理の方が優れた B E R 特性を示す。

20

## 【 0 0 8 3 】

## ( i i ) 指数減衰伝搬路

上記 ( i ) と同様のシステムを用いて、想定する伝搬路特性を変更し B E R 特性をシミュレーションによって求めた。想定する伝搬路 P は、受信電力が指数的に減衰するインパルス応答を有するパス数 1 0 を想定し、インパルス応答の間隔はすべて 1 とした。ただし、あるパスの次に到来するパスは電力が 2 ( d B ) 小さい、すなわち減衰定数を 2 ( d B ) とした。なお、上記 ( i ) の結果より、G I 処理と比較して Z P 処理が優れていることを確認できたため Z P 処理を使用した。上記の条件において、上記の実施例 1 ~ 3 と同様に、処理済拡散符号行列  $c'$  の拡散率をそれぞれ 3 2 , 6 4 , 1 2 8 としたものを実施例 4 ~ 6 とした。また、上記の比較例 1 ~ 3 と同様のものを比較例 4 ~ 6 とした。図 1 0 は、指数減衰伝搬路の B E R 特性を示す図である。図 1 0 の仕様は、図 9 A , 9 B と同じである。図 1 0 に示すように、一様電力伝搬路と比較し、各拡散率による B E R 特性がほぼ等しいことがいえる。また、比較例 4 ~ 6 と比較して、提案方式 ( 実施例 4 ~ 6 ) の方が、S N R が高くなるほど優れた B E R 特性を示す。

30

## 【 0 0 8 4 】

## ( i i i ) 雑音の抑制効果

伝搬路において受信信号に加算される雑音と、提案方式処理後の雑音とを比較した。伝搬路は、減衰定数 2 ( d B ) の指数減衰伝搬路とした。処理済拡散符号行列  $c'$  の拡散率は 1 2 8 とした。Z P 処理を使用した。図 1 1 A は、受信信号に加算される雑音のコンスタレーションを示す図であり、図 1 1 A の横軸は同相軸、縦軸は直角位相角を表す。図 1 1 B は、提案方式による Z F 等化処理 ( ( 1 2 ) 式の処理、すなわちウェイト行列 (  $c^+$  )  $h_{c_i r^+}$  を雑音に乗算する処理 ) 後の雑音のコンスタレーションを示す図である。図 1 2 は、図 1 1 A , 1 1 B に示す状態における時間領域の雑音の変化を示す図である。図 1 2 の横軸は時間を示し、縦軸は振幅を示す。図 1 1 , 1 2 に示すように、全ての雑音成分を抑制できるとは限らないが、コンスタレーションを参照すれば、本実施形態の提案方式による Z F 等化処理によって、雑音の振幅が抑制できることが確認できた。

40

## 【 0 0 8 5 】

## ( i v ) 拡散符号のみを考慮した Z F 処理

伝搬路 P の周波数選択性フェージングを考慮しない場合のシミュレーションも行った。

50

すなわち(8)式の伝搬路Pのチャネル行列hにおいて、 $h_0 = 1$ 、 $h_l = 0$  ( $l = 1, 2, \dots, L$ )となる伝搬路(ガウス伝搬路)におけるビット誤り率(BER)を求めた。このとき、GI処理の(9)式、およびZP処理の(17)式は単位行列に等しくなる。よって、提案する処理済拡散符号行列 $c'$ のみに対してZFアルゴリズムを行なうことにより変調シンボルdを求めることができる。この処理は、単位行列の一般化逆行列は単位行列であることから、(12)式の $h_{c_i r}^+$ を単位行列とすることにより下記の(25)式で表すことができる。

$$\begin{aligned} r_{ZF} &= (c'^+)^T (s_s^T + n) \\ &= d_s + (c'^+)^T n \end{aligned} \quad \dots(25)$$

10

#### 【0086】

変調方式はBPSKとした。周波数選択性フェージングは考慮しないため、GI長は0とした。送信するビット数は $2 \times 10^6$  (bit)とした。上記の条件において、処理済拡散符号行列 $c'$ の拡散率をそれぞれ32, 64, 128とし、FFTポイント数を拡散率に等しい値を使用した、上記実施形態に示すシステム構成のものを実施例7~9とした。図13は、GI処理を適用した場における、ガウス伝搬路のBER特性を示す図である。図13の仕様は、図9A, 9B, 図10と同じである。図13には、比較例7として、BPSK方式の理論的なBER特性も示す。図13に示すように、実施例7~9が比較例7(BPSK)と同様のBER特性を示すことから、ZFアルゴリズムを利用した(25)式による処理で提案する拡散符号は、雑音強調を抑制できていることが確認できた。

20

#### 【0087】

図14Aは、受信信号に加算される雑音のコンスタレーションを示す図であり、図14Aの横軸は同相軸、縦軸は直角位相角を表す。図14Bは、提案方式によるZF等化処理後の雑音のコンスタレーションを示す図である。図15は、図14A, 14Bに示す状態における時間領域の雑音の変化を示す図である。図15の横軸は時間を示し、縦軸は振幅を示す。処理済拡散符号行列 $c'$ の拡散率は32とした。図14A, 14B, 15に示すように、雑音強調が抑制されていることが確認できた。

30

#### 【0088】

##### [第2実施形態]

次に、図16, 17を参照して第二実施形態を説明する。図16は、本発明の第二実施形態に係るDS-CDMA通信システム(無線通信システム)の概略構成を示すブロック図である。図17は、第二実施形態のDS-CDMA通信システムにより実施される無線通信処理を示すフローチャートである。

#### 【0089】

図16に示すように、第二実施形態のDS-CDMA通信システム1aは、受信機20の等化処理部23の代わりに、受信機20aの等化処理部25及びZF等化処理部26を有する点、すなわち、ZF等化処理において、チャネル行列(伝搬路行列)を利用せず、処理済拡散符号行列 $c'$ のみを利用してウェイト行列を算出する点で、第一実施形態のDS-CDMA通信システム1と異なるものである。

40

#### 【0090】

等化処理部25は、伝搬路Pに対する等化処理を行う。等化処理部25は、例えばMMSE(Minimum Mean Square Error)等化などの従来手法を用いて等化処理を行う。ZF等化処理部26は、拡散符号選択部32により選択された処理済拡散符号行列 $c'$ に基づいてZFアルゴリズムによるウェイト行列を算出し、このウェイト行列を用いて受信信号 $r_s$ を等化処理する。

#### 【0091】

図17に示すフローチャートの各ステップのうち、ステップS301~S307, S3

50

10の各処理は、それぞれ第一実施形態の図3のステップS201～S207, S210のものと同一であるので説明を省略する。なお、拡散符号設定部30は、第一実施形態と同様に、図2のフローチャートに示す拡散符号生成処理を行う。

【0092】

ステップS308では、等化処理部25により、ステップS307にてサイクリックブリフェクス(GI)を削除された受信信号 $r_s$ に、伝搬路Pに対する等化処理が行われる。このステップでは、例えばMMSE等化などの従来手法を用いて等化処理が行われる。

【0093】

ここで、MMSEを用いた伝搬路等化について詳細に説明する。伝搬路行列 $h$ は、GIまたはZPを送信信号に付加することにより、それぞれ(9)式または(24)式のように表現できる。このとき、伝搬路行列 $h$ に対してMMSEアルゴリズムを使用して等化重み $h_{MMSE}$ を算出すると、下記の(26)式のように表すことができる。

【数25】

$$h_{MMSE} = \left( h^H h + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} I \right)^+ h^H \quad \dots(26)$$

ここで、 $\sigma_s$ は送信信号の分散、 $\sigma_n$ は雑音の分散、 $I$ は単位行列を表す。ZFアルゴリズムと比較するとSNRに反比例する項 $\sigma_n^2 / \sigma_s^2$ が追加されており、SNRが大きいほどZFアルゴリズムに等化重みの値が近くなることわかる。本ステップでは、等化処理部25は、上記の(26)式に基づき算出した等化重み $h_{MMSE}$ を使って受信信号 $r_s$ を等化処理する。すなわち、上記(11)式で表わされる受信信号に対して、等化重み $h_{MMSE}$ を乗算することにより、伝播路に対する等化処理を行う。

【0094】

ステップS309では、ZF等化処理部26により、ステップS308にて伝搬路に対する等化処理が行われた受信信号 $r_s$ に、拡散符号に対するZF等化処理が行われる。ZF等化処理部26は、拡散符号選択部32により選択された処理済拡散符号行列 $c'$ を用いてウェイト行列を算出し、このウェイト行列を用いて受信信号 $r_s$ をZF等化処理する。

【0095】

ステップS308～S309の処理を纏めると、下記の(27)式によって表すことができる。ただし、ここではGIを送信信号に付加し、シンボル間干渉が生じないときの伝搬路行列 $h_{cir}$ を用いており、ZPを送信信号に付加する場合は、下記(27)式中の $h_{cir}$ を $h_{ZP}$ に置き換える必要がある。

【数26】

$$\begin{aligned} r_{MMSE} &= (c'^+)^T h_{MMSE} (h_{cir} s_s^T + n) \\ &= (c'^+)^T h_{MMSE} h_{cir} s_s^T + (c'^+)^T h_{MMSE} n \end{aligned} \quad \dots(27)$$

【0096】

上記の(27)式より、伝搬路の影響は完全に取り除くことはできないが、雑音 $n$ の電力が大きいほど $h_{MMSE}$ の各成分の値が小さくなる。よって雑音 $n$ の影響を低減することができる。このようにMMSEアルゴリズムは希望信号電力に対する干渉と雑音の電力比が最大になるようにするアルゴリズムである。

【0097】

第二実施形態のDS-CDMA通信システム1aにおいても、第一実施形態と同様に、処理済拡散符号行列 $c'$ に基づきZFアルゴリズムを用いて等化処理のウェイト行列を算出し、このウェイト行列を用いて受信信号 $r_s$ の等化処理を行うことで、ZFアルゴリズム

10

20

30

40

50

ムにおける雑音強調を抑制できる。

【0098】

[シミュレーション]

次に、図18～19を参照して、上記第二実施形態のシミュレーション結果について説明する。

【0099】

(2-i) 一様電力伝搬路

シミュレーションの諸元は第一実施形態のシミュレーションのうち「(i) 一様電力伝搬路」のものと同様である。処理済拡散符号行列 $c'$ の拡散率をそれぞれ32, 64, 128とし、FFTポイント数を拡散率に等しい値を使用している、上記第二実施形態に示すシステム構成のものを実施例10～12とした。また、比較例8～10として、拡散符号にWalsh符号を使用し、MMSE等化後逆拡散処理を行うシステムを用意した。

10

【0100】

図18A, 18Bは、第二実施形態のシミュレーションにおいて、それぞれGI処理及びZP処理を適用した場合における、一様電力伝搬路のBER特性を示す図である。図18A, 18Bの仕様は、図9A, 9Bとお暗示である。図18A, 18Bに示すように、伝搬路Pの情報のみを使用してMMSE等化を行なう比較例8～10と比較し、提案方式(実施例10～12)はBER特定の改善が見られる。また、提案方式の拡散符号(処理済拡散符号行列 $c'$ )は、拡散符号にWalsh符号を使用した比較例と比較して、BER特性に優れていることがわかる。

20

【0101】

(2-ii) 指数減衰伝搬路

シミュレーションの諸元は第一実施形態のシミュレーションのうち「(ii) 指数減衰伝搬路」のものと同様である。上記の実施例10～12と同様に、処理済拡散符号行列 $c'$ の拡散率をそれぞれ32, 64, 128としたものを実施例13～15とした。また、上記の比較例8～10と同様のものを比較例11～13とした。すなわち、比較例11～13は、拡散符号にWalsh符号を使用し、MMSE等化後逆拡散処理を行うシステムである。図19は、第二実施形態のシミュレーションにおける、指数減衰伝搬路のBER特性を示す図である。図19の仕様は、図18A, 18Bと同じである。図19に示すように、上記(2-i)の一様電力伝搬路のシミュレーション結果と比較し、各拡散率によるBER特性がほぼ等しいことがいえる。また、比較例11～13と比較して、提案方式(実施例13～15)の方が、SNRが高くなるほど優れたBER特性を示す。また、図19の実施例13～15を図10の実施例4～6と比較すると、SNRが低いほど、すなわちシミュレーションにおいてはSNRが0dBに近い程BER特性が改善していることがわかる。

30

【0102】

以上、本発明の実施形態を説明したが、上記実施形態は、例として提示したものであり、発明の範囲を限定することは意図していない。上記実施形態は、その他の様々な形態で実施されることが可能であり、発明の要旨を逸脱しない範囲で、種々の省略、置き換え、変更を行うことができる。上記実施形態やその変形は、発明の範囲や要旨に含まれると同様に、特許請求の範囲に記載された発明とその均等の範囲に含まれるものである。

40

【0103】

上記実施形態では、本発明に係る無線通信システムの一例としてDS-CDMA通信システム1, 1aを挙げて説明したが、DS-CDMA通信システム1, 1a以外の無線通信システムにも適用でき、より詳細には、直接拡散スペクトラム拡散(DS-SS: Direct Sequence Spread Spectrum)通信システムに含まれる他のシステムにも適用することができる。

【符号の説明】

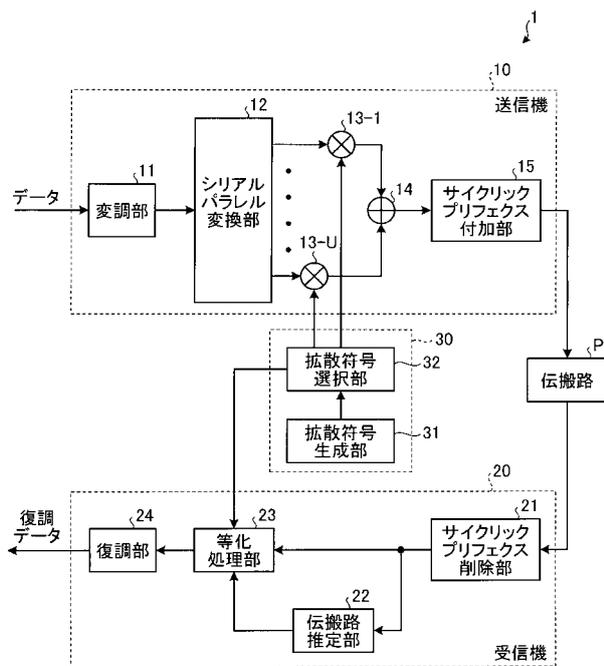
【0104】

1, 1a DS-CDMA通信システム(無線通信システム)

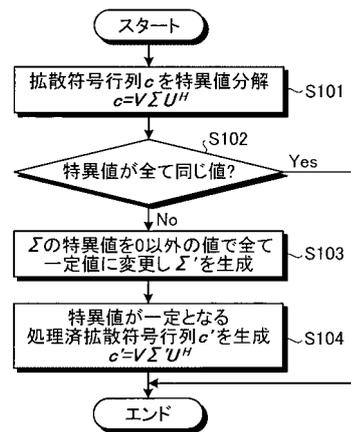
50

- 1 0 送信機
- 2 0 受信機
- 2 2 伝搬路推定部
- 2 3 等化処理部
- 3 0 拡散符号設定部
- 3 1 拡散符号生成部
- 3 2 拡散符号選択部
- P 伝搬路

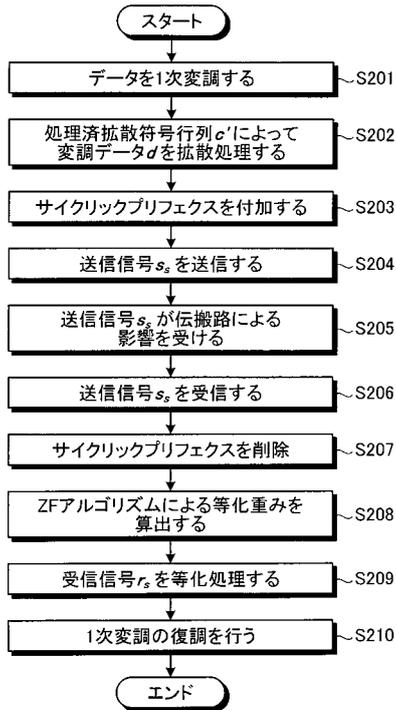
【 図 1 】



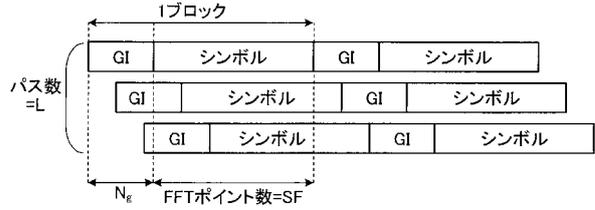
【 図 2 】



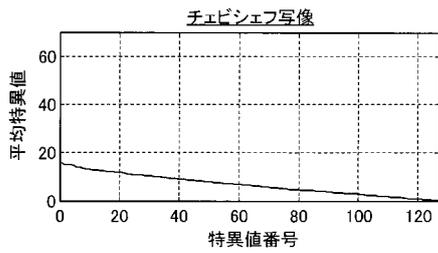
【 図 3 】



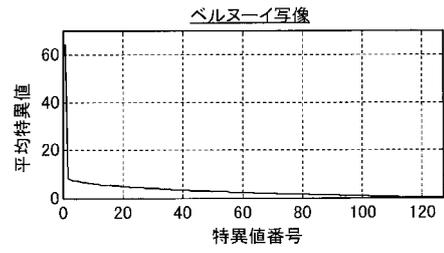
【 図 4 】



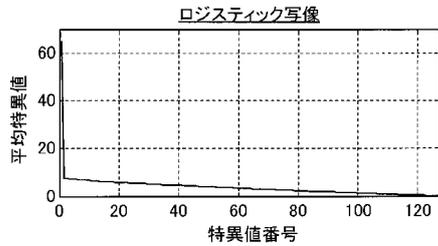
【 図 5 A 】



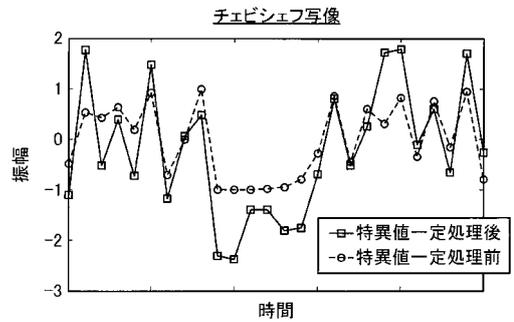
【 図 5 C 】



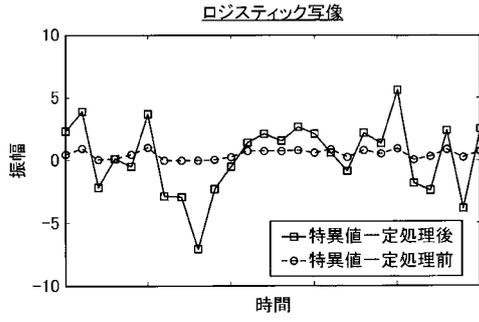
【 図 5 B 】



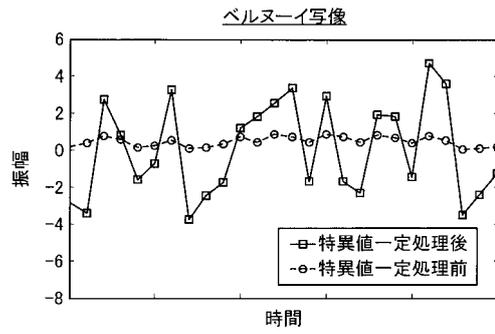
【 図 6 A 】



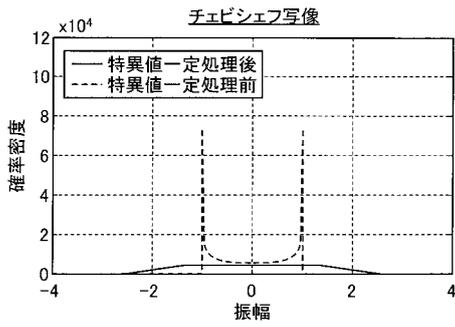
【 図 6 B 】



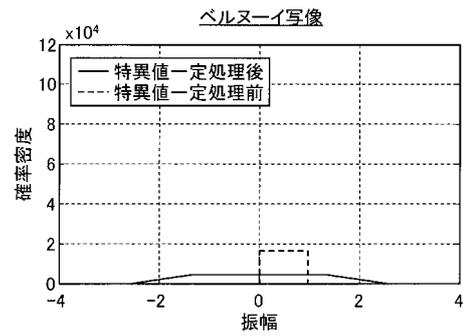
【 図 6 C 】



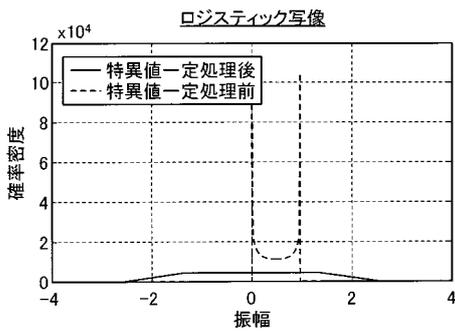
【 図 7 A 】



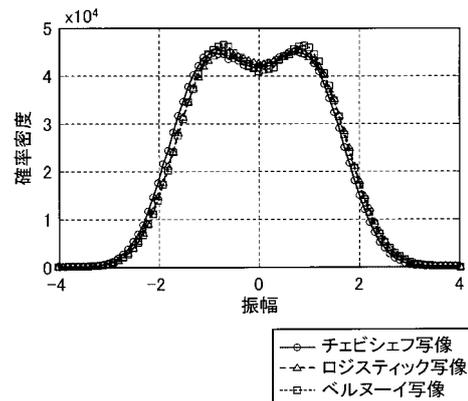
【 図 7 C 】



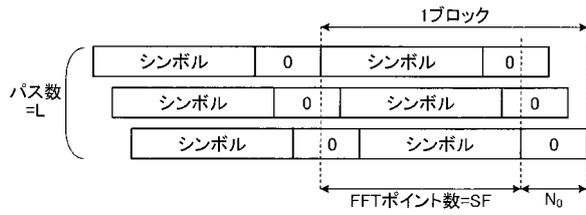
【 図 7 B 】



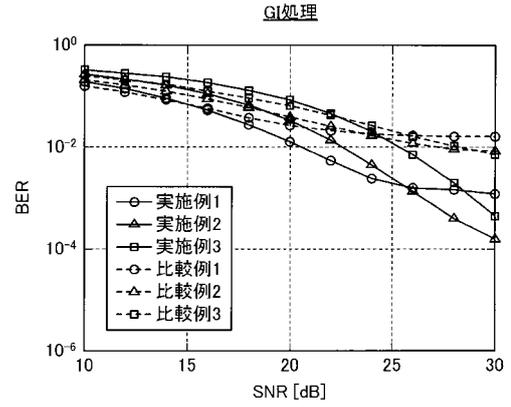
【 図 7 D 】



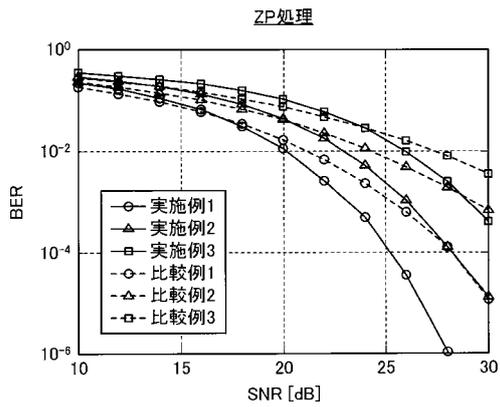
【 図 8 】



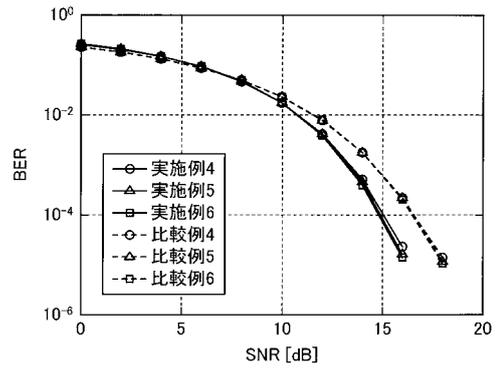
【 図 9 A 】



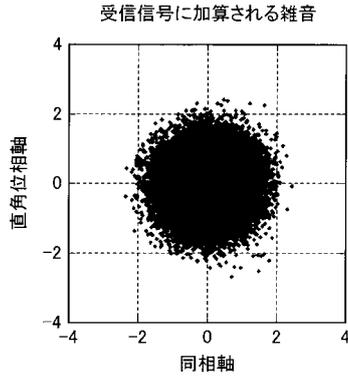
【 図 9 B 】



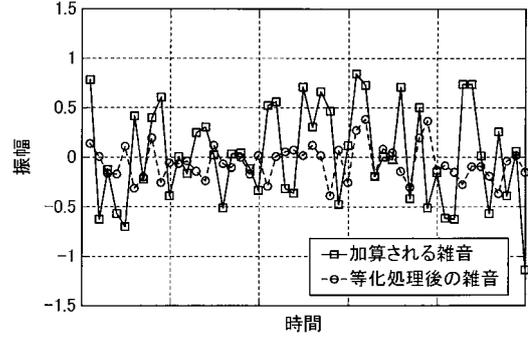
【 図 10 】



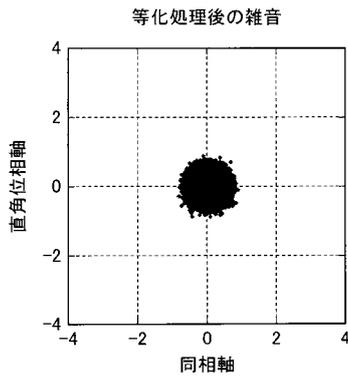
【図11A】



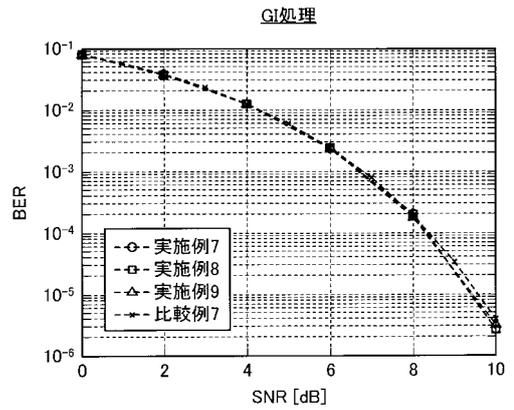
【図12】



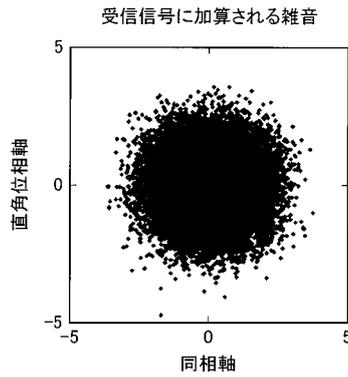
【図11B】



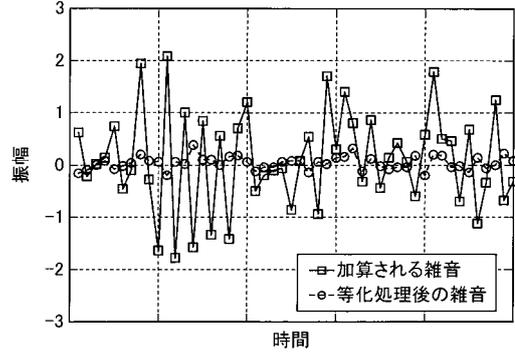
【図13】



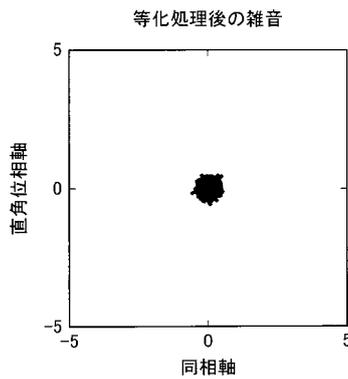
【図14A】



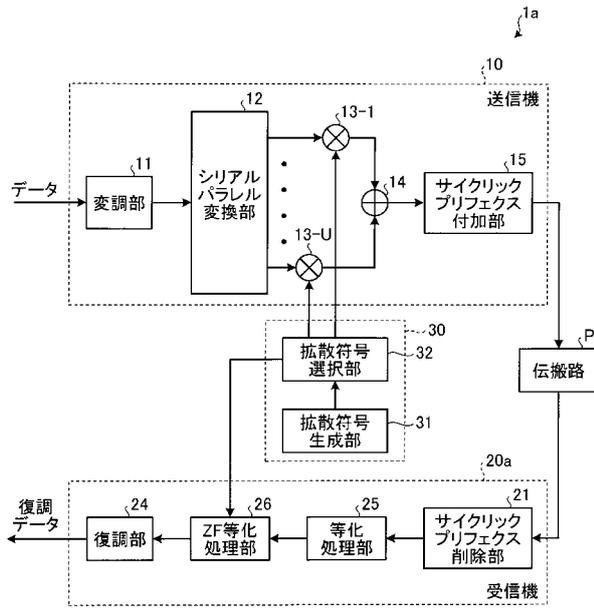
【図15】



【図14B】



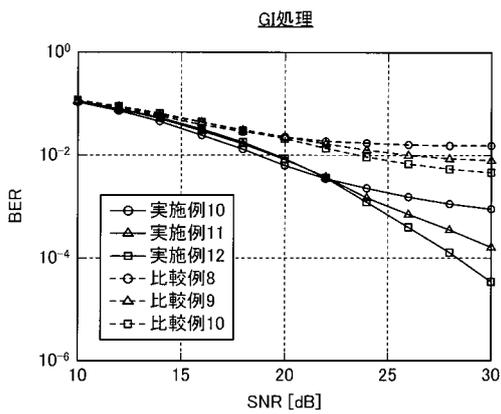
【図16】



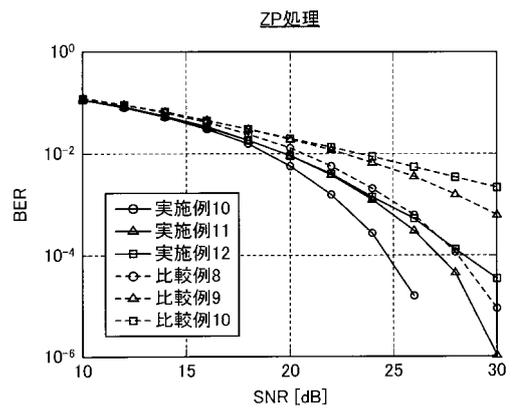
【図17】



【図18A】



【図18B】



【 図 1 9 】

