

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5196877号  
(P5196877)

(45) 発行日 平成25年5月15日(2013.5.15)

(24) 登録日 平成25年2月15日(2013.2.15)

(51) Int.Cl. F I  
H04B 1/7163 (2011.01) H04J 13/00 600

請求項の数 20 外国語出願 (全 35 頁)

(21) 出願番号	特願2007-149455 (P2007-149455)	(73) 特許権者	502124444
(22) 出願日	平成19年6月5日(2007.6.5)		コミッサリア ア レネルジー アトミー
(65) 公開番号	特開2007-329928 (P2007-329928A)		ク エ オ ゼネルジ ザルタナティヴ
(43) 公開日	平成19年12月20日(2007.12.20)		フランス国 エフー75015 パリ、
審査請求日	平成22年5月31日(2010.5.31)		パテイマン 「ル ポナン デー」、
(31) 優先権主張番号	0652034		リュ ルブラン 25
(32) 優先日	平成18年6月6日(2006.6.6)	(74) 代理人	100064908
(33) 優先権主張国	フランス (FR)		弁理士 志賀 正武
		(74) 代理人	100089037
			弁理士 渡邊 隆
		(74) 代理人	100108453
			弁理士 村山 靖彦
		(74) 代理人	100110364
			弁理士 実広 信哉

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 コヒーレント協調 (COHERENT COOPERATIVE) UWB通信システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

K個のフレーム(K 1)で構成される送信間隔中に送信元端末から送信先端末に信号を送信するUWBパルス電気通信システムのための分散時空間符号化の方法において、各フレームが前半と後半のハーフフレームに分割され、各前半のハーフフレームの間に送信された前記信号が、前記システムのK個の中継端末の中の、別個の中継端末によって受信され、次の後半のハーフフレームの間に増幅されてから再送信される方法であって、

前記送信元端末が、複数の時間位置を含むPPM変調アルファベットまたは複合PPM-PAM変調アルファベットに属する4K個のデータシンボルを符号化し、それによってフレーム当たり4つの送信シンボルのシーケンスを提供し、前記送信シンボルが、前記データシンボルの4K個の線形の組合せから得られ、前記線形の組合せは、有理数の領域の2Kの実数の代数拡張部に属する複数の係数を使用し、各フレームの前記シーケンス内の所定のランクの前記送信シンボルの1つは、そのPPM成分の置換によってさらに得られ、

このようにして得られた前記送信シンボルがUWBパルス信号を変調することを特徴とする方法。

【請求項 2】

そのPPM成分の置換を受けた各フレームの前記送信シンボルが、そのPPM成分の1つまたは複数について符号の反転も受けることを特徴とする請求項1に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項 3】

前記送信間隔のk番目のフレームの前記4つの送信シンボル  
【数1】

$$c_1^k, c_2^k, c_3^k, c_4^k$$

が、

【数2】

$$c_1^k = \sum_{i=1}^K v_i^k s_i + \theta \sum_{i=1}^K v_i^k s_{K+i} \quad 10$$

$$c_2^k = \sum_{i=1}^K v_i^k s_{2K+i} + \theta \sum_{i=1}^K v_i^k s_{3K+i}$$

$$c_3^k = \Omega \left( \sum_{i=1}^K v_i^k s_{2K+i} + \theta_1 \sum_{i=1}^K v_i^k s_{3K+i} \right) \quad 20$$

$$c_4^k = \sum_{i=1}^K v_i^k s_i + \theta_1 \sum_{i=1}^K v_i^k s_{K+i}$$

のように、前記4K個のデータシンボル $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$ から得られ、  
ただし、

【数3】

$$v_i^k, \theta v_i^k, \theta_1 v_i^k \quad i=1, \dots, K \quad 30$$

は前記係数であり、 $\theta$  および  $\theta_1$  は、前記有理数の領域内で既約の次数2の多項式の前記実数の共役根であり、 $\Omega$  は、おそらくは1つまたは複数のPPM成分の符号の反転を伴う、PPM-PAMアルファベットの時間位置の置換演算であり、

前記k番目のフレームの間に前記送信元端末によって送信された前記シーケンスが、

【数4】

$$c_2^k, c_4^k, c_1^k, c_3^k \quad 40$$

または

【数5】

$$c_2^k, c_1^k, c_4^k, c_3^k$$

または

【数6】

$$c_3^k, c_4^k, c_1^k, c_2^k \quad 50$$

または

【数 7】

$$c_3^k, c_1^k, c_4^k, c_2^k$$

であることを特徴とする請求項1または2に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項 4】

【数 8】

$$\theta = \frac{1+\sqrt{5}}{2}$$

10

および

【数 9】

$$\theta_1 = \frac{1-\sqrt{5}}{2}$$

、または

【数 10】

$$\theta_1 = \frac{1+\sqrt{5}}{2}$$

20

および

【数 11】

$$\theta = \frac{1-\sqrt{5}}{2}$$

30

であることを特徴とする請求項3に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項 5】

K=1および

【数 12】

$$v_1^1 = 1$$

であることを特徴とする請求項4に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項 6】

K=2であり、

【数 13】

$$v_1^k = \frac{\sqrt{3-\phi_k}}{2}$$

40

および

【数 1 4】

$$v_2^k = \frac{\sqrt{3-\phi_k}}{2} \phi_k$$

、ただし

【数 1 5】

$$\phi_1 = 1 + \sqrt{2}$$

10

および

【数 1 6】

$$\phi_2 = 1 - \sqrt{2}$$

であり、係数

【数 1 7】

$$v_i^k$$

20

が指数*i*および/または*k*に対する置換まで定義され、それらの値が、共通増倍係数を上限として±10%の範囲内で定義されることを特徴とする請求項4に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項 7】

K=3であり、

【数 1 8】

$$v_1^k = \frac{-2+2\phi_k+3\phi_k^2}{7}; \quad v_2^k = \frac{6+\phi_k-2\phi_k^2}{7}; \quad v_3^k = \frac{3-3\phi_k-\phi_k^2}{7};$$

30

ただし、

【数 1 9】

$$\phi_k = 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{7}\right)$$

であり、係数

【数 2 0】

40

$$v_i^k$$

が、指数*i*および/または*k*に対する置換まで定義され、それらの値が、共通増倍係数を上限として±10%の範囲内で定義されることを特徴とする請求項4に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項 8】

K=4であり、

【数 2 1】

$$v_1^k = \sqrt{\frac{2+3\phi_k-\phi_k^2}{8}} ; \quad v_2^k = \sqrt{\frac{2-\phi_k}{8}} ; \quad v_3^k = \sqrt{\frac{2-3\phi_k+\phi_k^2}{8}} ;$$

$$v_4^k = \sqrt{\frac{2+\phi_k}{8}}$$

ただし、

【数 2 2】

$$\phi_k = 2 \cos\left(\frac{\pi k}{8}\right)$$

であり、係数

【数 2 3】

$$v_i^k$$

が、指数*i*および/または*k*に対する置換まで定義され、それらの値が、共通増倍係数を上限として±10%の範囲内で定義されることを特徴とする請求項4に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項 9】

K=5であり、

【数 2 4】

$$v_1^k = \frac{4+2\phi_k+2\phi_k^2-\phi_k^3}{11} ; \quad v_2^k = \frac{15-2\phi_k-12\phi_k^2+\phi_k^3+3\phi_k^4}{11} ;$$

$$v_3^k = \frac{6-7\phi_k+4\phi_k^2+2\phi_k^3-\phi_k^4}{11} ; \quad v_4^k = \frac{8+7\phi_k+5\phi_k^2-3\phi_k^3-2\phi_k^4}{11} ;$$

$$v_5^k = \frac{7+\phi_k^2+\phi_k^3}{11}$$

ただし、

【数 2 5】

$$\phi_k = 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{11}\right)$$

であり、係数

【数 2 6】

$$v_i^k$$

10

20

30

40

50

が、指数*i*および/または*k*に対する置換まで定義され、それらの値が、共通増倍係数を上限として±10%の範囲内で定義されることを特徴とする請求項4に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項10】

前記PPM成分の前記置換が循環置換であることを特徴とする請求項1から9のいずれか一項に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項11】

前記送信元端末および前記中継端末の送信電力が、それぞれ $a_s P$ および

【数27】

$$a_r^k P$$

10

、 $k=1, \dots, K$ に等しくなるように選択され、ただし、 $P$ はUWBスペクトルマスクに準拠する電力値であり、 $a_s$ および

【数28】

$$a_r^k$$

は $0 < a_s < 1$ 、

【数29】

$$0 < a_r^k < 1$$

20

、かつ

【数30】

$$a_s + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K a_r^k = 1$$

であるような係数であることを特徴とする請求項1から10のいずれか一項に記載の分散時空間符号化の方法。

30

【請求項12】

前記係数 $a_s$ と

【数31】

$$a_r^k$$

が、前記送信元端末と前記送信先端末との間の伝播チャネルおよび前記中継端末と前記送信先端末との間のそれぞれのチャネルのそれぞれの状態に従って決定されることを特徴とする請求項11に記載の分散時空間符号化の方法。

40

【請求項13】

前記係数 $a_s$ および

【数32】

$$a_r^k$$

が、それぞれ前記送信先端末から前記送信元端末および前記*K*個の中継端末への*K+1*個の戻り経路により電力制御ループを用いて制御されることを特徴とする請求項11に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項14】

50

前記送信元端末および前記中継端末の前記送信電力が、それぞれUWBスペクトルマスクに準拠する電力値に等しくなるように選択されることを特徴とする請求項11に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項15】

前記K個の中継端末が、前記送信元端末および前記送信先端末によって、前記送信元端末と前記送信先端末との間の距離を決定するステップと、前記送信元端末から前記距離未満の位置にある第1の端末の集合を決定するステップと

、前記送信先端末から前記距離未満の位置にある第2の端末の集合を決定するステップと

、候補端末と呼ばれる、前記第1の集合と前記第2の集合に共通する端末から、前記K個の中継端末を、前記送信元端末と前記候補端末との距離および前記候補端末と前記送信先端末との距離の和を最小化する端末として選択するステップと

により決定されることを特徴とする請求項1から14のいずれか一項に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項16】

前記K個の中継端末が、前記送信元端末と前記送信先端末によって、前記送信元端末と前記送信先端末との間の距離を決定するステップと、前記送信元端末から前記距離未満の位置にある第1の端末の集合を決定するステップと

、前記送信先端末から前記距離未満の位置にある第2の端末の集合を決定するステップと

、候補端末と呼ばれる、前記第1の集合と前記第2の集合に共通する端末を決定し、所定のシンボルのシーケンスを前記送信元端末によって前記候補端末に送信するステップと

により決定され、各候補端末が、あるエラー率を有する前記シーケンスを検出し、前記K個の中継端末が、K個の最低エラー率を有する前記シーケンスを検出する候補端末として選択されることを特徴とする請求項1から14のいずれか一項に記載の分散時空間符号化の方法。

【請求項17】

K個のフレーム(K-1)で構成される送信間隔(TTI)の間に送信先端末に信号を送信するように意図されたUWBパルス電気通信端末のための符号化方法において、

M個の時間位置を含むPPM変調アルファベットまたは複合PPM-PAM変調アルファベットに属する4K個のデータシンボルをK個の符号化モジュール(510)に平行に提供する第1の分散手段(500)であって、各符号化モジュールが、1つのフレームに対応し、4つの送信シンボルを提供するように前記4K個のデータシンボルに作用する、第1の分散手段(500)と、

各符号化モジュール(510)に有理数の領域を含む実数の代数拡張部に属する4K個の係数( $V^k, V_1^k$ )を提供する第2の分散手段(505)と、

受信した前記4K個の係数を使用して前記4K個のデータシンボルの線形の組合せを実行し、組合せによって得られる前記送信シンボルのうちの1つのPPM成分の置換を実行するように適合された各符号化モジュールと、

直列で取り付けられた複数の遅延線(520)であって、それぞれが、フレーム持続時間に等しい遅延を加え、その入力の前記符号化モジュール(510)の出力を受信する遅延線(520)と

を備えることを特徴とする符号化方法。

【請求項18】

各符号化モジュール(510)が、4つの計算サブモジュール(610)を備えており、

前記第1の分散手段(500)が、前記データシンボルの前半の部分( $s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K}$ )を前記第1と第4のサブモジュールに提供し、前記データシンボルの後半の部分( $s_{2K+1}, \dots, s_{3K}, s_{3K+1}, \dots, s_{4K}$ )を前記第2と第3のサブモジュールに提供するように適合され、

前記第2の分散手段(505)が、前記係数の前半の部分( $V^k$ )を前記第1と第2のサブモジュール

10

20

30

40

50

ルに提供し、前記係数の後半の部分

【数 3 3】

$(v_1^k)$

を前記第3と第4のサブモジュールに提供するように適合され、

置換サブモジュール(630)が、前記計算サブモジュールのうちの1つの出力で前記送信シンボルの前記PPM成分の置換を実行するように適合され、

複数の遅延線(620)が直列で取り付けられ、それぞれが送信シンボル持続時間に等しい遅延を加え、その入力で前記計算サブモジュール(610)のうちの1つの出力または前記置換サブモジュール(630)の出力を受信することを特徴とする請求項17に記載の符号化デバイス。

10

【請求項 1 9】

前記置換サブモジュール(630)が、受信した前記送信シンボルのPPM成分の1つまたは複数について符号の反転を実行するようにも適していることを特徴とする請求項18に記載の符号化デバイス。

【請求項 2 0】

各計算サブモジュール(610)が、受信した前記2K個のデータシンボルのそれぞれに、受信した前記2K個の係数中のそれぞれの係数を乗じるための乗算手段(710)と、このようにして得られた前記2K個の送信シンボルを加えるための加算手段(720)とを備えることを特徴とする請求項18または19に記載の符号化デバイス。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、超広帯域(すなわちUWB:ultra-wide band)電気通信と協調電気通信システムの両方の分野に関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

UWB電気通信システムは、近年多くの研究のテーマになっている。こうしたシステムは、いわゆる超広帯域信号のベースバンドで直接機能することを特徴とする。UWB信号という用語は、一般的には2002年2月14日に発行され、2005年3月に改訂されたFCC規制に規定されるスペクトルマスク(spectral mask)に適合する信号、すなわち本質的にはスペクトルバンド(spectral band)が3.1~10.6GHz、帯域幅が少なくとも-10dBまでの500MHzの信号を表すために用いられる。UWB信号は、2つのカテゴリ、すなわちマルチバンドOFDM(MB-OFDM)信号とUWBパルス信号に分類される。UWBパルス信号は、数百ピコ秒からナノ秒のオーダーの非常に短いパルスによって構成される。以下の部分では、UWBパルスシステムに限定して説明する。

30

【0 0 0 3】

UWBシステムは、無線パーソナルエリアネットワーク(WPAN:wireless personal area network)用の好適な候補である。セルラー電気通信ネットワークなどの従来の無線ネットワークでは、送信機と受信機との間に第3の端末が関与することなく接続が確立される。無線ネットワークの空間的なカバレージを改善するために、端末間で協調するための戦略を実装するアドホックアーキテクチャが提案されてきた。

40

【0 0 0 4】

図1は、こうしたネットワークにおける協調のための戦略を極めて概略的に示している。送信元端末sは、送信先端末dにデータストリームを送信する。また、端末rもsから送信されたデータストリームを受信し、これを送信先端末dに中継する。このように、端末rはsとdの間のデータ送信時に協調する。たとえば、チャンネルs-dの品質が低い場合、特にsとdの間にある障害物が原因となっている場合は、チャンネルs-r-dを使用することによって障害物を迂回し、十分な品質を得ることができる。データストリームを複数の端末で中継す

50

れば、送信経路の空間ダイバシティをさらに向上できる。さらに、データストリームを唯一のホップ(シングルホップsingle-hop)または連続する複数のホップ(マルチホップmultiple-hop)で中継することもできる。

【 0 0 0 5 】

周知のように、TDMA無線ネットワークでは、各端末が専用の送信間隔を有する。このように、2つの協調モード、すなわちパラレル協調とシリアル協調が区別される。

【 0 0 0 6 】

パラレル協調モードの場合、中継端末は送信元端末に割り当てられた送信間隔中に送信元端末からデータを受信し、中継端末はそれ自体の送信間隔中に送信先端末にデータを再送信する。したがって、送信先端末は異なるルーティング経路で、1度目は送信元端末の送信間隔中に、2度目は中継端末の送信間隔中に同じデータを受信する。データは送信先端末でシーケンシャルに受信されることから、「パラレル」という用語はふさわしくないようにも思われるが、実際には送信元端末と中継端末は送信間隔が異なるため、2つのルーティング経路間に干渉がないという意味である。パラレル協調モードの動作では、中継端末はその送信間隔中に特定のデータを送信しないことが仮定されている。このことによって、協調の構成は大幅に削減される。

【 0 0 0 7 】

シリアル協調モードの場合、中継端末は、送信元端末に割り当てられた送信間隔中に、送信元端末からのデータを受信/再送信する。このためには、中継端末は受信した信号を単に増幅して再送信してもよい(いわゆるAF(Amplify and Forward)プロトコル)。あるいは、中継端末は信号をまず復号化してから再送信してもよい(いわゆるDF(Decode and Forward)プロトコル)。送信先端末は、送信元端末からのデータを、送信元端末に割り当てられた送信間隔中に異なるルーティング経路を介して受信する。

【 0 0 0 8 】

特に、AFプロトコルを使用した協調システムについては、論文K.Azariamらの「On the achievable diversity-multiplexing tradeoff in half-duplex cooperative channels」という名称の論文、IEEE Trans.on Information Theory,Vol.51,N° 12,2005年12月、4152~4172頁で説明されている。

【 0 0 0 9 】

送信元端末から送信されたデータとこの同じ送信元端末から中継端末を経由して中継されたデータとを同時に送信するため、データはその直交性(orthogonality)を保証するように符号化される必要がある。この符号化は、時空間符号(DSTC:distributed space-time code)と呼ばれている。

【 0 0 1 0 】

協調電気通信システムは、いわゆるMIMO(Multiple In Multiple Out)方式のマルチアンテナシステムのように、送信の空間ダイバシティを備えるシステムである。受信機で使用される検出のタイプは、チャンネル上で入手できる情報によって異なっており、次のように識別される。

【 0 0 1 1 】

-いわゆるコヒーレントシステム。受信機は、送信チャンネルの特性を認識しており、通常は送信機から送信されたパイロットシンボル(Pilot symbols)を使用して実行するチャンネルの評価によって送信チャンネルの特性を認識する。次に、このチャンネルの評価を使用してデータシンボルを検出する。コヒーレントシステムは、一般に高速用途向けに設計されている。

【 0 0 1 2 】

-ノンコヒーレントシステム。受信機は、送信チャンネルの特性に関して事前の知識がない状態でデータシンボルのブラインド検出を実行する。

【 0 0 1 3 】

-差分システム(differential systems)。データシンボルは2つの連続する送信シンボルの位相差または振幅差の形で符号化される。こうしたシステムでは、受信機側のチャンネル

10

20

30

40

50

に関する知識は不要である。

【 0 0 1 4 】

AFプロトコルを使用したコヒーレント協調システムの第1の例については、S.Yang、J-C Belfioreの「Optimal space-time codes for the MIMO amplify-and-forward cooperative channel」という名称の論文(www.comelec.enst.frから入手できる)から知られている。この論文には、K.Azariamの論文で説明する協調システムを、送信元端末、中継端末、及び送信先端末がマルチアンテナタイプの場合に一般化した場合についても提案されている。説明されるシステムは、高い符号化利得(coding gain)を示し、したがって優れたBER性能を達成する。

【 0 0 1 5 】

ただし、これはUWB信号には適用できない。実際に、当該システムでは複雑な係数付きの位相データを伴うDSTC符号化が使用されている。しかし、使用するパルスの持続時間、したがってUWB信号の帯域幅が非常に短い場合は、位相データを抽出するのはきわめて困難である。

【 0 0 1 6 】

AFプロトコルを使用したコヒーレント協調システムの第2の例については、論文C.Abou-Rjeilyらの「Distributed algebraic space time codes for ultra wideband communications」という名称の論文、Kluwer publicationsから知られている。第1の例とは異なり、このシステムでは実際のDSTC符号の係数とUWB信号が使用されている。しかし、BER性能は前述のシステムのBER性能より劣っている。

【非特許文献1】K.Azariam et al., 「On the achievable diversity-multiplexing tradeoff in half-duplex cooperative channels」、IEEE Trans.on Information Theory, Vol.51, N° 12, Dec.2005, 4152 ~ 4172頁

【非特許文献2】S.Yang、J-C Belfiore, 「Optimal space-time codes for the MIMO amplify-and-forward cooperative channel」(www.comelec.enst.frから入手できる)

【非特許文献3】C.Abou-Rjeily et al., 「Distributed algebraic space time codes for ultra wideband communications」、Kluwer publications

【非特許文献4】Neiyer S.Correal et al., 「An UWB relative location system」(www.ee.vt.eduから入手できる)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 7 】

本発明の目的は、先行技術の符号化利得より高い符号化利得を示すUWB信号を使用したコヒーレント協調システムを提案することである。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 8 】

本発明は、K個のフレーム(K > 1)で構成され、各フレームは前半と後半のハーフフレームに分割される送信間隔中に、送信元端末が送信先端末に信号を送信し、前記システムが備えるK個の中継端末の中の、別個の中継端末によって、各前半のハーフフレームに送信された信号が受信され、次の後半のハーフフレームに増幅されてから再送信されるUWBパルス電気通信システムの分散時空間符号化の方法によって定義される。前記送信元端末は、複数の時間位置(time positions)を含むPPM変調アルファベット(modulation alphabet)または複合PPM-PAM変調アルファベットに属する4K個のデータシンボルを符号化し、それによって、フレーム当たり4つの送信シンボルのシーケンスを提供する。前記送信シンボルは、有理数の領域の2Kの実数の代数拡張部(real algebraic extension)に属する複数の係数と、各フレームの前記シーケンス内の所定のランクの前記送信シンボルの1つについて、そのPPM成分の置換とを使用して、前記データシンボルの4K個の線形の組合せから得られる。このようにして得られた送信シンボルは、UWBパルス信号を変調する。

【 0 0 1 9 】

本発明は、さらに、K個のフレーム(K > 1)で構成される送信間隔(TTI)の間に送信先端末

に信号を送信するように意図されたUWBパルス電気通信端末用の符号化デバイスによっても定義される。前記符号化デバイスは、以下を備えている。

【0020】

-M個の時間位置(time positions)を含む複合PPM-PAM変調アルファベットに属する4K個のデータシンボルをK個の平行符号化モジュールに提供する第1の分散手段であって、各符号化モジュールが、1つのフレームに対応し、4つの送信シンボルを提供するように前記4K個のデータシンボルに作用する、第1の分散手段。

【0021】

-有理数の領域の実数の代数拡張部に属する4K個の係数( $V^k, V_1^k$ )の集合を各符号化モジュールに提供する第2の分散手段。

10

【0022】

-受信した前記4K個の係数を使用して前記4K個のデータシンボルに対する線形の組合せを実行し、この組合せによって得られるシンボルの1つのPPM成分に対する置換を実行するのに適した各符号化モジュール。

【0023】

-それぞれが、フレーム持続時間に等しい遅延を加え、その入力で符号化モジュールの出力を受信する直列に取り付けられた複数の遅延線。

【0024】

本発明のその他の特徴と利点は、本発明の好ましい実施形態の説明を読み、以下に示す添付の図面を参照することで明らかになるであろう。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【0025】

本発明の基本概念は、位置変調および振幅変調またはPPM-PAM(Pulse Position Modulation & Pulse Amplitude Modulation:パルス位置変調およびパルス振幅変調)によって変調されたUWBパルス信号を使用する、協調の戦略を使用すること、ならびに、中継される信号と特定のタイプの符号化によって中継された信号との直交性の維持を保證することである。

【0026】

使用する協調の戦略は、図2に示すようにAFタイプである。この場合は、送信元端末s、K個の中継端末 $r_1, r_2, \dots, r_K$ ( $K \geq 1$ )、および送信先端末dについて考察する。送信間隔はTTIで表されており、送信元端末sに割り当てられている。換言すれば、この時間窓中は、送信元端末sのみが送信でき、中継端末 $r_1, r_2, \dots, r_K$ は送信元端末から送信された信号を中継することに制限される。

30

【0027】

TTIの窓内で送信元端末から送信された信号は、K個のフレームのシーケンスで構成され、各フレームは、持続時間が $T_f$ であり、2つのハーフフレーム(half-frames)で構成される。たとえば、シーケンス内のk番目のフレームについて考察すると、送信元端末が後半のハーフフレームを送信する間に前半のハーフフレームが中継端末 $r_k$ によって中継される。このように、シーケンスを構成する各フレームの前半のハーフフレームは、異なる中継端末によって中継される。

40

【0028】

送信間隔TTIによって、4K個のデータシンボルの送信が可能になり、K個のフレームのそれぞれが2(送信元端末と中継端末)の空間ダイバシティを提供する。より具体的には、4K個のデータシンボル( $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$ で表される)は4K個の送信シンボル

【0029】

【数1】

$$c_1^k, c_2^k, c_3^k, c_4^k$$

50

## 【 0 0 3 0 】

( $k=1, \dots, K$ )として符号化される。ただし、符号は劣化せず、そのランクは $4K$ である。

## 【 0 0 3 1 】

データシンボル $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$ は、M-PPM-M'-PAM変調アルファベットまたはM-PPM変調アルファベットの要素であり、後者のアルファベットは説明を目的とした前者の特定のケース( $M'=1$ )と考えられる。この基数変調(cardinal modulation)M.M'のアルファベットは、図3に概略的に示されている。M個の時間位置のそれぞれについて、M'変調の振幅(modulation amplitudes)が可能である。アルファベットシンボルは、次元Mのベクトル $a=(a_1, \dots, a_M)^T$ 、 $a_m = (m-d)a$ 表すことができる。ただし、dはPPM変調の位置であり、aはPAM変調の振幅であり、 $(\cdot)$ はDirac分布である。このように、本明細書の以下の部分では、データシンボルはM個のPPM成分のベクトルとみなし、その1つのコンポーネントは非ゼロであり、PAMアルファベットの要素に等しい。

10

## 【 0 0 3 2 】

図2に戻り、送信元端末はk番目のフレームの前半のハーフフレームの間にシンボル

## 【 0 0 3 3 】

## 【数 2】

$$c_2^k, c_4^k$$

20

## 【 0 0 3 4 】

を送信し、後半のハーフフレームの間にシンボル

## 【 0 0 3 5 】

## 【数 3】

$$c_1^k, c_3^k$$

## 【 0 0 3 6 】

を送信することに留意されたい。中継端末 $r_k$ は前半のハーフフレームの間にシンボル

30

## 【 0 0 3 7 】

## 【数 4】

$$c_2^k, c_4^k$$

## 【 0 0 3 8 】

を受信し、後半のハーフフレームの間にこれらのシンボルを再送信する。したがって、伝播時間を無視して、後半のハーフフレームの間は、送信先端末は以下のように次元 $2M \times 2$ の時空間符号行列 $C^k$ の形で表すことができる4つの送信シンボルを受信する。

40

## 【 0 0 3 9 】

【数34】

$$C^k = \begin{pmatrix} c_1^k & c_2^k \\ c_3^k & c_4^k \end{pmatrix}$$

(1)

10

【0040】

時間の次元は行列の各行(縦方向)で表され、空間の次元(送信元端末と中継端末)は各列(横方向)で表される。

【0041】

本発明により、時空間符号行列 $C^k$ は以下のようにデータシンボル $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$ から求められる。

【0042】

【数35】

$$c_1^k = \sum_{i=1}^K v_i^k s_i + \theta \sum_{i=1}^K v_i^k s_{K+i} \quad (2)$$

20

$$c_2^k = \sum_{i=1}^K v_i^k s_{2K+i} + \theta \sum_{i=1}^K v_i^k s_{3K+i} \quad (3)$$

$$c_3^k = \Omega \left( \sum_{i=1}^K v_i^k s_{2K+i} + \theta_1 \sum_{i=1}^K v_i^k s_{3K+i} \right) \quad (4)$$

30

$$c_4^k = \sum_{i=1}^K v_i^k s_i + \theta_1 \sum_{i=1}^K v_i^k s_{K+i} \quad (5)$$

【0043】

ただし、係数

40

【0044】

【数7】

$$v_i^k$$

【0045】

$i=1, \dots, K$ はスカラーであり、プロパティは以下に示されている。 および  $\theta_1$  は次数2の多項式 $P(X)$ の共役根(conjugated roots)であり、有理数の領域 $Q$ で既約、かつ判別式が強正(strictly positive)である。したがって、根  $\theta_1$  および  $\theta_1^*$  は実数であり、特異(distinc

50

t)である。有利には、多項式として $P(X)=X^2-X-1$ を採用する。この場合は、 $\theta$ が黄金数(golden number)

【 0 0 4 6 】  
【 数 8 】

$$\theta = \frac{1 + \sqrt{5}}{2}$$

【 0 0 4 7 】  
および  
【 0 0 4 8 】  
【 数 9 】

10

$$\theta_1 = \frac{1 - \sqrt{5}}{2}$$

【 0 0 4 9 】  
である。

【 0 0 5 0 】

式(4)で、 $\Omega$ は次元 $M \times M$ の置換行列(permutation matrix)(循環または非循環)であり、単純な転置には換算されない。置換は、単位行列(identity)を除いて、順序集合(ordered set) $\{1, \dots, M\}$ のそれ自体に全単射を適用したものである。循環置換 $\Omega$ は、関係 $\Omega(m) = m + q \pmod{M}$ で定義される。ただし、 $q$ は $0 < q < M - 1$ となるような整数である。たとえば、 $M = 3$ の場合は、 $\Omega$ は単純な循環シフトでもよい。

20

【 0 0 5 1 】  
【 数 3 6 】

$$\Omega = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{1 \times M-1} & \mathbf{1} \\ \mathbf{1}_{M-1 \times M-1} & \mathbf{0}_{M-1 \times 1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

30

(6)

【 0 0 5 2 】

ただし、 $\mathbf{1}_{M-1 \times M-1}$ はサイズ $M-1$ の単位行列、 $\mathbf{0}_{1 \times M-1}$ はサイズ $M-1$ のゼロの行ベクトル、 $\mathbf{0}_{M-1 \times 1}$ はサイズ $M-1$ のゼロの列ベクトルである。より一般的に、行列 $\Omega$ はその1つまたは複数の要素の符号の変更を伴う置換の行列でもよい。このように、(6)に示す例では、次の行列、

【 0 0 5 3 】

40

【数 3 7】

$$\mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & \chi_0 \\ \chi_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \chi_2 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \chi_{M-1} & 0 \end{pmatrix}$$

(7)

10

【0 0 5 4】

(  $i = \pm 1$ ) を式(4)で使用することもできる。M=2の場合は、

【0 0 5 5】

【数 1 2】

$$\mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix}$$

20

【0 0 5 6】

または

【0 0 5 7】

【数 1 3】

$$\mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

【0 0 5 8】

が使用される。

30

【0 0 5 9】

式(2)~(5)から、送信シンボル

【0 0 6 0】

【数 1 4】

$$c_1^k, c_2^k, c_3^k, c_4^k$$

【0 0 6 1】

は、データシンボル  $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$  と同様に、各コンポーネントが変調位置に対応する次元Mのベクトルであることがわかる。実際に、送信シンボルはデータシンボルの単純な線形の組合せによって得られる。

40

【0 0 6 2】

【数 1 5】

$$c_3^k$$

【0 0 6 3】

の場合は追加の演算、すなわちPPM成分の置換によって得られ、場合によってはその一部の符号の反転と組み合わせられる。

50

【 0 0 6 4 】

一般に、スカラーの係数

【 0 0 6 5 】

【数 1 6 】

$$v_i^k$$

【 0 0 6 6 】

、 $i=1, \dots, K$ は、有理数の領域 $Q$ の次数 $K$ の実数の(複素数でない)代数拡張部(real algebraic extension)の要素である。換言すると、スカラーの係数

10

【 0 0 6 7 】

【数 1 7 】

$$v_i^k$$

【 0 0 6 8 】

は、係数が $Q$ に属し、 $Q$ 上で既約である次数 $K$ の多項式 $Q^k[ ]$ の実数根である。多項式 $Q^k[ ]$ は $P[ ]$ と素(prime with)になるように選択され、式(2) ~ (5)に入るスカラーの係数

【 0 0 6 9 】

【数 1 8 】

20

$$v_i^k, \theta v_i^k, \theta_1 v_i^k$$

【 0 0 7 0 】

は、同様に実数の $Q[ ]$ 上の次数2、したがって、 $Q$ 上では次数 $2K$ の反復代数拡張部 $F:Q[ ]$ の要素である。ただし、 $Q[ ]$ は $P[ ]$ の根を導入することによって得られる $Q$ の代数拡張部である。式(2) ~ (5)により、ベクトル

【 0 0 7 1 】

【数 1 9 】

30

$$c_1^k, c_2^k, c_3^k, c_4^k$$

【 0 0 7 2 】

の成分はまた、代数拡張部 $F$ に属する。

【 0 0 7 3 】

式(2) ~ (5)は、次のようにより簡単な行列の形で記述することもできる。

【 0 0 7 4 】

【数 3 8 】

$$C^k = \begin{pmatrix} (v^k \sigma_{12})^T & (v^k \sigma_{34})^T \\ \Omega(v_1^k \sigma_{34})^T & (v_1^k \sigma_{12})^T \end{pmatrix}$$

40

(8)

【 0 0 7 5 】

ただし、

【 0 0 7 6 】

【数 2 1】

$$\mathbf{v}^k = (\mathbf{v}^k, \theta \mathbf{v}^k), \quad \mathbf{V}_1^k = (\mathbf{v}^k, \theta_1 \mathbf{v}^k)$$

【0 0 7 7】

ただし、

【0 0 7 8】

【数 2 2】

$$\mathbf{v}^k = (v_1^k, v_2^k, \dots, v_K^k)$$

10

【0 0 7 9】

はスカラーの係数の行ベクトルとして定義され、

$$\mathbf{s}_{12} = (s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K})^T; \quad \mathbf{s}_{34} = (s_{2K+1}, \dots, s_{3K}, s_{3K+1}, \dots, s_{4K})^T$$

つまり、 $\mathbf{s}_{12}$  は最初の2K個のデータシンボルを組み合わせた次元2KxMの行列であり、 $\mathbf{s}_{34}$  は次の2K個のシンボルを組み合わせた同じ次元2KxMの行列である。データシンボルが次元Mの列ベクトルであることに留意されたい。

【0 0 8 0】

時空間符号の送信シンボル

【0 0 8 1】

20

【数 2 3】

$$c_1^k, c_2^k, c_3^k, c_4^k$$

【0 0 8 2】

$k=1, \dots, K$ は、UWB信号の位置と振幅を変調する役割を果たす。より具体的には、ハーフフレームのそれぞれは2つのシンボル持続時間 $T_s = T_f/4$ に分割され、送信シンボルはシンボル時間ごとに送信される。各シンボル時間は有利にはM個の変調位置 $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M$ を提供するが、後者内で同等に分散するとは限らない。 $\mathbf{c} = (c(1), c(2), \dots, c(m))^T$ が送信シンボルの場合は、対応するシンボル時間の間に送信元端末から送信された信号は、簡単に次の

30

【0 0 8 3】

【数 3 9】

$$c(t) = \sum_{m=1}^M c(m) w(t - \tau_m)$$

(9)

40

【0 0 8 4】

ただし、 $w(t)$ はUWBパルスの基本形である。その時間のサポートは、連続する変調位置間の間隔 $|\tau_{m+1} - \tau_m|$ よりかなり低く選択される。

【0 0 8 5】

変調位置は、同じフレームのシンボルについては同一である。しかし、別のフレームのシンボルの場合は変調位置は異なってもよい。変調位置は、すべての送信元端末について同じでもよいことに留意されたい。この場合は、TDMA多重化(multiplexing)によって直交性が保証される。したがって、従来のTH-UWB(時間ホッピング(Time-Hopping)UWB)シーケンスのように時間ホッピングシーケンスによって分割したり、あるいはDS-UWB(Direct Spread UWB)システムのように直交シーケンスを乗じることによって変調位置を分割したり

50

する必要はない。しかし、複数の送信元端末が同じ間隔TTIの間の同時アクセスを許可されている場合でも、位置変調はTH-UWB、DS-UWB、さらにTH-DS-UWBの信号を変調する役割を果たす。したがって、シンボル時間の間に送信された信号は、一般に次の形で表すことができる。

【 0 0 8 6 】

【 数 4 0 】

$$c(t) = u(t) \otimes \sum_{m=1}^M c(m) \delta(t - \tau_m)$$

(9')

10

【 0 0 8 7 】

ただし、 $u(t)$ はUWBパルス信号(たとえばTH-UWB、DS-UWB、またはTH-DS-UWB)である。以下の部分では、簡単にするためであるが、一般性を損なわないように、送信元からの信号が式(9)の形をとる場合に限定して説明する。

【 0 0 8 8 】

送信元端末 $s$ は、 $k$ 番目のフレームの後半のハーフフレームで、第1のシンボル時間に以下の信号、

20

【 0 0 8 9 】

【 数 2 6 】

$$c_1^k(t) = A_s \sum_{m=li=1}^M \sum_{i=1}^K v_i^k [s_i(m) + \theta_{s_{K+i}}(m)] w(t - \tau_m)$$

【 0 0 9 0 】

を送信し、第2のシンボル時間の間に以下の信号、

【 0 0 9 1 】

【 数 2 7 】

$$c_3^k(t) = A_s \sum_{m=li=1}^M \sum_{i=1}^K v_i^k \chi_m [s_{2K+i}(\omega(m)) + \theta_{s_{3K+i}}(\omega(m))] w(t + T_s - \tau_m)$$

【 0 0 9 2 】

(ただし、 $\chi_m$ は、順序集合 $\{1, 2, \dots, M\}$ の置換、 $\theta_m = \pm 1$ 、 $A_s$ は送信元端末の送信電力の係数関数(coefficient function))を送信する。

【 0 0 9 3 】

同時に、中継端末 $r_k$ は、 $k$ 番目のフレームの後半のハーフフレームで、第1のシンボル時間に以下の信号、

40

【 0 0 9 4 】

【 数 2 8 】

$$c_2^k(t) = \alpha_k A_s h_{sr}^k \sum_{m=li=1}^M \sum_{i=1}^K v_i^k [s_{2K+i}(m) + \theta_{s_{3K+i}}(m)] w(t - \tau_m)$$

【 0 0 9 5 】

50

(ただし、  
【 0 0 9 6 】  
【 数 2 9 】

$$h_{sr}^k$$

【 0 0 9 7 】

は送信元端末と中継端末 $r_k$ との間の伝播経路の減衰係数、 $a_k$ は中継端末 $r_k$ の増幅利得)を再送信し、さらに第2のシンボル時間に、以下の信号、

10

【 0 0 9 8 】  
【 数 3 0 】

$$c_4^k(t) = \alpha_k A_s h_{sr}^k \sum_{m=li=1}^M \sum_{K} v_i^k [s_i(m) + \theta_1 s_{K+i}(m)] w(t + T_s - \tau_m)$$

【 0 0 9 9 】

を再送信する。

【 0 1 0 0 】

20

以下の部分では、 $K$ の値が小さい場合は

【 0 1 0 1 】  
【 数 3 1 】

$$\theta = \frac{1 + \sqrt{5}}{2}$$

【 0 1 0 2 】

の最適な符号化利得に対応するベクトル $v^k$ を導入する。

【 0 1 0 3 】

30

中継端末が1台の場合は、ベクトル $v^k$ は単純にスカラー値 $V=1$ に換算される。

【 0 1 0 4 】

中継端末が2台の場合は、ベクトル $v^k$ の成分は、有利には、以下に等しくなるように選択される。

【 0 1 0 5 】  
【 数 3 2 】

$$v_1^k = \frac{\sqrt{3 - \phi_k}}{2}$$

40

【 0 1 0 6 】

および

【 0 1 0 7 】

【 数 3 3 】

$$v_2^k = \frac{\sqrt{3 - \phi_k}}{2} \phi_k$$

【 0 1 0 8 】

、ただし

50

【 0 1 0 9 】

【数 3 4】

$$\phi_1 = 1 + \sqrt{2}$$

【 0 1 1 0 】

および

【 0 1 1 1 】

【数 3 5】

10

$$\phi_2 = 1 - \sqrt{2}$$

【 0 1 1 2 】

中継端末が3台の場合は、ベクトル $v^k$ の成分は、有利には、以下に等しくなるように選択される。

【 0 1 1 3 】

【数 3 6】

20

$$v_1^k = \frac{-2 + 2\phi_k + 3\phi_k^2}{7}; \quad v_2^k = \frac{6 + \phi_k - 2\phi_k^2}{7}; \quad v_3^k = \frac{3 - 3\phi_k - \phi_k^2}{7};$$

【 0 1 1 4 】

、ただし

【 0 1 1 5 】

【数 3 7】

30

$$\phi_k = 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{7}\right)$$

【 0 1 1 6 】

中継端末が4台の場合は、ベクトル $v^k$ の成分は、有利には、以下に等しくなるように選択される。

【 0 1 1 7 】

【数 3 8】

40

$$v_1^k = \sqrt{\frac{2 + 3\phi_k - \phi_k^2}{8}}; \quad v_2^k = \sqrt{\frac{2 - \phi_k}{8}}; \quad v_3^k = \sqrt{\frac{2 - 3\phi_k + \phi_k^2}{8}}; \quad v_4^k = \sqrt{\frac{2 + \phi_k}{8}}$$

【 0 1 1 8 】

、ただし

【 0 1 1 9 】

【数 3 9】

$$\phi_k = 2 \cos\left(\frac{\pi k}{8}\right)$$

【0 1 2 0】

最後に、中継端末が5台の場合は、ベクトル $v^k$ の成分は、有利には、以下に等しくなるように選択される。

【0 1 2 1】

10

【数 4 0】

$$v_1^k = \frac{4 + 2\phi_k + 2\phi_k^2 - \phi_k^3}{11}; \quad v_2^k = \frac{15 - 2\phi_k - 12\phi_k^2 + \phi_k^3 + 3\phi_k^4}{11};$$

$$v_3^k = \frac{6 - 7\phi_k + 4\phi_k^2 + 2\phi_k^3 - \phi_k^4}{11}; \quad v_4^k = \frac{8 + 7\phi_k + 5\phi_k^2 - 3\phi_k^3 - 2\phi_k^4}{11};$$

20

$$v_5^k = \frac{7 + \phi_k^2 + \phi_k^3}{11}$$

【0 1 2 2】

、ただし

【0 1 2 3】

【数 4 1】

30

$$\phi_k = 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{11}\right)$$

【0 1 2 4】

係数

【0 1 2 5】

【数 4 2】

$$v_i^k$$

40

【0 1 2 6】

は、共通増倍係数(common multiplication coefficient)を上限として定義される。こうした係数に比例する値では、符号の同等の性能が得られる。比例関係のこの制約を逸脱すると、符号化利得が劣化する可能性がある。比例関係が $\pm 10\%$ 損なわれても、時空間符号の性能はそれほど変化しないことが実証されている。こうした許容範囲により、符号は特に8ビットバイトなどの定量化された係数

【0 1 2 7】

50

【数 4 3】

$$v_i^k$$

【0 1 2 8】

を処理できるようになる。本発明による時空間符号の性能は、指数*i*および/または*k*に作用する係数

【0 1 2 9】

10

【数 4 4】

$$v_i^k$$

【0 1 3 0】

の置換によって、つまりベクトル $v^k, k=1, \dots, K$ とこうしたベクトルの可能な置換を組み合わせると同じ成分を同時に処理する置換によっては変化しない。このことは、最初の置換が式(2), (3), (4), (5)でデータシンボル $s_1, \dots, s_{2K}$ および $s_{2K+1}, \dots, s_{4K}$ の順での置換と同等であることを確認すると容易に理解できる。第2の置換では、フレームの送信順が変更されるにすぎない。

20

【0 1 3 1】

さらに、この符号の性能も行列 $C^k$ の対角要素および/または非対角(anti-diagonal)要素の交換、すなわち送信フレーム内のシンボル

【0 1 3 2】

【数 4 5】

$$c_1^k$$

【0 1 3 3】

と

30

【0 1 3 4】

【数 4 6】

$$c_4^k$$

【0 1 3 5】

および/またはシンボル

【0 1 3 6】

【数 4 7】

40

$$c_2^k$$

【0 1 3 7】

と

【0 1 3 8】

【数 4 8】

$$c_3^k$$

【0 1 3 9】

50

の反転 (inversion) によつては変化しない。換言すれば、k 番目のフレーム内で送信されたシンボルのシーケンスは、

【 0 1 4 0 】

【 数 4 9 】

$$c_2^k, c_4^k, c_1^k, c_3^k$$

【 0 1 4 1 】

または

【 0 1 4 2 】

【 数 5 0 】

$$c_2^k, c_1^k, c_4^k, c_3^k$$

【 0 1 4 3 】

または

【 0 1 4 4 】

【 数 5 1 】

$$c_3^k, c_4^k, c_1^k, c_2^k$$

【 0 1 4 5 】

または

【 0 1 4 6 】

【 数 5 2 】

$$c_3^k, c_1^k, c_4^k, c_2^k$$

【 0 1 4 7 】

が考えられる。

【 0 1 4 8 】

最終的に、共役根 と  $c_1$  を反転しても、符号の性能は変化しない。

【 0 1 4 9 】

以下の部分では、送信元端末と中継端末の電力制御について考察する。係数  $A_s$  と  $a_k$  との選択、すなわち送信元端末の送信電力  $P_s$  とさまざまな中継端末の増幅利得との選択は、2 つの異なるモードで実行できる。最初に、各中継端末は、一定の送信電力  $P_r$  に対応して、中継端末によらず、積

【 0 1 5 0 】

【 数 5 3 】

$$\alpha_k h_{sr}^k$$

【 0 1 5 1 】

を一定の電力に維持する開ループ電力制御を備えていることが仮定される。

【 0 1 5 2 】

第1のモードによれば、中継端末によって送信される電力は、それらの和が前述のFCCスペクトルマスクに準拠するように選択される。換言すると、PがFCCスペクトルマスクへの準拠を可能にする電力値である場合は、送信元端末と中継端末のそれぞれの電力は、送信元端末と中継端末合計の電力を間隔TTIにわたって平均したものがPに等しくなるように、すなわち以下の式が成り立つように選択される。

10

20

30

40

50

【 0 1 5 3 】

【数 5 4】

$$\frac{(KP_s T_f + KP_r T_f / 2)}{KT_f} = P_s + KP_r / 2 = P$$

【 0 1 5 4 】

このように、第1のモードは、BERが同じ場合は、送信元端末の電力を送信元端末と中継端末とで分散することによって、送信元端末の電力を節約できることが理解される。

【 0 1 5 5 】

10

第2のモードによれば、送信元端末の電力と中継端末の電力は、それぞれがFCCスペクトルマスクに準拠する。この場合は、送信電力の合計は送信元端末の単独での送信電力の(1+K/2)倍になる。換言すると、信号対雑音比が第1の動作モードまたは(複数の)中継端末のない動作より(1+K/2)倍低い場合と同じBERを得ることができる。

【 0 1 5 6 】

チャネルの状態s-dおよび $r_k$ -d、たとえばこうした各チャネルの減衰係数が既知の場合は、第1のモードによる送信元端末と中継端末との間の電力の分散では、減衰の状態を考慮してもよい。ここで、端末s及び $r_k$ の各送信電力 $P_s$ と

【 0 1 5 7 】

【数 5 5】

20

$$P_r^k$$

【 0 1 5 8 】

とは次の式が成り立つように選択される。

【 0 1 5 9 】

$$P_s = a_s P$$

【 0 1 6 0 】

【数 5 6】

30

$$P_r^k = a_r^k P$$

【 0 1 6 1 】

ただし、係数 $a_s$ と

【 0 1 6 2 】

【数 5 7】

$$a_r^k$$

40

【 0 1 6 3 】

は以下であることが確認され、

【 0 1 6 4 】

【数 5 8】

$$a_s + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K a_r^k = 1$$

【 0 1 6 5 】

たとえば、各伝播経路s-d及び $r_k$ -dに関連する相対減衰係数 $h_{s,d}$ と

50

【 0 1 6 6 】

【数 5 9 】

$$h_{rd}^k$$

【 0 1 6 7 】

とによって決定される。

【 0 1 6 8 】

係数 $a_s$ と

【 0 1 6 9 】

【数 6 0 】

$$a_r^k$$

【 0 1 7 0 】

は、閉ループ送信電力制御(CL-PC:Closed-Loop Power Control)によって代替的に指定できる。このために、電力制御指標 $TPC_s$ と

【 0 1 7 1 】

【数 6 1 】

$$TPC_r^k$$

【 0 1 7 2 】

(Transmission Power Control)は、 $K+1$ 個の戻り経路を経由して端末 $s$ と $r_k$ に送信される。ここで、送信元端末から送信された直接信号と端末 $r_k$ で中継された信号との定期的な分離検出が行われることが仮定されている。指標 $TPC_s$ と

【 0 1 7 3 】

【数 6 2 】

$$TPC_r^k$$

【 0 1 7 4 】

により、端末 $s$ は $a_s$ を減分/増分し、端末は

【 0 1 7 5 】

【数 6 3 】

$$a_r^k$$

【 0 1 7 6 】

を増分/減分する。この指標は、合計推定値(total budget)

【 0 1 7 7 】

【数 6 4 】

$$a_s + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K a_r^k$$

【 0 1 7 8 】

が1に維持されるように、連携して決定される。

【 0 1 7 9 】

10

20

30

40

50

第2のモードによる動作に対応する代替形態では、独立した指標 $TPC_s$ と

【0180】

【数65】

$$TPC_r^k$$

【0181】

とを採用でき、ただし係数 $a_s$ と

【0182】

【数66】

$$a_r^k$$

【0183】

とは関連がなくなるが、それぞれがスペクトルマスクに準拠するように1未満に維持される。

【0184】

前述の協調の戦略には、複数の(K個の)所与の中継端末 $r_1, r_2, \dots, r_K$ が含まれている。ただし、一般的な規則として中継機能には複数の端末が適しているので、送信元端末と送信先端末との通信を確立する前に、こうした適切な端末からK個の端末を選択する必要がある。

【0185】

本発明の第1の代替的な実施形態により、中継端末の選択は近接性の基準に基づいて、送信元端末 $s$ と送信先端末 $d$ との合意によって決定される。端末は、従来の疑似距離または2方向の伝播時間計算の手段により、端末間を隔てている距離を求めることができることが仮定されている(ピアツーピア範囲)。UWB信号は、その性質(パルス時間が短い)から、ローカライズアプリケーションに最適である。たとえば、Neiyer S. Correalらの「An UWB relative location system」という名称の論文(www.ee.vt.eduから入手できる)にUWB端末間の距離を計算する方法に関する説明がある。

【0186】

図4は、中継端末を選択するための手順を体系的に示している。端末 $s$ と $d$ は、まず互いを隔てている距離 $D_{s-d}$ を決定する。次いで、端末 $s$ はその近傍の集合 $S_s$ を決定する。このために、端末 $s$ は $s$ と周辺の端末との距離を計算し、 $s$ から $D_{s-d}$ 未満にある端末を選択する。端末 $d$ は、同様にしてその近傍の集合 $S_d$ を決定する。中継端末 $r_1, r_2, \dots, r_k$ は、集合 $S_s$ 、 $S_d$ 内で和

【0187】

【数67】

$$D_{s-r}^k + D_{r-d}^k$$

【0188】

を最小にするものとして選択される。ただし、

【0189】

【数68】

$$D_{s-r}^k$$

【0190】

は $s$ と $r_k$ との距離、

10

20

30

40

50

【 0 1 9 1 】

【 数 6 9 】

$$D_{r-d}^k$$

【 0 1 9 2 】

は  $r_k$  と  $d$  との距離である。集合  $S_s$ 、 $S_d$  が空の場合は、協調の手順が破棄される。集合  $S_s$ 、 $S_d$  に  $K' < K$  個の端末が含まれる場合は、送信元端末と送信先端末との合意が得られた後に、 $K'$  個の中継端末による協調の戦略を採用できる。

10

【 0 1 9 3 】

第2の代替的な実施形態により、中継端末はエラー率(BER)の基準に基づいて選択される。このために、送信元端末は周辺の端末に制御シンボルの所定のシーケンスを送信する。このシーケンスはすべての端末に知られているので、これを受信する各端末はそのBERを決定できる。ここで、BERがしきい値を下回る端末は、送信元端末に肯定応答メッセージを送信し、場合によっては測定されたエラー率の範囲および/または端末の負荷を指定する。送信元端末は、最小のBERを報告した中継端末  $r_k$  を選択する。

【 0 1 9 4 】

図5は、本発明の1つの実施形態による送信元端末の一般的な構造を示している。

【 0 1 9 5 】

20

参照番号500は、 $4K$  個のデータシンボル  $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$  を搬送するバスを表しており、各シンボルは  $M$  個のコンポーネントに対応する  $M$  本のワイヤーを使用して搬送される。送信元端末には、 $4K$  個のデータシンボルに対して平行に動作する  $K$  個のモジュール510が含まれており、各モジュール510は特定のベクトルの対  $V^k$ ,

【 0 1 9 6 】

【 数 7 0 】

$$V_1^k$$

30

【 0 1 9 7 】

、すなわち以前に第2のバス505(詳述せず)を經由してメモリに格納された  $4K$  個の係数を受信する。モジュール510はベクトル  $V^k$ ,

【 0 1 9 8 】

【 数 7 1 】

$$V_1^k$$

【 0 1 9 9 】

40

のコンポーネントをシーケンシャルに受信し、 $k$  番目のフレームの送信シンボルを

【 0 2 0 0 】

【 数 7 2 】

$$c_2^k, c_4^k, c_1^k, c_3^k$$

【 0 2 0 1 】

の順序で出力として提供する。モジュール510の出力は、 $k=1$  に対応するものを除き、直列に配置され、遅延の値がフレーム持続時間  $T_f=4T_s$  に等しい  $K-1$  本の遅延線520に適用され

50

る。各遅延線は、たとえば、平行に動作するM個のシフトレジスタによって生成され、クロック周波数が $1/T_s$ 、長さが4である。このように、第1のフレームの送信シンボル

【 0 2 0 2 】

【 数 7 3 】

$$c_2^1, c_4^1, c_1^1, c_3^1$$

【 0 2 0 3 】

、次いで第2のフレームの送信シンボル

【 0 2 0 4 】

【 数 7 4 】

$$c_2^2, c_4^2, c_1^2, c_3^2$$

【 0 2 0 5 】

、以下同様にして、送信間隔TTIの最終フレームの

【 0 2 0 6 】

【 数 7 5 】

$$c_2^K, c_4^K, c_1^K, c_3^K$$

【 0 2 0 7 】

までが出力530に正常に提供される。

【 0 2 0 8 】

出力530に正常に提供された送信シンボルは、式(9)と(9')に関連して説明するように、さらにUWB信号を変調する役割を果たす。

【 0 2 0 9 】

図6は、図5のモジュール510の一般的な構造を示しており、より具体的にはモジュール510がk番目のフレームの送信シンボルを生成する様子を示している。前述のように、このモジュールはバス530からデータシンボル $s_1, s_2, \dots, s_{4K}$ を受信する。便宜上、バスは2本のサブバス631と632で表されており、631がシンボル $s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K}$ すなわち $s_{12}$ を搬送し、632が $s_{2K+1}, \dots, s_{3K}, s_{3K+1}, \dots, s_{4K}$ すなわち $s_{34}$ を搬送する。

【 0 2 1 0 】

モジュール510には構造が同じ4つのサブモジュール610が含まれている。これらのサブモジュールの2つは入力でシンボル $s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K}$ を受信し、残りの2つはシンボル $s_{2K+1}, \dots, s_{3K}, s_{3K+1}, \dots, s_{4K}$ を受信する。シンボル $s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K}$ を受信する2つのサブモジュール610のうち、1つはベクトル $V^k$ を受信してシンボル

【 0 2 1 1 】

【 数 7 6 】

$$c_4^k$$

【 0 2 1 2 】

を生成し、もう1つはベクトル

【 0 2 1 3 】

10

20

30

40

【数 7 7】

$$V_1^k$$

【0 2 1 4】

を受信してシンボル

【0 2 1 5】

【数 7 8】

10

$$c_1^k$$

【0 2 1 6】

を生成する。同様に、シンボル $s_{2K+1}, \dots, s_{3K}, s_{3K+1}, \dots, s_{4K}$ を受信する2つのサブモジュール610のうち、1つはベクトル $V^k$ を受信し、もう1つはベクトル

【0 2 1 7】

【数 7 9】

$$V_1^k$$

20

【0 2 1 8】

を受信する。ベクトル

【0 2 1 9】

【数 8 0】

$$V_1^k$$

【0 2 2 0】

を受信したサブモジュールはシンボル

【0 2 2 1】

【数 8 1】

30

$$c_2^k$$

【0 2 2 2】

を生成する。ベクトル $V^k$ を受信したサブモジュールは、PPM成分の置換を実行したシンボルを生成し、場合によってはサブモジュール630でさらに符号が変更される。サブモジュール630は、シンボル

【0 2 2 3】

【数 8 2】

40

$$c_3^k$$

【0 2 2 4】

を生成する。

【0 2 2 5】

シンボル

【0 2 2 6】

【数 8 3】

$$c_2^k$$

【0 2 2 7】

を提供するサブモジュール610は、出力640に直接接続されており、その他のサブモジュールの出力は、直列で取り付けられる3本の遅延線620の各入力に接続され、それぞれシンボル時間 $T_s$ に等しい遅延が適用される。

【0 2 2 8】

このように、送信シンボル

10

【0 2 2 9】

【数 8 4】

$$c_2^k, c_4^k, c_1^k, c_3^k$$

【0 2 3 0】

は図2に示すシンボルのシーケンスに対応して出力640に正常に提供される。

【0 2 3 1】

図7は、モジュール610の構造を体系的に示している。モジュール610は、入力で次元 $2K$ のベクトル $V$ (たとえば、 $V^k$ または

20

【0 2 3 2】

【数 8 5】

$$V_1^k$$

【0 2 3 3】

)と次元 $M$ の $2K$ 個のベクトル $e_1, \dots, e_K, e_{K+1}, \dots, e_{2K}$ (たとえば、 $s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K}$ または $s_{2K+1}, \dots, s_{3K}, s_{3K+1}, \dots, s_{4K}$ )を受信する。 $V$ の $2K$ 個のスカラー成分は、それぞれ乗算器710によってベクトル $e_1, \dots, e_K, e_{K+1}, \dots, e_{2K}$ に乘じられる。こうして得られたベクトルは、次いで加算器720によって加算される。

30

【0 2 3 4】

図8は、1つの実施形態によるモジュール510のサブモジュール630の構造を体系的に示している。このサブモジュールは、行列との乗算を実行するが、これは $M$ 個の入力コンポーネントの置換であり、場合によってはこれらのコンポーネントの1つまたは複数に対する符号の変更と組み合わせられる。図8に示す例は、コンポーネントの単純な循環シフトに対応する。

【0 2 3 5】

送信元端末のアーキテクチャは多くの代替形態が可能である。特に、モジュール510内で時空間符号の送信シンボル

【0 2 3 6】

40

【数 8 6】

$$c_1^k$$

【0 2 3 7】

と

【0 2 3 8】

【数 8 7】

 $c_4^k$ 

【 0 2 3 9】

および/または送信シンボル

【 0 2 4 0】

【数 8 8】

 $c_2^k$ 

10

【 0 2 4 1】

と

【 0 2 4 2】

【数 8 9】

 $c_3^k$ 

【 0 2 4 3】

のように交換してもよい。代替形態には、分岐の交換や遅延線620の入力での分岐の交換も含まれる。

20

【 0 2 4 4】

さらに、当業者なら、モジュール510とサブモジュール610の動作は同一であるので、パラレル処理とシリアル処理の間で、提案されているもの以外の兼ね合いを選択することが可能であると考え。特に、1つのモジュール610および/またはサブモジュール610当たり1つのモジュール510を使用した大規模なシーケンシャル処理を、入力でのデータの多重化と出力でのデータの逆多重化とを犠牲にして、当業者には周知の方法によって選択できる。

【 0 2 4 5】

前半のハーフフレームの間に送信元端末から送信されたUWB信号は、従来のAFプロトコルに従って、後半のハーフフレームの間に中継端末で反復される。この点について、本発明は中継端末の変更を必要としない。

30

【 0 2 4 6】

最後に、送信元端末から送信されたUWB信号は、中継端末によって再送信され、送信先端末でMIMO受信機を使用した従来の方法で処理できる。たとえば、受信機にはRake関連段階と、これに続く決定段階(たとえば当業者には周知の球内復号器(sphere decoder)を使用)を含めてもよい。

【図面の簡単な説明】

【 0 2 4 7】

【図 1】無線ネットワークにおける協調のための戦略を体系的に示す図である。

40

【図 2】複数の中継端末を使用した好ましい実施形態による協調のためのプロトコルを体系的に示す図である。

【図 3】PPM-PAM変調アルファベットの例を示す図である。

【図 4】送信元端末と送信先端末との合意によって決定される中継端末の選択を示す図である。

【図 5】本発明の1つの実施形態による送信元端末の一般的な構造を体系的に示す図である。

【図 6】図5に示す送信元端末のモジュールを体系的に示す図である。

【図 7】図6に示すモジュールの第1のサブモジュールを体系的に示す図である。

【図 8】図6に示すモジュールの第2のサブモジュールを体系的に示す図である。

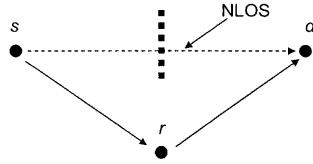
50

## 【符号の説明】

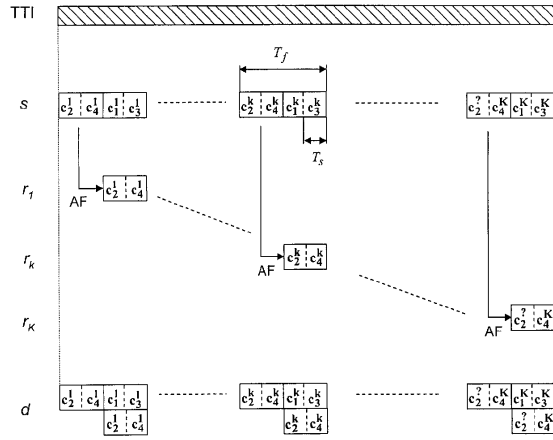
## 【0248】

s	送信元端末、	
$r_1, r_2, \dots, r_K$	中継端末	
d	送信先端末	
$T_f$	フレーム持続時間	
$s_1, s_2, \dots, s_{4K}$	データシンボル	
$C_k$	時空間符号行列	
TTI	送信間隔	
$T_s$	シンボル持続時間	10
P	送信電力	
$S_s$	近傍の集合(送信元)	
$S_d$	近傍の集合(送信先)	
500	第1の分散手段バス	
505	第2の分散手段	
510	符号化モジュール	
$V^k$	ベクトル	
520	遅延線	
530	出力	
631と632	サブバス	20
610	計算サブモジュール	
630	置換サブモジュール	
640	出力	
620	遅延線	
710	乗算器	
720	加算器	

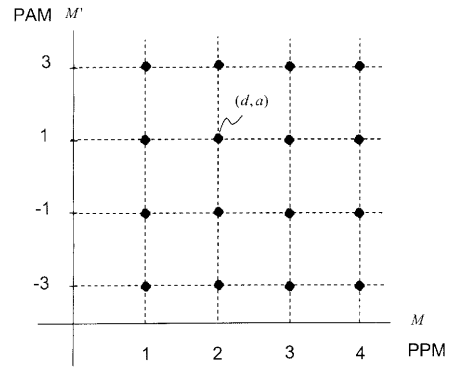
【 図 1 】



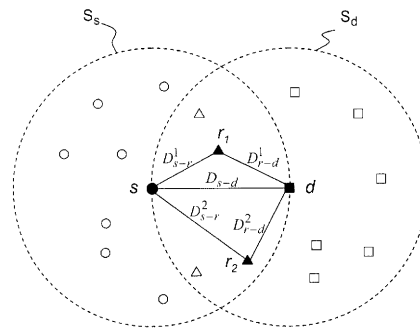
【 図 2 】



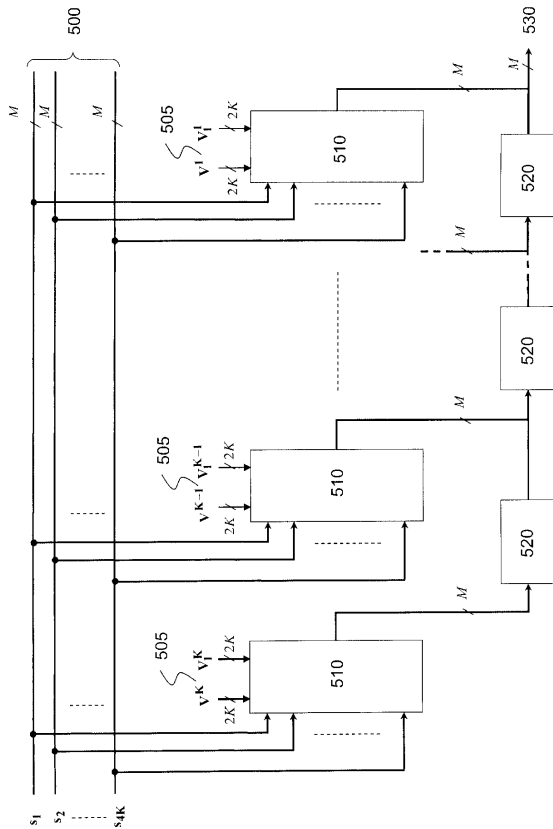
【 図 3 】



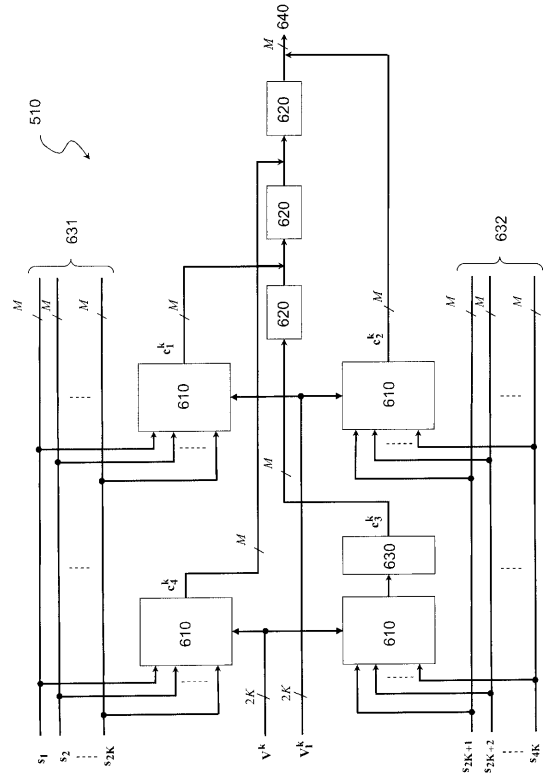
【 図 4 】



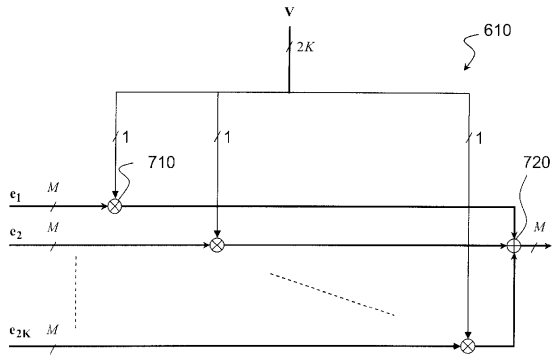
【 図 5 】



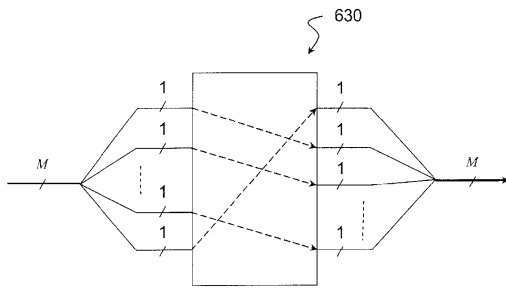
【 図 6 】



【 図 7 】



【 図 8 】



---

フロントページの続き

(72)発明者 シャディ・アブー・ルジェリ  
レバノン・ピー・オー・ボックス・36・ビブルス・ファカルティー・オブ・エンジニアリング・  
オブ・アーキテクチャー・リバネーズ・アメリカン・ユニヴァーシティー・ムアラカ・ザハレ・リ  
バン・シェ・イサム・アブー・ルジェリ

審査官 中木 努

(56)参考文献 国際公開第2007/107507(WO, A1)  
特開2007-282242(JP, A)  
特開2007-300644(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H04J 13/00 - 13/22  
H04B 1/69 - 1/719