

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4812323号
(P4812323)

(45) 発行日 平成23年11月9日 (2011. 11. 9)

(24) 登録日 平成23年9月2日 (2011. 9. 2)

(51) Int. Cl.

F I

H04 J 99/00 (2009.01)

H04 J 15/00

請求項の数 3 外国語出願 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2005-112303 (P2005-112303)	(73) 特許権者	503163527
(22) 出願日	平成17年4月8日 (2005. 4. 8)		ミツビシ・エレクトリック・アールアンド
(65) 公開番号	特開2005-304031 (P2005-304031A)		ディー・センター・ヨーロッパ・ビーヴィ
(43) 公開日	平成17年10月27日 (2005. 10. 27)		MITSUBISHI ELECTRIC
審査請求日	平成20年2月28日 (2008. 2. 28)		R&D CENTRE EUROPE
(31) 優先権主張番号	04290941.6		B. V.
(32) 優先日	平成16年4月8日 (2004. 4. 8)		オランダ国、1119 エヌエス・スヒブ
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		ホール・レーイク、カプロニラアン 46
			Capronilaan 46, 111
			9 NS Schiphol Rijk,
			The Netherlands
		(74) 代理人	100110423
			弁理士 曾我 道治
		(74) 代理人	100084010
			弁理士 古川 秀利

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 通信システムにおけるデータ送信方法、無線通信デバイスによって実行される方法、および無線通信デバイス

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

少なくとも2つの送信アンテナが設けられた少なくとも1つの送信機と、少なくとも1つの受信アンテナが設けられた少なくとも1つの受信機とを含む通信システムにおけるデータ送信方法であって、

前記送信機において、送信されるべき前記データの複数のビットを変調することにより、前記データの複数のビットを複数のシンボルに変換する工程と、

前記送信機において、前記複数のシンボルによって形成される第1のベクトルを生成する工程と、

前記送信機において、前記第1のベクトルの成分の数に基づき、予め定義された元の行列の列数または行数の一方を変更することにより、変更された行列を準備する工程と、

前記送信機において、前記第1のベクトルを前記変更された行列で乗算することによって第2のベクトルを生成する工程と、

前記送信機において、前記第2のベクトルを形成するシンボルを、前記送信機の前記少なくとも2つの送信アンテナと前記受信機の前記少なくとも1つの受信アンテナとの間に確立された通信チャネルを介して送信する工程と

を含むデータ送信方法。

【請求項 2】

データを送信するための少なくとも2つの送信アンテナを含む無線通信デバイスによって実行される方法であって、

10

20

送信されるべき前記データの複数のビットを変調することにより、前記データの前記複数のビットを複数のシンボルに変換する工程と、

前記複数のシンボルによって形成される第1のベクトルを生成する工程と、

前記第1のベクトルの成分の数に基づき、予め定義された元の行列の列数または行数の一方を変更することにより、変更された行列を準備する工程と、

前記第1のベクトルを前記変更された行列で乗算することによって第2のベクトルを生成する工程と、

前記第2のベクトルを形成するシンボルを、前記少なくとも2つの送信アンテナと受信装置の少なくとも1つの受信アンテナとの間に確立された通信チャネルを介して送信する工程と

を含む方法。

【請求項3】

少なくとも2つの送信アンテナによってデータを送信するための無線通信デバイスであって、

送信されるべき前記データの複数のビットを変調することにより、前記データの前記複数のビットを複数のシンボルに変換する変調手段と、

前記複数のシンボルによって形成される第1のベクトルを生成する第1ベクトル生成手段と、

前記第1のベクトルの成分の数に基づき、予め定義された元の行列の列数または行数の一方を変更することにより、変更された行列を生成する変更行列生成手段と、

前記第1のベクトルを前記変更された行列で乗算することによって第2のベクトルを生成する第2ベクトル生成手段と、

前記第2のベクトルを形成するシンボルを、前記少なくとも2つの送信アンテナと受信装置の少なくとも1つの受信アンテナとの間に確立された通信チャネルを介して送信する送信手段と

を含む無線通信デバイス。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、少なくとも2つの送信アンテナが設けられた少なくとも1つの送信機と、少なくとも1つの受信アンテナが設けられた少なくとも1つの受信機とを含む電気通信システムにおけるデータ送信方法であり、送信アンテナと受信アンテナとの間に確立された通信チャネルを介して送信されるシンボルを生成するシンボル符号化ステップを含む方法に関する。

【背景技術】

【0002】

複数のアンテナが無線リンクの受信端および/または送信端で使用する電気通信システムは、多入力多出力システム（以下、MIMOシステムと称す）と呼ばれる。MIMOシステムは、単一アンテナシステムが提供する伝送容量と比較して、大きな伝送容量を提供するものとして紹介されてきた。特に、MIMOの容量は、所与の信号対雑音比に対して、有利な無相関のチャネル状態の下では、送信アンテナまたは受信アンテナのいずれが最小であっても、その最小の個数と共に直線的に増加する。従って、MIMO技法は、大きなスペクトル効率を提供することを目的とするか、あるいは、現在の電気通信システムで得られるスペクトル効率と同等のスペクトル効率を得るのに必要な送信電力を削減することを目的とする今後の無線システムで使用される可能性がある。このようなMIMO技法は、ほとんどの場合、今後の無線システムで同様にその使用が考慮されているOFDM（直交波周波数分割多重の略語）技法およびMC-CDMA（マルチキャリア符号分割多重接続の略語）技法のようなマルチキャリア変調技法と組み合わせられることになる。

【0003】

特定のタイプのMIMOシステムは、ビットインターリーブ化符号化変調（Bit Interl

10

20

30

40

50

aved Coded Modulation) 技法を利用する。ビットインターリーブ化符号化変調は、以下、B I C Mと呼ぶ。このB I C Mによると、送信機はチャネル符号化器を含む。このチャネル符号化器は、例えば畳み込み符号またはターボ符号によって、符号化されていないデータビットに符号化を適用して、バイナリストリームをインターリーバに提供するためのものである。このインターリーバは、次に、並べ替えたビットを送出する。この並べ替えたビットは、ワードシーケンスに分割される。このワードシーケンスは、複数の実数成分または複素成分をそれぞれ特徴とする一連の符号化シンボルに変換されるものである。同じシンボルの実数成分または複素成分は、各送信アンテナによって同じ時間チップの期間中に送信されるものである。ここで、2つの異なる時間チップに対応する情報は、2つの異なる時点で送信することができるが、O F D M電気通信システムで行われることがあるように、例えば、スペクトル領域で上記シンボルを拡散するために、適切な異なる周波数を有する2つの異なる搬送信号によって同じ時点で送信することもできることに留意すべきである。

10

【0004】

送信されたシンボルは受信端で復号される。この復号は、B I C MタイプのM I M Oシステムにおいて反復時空間復号器(iterative space-time decoder)により実行することができる。この復号器は、送信されたシンボルを構成する符号化ビットの推定値を生成するためのものである。複数の送信アンテナおよび受信アンテナの使用によって誘発される空間ダイバーシティは、単一の通信チャネルを通じて送信された単一の信号により提供される情報量よりも多くの情報量を提供するので、このダイバーシティによって、このような復号が容易になる。

20

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

発明者は、時空間復号器に含まれるフロントエンド検出器が感知した入力データのダイバーシティを増加させることによって、上記復号器が、上記データを生成する基と成った符号化ビットの信頼性のある推定値に向けてより高速に収束できることを確認している。このことは、より高い品質、すなわち、よりリッチな内容を有するデータを復号器に供給することによって、より良い復号性能を得ると解釈することができる。

【0006】

30

受信アンテナが感知する空間ダイバーシティは、複数の通信チャネルを使用することによって得られ、上述した利点を生み出すが、受信アンテナの個数によって制限を受け、これは、言い換えると、時空間復号器の性能を制限する。

【0007】

また、発明者は、複数の送信アンテナおよび/または受信アンテナを使用することによって、より多くの情報量を送信することが可能になり、従って、電気通信システムのスループットを増加させることが可能になるが、当該スループットは、任意の所与の送信機と受信機との間に確立された通信チャネルに影響を与える不利な通信状態を考慮すべきであることも確認している。このような不利な状態は、受信機が送信データを安全に取り出すことができないように、送信データの送信中に送信データを変更するおそれがある。この場合、好ましくは、一定度合いの冗長系が、シンボル符号化ステップとシンボルの実際の送信との間に導入されるべきである。

40

【課題を解決するための手段】

【0008】

第1の発明は、少なくとも2つの送信アンテナが設けられた少なくとも1つの送信機と、少なくとも1つの受信アンテナが設けられた少なくとも1つの受信機とを含む通信システムにおけるデータ送信方法に関する。この方法は、送信されるべきデータの複数のビットを、送信機において変調することにより、データの複数のビットを複数のシンボルに変換する工程と、送信機において、複数のシンボルによって形成される第1のベクトルを生成する工程と、送信機において、第1のベクトルの成分の数に基づき、予め定義された元

50

の行列の列数または行数の一方を変更することにより、変更された行列を準備する工程と、送信機において第1のベクトルを変更された行列で乗算することによって第2のベクトルを生成する工程と、送信機において、第2のベクトルを形成するシンボルを、送信機の少なくとも2つの送信アンテナと受信機の少なくとも1つの受信アンテナとの間に確立された通信チャネルを介して送信する工程とを含む。

【0009】

第2の発明は、データを送信するための少なくとも2つの送信アンテナを含む無線通信デバイスによって実行される方法に関する。この方法は、送信されるべきデータの複数のビットを変調することにより、データの複数のビットを無線通信デバイスにおいて複数のシンボルに変換する工程と、複数のシンボルによって形成される第1のベクトルを生成する工程と、第1のベクトルの成分の数に基づき、予め定義された元の行列の列数または行数の一方を変更することにより、変更された行列を準備する工程と、第1のベクトルを変更された行列で乗算することによって第2のベクトルを生成する工程と、第2のベクトルを形成するシンボルを、少なくとも2つの送信アンテナと受信装置の少なくとも1つの受信アンテナとの間に確立された通信チャネルを介して送信する工程とを含む。

10

【0010】

第3の発明は、少なくとも2つの送信アンテナによってデータを送信するための無線通信デバイスに関する。このデバイスは、送信されるべきデータの複数のビットを変調することにより、データの複数のビットを複数のシンボルに変換する変調手段と、複数のシンボルによって形成される第1のベクトルを生成する第1ベクトル生成手段と、第1のベクトルの成分の数に基づき、予め定義された元の行列の列数または行数の一方を変更することにより、変更された行列を生成する変更行列生成手段と、第1のベクトルを変更された行列で乗算することによって第2のベクトルを生成する第2ベクトル生成手段と、第2のベクトルから供給されるシンボルを、少なくとも2つの送信アンテナと受信装置の少なくとも1つの受信アンテナとの間に確立された通信チャネルを介して送信する送信手段とを含む。

20

【0033】

上述した本発明の特徴に加えて、本発明の他の特徴も、添付図面に関して与えられた以下の説明を読むことによって、より一層に明確になる。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0034】

図1は、少なくとも1つの送信機TRおよび少なくとも1つの受信機RECを含む電気通信システムを図的に示している。この電気通信システムは、 N_t 個の送信アンテナ(t_{a1} 、 t_{a2} 、...、 t_{aN_t})と N_r 個の受信アンテナ(r_{a1} 、 r_{a2} 、...、 r_{aN_r})との間でそれぞれ確立された複数の通信チャネルCHNLを通じて信号を交換するためのものである。

【0035】

図1に図示した例に示す送信機TRは、符号化されていないデータビット U_{ncb} に例えば畳み込み符号またはターボ符号によって符号化を適用し、送信されるバイナリストリーム T_b を提供するためのチャネル符号化器CHENCを含む。送信機TRは、並べ替えられたビット P_b を生成するためのインターリーブINTLを含む。このようなインターリーブは、無相関のデータの取得を可能にするので、受信機側での後の処理に有益である。次に、並べ替えられたビット P_b は、それぞれが少なくとも1ビットから成るワードに分割される。次に、これらのワードは、マッピング/変調モジュールMAPMDによって一連の符号化シンボル Z_i にマッピング、すなわち変換される。次に、連続シンボル Z_i は、本質的に時空間符号化器SPTENCによって形成されたシンボル符号化手段に供給される。この時空間符号化器SPTENCは、上記シンボル Z_i の送信前に当該シンボル Z_i の処理を実行する。

40

【0036】

50

この技術分野の既知の状況では、各シンボル Z_i の成分は、通常、各送信アンテナによって同じ時間チップの期間中に送信されるものである。

【0037】

図1に図示した例に示す受信機RECは、元の符号化されていないデータビット U_{ncb} に最終的に対応すべき復号されたデータビット D_{ecb} を生成するための時空間復号器SPTECを含む。この時空間復号器SPTECは時空間検出器(space-time detector)DETを含む。この時空間検出器DETは、受信アンテナ(r_{a1} 、 r_{a2} 、...、 r_{aN_r})によって受信された信号により搬送されたデータを処理し、送信されて並べ替えられたビット P_b の推定値に関係した実際のまたは近似の尤度値 R_{ib} を生成するためのものである。この尤度値は、デインターリーブDINTLによってデインターリーブされるものである。デインターリーブDINTLは、バイナリストリーム T_b に含まれるビットの推定値に関係した軟尤度値(soft likelihood value) R_b を出力する。受信機RECに含まれるビット復号器は、上記尤度値 R_b に基づいて復号されたデータビット D_{ecb} を生成するためのものである。このビット復号器は、以下、チャンネル復号器CHDECと呼ぶ。

10

【0038】

この技術分野で一般に使用されるループ構造によると、時空間検出器DETは、アプリアリな情報 P_{ra} を利用することが好ましい。このアプリアリな情報は、前の復号ステップの最中に生成され、インターリーブINTLを通じてチャンネル復号器CHDECにより外部情報 E_{xd} の形で発行されたものである。このインターリーブINTLは、送信機TRに含まれるインターリーブINTLと同一である。

20

【0039】

発明者は、時空間検出器DETが感知したデータのダイバーシティを増加させることによって、当該検出器が、上記データを生成する基と成った符号化ビットの信頼性のある推定値に向けてより高速に収束できることを確認している。従って、発明者は、送信アンテナ(t_{a1} 、 t_{a2} 、...、 t_{aN_t})と受信アンテナ(r_{a1} 、 r_{a2} 、...、 r_{aN_r})との間に確立された複数の通信チャンネルCHNLの使用によって取得された空間ダイバーシティを、当該チャンネルの受信端における受信アンテナが感知したデータの時間に関するダイバーシティと合成することによって、受信アンテナ(r_{a1} 、 r_{a2} 、...、 r_{aN_r})が受信するデータのダイバーシティを増加させることを目的としている。

30

【0040】

この目的のために、本発明によると、時空間符号化器SPTENCは、調整可能な整数個 K の連続シンボル Z_i を通信チャンネルCHNLを介して送信する前に、いくつかの時間チップにわたって当該シンボルを拡散する。当該調整可能な個数 K は、通信チャンネルCHNLの物理特性に関して調節される。

【0041】

その成分がいくつかの時間チップにわたって拡散される連続シンボル Z_i の個数 K の値の、本発明により提供される選択肢によって、送信機TRと受信機RECとの間の通信スループットの調整が可能になる。

【0042】

40

本発明のこの実施の形態では、その成分がいくつかの時間チップにわたって拡散される連続シンボル Z_i の調整可能な整数個 K の値は、送信機に含まれる調整手段TUMによって動的に調節される。この調節は、受信機RECが送信した、上記送信機TRと上記受信機RECとの間の通信状態の品質を表すフィードバック情報 F_{bi} に基づいて行われる。

【0043】

このようなフィードバック情報 F_{bi} は、送信機TR内でローカルに利用可能な情報と組み合わせることができる。このフィードバック情報は、例えば、通信状態に関する最大データスループット値を定義できる一方、ローカルに利用可能な情報は、さらに低いデータスループットでも、継続中の通信に十分であることを示すことができる。これによって、送信資源および送信電力を節減することが可能になる。

50

【 0 0 4 4 】

フィードバック情報 $F b i$ は、受信機 $R E C$ が実時間で計算した信号対雑音比または信号対干渉比から構成することができるが、このような信号対雑音比または信号対干渉比の関数として受信機 $R E C$ 自身が計算した K の最大値によって形成することもできる。この場合、調整手段 $T U M$ には、時空間符号化器 $S P T E N C$ に上記値 K を転送するタスクのみを課すことができる。

【 0 0 4 5 】

図 2 は、本発明の第 1 の実施の形態による時空間符号化器 $S P T E N C$ を図的に示している。この図に図示した例では、時空間符号化器 $S P T E N C$ は、直並列変換器 S / P を含む。この直並列変換器 S / P は、 K 個の連続シンボル $Z i$ ($i = 1$ から K) から成る組を数組、連続して受信し、 K 個の連鎖した連続シンボル $[Z 1 \dots Z K]$ によって形成されたベクトルをシンボル拡散手段 $S P M D$ に送出するためのものである。当該ベクトルは、シンボル拡散手段 $S P M D$ 内で拡散行列 $S M$ と乗算されるものである。

【 0 0 4 6 】

図 2 に図示した例では、一方の上記 K 個の連続シンボルの連鎖 $[Z 1 \dots Z K]$ によって形成されたベクトルのサイズと、他方の拡散行列 $S M$ の列数との差によって、データ冗長性を達成することが可能になる。上記 K 個の連続シンボルの連鎖によって形成されたベクトル $[Z 1 \dots Z K]$ は、上述した行列乗算を実行するために、上記差に等しい個数の零成分で完成される。その結果、以下で図示して説明するベクトル Z が生成される。

【 0 0 4 7 】

さらに、シンボル拡散手段 $S P M D$ は、シンボルベクトル Z の成分 $Z i$ ($i = 1$ から K) の $N s = S \cdot N t$ 個の線形結合を計算するためのものである。当該線形結合は、 S 個の時間チップを介して $N t$ 個の送信アンテナ ($t a 1$ 、 $t a 2$ 、...、 $t a N t$) により送信される前に、配列手段 $S Q M$ によって、 $N t$ 個の成分から成る所定の S 個の連続した組に配列されるものである。従って、調整可能な個数 K は、1 から $N s$ の範囲とすることができる。

【 0 0 4 8 】

従って、上記送信アンテナ ($t a 1$ 、 $t a 2$ 、...、 $t a N t$) と上述した受信アンテナとの間に確立された複数の通信チャネルを介して任意の所与の瞬間に送信されたデータは、既知の $M I M O$ システムの通常の場合のような単一のシンボル $Z i$ ($i = 1$ から K) を表さず、 K 個の連続シンボル間の混合したものを表す。従って、これにより、継続中の通信状態に関して、受信端で感知される最適なデータダイバーシティが導入される。

【 0 0 4 9 】

図 3 は、上述した拡散手段がシンボル $Z i$ ($i = 1$ から K) の線形結合をどのように計算できるかを示している。本発明のこの第 1 の実施の形態によると、上記 K 個の連続シンボル $Z i$ を適切な個数の零成分と連鎖することによって、ベクトル Z が形成される。次に、このベクトル Z は所定の拡散行列 $S M$ と乗算される。所定の拡散行列 $S M$ は、この例では、 $N s \times N s$ のサイズを有する。ここで、 $N s = S \cdot N t$ である。これによって、 K と $N s$ との差が重要になるのと同様に、ますます重要となる冗長系を有するシンボルベクトル Z の全成分 $Z i$ ($i = 1$ から K) の $N s$ 個の個別の線形結合を生成することができる。これらの線形結合は、 S 個の連続した時間チップの期間中に $N t$ 個の送信アンテナを介して送信される。

【 0 0 5 0 】

図 4 は、本発明の第 2 の実施の形態による時空間符号化器 $S P T E N C$ を図的に示している。図 4 に図示した例では、時空間符号化器 $S P T E N C$ は、直並列変換器 S / P を含む。この直並列変換器 S / P は、 K 個の連続シンボル $Z i$ ($i = 1$ から K) からなる組を数組、連続して受信し、 K 個の連鎖した連続シンボル $[Z 1 \dots Z K]$ によって形成されたベクトル Z をシンボル拡散手段 $S P M D$ に送出するためのものである。当該ベクトル Z は、シンボル拡散手段 $S P M D$ 内で拡散行列と乗算されるものである。

【 0 0 5 1 】

図4に図示した例では、一方の上記K個の連続シンボル $[Z_1 \dots Z_K]$ の連鎖によって形成されたベクトルZのサイズと、他方の元の拡散行列の列数との差によって、データ冗長性を達成することが可能になるが、列数または行数を当該差に等しく抑制することによって、元の拡散行列の一方の次元をKに削減する必要がある。その結果、以下で図示して説明するように、上述した行列乗算を実行できる削減された拡散行列 S_{Mr} が生成される。

【0052】

従って、シンボル拡散手段SPMDは、シンボルベクトルZの成分 $[Z_1 \dots Z_K]$ の $N_s = S \cdot N_t$ 個の線形結合を計算する。当該線形結合は、S個の時間チップを介して N_t 個の送信アンテナ(t_{a1} 、 t_{a2} 、...、 t_{aN_t})により送信される前に、配列手段SQMによって、 N_t 個の成分から成る所定のS個の連続した組に配列されるものである。従って、調整可能な個数Kは、1から N_s の範囲とすることができる。

10

【0053】

従って、上記送信アンテナ(t_{a1} 、 t_{a2} 、...、 t_{aN_t})と上述した受信アンテナとの間に確立された複数の通信チャネルを介して任意の所与の瞬間に送信されたデータは、単一のシンボル Z_i ($i = 1$ から K) を表さず、K個の連続シンボル $[Z_1 \dots Z_K]$ 間の混合したものを表す。従って、これにより、継続中の通信状態に関して、受信端で感知される最適なデータダイバーシティが導入される。

【0054】

図5は、上述した拡散手段がシンボルベクトルZの成分 $[Z_1 \dots Z_K]$ の線形結合をどのように計算できるかを示している。本発明のこの第2の実施の形態によると、ベクトルZは、K個の連続シンボル Z_i の連鎖によって形成される。次に、このベクトルZは、削減された拡散行列 S_{Mr} と乗算される。この削減された拡散行列 S_{Mr} は、この例では、 N_s 行K列のサイズを有する。これによって、Kと N_s との差が重要になるのと同様に、ますます重要となる冗長性を有するシンボルベクトルZの全成分 Z_i ($i = 1$ から K) の $N_s = S \cdot N_t$ 個の個別の線形結合を生成することができる。これらの線形結合は、S個の連続した時間チップの期間中に N_t 個の送信アンテナを介して送信される。

20

【0055】

この例では、サイズ $N_s \times (N_s - K)$ のブロック全体が、サイズ $N_s \times N_s$ の元の拡散行列SMから廃棄されているが、本発明のこの第2の実施の形態の変形では、廃棄される $(N_s - K)$ 列を個別に選択できることに留意すべきである。さらに、本発明の他の変形では、ベクトルZを、削減された行列 S_{Mr} と乗算する前に転置することもできる。この場合、上記削減された行列 S_{Mr} は、上述したような $(N_s - K)$ 列の代わりに $(N_s - K)$ 行を元の拡散行列SMから廃棄することによって得られる。

30

【0056】

上述した所定の拡散行列SMの性質は、送信アンテナと受信アンテナとの間に確立される通信チャネルの事前の知識に基づき、または、当該通信チャネルに関する仮定に基づき選択することができる。

【0057】

図6は、通信チャネルがエルゴートのであると仮定される状況を示すチャネル行列Hを表している。すなわち、図6は、上記チャネル内の通信状態がS個の時間チップのそれぞれについて変化すると予想される状況を示すチャネル行列Hを表している。このS個の時間チップのそれぞれの期間中には、シンボル Z_i ($i = 1 \sim K$) の N_t 個の線形結合から成るS個の連続した組が送信される。これは、対角線上に配列されたS個の異なるブロック $H_1 \dots H_s$ によってモデル化される。ブロックのそれぞれは、 $N_r \times N_t$ のサイズを有する。

40

【0058】

発明者は、このようなエルゴートの通信チャネルによって搬送されたデータの量が、時間上で本質的に均一である場合に、高いダイバーシティが得られることを発見した。これによって、大量のデータが、上記通信チャネルの出力において所与の時点に存在し、こ

50

の所与の時点に続いて、データが当該出力にほとんど存在しない状況を防止することが可能になる。これは、時間に関連した情報が上記所与の時点で容易に検出でき、その後、ほとんど検出できないことを意味する。エルゴートの通信チャネルを通じて送信されたシンボルにより搬送されるエネルギーが時間上で本質的に均一に分散されることによって、或る時間チップから別の時間チップへの通信状態の変化の最適な検出能が保証され、従って、このような通信チャネルの受信端における受信アンテナによって感知される時間および空間に関する高いデータダイバーシティを提供することが可能になる。

【 0 0 5 9 】

図 7 は、本発明の上述した好ましい実施の形態の第 1 の変形による拡散行列 $S M$ を示している。この第 1 の変形によると、当該拡散行列 $S M$ は、エルゴートの通信チャネルに特に適合した構造を有する。この例では、拡散行列 $S M$ は、その行 $R W k$ ($k = 1$ から N_s) のそれぞれが、 S 個の連続チャンク $C h k 1 \dots C h k s$ によって形成されるように構築される。各チャンクは、送信アンテナの個数 N_t に対応するサイズを有する。任意の所与の行の全チャンクは各ベクトルを形成し、各ベクトルはすべて同じノルムを有する。これによって、エルゴートの通信チャネルを通じて送信されたシンボルにより搬送されるエネルギーの上述した均一な分散を得ることが可能になる。

【 0 0 6 0 】

上述したエルゴート的な場合とほとんど反対の状況では、通信チャネルは本質的に不変とすることができる。すなわち、上記チャネル内の通信状態は、シンボル Z_i ($i = 1$ から K) の N_t 個の線形結合から成る S 個の連続した組が送信される S 個の時間チップのすべてについて同じ状態に維持されると予想される。

【 0 0 6 1 】

このような場合、時間に関するダイバーシティは、通信チャネルによって誘発されない。これは、図 6 に図示した S 個の異なるブロック $H_1 \dots H_s$ の代わりに、 S 個の同一のブロックを対角線上に配置することによって、チャネル行列 H 内にモデル化することができる。

【 0 0 6 2 】

発明者は、拡散行列の行のそれぞれが、送信アンテナの個数に対応するサイズをそれぞれ有する連続チャンクによって形成されるように当該拡散行列を構築することによって、このような本質的に不変のチャネルの受信端における受信アンテナが感知する時間に関連した高いダイバーシティを取得できることを発見した。任意の所与の行の全チャンクは各ベクトルを形成し、各ベクトルはすべてが同じノルムを有し、かつ、互いに直交する。従って、本発明の上述した好ましい実施の形態のこのような第 2 の変形による拡散行列は、任意の所与の行 $R W k$ のチャンク $C h k 1 \dots C h k s$ が互いに直交するという条件を追加した、図 7 に示す行列 $S M$ として表すことができる。このような直交性によって、エルゴート的な通信チャネルが、連続シンボルの線形結合から成る送信された数組に対して有する効果をシミュレーションすることが可能になり、従って、このような直交性は、上記連続シンボルのすべての線形結合を送信するのに必要な時間間隔の期間中、本質的に不変のチャネルをエルゴート的なチャネルに人為的に変換するものと解釈することができる。上記で説明したように、任意の所与の行 $R W k$ の全チャンク $C h k 1 \dots C h k s$ がすべて同じノルムを有することによって、人為的に変換された通信チャネルを通じて送信されたシンボルによって搬送されるエネルギーを時間上で均一に分散することができる。

【 0 0 6 3 】

このような拡散行列を構築する可能な方法は、この拡散行列の各所与の行について、 N_t が S 以上である次元 $N_t \times N_t$ の所与の正方回転行列を選択すること、および、この回転行列の S 個の行を選択して、本発明のこの第 2 の変形による拡散行列の上記所与の行の S 個の連続チャンクを構成することから成る。

【 0 0 6 4 】

図 8 は、通信チャネルがいわゆるブロックフェージングチャネルであると仮定される状況を示すチャネル行列 H を表している。ブロックフェージングチャネルは、シンボル Z_i

10

20

30

40

50

($i = 1$ から K) の N_t 個の線形結合から成る S 個の連続した組が送信される S 個の時間チップにわたる C 個の連続した組の通信状態を特徴とすると予想される。一方、当該ブロックフェージングチャネルの通信状態の各組は、不変期間を形成する S / C 個の連続時間チップの期間中は本質的に不変である。

【0065】

このような場合に、チャネル行列 H は、対角線上に配置された C 個の異なるブロック $H_1 \dots H_C$ を含む。各ブロックは、対角線上に配置された S / C 個の同一のサブブロックによって構成される。これら C 個のブロックは、それぞれ $N_r \times N_t$ のサイズを有する。

【0066】

図9は、本発明の上述した好ましい実施の形態の第3の変形を示している。この第3の変形によると、拡散行列 SM は、その行 RW_k ($k = 1$ から N_s) のそれぞれが C 個のセグメント S_{gkn} ($n = 1$ から C) によって構成されるように構築される。 C 個のセグメント S_{gkn} は、各ベクトルを形成し、各ベクトルはすべて同じノルムを有する。各セグメント S_{gkn} は、連続したチャンク $Ch_{kn, 1} \dots Ch_{kn, s/c}$ を含み、これらの連続したチャンクは、それぞれ、送信アンテナの個数に対応するサイズを有する。任意の所与のセグメントの全チャンク $Ch_{kn, 1} \dots Ch_{kn, s/c}$ は各ベクトルを形成し、各ベクトルは、すべて同じノルムを有し、互いに直交する。

【0067】

同じセグメント S_{gkn} の全チャンク $Ch_{kn, 1} \dots Ch_{kn, s/c}$ 間の直交性によって、対応する S / C 個の時間チップによって画定される各不変期間の間、ブロックフェージングチャネルにエルゴート性を加えることが可能になる。さらに、上記チャンク $Ch_{kn, 1} \dots Ch_{kn, s/c}$ のノルムが等しいことによって、上記不変期間の間、ブロックフェージングチャネルを通じて送信されたシンボルにより搬送されるエネルギーの、関連する各不変期間にわたる本質的に均一な分散が提供される。ブロックフェージングチャネル内の通信状態は、或る不変期間から別の不変期間へ変化するので、当該チャネルは、不変期間のスケールではエルゴートの的であるとみなすことができる。その結果、拡散行列 SM の各行 RW_k ($k = 1$ から N_s) の C 個のセグメント S_{gkn} ($n = 1$ から C) のノルムが等しいことを追加することは、シンボル Z_i ($i = 1$ から K) の N_t 個の線形結合から成る S 個の連続した組が送信される S 個の時間チップにわたる本質的に均一なエネルギーの分散を保証するのに十分である。さらに、これによって、このようなブロックフェージング通信チャネルの受信端における受信アンテナが感知するデータの時間および空間に関する高いダイバーシティを提供することが可能になる。

【0068】

図10および図11は、本発明の上述した好ましい実施の形態のこの第3の変形による拡散行列 SM をどのように構築できるかを示している。

【0069】

図10に示す第1段階では、 N_t が S / C 以上である次元 $N_t \times N_t$ の正方円分回転行列 (square cyclotomic rotation matrix) CM を選択すること、および、各サブ行列 $S(w)$ の対角線を形成するための長さ N_t の S / C 個の連続した対角チャンクを構成する行列 CM の S / C 個の行を選択することによって、 C 個のサブ行列 $S(w)$ ($w = 1$ から C) が構築される。従って、このようなすべての対角チャンクは、同じノルムを有し、かつ、互いに直交する。

【0070】

円分行列 CM の各成分 $CM_{m, l}$ は、次のように表すことができる。

【0071】

【数1】

$$CM_{m, l} = \exp \left(2j\pi.m \left(\frac{1}{\Phi^{-1}(2.N_t)} + \frac{l}{N_t} \right) \right),$$

10

20

30

40

【 0 0 7 2 】

ここで、 J_0 は、オイラー関数を表す。

【 0 0 7 3 】

図 1 1 に示す第 2 段階では、このようなサブ行列 $S(w)$ ($w = 1$ から C) の対角配列によって形成された次元 $N_s \times N_s$ の行列を、次元 $N_s \times N_s$ の別の円分回転行列 B と乗算することによって、拡散行列 S_M が取得される。この円分回転行列 B の成分は以下によって与えられる。

【 0 0 7 4 】

【数 2】

$$B_{p,r} = \exp\left(2j\pi \cdot p \cdot \left(\frac{1}{\Phi^{-1}(2 \cdot N_s)} + \frac{r}{N_s}\right)\right).$$

10

【 0 0 7 5 】

上記で説明したように構築された拡散行列 S_M は、さらに、回転行列の特性も有する。すなわち、このような拡散行列は、互いに直交して同じノルムを有する行によって構成される。これは、 $S_M \times S_M^H = I$ として表すことができる。ここで、 I はランク $N_s \times N_s$ の単位行列であり、 S_M^H は行列 S_M の転置共役である。

【 0 0 7 6 】

送信端において連続シンボルの複数の線形結合を計算するのに回転行列を使用することによって、反復時空間復号器によって実行される最初の反復ステップの性能を高めることにより、受信端において当該シンボルを処理するための当該復号器の全体性能を最適化することが可能になる。

20

【 0 0 7 7 】

この性能の最適化は、非反復時空間復号器も対象となる。非反復時空間復号器では、単一の復号ステップのみが実行され、この単一の復号ステップは、上述した最初の反復ステップと同じである。

【 0 0 7 8 】

本発明によって提供されるいくつかの時間チップにわたって拡散される連続シンボルの個数 K の値を選択することにより、送信機と受信機との間の通信スループットを、実時間で評価された通信状態に動的に調節することが可能になる。

30

【図面の簡単な説明】

【 0 0 7 9 】

【図 1】高度に簡略化した MIMO 電気通信システムを示すブロック図。

【図 2】本発明の第 1 の実施の形態による MIMO 電気通信システムに含まれる送信機に含まれた時空間符号化器を示すブロック図。

【図 3】本発明による拡散ステップをこのような時空間符号化器内でどのように実行できるかを示す図。

【図 4】本発明の第 2 の実施の形態による MIMO 電気通信システムに含まれる送信機に含まれた時空間符号化器を示すブロック図。

40

【図 5】本発明による拡散ステップをこのような時空間符号化器内でどのように実行できるかを示す図。

【図 6】エルゴード的な通信チャネルに関連したチャネル行列を示す図。

【図 7】このようなエルゴード的なチャネルに適合した拡散行列を示す図。

【図 8】ブロックフェージング通信チャネルに関連したチャネル行列を示す図。

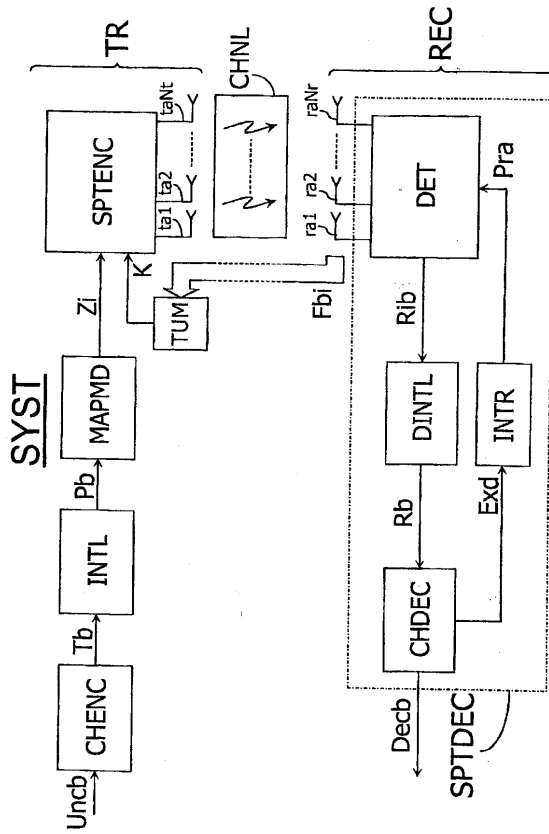
【図 9】このようなブロックフェージングチャネルに適合した拡散行列を示す図。

【図 10】ブロックフェージング通信チャネルに適合した拡散行列をどのように構築できるかを示す図。

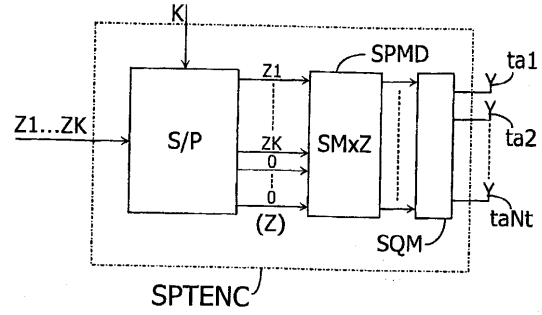
【図 11】ブロックフェージング通信チャネルに適合した拡散行列をどのように構築できるかを示す図。

50

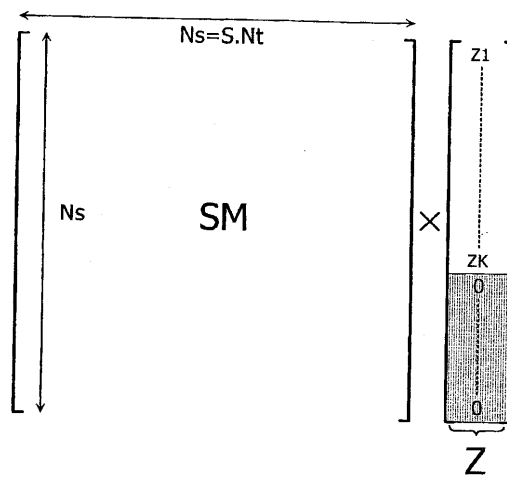
【図 1】



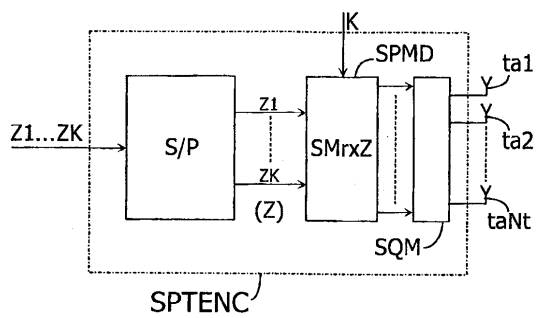
【図 2】



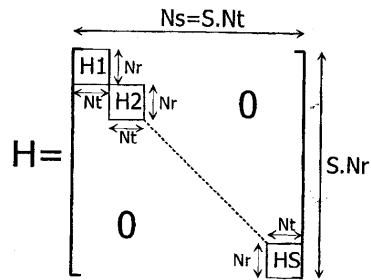
【図 3】



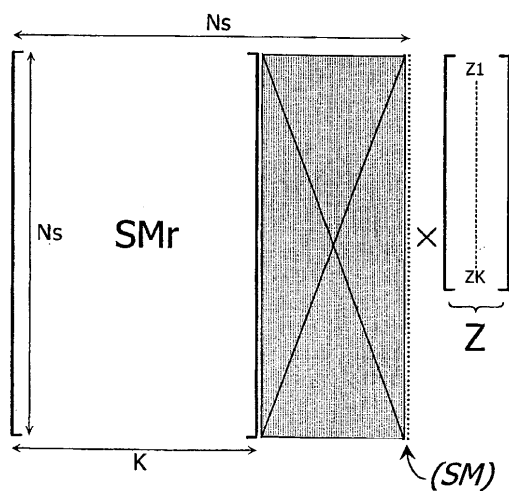
【図 4】



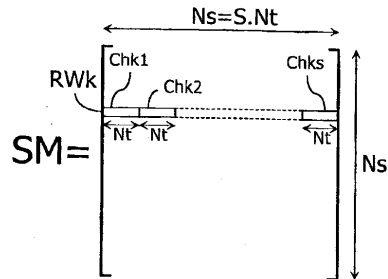
【図 6】



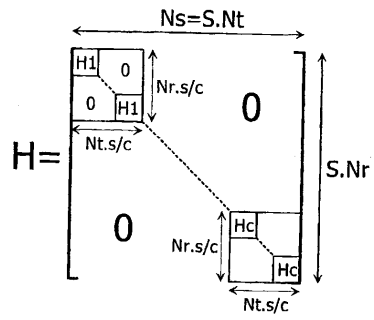
【図 5】



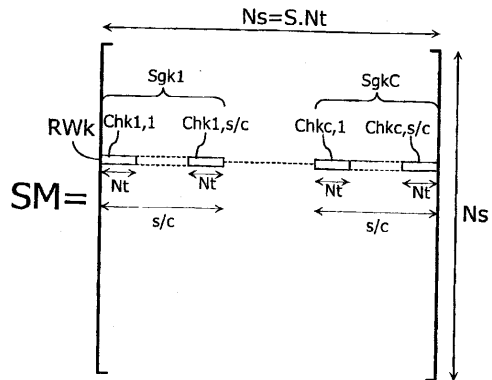
【図 7】



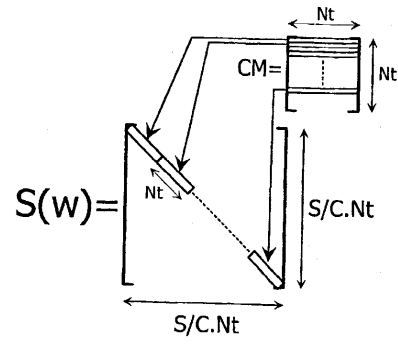
【 図 8 】



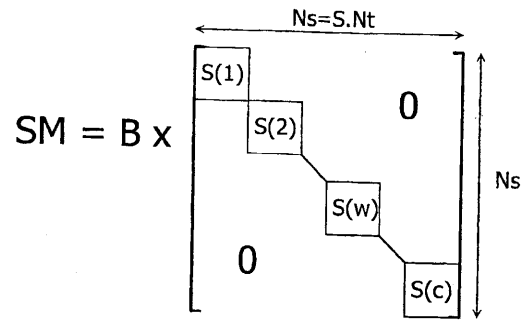
【 図 9 】



【 図 10 】



【 図 11 】



フロントページの続き

(74)代理人 100094695

弁理士 鈴木 憲七

(74)代理人 100111648

弁理士 梶並 順

(74)代理人 100116953

弁理士 中村 礼

(72)発明者 ダミアン・カステラン

フランス国、3 5 7 0 8 レヌ・セデックス 7、セーエス 1 0 8 0 6、アレ・ドゥ・ポーリ
ュー 1

(72)発明者 ロイク・ブルネル

フランス国、3 5 7 0 8 レヌ・セデックス 7、セーエス 1 0 8 0 6、アレ・ドゥ・ポーリ
ュー 1

審査官 吉田 隆之

(56)参考文献 国際公開第2 0 0 3 / 0 4 1 3 0 0 (WO, A 1)

Turbo Coding and Decoding for Multiple Antenna Channels, p1-8, URL, <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.5.2892&rep=rep1&type=pdf>
Globecom'03, p1583-1587

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H 0 4 J