

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4657423号
(P4657423)

(45) 発行日 平成23年3月23日 (2011.3.23)

(24) 登録日 平成23年1月7日 (2011.1.7)

(51) Int. Cl.	F I
H04B 7/06 (2006.01)	H04B 7/06
H01Q 3/26 (2006.01)	H01Q 3/26 Z
H04L 27/00 (2006.01)	H04L 27/00 Z

請求項の数 10 外国語出願 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2000-214304 (P2000-214304)	(73) 特許権者	596092698
(22) 出願日	平成12年7月14日 (2000.7.14)		アルカテルルーセント ユーエスエー
(65) 公開番号	特開2001-94489 (P2001-94489A)		インコーポレーテッド
(43) 公開日	平成13年4月6日 (2001.4.6)		アメリカ合衆国 07974 ニュージャ
審査請求日	平成19年7月12日 (2007.7.12)		ーシー, マレイ ヒル, マウンテン アヴ
(31) 優先権主張番号	09/356387		ェニュー 600-700
(32) 優先日	平成11年7月16日 (1999.7.16)	(74) 代理人	100094112
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 岡部 譲
		(74) 代理人	100064447
			弁理士 岡部 正夫
		(74) 代理人	100085176
			弁理士 加藤 伸晃
		(74) 代理人	100106703
			弁理士 産形 和央

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ワイヤレス差分通信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

多重送信機アンテナアレイによるワイヤレス差分通信方法であって、
 各々が指定された長さを有する入力データのシーケンスに対応する 1 つ又は複数の行列
 を提供するステップと、
 複数のベースバンド信号を生成するステップであって、
 各ベースバンド信号が、時間的な、1 個以上の複素数シーケンスを有し、
 各シーケンスが、前記多重送信機アンテナアレイのそれぞれのアンテナから送信され、
 各ベースバンド信号が、送信行列として表現可能であり、
 前記送信行列において、各列が、前記シーケンスのうちの 1 つに対応し、それぞれのア
 ンテナを表し、各行は、それぞれの時間セグメントを表し、各送信行列が、
 受信された入力データに対応する前記データ行列のうちの 1 つを選択し、および
 前の送信行列に、前記選択されたデータ行列を前から乗算して、新しい送信行列を取得
 する、
 ことにより生成される、複数のベースバンド信号を生成するステップと、
 前記ベースバンド信号をキャリア上に変調してキャリアレベル信号を形成するステップ
 と、
 前記キャリアレベル信号を多重送信機アンテナアレイから送信するステップとを含む
 ことを特徴とするワイヤレス差分通信方法。

【請求項 2】

10

20

各送信行列は、正規直交列を有する行列に比例することを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記 1 つ又は複数の行列が、
データ行列の集合を構成し、

各データ行列は、前記データ行列の集合が所定の長さのデータシーケンスを表すように、該所定の長さの相異なるデータシーケンスに対応することを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

前記入力データが、所定の長さから成る
ことを特徴とする請求項 3 に記載の方法。

【請求項 5】

ワイヤレス差分通信方法であって、
受信キャリアレベル信号を受信するステップと、
前記受信キャリアレベル信号シーケンスを復調して複数の受信ベースバンド信号を形成するステップと、

前記受信ベースバンド信号を処理して、該受信ベースバンド信号によって表されるデータを取得する処理ステップとを含み、

各受信キャリアレベル信号は、多重送信機アンテナアレイから送信されチャンネルを通った送信キャリアレベル信号から、少なくとも 1 つの受信機アンテナを用いて形成され、各受信ベースバンド信号は、時間的な、1 個以上の複素数受信シーケンスを有し、各受信ベースバンド信号は、受信行列として表現可能であり、前記受信行列において、各列は、前記受信シーケンスのうちの 1 つに対応し、それぞれの受信アンテナを表し、各行は、それぞれの時間セグメントを表し、各受信行列は、該受信行列に符号化されているデータと、前に受信された受信ベースバンド信号を表す、前の受信行列とに依存し、および

各受信行列は、前の受信行列に前から乗算された、該符号化されたデータを表わす 1 つ又は複数のデータ行列のうちの選択された 1 つの行列に依存し、前記 1 つ又は複数の行列の各々は、前記 1 つ又は複数のデータ行列が前記所定の長さのデータシーケンスを表わすように、前記所定の長さの異なるデータシーケンスに対応することを特徴とするワイヤレス差分通信方法。

【請求項 6】

前記送信キャリアレベル信号は、複数の送信ベースバンド信号から形成され、
各送信ベースバンド信号は、時間的な、1 個以上の複素数送信シーケンスを有し、
各送信シーケンスは、前記多重送信機アンテナアレイのそれぞれのアンテナから送信され、

各送信ベースバンド信号は、送信行列として表現可能であり、
前記送信行列において、各列は、前記送信シーケンスのうちの 1 つに対応し、それぞれの送信機アンテナを表し、各行は、それぞれの時間セグメントを表し、各送信行列は、受信された入力データに対応する前記データ行列のうちの 1 つを選択し、および前の送信行列に前記選択されたデータ行列を前から乗算して新しい送信行列を取得することにより生成されることを特徴とする請求項 5 に記載の方法。

【請求項 7】

各受信シーケンスは、前記送信シーケンスの線形結合であることを特徴とする請求項 6 に記載の方法。

【請求項 8】

前記データ行列の集合内の各データ行列は、前記データ行列の集合が所定の長さのデータシーケンスを表すように、該所定の長さの相異なるデータシーケンスに対応することを特徴とする請求項 5 に記載の方法。

【請求項 9】

前記処理ステップは、

各データ行列と、前記前の受信行列、および、現在の受信ベースバンド信号を表す受信行列との相関をとり、

受信行列との最大相関を有するデータ行列に対応するデータシーケンスを出力することを特徴とする請求項 8 に記載の方法。

【請求項 10】

ワイヤレス差分通信方法であって、

受信キャリアレベル信号を受信するステップと、

前記受信キャリアレベル信号を復調して複数の受信ベースバンド信号を形成するステップと、

前記受信ベースバンド信号を処理して、該受信ベースバンド信号によって表されるデータを取得する処理ステップとを含み、

各受信キャリアレベル信号は、多重送信機アンテナアレイから送信されチャンネルを通った送信キャリアレベル信号から、少なくとも 1 つの受信機アンテナを用いて形成され、前記送信キャリアレベル信号は、複数の送信ベースバンド信号から形成され、各送信ベースバンド信号は、時間的な、1 個以上の複素数送信シーケンスを有し、各送信シーケンスは、前記多重送信機アンテナアレイのそれぞれのアンテナから送信され、各送信ベースバンド信号は、送信行列として表現可能であり、前記送信行列において、各列は、それぞれの送信機アンテナを表し、各行は、それぞれの時間セグメントを表し、各送信行列は、

受信された入力データに対応する 1 つ又は複数の行列のうちの 1 つを選択し、および
前の送信行列に、前記選択されたデータ行列を前から乗算して新しい送信行列を取得する、

ことにより生成されることを特徴とするワイヤレス差分通信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ワイヤレス通信に関し、特に、複数の送信機アンテナを用いた差分ワイヤレス通信に関する。

【0002】

【従来の技術】

フェージングは、ワイヤレス伝送システムにおいて、誤り率を増大させ、チャンネル容量を減少させることになるいくつかの物理現象のうちの 1 つである。フェージングは、受信機において、散乱のため相異なる長さのパスを通して到着する相関する信号部分どうしの間の破壊的干渉の結果である。ワイヤレス通信において、多重アンテナアレイを用いて、誤り率を減少させ、伝送レートを増大させることができる。

【0003】

いくつかのフェージング環境では、多重アンテナ通信リンクの理論的容量は、送信機または受信機アレイのサイズとともに線形に増大し、この効果は、アンテナの数が少ないほうのアレイによって決定される。この効果は、フェージングが「平坦」であるような豊富な散乱環境に対して予測されている。すなわち、伝送信号に対する物理伝送チャンネルの効果を記述する伝搬係数は、信号帯域幅にわたり、周波数とはほとんど独立である。平坦フェージングは、実際には、帯域幅があまり大きくない場合、または、適切に制限されている場合に、個々の環境に対して達成される。

【0004】

重要な点であるが、このような容量の線形増大は、送信機および受信機アンテナのすべての対の伝搬係数が受信機にとって既知である場合にのみ生じる。実際には、この条件は、ときどき、送信機から既知のトレーニング信号を受信することによって、受信機がトレーニングされる場合にのみ、満たすことができる。

【0005】

このようなトレーニング手続きを使用する通信方法は、例えば、米国特許出願第 08 / 938,168 号（出願日：1997 年 9 月 26 日、発明者：B. M. Hochwald et al.）に

10

20

30

40

50

記載されている。

【0006】

関連する技術事項が記載されている他の米国特許出願は、米国特許出願第08/673,981号(出願日:1996年7月1日、発明者:G. J. Foschini)、第09/060,657号(出願日:1998年4月15日、発明者:G. J. Foschini and G. D. Golden)、および、1998年7月10日にT. L. Marzettaによって出願された、発明の名称を"Determining Channel Characteristics in a Space-Time Architecture Wireless Communication System Having Multi-Element Antennas"とする米国特許出願である。

【0007】

残念ながら、トレーニング区間は、データを送信可能な利用可能時間に食い込む。この区間の長さは、送信機アンテナの数が増大するとともに増大する。さらに、伝搬係数は、フェージングコヒーレンス区間と呼ばれる平均時間にわたってのみ、定数として扱うことができる。有効であるためには、トレーニングは、このような区間ごとに少なくとも1回反復しなければならない。しかし、フェージングは、移動局が高速移動する乗物内で動作している場合のような環境では、非常に急速である。急速なフェージング環境の場合、フェードどうしの間の時間は、通信システムが、1つの送信アンテナに属する伝搬係数を学習するのにさえ短すぎ、まして多重アンテナアレイの場合は短すぎる。

【0008】

したがって、フェージング環境において多重アンテナアレイの理論的利点を実際に十分に実現することが必要とされている。

【0009】

米国特許出願第09/134,297号(出願日:1998年8月14日、発明者:B. M. Hochwald et al.)には、新しい信号変調方法が記載されている。この新しい方法は、「ユニタリ時空間変調(US TM:Unitary Space-Time Modulation)」と呼んでいるが、平坦フェージング環境において、フェージングと、受信機由来のノイズに対してロバストである。重要な点であるが、これは伝搬係数の知識を必要としない。もっとも、いくつかの実装では、そのような知識を用いてさらに性能を改善することができる。

【0010】

US TMでは、送信されるべき各メッセージは、 L 個(L は正の整数)の可能な信号のコンステレーションから選択される信号のシーケンス(系列)に変換される。(したがって、各送信信号は、 $\log_2 L$ で与えられるビット数を有する。本明細書では、 \log_2 は2進対数(2を底とする対数)を表す。)これらの各シンボルは、それ自体、送信アンテナによって送信される複素振幅の時間シーケンス(時系列)である。送信アレイにおけるすべてのアンテナによる送信は協調する。(与えられた1つの信号に対する)これらの送信はすべて、 T 個の連続する時間ユニット(シンボル区間という)の同じシーケンスにおいてなされる(ただし、 T は正の整数)。

【0011】

こうして、1つの信号は、 T 行 M 列の複素行列によって表される。各列は、送信アレイのそれぞれのアンテナに対応し、そのアンテナによって送信される複素振幅のシーケンスを表す。各行は、 T シンボル区間のうちの特定の1つに対応し、その区間中に各アンテナによって送信される複素振幅を記述する。このような複素振幅の集合を「シンボル」という。各シンボルは、空間的に(すなわち、送信アレイにわたって)分布し、各信号は、時間的に分布する T 個のシンボルからなる。

【0012】

重要な点であるが、各信号行列は、そのすべての列が正規直交であるという性質を有していなければならない。(この点に関して注意すべきであるが、信号行列に対応して、送信アレイに供給されるベースバンド信号は行列 $S = (TP)^{1/2}$ で表される。ここで、 P は、各アンテナに給電される平均パワーである。)これらの列はそれぞれ長さ T を有するため、すべてが互いに直交する T 個より多くのこのような列は存在し得ない。

【0013】

信号あたり、 L 個の信号と、 M 個の列がある。したがって、コンステレーション全体では、 $L \times M$ 個の列がある。一般に、コンステレーションには多くの信号があるため（コンステレーションサイズとしては、数十万、あるいはそれ以上でさえ、少なくとも一部のアプリケーションにおいては好ましい）、 $L \times M$ は通常、 T よりもずっと大きくなる。周知の数学的性質から、 T より多くの互いに正規直交する列ベクトルは存在し得ない。したがって、ランダムに選んだ信号行列の対に対して、一方の行列の列が他方の行列の列と直交する可能性は小さい。

【0014】

信号対のそれぞれの列の間のこのような直交性が可能であったとすれば、一方の受信信号を他方と混同する可能性は、理想的な最小値まで小さくなる。この理想条件が達成不可能であれば、その代わりに、誤り確率を増大させることになるような種類の信号行列どうしの間の相関ができるだけ小さくなるように信号コンステレーションを設計することが好ましい。

【0015】

前掲米国特許出願第 09 / 134, 297 号には、送信アンテナの数 M が比較的小さいときに非常に有用な、これらの相関を最小にする技術が記載されている。米国特許出願第 09 / 206, 843 号（出願日：1998 年 12 月 7 日、発明者：B. M. Hochwald et al.）には、 M 、 L 、および T が比較的大きいときに、非実際的な量の計算資源を要求せずに、低相関の信号コンステレーションを容易に生成することが可能な、さらに強力な技術が記載されている。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】

フェージングの効果を軽減することになるもう 1 つの技術は、差分位相変調である。この場合、位相差が送信情報を運ぶ。差分位相変調は、フェージング環境における単一アンテナ送受信のための既知の技術であるが、任意個数のアンテナで使用するためのこの技術の一般化は知られていない。

【0017】

【課題を解決するための手段】

本発明による通信方法は、多重送信機アレイのための差分通信方法である。この方法では、複数のベースバンド信号が生成される。各ベースバンド信号は、時間的な、1 個以上の複素数シーケンスを有し、各シーケンスは、多重送信機アンテナアレイのそれぞれのアンテナから送信される。各ベースバンド信号は、送信行列として表現可能である。この行列において、各列は、それぞれのアンテナを表し、各行は、それぞれの時間セグメントを表す。各送信行列は、入力データと、前に送信されたベースバンド信号を表す、前の送信行列とに基づいて生成される。

【0018】

ベースバンド信号は、キャリア上に変調されて送信キャリアレベル信号を形成し、送信キャリアレベル信号は、多重送信機アンテナアレイによって送信される。

【0019】

受信キャリアレベル信号は、受信側における少なくとも 1 つのアンテナによって受信される。各受信キャリアレベル信号は、チャネルを通った送信キャリアレベル信号から形成される。受信キャリアレベル信号は、復調されて、複数の受信ベースバンド信号を形成する。各受信ベースバンド信号は、時間的な、1 個以上の複素数受信シーケンスを有する。各受信ベースバンド信号は、受信行列として表現可能である。この行列において、各列は、それぞれの受信アンテナを表し、各行は、それぞれの時間セグメントを表す。各受信行列は、それに符号化されているデータと、前に受信された受信ベースバンド信号を表す、前の受信行列とに依存する。受信ベースバンド信号が処理されると、それによって表されるデータが得られる。

【0020】

【発明の実施の形態】

差分変調は、チャンネルが時間サンプル間でほぼ一定の位相応答を有するときに、単一アンテナ未知チャンネルリンクにおいて、従来から用いられている。差分変調は、送信情報を、シンボル間の位相差に符号化する。受信機は、現シンボルの位相を前シンボルの位相と比較することによって、現シンボル内の情報を復号する。差分変調が広く使用されているのは、多くの連続フェージングチャンネルが、連続する時間サンプル間でほとんど変化しないためである。実際、多くの連続フェージングチャンネルは、しばしば2サンプルよりずっと多くの時間区間の間ほぼ一定である。

【0021】

単一アンテナによる差分変調は、2個の時間サンプルのブロックを使用する。

情報は、本質的に、まず基準シンボルを提供した後、差分的に位相シフトしたシンボルを提供することによって送信されるからである。もちろん、開始シンボルの後、各シンボルは次のシンボルの基準として作用し、信号は基本的に2シンボルを占めるが、1シンボルだけ重なり合う。本発明による方法は、このような方式を、 $M > 1$ 個の送信機アンテナに適用する。

【0022】

図1は、本発明に従って信号を送受信する通信システムの概略ブロック図である。図示のように、アンテナ15.1~15.3の送信アレイに入力されるベースバンド信号10は、アンテナ20.1、20.2の受信アレイへ送信される。すなわち、図示の通信システムでは、 $M = 3$ および $N = 2$ である。(Nは、受信アレイ内のアンテナの数であり、1以上である。)注意すべき点であるが、ここでは、一方のアレイを送信アレイとし、他方を受信アレイとしているが、本発明の原理は、一方向通信システムのみならず、双方向通信システムにも適用される。さらに、理解されるように、図1は例示的な通信システムであり、また本発明は、複数の送信アンテナおよび任意個数の受信アンテナを有する通信システムに適用される。

【0023】

送信アンテナと受信アンテナの間の物理伝送チャンネルは、 $M \cdot N$ 個の伝搬係数 h_{ij} ($i = 1, \dots, M, j = 1, \dots, N$)の集合によって特徴づけられる。各係数は、送信アンテナ i からの送信による、受信アンテナ j における応答を特徴づける複素数である。

【0024】

離散時間 $t = 1, \dots$ の各値 t において、信号行列の信号の行のうちの1つ s が送信アレイに入力される。図1は、 t 番目のそのような行が入力され、その行の各成分がアンテナ15.1~15.3のうちの1つに入力されるのを示している。信号行列の各成分は、複素ベースバンド電圧レベルを表し、これは、送信のために、既知の方法に従って、キャリア周波数上に変調される。

【0025】

各受信アンテナ20.1、20.2において、既知の方法により、アンテナ応答は増幅され、ベースバンドに復調される。受信機ノイズ(受信機どうしの間およびシンボル期間どうしの間で統計的に独立であると仮定する)は、図中、各時刻 t において、アンテナ20.1の出力に加算される成分 w_{t1} と、アンテナ20.2の出力に加算される成分 w_{t2} として表される。ベースバンドへの復調後、時刻 t におけるアンテナアレイの出力は x_{tn} である。ただし、アンテナ20.1に対して $n = 1$ であり、アンテナ20.2に対して $n = 2$ である。Hを、その成分が h_{ij} である行列とする。Hを、信号期間中一定として扱うことができる場合、その期間にわたり、受信機アレイの応答は、 $X = (\quad / M)^{1/2} S H + W$ で与えられる。ただし、Wは、加法的ノイズを表し、Sは、その (t, m) 成分が時刻 t において送信機 m で送信される信号を表し、 \quad は、信号対ノイズ比である。さらに、 h_{ij} は、独立な $CN(0, 1)$ 確率変数であると仮定する(ただし、 $CN(0, 1)$ は、平均0、分散1の複素正規分布である)が、本発明は、この仮定に制限されない。

【0026】

[動作 - 送信]

上記のように、1個の送信アンテナによる差分通信では、データ情報は、2個の連続する

10

20

30

40

50

シンボルの位相差として送信される。複数のアンテナの場合、差分変調は、重なり合う $2M \times M$ 行列信号 \mathbf{V}_ℓ ($\ell = 0, \dots, L-1$) によって実現される。ただし、 L は、特定のデータレートでデータを送信するのに必要なシンボルの下図を表す。

【0027】

$\mathbf{V}_0, \dots, \mathbf{V}_{L-1}$ は、重なり合いを可能にするために、次の構造を有していなければならない。

【数1】

$$\Phi_\ell = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} V_{\ell 1} \\ V_{\ell 2} \end{bmatrix}, \ell = 0, \dots, L-1 \quad (1)$$

ただし、 $V_{\ell 1}$ および $V_{\ell 2}$ は、当面の間、任意の $M \times M$ 複素行列である。さらに、 $\mathbf{V}_{\ell 1}^\dagger \mathbf{V}_{\ell 1} = \mathbf{I}_M$ となるように $\mathbf{V}_{\ell 1}$ を確定することによって、次式が従う。

$$\mathbf{V}_{\ell 1}^\dagger \mathbf{V}_{\ell 1} + \mathbf{V}_{\ell 2}^\dagger \mathbf{V}_{\ell 2} = 2 \mathbf{I}_M \quad (2)$$

ただし、 \dagger は、ベクトルあるいは行列の複素共役転置を表す。

【0028】

\mathbf{V}_ℓ および $\mathbf{V}_{\ell+1}$ ($\ell = 0, \dots, L-1$) は、任意のユニタリ $M \times M$ 行列 \mathbf{V}_ℓ に対して区別できない。したがって、送信されるべき各信号 \mathbf{V}_ℓ にユニタリ行列を右からかけることによって「前処理」を行い、その第1の $M \times M$ 行列ブロックが前に（おそらくは同様に前処理されている）送信したシンボル $\mathbf{V}_{\ell+1}$ の第2の行列ブロックに等しくなるようにする自由度が存在する。 \mathbf{V}_ℓ を前処理した後、その第1ブロックは、すでに送信した信号の第2ブロックに等しいため、その（正規化された）第2ブロックのみを送信すればよい。この重ね合わせがうまくいくためには、 \mathbf{V}_ℓ の第1ブロックと $\mathbf{V}_{\ell+1}$ の第2ブロックの間にユニタリ変換が存在することが要求される。すなわち、任意の ℓ および $\ell+1$ に対して、方程式 $\mathbf{V}_{\ell+1,2} = \mathbf{V}_{\ell,1} \mathbf{V}_{\ell+1,1}^\dagger$ (3)

が、あるユニタリな $\mathbf{V}_{\ell+1,1}$ に対して解を持たなければならない。

【0029】

(3) を満たす $\mathbf{V}_{\ell+1,1}$ および $\mathbf{V}_{\ell+1,2}$ 行列の最も一般的で好ましい集合は、一般に、 $\mathbf{V}_{\ell+1,1}$ および $\mathbf{V}_{\ell+1,2}$ をユニタリであるように選ぶことによって得られる。 $\mathbf{V}_{\ell+1,1}$ および $\mathbf{V}_{\ell+1,2}$ がすべての ℓ に対してユニタリである場合、(2) が成り立ち、(3) はユニタリ解 $\mathbf{V}_{\ell+1,1} = \mathbf{V}_{\ell+1,2}^\dagger \mathbf{V}_{\ell,1}$ を有する。この選択により、 \mathbf{V}_ℓ と $\mathbf{V}_{\ell+1} \mathbf{V}_{\ell,1}^\dagger$ は受信機で区別できないため、次の(4)のような標準表現が得られる。

【数2】

$$\Phi_\ell = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M \\ \mathbf{V}_\ell \end{bmatrix} \quad (4)$$

ただし、 $\mathbf{V}_\ell = \mathbf{V}_{\ell+1,2} \mathbf{V}_{\ell+1,1}^\dagger$ はユニタリである。一般性を失うことなく、信号 Φ_ℓ は(4)の形であると仮定する。ただし、 \mathbf{V}_ℓ はユニタリ行列であり、正規直交列を有する行列に比例する。

【 0 0 3 0 】

式 (4) において、信号 s_1, \dots, s_L は $2M \times M$ 行列であり、その上半分は I_M であり、下半分は、われわれの M アンテナ差分変調方式における送信行列を形成するために使用される。チャンネルあたり R ビットの送信データレートは、 $L = 2^{RM}$ 個の信号のコンステレーションを必要とする。したがって、 L 個の異なる V_l データ行列が必要である。それぞれの V_l データ行列 (および L 個の信号) は、異なる整数 l を表す。

【 0 0 3 1 】

図 2 は、多重アンテナ差分変調の概略図である。ここで、各送信行列 S ($M \times M$ 行列) の M 個の列はそれぞれ、 M 個のシンボルに対して時間の関数として M 個のアンテナのうちの 1 つで送信される複素数シーケンスを表す。複素数シーケンスは、キャリア上に変調されて多重送信アンテナアレイによって送信されるベースバンド信号を形成する。

10

【 0 0 3 2 】

最初の送信は、 s_{z_1} をスケーリングしたものである。すなわち、単位行列 $S_0 = M^{1/2} I_M$ を送信した後、 $S_1 = M^{1/2} V_{z_1}$ を送信する。スケーリング因子 $M^{1/2}$ は、送信される信号パワーを正規化し、 z は、送信する番目の整数データを表し、 z は、送信の順序を表す。したがって、送信される第 1 および第 2 のデータシーケンス z_1 および z_2 は同じ整数であることも可能である。

【 0 0 3 3 】

次に、 s_{z_2} を送信する。 s_{z_2} の単位行列ブロックが最後に送信したブロック V_{z_1} と重なるようにするために、 s_{z_2} の後から s_{z_1} をかける。すると、 s_{z_2} の第 2 ブロックは $V_{z_2} V_{z_1}$ となるため、 $S_2 = M^{1/2} V_{z_2} V_{z_1} = V_{z_2} S_1$ となる。一般に、この差分送信方式は、送信行列

20

$$S_z = V_{z_z} S_{z-1}, \quad z = 1, 2, \dots \quad (5)$$

を送信する。これは、基本送信方程式である。明らかに、送信されるすべての行列 S_z は、ユニタリ行列の $M^{1/2}$ 倍であり、正規直交列を有する行列に比例する。

【 0 0 3 4 】

このようにして、データ整数 l を送信するとき、対応するデータ行列 V_l が選択され、送信行列 S_z が、式 (5) を用いて生成される。

【 0 0 3 5 】

[動作 - 受信]

30

次に、上記の送信信号の受信について説明する。受信機内の復調器が、受信キャリアレベル信号を受信する。各受信キャリアレベル信号は、多重送信機アンテナアレイから送信され、チャンネルを通った送信キャリアレベル信号から、少なくとも 1 つの受信機アンテナを用いて形成される。復調器は、受信キャリアレベル信号を復調して、複数の受信ベースバンド信号を形成する。各受信ベースバンド信号は、時間的な、1 個以上の複素数受信シーケンスを有する。各受信シーケンスは、送信シーケンスの線形結合である。各受信ベースバンド信号は、受信行列 X として表現可能である。ただし、 X は $M \times N$ 行列であり、各列は、それぞれの受信機アンテナを表し、各行は、それぞれの時間セグメントを表す。以下で詳細に説明するように、各受信行列は、それに符号化されているデータと、前に受信された受信ベースバンド信号を表す、前の受信行列とに依存する。

40

【 0 0 3 6 】

N 個の受信機アンテナがある場合、受信行列のストリームは次の通りである。

【 数 3 】

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (6)$$

10

復調は、2個の連続する行列をみて次のような2M行の行列を形成することを必要とする。

【数4】

$$X = \begin{bmatrix} X_{r-1} \\ X_r \end{bmatrix} \quad (7)$$

20

フェージング係数が、Xの行に表される2M個の時間サンプルにわたり一定であると仮定する。その場合、送信ストリームとの関係は次のようになる。

$$X_{r-1} = (\sqrt{M})^{1/2} S_{r-1} H + W_{r-1} \quad (8)$$

30

$$X_r = (\sqrt{M})^{1/2} S_r H + W_r \quad (9)$$

ただし、 W は、加法的な独立な $CN(0, 1)$ ノイズの $M \times N$ 行列であり（ただし、 $CN(0, 1)$ は、平均0、分散1の複素正規分布である）、 γ は信号対ノイズ比である。最尤復調器は、次の通りである。

【数5】

$$(\hat{z}_r)_{ml} = \arg \max_{\ell=0, \dots, L-1} \|\Phi_\ell^\dagger X\| = \arg \max_{\ell=0, \dots, L-1} \|X_{r-1} + V_\ell^\dagger X_r\| \quad (10)$$

ただし、 $\|A\|^2$ は、次式で与えられる行列Aのフロベニウスノルムである。

【数6】

$$\|A\|^2 = \text{tr}(A^\dagger A) = \text{tr}(AA^\dagger) = \sum_{t=1}^T \sum_{m=1}^M |a_{tm}|^2 = \sum_{m=1}^{\min(M, T)} \sigma_m(A)^2 \quad (11)$$

40

ここで、 $\sigma_m(A)$ は、行列Aのm番目の特異値である。

【0037】

基本差分送信機方程式 $S_r = V_z S_{r-1}$ を(9)に代入し、(8)を適用すると、次式が得られる。

$$X_r = V_z X_{r-1} + W_r - V_z W_{r-1} \quad (12)$$

ノイズ行列どうしは独立であり、ユニタリ行列の乗算に対して統計的に不変であるため、式(12)は次のように書くことができる。

50

$$X_z = V_z X_{z-1} + 2^{1/2} W \quad (13)$$

ただし、 W は、加法的な独立な $CN(0, 1)$ ノイズの $M \times N$ 行列である。

これが、基本差分受信機方程式である。

【0038】

式(13)によって示されるように、各受信行列は、それに符号化されているデータを表すデータ行列の前に、前の受信行列をかけたものに依存する。さらに、式(13)は、各データ行列が、前の受信行列および現在の受信行列と相関し、最大相関結果を有するデータ行列に対応するデータシーケンスがデータとして出力されるということも示している。

【0039】

注目すべき点であるが、フェージング係数の行列 H は、基本差分受信機方程式(13)には現れない。実際、形式的には、この方程式によれば、信号 V_z が、フェージング応答 X_{z-1} (これは受信機にとって既知である)を有するチャンネルを通して送信され、分散が2倍のノイズによって破損されるように見える。これは、チャンネルが既知であるときにに対して未知であるときに、標準的な単一アンテナ差分変調が、実効 SNR で約 3 dB の性能損失を受けるという周知の結果に対応する。

【0040】

[動作 - コンステレーションの設定]

次に、本発明による差分通信のためのコンステレーションの生成について説明する。式(13)は、われわれの多重アンテナ差分設定が、もとの未知チャンネル通信問題を既知チャンネル問題に変えるように見えることを示している。まず、既知チャンネルと未知チャンネルの間の関係について説明する。

【0041】

[既知チャンネル]

$M \times M$ 行列である信号を考える。チャンネルの作用は次の通りである。

$$X = (1/M)^{1/2} S H + W \quad (14)$$

ただし、 H は受信機にとって既知である。この既知チャンネルにおいて、コンステレーションが、ユニタリである $L = 2^{RM}$ 個の信号 s_l からなると仮定する。この場合、送信行列は次のようになる。

$$S = M^{1/2} z \quad (15)$$

H は受信機で既知であるため、最尤復調器は次のようになる。

【数7】

$$(\hat{z}_\tau)_{ml} = \arg \min_{l=1, \dots, L} \|X_\tau - \sqrt{\rho} \Psi_l H\| \quad (16)$$

これは、次式で与えられる対ごとの誤り確率のチェルノフ(Chernoff)上界を有する。

【数8】

$$P_e \leq \frac{1}{2} \prod_{m=1}^M \left[1 + \frac{\rho T}{4M} \sigma_m^2 (\Psi_{l'} - \Psi_l) \right]^{-N} \quad (17)$$

ただし、 T は時間サンプルの数である。

【0042】

したがって、よいコンステレーション s_1, \dots, s_L は、 $1, \dots, 1$ に対してできるだけ大きい特異値

$$\sigma_m(s_{l'} - s_l), \quad m = 1, \dots, M \quad (18)$$

を有する。 SNR が大きい場合、誤り確率は、支配的に積

【数9】

10

20

30

40

$$\prod_{m=1}^M \sigma_m(\Psi_{\ell'} - \Psi_{\ell'}) = |\det(\Psi_{\ell'} - \Psi_{\ell'})| \quad (19)$$

に依存する。特に、この積が大きいほど、誤り確率は小さくなる。

【 0 0 4 3 】

[信号設計どうしの間の関係]

チャネルが未知のときに信号 S_1 と $S_{1'}$ を間違えることに対するチェルノフ上界は次のようになる。

10

【 数 1 0 】

$$P_e \leq \frac{1}{2} \prod_{m=1}^M \left[1 + \frac{(\rho T / M)^2 (1 - d_{\ell' m}^2)}{4(1 + \rho T / M)} \right]^{-N} \quad (20a)$$

ただし、 $d_{11'1}$ から $d_{11'M}$ までは、 $\mathbf{I}_M^{\dagger} = \mathbf{I}$ に従う $M \times M$ 行列の特異値であり、よいコンステレーション $\mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_L$ は、 1 から 1 に対してできるだけ小さい特異値

$d_{11'm} = \sigma_m(\mathbf{c}_1^{\dagger} \mathbf{c}_{1'})$, $m = 1, \dots, M$ (20b)

を有する。差分ユニタリ時空間信号構成に基づいて、 \mathbf{c}_1 を次のように構成する。

20

【 数 1 1 】

$$\Phi_{\ell} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M \\ \Psi_{\ell} \end{bmatrix} \quad (21)$$

ただし、 \mathbf{c}_1 は、既知チャネル信号のコンステレーションから取り出したユニタリ行列である。この場合、

$$\mathbf{c}_1^{\dagger} \mathbf{c}_1 = (\mathbf{I}_M + \mathbf{c}_1^{\dagger} \mathbf{c}_1) / 2 \quad (22)$$

30

となり、これから次式が導かれる。

【 数 1 2 】

$$\begin{aligned} \sigma_m^2(\Phi_{\ell'}^{\dagger} \Phi_{\ell}) &= \frac{1}{4} \sigma_m^2(\mathbf{I}_M + \Psi_{\ell'}^{\dagger} \Psi_{\ell}) \\ &= \frac{1}{4} \lambda_m(2\mathbf{I}_M + \Psi_{\ell'}^{\dagger} \Psi_{\ell} + \Psi_{\ell}^{\dagger} \Psi_{\ell'}) \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} 1 - \sigma_m^2(\Phi_{\ell'}^{\dagger} \Phi_{\ell}) &= \frac{1}{4} \lambda_m(2\mathbf{I}_M - \Psi_{\ell'}^{\dagger} \Psi_{\ell} - \Psi_{\ell}^{\dagger} \Psi_{\ell'}) \\ &= \frac{1}{4} \sigma_m^2(\mathbf{I}_M - \Psi_{\ell'}^{\dagger} \Psi_{\ell}) = \frac{1}{4} \sigma_m^2(\Psi_{\ell'} - \Psi_{\ell}) \end{aligned} \quad (24)$$

40

ただし、 \mathbf{a}_m は、行列 \mathbf{A} の m 番目の固有ベクトルを表す。

【 0 0 4 4 】

式 (24) は、未知チャネル信号の相関の特異値を最小化することは、既知チャネル信号の差の特異値を最大化することと等価であることを意味している。ここで、相異なるコンステレーションに対して比較することが可能な量 $\zeta_{\ell'}$ を次のように定義する。

【 数 1 3 】

$$\zeta_{\ell'} = \prod_{m=1}^M (1 - \sigma_m^2(\Phi_{\ell'}^{\dagger} \Phi_{\ell}))^{1/M} = \frac{1}{4} \prod_{m=1}^M \sigma(\Psi_{\ell'} - \Psi_{\ell})^{2/M} = \frac{1}{4} |\det(\Psi_{\ell'} - \Psi_{\ell})|^{2/M} \quad (25)$$

50

が大きくチャネルが未知のとき、 $\|V_z\|$ が大きいことは、対ごとの誤り確率（式 20 a を参照）が小さいことと等価である。他方、式（19）によれば、チャネルが既知のとき、 $|\det(V_z)|$ が大きいこともまた、対ごとの誤り確率が小さいことと等価である。したがって、よい既知チャネル送信行列のコンステレーションを、単位行列ブロックで拡張して、よい未知チャネル行列信号のコンステレーションとすることができる。逆に、（4）の形の、よい未知チャネル信号のコンステレーションは、よい既知チャネル信号のコンステレーションを形成する V_z 行列を有する。直感的には、単位行列ブロックは、データを運ぶ第2ブロックが送信される前に、チャネルが学習されるトレーニングとみなすことができる。もちろん、差分変調は、トレーニングとデータブロックを重ね合わせる。

10

【0045】

[復調ストラテジどうしの間の関係]

上記のように、基本差分受信機方程式（13）は、

$$X_{r-1} = V_z X_{r-1} + 2^{1/2} W \quad (13)$$

である。すでに注意したように、 X_{r-1} は、データ行列 V_z が送信される既知チャネルとみなすことができる。（16）を用いて z を復調すると次式を得る。

【数14】

$$\begin{aligned} \hat{z}_r &= \arg \min_{\ell=0, \dots, L-1} \|X_r - \Psi_\ell X_{r-1}\| \\ &= \arg \min_{\ell=0, \dots, L-1} \text{tr}(X_r^\dagger X_r + X_{r-1}^\dagger X_{r-1} - X_{r-1}^\dagger \Psi_\ell^\dagger X_r - X_r^\dagger \Psi_\ell X_{r-1}) \\ &= \arg \max_{\ell=0, \dots, L-1} \text{tr}(X_{r-1}^\dagger \Psi_\ell^\dagger X_r + X_r^\dagger \Psi_\ell X_{r-1}) \end{aligned} \quad (26)$$

20

この推定値は、次のように、まさに、未知チャネルに対する最尤復調器（10）である。

【数15】

$$(\hat{z}_r)_{ml} = \arg \max_{\ell=0, \dots, L-1} \|X_{r-1} + \Psi_\ell^\dagger X_r\| = \arg \max_{\ell=0, \dots, L-1} \text{tr}(X_{r-1}^\dagger \Psi_\ell^\dagger X_r + X_r^\dagger \Psi_\ell X_{r-1}) \quad (27)$$

【0046】

これらの関係は、差分方式が、既知チャネルからの従来のコンステレーションおよび復調方法を使用することができることを意味する。

30

【0047】

[群コンステレーション]

次に、 L 個のデータ行列の集合を、群または群の一部として構造化することについて説明する。データ行列の集合 V を、群をなす L 個の異なるユニタリ行列の集合 $V = \{V_0, \dots, V_{L-1}\}$ とする。この仮定は、送信方式およびコンステレーション設計を単純化する。

【0048】

[群条件]

V 上に、内部合成則（積）を課する。任意の $l, l' \in \{0, \dots, L-1\}$ に対して、ある $l'' \in \{0, \dots, L-1\}$ について、

40

$$V_l V_{l'} = V_{l''} \quad (28)$$

を要求する。添字に関する同値な（同型の）加法演算は次のように定義される。

【数16】

$$l'' = l \oplus l' \quad (29)$$

【0049】

[結合性：] これは、行列乗算の結合性からただちに従う。ユニタリ行列がブロック形式

【数17】

50

$$\begin{bmatrix} I_M & 0_M \\ 0_M & V_0^\dagger \end{bmatrix} \quad (30)$$

を有するように選ぶことによって、一般性を失うことなく、 $V_0 = I_M$ と仮定することができる。

【 0 0 5 0 】

[逆元 :] V はユニタリ行列からなるため、行列積 $V_1 V_0, V_1 V_1, \dots, V_1 V_{L-1}$ はすべて異なる。これらの積はすべて V に属するので、これらは単に V の元の置換でなければならない。特に、ある V_1 に対して、 $V_1 V_1 = V_0 = I$ には解が存在する。したがって、あらゆる行列 V_1 V は逆 V_1^\dagger V を有し、したがって V は群である。 V はサイズ L の有限群であるため、その元はすべて単位元の L 乗根でなければならない。すなわち、 $1 = 0, \dots, L-1$ に対して、 $V_1^L = I_M$ である。

【 0 0 5 1 】

群が満たさなければならない 4 つの条件のうち、内部合成則の条件のみが一般性を失うものである。残りの条件は自然に満たされる。したがって、データ行列の集合（すなわち、コンステレーション）の生成を簡単化するために、データ行列の集合がユニタリ行列となり、群または群の一部をなすと仮定する。

【 0 0 5 2 】

[群コンステレーションの利点]

差分変調は、次式のようにおくことによって、さらに簡潔に書くことができる。

【 数 1 8 】

$$y_\tau = z_\tau \oplus y_{\tau-1}, \quad \tau = 1, 2, \dots, y_0 = 0 \quad (31)$$

これにより次式が成り立つ。

$$V_y = V_z - V_y - 1 \quad (32)$$

送信行列は次のようになる。

$$S = M^{1/2} V_y = V_z - S - 1, \quad = 1, 2, \dots \quad (33)$$

こうして、一般の場合とは異なり、 V が群のとき、各送信行列は V の元をスケーリングしたものとなる。

【 0 0 5 3 】

群コンステレーションの 1 つの利点は、送信機が陽に行列を乗算する必要がなく、ルックアップテーブルを用いて単に (31) を計算すればよいことである。もう 1 つの利点は、簡単化された設計である。よいコンステレーションはしばしば、大きい候補集合にわたる探索によって発見される。候補コンステレーションについて (式 (25) を参照) を計算することは、次の形の $(L-1)L/2$ 個の相関をチェックすることを必要とする。

【 数 1 9 】

$$\Phi_{\ell'}^\dagger \Phi_\ell = \frac{1}{2} (I_M + V_{\ell'}^\dagger V_\ell) \quad (34)$$

しかし、 V が群のときは、 $L-1$ 個の相関のみをチェックすれば十分である。具体的には、 $V_0^\dagger - 1 = (1/2) (I_M + V_1)$ の特異値をチェックすればよい。図 3 は、コンステレーションが群をなすときに、本発明による M アンテナ差分変調の概略図である。

【 0 0 5 4 】

[可換群コンステレーション]

コンステレーションの設計は、 V の任意の2個のデータ行列の積が交換する、すなわち、 V が可換であるという条件を課することによってさらに簡単化することができる。可換性を課することにより、いくつかの顕著な結果が得られる。 V_0, \dots, V_{L-1} はユニタリであるため、これらは正規行列であり、 $V_l = P_l^{-1} P_l^\dagger$ と書くことができる。ただし、固有ベクトルの行列 P_l は、 $P_l^\dagger P_l = P_l P_l^\dagger = I$ に従う。また、 λ_l は V_l の固有値の行列である。しかし、 V_0, \dots, V_{L-1} が交換するため、これらは共通の固有ベクトルの集合を共有し、 $P = P_0 = P_1 = \dots = P_{L-1}$ である。その結果、この行列のコンステレーションは、1 個の固定した L - 独立な相似変換 $V_l = P^{-1} V_l P$ を用いて、固有値の対角行列からなる新しいコンステレーションへと対角化することができる。この相似変換は、コンステレーションの誤り性能には影響しない。これは、あらゆる信号 s_l に後ろからユニタリ $M \times M$ 行列 P をかけ、 s_l の前からユニタリ $2M \times 2M$ 行列

10

【数 2 0】

$$\begin{bmatrix} P^{-1} & 0_M \\ 0_M & P^{-1} \end{bmatrix} \quad (35)$$

をかけるのと等価であるからである。このように、 V が可換であると仮定することは、そのすべての元が対角行列であると仮定するのと等価である。すべての V_l が対角である場合、信号 s_l は、2 個の対角ブロックからなる（そのうち第 1 の対角ブロックは単位行列である）。これは、任意の与えられた時刻において、1 つのアンテナのみがアクティブであることを意味する。このような信号を対角であると呼ぶことにする。

20

【0 0 5 5】

〔巡回構成〕

可換群 V を L 個の元で構成する簡単な方法は、それを巡回的にすることである。この場合、 V_l は次の形をとる。

$$V_l = V_1^l, \quad l = 0, \dots, L-1 \quad (36)$$

ただし、生成行列 V_1 は、単位元の L 乗根である。すると、添字に関する加法

【数 2 1】

30

$$l'' = l \oplus l' \quad (37)$$

は次のようになる。

$$l = l + l \pmod{L} \quad (38)$$

したがって、送信機は、差分送信方式を計算するために、ルックアップテーブルさえ必要としない。行列 V_l は対角であり、次のように計算することができる。

【数 2 2】

$$V_l = \begin{bmatrix} e^{i\frac{2\pi}{L}u_1} & 0 & \dots \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & e^{i\frac{2\pi}{L}u_M} \end{bmatrix}, \quad u_m \in \{0, \dots, L-1\}, \quad m = 1, \dots, M \quad (39)$$

40

この巡回構成では、 $2M \times M$ 信号 s_l は、組織的設計に従い、次式により与えられる。

$$s_l = \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_M \end{bmatrix} \quad (40)$$

ただし、

【数 2 3】

$$\Theta = \begin{bmatrix} I_M & 0_M \\ 0_M & V_1 \end{bmatrix}, \quad \Phi_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_M \\ I_M \end{bmatrix} \quad (41)$$

である。したがって、コンステレーション内の 1 番目の信号は次の形を有する。

【数 2 4】

$$\Phi_\ell = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 1 \\ e^{i\frac{2\pi}{L}u_1\ell} & 0 & \dots \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & e^{i\frac{2\pi}{L}u_M\ell} \end{bmatrix}, \quad \ell = 0, \dots, L-1 \quad (42)$$

これらの信号は、非常に簡単な解釈を有する。任意の時刻において、ただ 1 つの送信機アンテナのみがアクティブであり、基準シンボル（これは、差分変調では実際には前に送信されたシンボルである）または位相シフトされたシンボルのいずれかを送信している。したがって、 m 番目のブロック内で、アンテナ m は、時刻 $t = M + m$ において、前の送信に対して $(2/L)u_m$ だけ差分的に位相シフトしたシンボルを送信する。 1 の値はデータによって決定される。注意すべき重要な点であるが、位相シフトは各アンテナごとに異なる可能性がある。

【0056】

対ごとの復調誤り確率の低い信号行列 V_1 は、すべての $1 \leq m \leq M$ に対して特異値の小さい相関 (34) を形成する。 $(1/2)(I_M + V_1^{-1})$ の特異値は次のようになる。

【数 2 5】

$$d_{0\ell m} = (1/2) |1 + e^{i2\pi u_m \ell / L}| = \sqrt{1/2 + (1/2)\cos(2\pi u_m \ell / L)} = |\cos(\pi u_m \ell / L)| \quad (43)$$

したがって、

【数 2 6】

$$\zeta_{0\ell} = \left[\prod_{m=1}^M \sin^2(\pi u_m \ell / L) \right]^{1/M} \quad (44)$$

である。最大最小設計条件は、次を満たす u_1, \dots, u_M を求めることである。

【数 2 7】

$$\{u_1, \dots, u_M\} = \arg \max_{0 \leq u_1, \dots, u_M \leq L-1} \min_{\ell=1, \dots, L-1} \left[\prod_{m=1}^M \sin^2(\pi u_m \ell / L) \right]^{1/M} \quad (45)$$

【0057】

[多重巡回構成]

一般に、 L が素数でない場合、サイズ L の有限可換群は、巡回群のクロス積として書くことが可能である。多重添字の組織的な対応する信号構成を定義することができる。例えば

、 L の因子分解を次のように選ぶ。

【数 2 8】

$$L = \prod_{k=1}^K L_k \quad (46)$$

また、多重添字 $\mathbf{l} = (l_1, l_2, \dots, l_K)$ を使用する。ただし、 $l_k \in \{1, \dots, L_k\}$ である。多重添字上の加法

10

【数 2 9】

$$\ell'' = \ell \oplus \ell' \quad (47)$$

は次のように定義される。

$$l_k = l_k + l_k \pmod{L_k}, \quad k = 1, \dots, K \quad (48)$$

データ行列は次式で与えられる。

【数 3 0】

$$V_{\ell} = \prod_{k=1}^K \Lambda_k^{\ell_k} \quad (49)$$

20

ただし、 Λ_k は、

【数 3 1】

$$\Lambda_k^{L_k} = I_M$$

30

に従う対角行列であり、対角要素は $\Lambda_{km} = \exp(2\pi i u_{km} / L_k)$ である。したがって、 V_{ℓ} の対角要素は次のようになる。

【数 3 2】

$$v_{\ell m} = \exp\left(2\pi i \sum_{k=1}^K u_{mk} \ell_k / L\right), \quad m = 1, \dots, M \quad (50)$$

また、相関行列の特異値は次のようになる。

【数 3 3】

$$d_{\ell m} = (1/2) |1 + v_{\ell m}| = \left| \cos\left(\pi \sum_{k=1}^K u_{mk} \ell_k / L\right) \right| \quad (51)$$

40

【0058】

多重巡回構成の特殊な場合が、 $L = Q^K$ のときに起こる。この場合、われわれのコンステレーションは、積 Q 相 $P S K$ の部分集合となり、すべての算術はモジュロ Q となる。 $K = M$ 、したがって $Q = 2^R$ のとき、われわれのコンステレーションは単に積 Q 相 $P S K$ であり、各アンテナは実質的に、独立に Q 相 $D P S K$ を使用することになる。

【0059】

次に、 $M = 1, \dots, 5$ 個の送信機アンテナに対して設計された対角信号のコンステレー

50

ションの性能について説明する。よいコンステレーションの探索において、使用される性能判断基準にかかわらず、一般性を失うことのない次のようないくつかの単純化規則を使用した。

【 0 0 6 0 】

1) あらゆるアンテナは互いに統計的に等価であるため、順序 u_1, u_2, \dots, u_M を課することが可能である。

【 0 0 6 1 】

2) $u_m > 0$ と仮定することが可能である。その理由は、 $u_m = 0$ であれば、 m 番目のアンテナはシンボル 1 を送信することができるだけであり、実質的に動作しないものとすることができるからである。

【 0 0 6 2 】

3) u_1, \dots, u_M および u_1, \dots, u_M によって生成されるコンステレーションは、 L と互いに素なすべての l に対して同一である。式 (40) からわかるように、 l をかけることは単に、 l の増大順の代わりに $l \pmod{L}$ の増大順に信号を並べ替えるだけである。

【 0 0 6 3 】

差分ユニタリ時空間信号のコンステレーションは、次のような最大最小手続きで設計することができる。すなわち、次式を最大にする $u_1, \dots, u_M \in \{0, \dots, L-1\}$ を求める。

【 数 3 4 】

$$\zeta = \min_{\ell \in \{1, \dots, L-1\}} \left[\prod_{m=1}^M \sin^2(\pi u_m \ell / L) \right]^{1/M} \quad (52)$$

この手続きに対する陽（明示的）な解は知られていないが、単一添字巡回構成 $K = 1$ を考慮して網羅的なコンピュータ探索を実行した。最良の $u_1, \dots, u_M \in \{0, \dots, L-1\}$ の集合に対する候補を網羅的に生成し、 ζ を計算することにより性能をテストし、それが前の最良の候補を超えるまで保持した。

【 0 0 6 4 】

以下の規則を用いて、探索空間を縮小することができる。

【 0 0 6 5 】

a) u_m を $L - u_m$ で置き換えた場合、式 (52) は代わらないため、探索は、 $u_m \in \{0, \dots, L/2\}$ に制限することが可能である（ L が偶数であると仮定する）。

【 0 0 6 6 】

b) u_m が L と共通の因数を有する場合、 $u_m l = 0 \pmod{L}$ であるような $l \in \{1, \dots, L-1\}$ が存在する。これは、 $\zeta = 0$ を意味する。このため、探索は、 L と互いに素な u_m に制限することができる。

【 0 0 6 7 】

c) 規則 b) により、 u_1 は L と互いに素であると仮定することができる。しかし、その場合、 $u_1 = 1 \pmod{L}$ であるような u_1 が存在する。 u_2, \dots, u_M にこれと同じ u_1 を乗じ、上記の規則 3) を用いることにより、 $u_1 = 1$ と仮定することができる。

【 0 0 6 8 】

d) 式 (52) において、 l および $L - l$ に対する積は同一である。これは、 $l = L/2$ に対しては 1 である（ L が偶数であると仮定する）。このため、最小値は、 $l \in \{1, \dots, L/2 - 1\}$ にわたってとればよい。

【 0 0 6 9 】

図 4 の表は、 ζ を最大にする $L = 2^{RM}$ のコンステレーションに対するわれわれの探索の結果を示す。 L が 2 の累乗であるため、奇数の u_m のみが現れる。また、 $l = 1$ について

10

20

30

40

50

= 20 dB でチェルノフ上界の和をとることによって得られる、ブロック誤り率に対する上界も示してある。

【0070】

2^{RM} 個より多くの信号を有するコンステレーション（その部分集合を使用することになる）は探索しなかった。しかし、このようにして、さらに性能の高いコンステレーションが生成される可能性はある。

【0071】

図4の表に列挙したコンステレーションの性能を、シミュレートされた連続フェージングレイリーチャネルを通じて信号を送信することによって調べた。フェージングは、アンテナどうしの間では独立であるが、時間的にはJakesのモデルに従って相関していると仮定する。このようなモデルが適切である通常の物理的状況は、1つの移動局と通信する基地局アンテナアレイの場合である。移動局が約 25 m/s (55 mph) で移動し、 900 MHz で動作していると仮定した場合、ドップラシフトはおよそ、 $f_D = 75 \text{ Hz}$ である。 t 個の時間サンプルだけ離れた2つのフェージング係数の間のJakes相関は $J_0(2f_D T_s t)$ である。ただし、 T_s はサンプリング周期であり、 J_0 は0次の第1種ベッセル関数である。さらに、 $T_s = 1/30$ 、 000 と仮定した。したがって、 $T_s f_D = 0.0025$ である。Jakes相関関数は $t = 153$ に最初の零点を有する。

【0072】

2進データを送信すると仮定し、コンステレーション信号にビットを割り当てなければならないとする。 $L = 2^{RM}$ が偶数である場合、 u_1, \dots, u_M はすべて奇数であり（規則3を参照）、 $V_1^{L/2} = -I_M$ であり、 $V_1^{L/2} = 0$ であることが観察された。従って、 $L/2$ だけ離れた信号が最大に離れており、相補的なビット割当てが与えられる。

【0073】

図5および図6に、それぞれ $R = 1$ および $R = 2$ に対して、 $M = 2, 3, 4$ 、および5個の送信機アンテナと1個の受信機アンテナのビット誤り性能を示す。図からわかるように、差分ユニタリ時空間信号は、高いSNRで特に有効である。

【0074】

われわれの対角信号の利点は、その単純さにある。与えられた時刻において1個のアンテナのみが送信を行うため、アンテナどうしの間で1つのパワー増幅器を切り替えることができる。しかし、この増幅器は、他のアンテナを同時に駆動する M 個の増幅器のアレイがある場合に供給するパワーの M 倍を供給しなければならない。したがって、この増幅器は、増幅器アレイの場合よりも大きい線形動作レンジを有することが必要である。大きい線形レンジを有する増幅器は、設計し製造するのがしばしば高価である。そのため、 M 個のすべてのアンテナが、より低いパワーで同時に送信を行うほうが好ましいことがある。この場合、コンステレーションは、離散フーリエ変換行列のように、送信行列に $M \times M$ ユニタリ行列を後ろからかけることによって修正される。これは、アクティブなアンテナの送信シンボルをすべてのアンテナにわたって拡散 (smear) する効果を有する。他方、コンステレーション全体には共通のユニタリ行列を前からかけて、シンボルを時間的に拡散することが可能である。いずれのコンステレーション修正も、誤り性能には全く影響しない。

【0075】

【発明の効果】

以上述べたごとく、本発明によれば、差分位相変調を、任意個数のアンテナで使用するために一般化することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の差分通信方法に従って信号を送受信する通信システムの概略ブロック図である。

【図2】本発明による M アンテナ差分変調の概略図である。

【図3】コンステレーションが群をなすときの、本発明による M アンテナ差分変調の概略図である。

【図4】2、3、4、および5個の送信機アンテナアレイに対するコンステレーションの

10

20

30

40

50

探索結果を示す表の図である。

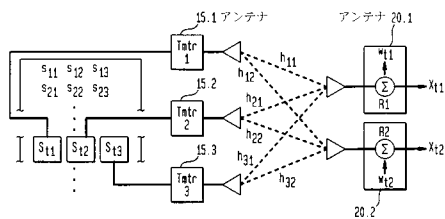
【図5】図4のコンステレーションの場合、データレートが1として、単一アンテナで受信したとき、信号対ノイズ比に対するビット誤り確率で表した性能を示す図である。

【図6】図4のコンステレーションの場合、データレートが2として、単一アンテナで受信したとき、信号対ノイズ比に対するビット誤り確率で表した性能を示す図である。

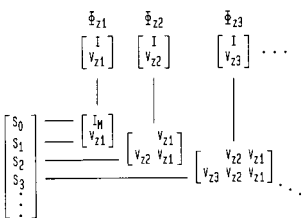
【符号の説明】

- 1 0 ベースバンド信号
- 1 5 アンテナ
- 2 0 アンテナ

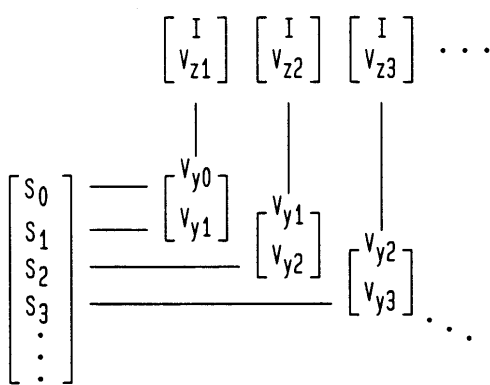
【図1】



【図2】



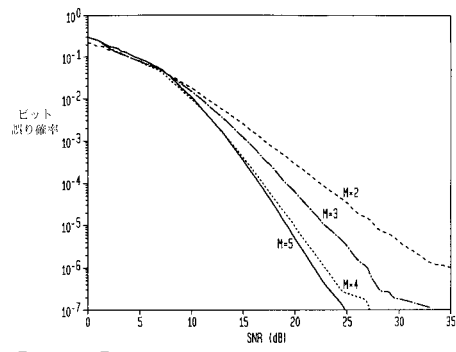
【図3】



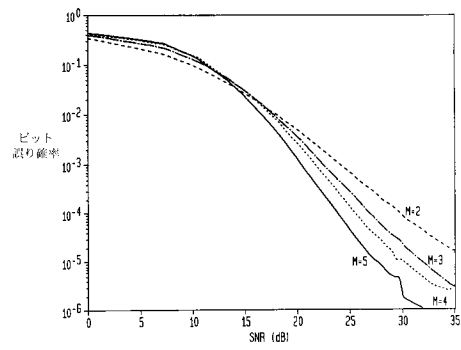
【図4】

M	R	L	δ	$[u_1 u_2 \dots u_N]$
2	1	4	0.5	[1 1]
3	1	8	0.2636	[1 1 3]
4	1	16	0.2973	[1 3 5 7]
5	1	32	0.1677	[1 5 7 9 11]
2	2	16	0.1464	[1 7]
3	2	64	0.07647	[1 11 27]
4	2	256	0.04877	[1 25 97 107]
5	2	1024	0.03998	[1 157 283 415 487]

【図 5】



【図 6】



 フロントページの続き

- (74)代理人 100096943
弁理士 臼井 伸一
- (74)代理人 100091889
弁理士 藤野 育男
- (74)代理人 100101498
弁理士 越智 隆夫
- (74)代理人 100096688
弁理士 本宮 照久
- (74)代理人 100102808
弁理士 高梨 憲通
- (74)代理人 100104352
弁理士 朝日 伸光
- (74)代理人 100107401
弁理士 高橋 誠一郎
- (74)代理人 100106183
弁理士 吉澤 弘司
- (74)代理人 100081053
弁理士 三俣 弘文
- (72)発明者 パートランド エム . ホックワルド
アメリカ合衆国、07974 ニュージャージー、サミット、マウンテン アベニュー 28
- (72)発明者 ウィム スウェルデンス
アメリカ合衆国、07974、ニュージャージー、ニュー プロビデンス、モアハウス プレイス
29

審査官 稲葉 崇

- (56)参考文献 特開平11-168453(JP,A)
特開平10-084324(JP,A)
特開平06-303214(JP,A)
Tarokh, V. ; Jafarkhani, H. , A differential detection scheme for transmit diversity ,
Wireless Communications and Networking Conference, 1999. WCNC. 1999 IEEE , 米国 , 19
99年 9月24日 , 1043 - 1047 vol.3
Hughes, B.L. , Differential space-time modulation , Wireless Communications and Network
ing Conference, 1999. WCNC. 1999 IEEE , 米国 , 1999年 9月24日 , 145 - 149 vol.1
- (58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)
H04B 7/02-7/12
H04J 15/00
H01Q 3/26
IEEE Explore