

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4481306号  
(P4481306)

(45) 発行日 平成22年6月16日 (2010. 6. 16)

(24) 登録日 平成22年3月26日 (2010. 3. 26)

(51) Int. Cl. F I  
 HO 4 J 99/00 (2009. 01) HO 4 J 15/00  
 HO 4 B 7/04 (2006. 01) HO 4 B 7/04

請求項の数 15 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2006-519230 (P2006-519230)	(73) 特許権者	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(86) (22) 出願日	平成16年7月15日 (2004. 7. 15)	(73) 特許権者	505079279 クン、スン・ユアン アメリカ合衆国、ニュージャージー州、プリンストン、ドッズ・レーン 257
(65) 公表番号	特表2007-536765 (P2007-536765A)	(74) 代理人	100110423 弁理士 曾我 道治
(43) 公表日	平成19年12月13日 (2007. 12. 13)	(74) 代理人	100084010 弁理士 古川 秀利
(86) 国際出願番号	PCT/JP2004/010423	(74) 代理人	100094695 弁理士 鈴木 憲七
(87) 国際公開番号	W02005/011186	(74) 代理人	100111648 弁理士 梶並 順
(87) 国際公開日	平成17年2月3日 (2005. 2. 3)		
審査請求日	平成19年6月19日 (2007. 6. 19)		
(31) 優先権主張番号	10/629, 240		
(32) 優先日	平成15年7月29日 (2003. 7. 29)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多重アンテナシステムにおいてRF信号を処理する方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

多重アンテナシステムにおいてRF信号を処理する方法であって、  
 送信機において  $L_t$  個の入力データストリームを生成することと、  
 前記  $L_t$  個の重み付けされた入力データストリームをRF信号に変調することと、  
 前記RF信号を  $t$   $L_t$  個のRFブランチにスイッチングすることと、  
 出力が  $t$  個のRF信号となる  $t \times t$  行列乗算演算子  $\mathbf{1}$  により前記RF信号に位相シフト変換を適用することと、  
 チャネルを通じて  $t$  個の送信アンテナにより前記  $t$  個のRF信号を送信することと、  
 受信機において  $r$  個のアンテナにより前記送信された信号を受信することと、  
 $r \times r$  行列乗算演算子  $\mathbf{2}$  により前記  $r$  個のRF信号に位相シフト変換を適用することと、

10

前記  $r$  個のストリームから  $L_r$  個のブランチを選択することと、  
 前記  $L_r$  個の信号ストリームを復調することと、  
 前記入力データストリームに対応する出力データストリームを回復するためにベースバンドで処理を行うことと  
 を含むRF信号を処理する方法。

【請求項2】

前記  $L_t$  個の入力データストリームのそれぞれは、重みを有し、  
 前記復調および復号の前に前記  $L_r$  個の重み付けされたデータストリームの和をとること

20

とをさらに含む請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記  $L_t$  個の入力データストリームは、時空間ブロック符号器によって生成される請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

前記  $L_t$  個の入力データストリームは、時空間トレリス符号器によって生成される請求項 1 に記載の方法。

【請求項 5】

前記入力データストリームは、時空間階層構造である請求項 1 に記載の方法。

【請求項 6】

$t = L_t$  であり、前記行列  $\mathbf{1}$  は、単位行列である請求項 1 に記載の方法。

【請求項 7】

$r = L_r$  であり、前記行列  $\mathbf{2}$  は、単位行列である請求項 1 に記載の方法。

【請求項 8】

前記行列  $\mathbf{1}$  の成分は、一定係数の位相のみの項を有する請求項 1 に記載の方法。

【請求項 9】

前記行列  $\mathbf{2}$  の成分は、一定係数の位相のみの項を有する請求項 1 に記載の方法。

【請求項 10】

前記行列  $\mathbf{1}$  および  $\mathbf{2}$  の成分は、一定係数の位相のみの項を有する請求項 1 に記載の方法。

【請求項 11】

前記位相のみの項は、瞬時チャネル状態の推定値に適應する請求項 8 に記載の方法。

【請求項 12】

前記位相のみの項は、平均チャネル状態の推定値に適應する請求項 8 に記載の方法。

【請求項 13】

前記行列  $\mathbf{1}$  は、高速フーリエ変換行列である請求項 1 に記載の方法。

【請求項 14】

前記行列  $\mathbf{2}$  は、高速フーリエ変換行列である請求項 1 に記載の方法。

【請求項 15】

前記行列  $\mathbf{1}$  および  $\mathbf{2}$  は、高速フーリエ変換行列である請求項 1 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、包括的には多重アンテナ通信システムに関し、より詳細には、このようなシステムにおいて空間相関のあるチャネルを通じて送信される RF 信号を処理することに関する。

【背景技術】

【0002】

多重アンテナシステムは、ワイヤレスデータ送信システムの帯域幅効率を大幅に増大させるための最も実行可能な方法であると広くみなされている。MIMO (multiple input multiple output : 多入力多出力) システムでは、多重アンテナが送信機および受信機の両方に配備される。MISO (multiple input single output : 多入力一出力) システムでは、受信機は、ただ 1 つのアンテナを有し、多重送信アンテナが送信ダイバーシティのために用いられる。SIMO (single input multiple output : 一入力多出力) システムでは、送信機は、単一のアンテナを有し、多重アンテナが受信機で用いられる。

【0003】

多重アンテナがある場合、チャネルの空間的広がりを利用してワイヤレスリンクの性能を改善することができる。性能は、適用分野に応じて、ワイヤレスリンクが提供することができる平均ビットレート (bit/s) で、または、平均ビット誤り率 (BER : bit error rate) で測られることが多い。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 0 4 】

多重アンテナチャンネル、二重化方法、および伝送帯域幅が与えられると、多重アンテナシステムは、狭帯域または広帯域（すなわち、チャンネルは、システム帯域幅内で、フラットチャンネルまたは周波数選択フェージングチャンネルである）として分類することができ、所有するチャンネル状態情報（CSI：channel state information）は、フルであるか、部分的パーシャルであるか、または全くないかのいずれかである。

## 【 0 0 0 5 】

多重アンテナは、高い性能を提供する。諸研究によれば、多重アンテナは、空間ダイバーシティを提供するために使用することができ、情報論的容量（データレート）を増大させることができる。例えば、Vaughn and Anderson著『Channels, propagation, and antennas for mobile communications』（IEE Press, 2003）、Telatar等「Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels」（European Trans. on Telecomm., Vol.10, No.6, pp.585-596, November-December 1999）、Winters「On the Capacity of Radio Communication System with Diversity in Rayleigh Fading Environments」（IEEE J. Selected Areas Comm., 1987）、およびTarokh等「Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction」（IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.44, pp.744-765, March 1999）を参照願いたい。

10

## 【 0 0 0 6 】

しかし、欠点として、複数のRFチェーンを伴う動作により複雑さとコストが増大する。アンテナ選択技法を用いて、アンテナの最適なサブセットを決めることができる。これにより、必要なRFチェーンの数を削減しながら、それでもなお向上した性能が得られる。Molisch等「Capacity of MIMO Systems with Antenna Selection」（Proc. IEEE Intl. Comm. Conf., pp.570-574, 2001）、およびGore等「MIMO Antenna Subset Selection with Space-Time Coding」（IEEE Trans. Signal Processing, Vol.50, No.10, pp.2580-2588, October 2002）を参照願いたい。

20

## 【 0 0 0 7 】

ほとんどの従来技術のアンテナ選択技法は、ダウンコンバージョンの前にアンテナのサブセットを選択することと、ベースバンドで処理することだけに焦点を当てている。この（空間的）アンテナ選択技法は、状況によってはかなり有効である。それらの状況とはすなわち、（i）選択されるアンテナの数が、利用可能なエレメントの数よりもわずかに少ないだけであり、（ii）MIMOチャンネルが空間的に無相関である、という場合である。

30

## 【 発明の開示 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

## 【 0 0 0 8 】

しかし、現実には、送信機および受信機の両方のアンテナアレイにおいて、散乱に相関がある方が普通である。ワイヤレス環境における送信には指向性があるため、信号波形は、アンテナにおける発射角および到来角によっては、相関が極めて高くなることがある。

## 【 0 0 0 9 】

空間領域のみで動作する従来技術のアンテナ選択技法は、この相関を扱う際に、性能が大幅に劣化することがある。さらに、相関が弱い場合でも、従来技術のアンテナは、選択されるアンテナの数が利用可能なアンテナの数よりも相当に少ない場合にも大きい性能損失を示す。

40

## 【 0 0 1 0 】

したがって、従来技術の問題点を克服するRF信号処理技法を提供することが所望される。

## 【 課題を解決するための手段 】

## 【 0 0 1 1 】

本発明は、無線周波数およびベースバンドにおける同時信号処理に基づく多重アンテナ通信システムにおけるアンテナサブセット選択のためのシステムおよび方法を提供する。

50

システムは、相関のあるチャンネルおよび無相関のチャンネルの両方において、フルダイバーシティ伝送または多重化伝送のいずれかを行うように設計される。

【0012】

本発明は、無線周波数(RF)チェーンにおける位相シフト動作を使用する。この動作は、送信機でのアンテナ選択の後、もしくは受信機でのアンテナ選択の前、またはその両方において実行可能である。

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

図1は、本発明によるアンテナ選択方法を使用する多重アンテナシステム100を示している。送信機1において、 $L_t$ 個のデータストリーム101が生成される。これらのストリームは、時空間符号器を通じて得られる相異なる信号(すなわち多重化伝送の場合)、または相異なる重みで符号化された同一の信号(すなわちダイバーシティ伝送の場合)のいずれでもよい。ストリームは、パスバンドRF信号に変調される(110)。選択スイッチ120が、これらの信号を、 $t$ 個の送信アンテナ( $t \times L_t$ )に対応する $t$ 個のブランチ121のうちの $L_t$ 個に接続する。本発明では、 $t$ 個のパスバンドブランチ121は、 $t \times t$ 行列演算子 $\mathbf{1}$ により変換(130)された後、 $t$ 個の送信アンテナに送られ、チャンネル140を通じて送出される。

10

【0014】

受信機2において、信号は、チャンネル140を通じて $r$ 個のアンテナにより受信される。受信信号は、 $r \times r$ 行列演算子 $\mathbf{2}$ により変換(150)され、変換された信号のうち $L_r$ 個が選択される(160)。ここで、 $L_r = r$ である。選択された信号161は、復調され(170)、データストリーム101の検出のためにベースバンドでさらに処理される(180)。 $t$ 個のスイッチのうち $L_t$ 個と $t \times t$ 行列演算子 $\mathbf{1}$ との連結は、送信機および受信機の両方における $t \times L_t$ 行列演算としてみなすこと、および実施することができる。

20

【0015】

無線周波数における実施コストを削減するために、行列演算の成分は、通常、パワー増幅器なしの純粋な位相シフトであるように制約される。それらは、例えば、リンクの相手側の対応する行列( $\mathbf{2}$ または $\mathbf{1}$ )を単位行列にすることによって、送信機のみで、または受信機のみで行うことも可能である。

30

【0016】

システムおよびチャンネルのモデル

本発明の動作原理を説明するため、既知のチャンネルモデルを用いる。Shiu等「Fading Correlation and Its Effect on the Capacity of Multi-element Antenna Systems」(IEE Trans. Commun., Col.48, pp.502-513, March 2000)、Bolcskei等「Performance Analysis of Space-Time Codes in Correlated Rayleigh Fading Environments」(Proc. Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput., pp.687-693, November 2000)、およびGore等「MIMO Antenna Subset Selection with Space-Time Coding」(IEEE Trans. Signal Processing, Vol.50, No.10, pp.2580-2588, October 2002)を参照願いたい。しかし、本発明は、上記チャンネルモデルには全く依らないことに留意されたい。

40

【0017】

チャンネル伝達関数 $H$ のモデルは、次のように表される。

【0018】

【数1】

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}^{1/2} \mathbf{W} \mathbf{T}^{1/2} \quad (1)$$

【0019】

ここで、 $\mathbf{W}$ は、i.i.d.複素ガウシアン成分 $\sim N_c(0, 1)$ を有するレイリーフェージング行列である。相関行列 $\mathbf{R}$ および $\mathbf{T}$ は、それぞれ受信相関および送信相関を表す。 $\mathbf{R}$ および $\mathbf{T}$ のサイズは、それぞれ $r \times r$ および $t \times t$ である。このモデルは、送信相関

50

および受信相関が独立であることを仮定する場合には、通常有効である。

【0020】

性能解析を容易にするため、伝達関数行列  $H$  の特異値分解 (SVD)  $H = U V^*$  を導入する。ここで、 $U$  および  $V$  は、それぞれ  $H$  の左および右特異ベクトル空間を表す単位行列であり、 $\Lambda$  は、 $H$  のすべての特異値からなる対角行列である。便宜上、 $\lambda_i(H)$  で、行列  $H$  の  $i$  番目に大きい特異値を表し、 $u(\cdot)_i(H)$ 、 $v(\cdot)_i(H)$  は、 $\lambda_i(H)$  に関する  $H$  の左および右特異ベクトルである (ただし、 $(\cdot)$  は、かっこの前の記号の上に矢印が付されたベクトルを示すものとする)。ここで、ベクトルまたは行列の共役転置を表すのに「 $*$ 」を用いている (これは、スカラーの場合には複素共役に帰着する)。

10

【0021】

ダイバーシティ伝送

フルコンプレキシティ (FC) MRT / MRC 方式

ダイバーシティ伝送を用いたシステム 100 は、線形の式 (2) で表すことができる。

【0022】

【数2】

$$\vec{x}(k) = \mathbf{H}\vec{v}s(k) + \vec{n}(k) \quad (2)$$

【0023】

ここで、 $s(k)$  は、送信ストリームであり、 $x(\cdot)(k)$  は、複素数値受信機データシーケンスのサンプルスタックのセットである。全送信パワーは、 $P$  に制限される。熱雑音  $n(\cdot)(k)$  は、実部と虚部が独立で分散が  $\sigma_n^2 I_r$  の白色独立ガウシアン確率過程であり、 $v(\cdot)$  は、下式を満たす  $t$  次元送信機重み付けベクトルである。

20

【0024】

【数3】

$$\|\vec{v}\| = 1$$

30

【0025】

受信機において、受信信号  $x(\cdot)$  に複素重み  $u(\cdot)^*$  で重み付けして和をとることにより、送信シンボルストリームの軟推定値 (soft estimate) が得られる。

【0026】

アンテナ選択がない場合、情報ストリーム  $s(k)$  は、受信機において次式によって、係数ベクトルを  $u(\cdot)^*$  とする  $r$  個すべての観測ストリームの線形結合を行うことにより推定される。

【0027】

【数4】

$$\hat{s}(k) = \vec{u}^* \mathbf{H}\vec{v}s(k) + \vec{u}^* \vec{n}(k) \quad (3)$$

40

【0028】

結合後の推定 SNR は、次のようになる。

【0029】

【数5】

$$\frac{\mathcal{E}[|\vec{u}^* \mathbf{H}\vec{v}s(k)|^2]}{|\vec{u}^* \vec{n}(k)|^2} = \rho \frac{|\vec{u}^* \mathbf{H}\vec{v}|^2}{|\vec{u}^*|^2} \quad (4)$$

【0030】

50

ここで、公称SNRは、 $\rho = P / \sigma_n^2$ である。推定SNRを最大化するには、最大比伝送および最大比結合が用いられる。すなわち、 $u(\cdot)$  ( $v(\cdot)$ )は最大特異値 $\lambda_1$  ( $H$ )に対応する $U$  ( $V$ )の特異ベクトルである。そこで、結果として得られる推定SNRは、 $\lambda_1^2(H)$ となる。

【0031】

従来のハイブリッド選択(HS)MRT/MRC法

$r$ 個の受信アンテナのうち $L_r$ 個が選択され組み合わせられる場合、各選択オプションは、伝達関数に対する $L_r \times r$ 選択行列に対応する。これは、行列 $H$ の $r$ 個の行のうちから、選択されたアンテナに関連する $L_r$ 個の行を取り出す。すべてのこのような選択行列の集合を $S_r$ と表す。同様に、送信端における $t$ 個のうち $L_t$ 個の選択は、 $t \times L_t$ 行列で表すことができ、送信選択行列の集合を $S_t$ で表す。任意の選択オプション( $S_1, S_t, S_2, S_r$ )に対して、最適なSNRは、 $L_t$ 個の送信ブランチおよび $L_r$ 個の受信ブランチに対する同様のMRTおよびMRCそれぞれにより達成される。

10

【0032】

【数6】

$$\max_{\tilde{u} \in C^{L_r}} \max_{\|\tilde{v}\|=1} \rho \frac{\|\tilde{u}^* S_2 H S_1 \tilde{v}\|^2}{\|\tilde{u}\|^2} = \rho \lambda_1^2(S_2 H S_1) \quad (5)$$

【0033】

20

HS-MRC方式は、 $S_t$ および $S_r$ に属するすべての要素のうちから、上記の推定SNRを最大化する最適アンテナサブセット選択行列( $S_1, S_2$ )を選択する。

【0034】

【数7】

$$\text{SNR}_{\text{HS}} = \max_{S_2 \in S_r} \max_{S_1 \in S_t} \rho \lambda_1^2(S_2 H S_1) \quad (6)$$

【0035】

FFTに基づく方法(FFTS)

高い相関のMIMOチャネルに対処するため、演算子( $\Phi_t$ または $\Phi_r$ )150は、次の形式の高速フーリエ変換行列とすることができる。

30

【0036】

【数8】

$$\Phi_r = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j\omega_r} & \dots & e^{-j(r-1)\omega_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j(r-1)\omega_r} & \dots & e^{-j(r-1)^2\omega_r} \end{bmatrix}$$

【0037】

40

ここで、 $\omega_r = 2\pi / r$ である。行列は、雑音レベルを保つように正規化されている。FFT後、選択されたブランチに対する同様のMRT/MRCにより、最適推定SNRは、次のようになる。

【0038】

【数9】

$$\text{SNR}_{\text{FFTS}} = \max_{S_2 \in S_r} \max_{S_1 \in S_t} \rho \lambda_1^2(S_2 \Phi_r H \Phi_t S_1) \quad (7)$$

【0039】

位相シフト・選択法(PSS)

50

本発明におけるさらに一般的な設計は、変換  $(1, 1, 3, 0)$  (および/または  $(2, 1, 5, 0)$ ) において位相シフトのみの成分を許容することである。この場合、変換行列  $(1, 3, 0)$  ( $(1, 5, 0)$ ) および選択  $(1, 2, 0)$  ( $(1, 6, 0)$ ) は、位相シフトのみの成分を有する  $1$  つの  $t \times L_t$  (または  $L_r \times r$ ) 行列にまとめることができる。すべてのこのような送信 (または受信) 行列の集合を  $F_t$  (または  $F_r$ ) で表す。この方法では、 $2$  つの位相シフト行列  $F_1, F_t$  および  $F_2, F_r$  を用いて、仮想チャネル  $F_2 H F_1$  に対する線形結合を実行する。上記と同様にして、 $(F_1, F_2)$  の最適な選択に対する  $SNR$  は、次のようになる。

【0040】

【数10】

$$SNR_{PSS} = \max_{\tilde{u} \in C^{L_r}} \max_{\tilde{v} \in C^{L_t}} \max_{F_1 \in F_t} \max_{F_2 \in F_r} \rho \frac{\|\tilde{u}^* F_2 H F_1 \tilde{v}\|^2}{\|\tilde{u}^* F_2\|^2 \|F_1 \tilde{v}\|^2} \quad (8) \quad 10$$

【0041】

$L_r = 2$  かつ  $L_t = 2$  の場合、式 (8) に対する最適解を閉じた形で導出することができる。 $F_2$  の要素を  $[F_2]_{m,n} = \exp(j\phi_{m,n})$  と表し、 $H$  の特異ベクトルを下式で表す。

【0042】

【数11】

$$\tilde{u}_1^*(H) = [\beta_{11} e^{-j\phi_{11}} \quad \dots \quad \beta_{r1} e^{-j\phi_{r1}}] \quad 20$$

【0043】

すると、 $F_2$  における位相の最適な選択は、次のようになる。

【0044】

【数12】

$$\begin{aligned} \phi_{1,i} &= -\phi_{i,1} - \cos^{-1} \frac{\beta_{i,1}^2 + \beta_{max}\beta_{min}}{\beta_{i,1}(\beta_{max} + \beta_{min})} \\ \phi_{2,i} &= -\phi_{i,1} + \cos^{-1} \frac{\beta_{i,1}^2 - \beta_{max}\beta_{min}}{\beta_{i,1}(\beta_{max} - \beta_{min})} \end{aligned} \quad (9) \quad 30$$

ただし、 $\beta_{max} = \max_{1 \leq i \leq r} \beta_{i1}$  and  $\beta_{min} = \min_{1 \leq i \leq r} \beta_{i1}$

【0045】

$F_2$  の他の行は、任意に設計することができる。 $F_1$  における最適位相シフトは、 $u_1^*(H)$  を  $v_1^*(H)$  で置き換えて同様に導出される。この選択により、 $PSS$  は、 $FC-MRT/MRC$  と同じ  $SNR$  を達成することができる。

【0046】

$L_r = 1$  または  $L_t = 1$  の一方 (または両方) が成り立つ場合、式 (8) に対する閉じた形の解は、一般には存在しない。式 (8) における最大化を精密に近似する次善の解は、次のようになる。

【0047】

【数13】

$$\phi_{1i} = -\phi_{r1} \quad (10)$$

【0048】

多重化伝送

フルコンプレキシティ (FC) 方式

多重化伝送を用いたシステム 100 は、次式で表すことができる。

50

【 0 0 4 9 】

【 数 1 4 】

$$\vec{x}(k) = \mathbf{H} \vec{s}(k) + \vec{n}(k) \quad (11)$$

【 0 0 5 0 】

ここで、 $s(k)$   $C^t$  は、今度は、相異なる送信シーケンスを表す  $t$  次元ベクトルである。チャンネルおよび雑音に関する仮定は、ダイバーシティ伝送の場合と同じである。多重データストリームをサポートするためには、容量が、システムの能力に対する重要な尺度である。

【 0 0 5 1 】

10

アンテナ選択がない場合、元のチャンネルによってサポートされる情報レートは、「注水」パワー割当てを用いて最大化することができる。元のシステムの容量は、次のようになる。

【 0 0 5 2 】

【 数 1 5 】

$$C_{FC} = \sum_{i=1}^{\min(t,r)} \left[ \log_2 \frac{\rho}{t} \mu \lambda_i^2(\mathbf{H}) \right]^+ \quad (12)$$

【 0 0 5 3 】

ここで、 $[a]^+$  は、 $\max(a, 0)$  と定義され、 $\mu$  は、次式を満たす定数である。

20

【 0 0 5 4 】

【 数 1 6 】

$$\sum_{i=1}^{\min(t,r)} \left[ \mu - \frac{t}{\rho \lambda_i^2(\mathbf{H})} \right]^+ = t$$

【 0 0 5 5 】

従来のハイブリッド選択 (HS) 法

$t$  ( $r$ ) 個の送信 (受信) アンテナのうち  $L_t$  ( $L_r$ ) 個が選択される場合、従来のアンテナ選択方式によって提供される最大容量は、次のようになる。

30

【 0 0 5 6 】

【 数 1 7 】

$$C_{HS} = \max_{\mathbf{S}_1 \in \mathbf{S}_t} \max_{\mathbf{S}_2 \in \mathbf{S}_r} \sum_{i=1}^{\kappa(\mathbf{S}_2 \mathbf{H} \mathbf{S}_1)} \left[ \log_2 \frac{\rho}{t} \mu \lambda_i^2(\mathbf{S}_2 \mathbf{H} \mathbf{S}_1) \right]^+ \quad (13)$$

【 0 0 5 7 】

ここで、 $\mu$  は、 $(\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2)$  に依存し、次式を満たす。

【 0 0 5 8 】

【 数 1 8 】

40

$$\sum_{i=1}^{\min(L_t, L_r)} \left[ \mu - \frac{t}{\rho \lambda_i^2(\mathbf{S}_2 \mathbf{H} \mathbf{S}_1)} \right]^+ = t$$

【 0 0 5 9 】

FFTに基づく方法 (FFTS)

ダイバーシティ伝送の場合における FFTS と同様に、FFT 行列を選択スイッチとともに RF チェインに挿入する。FFT を用いた最適選択により、次式の容量を得ることができる。

【 0 0 6 0 】

50

【数 19】

$$C_{\text{FFTS}} = \max_{\mathbf{S}_1 \in \mathbf{S}_t} \max_{\mathbf{S}_2 \in \mathbf{S}_r} \sum_{i=1}^{\min(L_t, L_r)} [\log_2 \frac{\rho}{t} \mu \lambda_i^2 (\mathbf{S}_2 \Phi_r \mathbf{H} \Phi_t \mathbf{S}_1)]^+ \quad (14)$$

【0061】

ただし、次式を制約条件とする。

【0062】

【数 20】

$$\sum_{i=1}^{\min(L_t, L_r)} \left[ \mu - \frac{t}{\rho \lambda_i^2 (\mathbf{S}_2 \Phi_r \mathbf{H} \Phi_t \mathbf{S}_1)} \right]^+ = t \quad 10$$

【0063】

位相シフト・選択法 (PSS)

PSS法の場合、前と同じ記法を用いると、次式のようになる。

【0064】

【数 21】

$$C_{\text{PSS}} = \max_{\mathbf{F}_1 \in \mathbf{F}_t} \max_{\mathbf{F}_2 \in \mathbf{F}_r} \sum_{i=1}^L [\log_2 \frac{\rho}{t} \mu \lambda_i^2 (\mathbf{F}_2 \mathbf{H} \mathbf{F}_1)]^+ \quad 20$$

【0065】

パーシャルCSI

チャンネルが部分的にのみ推定される場合、本発明は、代替方法を提供する。この場合、瞬時チャンネル状態に関する知識はなく、ある時間間隔にわたって平均されたチャンネルの状態に関する知識しか得られない。この時間間隔は、例えば、通常は、数ミリ秒ないし数百ミリ秒（これには限定されない）である。この場合は、通常、周波数分割二重化システムにおける送信機で生じる。

【0066】

その場合、変換の目標は、平均として、選択プロセス後の信号が良好な性質、例えば、高い容量を有するように、送信信号を変換することである。

30

【0067】

そのようにして達成可能な期待値容量は、次のようになる。

【0068】

【数 22】

$$E\{C_{\text{PSS}}\} = \max_{\mathbf{F}_1 \in \mathbf{F}_t} \max_{\mathbf{F}_2 \in \mathbf{F}_r} E\left\{ \sum_{i=1}^L [\log_2 \frac{\rho}{t} \mu \lambda_i^2 (\mathbf{F}_2 \mathbf{H} \mathbf{F}_1)]^+ \right\}$$

【0069】

容量の期待値は、判断基準の単なる1つの可能性に過ぎない。他の判断基準では、容量行列に対して、異なる値が得られる。

40

【0070】

発明の効果

図2は、ダイバーシティ伝送の場合にアンテナ間隔の関数として上記の4つの方法のSNR利得を比較している。システムのパラメータは、 $t = 8$ 、 $r = 8$ 、 $L_t = 1$ 、 $L_r = 2$ である。相関が大きい場合、すなわちアンテナ間隔が小さい場合、本発明によるFFTS法は、従来のHS-MRT/MRC法よりもかなり大きいSNR利得を有する。一般に、チャンネルの相関レベルにかかわらず、本発明によるPPS法は、従来技術の両方の選択方法よりも高い性能を達成することができる。実際、2個以上のRFブランチを用いると

50

、PSS法は、フルコンプレキシティ法のSNR利得を達成することができる。

【0071】

図3は、多重化伝送の場合に4つの方法の5%停止容量を示している。システムパラメータは、 $t = 3$ 、 $r = 8$ 、 $L_t = 3$ 、 $L_r = 3$ 、 $\gamma = 20 \text{ dB}$ である。グラフから同様の結論を導くことができる。すなわち、FFTSは、強い相関のあるチャネルに対して性能向上を示している一方、PSSは、強相関および弱相関の両方で有効である。

【0072】

本発明は、具体的な用語および例を用いて説明されている。本発明の精神および範囲内で種々の他の適応および変更を行い得ることが理解されるべきである。したがって、添付の特許請求の範囲の目的は、本発明の真の精神および範囲に含まれるすべてのそのような変形および変更を網羅することである。

【図面の簡単な説明】

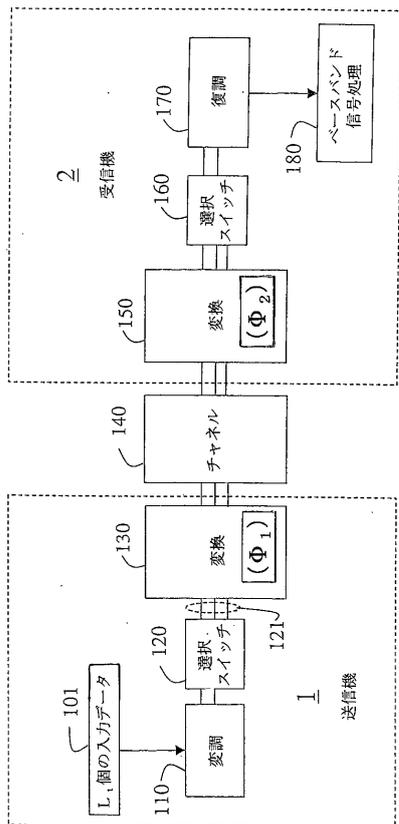
【0073】

【図1】本発明によるアンテナ選択のために同時RF/ベースバンド信号処理を使用する多重アンテナシステムのブロック図である。

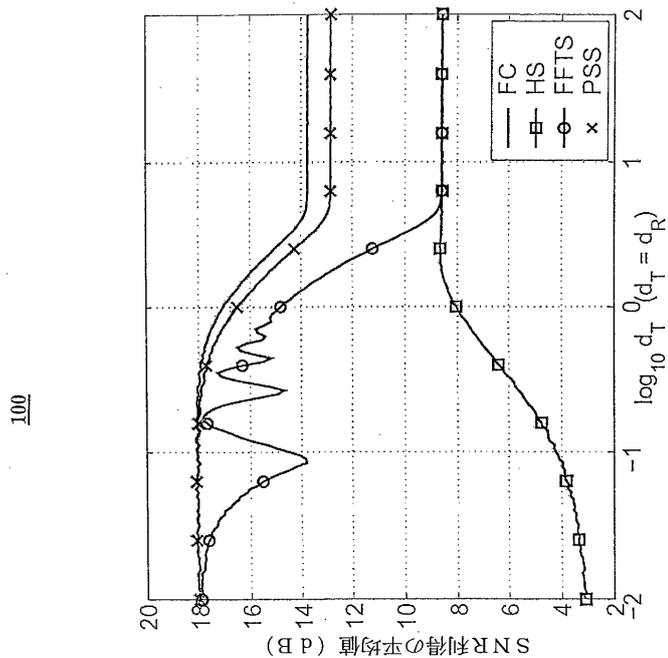
【図2】RF信号処理技法を比較するグラフである。

【図3】RF信号処理技法を比較するグラフである。

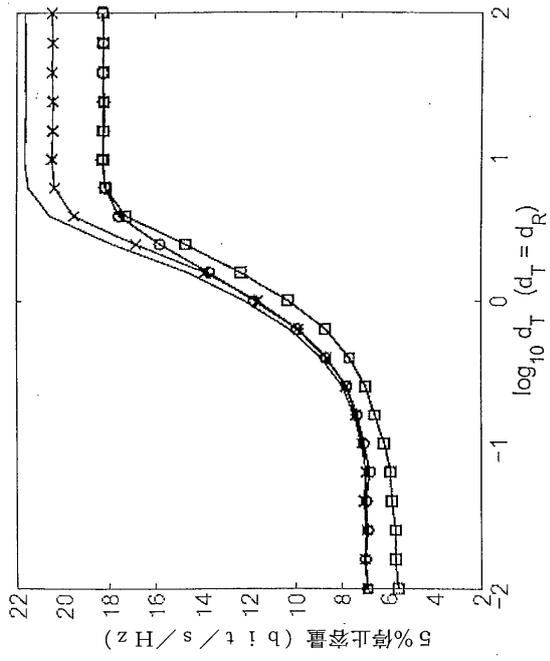
【図1】



【図2】



【 図 3 】



## フロントページの続き

- (72)発明者 モリッシュ、アンドレアス  
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、アーリントン、マサチューセッツ・アベニュー 438、  
ユニット 226
- (72)発明者 クン、スン・ユアン  
アメリカ合衆国、ニュージャージー州、プリンストン、ドッズ・レーン 257
- (72)発明者 ジャン、シンイン  
アメリカ合衆国、ニュージャージー州、プリンストン、プリンストン ユニバーシティ、オールデ  
ン・ストリート、イー・クオド、ビー225
- (72)発明者 ジャン、ジンユン  
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケンブリッジ、ウォルデン・ストリート 205

審査官 太田 龍一

- (56)参考文献 特開2002-026758(JP, A)  
国際公開第03/081864(WO, A1)  
国際公開第03/096573(WO, A1)  
国際公開第03/034614(WO, A1)

## (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 99/00  
H04B 7/04