(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第5801721号
(P5801721)
(45)発行日　平成27年10月28日(2015.10.28)　(24)登録日　平成27年9月4日(2015.9.4)

(51)Int.Cl.		F I		
H01Q 21/06	(2006.01)	H01Q	21/06	
H04B 7/10	(2006.01)	H04B	7/10	A
H04B 7/04	(2006.01)	H04B	7/04	

請求項の数 25　(全 29 頁)

(21)出願番号	特願2011-548171 (P2011-548171)
(86)(22)出願日	平成22年1月25日 (2010.1.25)
(65)公表番号	特表2012-516119 (P2012-516119A)
(43)公表日	平成24年7月12日 (2012.7.12)
(86)国際出願番号	PCT/US2010/021917
(87)国際公開番号	WO2010/085722
(87)国際公開日	平成22年7月29日 (2010.7.29)
審査請求日	平成25年1月25日 (2013.1.25)
(31)優先権主張番号	61/147,365
(32)優先日	平成21年1月26日 (2009.1.26)
(33)優先権主張国	米国(US)

前置審査

(73)特許権者　515015252
ドレクセル　ユニバーシティ
アメリカ合衆国　ペンシルベニア州　フィラデルフィア　チェスナット　ストリート　３１４１
(74)代理人　100102842
弁理士　葛和　清司
(72)発明者　ピアッツァ，ダニエレ
イタリア共和国　アイ－２６９００　ローディ、ヴィア　マルツァガッリ　１８
(72)発明者　カントゥリオティス，ジョン
アメリカ合衆国　ペンシルヴェニア州　１９１０４、フィラデルフィア、サウス　４２ンド　ストリート　２０５、アパートメント　エー１

最終頁に続く

(54)【発明の名称】ＭＩＭＯ系において再構成可能アンテナを選択するシステムおよび方法

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
多素子再構成可能送信機アンテナおよび／または多素子再構成可能受信機アンテナ用のアンテナアレイ構成を選択する方法であって、
Ｎ個のアンテナアレイ構成の少なくとも１つに対する、前記受信機アンテナに接続された受信機プロセッサによりアクセス可能な受信機ルックアップテーブルを提供するステップであって、該受信機ルックアップテーブルは、アンテナに関する異なる無線チャネルシナリオ間の識別パラメータの値を含むものである、前記ステップ、
前記受信機プロセッサがＮ個未満のアンテナアレイ構成に対して、前記アンテナに関するパラメータの値を推定するステップ、および
そのような推定値および、該推定値を使用して受信機ルックアップテーブルから検索したアレイ構成に少なくとも部分的に基づいて、前記受信機プロセッサが受信機アンテナに対するアンテナアレイ構成を設定するステップ
を含み、受信機が、送信機における送信のパラメータの設定のための送信機へのフィードバックを提供しない、前記方法。
【請求項２】
アンテナに関するパラメータが、ＳＮ比（ＳＮＲ）、広がり角（ＡＳ）、逆条件数（D_σ）、送受信相関行列の逆条件数（D_λ）、および遅延スプレッド（ＤＳ）の少なくとも１種である、請求項１に記載の方法。
【請求項３】

送信機アンテナに接続された送信機プロセッサが送信機アンテナのＳＮＲを計算し、該送信機アンテナのＳＮＲを使用して、Ｎ個のアンテナアレイ構成の少なくとも１つに対する送信機プロセッサによりアクセス可能な、ＳＮＲ、ＡＳ、D_{σ}、D_{λ}、およびＤＳの少なくとも１種の値を含むルックアップテーブルから送信機アンテナのアレイ構成を検索するステップ、および
送信機プロセッサが検索した送信機アンテナのアレイ構成に基づいて、送信機アンテナのアンテナアレイ構成を設定するステップをさらに含む、請求項２に記載の方法。
【請求項４】
現在アレイ構成に対する信号相関を求め、該信号相関を使用して、チャネル逆条件数D_{λ}を求めるステップをさらに含む、請求項１に記載の方法。
【請求項５】
現在アレイ構成のためのチャネル伝達行列を求め、該チャネル伝達行列を使用してチャネル逆条件数D_{σ}を求めるステップをさらに含む、請求項１に記載の方法。
【請求項６】
受信機ルックアップテーブルを構築するのに使用されるアレイ構成に基づいて、および／または直接測定されたＳＮ比に基づいて、該受信機ルックアップテーブルを選択するステップをさらに含む、請求項１に記載の方法。
【請求項７】
広がり角のそれぞれの値が、逆条件数の対応する値を有する、請求項１に記載の方法。
【請求項８】
ルックアップテーブルを構築するステップが、電磁クラスタードチャネルモデル、電磁レイ・トレーシング・シミュレーション、チャネル測定値、および／またはシステム性能尺度を使用することを含む、請求項１に記載の方法。
【請求項９】
選択された性能尺度が、チャネル容量、データ転送速度、ビット誤り率、パケット誤り率、または送信電力量を含む、請求項８に記載の方法。
【請求項１０】
設定ステップにおいて設定されるアンテナアレイ構成が、入力信号の面において疑似全方向受信を保証する全放射パターンを備える再構成可能アレイである、請求項１に記載の方法。
【請求項１１】
アンテナアレイ構成の設定が、放射パターンの形状、放射パターンの偏波、および／またはアンテナアレイのアレイ素子間の間隔に影響を与える、請求項１に記載の方法。
【請求項１２】
結合手段を使用して、アンテナアレイ構成を、設定アンテナアレイ構成に再構成することをさらに含む、請求項１１に記載の方法。
【請求項１３】
第１の場所から第２の場所にデータを伝送するための伝送システムであって、
送信機アンテナおよび受信機アンテナと、ここで該受信機アンテナは複数の再構成可能素子を有するアレイを含むものであり、および
前記受信機アンテナのアレイのための、受信機アンテナアレイ構成を選択する受信機選択ソフトウエアを実装する受信機プロセッサとを含み、
前記受信機選択ソフトウエアは、実装されると、前記受信機プロセッサに、Ｎ個のアンテナアレイ構成の少なくとも１つに対する、アンテナに関する異なる無線チャネルシナリオ間の識別パラメータを含む、受信機ルックアップテーブルを構築させ、Ｎ個未満のアンテナアレイ構成に対して、前記アンテナに関するパラメータの値を推定させ、そのような推定値および、該推定値を使用して受信機ルックアップテーブルから検索したアレイ構成に少なくとも部分的に基づいて、受信機アンテナに対してアンテナアレイ構成を設定させるものであって、受信機が、送信機における送信のパラメータの設定のための送信機へのフィードバックを提供しない、前記伝送システム。

【請求項１４】
アンテナに関するパラメータが、ＳＮ比（ＳＮＲ）、広がり角（ＡＳ）、逆条件数（D_{σ}）、送受信相関行列の逆条件数（D_{λ}）、および遅延スプレッド（ＤＳ）の少なくとも１種である、請求項１３に記載のシステム。
【請求項１５】
送信機アンテナが複数の再構成可能素子を有するアレイを含む、請求項１４に記載のシステムであって、
前記送信機アンテナのアレイのアレイ構成を選択するための送信機選択ソフトウエアを実装する送信機プロセッサであって、該送信機選択ソフトウエアは、実装されると、該送信機プロセッサをしてＮ個のアンテナアレイ構成の少なくとも１つに対する、送信機プロセッサによりアクセス可能な、ＳＮＲ、ＡＳ、D_{σ}、D_{λ}、およびＤＳの少なくとも１種の値を含むルックアップテーブルを構築させ、また、計算した該送信機アンテナのＳＮＲの値を使用してルックアップテーブルから送信機アンテナのアレイ構成を検索させ、さらに検索した送信機アンテナのアレイ構成に基づいて、送信機アンテナのアンテナアレイ構成を設定させるものである前記送信機プロセッサ、をさらに含む、前記システム。
【請求項１６】
受信機プロセッサが送信機アンテナにおけるD_{λ}を計算し、計算した送信機アンテナにおけるD_{λ}を送信機プロセッサに提供し、そして送信機プロセッサは送信機ルックアップテーブルから送信機アンテナアレイ構成を検索するために受け取ったD_{λ}をさらに用いるものである、請求項１５に記載のシステム。
【請求項１７】
プロセッサによって、アンテナアレイ構成を設定アンテナアレイ構成に再構成するように調整される、結合手段をさらに含む、請求項１３に記載のシステム。
【請求項１８】
結合手段が、ＰＩＮダイオード、ＭＥＭＳスイッチ、ＦＥＴトランジスタ、可変インダクタおよび／または可変キャパシタを含む、請求項１７に記載のシステム。
【請求項１９】
再構成可能アンテナアレイ構成が、円形パッチアンテナアレイを含む、請求項１３に記載のシステム。
【請求項２０】
推定値が、データパケット群に受信された情報から推定され、該データパケット群の各データパケットの一部がチャネル推定に割り当てられている、請求項１３に記載のシステム。
【請求項２１】
受信機アンテナアレイが、チャネル推定を行うのに、線形または非線形の受信機を使用する、請求項１３に記載のシステム。
【請求項２２】
送信電力が、送信機アンテナアレイのアレイ素子間に均等に分布している、請求項１３に記載のシステム。
【請求項２３】
送信電力が、送信機アンテナアレイのアレイ素子間に適応して分布している、請求項１３に記載のシステム。
【請求項２４】
複数の再構成可能素子が、ビームフォーミング伝送方式、空間多重化伝送方式、または空間時間ダイバーシティ伝送方式を使用する、無線通信システムに使用されている、請求項１３に記載のシステム。
【請求項２５】
無線通信システムが、無線ローカルエリアネットワーク、無線パーソナルエリアネットワーク、無線アドホックネットワーク、センサネットワーク、無線ボディエリアネットワーク、レーダシステム、衛星通信ネットワーク、３Ｇセルラーネットワーク、および／ま

たは４Ｇセルラーネットワークを含む、請求項２４に記載のシステム。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、全般的には多素子アンテナ系の分野に関する。具体的には、本発明は、ＭＩＭＯ系、ＳＩＭＯ系およびＭＩＳＯ系において多素子再構成可能アンテナを効率的に使用するシステムおよび方法に関する。
【背景技術】
【０００２】
関係出願の相互参照
本出願は、その開示の全文を参照により本明細書に組み入れてある、２００９年１月２６日出願の米国特許仮出願番号第６１／１４７３６５号の利益を主張するものである。
【０００３】
連邦委託研究の声明文
本明細書の開示の一部には、米国国立科学財団（National Science Foundation）、助成番号ＣＮＳ－０３２２７９５、ＣＮＳ－０３２２７９７、およびＥＣＳ－０５２４２００からの助成により部分的に支援されているものがある。合衆国政府は、本発明において一定の権利を保有している。
【０００４】
発明の背景
最近の研究によると、再構成可能アンテナを利用すると、多入力多出力（ＭＩＭＯ）系、単入力多出力（ＳＩＭＯ）系、および多入力単出力（ＭＩＳＯ）系で得られる利得を改善できることが以下の文献に説明されている：D. Piazza、N.J. Kirsch、A. Forenza, R. W. Heath Jr.、およびK.R. Dandekarによる"Design and evaluation of a reconfigurable antenna array for MIMO systems," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 3, 2008；B.A. Cetiner、E. Akay、E. Sengul、およびE. Ayanogluによる"A MIMO system with multifunctional reconfigurable antennas," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 5, no. 31, pp. 463-466, 2006；B.A. Cetiner、H. Jafarkhani、 Jiang-Yuan Qian、Hui Jae Yoo、A. Grau、およびF. De Flaviisによる"Multifunctional reconfigurable MEMS integrated antennas for adaptive MIMO systems," IEEE Communications Magazine, vol. 42, no. 12, pp. 62-70, 2004；A.M. SayedおよびV. Raghavanによる"Maximizing MIMO capacity in sparse multipath with reconfigurable antenna arrays," IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 1, no. 1, pp. 156-166, 200；およびD. Piazza、P. Mookiah、M. D'Amico、およびK.R. Dandekarによる"Two port reconfigurable circular patch antenna for MIMO systems," Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP, 2007.
これらのアンテナは、所与の通信システムにおいて送信アンテナと受信アンテナの間の強固なチャネルを提供するために、無線チャネルの伝播特性に応じて、その電気的性質および放射性質を適応的に変化させる。
【０００５】
このような再構成可能アンテナを最適に使用するためには、A. Grau、H. Jafarkhami、およびF. De Flaviisによる“A reconfigurable multiple-input multiple-output communication system,” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 7, no. 5, 2008に示されているように、各アンテナ構成に対して送信機と受信機の間のチャネル応答を知ることが必要である。しかしながら、上記の文献に記載されているように、送信機と受信機とにおいて各アンテナ構成に対するチャネル応答を推定することは、電力消費が大きく、かつ再構成可能なＭＩＭＯ系、ＭＩＳＯ系、およびＳＩＭＯ系の性能に対して有害な影響を与えることが実証されている。通信システムの性能に対するチャネル推定の悪影響は、アンテナ構成の数に比例して増大し、不完全なチャネル推定によって生じる損失が

、再構成可能アンテナによって得られる容量増加よりも高くなる点に到達する。
【発明の概要】
【０００６】
このチャネル推定問題を克服するために、本明細書では、線形および非線形の多素子再構成可能アンテナの両方に、余分の電力を消費すること、および従来型の再構成不能（non-reconfigurable）ＭＩＭＯ系、ＳＩＭＯ系またはＭＩＳＯ系のデータフレームに対して修正をすることなしに、受信機におけるアンテナ構成を選択することを可能にする方法を提案する。この構成選択方式は、各特定のチャネル実現例に対して、処理量を最大化することをねらうものではなく、通信リンクのスペクトル効率を、平均的に増大させるアンテナ構成を選択するものである。
【０００７】
以下に提示する適応アルゴリズムは、その使用をその他のクラスのアンテナに拡張することもできるが、パターン再構成可能アンテナに対して有効であることを示すものである。パターン再構成可能アンテナを選択する理由は、空間ダイバーシティまたは偏波ダイバーシティを利用するアンテナに対して、ＭＩＭＯ、ＳＩＭＯまたはＭＩＳＯの通信において、それらが長所を有するからである。パターンダイバーシティアンテナは、A. ForenzaおよびR. W. Heath Jr.による"Benefit of pattern diversity via two-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels," IEEE Transactions on Communications, vol. 54, no. 5, pp. 943-954, 2006によって教示されるように、偏波ダイバーシティアンテナと同様に、システム設計者が、通信装置上で占拠されるアンテナ空間を減少させて、従来の多素子アンテナシステムにおいてアンテナを遠く離して配置することを妨げる、寸法およびコストの制約を解決することを可能にする。
【０００８】
また、偏波再構成可能アンテナと異なり、パターン再構成可能アンテナは、偏波調整のために送信機と受信機とで同時にアンテナ構成を切り替える必要がなく、効率的に使用することができる。さらに、パターン再構成可能アンテナは、偏波再構成可能アンテナと異なり、無線チャネルを最高のスペクトル効率に対して最適に調整するために、アンテナ素子毎に、理想的な無制限の数の、完全に無相関のパターンを生成することを可能にする。構成選択方式は、D. Piazza、P. Mookiah、M. D'AmicoおよびK.R. Dandekarによる“Two port reconfigurable circular patch antenna for MIMO systems," Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP, 2007に記述されているように、再構成可能円形パッチアンテナで達成可能な性能を解析する発明によって提案される。D. Piazzaの論文に記述されているように、これらのアンテナは、円形パッチの半径を変えることによってそれらのパターンを動的に変更することができる。これらの再構成可能円形パッチアンテナ（Reconfigurable Circular Patch Antennas：ＲＣＰＡ）の解析が、エルゴード的チャネル容量およびビット誤り率（ＢＥＲ）について、V. Ercegらによる"TGn channel models," IEEE 802.11-03/940r4, 2004に教示されるように、クラスタードチャネル（clustered channel）モデルを使用して行われている。
【０００９】
このアプローチによって、アレイ構成選択は、ｉ）無線チャネルの空間的特徴（パワー角スペクトル（power angular spectrum）の広がり角（angle spread））、ｉｉ）再構成可能アレイの素子間に存在するパターンダイバーシティのレベル、ｉｉｉ）様々なアンテナ構成間での、放射効率および入力インピーダンスの差、およびｉｖ）系の平均ＳＮ比（Signal-to-Noise-Ratio：ＳＮＲ）に直接的に関連づけられる。多素子再構成可能アンテナ用に最適化されたアンテナ選択方式が望ましく、本明細においてはそれについて説明する。
【００１０】
要約
本発明により提案される多素子アンテナ選択方式は、多素子再構成可能送信機／受信機アンテナ用のアンテナアレイ構成を選択する。このシステムは、複数の再構成可能素子を

含む送信機アンテナアレイおよび受信機アンテナアレイの少なくとも一方と、アンテナアレイ構成の選択のためのソフトウエアを実装するとともに、少なくとも一方のアンテナアレイ構成のためのルックアップテーブルも構築する、プロセッサとを含む。アンテナアレイ構成を再構成するようにプロセッサによって調節することのできる、ＰＩＮダイオード、ＭＥＭＳスイッチ、ＦＥＴトランジスタ、可変インダクタおよび／または可変キャパシタなどの結合手段が設けられている。この再構成可能アンテナアレイ構成は、それに限定はされないが、円形パッチアンテナアレイとすることができる。受信機アンテナアレイも、チャネル推定を行うのに、線形または非線形の受信機を使用することができる。送信電力は、送信機アンテナアレイのアレイ素子間に均等に分布させるか、または送信機アンテナアレイのアレイ素子間に適応して分布させることができる。

【００１１】

複数の再構成可能素子は、それに限定はされないが、ビームフォーミング伝送方式、空間多重化方式、空間時間ダイバーシティ伝送方式を使用するシステム、無線ローカルエリアネットワーク、無線パーソナルエリアネットワーク、無線アドホックネットワーク、センサネットワーク、無線ボディエリアネットワーク、レーダシステム、衛星通信ネットワーク、３Ｇセルラーネットワーク、および／または４Ｇセルラーネットワーク含む、様々な無線通信システムにおいて使用することができる。

【００１２】

プロセッサは、アンテナアレイ構成のルックアップテーブルを構築し、このルックアップテーブルは、それに限定はされないが、ＳＮ比（ＳＮＲ）、広がり角（ＡＳ）、逆条件数（D_{σ}）、送受信相関行列の逆条件数（D_{λ}）、および遅延スプレッド（ＤＳ）を表わす値を含む。このルックアップテーブルを構築するのに使用することのできるさらなる要素としては、電磁クラスタードチャネルモデル、電磁レイ・トレーシング・シミュレーション、チャネル測定値、またはチャネル容量、データ転送速度、ビット誤り率、パケット誤り率、または送信電力量などの系の性能尺度を含む。これらの値は、データパケット群に受信された情報から推定することが可能であり、このデータパケット群の各データパケットの一部がチャネル推定に割り当てられている。

【００１３】

各アレイ素子に対する値は、様々なアンテナアレイ構成に対して推定される。このアンテナアレイ構成は、送信機アンテナおよび／または受信機アンテナに対して設定される。選択されたアレイ構成に対する信号相関を求めて、チャネル逆条件数D_{λ}を求めるのに使用することもできる。現在アレイ構成に対するチャネル伝達行列を求めて、チャネル逆条件数D_{σ}を求めるのに使用することができる。

【００１４】

ルックアップテーブルは、このルックアップテーブルを構築するのに使用されるアレイ構成に基づいて、選択することができる。このルックアップテーブルは、ＳＮＲの直接測定に基づいて選択することもできる。ＡＳは、逆条件数情報を使用して推定してもよい。

【００１５】

アレイ構成は、好ましくは、入力信号の面内での疑似全方向受信（quasi omni-directional coverage）を保証する、全放射パターンを有する再構成可能アレイに設定することができる。そのように選択される選択アンテナアレイ構成は、放射パターンの形状、放射パターンの偏波、および／またはアンテナアレイのアレイ素子間の間隔に影響を与えることができる。

【図面の簡単な説明】

【００１６】

【図１】図１（ａ）および１（ｂ）は、２つ（図１（ａ））および３つ（図１（ｂ））のアンテナ構成を備える、再構成可能円形パッチアンテナ（ＲＣＰＡ）の概略図を示すのに対して、図１（ｃ）は、異なる電磁モードに対して、ＲＣＰＡの２つのポートにおいて方位面（azimuthal plane）内で励起された放射パターンを示す図である。

【００１７】

【図２】図２は、異なるアンテナ構成に対するＲＣＰＡ放射効率を、基板誘電体誘電率の関数として示す図である。
【００１８】
【図３】図３（ａ）は、受信機においてＲＣＰＡ－１を使用する２Ｘ２ＭＩＭＯ系に対して、３つの異なるアンテナ構成に対するチャネル容量曲線を、広がり角（ＡＳ）の関数として示す図であり、これに対して、図３（ｂ）は、モードＴＭ２１、ＴＭ３１、およびＴＭ４１において動作する円形パッチアンテナを使用する再構成不能アンテナ系と比較して、同一の２Ｘ２ＭＩＭＯ系においてＲＣＰＡ－１を使用するときに達成可能な容量向上率をＡＳの関数として示す図である。
【００１９】
【図４】図４は、（ａ）受信側にＲＣＰＡ－２、および（ｂ）ＳＮＲ＝５ｄＢであるすべてのアンテナ構成に対して単位放射効率（unitary radiation efficiency）を有する理想的ＲＣＰＡ、を使用する２Ｘ２ＭＩＭＯ系に対して、異なる３つのアンテナ構成（ＴＭ２１、ＴＭ３１、ＴＭ４１）に対するチャネル容量曲線を、広がり角の関数として示す図である。
【００２０】
【図５】図５は、（ａ）ＳＮＲ＝０ｄＢおよび（ｂ）ＳＮＲ＝２０ｄＢに対して、受信機にＲＣＰＡ－１を使用する２Ｘ３ＭＩＭＯ系に対して、３つの異なるアンテナ構成に対するチャネル容量曲線を、広がり角の関数として示す図である。
【００２１】
【図６】図６は、構成ＴＭ２１ＸＴＭ３１およびＴＭ３１ＸＴＭ４１に対して、広がり角交差点対ＳＮＲを示す図である。
【００２２】
【図７】図７は、２Ｘ２ＭＩＭＯ系において受信機に使用されるアンテナ構成ＴＭ２１に対して、逆条件数D_{λ}を、広がり角の関数として示す図である。
【００２３】
【図８】図８（ａ）は、２Ｘ２ＭＩＭＯ系に対して、達成可能なチャネル容量を、広がり角（ＡＳ）の関数として示し、図８（ｂ）は、受信機においてＲＣＰＡ－１を使用する同一のＭＩＭＯ系に対して、容量向上率を、ＡＳの関数として示す図である。
【００２４】
【図９】図９は、受信機にＲＣＰＡ（ＲＣＰＡ－１）を備える２Ｘ６ＭＩＭＯに対して、達成可能なチャネル容量を、広がり角（ＡＳ）の関数として示す図である。
【００２５】
【図１０Ａ】図１０Ａは、受信機にＲＣＰＡ－１を備える２Ｘ２ＭＩＭＯ系に対して、ＢＥＲ対ＳＮＲを示す図である。
【図１０Ｂ】図１０Ｂは、受信機にＲＣＰＡ－１を備える２Ｘ２ＭＩＭＯ系に対して、ＢＥＲ対ＳＮＲを示す図である。
【００２６】
【図１１】図１１は、現在アレイ構成に基づいて、ルックアップテーブル群の内の適当なルックアップテーブルの選択を説明する、フロー図である。
【００２７】
【図１２】図１２は、基準構成TM_{21}に対して、ＳＮＲおよびD_{λ}を知ってアンテナ構成を選択するのに使用することのできる、サンプルルックアップテーブルを示す図である。
【００２８】
【図１３】図１３は、異なる基準アンテナ構成に対する、サンプルルックアップテーブルの群を示す図である。
【００２９】
【図１４Ａ】図１４Ａは、（ａ）基準構成TM_{21}に対するＳＮＲおよびD_{σ}、および（ｂ）基準構成TM_{21}に対するＳＮＲおよびＤＳを知ってアンテナ構成を選択するのに使

用することのできる、サンプルルックアップテーブルを示す図である。
【図１４Ｂ】図１４Ｂは、（ａ）基準構成TM_{21}に対するＳＮＲおよびD_{σ}、および（ｂ）基準構成TM_{21}に対するＳＮＲおよびＤＳを知ってアンテナ構成を選択するのに使用することのできる、サンプルルックアップテーブルを示す図である。
【００３０】
実証態様の詳細な説明
ＳＩＭＯ系およびＭＩＳＯ系は、それぞれ受信機にのみ、および送信機にのみ多素子アンテナを使用するのに対して、ＭＩＭＯ系は、通信リンクの両端において多素子アンテナを使用する。以下の説明においては、ＭＩＭＯ通信システムを例示的態様として考慮するが、すべての結果がＳＩＭＯ系およびＭＩＳＯ系にもあてはまることを当業者は理解するであろう。
【００３１】
従来型の再構成不能多素子アンテナ系と異なり、再構成可能ＭＩＭＯ系においては、送受信アレイの各アンテナ素子は、その放射パターン特徴（すなわち、パターン、偏波、または両方）を変化させることができる。各アンテナ素子の放射パターンを変化させることは、送信機と受信機の間における、無線チャネルの条件の変化に適応するための有効な技法であることが示されている。アレイ構成を適切に選択することによって、最高の処理量を可能にするチャネルシナリオを選ぶことができる。
【００３２】
再構成可能アレイを使用する、ＭＩＭＯ系は、Ｐ個の異なる構成が可能である。フラットフェージングチャネルを仮定して、受信機において収集される信号は、送信機から出力される信号と、次の関係式で関係づけられる：

$$y_{p,q}=H_{p,q}x_{p,q}+n_{p,q}$$

ここで、$y_{p,q}\in C^{N\times 1}$は受信アレイにおける信号ベクトル、$x_{p,q}\in C^{M\times 1}$は送信アンテナアレイにおける信号ベクトル、$n_{p,q}\in C^{N\times 1}$は分散
【数１】

$$\sigma_n^2$$

を有する複素加算白色ガウス雑音（ＡＷＧＮ：additive white Gaussian noise）ベクトルであり、$H_{p,q}\in C^{N\times M}$はチャネル伝達行列である。下付き添え字ｐ番およびｑ番は、送信機／受信機多素子アンテナでそれぞれ使用されるアレイ構成を表わす。
【００３３】
クロネッカーモデルによれば、伝達チャネル行列Ｈｐ；ｑは、
【数２】

$$\mathbf{H}_{p,q}=\mathbf{R}_{RX_q}^{1/2}\mathbf{H}_w\mathbf{R}_{TX_p}^{1/2}$$

によって定義され、ここでＲＴＸｐおよびＲＲＸｑは、それぞれ、受信アレイのｐ番目構成および送信アレイのｑ番目構成に対する、受信／送信空間相関行列を示す。$H_w\in C^{N\times M}$は、複素ガウスフェージング係数の行列である。チャネル応答Ｈｐ；ｑの推定を実施するために、最小平均二乗誤差（ＭＭＳＥ：minimum mean square error）受信機を使用する、パイロット援用（pilot assisted）推定が考えられる。Ｌ個のシンボルからなるトレーニングシーケンスが、Ｋ個のシンボルの周期で送信されて、チャネル応答を推定するために、受信機によって使用される。異なる送信アンテナに割り当てられるパイロット信号は互いに直交するのが一般的である。この仮定は、パイロットシーケンス当たりの合計送信データはＫ－ＬＭ個のシンボルに等しいことを意味する。
【００３４】
送信された電力は、Ｍ個の送信アンテナ素子の全体にわたって均一に分布する。次いで、データシンボルの振幅を以下のように表わすことができる：

【数３】

$$A=\sqrt{\frac{K}{((K-LM)+\alpha^2 L)}\frac{P_{av}}{M}}$$

ここで、Ｐａｖは、全送信アンテナからの平均送信電力であって、αは、データシンボルの振幅をトレーニングシンボルＡｐの振幅に関係づけるパラメータであって、$A_p=\alpha A$となる。次いで、トレーニングシンボルに割り当てられた電力の割合、αが以下のように得られる：

【数４】

$$\mu=\frac{L\alpha^2}{(K-LM)+L\alpha^2}100[\%]$$

【００３５】

このような通信システムに対して、送信機と受信機とにおける空間相関情報の完全な知識を仮定すると、達成可能なエルゴード的チャネル容量の下界は、以下のように定義される：

【数５】

$$C\geq\frac{K-LM}{K}E_{\hat{\mathbf{H}}_{p,\mathbf{q}}}\left[\log_2 det\left(\mathbf{I}+\frac{P_{av}}{M}\hat{\mathbf{H}}_{p,q}\hat{\mathbf{H}}_{p,q}^{\dagger}(\mathbf{\Upsilon}+\sigma_n^2\mathbf{I})\right)^{-1}\right]$$

ここで、^Ｈｐ；ｑは、推定伝達チャネル行列であり、Ｈｅを

【数６】

$$\mathbf{H}_w(\text{i.e. }\mathbf{H}_e=\bar{\mathbf{H}}_w-\mathbf{H}_w)$$

についてのＭＭＳＥ推定誤差として、ｆｉはランダムベクトル$H_e x_p$の共分散行列であり、ＩはＮＸＮ恒等行列であり、（ｙ）は複素共役転置演算を示す。ここで、各送信アンテナ毎にＬ個の時間シグネチャーがパイロットに割り当てられるので、

【数７】

$$\frac{K-LM}{K}$$

が導入される。共分散行列αは、以下のように定義される：

【数８】

$$\mathbf{\Upsilon}=\sigma_{H_e}^2 P_{av}\mathbf{R}_{RX_q}$$

ここで、

【数９】

$$\sigma_{H_e}^2$$

は、ＨｗについてのＭＭＳＥ推定誤差の分散である。この通信システムに対して、

【数１０】

$$\sigma_{H_e}^2$$

は、以下のように定義される：

【数１１】

$$\sigma_{H_e}^2=\left(\frac{1}{1+\frac{\rho_p l_p}{M}}\right)$$

ここで、
【数１２】

$$\rho_p = \frac{\alpha A}{\sigma_n^2}$$

であって、Ｌｐは、送信機および受信機における特定のアンテナ構成に対するチャネル伝達行列を推定するために割り当てられた、Ｌ個のサブトレーニングシーケンスの長さである（$L_p \in (0, L]$）。なおここで、αが１に近づくと、エルゴード的チャネル容量は、受信機における完全チャネル状態情報（ｐ‐ＣＳＩ：perfect channel state information）を仮定する系のものとなる。

【００３６】

再構成可能なアンテナの好ましい態様の一つとして、再構成可能円形パッチアンテナ（ＲＣＰＡ：reconfigurable circular patch antenna）が挙げられる。ＲＣＰＡを再構成するのに使用される結合手段には、ＰＩＮダイオード、ＭＥＭＳスイッチ、ＦＥＴトランジスタ、可変インダクタおよび／または可変キャパシタを設定することを含めることができる。ＲＣＰＡは、円形パッチの大きさを変えることによって、それらの放射パターンの形状を動的に変更することのできるアンテナである。各アンテナは、２つの給電点を有し、２素子アレイとして作用する。図１に示すように、アンテナ構造上の２つの給電点は、２つのポート（ポート１およびポート２）において励起される放射パターンが互いに直交するように、間隔が空けられている。アンテナ上に放射状に位置するスイッチ群を同時にオン・オフすることによって、アンテナ構造上の電流分布を変えて、それぞれが特定の放射パターン形状に対応する、異なるＴＭ電磁モードを励起することが可能である。ｎ番目のＴＭ電磁モードに対して、アンテナの各ポートによって遠方場において励起される電界成分は、円形パッチアンテナ半径ρの関数として、以下のように定義される：

【数１３】

$$E_{\theta,1}^{(n)}(\phi,\theta) = e^{\frac{jn\pi}{2}} \frac{e^{-jk_0 d}}{d} \frac{V_0}{2} k_0 \rho [J_{n+1}(k_0 \rho \sin\theta) - J_{n-1}(k_0 \rho \sin\theta)] \cos[n(\phi - \phi_0)]$$

$$E_{\phi,1}^{(n)}(\phi,\theta) = -e^{\frac{jn\pi}{2}} \frac{e^{-jk_0 d}}{d} \frac{V_0}{2} k_0 \rho [J_{n+1}(k_0 \rho \sin\theta) + J_{n-1}(k_0 \rho \sin\theta)] \cos\theta \sin[n(\phi - \phi_0)]$$

$$E_{\theta,2}^{(n)}(\phi,\theta) = e^{\frac{jn\pi}{2}} \frac{e^{-jk_0 d}}{d} \frac{V_0}{2} k_0 \rho [J_{n+1}(k_0 \rho \sin\theta) - J_{n-1}(k_0 \rho \sin\theta)] \sin[n(\phi - \phi_0)]$$

$$E_{\phi,2}^{(n)}(\phi,\theta) = -e^{\frac{jn\pi}{2}} \frac{e^{-jk_0 d}}{d} \frac{V_0}{2} k_0 \rho [J_{n+1}(k_0 \rho \sin\theta) + J_{n-1}(k_0 \rho \sin\theta)] \cos\theta \cos[n(\phi - \phi_0)]$$

ここで、$E_{\theta,<1,2>}$および$E_{\phi,<1,2>}$は、ＲＣＰＡのポート１およびポート２において励起された電界のθ成分およびφ成分である。Ｊｎ（$k_0 \rho \sin\theta$）は、第１種ｎ次のベッセル関数、ｆｉ０はアンテナ上の給電場所に対応する基準角度であり、Ｖ０はφ＝０における端部電圧であり、ｋ０は波数、ｄはアンテナからの距離である。アンテナの半径を変えることによって、異なる電磁モードを、以下によって励起することができる：

【数１４】

$$\rho = \frac{\chi_n' \lambda}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}$$

ここで、ε_rは基板の誘電体誘電率であり、λは波長、
【数１５】

$$\chi_n'$$

はベッセル関数Ｊｎの導関数の１番目のゼロ点である。

【００３７】

本態様は、両ポートにおいて３つの異なる電磁モード（すなわち構成）：ＴＭ２１、ＴＭ３１、ＴＭ４１を励起することのできるＲＣＰＡを含む。そのようなＰＣＰＡによって、方位面内で励起される放射パターンが、図１（ｃ）に示されている。同一のアンテナ構成に対して、ＲＣＰＡの２つのポートにおいて励起されたパターンは、互いに直交しており、異なるＲＣＰＡモードの放射パターン間の変形が、ローブ（lobe）数およびそれらのビーム幅において発生する。ＲＣＰＡのポートにおいて励起された放射パターン間に存在するダイバーシティのレベルを定量化するために、空間相関係数
【数１６】

$$\hat{r}_{j,k,l,m}$$

を使用してもよく、これは以下のように定義される：
【数１７】

$$\hat{r}_{j,k,l,m} = \frac{\int_{4\pi} P(\Omega)\underline{E}_{j,k}(\Omega)\underline{E}^{\dagger}_{l,m}(\Omega)d\Omega}{\left[\int_{4\pi} P(\Omega)\underline{E}_{j,k}(\Omega)|^2 d\Omega \int_{4\pi} P(\Omega)|\underline{E}_{l,m}(\Omega)|^2 d\Omega\right]^{1/2}}$$

ここで、ｊおよびｌはアレイポートを、ｋおよびｍは、ポートｊおよびｌにおけるアンテナ構成をそれぞれ定義する。
【数１８】

$$\underline{E}_{j,k}(\Omega)$$

は、立体角Ω（φ，θ）に広がる、ポートｊにおける構成ｋの放射パターンである。Ｐ（Ω）は、入射マルチパス電界分布を記述する、確率密度関数である。
リッチ散乱（rich scattering）環境に対して、Ｐ（Ω）は、
【数１９】

$$(\text{i.e. } P(\Omega) = \tfrac{1}{4\pi})$$

全体にわたって均一に分布している。表Ｉは、各アンテナ構成に対して、放射パターン間に存在するダイバーシティのレベル
【数２０】

$$(\hat{r}_{j,k,l,m})$$

を示しているのに対して、表ＩＩは、異なるアンテナ構成間に存在するダイバーシティのレベル
【数２１】

$$(\hat{r}_{j,k,l,m})$$

を報告している。
【表１】

$\hat{r}_{1,TM_{21},2,TM_{21}}$	$\hat{r}_{1,TM_{31},2,TM_{31}}$	$\hat{r}_{1,TM_{41},2,TM_{41}}$
0.63	0.63	0.63

表Ｉ
同一の構成に対して、ＲＣＰＡの２つの異なるポートにおいて生成されたパターン間の空間相関－
【数２２】

$$\hat{r}_{1,k,2,k}$$

この態様によって、アレイの２つのポートにおいて励起される放射パターン間の相関値が、すべての構成に対して、有意なダイバーシティゲインを与えるのに十分なほど小さい

（≦０：７）ことが見て取れる。表ＩＩは、異なる構成間の相関が、すべての状態に対して、約０：８であることを示している。この値は大きいが、アレイ構成間の差は、再構成不能の円形パッチアンテナと比較して、スペクトル効率およびＢＥＲについて改善をもたらすのに十分に高いものである。

【表２】

	$\underline{E}_{1,TM_{21}}$	$\underline{E}_{1,TM_{31}}$	$\underline{E}_{1,TM_{41}}$
$\underline{E}_{1,TM_{21}}$	1	0.80	0.85
$\underline{E}_{1,TM_{31}}$	0.80	1	0.81
$\underline{E}_{1,TM_{41}}$	0.85	0.81	1

表ＩＩ

ＲＣＰＡの同一ポートにおいて生成されるパターン間の空間相関－

【数２３】

$$\hat{\rho}_{1,k,1,m}$$

【００３８】

様々なアンテナ構成（および電磁モード）間の差は、励起された放射パターンの形状においてだけではなく、放射効率ηのレベルにおいても存在し、この放射効率はηは以下のように定義される：

【数２４】

$$\eta = \frac{Q_T}{Q_R}$$

ここでＱＴはアンテナ総合品質係数、ＱＲは放射品質係数であり、ＱＴは、誘電性、伝導および放射の損失を考慮しているのに対して、ＱＲは放射損失にのみに対する良度指数（figure of merit）である。これらは、円形パッチアンテナに対して、以下のように定義される：

【数２５】

$$Q_T = \left(\frac{1}{h\sqrt{\pi \mu f \sigma}} + \tan\delta + \frac{h\mu f (k_0\rho)^2 I_1}{240[\chi_n'^2 - n^2]} \right)^{-1}$$

$$Q_R = \left(\frac{240[\chi_n'^2 - n^2]}{h\mu f (k_0\rho)^2 I_1} \right)$$

ここで、ｆは動作の周波数であり、μは基板誘電透磁率、ｈは基板厚さ、σは円形パッチを構築するのに使用された材料の導電率である。ｔａｎδは、基板損失を考慮に入れる良度指数であり、Ｉ１は以下のように定義される：

【数２６】

$$I_1 = \int_0^{\pi} \left[\left(J_{n+1}(k_0\rho\sin\theta) - J_{n-1}(k_0\rho\sin\theta) \right)^2 + \right.$$
$$\left. + (\cos\theta)^2 \left(J_{n+1}(k_0\rho\sin\theta) + J_{n-1}(k_0\rho\sin\theta) \right)^2 \right] \sin\theta d\theta$$

【００３９】

図２において、放射効率は、５：２ＧＨｚにおいてマッチングされて、厚さｈ＝０：１５９ｍｍおよびｔａｎδ＝０：０００９の基板上に構築されたＲＣＰＡの異なる構成に対する誘電体誘電率の関数として報告されている。放射効率のレベルは、参考文献において提案されている、ほとんどの電気的に再構成可能なアンテナがそうであるように、各アンテナ構成に対して異なっていることが見て取れる。ＲＣＰＡに対して、低次の電磁モードは、高次のモードよりも効率が高いことに注意されたい。また、誘電体誘電率の値が増加

すると、放射効率は低下する。選択アルゴリズムのための、ＲＣＰＡの２つの好ましい態様は、アンテナ基板と放射効率のレベルにおいて異なっている。これらの２つのアンテナの主たる特徴の要約を、以下の表ＩＩＩに示す。

【００４０】

各クラスタは、平均到来角（ＡＯＡ）Ω_cによって特徴づけられ、ここで$\Omega_c=(\phi_c,\theta_c)$は、方位角（$\phi_c$）成分と仰角（$\theta_c$）成分からなる、立体角を表わす。システム帯域幅によっては、異なる伝播径路にわたる過剰な遅延は、解像可能でない場合がある。この場合には、クラスタの平均ＡＯＡϕ_cに対するオフセットϕで、複数のＡＯＡが定義される。この到来角は、パワー角スペクトル（ＰＡＳ）をモデル化する特定の確率密度関数（ＰＤＦ）に従って生成される。ＰＡＳの分散、σ_ϕ、はクラスタの広がり角（ＡＳ）の尺度である。

【００４１】

ＰＡＳは、$P(\Omega)=P_\phi(\Omega)+P_\theta(\Omega)$として定義され、ここで$P_\phi$および$P_\theta$は、それぞれ、入射場の

【数２７】

$\hat{\phi}$

成分および

【数２８】

$\hat{\theta}$

成分の角度パワー密度である。また、散乱電力のほとんどは、方位角方向にわたって伝播すると仮定される。したがって、$P(\Omega)=Q(\Omega)*\delta(\phi-\phi_c)\delta(\theta-\pi/2)$、ここで＊はコンボルーション演算子を表し、Ｑ（Ω）は、切捨てラプラス分布（truncated Laplacian distribution）によって生成される。

【００４２】

無線チャネルの影響を含む、多素子アンテナのｊ番目およびｌ番目のポートで励起されたｋ番目およびｍ番目のパターン構成間の空間相関は、以下のように定義される：

【数２９】

$$r_{j,k,l,m} = \sqrt{\left(1-\left|S_{11_j}\right|^2\right)\eta_{j,k}\left(1-\left|S_{11_i}\right|^2\right)\eta_{l,m}}\times\hat{r}_{j,k,l,m}=$$

$$=\sqrt{\left(1-\left|S_{11_j}\right|^2\right)\eta_{j,k}\left(1-\left|S_{11_i}\right|^2\right)\eta_{l,m}}\times\frac{\int_{4\pi}P(\Omega)\underline{E}_{j,k}(\Omega)\underline{E}^{\dagger}_{l,m}(\Omega)\,d\Omega}{\int_{4\pi}P(\Omega)\left|\underline{E}_{ref}(\Omega)\right|^2 d\Omega}$$

ここで、

【数３０】

$$\left[\int_{4\pi}P(\Omega)\left|\underline{E}_{j,k}(\Omega)\right|^2 d\Omega\int_{4\pi}P(\Omega)\left|\underline{E}_{l,m}(\Omega)\right|^2 d\Omega\right]^{1/2}=\int_{4\pi}P(\Omega)\left|\underline{E}_{ref}(\Omega)\right|^2 d\Omega$$

は、

【数３１】

$\underline{E}_{ref}(\Omega)$

が、空間相関係数の正規化係数として使用される、基準アンテナ構成の電場であるとして、設定される。Ｓ１１は、アンテナ入力ポートにおける電圧反射係数であり、ηはアンテナ放射効率である。

【００４３】

２ポートＲＣＰＡの理論的空間相関係数は以下のように表わされる：

【数３２】

$$r_{l,m,l,m}(\phi_c,\sigma_\phi)=\frac{(1-|S_{11_{l,m}}|)\eta_{l,m}}{(1-e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi})}\frac{(n\sigma_\phi)^2}{1+2(n\sigma_\phi)^2}\times$$
$$\times\left[1-e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi}+\frac{\cos^2(n\phi_c)}{(n\sigma_\phi)^2}\left(1-e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi}\cos(n\pi)\right)\right]$$

$$r_{j,k,j,k}(\phi_c,\sigma_\phi)=\frac{(1-|S_{11_{j,k}}|)\eta_{j,k}}{(1-e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi})}\frac{(n\sigma_\phi)^2}{1+2(n\sigma_\phi)^2}\times$$
$$\times\left[1-e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi}+\frac{\sin^2(n\phi_c)}{(n\sigma_\phi)^2}\left(1-e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi}\cos(n\pi)\right)\right]$$

$$r_{j,k,l,m}(\phi_c,\sigma_\phi)=\frac{\sqrt{(1-|S_{11_{l,m}}|)\eta_{l,m}(1-|S_{11_{j,k}}|)\eta_{j,k}}}{2}\frac{(\sin n\phi_c)}{1+2(n\sigma_\phi)^2}$$

ここで、

【数３３】

$$\int_{4\pi}P(\Omega)|\underline{E}_{ref}(\Omega)|^2d\Omega=1$$

が仮定されている。無線チャネルを記述する、入力インピーダンス、効率およびパワー角度スペクトルのＡＳは、空間相関係数のスケールファクタとして作用する。各アンテナ構成に対する空間相関係数を知ることによって、伝達チャネル行列Ｈｐ，ｑを演算することが可能になる。本明細書においては、片側相関ＭＩＭＯチャネルだけを考慮する。特に、ＲＣＰＡは、受信機だけにおいて使用し、それに対して送信機では、ＲＴＸ＝Ｉと仮定される。この仮定がされた理由は、受信機用のアンテナ構成選択技法を、送信機と独立して提示することができるからである。ＲＴＸ＝Ｉであることは、ＲＴＸ６＝Ｉに変わることのない、以下の解析に影響を与えない。

【００４４】

次いで、各ＲＣＰＡに対して達成可能なエルゴード的チャネル容量を、以下に考察するように、受信における完全チャネル状態情報の場合（α→∞）に対して計算することができる。以下の解析は、単一クラスタチャネルモデルにおいて実施し、空間相関情報は、基準アンテナとして構成ＴＭ２１を使用して求めた。

【００４５】

図３（ａ）に示す別の態様においては、再構成可能円形パッチアンテナのいくつかの構成に対して、達成可能な平均チャネル容量が、ＳＮＲ＝５ｄＢについて、ＰＡＳのＡＳの関数として報告されている。エルゴード的チャネル容量値は、入力ＰＡＳの全方位角

【数３４】

$$(\phi_c\in[0,2\pi))$$

にわたって平均化されている。なお、チャネル容量のこれらの結果は、Ｒｏｇｅｒｓ社ＲＴ－ｄｕｒｏｉｄ５８８０基板上に構築されたＲＣＰＡに対して、かつ全てのアンテナ構成（ＲＣＰＡ‐１）に対する完全マッチング条件に対して、求められたものであることに留意されたい。表ＩＩＩは、アンテナ関係パラメータの要約を示している。達成可能な平均チャネル容量は、ＰＡＳ広がり角の関数として変動する。特に、各アンテナ構成は、広がり角のある範囲において、他の構成よりも性能が優れている。図４において、Ｒｏｇｅｒｓ社のＲ０３００３基板上に構築されたＲＣＰＡ（ＲＣＰＡ‐２）に対して、図３（ａ）の同一のエルゴード的チャネル容量が準備されている。ＲＣＰＡ‐２のパラメータについては、表ＩＩＩにおいても説明する。この表に示すように、ＲＣＰＡ‐２は、ＲＣＰＡ‐１と比較して、放射効率の異なる値が特徴である。図３（ａ）を図４と比較すると、チャネル容量線の交差点が、構成の放射効率の関数として変動することを示している。この効果は、そのすべての構成に対して単位効率を有する理想的ＲＡＰＡと比較して、平均チ

ャネル容量曲線（図４（ｂ））を見ることによって、より分かりやすく説明される。この場合に、構成ＴＭ４１は、低ＡＳに対してはその他の構成よりも性能が優れているのに対して、大ＡＳに対しては、すべての構成が同等の性能を示す。これが生じるのは、低ＡＳにおいて、高次モードは、低次のモードに対してより大きなパターンダイバーシティを特徴とするが、高ＡＳにおいては、パターンダイバーシティのレベルは、すべてのアンテナモードに対して同様であるからである。一方で、高次モードよりも低次モードに対して大きい放射効率によって、構成ＴＭ２１が、図３（ａ）および図４に示すように、高ＡＳにおいて最良の性能を有することが決まる。異なるアンテナ構成の中で入力インピーダンスにおける変動であれば、同様の結論を導くこともできる。

【表３】

	RCPA-1	RCPA-2
基板	Rogers RT-duroid 5880	Rogers R03003
ε_r	2.2	3
$\eta_{TM_{21}}$	0.94	0.88
$\eta_{TM_{31}}$	0.91	0.81
$\eta_{TM_{41}}$	0.87	0.66
$\rho_{TM_{21}}$	0.33λ	0.28λ
$\rho_{TM_{31}}$	0.45λ	0.39λ
$\rho_{TM_{41}}$	0.57λ	0.49λ
S_{11}	0	0

表ＩＩＩ
ＲＣＰＡ特徴

【００４６】

これらの結果は、一旦、平均システムＳＮＲが分かると、ＰＡＳ広がり角知識に基づいて、受信機におけるアンテナ構成を選択する可能性を実証するものである。図３（ｂ）には、再構成不能アンテナ系（すなわち、ＴＭ２１、ＴＭ３１およびＴＭ４１モードにおいて動作する一定半径円形パッチアンテナ）と比較して、ＲＣＰＡを使用するときに達成可能な容量向上率。なお、図３（ｂ）の系に対して、構成を切り替えるために広がり角情報を使用すると、再構成可能アンテナを使用しない系に対して、最大５％までの平均向上をもたらすことを注記することができる。

【００４７】

ＭＩＭＯ系のエルゴード的チャネル容量は、空間相関だけに依存するものではなく、系の平均ＳＮＲにも依存する。図５には、ＲＣＰＡ－１の異なる構成に対して達成可能な平均チャネル容量が、ＳＮＲ＝２０ｄＢ（図５（ａ））およびＳＮＲ＝０ｄＢ（図５（ｂ））についてＰＡＳのＡＳの関数として示されている。達成可能なチャネル容量は、予測されるように、ＳＮＲ＝２０ｄＢの系に対しては、ＳＮＲ＝５ｄＢ（図８（ａ））およびＳＮＲ＝０ｄＢの同一系のそれよりも高い。異なるアンテナ構成に対して、容量曲線の広がり角交差点は、異なる系の平均ＳＮＲと共に移動する。ＳＮＲ＝２０ｄＢにおいて、同一の再構成可能アンテナを使用すると、ＡＳ交差点値は、ＳＮＲ＝０ｄＢの系と比較してより高い。

【００４８】

図６には、ＴＭ４１－ＴＭ３１およびＴＭ３１－ＴＭ２１の構成に対するＡＳ交差点が、受信機にＲＣＰＡ‐１を使用するＭＩＭＯ系に対して、系の平均ＳＮＲの関数として報告されている。系の平均ＳＮＲの値が増大すると、ＡＳ交叉点値も増大する。この効果は、ＭＩＭＯ系のチャネル容量は、２つの方法：ｉ）系ダイバーシティを増大させること、およびｉｉ）受信信号電力量を増大させることによって増大させることができることから説明される。系ダイバーシティは、アンテナ相関係数に反映されるのに対して、受信信号電力は、アンテナ効率および入力インピーダンスによって影響される。直感的に、高ＳＮＲにおいては、アンテナ効率および入力インピーダンスを変えることによって受信電力量を大きく修正することはできないので、アンテナダイバーシティのレベルが、達成可能な

チャネル容量に対する支配的な寄与である。代わりに、低ＳＮＲにおいては、アンテナ効率および入力インピーダンスにおける小さな変動が、受信信号電力量に大きな影響を与える可能性があり、したがってアンテナ効率および入力インピーダンスが、チャネル容量傾向に対する支配的な寄与である。

【００４９】

図５（ａ）に示すように、低ＳＮＲにおいて、最も効率的なアンテナ（ＴＭ２１）は、その他の構成と比較して、より大きな利点がある。他方で、高ＳＮＲ（図５（ｂ））においては、最低の空間相関を有する構成（ＴＭ４１）が、より低いＳＮＲの同一の系と比較して、広がり角のより多くの値に対して他の構成よりも優れた性能を示す。

【００５０】

上記の観測に基づいて、ＰＡＳ広がり角および系の平均ＳＮＲの知識に基づいて、受信機におけるアンテナ構成を選択することができる。

例えば、この態様においては、異なる無線チャネルシナリオ間の識別パラメータは、送受信相関行列の逆条件数であり：

【数３５】

$$D_\lambda = \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}}$$

ここで、λ_{max}およびλ_{min}は送受信相関行列の最大および最小の固有値である。

【００５１】

図７において、逆条件数が、モードＴＭ２１において動作するＲＣＰＡ（ＲＣＰＡ‐１）に対して、ＰＡＳの広がり角の関数としてプロットされている。ＡＳの各値に対して、対応する逆条件数の値があり、特にＡＳの低い値に対して、逆条件数は高く、その逆も真である。系の平均ＳＮＲ、および（図３（ａ）に示すように）２つの構成間の切り替え点を定義するＡＳの値が与えられると、逆条件数へのマップを作ることができる。表ＩＶには、逆条件数の、ＡＳ領域の対応する値へのマッピングが提示されている。

【表４】

AS	D_λ	CONFIGURATION
$[0^o, 13^o)$	$(11, \infty)$	TM_{41}
$[13^o, 23^o)$	$(5, 11]$	TM_{31}
$[23^o, 360^o)$	$(0, 5]$	TM_{21}

表ＩＶ

ＳＮＲ＝５ｄＢに対する、広がり角と逆条件数との関係

【００５２】

図３（ａ）の結果が得られると、D_λの３つの領域のみを指定する必要があり、各領域は、受信機における特定のアンテナ構成に対応するということを認識するべきである。このマッピング手順は、ＰＡＳ広がり角を推定することが難しいために必要であるが、送受信空間相関行列は、標準技法を使用して推定することができる。なお、マッピング手順は、以下に説明するように、系の平均ＳＮＲと共に変わることに留意されたい。したがって、表ＩＶの表のようなアンテナ表を、各平均ＳＮＲ値に対して生成する必要がある。代替的に、図１２の表のような、２項目表を生成することができる。したがって、このチャネルパラメータ表示によれば、受信機アレイ構成を決定するために、平均ＳＮＲと共に２次無線チャネル統計を使用することができる。なお、この手法によって、各アンテナ構成についてのチャネル応答を推定する必要がなく、１つの基準アンテナ構成だけの空間構成行列を使用して、系が、アンテナ構成を選択することが可能になることに留意されたい。これによって、再構成可能ＭＩＭＯ系におけるチャネル推定が大幅に簡略化される（以下にさらに考察する）。表ＩＶおよび図１２の例において、アンテナ構成ＴＭ２１が、任意の基準アンテナとして選択されている。

【００５３】

異なる無線チャネルシナリオ間の別の識別パラメータは、以下のように定義される、送受信チャネル行列の逆条件数である：

【数３６】

$$D_\sigma = \frac{\sigma_{\max}}{\sigma_{\min}}$$

ここで、σｍａｘおよびσｍｉｎは、送受信チャネル行列の最大および最小の固有値である。このパラメータを使用して構築されたルックアップテーブルの一例が図１４（ａ）に示されている。

【００５４】

異なる無線チャネルシナリオ間の別の識別パラメータは、遅延スプレッドＤＳである。このパラメータを使用して構築されたルックアップテーブルの一例が図１４（ｂ）に示されている。

【００５５】

本発明によれば、各アンテナ構成に対するチャネル伝達行列の推定はしないが、指向性、放射パターン形状およびアンテナゲインの両方の効果を考慮して、アンテナ構成を選択するための方法が提供される。そのような方法１００は、図１１を参照して以下のように要約することができる。

オフライン動作

１．最適アンテナ構成を逆数および／または遅延スプレッド（ＤＳ）の範囲にマッピングする、図１２の表のようなアンテナルックアップテーブルが、例えば、上記の電磁クラスタードチャネルモデル手法を使用して、各平均ＳＮＲ値に対して１つ、ステップ１０２において構築される。この情報は、各データパケットがチャネル推定のために割り当てられている、データパケットに受信することができる。

オンライン動作

２．ステップ１０４において系の平均ＳＮＲが求められて、現在アレイ構成に対して生成されたアンテナ表の列を選択するのに使用される。

３．送信機における空間相関行列Ｒｔ、および受信機におけるＲｒ、伝達チャネル行列Ｈ、および遅延スプレッドＤＳの少なくとも１種が、基準アンテナ構成用に求められる。ステップ１０６において、送信機における空間相関行列Ｒｔ、および受信機におけるＲｒを使用して、チャネル逆条件数Ｄλを求め、伝達チャネル行列Ｈを使用して、現在アレイ構成の逆条件数Ｄσを求められる。

４．次いで、ステップ１０８において、ステップ１０６で決定された現在アレイ構成を使用して、適切なルックアップテーブル（例えば、図１２～１４を参照）が選択される。

５．ステップ１１０において、測定ＳＮＲに基づいて選択されたルックアップテーブルの適切な列が選択される。

６．ステップ１１２において、逆条件数Ｄλ、Ｄσおよび／またはＤＳの情報をアンテナ表といっしょに使用して、受信機でのアンテナ構成を選択し、このアンテナ構成はステップ１１４において設定される。

【００５６】

この方法に使用されるルックアップテーブルの一例が、基準構成ＴＭ２１に対して図１２に示されている。図１３に示されるように、各ルックアップテーブルがアレイの特定の基準アンテナ構成に対応する、ルックアップテーブルの群を定義することも可能である。

【００５７】

提案の選択アルゴリズムは、チャネル２次統計が、構成選択手順の間にわたり、一定であることを必要とする。次いで、空間相関行列の推定を、標準的技法を用いて実施することもできる。チャネル相関が推定されて、アンテナ構成が選択されると、パイロットシーケンスのＬ個のシンボルを使用して、上述のように信号検出用のチャネルを推定することができる。

【００５８】

なお、本方法の変形形態としては、D_σおよびＤＳ情報を使用して、アンテナ構成を選択する可能性も挙げられる。図１（ｂ）のＲＣＰＡ構成の選択のための、D_σまたはＤＳを用いて構築されたルックアップテーブルの例が、図１４に示されている。さらなる変形形態としては、ルックアップテーブルを埋めるのに必要な値を求めるために、電磁レイ・トレーシング・シミュレーションを使用することが挙げられる。

【００５９】

特定のアンテナ構成に対する伝達チャネル行列を推定するための、サブトレーニングシーケンスを使用する方法も提供される。この手法によれば、次いで、達成可能なエルゴード的容量を、計算することができる。なお、この選択手法とは反対に、本明細書において提案する選択アルゴリズムは、常に、受信機アンテナ構成の数とは無関係にＬｐ＝Ｌを有する。このようにして、チャネル行列のより良好な推定値をえることができ、結果として、より良好な信号検出が得られ、したがって、より高い達成可能チャネル容量およびより低いＢＥＲを得ることができる。この技法は、受信ＳＮ比を最大化するチャネルシナリオに基づいて、常に、最適なアンテナ構成を選択するのに対して、提案の選択方式は、平均して通信リンクのスペクトル効率を向上させる、アンテナ構成を選択する。再構成可能なアレイは、入射信号の面内で、擬全方向受信を保証する全放射を有する。

【００６０】

したがって、本発明は、全トレーニングシーケンスに対してＰ回、チャネルを推定すること（アンテナ構成毎に１回の推定）を必要とする選択方式ではなく、単一のアンテナ構成に対してのみチャネルを推定する方法を提供する。

【００６１】

図８（ａ）において、受信機にＲＣＰＡ‐１を備える、２Ｘ２ＭＩＭＯ系に対して、達成可能なチャネル容量が、広がり角（ＡＳ）の関数として示されており、この系は、（ｉ）不完全チャネル推定の影響を含む提案の選択方式（提案のアルゴリズムｎｐ‐ＣＳＩ）、（ｉｉ）完全チャネル推定を仮定する提案の選択方式（提案のアルゴリズムｐ‐ＣＳＩ）、（ｉｉｉ）不完全チャネル推定の影響を含む、すべての可能な構成に対してチャネルを推定した後に、アンテナ構成を選択するアルゴリズム（標準ｎｐ‐ＣＳＩ）、および（ｉｖ）完全チャネル推定を仮定する標準アルゴリズム（標準ｐ‐ＣＳＩ）を使用する。不完全チャネル推定を仮定する異なるモードで動作する再構成不能円形パッチアンテナで達成可能なチャネル容量と比較した曲線も報告されている。図８（ｂ）においては、提案の選択アルゴリズムを、異なるモード（提案・相対ＴＭ２１、ＴＭ３１およびＴＭ４１）において動作する、再構成不能アンテナシステムに比較して、受信機にＲＣＰＡ‐１を使用する同一の２Ｘ２ＭＩＭＯに対して、およびＳＮＲ＝５ｄＢである、すべての可能な構成に対してチャネルを推定し尽した後にアンテナ構成を選択するＲＣＰＡ系（提案・相対・標準（ｎｐ‐ＣＳＩ））に対して、容量向上率が、広がり角（ＡＳ）の関数として示されている。

【００６２】

図９には、提案の選択方式によって達成可能なチャネル容量が、ＳＮＲ＝５ｄＢについて、受信機のみにＲＣＰＡｓを使用する２Ｘ６ＭＩＭＯ系に対して求められている。ＭＩＭＯ系構成が、表Ｖに示されている。この場合に、Ｒｏｇｅｒｓ社のＲＴ‐ｄｕｒｏｉｄ５８８０基板（ＲＣＰＡ‐１）に構築された、３つのＲＣＰＡが、複数波長の空間間隔を有して、互いに無相関であるように、受信機で使用されている。次いで、ＴＭ２１、ＴＭ３１、およびＴＭ４１のモード間を切り替えが可能なＲＣＰＡを使用して、合計で１０の可能なアレイ構成を、受信機において（Ｐ＝１０２）選択することができる。送信機において、ＲＴＸ＝Ｉを仮定する。アンテナ構成数が、２Ｘ２ＭＩＭＯの場合よりも大きい（ここでは、Ｐ＝３）ので、提案の選択方式を使用して達成可能な容量向上はより大きい。向上は、ほとんど２０％である。上記で説明したように、アレイ構成の数が大きいほど、チャネル伝達行列の検出は悪化し、したがって、チャネル容量が悪化する。この問題は、アレイ構成の数とは無関係に、単一アンテナ構成に対してチャネルを推定する必要のある、提案の選択方式によって対処される。

【表５】

	2×2 MIMO系	2×6 MIMO系
RCPAタイプ	RCPA-1	RCPA-1
アレイ構成状態 (P)	3	10
$\mu_{proposed\,algorithm}$	6%	11%
$\alpha_{proposed\,algorithm}$	0.44	0.58
$\mu_{standard\,algorithm}$	10%	20%
$\alpha_{standard\,algorithm}$	0.61	0.88

表Ｖ

ＭＩＭＯ系構成

【００６３】

ＢＥＲについての、提案の構成選択アルゴリズム性能の解析を、受信機にＲＣＰＡ‐１を使用する２Ｘ２ＭＩＭＯ系に対して実施した。考慮された変調方式は、追加の符号化を用いない、ＢＰＳＫである。ＢＥＲ値は、２Ｘ２ＭＩＭＯ系を含む、２単入力単出力（ＳＩＳＯ）リンクの受信機における完全な非結合化（decoupling）を仮定して計算された。

【００６４】

提案のアルゴリズムは、各構成に対してチャネルを推定し尽くした後にアンテナ構成を選択する、標準選択アルゴリズムと比較して、相当のゲインを達成する。提案のアルゴリズムを使用すると、チャネルは、標準アルゴリズムによるよりも、良好に推定される。具体的には、提案のアルゴリズムにおいては、トレーニングシーケンスは、すべての可能なアレイ構成に対してチャネルを推定するために割り当てられる代わりに、単一のアンテナ構成に対してチャネルを推定するように、全体が割り当てられている。この効果は、完全チャネル推定（標準アルゴリズムｐ‐ＣＳＩ）を備える系のＢＥＲ曲線と、不完全チャネル推定（提案のアルゴリズムｎｐ‐ＣＳＩおよび標準アルゴリズムｎｐ‐ＣＳＩ）を備える系のＢＥＲ曲線とを比較することによってより良好に観測することができる。

【００６５】

標準アルゴリズムとは異なり、提案の構成選択方式は、単一アンテナ構成に対してチャンネルを推定し、したがって、チャネル推定の品質は、アレイ構成の数とは無関係に同じままとなる。しかしながら、提案のアルゴリズムを使用する系のダイバーシティ次数は、標準アルゴリズムを使用する系と比較して、劣化する。このダイバーシティ次数劣化は、提案の選択アルゴリズムが、各特定のチャネル実現例に対して、最適のアンテナ構成を選択せず、通信リンクのスペクトル効率を、平均して、増大させるアンテナ構成を選択することによるものである。

【００６６】

図１０（ａ）において、ＢＥＲ対ＳＮＲが、受信機にＲＣＰＡ‐１を備える、２Ｘ２ＭＩＭＯ系に対して示されており、この系は、（ｉ）不完全チャネル推定の影響を含む、提案の選択方式（提案のアルゴリズムｎｐ‐ＣＳＩ）、（ｉｉ）不完全チャネル推定の影響を含む、すべての可能な構成に対してチャネルを推定した後に、アンテナ構成を選択するアルゴリズム（標準ｎｐ‐ＣＳＩ）、および（ｉｉｉ）完全チャネル推定を仮定する標準アルゴリズム（標準ｐ‐ＣＳＩ）を使用する。非完全チャネル推定を仮定する異なるモードで動作している、再構成不能円形パッチアンテナに対するＢＥＲ曲線は、ＡＳ＝１０°において報告されている。

【００６７】

図１０（ｂ）において、同一のＢＥＲ曲線が、６０°の広がり角に対して示されている。各構成に対してチャネルを推定し尽くした後にアンテナ構成を選択する系と比較して、同様の利得が、提案のアルゴリズムを使用して達成される。しかしながら、図１０（ａ）の場合と異なり、高ＡＳにおいて、提案のアルゴリズムは常に構成ＴＭ２１を選択することが見て取れる。ＴＭ２１は、上記の結果によれば、平均して、その他の構成より優れた性能を示すことを思い出されたい。また、高ＡＳにおいて、ＢＥＲ曲線傾斜は、すべての異なる構成に対して、同等のままであり、したがって異なる構成によってもたらされるダ

イバーシティのレベルは同等である。ダイバーシティレベルはまた、提案のアルゴリズム（提案のアルゴリズムｎｐ‐ＣＳＩ）および標準アルゴリズム（標準アルゴリズムｎｐ‐ＣＳＩ）に対して、ＢＥＲ曲線の傾向に影響を与える。図１０（ａ）の結果とは異なり、高ＡＳにおいて、ＢＥＲ曲線傾斜はまた、両系に対して同等であり、したがって、高ＡＳにおいて、２つの系は、同等のダイバーシティ次数によって特徴づけられる。

【００６８】

図１３に示すルックアップテーブルの群（アレイ構成毎に１つのルックアップテーブル）は、無線チャネルの統計モデル（例えば、クラスタードチャネルモデル）と一緒に、受信機における再構成可能アンテナアレイの放射パターンを使用して、事前計算されている。ＲＣＰＡ放射パターンおよびクラスタードチャネルモデルは、どちらのアレイ構成が、ＳＮＲの特定の範囲およびパワー角スペクトルの広がり角に対して、最高のチャネル容量を達成するかを判定するのに使用される（図５および６を参照）。この情報は、図１３のルックアップテーブルの群を構築するのに使用される。ＳＮＲおよびD_{λ}は、受信機においてアレイ構成を選択するための、ルックアップテーブルの入力項として使用される。アンテナアレイ構成を設定することは、放射パターンの形状、放射パターンの偏波、および／またはアレイ素子とアンテナアレイとの間の間隔に影響を与える。送信電力は、アレイ素子の間に均等に分布させるか、または送信機アンテナアレイの素子の間で、適応的に分布させることができる。

【００６９】

ルックアップテーブルの群が、処理ユニットに記憶される。受信機でのアレイ構成が構成ＴＭ２１に設定されていると仮定して、処理ユニットは以下のアルゴリズムを実行する。

シナリオ１：

１．受信機がＮ個のデータパケットの受信を待機する。

２．最後のＮ個のデータパケットを使用して、受信空間相関行列R_{R}およびＳＮＲを測定するとともに、D_{λ}を計算する。図１３の場合には、ＳＮＲ＝６．５ｄＢ、D_{λ}＝２７である。

３．構成ＴＭ２１が使用中であるので、処理ユニットは、ルックアップテーブルの群から、「基準構成TM_{21}」用のルックアップテーブルを選択する（図１３を参照）。

４．ＳＮＲの値は、選択されたルックアップテーブルに示された最も近い整数に四捨五入される。図１３の場合には、ＳＮＲ＝５ｄＢである。

５．受信機において使用されるアレイ構成を定義するために、ＳＮＲ＝５ｄＢおよびD_{λ}＝２７が、選択されたルックアップテーブルの入力として使用される。この場合に、構成TM_{31}が選択される。

６．構成TM_{31}が、通信リンクの受信機において設定され、アルゴリズムは１から再び開始される。

【００７０】

処理ユニットが６つのステップのすべてを完了した後で、アンテナ構成が変わらない場合には、上記の例からの変形形態は以下のようになる。

シナリオ２：

１．受信機がＮ個のデータパケットの受信を待機する。

２．最後のＮ個のデータパケットを使用して、受信空間相関行列R_{R}およびＳＮＲを測定するとともに、D_{λ}を計算する。この場合には、ＳＮＲ＝６．５ｄＢ、D_{λ}＝５である。

３．構成TM_{21}が使用中であるので、処理ユニットは、ルックアップテーブルの群から、「基準構成TM_{21}」用のルックアップテーブルを選択する（図１３を参照）。

４．ＳＮＲの値は、選択されたルックアップテーブルに示された最も近い整数に四捨五入される。この場合には、ＳＮＲ＝５ｄＢである。

５．受信機において使用されるアレイ構成を定義するために、ＳＮＲ＝５ｄＢおよびD_{λ}＝５は、選択されたルックアップテーブルの入力として使用される。この場合には、構

成TM_{21}が選択される。
６．構成TM_{21}が、通信リンクの受信機において維持される。
７．受信機は１個のデータパケットの受信を待機する。
８．最後のＮ個のデータパケットを使用して、R_RおよびＳＮＲを測定するとともに、D_λを計算する。この場合には、ＳＮＲ＝６．５ｄＢ、D_λ＝２７である。
９．構成TM_{21}が使用中であるので、処理ユニットは、ルックアップテーブルの群から、「基準構成TM_{21}」用のルックアップテーブルを選択する（図１３を参照）。
１０．ＳＮＲの値は、選択されたルックアップテーブルに示された最も近い整数に四捨五入される。この場合には、ＳＮＲ＝５ｄＢである。
１１．、受信機において使用されるアレイ構成を定義するために、ＳＮＲ＝５ｄＢおよびD_λ＝５は選択されたルックアップテーブルの入力として使用される。この場合に、構成TM_{31}が選択される。
１２．構成TM_{31}が、通信リンクの受信機において設定され、アルゴリズムはシナリオ１のステップ１から再び開始される。

【００７１】

再構成可能アンテナ系が送信機および受信機において使用される場合には、受信機および送信機の両方が処理ユニットを有することになる。構成TM_{21}が、送信機および受信機において最初に使用されると仮定すると、シナリオ１は以下のように変わる。

シナリオ３．Ａ（ＲＸおよびＴＸ）：

１．受信機がＮ個のデータパケットの受信を待機する。
２．最後のＮ個のデータパケットを使用して、受信機においてR_R、R_TおよびＳＮＲを測定する。受信機におけるD_λはR_Rから計算されるのに対して、送信機のD_λはR_Tから計算される。この場合には、受信機でのＳＮＲ＝６．５ｄＢであり、受信機においてD_λ＝２７、送信機においてD_λ＝５２である。
３．受信機は、フィードバックチャネルを介して、情報D_λ＝５２を送信機処理ユニットに送る。
４．最後の送信されたＮ個のデータパケットを使用して、送信機においてＳＮＲを測定する。この場合には、送信機においてＳＮＲ＝２５ｄＢである。
５．構成TM_{21}が送信機および受信機において使用中であるので、送信機および受信機の処理ユニットは、ルックアップテーブルの群から、「基準構成TM_{21}」用のルックアップテーブルを選択する（図１３を参照）。
６．ＳＮＲの値は、選択されたルックアップテーブルに示された最も近い整数にまとめられる。この場合に、受信機においてＳＮＲ＝５ｄＢ、送信機においてＳＮＲ＝２５ｄＢである。
７．受信機において使用されるアレイ構成を定義するために、ＳＮＲ＝５ｄＢおよびD_λ＝２７は、受信機における選択されたルックアップテーブルの入力として使用される。この場合には、構成TM_{31}が選択される。
８．送信機において使用されるアレイ構成を定義するために、ＳＮＲ＝５ｄＢおよびD_λ＝５２は、送信機におけるルックアップテーブルの入力として使用される。この場合には、構成TM_{41}が選択される。
９．構成TM_{31}が通信リンクの受信機において設定されるのに対して、構成TM_{41}が送信機において設定されて、アルゴリズムは１から再び開始される。

【００７２】

ユーザ選好に応じて、以下の変形形態を実装することも可能である。

シナリオ３．Ｂ（ＲＸおよびＴＸ）

１．受信機がＮ個のデータパケットの受信を待機する。
２．最後のＮ個のデータパケットを使用して、R_RおよびＳＮＲを測定するとともに、D_λを計算する。この場合には、ＳＮＲ＝６．５ｄＢ、D_λ＝２７である。
３．構成TM_{21}が使用中であるので、処理ユニットは、ルックアップテーブルの群から、「基準構成TM_{21}」用のルックアップテーブルを選択する（図１３を参照）。

４．ＳＮＲの値は、選択されたルックアップテーブルに示された最も近い整数に四捨五入される。この場合には、ＳＮＲ＝５ｄＢである。

５．受信機において使用されるアレイ構成を定義するために、ＳＮＲ＝５ｄＢおよびD_{λ}＝２７は、選択されたルックアップテーブルの入力として使用される。この場合に、構成$TM_{3\ 1}$が選択される。

６．構成$TM_{3\ 1}$が、通信リンクの受信機において設定されるのに対して、送信機はまだ構成$TM_{2\ 1}$を使用している。

７．送信機は、他のＭ個のデータパケットを送る。

８．受信機は、これらのＭ個のデータパケットの受信を待機する。

９．最後のＭ個のデータパケットを使用して、R_Tを測定するとともに、送信機におけるD_{λ}を計算する。この場合には、送信機においてD_{λ}＝５２である。

１０．受信機は、フィードバックチャネルを介して、情報D_{λ}＝５２を送信機処理ユニットに送る。

１１．最後の送信されたＭ個のデータパケットを使用して、送信機においてＳＮＲを測定する。この場合には、送信機においてＳＮＲ＝２５ｄＢである。

１２．送信機において構成$TM_{2\ 1}$が使用中であるので、送信機処理ユニットは、ルックアップテーブルの群から、「基準構成$TM_{2\ 1}$」用のルックアップテーブルを選択する（図１３を参照）。

１３．ＳＮＲの値は、選択されたルックアップテーブルに示された最も近い整数に四捨五入される。この場合には、送信機においてＳＮＲ＝２５ｄＢである。

１４．送信機において使用されるアレイ構成を定義するために、ＳＮＲ＝２５ｄＢおよびD_{λ}＝５２は、送信機における選択されたルックアップテーブルの入力として使用される。この場合に、構成$TM_{4\ 1}$が選択される。

１５．構成$TM_{4\ 1}$が送信機において設定され、アルゴリズムは１から再び開始される。

【００７３】

なお、シナリオ２の変形形態は、シナリオ３．Ａおよびシナリオ３．Ｂに適用可能であることに留意されたい。上記の例においては、D_{λ}およびＳＮＲを入力として使用するルックアップテーブルが、送信機／受信機において使用されるアンテナ構成を決定するのに使用された。上記のように、D_{σ}およびＤＳのような、その他のパラメータを、これらのルックアップテーブルの入力として使用することができる。次いで、上記の例を、図１４に示すものと類似の表を使用して修正することができる。

【００７４】

提案のアルゴリズムを採用する系のダイバーシティ次数は、標準構成選択アルゴリズムを採用する系の上界と、再構成可能アンテナを使用しない系の下界との間に入る。他方で、提案のアルゴリズムによって、標準構成選択方式よりも、良好なチャネル推定（したがって、より高い受信機ＳＮＲ）が可能になることが見て取れる。

【００７５】

なお、アンテナ構成を選択するための提案の方法は、無線通信システムとは無関係に、ＭＩＭＯ系、ＳＩＭＯ系およびＭＩＳＯ系における多素子再構成可能アンテナに使用することができることに留意されたい。この選択アルゴリズムの利用することのできる、見込みのある無線通信システムは、無線ローカルエリアネットワーク、無線パーソナルエリアネットワーク、無線アドホックネットワーク、センサネットワーク、無線ボディエリアネットワーク、レーダシステム、衛星通信ネットワーク、３Ｇおよび４Ｇセルラーネットワーク、ならびにビームフォーミング伝送方式、空間多重化方式、または空間時間ダイバーシティ伝送方式を使用する無線通信システムである。

【００７６】

一態様においては、ルックアップテーブルを構築するのにチャネルモデルを使用する方法は、個別の用途に基づいて適切に選択する必要がある。そのようなシステムの部分は、複数の再構成可能素子を備える、送信機アンテナアレイおよび（線形および非線形の受信

機の両方を使用することができる）受信機アンテナアレイ；選択ソフトウエアを実装し、ルックアップテーブルを作成するプロセッサ；データパケットを介してプロセッサから受信した構成データに基づいて、構成を調整するのに使用される、ＰＩＮダイオード、ＭＥＭＳスイッチ、ＦＥＴトランジスタ、可変インダクタおよび／または可変キャパシタを含む。図１２、１３および１４のルックアップテーブルに報告した値は、例えば、論文Ｖ．Ｅｒｃｅｇら著、"TGn Channel models," IEEE 802.11.03/9490r4, 2004に記載されているように、インドアＭＩＭＯ無線ローカルエリアネットワーク用に定義された電磁クラスタードチャネルモデルを使用して求めた。無線チャネルモデルは、ルックアップテーブルに使用される値を求めるために、特定の用途を参照して選択する必要がある。

【００７７】

本発明を特定の態様を参照して説明してきたが、これらの説明は、本発明を例証するためのものであり、本発明を限定するものとは解釈すべきではない。当業者は、添付の特許請求の範囲によって定義される本発明の趣旨と範囲から逸脱することなく、様々な変更および応用を思いつくであろう。

【００７８】

したがって、例証された態様は、例示としての目的だけで記載されたものであること、およびそれが以下の特許請求の範囲によって定義される本発明を限定するものとは解釈すべきではないことを理解すべきである。例えば、請求項の要素がある組合せにおいて以下に記載されているにもかかわらず、本発明は、そのような組合せに最初に記載されていないときでも、上記に開示されている、より少数、多数、または異なる要素のその他の組合せを含むことを、明確に理解すべきである。請求された組合せにおいて２つの要素が組み合されるという教示は、２つの要素が互いに組み合わされずに、単独で使用されるか、またはその他の組合せで組み合わせることのできる、組合せの請求も可能にするものであると、さらに理解されるべきである。本発明の開示された任意の要素の摘出は、本発明の範囲の含まれるものと、明白に意図される。

【００７９】

本明細書において、本発明およびその様々な態様を記述するのに使用される用語は、一般的に定義される趣旨の意味だけではなく、本明細書構造における専用の定義によって、一般的に定義される趣旨の範囲を超える、材料または作用の意味においても、理解されるべきである。すなわち、要素が、本明細書の文脈において、２つ以上の趣旨を含むものと理解される場合には、請求項におけるその使用は、明細書または用語それ自体に支持される、すべての可能な趣旨を総称するものであると理解されるべきである。

【００８０】

以下の請求の範囲の用語または要素の定義は、したがって、本明細書において、文字通り記載される要素の組合せだけでなく、実質的に同等の結果を得るために実質的に同等な方法で、実質的に同等な機能を実施するための、すべての均等な構造、材料または作用を含めて定義されている。この意味で、２つまたは３つ以上の要素の同等な代用を、以下の請求の範囲における要素の任意の１つに対して行うか、または請求項内の２つまたは３つ以上の要素を単一の要素で代用することもできる。上記では要素は、ある組合せにおいて作用していると記述され、さらに最初にそのように請求されている場合があるが、場合よっては、請求の組合せから１つまたは２つ以上の要素を、その組み合わせから摘出してもよいこと、および請求された組合せが、サブコンビネーションまたはサブコンビネーションの変形形態を対象にしてもよいことを明確に理解されるべきである。

【００８１】

現在わかっている、または後に考案される、当業者が見て特許請求の主題からの軽微な変更は、本請求の範囲に均等に含まれるものと明確に考慮される。したがって、現在または後に当業者に知られる、明白な置換は、定義された要素の範囲に含まれるものと定義される。

【００８２】

特許請求の範囲は、上記に具体的に図示されて記述されたもの、概念的に均等なもの、

明白に置換され得るもの、また本発明の本質的な理念を具体化するものを含むものと理解される。

【図１】

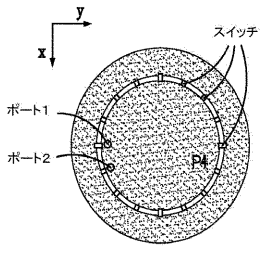


図1A

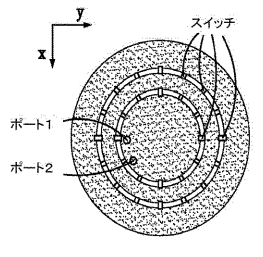


図1B

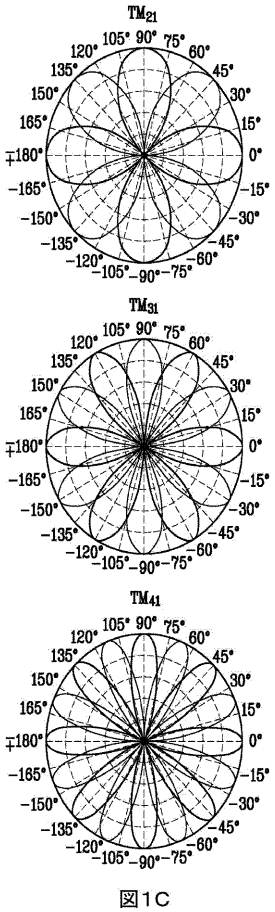


図1C

【図２】

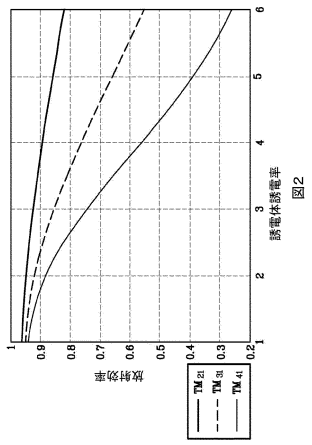


図2

【図３】

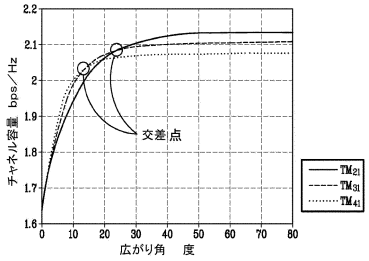


図3A

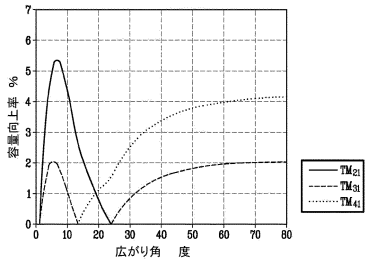


図3B

【図４】

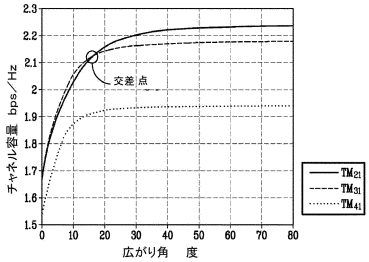


図4A

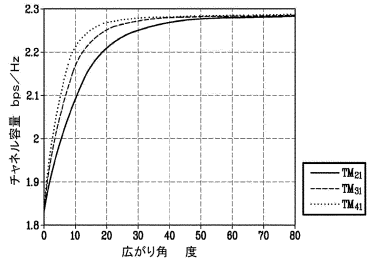


図4B

【図５】

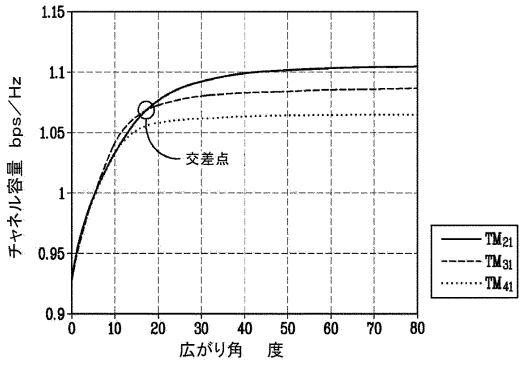


図5A

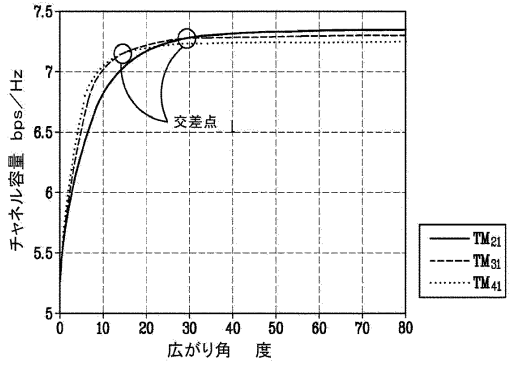


図5B

【図６】

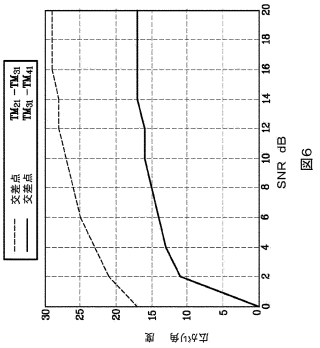
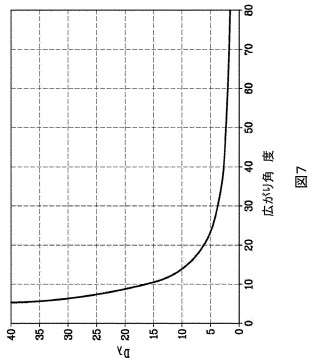
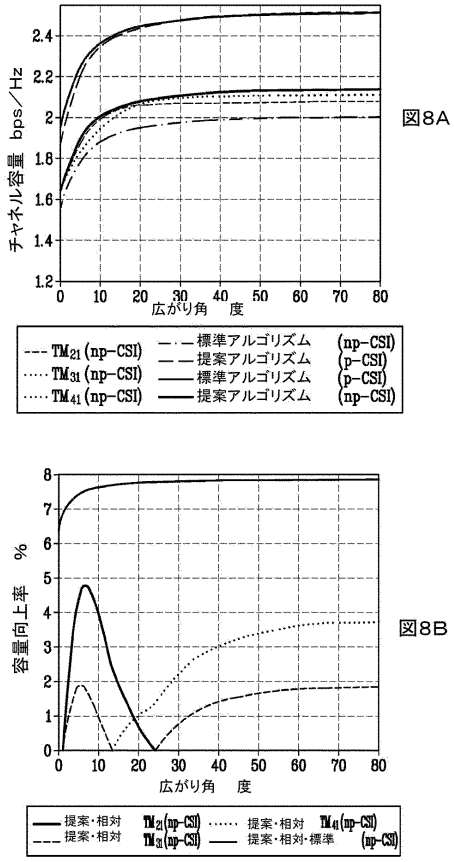


図6

【図７】


広がり角 度
図7

【図８】


チャネル容量 bps／Hz
広がり角 度
TM21 (np-CSI)
TM31 (np-CSI)
TM41 (np-CSI)
標準アルゴリズム (np-CSI)
提案アルゴリズム (np-CSI)
標準アルゴリズム (p-CSI)
提案アルゴリズム (np-CSI)
図8A
容量向上率 %
広がり角 度
提案・相対 TM21(np-CSI)
提案・相対 TM31(np-CSI)
提案・相対 TM41(np-CSI)
提案・相対・標準 (np-CSI)
図8B

【図９】

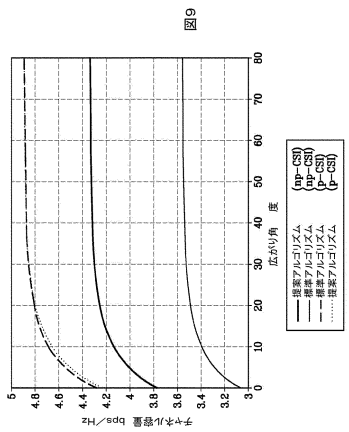


図9
広がり角 度
標準アルゴリズム (np-CSI)
提案アルゴリズム (np-CSI)
標準アルゴリズム (p-CSI)
提案アルゴリズム (p-CSI)

【図１０Ａ】

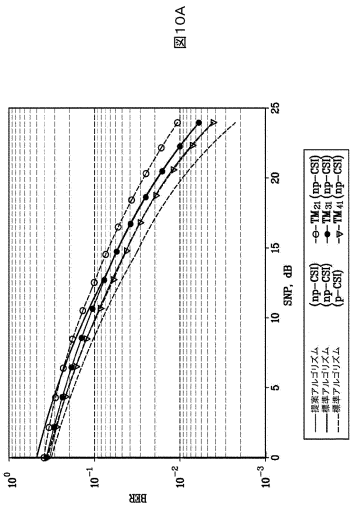
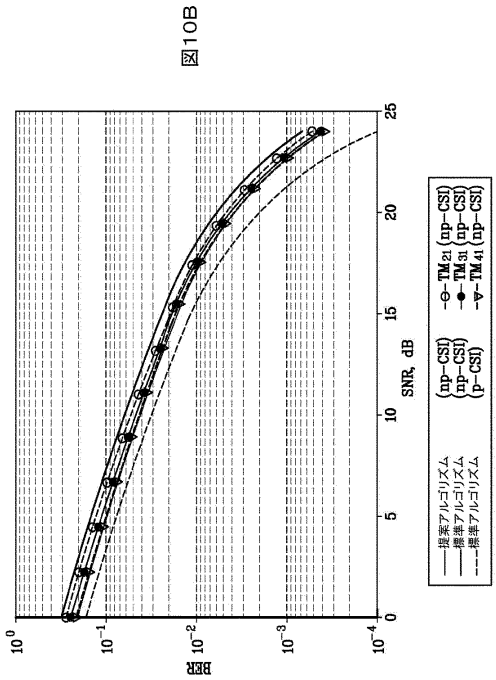


図10A
SNR, dB
BER
標準アルゴリズム (np-CSI)
提案アルゴリズム (np-CSI)
標準アルゴリズム (p-CSI)
TM21 (np-CSI)
TM31 (np-CSI)
TM41 (np-CSI)

【図１０Ｂ】



【図１１】

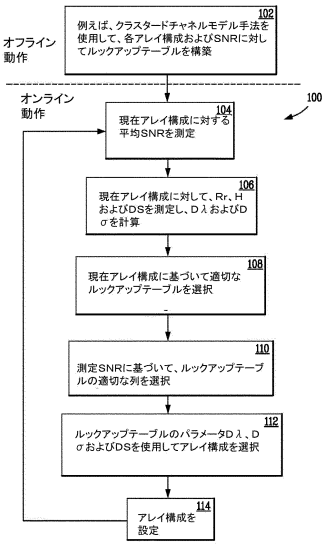


図11

【図１２】

D_λ \ SNR	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
(40, ∞)	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(30, 40]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(25, 35]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(20, 25]	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}
(15, 20]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(10, 15]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(7, 10]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}
(4, 7]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}
(1, 4]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}

図12

【図１３】

図13

基準構成31

D_λ \ SNR	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
(50, ∞)	TM_{21}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(35, 50]	TM_{21}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(25, 35]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(20, 25]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(15, 20]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}
(10, 15]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(5, 10]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(3, 5]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(1, 3]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}

基準構成21

D_λ \ SNR	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
(40, ∞)	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(30, 40]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(25, 35]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(20, 25]	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}
(15, 20]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(10, 15]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(7, 10]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}
(4, 7]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}
(1, 4]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}

基準構成41

D_λ \ SNR	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
(50, ∞)	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(35, 50]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(25, 35]	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(20, 25]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(15, 20]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}
(10, 15]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}
(5, 10]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(3, 5]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(1, 3]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}

【図１４Ａ】

SNR / D_σ	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
(50,∞)	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(35, 50]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(25, 35]	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(20, 25]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(15, 20]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}
(10, 15]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}
(5, 10]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(3, 5]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(1, 3]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}

図14A

【図１４Ｂ】

SNR / DS [dB]	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
(0, 10]	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(10, 14]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(14, 17]	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(17, 19]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}
(15, 20]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}
(19,∞]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}

図14B

フロントページの続き

(72)発明者　ダミーコ，ミケーレ
イタリア共和国　アイ－２０１１　ミラノ、ヴィア　キャンピグリオ　１３
(72)発明者　ダンデカー，カピール，アール.
アメリカ合衆国　ペンシルヴェニア州　１９１４６、フィラデルフィア、ペンバートン　ストリート　１９２１

審査官　角田　慎治

(56)参考文献　特開２００６－１５７１２９（ＪＰ，Ａ）
特表２００８－５２７９５０（ＪＰ，Ａ）
特表２００７－５２２６８６（ＪＰ，Ａ）
特表２００８－５２９３１９（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｈ０１Ｑ　１／００－２５／０４
Ｈ０４Ｂ　７／００－７／１２