

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2007-214956

(P2007-214956A)

(43) 公開日 平成19年8月23日(2007.8.23)

(51) Int. Cl.		F I		テーマコード (参考)
H04J 15/00	(2006.01)	H04J 15/00		5K022
H04Q 7/36	(2006.01)	H04B 7/26	105D	5K067

審査請求 未請求 請求項の数 1 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2006-33583 (P2006-33583)	(71) 出願人	000004226
(22) 出願日	平成18年2月10日 (2006.2.10)		日本電信電話株式会社
			東京都千代田区大手町二丁目3番1号
		(74) 代理人	100064908
			弁理士 志賀 正武
		(74) 代理人	100108453
			弁理士 村山 靖彦
		(72) 発明者	太田 厚
			東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
			本電信電話株式会社内
		(72) 発明者	鷹取 泰司
			東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
			本電信電話株式会社内

最終頁に続く

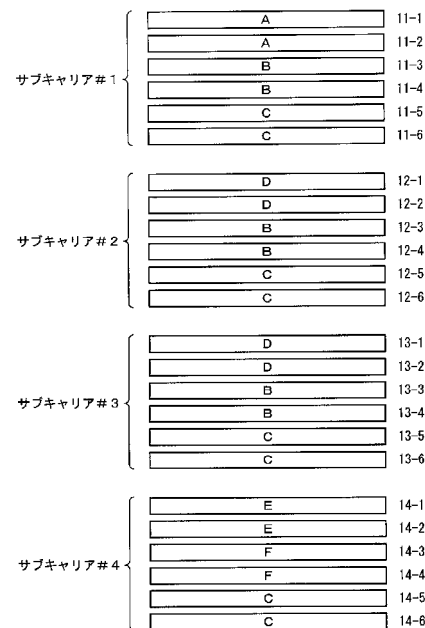
(54) 【発明の名称】 無線通信方法

(57) 【要約】

【課題】 マルチユーザMIMO通信において、基地局から各端末局へ送信するデータペイロード長にばらつきがある場合でも、効率的に空間多重を行う。

【解決手段】 基地局は、複数の端末局の中から同時に空間多重する通信相手局として選択した複数の端末局について、該端末局毎の送信データ長および通信に用いる空間多重数ならびに各信号系列の伝送速度情報を取得する。そして、宛先となる端末局毎に、空間多重数を考慮した総合的な伝送速度で送信データ長を除算した値すなわち換算情報量を算出した後、宛先となる全端末局に渡り、この算出した換算情報量の総和を算出する。続いて、算出した換算情報量の総和に対する各端末局の換算情報量の比率を求め、算出した比率をもとに端末局毎の利用サブキャリア数を算出し、算出された利用サブキャリア数にしたがって端末局毎のサブキャリアへの割り当てを実施し、このサブキャリア割り当てに従ってデータ送信を実施する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ひとつの第 1 の無線局と複数の第 2 の無線局により構成され、該第 1 の無線局は複数本のアンテナで構成される第 1 のアンテナ群を備え、該第 2 の無線局は複数本のアンテナで構成される第 2 のアンテナ群を備え、前記第 1 の無線局の前記第 1 のアンテナ群および前記第 2 の無線局の全てまたはその一部の備える前記第 2 のアンテナ群により構成される M I M O (Multiple Input Multiple Output) チャンネルを介して複数の信号系統を同一周波数チャンネルおよび同一時刻に空間多重して M I M O 通信する無線通信システムにおける無線通信方法であって、

前記第 1 の無線局が、

10

前記複数の第 2 の無線局の中からその全てまたはその一部の無線局を同時に空間多重する通信相手局として選択する選択ステップと、

前記選択ステップにおいて選択された複数の第 2 の無線局に対し、該第 2 の無線局毎の送信データ長および通信に用いる空間多重数ならびに各信号系列の伝送速度情報を取得する情報取得ステップと、

前記情報取得ステップにおいて取得した送信データ長および空間多重数ならびに伝送速度情報を用いて、前記選択ステップにおいて選択された宛先となる第 2 の無線局毎に、空間多重数を考慮した総合的な伝送速度で送信データ長を除算した値すなわち換算情報量を算出する換算情報量算出ステップと、

前記選択ステップにおいて選択された宛先となる全第 2 の無線局に渡り、前記換算情報量算出ステップにおいて算出した前記換算情報量の総和を算出する総和算出ステップと、

20

前記換算情報量算出ステップにおいて算出した換算情報量と、前記総和算出ステップにおいて算出した換算情報量の総和とを用いて、換算情報量の総和に対する各第 2 の無線局の換算情報量の比率を求める比率算出ステップと、

前記比率算出ステップにおいて算出した比率をもとに前記第 2 の無線局毎の利用サブキャリア数を算出する利用サブキャリア数算出ステップと、

前記利用サブキャリア数算出において算出された利用サブキャリア数に従って、前記第 2 の無線局毎のサブキャリアへの割り当てを実施する割当ステップと、

前記割当ステップにおいて実施されたサブキャリア割り当てに従ってデータ送信を実施する送信ステップと

30

を有することを特徴とする無線通信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、同一の周波数チャンネルを用い、異なる複数の送信アンテナより独立な信号系列を空間多重して送信し、複数の受信アンテナを用いて信号を受信し、各送受信アンテナ間の伝達関数行列をもとに受信局側でデータの復調を行う M I M O (Multiple-Input Multiple-Output) 通信を実現する高速無線アクセスシステムにおいて、ひとつの無線局と他の複数の無線局が同時に且つ同一周波数チャンネル上で空間多重して通信を行うマルチユーザ M I M O 通信技術を用いた無線通信方法に関する。

40

【背景技術】

【0002】

近年、2.4GHz 帯または 5GHz 帯を用いた高速無線アクセスシステムとして、IEEE 802.11g 規格、IEEE 802.11a 規格などの普及が目覚ましい。これらのシステムでは、マルチパスフェージング環境での特性を安定化させるための技術である直交周波数分割多重 (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 変調方式を用い、最大で 54Mbps の伝送速度を実現している。ただし、ここでの伝送速度とは物理レイヤ上での伝送速度であり、実際には MAC (Medium Access Control) レイヤでの伝送効率が 50 ~ 70 % 程度であるため、実際のスループットの上限値は 30Mbps

50

s 程度である。一方で、有線 LAN (Local Area Network) の世界では Ethernet (登録商標) の 100 Base-T インタフェースをはじめ、各家庭にも光ファイバを用いた FTT H (Fiber to the home) の普及から、100 Mbps の高速回線の提供が普及しており、無線 LAN の世界においても更なる伝送速度の高速化が求められている。

【0003】

そのための技術としては、MIMO 技術が有力である。この MIMO 技術とは、送信局側において複数の送信アンテナから同一チャネル上で異なる独立な信号を送信し、受信局側において同じく複数のアンテナを用いて信号を受信し、各送信アンテナ / 受信アンテナ間の伝達関数行列を求め、この行列を用いて送信局側の各アンテナから送信した独立な信号を受信側で推定し、データを再生するものである。

10

【0004】

ここで、N 本の送信アンテナを用いて N 系統の信号を送信し、M 本のアンテナを用いて信号を受信する場合を考える。まず、送受信局の各アンテナ間には $M \times N$ 個の伝送のパスが存在し、第 i 送信アンテナから送信され第 j 受信アンテナで受信される場合の伝達関数を $h_{j,i}$ とし、これを第 (j, i) 成分とする M 行 N 列の行列を H と表記する。さらに、第 i 送信アンテナからの送信信号を t_i とし ($t_1, t_2, t_3, \dots, t_N$) を成分とする列ベクトルを T_x 、第 j 受信アンテナでの受信信号を r_j とし ($r_1, r_2, r_3, \dots, r_M$) を成分とする列ベクトルを R_x 、第 j 受信アンテナの熱雑音を n_j とし ($n_1, n_2, n_3, \dots, n_M$) を成分とする列ベクトルを n と表記する。

この場合、以下の関係式が成り立つ。

20

【0005】

【数 1】

$$R_x = H T_x + n \quad \dots (式 1)$$

【0006】

したがって、受信局側で受信した信号 R_x をもとに、送信信号 T_x を推定する技術が求められている。

【0007】

この MIMO 通信においては、伝搬路の情報を利用して、その伝搬路に対して最適な状態で信号を送信することにより、最も効率的に通信を行うことができる。例えば、特許文献 1 等に記載された固有モード SDM (Space Division Multiplexing) 方式を用いた MIMO 伝送においては、信号の伝送方向の MIMO チャネルの伝達関数行列 H を送信局側で取得できた場合に、この伝達関数行列に対応した送信信号の最適化を行う。具体的には、伝達関数行列 H とそのエルミート共役な行列 H^H (右肩の「H」の記号はエルミート共役を表す) の積を対角化可能なユニタリ行列 U を取得し、このユニタリ行列で送信信号を変換して信号を送信する。このユニタリ変換行列 U と伝達関数行列 H の間には以下の関係式が成り立つ。

30

【0008】

【数 2】

$$U^H H^H H U = A \quad \dots (式 2)$$

40

【0009】

ここで、右辺の行列 A は対角成分のみが値を持ち、その他の成分がゼロである対角行列である。この様な特徴を持つユニタリ行列 U を列ベクトル T_x に作用させて信号を送信することにより、(式 1) は以下の (式 3) の様に変換される。

【0010】

【数 3】

$$R_x = H(U T_x) + n \quad \dots (式 3)$$

【0 0 1 1】

この変換により、送信信号はMIMOチャネル毎に直交化され、受信側での処理において簡易なZF (Zero Forcing) 方式を用いた場合であっても、各送信信号をMIMOチャネル毎のSNR特性が良好になるように調整される。また、このユニタリ行列の各列ベクトルは、送信信号である列ベクトル T_x を各送信アンテナに分配する際の各アンテナに乗算する係数（以降、「送信ウエイト」と呼ぶ）で構成される。また送信ウエイトで構成される列ベクトルを送信ウエイトベクトルと呼ぶ。この送信ウエイトベクトルを用いることで、各MIMOチャネル毎に直交したビーム形成を行い、それぞれのビーム（固有ビーム）に相当するチャネルの利得がその固有ベクトルの固有値となる。したがって、全MIMOチャネルのチャネル容量Cの上限は以下の（式4）で与えられる。

10

【0 0 1 2】

【数 4】

$$C = \sum_i B \log_2 \{ 1 + (\lambda_i \times P_i / \sigma^2) \} \quad \dots (式 4)$$

ここでBは帯域幅、 P_i は第i番のMIMOチャネルの総送信電力、 λ_i は第i固有値、 σ^2 は雑音電力の分散値を意味する。この式から、どの程度の伝送レートの伝送モード（ここではQPSK, 64QAM等の変調方式と誤り訂正の符号化率の組み合わせにより規定されるモードを「伝送モード」と定義する）を適用可能か、またさらにどの程度の数のMIMOチャネルを多重化できるかが推定できる。

20

【0 0 1 3】

ちなみに、（式4）の中の送信電力 P_i は全てのMIMOチャネルに共通の値である必要はなく、また各MIMOチャネル毎に伝送モードを変更しても構わない。一般に、注水定理と呼ばれる手法を用いることでこの P_i の値を最適化することが可能である。この中で、 $P_i = 0$ となるMIMOチャネルが存在した場合、そのチャネルは実際の伝搬には用いずに、他のMIMOチャネルに電力を配分した方が効率的であることを意味している。つまり、MIMOの多重数を元々の上限値よりも少なく設定することになる。この様にして、多重化するMIMOチャネルの最適値を判断することも可能である。

30

【0 0 1 4】

以上の固有モードSDM技術は、送信側で指向性を持った送信ビームを形成し、空間上で多重化する信号を受信側で効率的に信号分離できるようにするものである。ここで、通常のMIMO通信、すなわちひとつの送信局とひとつの受信局の間で通信を行うをシングルユーザMIMOと呼ぶ。無線LANや携帯電話等を例に見れば、基地局はサイズの比較的大きく、端末局側はポータブルな端末としてサイズは基地局よりも大幅に小さい。この様な小型端末の中に、MIMO通信のための複数のアンテナを実装しても、アンテナ間の距離が短く、アンテナ相関が非常に大きくなってしまう。この場合、（式4）における固有値 λ_i の値は小さくなる傾向にあり、実際に通信に利用できるMIMOチャネル数はそれほど多くはない。

40

【0 0 1 5】

この様なケースにおいて、ひとつひとつの端末との間では空間多重するMIMOチャネル数を少なくする一方、複数の異なる端末と同時に同一周波数チャネルで通信するマルチユーザMIMO通信が有効である。図3に、マルチユーザMIMOシステムの構成例を示す。同図において、101は基地局（BS: Base Station）、102～104は端末局（MS: Mobile Station）を示し、端末局102を端末局#1（MS1）、端末局103を端末局#2（MS2）、端末局104を端末局#3（MS3）とする。実際にひとつの基地局が収容する端末局数は多数であるが、その中の数局を選び出し（図では端末局#1～

50

3 (1 0 2 ~ 1 0 4))、通信を行う。

【 0 0 1 6 】

各端末局は基地局と比較して送受信アンテナ数が一般的に少ない。例えば基地局から端末局方向への通信（ダウンリンク）を行う場合を考える。基地局 1 0 1 は多数のアンテナを用いて、複数の指向性ビームを形成する。例えば、各端末局 # 1 ~ # 3 (1 0 2 ~ 1 0 4) に対してそれぞれ 3 つの M I M O チャンネルを割り当て、全体としては 9 系統の信号系列を送信する場合を考える。その際、端末局 # 1 (1 0 2) に対して送信する信号は、端末局 # 2 (1 0 3) および端末局 # 3 (1 0 4) 方向には指向性利得が極端に低くなるように調整し、この結果として端末局 # 2 (1 0 3) および端末局 # 3 (1 0 4) への干渉を抑制する。同様に、端末局 # 2 (1 0 3) に対して送信する信号は、端末局 # 1 (1 0 2) および端末局 # 3 (1 0 4) 方向には指向性利得が極端に低くなるように調整する。同様の処理を端末局 # 3 (1 0 4) にも施す。この様に指向性制御を行う理由は、例えば端末局 # 1 (1 0 2) においては、端末局 # 2 (1 0 3) および端末局 # 3 (1 0 4) で受信した信号の情報を知らないため、端末間での協調的な受信処理ができないからである。つまり、3 本しかない端末局 # 1 (1 0 2) のみの受信処理において、9 系統の全ての信号系列を信号分離することは非常に厳しい。そこで、各端末局には他の端末局宛の信号が受信されないように、送信側で干渉分離を事前に行う。

【 0 0 1 7 】

以上が既存のマルチユーザ M I M O システムの概要である。次に、指向性ビームの形成方法について、以下に説明を加える。例えば図 3 において、基地局 1 0 1 の第 j アンテナと端末局 # 1 (1 0 2) の第 1 受信アンテナとの間の伝達関数を h_{1j} と表記することにする。基地局 1 0 1 の $j = 1 \sim 9$ の全てのアンテナに関する伝達関数を用い、行ベクトル h_1 を $(h_{11}, h_{12}, h_{13}, \dots, h_{18}, h_{19})$ と表記する。同様に基地局 1 0 1 と端末局 # 1 (1 0 2) の第 2 受信アンテナ、第 3 受信アンテナとの伝達関数を h_{2j} および h_{3j} とし、対応する行ベクトル h_2 および h_3 を $(h_{21}, h_{22}, h_{23}, \dots, h_{28}, h_{29})$ 、 $(h_{31}, h_{32}, h_{33}, \dots, h_{38}, h_{39})$ とする。端末局 # 2 (1 0 3)、端末局 # 3 (1 0 4) の受信アンテナにも同様の連番をふり、行ベクトル $h_4 \sim h_9$ を $(h_{41}, h_{42}, h_{43}, \dots, h_{48}, h_{49}) \sim (h_{91}, h_{92}, h_{93}, \dots, h_{98}, h_{99})$ とする。加えて、基地局 1 0 1 が送信する 9 系統の信号を $t_1 \sim t_9$ と表記し、これを成分とする列ベクトルを $T \times [a \ 1 \ 1] = (t_1, t_2, t_3, \dots, t_8, t_9)^T$ と表記する。ここで、右肩の T の文字はベクトル、行列の転置を表す。また同様に、端末局 # 1 ~ # 3 (1 0 2 ~ 1 0 4) の 9 本のアンテナでの受信信号を $r_1 \sim r_9$ と表記し、これを成分とする列ベクトルを $R \times [a \ 1 \ 1] = (r_1, r_2, r_3, \dots, r_8, r_9)^T$ と表記する。最後に、行ベクトル $h_1 \sim h_9$ を第 1 から第 9 行成分とする行列を、全体伝達関数行列 $H [a \ 1 \ 1]$ と表記する。

【 0 0 1 8 】

この様に表記した場合、システム全体としては以下の関係式が成り立つ。

【 0 0 1 9 】

【 数 5 】

$$R_X^{[all]} = H^{[all]} T_X^{[all]} + n \quad \dots (式 5)$$

【 0 0 2 0 】

この (式 5) はシングルユーザ M I M O における (式 1) に対応する。同様に (式 3) に示すような送信指向性制御を行うため、9 行 9 列の送信ウエイト行列 W を導入し、(式 3) を以下の (式 6) のように書き換える。

【 0 0 2 1 】

10

20

30

40

【数 6】

$$Rx^{[all]} = H^{[all]} W Tx^{[all]} + n \quad \dots (式6)$$

【0 0 2 2】

さらに、送信ウエイト行列 W を列ベクトル $w_1 \sim w_9$ に分解し、 $W = (w_1, w_2, w_3, \dots, w_8, w_9)$ と表記すると、以下の(式7)の様に表せる。

【0 0 2 3】

【数 7】

$$H^{[all]} \times W = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \\ h_5 \\ h_6 \\ h_7 \\ h_8 \\ h_9 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} w_1, w_2, w_3, w_4, w_5, w_6, w_7, w_8, w_9 \end{pmatrix} \quad \dots (式7)$$

10

20

【0 0 2 4】

ここで、例えば6つの行ベクトル $h_4 \sim h_9$ と3つの列ベクトル $w_1 \sim w_3$ の乗算(各成分同士を乗算したものの総和、複素ベクトルの場合は内積とは異なる)が全てゼロになるように $w_1 \sim w_3$ を選ぶことを考える。同様に、行ベクトル $h_1 \sim h_3$ および $h_7 \sim h_9$ と列ベクトル $w_4 \sim w_6$ の積、行ベクトル $h_1 \sim h_6$ と列ベクトル $w_7 \sim w_9$ の積の全てがゼロになるように選ぶことにする。すると、(式7)に示す9行9列の行列は、3行3列の9個の部分行列を用いて表記すると以下の(式8)のように表すことができる。

【0 0 2 5】

【数 8】

$$H^{[all]} \times W = \begin{pmatrix} H^{[1]} & 0 & 0 \\ 0 & H^{[2]} & 0 \\ 0 & 0 & H^{[3]} \end{pmatrix} \quad \dots (式8)$$

30

【0 0 2 6】

ここで、部分行列 $H^{[1]}$ 、 $H^{[2]}$ 、 $H^{[3]}$ は3行3列の行列であり、

【0 0 2 7】

【数 9】

0

40

【0 0 2 8】

は成分が全てゼロの3行3列の行列である。このような条件を満たす変換行列 W を選択することで、(式8)は以下の3つの関係式に分解できる。

【0 0 2 9】

【数 1 0】

$$R_x^{[1]} = H^{[1]} T_x^{[1]} \quad \dots (式 9)$$

【0 0 3 0】

【数 1 1】

$$R_x^{[2]} = H^{[2]} T_x^{[2]} \quad \dots (式 10)$$

【0 0 3 1】

【数 1 2】

$$R_x^{[3]} = H^{[3]} T_x^{[3]} \quad \dots (式 11)$$

【0 0 3 2】

ここで、 $T_x^{[1]} = (t_1, t_2, t_3)^T$ 、 $T_x^{[2]} = (t_4, t_5, t_6)^T$ 、 $T_x^{[3]} = (t_7, t_8, t_9)^T$ 、 $R_x^{[1]} = (r_1, r_2, r_3)^T$ 、 $R_x^{[2]} = (r_4, r_5, r_6)^T$ 、 $R_x^{[3]} = (r_7, r_8, r_9)^T$ とした。この様にして、3つのシングルユーザMIMO通信とみなすことができるようになる。

【特許文献 1】国際公開第 2 0 0 5 / 0 5 5 4 8 4 号パンフレット

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0 0 3 3】

以上説明した様に、従来技術によりマルチユーザMIMO通信が実現可能であるが、例えばIEEE 802.11a/b/g等の無線LANで用いられるパケットベースの通信においては問題が残る。これらの無線システムでは、有線区間ではデータ長が可変のEthernet（登録商標）フレームと呼ばれるパケットを用いて通信を行う。このパケット長は64バイトから1518バイトの間で可変である。また、IEEE 802.11a/b/g等の無線LANシステムでは適応変調が採用され、BPSK、QPSK、16QAM、64QAM等の様々な伝送速度の変調モードを状況に応じて可変制御する。また、先ほどから説明しているMIMO通信においても、空間多重する信号系列の多重数を変えれば、同様に伝送速度も可変となる。これらの理由のため、ある端末局との通信に必要な所要時間は、パケット長に比例すると共に、伝送速度に反比例する。したがって、各端末毎に所要時間にばらつきが発生する。この状況を図4の従来技術におけるマルチユーザMIMO通信のフレーム構成例として示す。

【0 0 3 4】

同図において、301はシグナル用プリアンブル、302はシグナル情報、303-1~303-3はMIMOチャネル推定用ロングプリアンブル、304-1~304-3はデータペイロードを示す。同図において、横軸は時間を表し、最初にシグナル用プリアンブル301、次にシグナル情報302、次にMIMOチャネル推定用ロングプリアンブル303-1~303-3、次にデータペイロード304-1~304-3の順番で送信される。また、MIMOチャネル推定用ロングプリアンブル303-1とデータペイロード304-1は同一の端末局宛の信号であり、空間多重されたMIMO通信をここで行う。同時に、別の端末局とはMIMOチャネル推定用ロングプリアンブル303-2とデータペイロード304-2を、及びさらに別の端末局とはMIMOチャネル推定用ロングプリアンブル303-3とデータペイロード304-3を用いて通信する。シグナル情報302では、後続するMIMO通信の割り当ての情報が収容され、データペイロード304-1~304-3の長さや各端末局に対する伝送速度、空間多重数等の情報が指示される。

【0 0 3 5】

一例として、例えばIEEE 802.11a/g等のパラメータを想定し、端末局#1

10

20

30

40

50

とは64バイトの信号を伝送速度54 Mbit/sにて通信し、端末局#2とは500バイトの信号を伝送速度36 Mbit/sにて通信し、端末局#3とは1518バイトの信号を伝送速度36 Mbit/sにて通信する場合を考える。この場合、端末局#1との通信は3 OFDMシンボルで完了するのに対し、端末局#2との通信は28 OFDMシンボルを要し、さらに端末局#3との通信は84 OFDMシンボルを要する。この様なばらつきがあると、空間多重を行うリソースを有効に活用することができない。

【0036】

さらに詳細に記述すると、OFDM変調方式を用いる場合には、全サブキャリアへの割り当てが同一であるために、そのばらつきはさらに顕著になる。図5に、従来技術におけるサブキャリア毎の空間多重割り当て例を示す。

10

【0037】

同図において、311-1~311-6はサブキャリア#1における空間多重割り当てを、312-1~312-6はサブキャリア#2における空間多重割り当てを、313-1~313-6はサブキャリア#3における空間多重割り当てを、314-1~314-6はサブキャリア#4における空間多重割り当てをそれぞれ示す。各四角の中の記号は端末局の識別情報を示す。つまり、「A」は端末局#1、「B」は端末局#2、「C」は端末局#3を示す。ここでは、OFDM変調方式の#1から#4のサブキャリアに対し、それぞれマルチユーザMIMO技術により6系等の信号系列を空間多重する場合を示す。また、この図は、図4におけるデータパイロード304-1~304-3のみを抜き出して示したものに相当する。データパイロード304-1には空間多重割り当て311-1~311-2、312-1~312-2、313-1~313-2、及び314-1~314-2が対応し、データパイロード304-2には空間多重割り当て311-3~311-4、312-3~312-4、313-3~313-4、及び314-3~314-4が対応し、データパイロード304-3には空間多重割り当て311-5~311-6、312-5~312-6、313-5~313-6、及び314-5~314-6が対応する。

20

【0038】

同図に示す様に、OFDM変調方式を用いたマルチユーザMIMO通信の場合、全てのサブキャリアにおいて、端末局#1宛の「A」（空間多重割り当て311-1~311-2、312-1~312-2、313-1~313-2、及び314-1~314-2）は短時間で送信が終了する一方、端末局#3宛の「C」（空間多重割り当て311-5~311-6、312-5~312-6、313-5~313-6、及び314-5~314-6）は長時間の送信が継続し、不均一な状態となる。

30

したがって、より効率的なマルチユーザMIMO通信における空間多重の方法が求められている。

【0039】

本発明は、このような事情を考慮してなされたもので、その目的は、マルチユーザMIMO通信において、基地局から各端末局へ送信するデータパイロード長にばらつきがある場合でも、効率的に空間多重を行うことができる無線パケット通信方法を提供することにある。

40

【課題を解決するための手段】

【0040】

前記課題を解決するために、本発明は、ひとつの第1の無線局と複数の第2の無線局により構成され、該第1の無線局は複数本のアンテナで構成される第1のアンテナ群を備え、該第2の無線局は複数本のアンテナで構成される第2のアンテナ群を備え、前記第1の無線局の前記第1のアンテナ群および前記第2の無線局の全てまたはその一部の備える前記第2のアンテナ群により構成されるMIMO (Multiple Input Multiple Output) チャネルを介して複数の信号系統を同一周波数チャネルおよび同一時刻に空間多重してMIMO通信する無線通信システムにおける無線通信方法であって、前記第1の無線局が、前記複数の第2の無線局の中からその全てまたはその一部の無線局を同時に空間多重する通信

50

相手局として選択する選択ステップと、前記選択ステップにおいて選択された複数の第2の無線局に対し、該第2の無線局毎の送信データ長および通信に用いる空間多重数ならびに各信号系列の伝送速度情報を取得する情報取得ステップと、前記情報取得ステップにおいて取得した送信データ長および空間多重数ならびに伝送速度情報を用いて、前記選択ステップにおいて選択された宛先となる第2の無線局毎に、空間多重数を考慮した総合的な伝送速度で送信データ長を除算した値すなわち換算情報量を算出する換算情報量算出ステップと、前記選択ステップにおいて選択された宛先となる全第2の無線局に渡り、前記換算情報量算出ステップにおいて算出した前記換算情報量の総和を算出する総和算出ステップと、前記換算情報量算出ステップにおいて算出した換算情報量と、前記総和算出ステップにおいて算出した換算情報量の総和とを用いて、換算情報量の総和に対する各第2の無線局の換算情報量の比率を求める比率算出ステップと、前記比率算出ステップにおいて算出した比率をもとに前記第2の無線局毎の利用サブキャリア数を算出する利用サブキャリア数算出ステップと、前記利用サブキャリア数算出において算出された利用サブキャリア数に従って、前記第2の無線局毎のサブキャリアへの割り当てを実施する割当ステップと、前記割当ステップにおいて実施されたサブキャリア割り当てに従ってデータ送信を実施する送信ステップとを有することを特徴とする無線通信方法である。

10

【0041】

なお、上記発明においては、従来技術とは、

宛先となる第2の無線局毎に、空間多重数を考慮した総合的な伝送速度で送信データ長を除算した値すなわち換算情報量を算出する換算情報量算出ステップと、

20

宛先となる全第2の無線局に渡り前記換算情報量の総和を算出する総和算出ステップと、

該換算情報量の総和に対する各第2の無線局の換算情報量の比率を求める比率算出ステップと、

該比率をもとに前記第2の無線局毎の利用サブキャリア数を算出する利用サブキャリア数算出ステップと、

該算出された利用サブキャリア数にしたがって、前記第2の無線局毎のサブキャリアへの割り当てを実施する割当ステップと、

を実施する点で異なる。

【0042】

30

すなわち、従来方式では全てのサブキャリアに等しく宛先となる第2の無線局および信号系列を割り当てていたが、本発明では各サブキャリア毎の割り当て内容をサブキャリア毎に独立に行い、換算情報量に比例するように利用サブキャリア数を配分する点が主なる相違点である。これは、送信データ長や伝送速度、空間多重数が第2の無線局毎に異なる場合においても、データ送信に要する時間長を均一化し、時空間資源を効率的に利用できるようにするためのひとつの実現方法を与えるものである。

【発明の効果】

【0043】

本発明によれば、マルチユーザMIMO通信において、端末局毎にデータの送信に要する所要時間が異なり、その結果、ある端末局は早くデータ送信が終わり、ある端末局はデータ送信に長い時間を要するといった事態が発生して、マルチユーザMIMO通信中に安定して高い空間多重数を維持することができないという問題を解決し、効率的に空間多重を実現することが可能となる。また、マルチユーザMIMO通信においては、チャネル推定用のプリアンブルや各種制御情報（図4におけるシグナル情報等）等のオーバーヘッド部分が長く必要となるため、端末局毎の1シンボルあたりの転送ビット数が高いと（すなわち物理レイヤでの伝送速度が高いということ）、MACレイヤでの伝送効率が低くなるという傾向が見られるが、本発明により、より多くの端末局が複数のサブキャリアを分割的に使用することになるため1シンボルあたりの転送ビット数を実質的に低減させ、MACレイヤでの伝送効率が向上するという副次的な効果もあわせて期待することができる。

40

【発明を実施するための最良の形態】

50

【 0 0 4 4 】

以下、図面を参照して本発明の一実施の形態を説明する。

まず最初に本発明の動作原理を説明する。

図 1 に、本発明の一実施形態におけるサブキャリア毎の空間多重割り当て例を示す。

同図において、11 - 1 ~ 11 - 6 はサブキャリア # 1 における空間多重割り当てを、12 - 1 ~ 12 - 6 はサブキャリア # 2 における空間多重割り当てを、13 - 1 ~ 13 - 6 はサブキャリア # 3 における空間多重割り当てを、14 - 1 ~ 14 - 6 はサブキャリア # 4 における空間多重割り当てをそれぞれ示す。空間多重割り当てに相当する各四角の中の記号は端末局の識別情報を示す。つまり、「A」は端末局 A (図 3 の端末局 102)、
「B」は端末局 B (図 3 の端末局 103)、「C」は端末局 C (図 3 の端末局 104)、
「D」は端末局 D (図示せず)、「E」は端末局 E (図示せず)、「F」は端末局 F (図示せず)を示す。ここでは、OFDM 変調方式の # 1 から # 4 のサブキャリアに対し、それぞれマルチユーザ MIMO 技術により 6 系等の信号系列を空間多重する場合を示す。図 5 に示す従来方式では、全てのサブキャリアについて空間多重を行う相手局が共通であったが、本発明の実施形態においては、宛先端末局毎に、送信するデータのバイト長、伝送速度 (MIMO 空間多重数を含む) に応じて、割り当てるサブキャリア数を可変とする。この可変の方法としては、データ長 (単位: バイト) をサブキャリアあたりの伝送速度で割った値が大きいほど、多くのサブキャリアを割り当て、この値が小さいほど少ないサブキャリアを割り当てる。例えば図 1 の例では、端末局 A にはサブキャリア # 1 のみ、および端末局 E、端末局 F に対してもサブキャリア # 4 のみが割り当てられている。一方、端末局 C には全てのサブキャリアが割り当てられ、端末局 B にはサブキャリア # 1 ~ # 3 が割り当てられている。この図の例では、各端末局は全てのサブキャリアで 2 多重ずつ空間多重を行っているが、端末局毎に、及びサブキャリア毎にばらつきがあっても構わない。

【 0 0 4 5 】

次に、図 2 に本発明の一実施形態におけるサブキャリア割り当て処理フローを示す。

送信局 (図 3 の基地局 101) においてデータ送信の判断がなされると (S1)、送信局は、送信バッファにデータが溜まっている送信待ちの端末局 (図 1 の端末局 A から端末局 F など: 以下、「端末」と記載) を選択し (S2)、各端末毎に、送信すべきデータ長および実現可能な伝送速度情報を取得する (S3)。ここで、実現可能な伝送速度とは、空間多重することを考慮した伝送速度を意味する。後述する処理 S6 にて無次元化が図られるため単位は任意のものを選ぶことが可能である。例えば、IEEE 802.11a/g のパラメータを用いる場合には、64 QAM $R = 3/4$ の場合には 48 サブキャリア全体で 54 Mbit/s、16 QAM $R = 3/4$ の場合で 36 Mbit/s の様なものでも構わないし、1 OFDM シンボルあたりの伝送ビット数でも構わない。前者の例では、2 系統の信号系列まで空間多重し、第 1 および第 2 固有値の全サブキャリアの平均値に対応する伝送モードが 64 QAM $R = 3/4$ および 16 QAM $R = 3/4$ であったとすると、伝送速度は 90 Mbit/s (= 54 + 36 Mbit/s) として扱えば良い。その後、送信局は、データ長をこの伝送速度で除算し、第 j 番目の端末局に対してこれを L_j として記録する (S4)。その後、送信局は、全端末の L_j 値を加算した総和をとり、これを L_{total} とする (S5)。送信局は、OFDM 変調方式におけるデータ伝送用のサブキャリア数を K、各サブキャリアにおける空間多重数 (ないしはその平均値) を N_{TS} 、第 j 端末の空間多重数を M_j とすると、各端末に対して $K \times L_j \times N_{TS} / M_j / L_{total}$ を算出し、これを端末毎の割り当てサブキャリア数 N_j とする (S6)。この計算では端数が出るため、端数の処理は適宜行うこととする。その後、送信局は、空間多重数の大きな端末から所要サブキャリア数 N_j ずつサブキャリアの選択・割り当てを行い (S7)、そのサブキャリアを用いてデータの送信を行う (S8)。

【 0 0 4 6 】

なお、処理 S6 では端数処理を行うが、端数処理の例としては、1 以下の値は全て切り上げし、それ以外は四捨五入等を行い整数化する。端末毎の空間多重数 $\times$ 所要サブキャリア数の総和が、 $N_{TS} \times K$ と異なる場合には、割り当てサブキャリア数が多い端末の方が

ら割り当てサブキャリア数の微調整を行ったり、または空間多重数の多い端末の空間多重数を一部のサブキャリアで減らすなどして調整する。

【 0 0 4 7 】

また、処理 S 3 に関する説明では、全サブキャリアで平均化された伝送速度を用いる場合の例を説明したが、実際には処理 S 7 では条件の良いサブキャリアを選択的に割り当てることによる周波数ダイバーシチ効果が期待でき、その為に全サブキャリアで平均化の代わりに条件の良い少数のサブキャリアで平均化した固有値に基づく伝送速度であっても構わない。

【 0 0 4 8 】

さらに、1 端末あたりの空間多重する信号系統の上限は受信端末の能力に依存するが、仮に 4 多重以上が可能であったとしても、例えば第 4 固有値の値はサブキャリア毎に大きく変動するため、固有値の全サブキャリアでの平均値はあまり有益な意味を持たない。したがって、空間多重する信号系統数には適当な上限を設定するのが好ましい。

【 0 0 4 9 】

以上詳細に説明した様に、本実施の形態によれば、マルチユーザ M I M O 通信において端末毎にデータの送信に要する所要時間が異なり、その結果、ある端末は早くデータ送信が終わり、ある端末はデータ送信に長い時間を要するといった事態が発生して、マルチユーザ M I M O 通信中に安定して高い空間多重数を維持することができないという問題を解決し、効率的に空間多重を実現することが可能となる。また、マルチユーザ M I M O 通信においては、チャネル推定用のプリアンブルや各種制御情報（図 4 におけるシグナル情報等）等のオーバーヘッド部分が長く必要となるため、端末毎の 1 シンボルあたりの転送ビット数が高いと（すなわち物理レイヤでの伝送速度が高いということ）、M A C レイヤでの伝送効率が低くなるという傾向が見られるが、本実施の形態により、より多くの端末が複数のサブキャリアを分割的に使用することになるため 1 シンボルあたりの転送ビット数を実質的に低減させ、M A C レイヤでの伝送効率が向上するという副次的な効果もあわせて期待することができる。

【 0 0 5 0 】

以上が本発明の実施形態の説明である。これらの説明をするための図中においては、各種パラメータを特定の条件に仮定して説明を行ったが、当然ながらその他の一般的なパラメータによって実施可能である。すなわち、以上述べた実施形態は全て本発明を例示的に示すものであって限定的に示すものではなく、本発明は他の種々の変形態様及び変更態様で実施することが出来る。従って本発明の範囲は特許請求の範囲及びその均等範囲によってのみ規定されるものである。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 5 1 】

【 図 1 】 本発明の一実施形態によるサブキャリア毎の空間多重割り当て例を示す図である。

【 図 2 】 同実施の形態によるサブキャリア割り当て処理フローを示す図である。

【 図 3 】 マルチユーザ M I M O システムの構成例を示す図である。

【 図 4 】 従来技術におけるマルチユーザ M I M O 通信のフレーム構成例を示す図である。

【 図 5 】 従来技術におけるサブキャリア毎の空間多重割り当て例を示す図である。

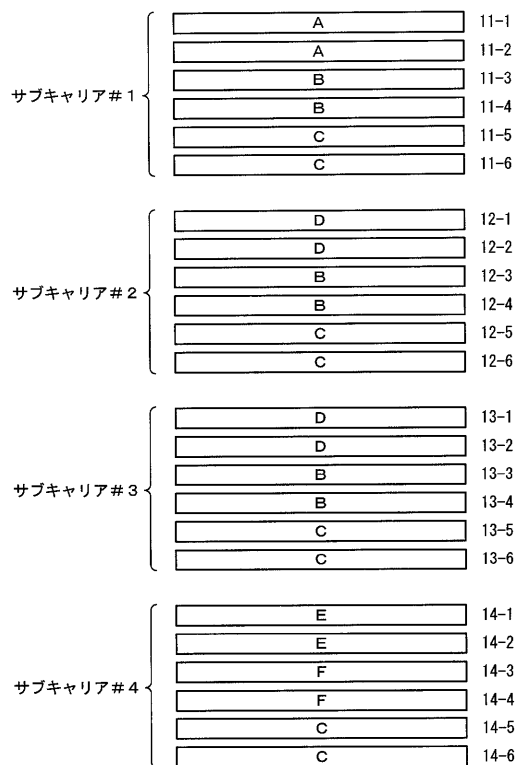
【 符号の説明 】

【 0 0 5 2 】

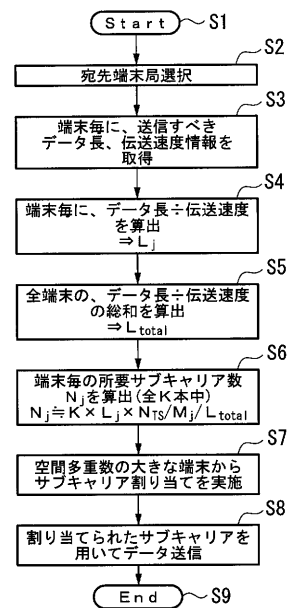
- 1 1 - 1 ~ 1 1 - 6 . . . サブキャリア # 1 への空間多重割り当て
- 1 2 - 1 ~ 1 2 - 6 . . . サブキャリア # 2 への空間多重割り当て
- 1 3 - 1 ~ 1 3 - 6 . . . サブキャリア # 3 への空間多重割り当て
- 1 4 - 1 ~ 1 4 - 6 . . . サブキャリア # 4 への空間多重割り当て
- 1 0 1 . . . 基地局（第 1 の無線局）
- 1 0 2 . . . 端末局（基地局 # 1、第 2 の無線局）
- 1 0 3 . . . 端末局（基地局 # 2、第 2 の無線局）

1 0 4 . . . 端末局 (基地局 # 3 、 第 2 の 無 線 局)
 3 0 1 . . . シグナル用プリアンブル
 3 0 2 . . . シグナル情報
 3 0 3 - 1 ~ 3 0 3 - 3 . . . M I M Oチャネル推定用ロングプリアンブル
 3 0 4 - 1 ~ 3 0 4 - 3 . . . データペイロード
 3 1 1 - 1 ~ 3 1 1 - 6 . . . サブキャリア # 1 への空間多重割り当て
 3 1 2 - 1 ~ 3 1 2 - 6 . . . サブキャリア # 2 への空間多重割り当て
 3 1 3 - 1 ~ 3 1 3 - 6 . . . サブキャリア # 3 への空間多重割り当て
 3 1 4 - 1 ~ 3 1 4 - 6 . . . サブキャリア # 4 への空間多重割り当て

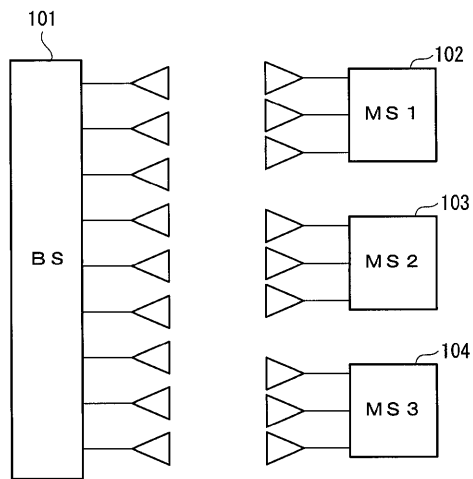
【 図 1 】



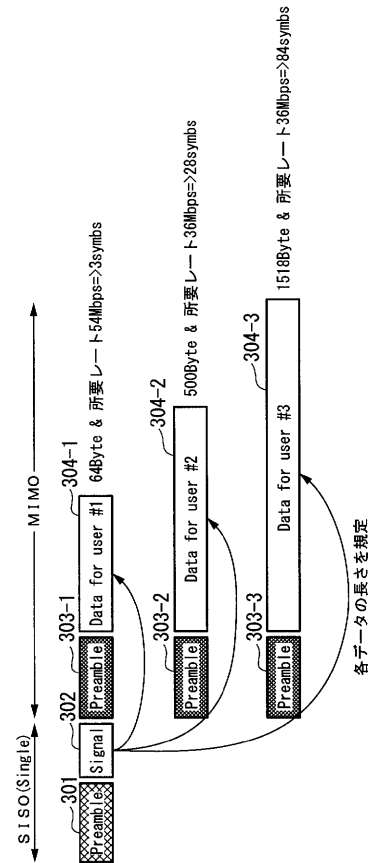
【 図 2 】



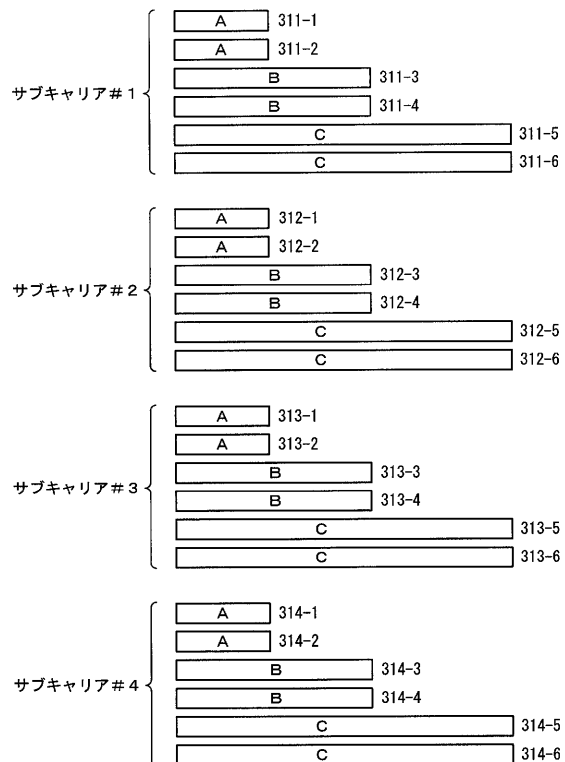
【 図 3 】



【 図 4 】



【 図 5 】



フロントページの続き

(72)発明者 西森 健太郎

東京都千代田区大手町二丁目 3 番 1 号 日本電信電話株式会社内

(72)発明者 工藤 理一

東京都千代田区大手町二丁目 3 番 1 号 日本電信電話株式会社内

F ターム(参考) 5K022 FF00

5K067 BB21 CC01 EE02 EE10 JJ11 KK03