

(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2010-88116

(P2010-88116A)

(43) 公開日 平成22年4月15日(2010.4.15)

(51) Int.Cl.		F I	テーマコード (参考)		
<b>HO4J</b>	<b>99/00</b>	<b>(2009.01)</b>	HO4J 15/00	5K022	
<b>HO4W</b>	<b>16/28</b>	<b>(2009.01)</b>	HO4Q 7/00	234	5K059
<b>HO4B</b>	<b>7/04</b>	<b>(2006.01)</b>	HO4B 7/04		5K067
<b>HO4J</b>	<b>11/00</b>	<b>(2006.01)</b>	HO4J 11/00	Z	

審査請求 有 請求項の数 16 O L 外国語出願 (全 91 頁)

(21) 出願番号	特願2009-224427 (P2009-224427)	(71) 出願人	392026693 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ 東京都千代田区永田町二丁目11番1号
(22) 出願日	平成21年9月29日(2009.9.29)	(74) 代理人	100099623 弁理士 奥山 尚一
(31) 優先権主張番号	08017236.4	(74) 代理人	100096769 弁理士 有原 幸一
(32) 優先日	平成20年9月30日(2008.9.30)	(74) 代理人	100107319 弁理士 松島 鉄男
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)	(74) 代理人	100114591 弁理士 河村 英文
		(74) 代理人	100118407 弁理士 吉田 尚美
		(74) 代理人	100125380 弁理士 中村 綾子

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線チャネル推定装置

(57) 【要約】

【課題】 MIMO無線システムにおいてパイロットシンボルを利用したチャネル推定に対して、より効率的なコンセプトを提供する。

【解決手段】 第1の無線チャネル ( $h_1$ ) を推定して第1の無線チャネル推定値を得る無線チャネル推定装置 (100) は、第2の送信アンテナ  $Tx_2$  が送信した参照シンボルを受信する手段 (110) と、参照シンボルに基づいて第2の無線チャネルを推定する手段 (120) と、MIMO無線チャネルの空間的な特性に基づき第2の無線チャネルの推定値を処理して第1の無線チャネル推定値を得る手段 (130) とを備えている。

【選択図】 図1A

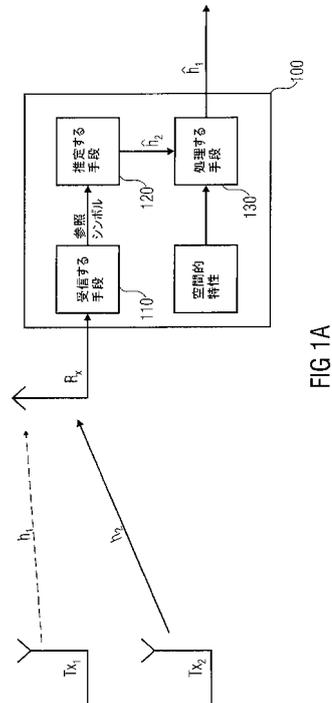


FIG 1A

**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

第 1 の無線チャネルを推定して、第 1 の無線チャネル推定値を得る無線チャネル推定装置であって、ここで、MIMO無線チャネルが、少なくとも第 1 の送信アンテナと第 2 の送信アンテナと受信アンテナとの間に存在し、前記第 1 の無線チャネルは、前記第 1 の送信アンテナと前記受信アンテナとの間に存在しており、前記第 1 の無線チャネルは前記 MIMO無線チャネルに含まれるものであって、

前記第 2 の送信アンテナが送信した参照シンボルを受信する手段と、

前記参照シンボルに基づいて第 2 の無線チャネルを推定する手段であって、ここで、該第 2 の無線チャネルは、前記第 2 の送信アンテナと前記受信アンテナとの間に存在するものである、推定する手段と、

前記 MIMO無線チャネルの空間的な特性に基づき、前記第 2 の無線チャネルの推定値を処理する手段であって、前記第 1 の無線チャネル推定値を得る手段と

を備えている無線チャネル推定装置。

**【請求項 2】**

前記受信する手段は、別の参照シンボルを第 3 の送信アンテナから受信するものであり、

前記推定する手段は、前記別の参照シンボルに基づいて第 3 の無線チャネルを推定するものであり、ここで、該第 3 の無線チャネルは、前記第 3 の送信アンテナと前記受信アンテナとの間に存在するものであり、

前記処理する手段は、前記 MIMO無線チャネルの空間的な特性に基づき前記第 2 の無線チャネルの推定値と前記第 3 の無線チャネルの推定値とを処理して、前記第 1 の無線チャネル推定値を得るものである、請求項 1 に記載の無線チャネル推定装置。

**【請求項 3】**

前記処理する手段は、前記第 2 の無線チャネルの推定値と前記第 3 の無線チャネルの推定値との間を補間して、前記第 1 の無線チャネル推定値を得るものであり、ここで、前記空間的な特性は、前記第 1 及び前記第 2 の無線チャネルの相関特性を含むものである、請求項 2 に記載の無線チャネル推定装置。

**【請求項 4】**

前記受信する手段は、第 1 の副搬送波周波数を有する第 1 の副搬送波により参照シンボルを受信するものであり、

前記第 2 の無線チャネルの推定値を処理する手段は、前記 MIMO無線チャネルの空間的な特性に基づき該推定値を処理して、第 2 の副搬送波についての前記第 1 の無線チャネル推定値を得るものであり、ここで、前記第 2 の副搬送波の周波数は前記第 1 の副搬送波の周波数とは異なるものである、請求項 1 から 3 のいずれか一項に記載の無線チャネル推定装置。

**【請求項 5】**

前記受信する手段は、複数の副搬送波により参照シンボルを受信するものであり、ここで、各副搬送波の周波数は異なるものであり、

前記推定する手段は、前記複数の副搬送波により無線チャネルを推定するものであり、

前記処理する手段は、前記 MIMO無線チャネルの空間的な特性に基づき、異なる副搬送波の推定値を処理して、参照シンボルが提供されない副搬送波についての前記第 1 の無線チャネル推定値を得るものである、請求項 1 から 4 のいずれか一項に記載の無線チャネル推定装置。

**【請求項 6】**

前記受信する手段は、第 1 のタイムスロットにおいて参照シンボルを受信するものであり、

前記推定する手段は、前記第 1 のタイムスロットの参照シンボルに基づいて前記第 2 の無線チャネルを推定するものであり、

前記処理する手段は、前記 MIMO無線チャネルの空間的な特性に基づき、前記第 2 の

10

20

30

40

50

無線チャネルの推定値を処理して、第2のタイムスロットについての第1の無線チャネル推定値を得るものであり、ここで、前記第2のタイムスロットは前記第1のタイムスロットとは異なるものである、請求項1から5のいずれか一項に記載の無線チャネル推定装置。

【請求項7】

前記受信する手段は、複数のタイムスロットにおいて参照シンボルを受信するものであり、

前記推定する手段は、前記複数のタイムスロットにおいて受信した複数の参照シンボルに基づいて無線チャネルを推定するものであり、

前記処理する手段は、前記MIMO無線チャネルの空間的な特性に基づき、前記複数の無線チャネルの推定値を処理して、参照シンボルが提供されないタイムスロットについての第1の無線チャネル推定値を得るものである、請求項1から6のいずれか一項に記載の無線チャネル推定装置。

10

【請求項8】

前記処理する手段は、時間、周波数、空間の各次元の3次元相互相関に基づく3次元ウィナーフィルタに基づいて、前記第2の無線チャネルの推定値を処理するものである、請求項1から7のいずれか一項に記載の無線チャネル推定装置。

【請求項9】

前記処理する手段は、前記MIMO無線チャネルの空間的な特性に基づいて3つの1次元ウィナーフィルタにより前記第2の無線チャネルの推定値を処理するものであり、ここで、あるウィナーフィルタは時間領域における相関特性に基づいており、別のウィナーフィルタは周波数領域における相関特性に基づいており、さらに別のウィナーフィルタは前記MIMO無線チャネルの空間的な特性、即ち空間領域における相関特性に基づいている、請求項1から8のいずれか一項に記載の無線チャネル推定装置。

20

【請求項10】

前記受信する手段は、等間隔のタイムスロット、等間隔の副搬送波、及び/又は等間隔の送信アンテナから参照シンボルを受信するものである、請求項1から9のいずれか一項に記載の無線チャネル推定装置。

【請求項11】

前記受信する手段は、不規則な時間間隔、不規則な周波数間隔、及び/又は不規則な空間的距離により参照シンボルを受信するものである、請求項1から10のいずれか一項に記載の無線チャネル推定装置。

30

【請求項12】

第1の無線チャネルを推定して、第1の無線チャネル推定値を得る方法であって、ここで、該第1の無線チャネルは、少なくとも第1の送信アンテナと第2の送信アンテナと受信アンテナとの間に存在するMIMO無線チャネルに含まれるものであり、該第1の無線チャネルは、前記第1の送信アンテナと前記受信アンテナとの間に存在するものであって、

前記第2の送信アンテナが送信した参照シンボルを受信するステップと、

前記参照シンボルに基づいて第2の無線チャネルを推定するステップであって、該第2の無線チャネルは、前記第2の送信アンテナと前記受信アンテナとの間に存在するものである、推定するステップと、

40

前記MIMO無線チャネルの空間的な特性に基づき、前記第2の無線チャネルの推定値を処理して、前記第1の無線チャネル推定値を得るステップとを含む方法。

【請求項13】

MIMO無線チャネルの無線チャネル推定のための送信機であって、該MIMO無線チャネルは、少なくとも第1の送信アンテナと第2の送信アンテナと受信アンテナとの間に存在するものであり、該MIMO無線チャネルは、コヒーレンス時間とコヒーレンス帯域幅とコヒーレンス長とを有するものであり、前記第1の送信アンテナと前記第2の送信ア

50

ンテナとの間の間隔は、前記コヒーレンス長よりも小さいものであって、

第1の時点において前記第1の送信アンテナから、ある搬送波周波数で第1の参照シンボルを送信する手段と、

第2の時点において前記第2の送信アンテナから前記搬送波周波数で第2の参照シンボルを送信する手段と

を備え、ここで、前記第1の時点と前記第2の時点とは、前記コヒーレンス時間よりも長い時間によって分離され、前記第1の送信アンテナと前記第2の送信アンテナとによる参照シンボルの送信は、前記第1の時点と前記第2の時点との間と、前記搬送波周波数のコヒーレンス帯域幅内とはサスペンドされるものである、送信機。

【請求項14】

MIMO無線チャネルの無線チャネル推定のための方法であって、該MIMO無線チャネルは、少なくとも第1の送信アンテナと第2の送信アンテナと受信アンテナとの間に存在するものであり、該MIMO無線チャネルは、コヒーレンス時間とコヒーレンス帯域幅とコヒーレンス長とを有するものであり、前記第1の送信アンテナと前記第2の送信アンテナとの間の間隔は、前記コヒーレンス長よりも小さいものであって、

第1の時点において前記第1の送信アンテナが、ある搬送波周波数で第1の参照シンボルを送信するステップと、

第2の時点において前記第2の送信アンテナが前記搬送波周波数で第2の参照シンボルを送信するステップと

を含み、ここで、前記第1の時点と前記第2の時点とは、前記コヒーレンス時間よりも長い時間によって分離されるものであり、前記第1の送信アンテナと前記第2の送信アンテナとによる参照シンボルの送信は、前記第1の時点と前記第2の時点との間と、前記搬送波周波数のコヒーレンス帯域幅内とはサスペンドされるものである、方法。

【請求項15】

コンピュータ又はプロセッサに対して請求項12又は14に記載の方法を実行させるプログラムコードを含むコンピュータプログラム。

【請求項16】

請求項1から11のいずれか一項に記載の無線チャネル推定装置と、請求項13に記載の送信機とを備えているシステム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線システム、例えば、複数の送信アンテナを用いた移動通信システムにおいて行われる無線チャネル推定の分野に属する。

【背景技術】

【0002】

無線チャネル推定は、例えば、従来の移動通信システムで用いられているものである。従来の移動通信システムでは、参照シンボル又はパイロットシンボルと呼ばれる公知のシンボルが送信機から受信機へと送信され、受信機は参照シンボルの情報に基づいて無線チャネルを推定する。このような参照シンボルがいつどのようにして送信されたかを受信機が認識することにより、無線チャネルを推定することができ、この無線チャネル推定に基づいて、無線チャネルの影響を除去あるいは低減しつつデータを検出することができる。

【0003】

複数の送信アンテナと受信アンテナを用いた、多入力多出力(MIMO: Multiple Input Multiple Output)システムとして知られているシステムは、チャネル容量において顕著な利得を保証するものである。詳細は非特許文献1と2に記載されている。

【0004】

直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)と共に、MIMO-OFDMは、例えば、無線ローカルエリアネットワーク(WLAN: Wireless Local Area Network)規格であるIEEE 802.11n(非特許文献3)と、第

10

20

30

40

50

3世代以降 (beyond 3<sup>rd</sup> generation: B 3 G) の移動通信システム (非特許文献 4) とに対して選択されるものである。

【0005】

マルチパスフェージングチャネルを介して無線信号を送信すると、受信信号は未知の振幅と位相の変化を有する。受信した信号をコヒーレントに検出するため、正確なチャネル推定が求められる。チャネル状態情報を得る最も一般的な手法は、パイロット支援チャネル推定 (P A C E : Pilot Aided Channel Estimation) を用いることである。パイロット支援チャネル推定においては、公知のタイムスロット又は周波数のような公知の送信リソースを使用して、パイロットと呼ばれる公知のトレーニングシンボルがデータと多重化される。もしパイロットの間隔が十分に接近していて、サンプリング定理を満たすならば、データシーケンス全体についてのチャネル推定及び補間が可能である。ここで、間隔という用語は、時間間隔と周波数間隔を意味する。パイロットシンボルの分離は、一般的に、無線チャネルのコヒーレンス時間又はコヒーレンス帯域幅よりも小さく選択される。これは、時間領域及び / 又は周波数領域で 2 つのパイロットシンボル間の補間を可能にするためである。

10

【0006】

時間領域サンプルの 1 次元 (1 D) 信号ストリームの補間によるチャネル推定については、例えば非特許文献 5 を参照されたい。OFDM の場合、受信信号は、2 次元 (2 D)、即ち、時間及び周波数で相互に関連があり、時間及び周波数の補間による 2 D チャネル推定を可能にする。詳細は非特許文献 6 を参照されたい。

20

【0007】

異なる送信アンテナから複数の信号が同時に送信されるので、コヒーレント検出は、受信機における全ての送信アンテナ信号の正確なチャネル推定を要求する。もし送信アンテナが互いに無相関であれば、パイロットシンボルによって消費されるリソースは、図 9 に示すように、送信アンテナの数に比例して増加する。詳細は非特許文献 7 を参照されたい。

【0008】

図 9 は、従来のパイロットデザインスキームを示している。2 次元パイロットグリッドは、各送信アンテナが 1 つの直交パイロットグリッドへ割り当てられるように M I M O - OFDM システムへと適用される。図 9 は、3 つの送信アンテナ 9 1 0、9 2 0、9 3 0 を示している。3 つの送信アンテナの各々を介して、直交パイロットグリッドが送信される。これは、図 9 の送信アンテナの左側に示した送信リソースのレイヤによって示している。送信リソースのレイヤは、時間次元及び周波数次元に沿ってグリッド内で細分化される。例えば、送信アンテナ 9 3 0 を通して送信されるレイヤ 9 4 0 は、周波数軸に沿って示した複数の副搬送波と、時間軸に沿って示した複数のタイムスロットとを含む。周波数軸及び時間軸はデカルト座標系 9 5 0 によって定義されるものである。

30

【0009】

異なる色の立方体は、送信グリッド内の送信のタイプを示している。ここで、凡例は対応する割り当てを示している。中空の立方体は送信が行われないことに対応し、灰色の立方体はデータ送信に対応し、黒の立方体はパイロットシンボル又は参照シンボルの送信に対応する。レイヤ 9 4 0 から分かるように、パイロットシンボルは時間軸に沿って  $D_t$  の間隔を有し、周波数軸に沿って  $D_f$  を有し、空間軸に沿って  $D_s$  を有する。即ち、従来のスキームにおいて、パイロットシンボルは各送信アンテナを通して送信される。これは、パイロットシンボルが貴重な送信リソースを消費し、送信リソースが有効に利用されないために不利である。

40

【0010】

他方、アンテナ間の空間的な相関を利用して、チャネル推定の精度を改善することができる。詳細は非特許文献 8 を参照されたい。

【0011】

非特許文献 9 は、受信アンテナアレイにおいて相関を有する多入力多出力 (M I M O)

50

直交周波数分割多重 (OFDM) システムでのチャネル推定について開示している。2 ステップのチャネル推定アルゴリズムが提案されている。最初に、周期的な構造を有する特別なトレーニングシンボルを利用することにより、反復直交最尤 (iterative quadrature maximum likelihood) ベースの時間遅延及び空間シグネチャ推定が示されている。空間シグネチャと時間遅延とパルス整形フィルタの関数として、ベクトル値であるチャネルインパルス応答の受信空間相関行列 (receive spatial correlation matrix) が定められている。

【0012】

空間的な相関によって、時空ジョイント (joint spatio-temporal: JST) フィルタリングベースの最小二乗平均誤差チャネル推定が導かれる。更に、相互に関連がある MIMO チャンネル上で時空間ブロック符号化 OFDM システムのビット誤り率に対するチャネル推定誤差の効果が導かれる。時間遅延推定のクラメル・ラオの下限が、性能比較ベンチマークのために提供される。提案されているアルゴリズムの性能は、解析及びコンピュータシミュレーションに基づいて示されている。JST チャンネル推定は、時間フィルタリングと比較して平均二乗誤差における利得を達成する。これはパイロットシンボル電力レベルの節減も可能にする。

10

【0013】

関連する他の先行技術は、非特許文献 10 と 11 を参照されたい。しかしながら、複数のアンテナを用いて得られる利得の多くは、特に送信アンテナの数が多い場合には、増加したパイロットオーバーヘッドによって相殺される。

20

【0014】

非特許文献 12 は、チャネル品質インジケータ (channel quality indicator: CQI) の生成を考慮したものである。このインジケータは、送信アンテナの部分集合で挿入されるパイロットシンボルに基づいて送信機へとフィードバックされる。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0015】

【非特許文献 1】I. E. Telatar, Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels, European Trans. Telecommun., vol.10, pp.585-595, Nov.1999

【非特許文献 2】G. J. Foschini and M. J. Gans, On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when using Multiple Antennas, Wireless Personal Communications, vol.6, pp.311-335, 1998

30

【非特許文献 3】R. Van Nee, V. K. Jones, G. Awater, A. Van Zelst, J. Gardner and G. Steele, The 802.11n MIMO-OFDM standard for wireless LAN and beyond, Wireless Personal Communications, vol.37, pp.445-453, May 2006

【非特許文献 4】M. Tanno, Y. Kishiyama, N. Miki, K. Higuchi, and M. Sawahashi, Evolved UTRA-physical layer overview, in Proc. IEEE Workshop Signal Processing Advances Wireless Commun. (SPAWC 2007), Helsinki, Finland, pp.1-8, June 2007

【非特許文献 5】J. K. Cavers, An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. VT-40, pp.686-693, Nov. 1991

40

【非特許文献 6】P. Hoher, S. Kaiser, and P. Robertson, Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency, in Proc. Communication Theory Mini-Conf. (CTMC) within IEEE Global Telecommun. Conf. (Globecom '97), Phoenix, USA, pp. 90-96, 1997

【非特許文献 7】G. Auer, Analysis of Pilot-Symbol Aided Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas, in Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC 2004), Paris, France, pp. 3221-3225, June 2004

【非特許文献 8】M. Stege, P. Zillmann, and G. Fettweis, MIMO Channel Estimation with Dimension Reduction, in Proc. Int. Symp. Wireless Pers. Multimedia Commun.

50

(WPMC 2002), Hawaii, USA, Oct. 2002

【非特許文献 9】H. Miao and M. J. Juntti, Space-Time Channel Estimation and Performance Analysis for Wireless MIMO-OFDM Systems With Spatial Correlation, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 54, pp. 2003-2016, Nov. 2005

【非特許文献 10】J. Wang and K. Araki, Pilot Symbol Aided MAP-Based 3D Channel for Multi-User MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, pp. 801-808, Mar. 2006

【非特許文献 11】J.-W. Choi and Y.-H. Lee, Complexity-Reduced Channel Estimation in Spatially Correlated MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E90-B, pp. 2609-2612, Sept. 2007

【非特許文献 12】D. Hammarwall and B. Ottersten, Spatial Transmit Processing using Long-Term Channel Statistics and Pilot Signaling on Selected Antennas, in Proc. ASILOMAR Conference on Signals, Systems & Computers, Pacific Grove, USA, Nov. 2006

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0016】

本発明は、MIMO無線システムにおいてパイロットシンボルを利用したチャネル推定に対して、より効率的なコンセプトを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0017】

本目的は、請求項 1 に記載の無線チャネル推定装置と、請求項 1 2 に記載の推定方法と、請求項 1 3 に記載の送信機と、請求項 1 4 に記載の送信方法と、請求項 1 6 に記載のシステムとによって達成される。

【0018】

本発明は、空間チャネルの相関を空間無線チャネル推定に対して利用することにより、空間的に相互に関連があるチャネルを介した MIMO-OFDM 送信のためのパイロット支援チャネル推定 (PACE) を、より効率的に行うことができるという知見に基づいている。補間によるチャネル推定の原理は、空間領域へと拡張できる。送信アンテナのチャネル応答が相互に関連している場合には、パイロットシンボルは各送信アンテナについて挿入されなくてもよく、送信リソースはパイロットシンボルについて低減され、データ容量及びシステム容量の向上の点で有利である。本発明の 1 つの知見は、チャネル推定が、例えば時間、周波数、空間にわたる補間によって、3次元 (3D) 的に実行できるということである。

【0019】

本発明は、推定される空間無線チャネル間で補間を行うために空間的な相関を利用できるという知見に基づいている。言い換えれば、MIMO無線チャネルの空間的範囲 (spatial dimension) において、補間及び / 又は予測及び / 又は外挿を使用して、参照シンボルが提供されない場所における空間無線チャネルを推定することができる。しかし、近隣の空間無線チャネル、即ち、近隣の場所への無線チャネルは知られており、そして、相関あるいは関連があることが知られている。

【0020】

本発明の別の知見は、空間的に相互に関連があるチャネルを介して送信している MIMO-OFDM についてパイロット支援チャネル推定を使用できるということである。一実施形態では、空間領域における補間によってチャネル推定の原理を拡張する。一実施形態では、システム効率が高くなるという利点を提供できる。この利点は、相互に関連がある送信アンテナのチャネル応答に関する情報を利用し、これによって送信リソースを節約することで達成できる。その理由は、無線チャネルを推定するために必要なパイロットシンボルが少なくなるからである。言い換えれば、本発明の一実施形態によれば、パイロットシンボルは各送信アンテナ上で挿入されなくてもよい。即ち、パイロットグリッドは、空

10

20

30

40

50

間無線チャネルが補間できるように適応化される。

【 0 0 2 1 】

一実施形態では、時間、周波数、空間にわたって3次元補間を実行する。言い換えれば、パイロットシンボルがある場所又は送信アンテナから提供される場合には、上記のある場所又は送信アンテナとは異なる別の場所又は送信アンテナへの無線チャネルが、既に知られている相関に基づいて推定される。

【 0 0 2 2 】

一実施形態によれば、送信アンテナ間の空間的な相関は、パイロットオーバーヘッドを低減するために利用される。パイロットシンボルは、送信アンテナのうちの選択された部分集合においてのみ挿入される。言い換えれば、もし一連の送信アンテナに関するチャネル応答が知られている場合には、例えば、補間によって、空間的な相関を利用して全ての送信アンテナのためのチャネル応答を保持することができる。他の実施形態では、予測及び/又は外挿の手段が同様に利用される。時間及び周波数での補間によるチャネル推定は、本発明の一実施形態によれば空間領域での補間へと拡張され、例えば3次元パイロット支援チャネル推定が生まれる。

【 0 0 2 3 】

一実施形態によれば、例えば、1つの2次元パイロットグリッドが各送信アンテナに対して挿入されるMIMO-OFDMシステムの場合に、従来のパイロットグリッドと比較してパイロットに起因したオーバーヘッドを少なくすることができるという利点が提供される。一実施形態によれば、3次元パイロットグリッドの使用は、特に送信アンテナの数が多い場合にはパイロットオーバーヘッドを著しく低減することができる。

【 0 0 2 4 】

一実施形態では、それと共に、空間的な相関を利用して、非常に多くの送信アンテナを柔軟にサポートできるという利点が提供される。空間的な相関は、十分に狭い角度広がり (angular spread) 又はA o D (Angle of Departure) に関係するため、4つを超える送信アンテナが、例えば、2つだけのパイロットグリッドを有するロングタームエボリューション (LTE) でサポートされる。詳細は、3GPP TS 36.211 V8.2.0, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8), tech. rep., Mar. 2008を参照されたい。故に、一実施形態では、LTEでダウンリンク参照シンボルのマッピングを修正することなく、送信アンテナの数を増加させることができるという利点が提供される。

【 0 0 2 5 】

一実施形態では、帯域全体にわたってチャネル品質情報 (CQI: Channel Quality Information) と、チャネル状態情報 (CSI: Channel State Information) が利用可能となるという利点が更に提供される。例えば、空間プリコーディング及びリンク適応化により、周波数帯域の全体にわたるCSI形式又はCQI形式のチャネル情報が送信機で利用可能となる。3次元パイロットグリッドを実行する実施形態では、受信機において帯域幅の点で効率的なCSI推定及びCQI推定を容易とすることができ、次いでこの推定は送信機へとフィードバックされる。

【 0 0 2 6 】

本発明の実施形態は、添付の図面を使用して詳細に説明される。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 2 7 】

【 図 1 A 】 無線チャネル推定装置の一実施形態を示すブロック図である。

【 図 1 B 】 無線チャネル推定装置の他の実施形態を示すブロック図である。

【 図 1 C 】 空間補間のコンセプトを示す説明図である。

【 図 2 】 一実施形態で使用される3次元パイロットグリッドの説明図である。

【 図 3 】 OFDMシステムの一実施形態の説明図である。

【 図 4 】 角度広がり説明図である。

10

20

30

40

50

【図 5】一実施形態におけるダイヤモンド形の空間 - 周波数グリッドの説明図である。

【図 6】一様なリニアアンテナアレイの説明図である。

【図 7】局所的な散乱を考慮した角度広がり説明図である。

【図 8】シミュレーション結果を示す説明図である。

【図 9】従来技術の 2 次元パイロットグリッドの説明図である。

【発明を実施するための形態】

【0028】

図 1 A は、第 1 の無線チャネル  $h_1$  を推定して第 1 の無線チャネル推定値

【数 1】

$$\hat{h}_1$$

10

を得る無線チャネル推定装置 100 を示している。第 1 の無線チャネル  $h_1$  は、多入力多出力 (MIMO: Multiple Input Multiple Output) 無線チャネルに含まれている。この MIMO 無線チャネルは、少なくとも第 1 の送信アンテナ  $T_{x1}$  と、第 2 の送信アンテナ  $T_{x2}$  と、受信アンテナ  $R_x$  との間に存在している。また、第 1 の無線チャネル  $h_1$  は、第 1 の送信アンテナ  $T_{x1}$  と受信アンテナ  $R_x$  との間に存在している。無線チャネル推定装置 100 は、第 2 の送信アンテナ  $T_{x2}$  が送信した参照シンボルを受信する手段 110 を備えている。一実施形態においては、受信する手段 110 は、受信アンテナ  $R_x$  又は 1 つ以上の受信アンテナと、参照シンボルを受信して検出する手段とを備えている。

20

【0029】

無線チャネル推定装置 100 は、参照シンボルに基づいて第 2 の無線チャネル

【数 2】

$$\hat{h}_2$$

を推定する手段 120 を備えている。第 2 の無線チャネル  $h_2$  は、第 2 の送信アンテナ  $T_{x2}$  と受信アンテナ  $R_x$  との間に存在している。無線チャネル推定装置は、MIMO 無線チャネルの空間的な特性に基づき第 2 の無線チャネルの推定値

【数 3】

30

$$\hat{h}_2$$

を処理して、第 1 の無線チャネル推定値

【数 4】

$$\hat{h}_1$$

を得る手段 130 を更に備えている。

【0030】

40

第 1 及び第 2 の無線チャネル  $h_1$  及び  $h_2$  は異なり得るが、一実施形態においては、既に知られている空間的な特性により、処理する手段 130 が第 1 の無線チャネル推定値

【数 5】

$$\hat{h}_1$$

を得ることができる。

【0031】

MIMO 無線チャネルの空間的な特性は、例えばアンテナの空間相関関数又は相関行列の点から見れば、第 1 の空間無線チャネル  $h_1$  と第 2 の空間無線チャネル  $h_2$  との任意の

50

接続性又は依存性を決定する自己相関行列又は任意の結合測度 (coupling measure) などの

空間的な相関特性に関する情報に対応している。一実施形態において、処理する手段 1 3 0 は、第 2 の無線チャネルの推定値

【数 6】

$$\hat{h}_2$$

と空間的な特性の情報に基づいて、第 1 の無線チャネル

【数 7】

$$\hat{h}_1$$

の予測及び / 又は外挿を実行する。言い換えれば、この実施形態では、空間チャネル推定のために予測及び / 又は外挿を利用できる。他の実施形態では補間が用いられる。

【0032】

図 1 B は、無線チャネル推定装置 1 0 0 の別の実施形態を示している。図 1 B においては、図 1 A と比較して同様の構成要素には同様の符号を付している。図 1 B に示した実施形態では、第 3 の送信アンテナ  $T \times_3$  が関与しており、第 3 の無線チャネル  $h_3$  を通して更なる参照シンボルを送信する。第 3 の無線チャネル  $h_3$  は、送信アンテナ  $T \times_3$  と受信アンテナ  $R \times$  との間に存在している。図 1 B に示した実施形態では、受信する手段 1 1 0 は、第 3 の送信アンテナ  $T \times_3$  から更なる参照シンボルを受信する。更に、推定する手段 1 2 0 は、更なる参照シンボルに基づいて第 3 の無線チャネル

【数 8】

$$\hat{h}_3$$

を推定する。更に、この実施形態において、処理する手段 1 3 0 は、MIMO 無線チャネルの空間的な特性に基づき第 2 の無線チャネルの推定値

【数 9】

$$\hat{h}_2$$

と第 3 の無線チャネルの推定値

【数 10】

$$\hat{h}_3$$

とを処理して、第 1 のチャネル推定値

【数 11】

$$\hat{h}_1$$

を得る。

【0033】

図 1 B の実施形態では、送信アンテナ  $T \times_1$  に関する MIMO 無線チャネルの空間サブチャネル  $h_1$  が、2 つの近隣チャネル推定値に基づいて推定される。他の実施形態においては、補間によってこれを行うことができる。言い換えれば、本実施形態において、処理する手段 1 3 0 は、第 2 の無線チャネルの推定値

10

20

30

40

【数 1 2】

$$\hat{h}_2$$

と、第 3 の無線チャネルの推定値

【数 1 3】

$$\hat{h}_3$$

との間を補間して、第 1 の無線チャネルの推定値

10

【数 1 4】

$$\hat{h}_1$$

を得る。

【0 0 3 4】

図 1 C は、一実施形態において、処理する手段 1 3 0 により実行される補間を説明する図である。図 1 C の上部に 3 つの送信アンテナ  $T \times_1$ 、 $T \times_2$ 、 $T \times_3$  を示しており、第 1 の送信アンテナ  $T \times_1$  は他の 2 つの送信アンテナ  $T \times_2$  と  $T \times_3$  との間に配置されている。上述したように、第 2 の無線チャネルの推定値

20

【数 1 5】

$$\hat{h}_2$$

と、第 3 の無線チャネルの推定値

【数 1 6】

$$\hat{h}_3$$

とが利用できるものと仮定する。図 1 C は 2 つのグラフを示している。1 つは複素チャネル推定値

30

【数 1 7】

$$\hat{h}$$

の大きさ

【数 1 8】

$$|\hat{h}|$$

40

に関するものであり、もう 1 つは複素チャネル推定値の引数 (argument)

【数 1 9】

$$\arg(\hat{h})$$

に関するものである。図 1 C の 2 つのグラフの横軸は、3 つの送信アンテナの広がりに沿った空間的範囲 (spatial dimension) を示している。言い換えれば、本実施形態において、送信アンテナの一樣なリニアアレイが想定され、送信アンテナの空間チャネル推定値が、近隣のアンテナのチャネル推定値の補間によって決定される。

【0 0 3 5】

50

図1Cは、線形補間を行う実施形態を示している。即ち、推定された無線チャネルのチャネル推定値は直線的に結ぶことができ、中間のアンテナの補間された値は、推定された無線チャネルの大きさと引数とにそれぞれ対応するグラフから読み取ることができる。

【0036】

図2は、3つの送信アンテナ210、220、230を用いた実施形態で使用されるパイロットグリッドを示している。図2の上部にパイロットグリッドのレイヤ240を示している。図2の次元は、座標系250によって定まる。図9に対応して、図2のレイヤ240は、送信アンテナ230を介して送信される送信リソースを示している。この場合も、塗りつぶしのない立方体は送信リソースがないことを示しており、黒の立方体はパイロットシンボル即ち参照シンボルを示しており、灰色の立方体はデータ送信を示している。レイヤ240において、パイロットシンボルは時間次元で $D_t$ の間隔を有し、周波数次元で $D_f$ を有することが分かる。図2は、さらに2つのレイヤ260と270を示している。

10

【0037】

レイヤ260は、送信アンテナ220を介して送信される信号を示している。図2から分かるように、本実施形態では、アンテナ220を介して送信されるパイロットシンボルは存在しない。この理由は、空間間隔 $D_s$ が、例えば図9に示した従来のシステムよりも大きいからである。レイヤ270は送信アンテナ210を介して送信され、レイヤ240のパイロットシンボルと同じ間隔を有するパイロットシンボルを有している。図2に示したように、パイロットシンボルは送信アンテナ220を通して送信されない。しかし、空間チャンネルは互いに関連があるため、送信アンテナ220の無線チャンネルは補間される。

20

【0038】

図2は、空間MIMO無線チャンネルの相関を利用することによるオーバーヘッドの低減を示している。図9に示したような、2次元パイロットグリッドが各送信アンテナのために挿入される従来のMIMO-OFDMパイロットグリッドと比較して、図2に示した実施形態は3次元パイロットグリッドを利用する。図2では、送信アンテナ220を例として示したように、パイロットオーバーヘッドが著しく低減される。注目すべきは、システムにおいて用いられる送信アンテナの数が多くなるにつれて、ますます低減できる点である。

【0039】

十分な空間的相関がもたらされる実施形態では、より多くの送信アンテナが柔軟にサポートされる。例えば、LTEでは、4つを超える送信アンテナが2つのパイロットグリッドだけでサポートされる(3GPP TS 36.211 V8.2.0, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8), tech. rep., Mar. 2008を参照されたい。)

30

【0040】

一実施形態では、結果として、MIMO無線チャンネルの無線チャンネル推定を可能にするための送信機も提供される。このMIMO無線チャンネルは、少なくとも第1の送信アンテナ( $T \times_1$ )と、第2の送信アンテナ( $T \times_2$ )と、受信アンテナ( $R \times$ )との間に存在する。このMIMO無線チャンネルは、コヒーレンス時間とコヒーレンス帯域幅とコヒーレンス長を有する。また、第1の送信アンテナ( $T \times_1$ )と第2の送信アンテナとの間の間隔は、コヒーレンス長よりも小さい。

40

【0041】

言い換えると、MIMO無線チャンネルはあるタイムスパン、即ちコヒーレンス時間を有する。このタイムスパンの経過後のチャンネルインパルス応答は、このタイムスパンの前のチャンネルインパルス応答とは完全に独立したものの、即ち相関のないものとなる。同様に、MIMO無線チャンネルはある帯域幅、即ちコヒーレンス帯域幅を有し、少なくともこの帯域幅によって分離されている2つの周波数における2つのチャンネルインパルス応答は、完全に独立、即ち無相関である。更に、MIMO無線チャンネルはある長さ、即ちある空間的な距離、即ちコヒーレンス長を有し、少なくともこの長さ又はこの距離によって分離され

50

ている2つの場所における2つのチャネルインパルス応答は、完全に独立、即ち無相関である。

【0042】

一実施形態によれば、送信機は、第1の時点において第1の送信アンテナ( $T \times_1$ )を通してある搬送波周波数で第1の参照シンボルを送信する手段と、第2の時点において第2の送信アンテナ( $T \times_2$ )を通してある搬送波周波数で第2の参照シンボルを送信する手段とを備えている。ここで、第1の時点と第2の時点は、コヒーレンス時間よりも長い時間によって分離されている。第1の送信アンテナ( $T \times_1$ )と第2の送信アンテナ( $T \times_2$ )とによる参照シンボルの送信は、第1の時点と第2の時点の間と、搬送波周波数からのコヒーレンス帯域幅内とはサスペンドされる。

10

【0043】

言い換えると、他の無線チャネルは空間的な特性に基づいて決定されるため、MIMO無線チャネルのコヒーレンス時間及び周波数の中で1つの送信アンテナの1つの無線チャネルについて参照シンボルを1つだけ提供することによって、本実施形態では、無線チャネルの空間的な特性、例えば2つの送信アンテナと1つの受信アンテナとの間の2つの無線チャネルのチャネルインパルス応答間の既に知られている相関を利用することができる。別の実施形態では、上記のコンセプトを複数の送信アンテナ及び複数の受信アンテナへ拡張できる。

【0044】

更に、一実施形態では、MIMO(Multiple Input Multiple Output)無線チャネルの無線チャネル推定を可能にする方法が提供される。このMIMO無線チャネルは、少なくとも第1の送信アンテナ( $T \times_1$ )と、第2の送信アンテナ( $T \times_2$ )と、受信アンテナ( $R \times$ )との間に存在する。このMIMO無線チャネルは、コヒーレンス時間とコヒーレンス帯域幅とコヒーレンス長とを有する。第1の送信アンテナ( $T \times_1$ )と第2の送信アンテナとの間の間隔は、コヒーレンス長よりも小さい。本方法は、第1の時点において第1の送信アンテナ( $T \times_1$ )を通してある搬送波周波数で第1の参照シンボルを送信するステップと、第2の時点において第2の送信アンテナ( $T \times_2$ )を通してその搬送波周波数で第2の参照シンボルを送信するステップとを含む。第1及び第2の時点は、コヒーレンス時間よりも長い時間によって分離されている。第1の送信アンテナ( $T \times_1$ )と第2の送信アンテナ( $T \times_2$ )とによる参照シンボルの送信は、第1の時点と第2の時点の間と、搬送波周波数からのコヒーレンス帯域幅内とはサスペンドされる。

20

30

【0045】

図2から分かるように、周波数の軸に沿って複数の参照シンボルが使用される。言い換えると、本実施形態では、送信アンテナごとに複数の副搬送波が使用される。本実施形態において、参照シンボルを受信する手段110は、第1の副搬送波により参照シンボルを受信する。従って、第2の無線チャネルを推定する手段120は、第1の副搬送波上の参照シンボルに基づいて第2の無線チャネル

【数20】

$$\hat{h}_2$$

40

を推定する。副搬送波は、例えばOFDMシステムの副搬送波である。一般的には、マルチキャリアシステムの任意の搬送波である。

【0046】

更に、処理する手段130は、MIMO無線チャネルの空間的な特性、例えば相関特性又は他の空間依存性に基づいて第2の無線チャネルの推定値

【数21】

$$\hat{h}_2$$

50

を処理し、第 2 の副搬送波上で第 1 の無線チャンネル推定値

【数 2 2】

$$\hat{h}_1$$

を得る。第 2 の副搬送波は、第 1 の副搬送波とは異なる周波数であってもよく、例えば、OFDM システムの他の副搬送波であってもよい。一般的には、マルチキャリアシステムの他の任意の搬送波である。

【0047】

言い換えると、一実施形態において、空間 MIMO 無線サブチャンネルは、異なる周波数のチャンネル推定値から補間される。従って、一実施形態において、参照シンボルを受信する手段 110 は、第 3 の副搬送波により参照シンボルを受信する。処理する手段 130 は、第 2 及び第 3 の副搬送波のチャンネル推定値を処理して、第 1 の副搬送波のチャンネル推定値を得る。これは補間によって行われる。言い換えれば、空間領域及び周波数領域における相関は、実施形態によっては共に利用される。

10

【0048】

一実施形態において、手段 110 は複数の副搬送波上で参照シンボルを受信し、ここで、副搬送波の副搬送波周波数は異なる。推定する手段 120 は、複数の副搬送波上で無線チャンネルを推定する。処理する手段 130 は、MIMO 無線チャンネルの空間的な特性に基づいて異なる副搬送波の推定値を処理し、参照シンボルが提供されない副搬送波について

20

【数 2 3】

$$(\hat{h}_1)$$

を得る。

【0049】

図 2 を参照すると、レイヤ 260 では、パイロットシンボルが利用可能ではないことが分かる。言い換えれば、レイヤ 260 の空間サブチャンネルは、図 2 の実施形態におけるレイヤ 270 及び 240 から補間される。しかし、レイヤ 260 は同じように副搬送波及びタイムスロットを有する。言い換えれば、実施形態において、3次元補間が行われ、例えば空間領域、周波数領域、時間領域内の相関のいずれもが用いられる。

30

【0050】

一実施形態において、参照シンボルを受信する手段 110 は、第 1 のタイムスロットにおいて参照シンボルを受信する。推定する手段 120 は、第 1 のタイムスロットにおいて受信した参照シンボルに基づいて第 2 の無線チャンネルを推定する。処理する手段 130 は、MIMO 無線チャンネルの空間的な特性に基づいて第 2 の無線チャンネルの推定値を処理し、第 2 のタイムスロットにおいて第 1 の無線チャンネル推定値を得る。言い換えれば、時間次元及び空間領域内の相関は、実施形態によってはともに利用される。

【0051】

40

従って、受信する手段 110 は、第 3 のタイムスロットにおいて別の参照シンボルを受信し、これに対応して、推定する手段 120 は、第 3 のタイムスロットにおいて第 3 の無線チャンネルを推定する。処理する手段 130 は、第 2 のタイムスロットにおいて第 1 の無線チャンネル推定値を得るため、第 1 及び第 3 のタイムスロットの推定値を処理する。この場合も、補間を用いることができる。

【0052】

一実施形態において、手段 110 は、複数のタイムスロットにおいて参照シンボルを受信し、手段 120 は、複数のタイムスロットにおいて受信した複数の参照シンボルに基づいて無線チャンネルを推定する。処理する手段 130 は、MIMO 無線チャンネルの空間的な特性に基づいて複数の無線チャンネルの推定値を処理し、参照シンボルが提供されなかった

50

タイムスロットについて第 1 の無線チャネル推定値

【数 2 4】

$$\hat{h}_1$$

を得る。

【0053】

言い換えれば、一実施形態において、処理する手段 130 は、3次元グリッドに関して中間の無線チャネルを推定又は補間するため、異なる時間において、異なる場所において、そして異なる副搬送波周波数において無線チャネルの推定値を処理する。一実施形態において、反復的なパイロットシンボルが各領域の間隔において利用可能となり、この領域の間隔の少なくとも1つはそれぞれの領域のコヒーレンスの限度よりも小さくなるように、3次元グリッドの寸法が定められる。言い換えれば、パイロットシンボルは時間領域において無線チャネルのコヒーレンス時間よりも短い時間で繰り返され、時間領域の補間を可能にする。言い換えれば、パイロットシンボル又は参照シンボルの平均時間間隔は、コヒーレンス時間よりも短い。代替的又は追加的には、パイロットシンボルは周波数領域において、無線チャネルのコヒーレンス帯域幅よりも小さな間隔を有する周波数又は副搬送波で反復され、周波数領域の補間を可能にする。他の実施形態によれば、パイロットシンボルは空間領域において、無線チャネルのコヒーレンス長よりも小さな間隔を有する場所において反復され、空間領域補間を可能にする。実施形態によっては、3次元グリッドは規則的あるいは不規則である。即ち、3つの次元の各々で、参照シンボルの間隔は等間隔あるいは不規則である。

【0054】

一実施形態において、帯域幅の点で効率的なパイロットのデザインが提供される。このデザインは、例えば、WINNER (Wireless World Initiative New Radio) II システムコンセプトの広域に展開するシナリオへと応用できる。IST-4-027756 WINNER II, D6.13.10 final CG wide area description for integration into overall system concept and assessment of key technologies, Oct. 2007を参照されたい。更に可能な応用として、パイロットオーバーヘッドを増加させないで4つを超える送信アンテナのサポートが求められるLTE-Advancedが含まれる。

【0055】

更に応用可能なシナリオはルーフトップ配置 (rooftop deployment) である。アンテナが典型的には屋上に取り付けられるセルラーネットワークにおいて、空間チャネルは狭い角度広がり (angular spread) を示し、ダウンリンクで送信アンテナ間の空間的相関を生じる。これは実施形態によっては有利に利用される。更に、一実施形態は、一般的に、空間プリコーディング、例えば空間多重化又は時空間ブロック符号を有しないMIMO-OFDMスキームへと応用可能であり、送信アンテナの空間的相関を用いることができる。

【0056】

ビームのグリッドが、例えばWINNER広域について用いられ (IST-4-027756 WINNER II, D6.13.10 final CG wide area description for integration into overall system concept and assessment of key technologies, Oct. 2007を参照)、そしてLTE閉ループの単一ユーザMIMOについても用いられる (3GPP TS 36.211 V8.2.0, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8), tech. rep., Mar. 2008を参照)。空間プリコーダは、固定された行列の集合  $B = \{ B_1, \dots, B_M \}$  から選択される。ここで、Mは利用可能なプリコーダの数である。

【0057】

次いで、受信機は、空間プリコーディングすることなく全方向へと送信された非加重3D共通パイロットグリッドと、プリコーダ  $B_m$  Bへと関連づけられたビームインデック

ス m とをともに受信することによって、有効チャネル、即ち空間処理を含むチャネルを容易に決定することができる。制御情報は、典型的には、例えば、LTE で定められているように全方向へと送信されるため (3GPP TS 36.211 V8.2.0, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8), tech. rep., Mar. 2008 を参照)、様々なパイロットグリッド、即ち専用パイロット及び共通パイロットの挿入を効果的に回避できる。故に、パイロットオーバーヘッドは更に低減される。

【 0 0 5 8 】

図 3 は、MIMO-OFDM システムを示している。左側に示した送信機では、3次元パイロットグリッド、即ち時間、周波数、空間の各領域に広がる参照シンボルのグリッドが、ブロック 310 で生成される。生成された 3次元パイロットグリッドは、次いで空間領域で分離される。即ち、時間グリッド及び周波数グリッドのレイヤが空間送信経路へと割り当てられる。これは多重化エンティティ 312 及び 314 によって実行される。多重化エンティティ 312 及び 314 は、生成された 3次元パイロットグリッドを、

10

【 数 2 5 】

$$X_{l,j}^{(1)} \dots X_{l,j}^{(N_T)}$$

で表される送信用データと多重化して、パイロットシンボル

20

【 数 2 6 】

$$\tilde{X}_{l,j}^{(1)} \dots \tilde{X}_{l,j}^{(N_T)}$$

を含むデータシンボルを得る。次いで、対応する時間領域信号

【 数 2 7 】

$$x_{l,j}^{(1)} \dots x_{l,j}^{(N_T)}$$

が  $N_T$  個の送信アンテナ 330 により送信される前に、OFDM 変調がブロック 322 及び 324 で実行される。

30

【 0 0 5 9 】

図 3 には、受信機側において  $N_R$  個の受信アンテナ 340 を示している。受信アンテナは OFDM 復調エンティティ 342 及び 344 へと接続されている。受信信号

【 数 2 8 】

$$y_{l,j}^{(1)} \dots y_{l,j}^{(N_R)}$$

は復調エンティティ 342 及び 344 へと提供され、復調エンティティ 342 及び 344 は周波数領域信号

40

【 数 2 9 】

$$\tilde{Y}_{l,j}^{(1)} \dots \tilde{Y}_{l,j}^{(N_R)}$$

を生成する。2つの逆多重化エンティティ 352 及び 354 は受信信号からパイロットシンボルを抽出して、それらをチャネル推定エンティティ 360 へと提供する。チャネル推定エンティティ 360 は、上記の説明に基づいた無線チャネル推定装置 110 を備えている。いったん、チャネル推定エンティティ 360 がチャネルを推定すると、検出部及び推定部 370 は、送信された信号について推定値

【数 3 0】

$$\hat{X}_{l,j}^{(1)} \dots \hat{X}_{l,j}^{(N_T)}$$

を決定する。

【0060】

以下、さらに詳細なシステム及びチャネルモデルについて説明する。

【0061】

図 3 に示したように、 $N_T$  個の送信アンテナ及び  $N_R$  個の受信アンテナを有する MIMO-OFDM システムの実施形態を考察する。使用される副搬送波の数を  $N_c$  とし、フレーム当たりの OFDM シンボルの数を  $L$  とする。送信信号ベクトル

【数 3 1】

$$\mathbf{x}_{n,\ell} = [X_{n,\ell}^{(1)}, \dots, X_{n,\ell}^{(N_T)}]^T$$

は、 $N_T$  個のエレメントを有するアンテナアレイによって発射される。これは送信ビームフォーミングを含んでも含まなくてもよい。全送信電力は

【数 3 2】

$$E\{\|\mathbf{x}_{n,\ell}\|^2\} = E_d \quad 20$$

とする。OFDM 変調は、 $N_{DFT}$  個 ( $N_{DFT} = N_c$ ) の点における逆 DFT (IDFT : Inverse Discrete Fourier Transform) により行われ、続いて  $N_{CP}$  個のサンプルのサイクリックプレフィックス (CP : Cyclic Prefix) の挿入が行われる。時間と周波数における完全な直交性を仮定すると、第 1 番目の OFDM シンボルブロックの副搬送波  $n$  及び第  $\ell$  番目の受信アンテナの受信信号は、次式によって与えられる。

【数 3 3】

$$Y_{n,\ell}^{(\nu)} = \mathbf{x}_{n,\ell}^T \mathbf{h}_{n,\ell}^{(\nu)} + Z_{n,\ell}^{(\nu)}; \quad \begin{array}{l} 0 \leq n < N_c \\ 0 \leq \ell < L \\ 0 \leq \nu < N_R \end{array} \quad (1) \quad 30$$

ここで、

【数 3 4】

$$Z_{n,\ell}^{(\nu)}$$

は、ゼロ平均及び分散  $N_0$  を有する加法的白色ガウス雑音 (AWGN) である。シンボル間の干渉は、 $N_{CP} T_{\text{symbol}} \text{max}$  を設定することによって回避される。ここで、 $\text{max}$  はチャネルインパルス応答 (CIR) の最大遅延である。ベクトル表記法において、OFDM シンボル  $l$  の受信アンテナ  $\ell$  で観察される信号は、便宜的に次のように表現される。

【数 3 5】

$$\mathbf{y}_\ell^{(\nu)} = \mathbf{X}_\ell \mathbf{h}_\ell^{(\nu)} + \mathbf{z}_\ell^{(\nu)} \in \mathbb{C}^{N_c \times 1} \quad (2)$$

【0062】

$N_c \times N_T \times N_c$  次元の 2D の送信信号行列は、周波数及び空間における送信シンボルから構成され、

【数 3 6】

$$\mathbf{X}_\ell = \text{diag}[\mathbf{x}_{1,\ell}^T, \dots, \mathbf{x}_{N_c,\ell}^T]$$

として表わされる。同様に、CTFを表す  $N_T N_c \times 1$  次元の 2D 行列は、

【数 3 7】

$$\mathbf{h}_\ell = [\mathbf{h}_{1,\ell}^T, \dots, \mathbf{h}_{N_c,\ell}^T]^T$$

によって与えられる。最後に、 $N_c \times 1$  次元の雑音ベクトルは、

【数 3 8】

$$\mathbf{z}_\ell = [z_{1,\ell}, \dots, z_{N_c,\ell}]^T$$

となる。

【0063】

1つのフレームの受信信号は、L個のOFDMシンボル

【数 3 9】

$$\mathbf{y}^{(\nu)} = [\mathbf{y}_1^T, \dots, \mathbf{y}_L^T]^T$$

10

20

から構成される。このOFDMシンボルは次のとおりである。

【数 4 0】

$$\mathbf{y}^{(\nu)} = \mathbf{X}\mathbf{h}^{(\nu)} + \mathbf{z}^{(\nu)} \in C^{N_c L \times 1} \quad (3)$$

$$\text{with } \mathbf{X} = \text{diag}[\mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_L], \quad \mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T, \dots, \mathbf{h}_L^T]^T \quad \text{and} \quad \mathbf{z} = [\mathbf{z}_1^T, \dots, \mathbf{z}_L^T]^T$$

【0064】

30

チャネル伝達関数 (CTF : Channel Transfer Function) は、時間、周波数、空間で  
 相関がある。送信アンテナ  $\mu$  から受信アンテナ  $\nu$  へと伝搬する離散的CTF

【数 4 1】

$$H_{n,\ell}^{(\mu,\nu)}$$

は、周波数  $f = n/T$ 、時間  $t = l T_{\text{sym}}$  で  $H^{(\mu,\nu)}(f, t)$  をサンプリングすることによって得られる。ここで、 $T_{\text{sym}} = (N_c + N_{\text{cp}}) T_{\text{sp1}}$  であり、 $T = N_c T_{\text{sp1}}$  は、サイクリックプレフィックスを有するかあるいは有しないOFDMシンボル時間であり、 $T_{\text{sp1}}$  はサンプル時間である。

40

【0065】

送信アンテナアレイから受信アンテナ  $\nu$  への複合的なCTFは、式(1)のチャネルベクトル

【数 4 2】

$$\mathbf{h}_{n,\ell}^{(\nu)} = [H_{n,\ell}^{(1,\nu)}, \dots, H_{n,\ell}^{(N_T,\nu)}]^T$$

において与えられる。

【数 4 3】

$$E\{\|\mathbf{h}_{n,\ell}^{(\nu)}\|^2\} = \bar{\sigma}_h^2 = 1$$

の正規化された平均チャネル利得を仮定する。MIMO-OFDMシステムを数学的にモデル化するため、次の3つの仮定を適用する。実施形態はこの仮定に限定されるものではない。第1に、周波数選択時変チャネル (frequency selective time-variant channel) が考慮される。これは、 $Q_0$  の非ゼロタップを有するタップ付き遅延ラインによってモデル化される。関連付けられたタップ遅延  $\tau_q$  を有する各チャネルタップ  $q$  ( $1 \leq q \leq Q_0$ ) は、散乱体  $s$  についてドップラー周波数  $f_{D,q,s}$  を有する  $S_q$  個の局所的な散乱体からなる。第2に、基地局アンテナアレイは屋上に取り付けられると仮定する。このような環境において、 $\theta_{q,s}$  (Angle of departure)  $(1 \leq s \leq S_q)$  は、後に図4で説明するように、ある角度広がり  $\vartheta_{q,s}$  の中に含まれ、送信アンテナエレメント間の空間的相関を生じる。第3に、移動端末受信機は、多数の局所的な散乱体によって取り囲まれている。故に、 $\phi_{q,s}$  (angle of arrival)、即ち

【数 4 4】

$$\vartheta_{q,s}$$

( $1 \leq s \leq S_q$ ) は、移動機の周りに一様に分布していると考える。

【0066】

図4は、空間チャネルモデル、具体的には角度広がり (angular spread) のモデルを示している。図4は、4つのアンテナ402、404、406、408を有する一様な直線アンテナアレイを示している。衝突及び出発信号は、角度広がり  $\vartheta_{q,s}$  を有する平均角  $\theta_{q,s}$  の周りに分散している。これらの仮定により、チャネルベクトルは次式によって表される。

【数 4 5】

$$\mathbf{h}_{n,\ell}^{(\nu)} = \mathbf{h}^{(\nu)}\left(\frac{n}{T}, \ell T_{sym}\right) = \sum_{q=1}^{Q_0} A_q \exp(-j2\pi \tau_q \frac{n}{T}) \sum_{s=1}^{S_q} \mathbf{a}(\vartheta_{q,s}) \exp(j2\pi D \nu \sin \vartheta_{q,s}) \exp(j2\pi f_{D,q,s} \ell T_{sym}) \quad (4)$$

30

ここで、 $A_q$  はタップ  $q$  の大きさであり、 $D = d / \lambda$  は、搬送波波長  $\lambda$  によって正規化されたアンテナ間隔である。式(4)において、マルチパス伝搬によって引き起こされるタップ遅延  $\tau_q$  は、周波数 (副搬送波インデックス  $n$ ) に変動をもたらし、ドップラー効果によって引き起こされた移動機の速度に起因した時間変動は、時間 (OFDMシンボルインデックス  $l$ ) に対する変動をもたらす。

【0067】

1つのチャネルタップは  $S_q$  個の局所散乱体からなる。これらの散乱体は、角度  $\vartheta_{q,s}$  を有する送信アンテナアレイから出発する。チャネルベクトル

【数 4 6】

$$\mathbf{h}_{n,\ell}^{(\nu)}$$

40

の空間的な特性は、アレイ応答  $\mathbf{a}(\vartheta_{q,s})$  によって決定される。アンテナ間隔  $d$  を有する一様な直線アレイ (ULA: uniform linear array) のアレイ応答は、アンテナ素子  $\mu$  に対して次のとおりである。

【数 4 7】

$$a^{(\mu)}(\varphi) = \exp(j2\pi D \mu \sin \varphi); \quad 0 \leq \mu < N_T \quad (5)$$

$$D = \frac{d}{\lambda}$$

【0068】

$N_R$  個の全ての受信アンテナは、互いに無相関であると仮定する。チャンネルを推定するためには、受信アンテナのチャンネル応答が他の受信アンテナ上で独立に生成される。故に、受信アンテナは以下省略する。これらを用いると、副搬送波  $n$ 、送信アンテナ  $\mu$  から生じる OFDM シンボル  $l$  における CTF は、次のようになる。

【数 4 8】

$$H_{n,\ell}^{(\mu)} = \sum_{q=1}^{Q_0} A_q \exp(-j2\pi \tau_q \frac{n}{T}) \sum_{s=1}^{S_q} a^{(\mu)}(\varphi_{q,s}) \exp(j2\pi f_{D,q,s} \ell T_{sym}) = \sum_{q=1}^{Q_0} g_{n,\ell}^{(\mu)}[q] \quad (6)$$

ここで、

【数 4 9】

$$g_{n,\ell}^{(\mu)}[q]$$

20

は、タップ  $q$  によって構成された CTF の部分であり、アレイ応答  $a^{(\mu)}(\cdot)$  は式 (5) により定まる。相関がある受信アンテナの場合、チャンネル推定値は改善される。H. Miao and M. J. Juntti, Space-Time Channel Estimation and Performance Analysis for Wireless MIMO-OFDM Systems With Spatial Correlation, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 54, pp. 2003-2016, Nov. 2005 と、J. Wang and K. Araki, Pilot Symbol Aided MAP-Based 3D Channel for Multi-User MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, pp. 801-808, Mar. 2006 と、J.-W. Choi and Y.-H. Lee, Complexity-Reduced Channel Estimation in Spatially Correlated MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E90-B, pp. 2609-2612, Sept. 2007 とを参照されたい。

【0069】

例えば、J.-W. Choi 及び Y.-H. Lee のフレームワークを使用することにより、推定装置は、直接的な方法で相関のある受信アンテナへと一般化できる。2次統計量は、時間、周波数、空間の3つの独立した相関関数から構成された以下の3次元(3D)相関関数によって決定される。

【数 5 0】

$$R[\Delta_\mu, \Delta_n, \Delta_\ell] = E \left\{ H_{n,\ell}^{(\mu)} (H_{n+\Delta_n, \ell+\Delta_\ell}^{(\mu+\Delta_\mu)})^* \right\}$$

$$= R_\ell[\Delta_\ell] \sum_{q=1}^{Q_0} R_{f,q}[\Delta_n] \cdot R_{s,q}[\Delta_\mu] \quad (7)$$

40

時間及び周波数における相関関数は、W. C. Jakes, Microwave Mobile Communications, Wiley, NY, 1974により以下のようなになる。

【数 5 1】

$$R_t[\Delta_\ell] = E \left\{ H_{n,\ell}^{(\mu)} (H_{n,\ell+\Delta_\ell}^{(\mu)})^* \right\} \\ = J_0(2\pi f_{D,max} T_{sym}) \quad (8)$$

ここで、 $f_{D,max}$  は最大ドップラー周波数であり、 $J_0(\cdot)$  は第 1 種ゼロ次ベッセル関数である。また、

【数 5 2】

$$R_{f,q}[\Delta_n] = E \left\{ g_{n,\ell}^{(\mu)}[q] (g_{n+\Delta_n,\ell}^{(\mu)}[q])^* \right\} \\ = \sigma_q^2 \exp(-j2\pi \tau_q \frac{\Delta_n}{T}) \quad (9)$$

10

であり、ここで、

【数 5 3】

$$\sigma_q^2 = E \left[ |A_q|^2 \right]$$

20

である。アンテナ  $\mu$  と  $\mu + \mu$  との間の空間的相関は、次のとおりである。

【数 5 4】

$$R_{s,q}[\Delta_\mu] = E \left\{ g_{n,\ell}^{(\mu)}[q] (g_{n,\ell}^{(\mu+\Delta_\mu)}[q])^* \right\} \\ = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \exp(j2\pi D \Delta_\mu \sin \varphi) \rho_q(\varphi) d\varphi; \quad D = \frac{d}{\lambda} \quad (10)$$

ここで、 $\rho_q(\cdot)$  は、タップ遅延  $\tau_q$  に関連付けられた A o D 角分布の p d f (probability density function) である。

30

【0070】

移動機は非常に多数の局所散乱体によって取り囲まれているという仮定により、 $R_t[\Delta_\ell]$  はチャネルタップ  $q$  とは独立している。他方、測定キャンペーン (IST-4-027756 INNER II, D1.1.2 WINNER II Channel Models, Sept. 2007を参照) は、空間的相関  $R_{s,q}[\Delta_\mu]$  がチャネルタップ  $q$  と密接に関連することを示唆している。これは、主要な反射体の長距離による分離が明確なタップ遅延  $\tau_q$  をもたらすという事実によって物理的に動機づけられる。故に、式 (7) の 3 次元相関関数は、時間相関  $R_t[\Delta_\ell]$  と周波数空間結合相関  $R_{fs}[\Delta_n, \Delta_\mu]$  のみに以下のように分離される。

【数 5 5】

$$R[\Delta_\mu, \Delta_n, \Delta_\ell] = R_t[\Delta_\ell] R_{fs}[\Delta_\mu, \Delta_n] \quad (11)$$

with

$$R_{fs}[\Delta_\mu, \Delta_n] = E \left\{ H_{n,\ell}^{(\mu)} (H_{n+\Delta_n,\ell}^{(\mu+\Delta_\mu)})^* \right\} = \sum_{q=1}^{Q_0} R_{f,q}[\Delta_n] \cdot R_{s,q}[\Delta_\mu] \quad (12)$$

50

【 0 0 7 1 】

【 数 5 6 】

$$R_f^{(\mu,\nu)}[\Delta_n]$$

と

【 数 5 7 】

$$R_t^{(\mu,\nu)}[\Delta_\ell]$$

10

の双方は、厳密には帯域が制限されていることが一般的である (F. Sanzi and J. Speidel, An Adaptive Two-Dimensional Channel Estimator for Wireless OFDM with Application to Mobile DVB-T, IEEE Trans. Broadcasting, vol. 46, pp. 128-133, June 2000を参照)。即ち、電力遅延プロファイルによって表される

【 数 5 8 】

$$R_f^{(\mu,\nu)}[\Delta_n]$$

のフーリエ逆変換は、範囲  $[0, m_{max}]$  において本質的に非ゼロである。ここで、 $m_{max}$  は最大チャネル遅延である。同様に、移動機の速度に起因する時間変動を表す

20

【 数 5 9 】

$$R_t^{(\mu,\nu)}[\Delta_\ell]$$

のフーリエ変換は、 $[-f_{D, max}, f_{D, max}]$  において非ゼロのドップラー・パワースペクトルによって与えられる。同様の特徴は屋上に取り付けられたアンテナアレイの空間的相関について観察され、タップ遅延  $\phi_q$  に関連づけられた局所散乱体は、図 4 に示したように、角度広がり  $\theta_q$  を有する平均 AOD、即ち  $\phi_q$  の周りに集まっている。

【 0 0 7 2 】

J. Salz and J. Winters, Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 43, pp. 1049-1057, Nov. 1994によれば、式 (10) 及び式 (12) の積分は、範囲

30

【 数 6 0 】

$$[\phi_q - \frac{\theta_q}{2}, \phi_q + \frac{\theta_q}{2}]$$

において一様に分布した局所散乱体の大きな数  $S_q$  を仮定することによって求めることができる。故に、pdf、即ち  $p_q(\varphi)$  は以下のような連続した pdf によって近似される。

【 数 6 1 】

40

$$p_q(\varphi) = \begin{cases} \frac{1}{\theta_q} & -\frac{\pi}{2} \leq \phi_q - \frac{\theta_q}{2} \leq \varphi \leq \phi_q + \frac{\theta_q}{2} \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (13)$$

【 0 0 7 3 】

一般的な相関関数  $R_{s, q}$  は、J. Salz and J. Winters, Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 43, pp. 1049-1057, Nov. 1994に記載の式 (A - 19) 及び式 (A - 20) により与えられる。

50

【 0 0 7 4 】

小さな角度広がり $\theta_q$ は、次の仮定に従って近似できる。角度広がり $\theta_q$ は典型的には小さいため、相関 $R_{s,q}$ は以下に説明するように、簡略化した式によって近似できる。範囲【数 6 2】

$$\tilde{\varphi} \in \left[-\frac{\theta_q}{2}, \frac{\theta_q}{2}\right]$$

において一様に分布した

【数 6 3】

$$\tilde{\varphi} = \varphi - \phi_q$$

10

を定める。

【数 6 4】

$$\sin \tilde{\varphi} \approx \tilde{\varphi}$$

及び

【数 6 5】

$$\cos \tilde{\varphi} \approx 1$$

20

を有する小さな角度広がり

【数 6 6】

$$(\theta_q < \frac{\pi}{6})$$

について、三角関数の加法定理によれば、以下のようなになる。

【数 6 7】

$$\begin{aligned} \sin \varphi &= \sin(\tilde{\varphi} + \phi_q) = \sin \tilde{\varphi} \cdot \cos \phi_q + \cos \tilde{\varphi} \cdot \sin \phi_q \\ &\approx \tilde{\varphi} \cdot \cos \phi_q + \sin \phi_q \quad \text{for } \tilde{\varphi} \ll \frac{\pi}{2} \end{aligned}$$

30

故に、式(5)のレイ応答は次のように近似される。

【数 6 8】

$$a^{(\mu)}(\tilde{\varphi}) \approx \exp(j 2\pi D \mu (\tilde{\varphi} \cos \phi_q + \sin \phi_q)) \quad (14)$$

また、送信アンテナ $\mu$ と $\mu + \mu$ との間の相関は次のようになる。

【数 6 9】

$$R_{s,q}[\Delta_\mu] \approx \exp(j 2\pi \Delta_\mu D \sin \phi_q) \cdot \frac{\sin(\pi \theta_q \Delta_\mu D \cos \phi_q)}{\pi \theta_q \Delta_\mu D \cos \phi_q}; \quad D = \frac{d}{\lambda} \quad (15)$$

40

【 0 0 7 5 】

パイロット支援チャネル推定(PACE)は、最初、単一搬送波システムのために導入され、フラットフェージングチャネルを必要とした。J. K. Cavers, An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. VT-40, pp. 686-693, Nov. 1991を参照されたい。

50

## 【 0 0 7 6 】

従来の2次元のP A C Eの場合には、既に知られている $N_p$ 個の参照シンボル(パイロット)が、時間における等間隔のパイロット間隔 $D_t$ と、周波数におけるパイロット間隔 $D_f$ とを用いて挿入される。P. Hoeher, S. Kaiser, and P. Robertson, Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency, in Proc. Communication Theory Mini-Conf. (CTMC) within IEEE Global Telecommun. Conf. (Globecom '97), Phoenix, USA, pp. 90-96, 1997を参照されたい。MIMO-OFDMチャネル推定に関するこれまでの研究では、チャネル推定値の精度を改善するために空間的相関が利用されている。M. Stege, P. Zillmann, and G. Fettweis, MIMO Channel Estimation with Dimension Reduction, in Proc. Int. Symp. Wireless Pers. Multimedia Commun. (WPMC 2002), Hawaii, USA, Oct. 2002と、H. Miao and M. J. Juntti, Space-Time Channel Estimation and Performance Analysis for Wireless MIMO-OFDM Systems With Spatial Correlation, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 54, pp. 2003-2016, Nov. 2005と、J. Wang and K. Araki, Pilot Symbol Aided MAP-Based 3D Channel for Multi-User MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, pp.801-808, Mar. 2006と、J.-W. Choi and Y.-H. Lee, Complexity-Reduced Channel Estimation in Spatially Correlated MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E90-B, pp. 2609-2612, Sept. 2007とを参照されたい。しかし、空間における補間を利用する実施形態によれば、これらのコンセプトと比較して顕著な利得及び利点が提供される。その理由は、チャネル推定の品質を維持しつつ、パイロットオーバーヘッドを低減することができるからである。

10

20

## 【 0 0 7 7 】

提案された3次元(3D)P A C Eの場合には、パイロットオーバーヘッドを低減するために空間的相関が用いられる。空間におけるパイロット間隔 $D_s$ を用いることにより、パイロットは各送信アンテナ $\mu$ については挿入されない。むしろチャネル応答は、図2に示したように、異なる送信アンテナのパイロット間の補間によって得られる。上記の実施形態の説明はOFDMに関して行ったが、C.-T. Lam, G. Auer, F. Danilo-Lemoine, and D. Falconer, Design of Time and Frequency Domain Pilots for Generalized Multicarrier Systems, in Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC 2007), Glasgow, UK, June 2007に記載のフレームワークを適用することによって、DFT拡散OFDM、マルチキャリア(MC)CDMA、ゼロパディング(ZP)OFDMを含む一般化されたマルチキャリア波形へと3次元P A C Eを容易に拡張することができる(Z. Wang and G. B. Giannakis, Wireless Multicarrier Communications-Where Fourier Meets Shannon, IEEE Signal Proc. Mag., vol. 17, pp. 29-48, May 2000を参照されたい)。

30

## 【 0 0 7 8 】

正則3Dグリッド(regular 3D grid)は、Y. Li, Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation for OFDM in Wireless Systems, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 49, pp. 1207-1215, July 2000に記載がある。

## 【 数 7 0 】

$$\begin{bmatrix} \mu \\ n \\ \ell \end{bmatrix} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{d}} + \mathbf{d}_0; \mathbf{G} = \begin{bmatrix} D_s & \delta_{sf} & 0 \\ d_{sf} & D_f & 0 \\ d_{st} & 0 & D_t \end{bmatrix}, \mathbf{d}_0 = \begin{bmatrix} \mu_0 \\ n_0 \\ \ell_0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

40

ここで、

## 【 数 7 1 】

$$\tilde{\mathbf{d}} = [\tilde{\mu}, \tilde{n}, \tilde{\ell}]^T$$

は、パイロットインデックスであり、パイロットシンボルを表す変数は、以下、「~」を

50

付して示す。更に、 $d_0 = [\mu_0, n_0, l_0]^T$  は、 $[0, 0, 0]^T$  に関して最初のパイロットのシフトを表す。パイロットのみを含む送信信号シーケンスは、

【数 7 2】

$$\{\tilde{X}_{\tilde{n}, \tilde{\ell}}^{(\tilde{\mu})}\} = \{X_{n, \ell}^{(\mu)}\}$$

によって表わされ、 $\mu$ 、 $n$ 、 $l$  は式 (16) による。一般的に、 $G$  の非ゼロの非対角要素は、非長方形パイロットグリッド、例えばダイヤモンド形グリッドを構成するか (J. Choi and Y. Lee, Optimum Pilot Pattern for Channel Estimation in OFDM Systems, IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 4, pp. 2083-2088, Sept. 2005 を参照)、あるいは DVB-T グリッドを構成する (F. Sanzi and J. Speidel, An Adaptive Two-Dimensional Channel Estimator for Wireless OFDM with Application to Mobile DVB-T, IEEE Trans. Broadcasting, vol. 46, pp. 128-133, June 2000 を参照)。式 (16) では、パラメータ  $s_f$  がパイロットを空間領域に沿ってシフトする。

【0079】

図 5 は、ダイヤモンド形の空間 - 周波数又は空間 - 時間グリッドの実施形態を示している。図 5 に示した実施形態は、4 つの送信アンテナ 502、504、506、508 を用いる。更に、図 5 は、時間 - 周波数次元パイロットスキームの 4 つのレイヤ 512、514、516、518 を示している。図 5 の説明は、図 2 及び図 9 について既に説明した内容と同様である。つまり、黒い立方体はパイロットシンボル又は参照シンボルを表し、中空の立方体は送信リソースがないことを表している。図 5 は、周波数間隔  $D_f = 4$  であり、時間間隔  $D_t = 5$  であり、空間間隔  $D_s = 2$  であることを示している。

【0080】

更に、非対角要素は  $s_f = 1$  とし、ダイヤモンド形の空間 - 周波数グリッドが生まれる。 $N_T$  個の全送信アンテナからチャネル推定値を得るため、異なる送信アンテナに属するパイロットは、図 2 に示したように、時間、周波数、及び / 又は空間で直角に分離される。これを達成する 1 つの方法は、式 (16) で条件  $d_{s_f} \bmod D_f = 0$  又は  $d_{s_t} \bmod D_t = 0$  のいずれかを課すことである。図 5 において、異なるアンテナエレメントからのパイロットは、 $d_{s_f} = 1$  及び  $d_{s_t} = 0$  とすることによって周波数において分離される。これは、雑音の影響を受けた式 (3) の 3 次元 CTF である  $h$  のサブサンプリングバージョンを提供し、異なる送信アンテナに属するパイロット間の干渉を回避する。注意すべきこととして、パイロットを直交して分離する他の可能性もあるが、これらは、複雑度がより高まり、及び / 又は少なくとも同じパイロットオーバーヘッドが生じる。G. Auer, Analysis of Pilot-Symbol Aided Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas, in Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC 2004), Paris, France, pp. 3221-3225, June 2004 を参照されたい。

【0081】

それでもなお、3次元 PACE の実施形態は、W. G. Jeon, J. H. Paik, and Y. S. Cho, Two Dimensional MMSE (MMSE: Minimum Mean Square Error) Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity, in Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf. 2001-Fall (VTC ' F01), Atlantic City, USA, Oct. 2001 と、G. Auer, Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas by Filtering in Time and Frequency, in Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf. 2003-Fall (VTC ' F03), Orlando, USA, Oct. 2003 に記載のコンセプトを 2 次元から 3 次元へと拡張することによって、他のスキーム、例えば移相パイロットシーケンスへも一般化できる (I. Barhumi, G. Leus, and M. Moonen, Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels, Signal Processing, IEEE Transactions on, vol. 51, pp. 1615-1624, June 2003 を参照されたい)。

【0082】

全部で  $N_p$  個のパイロットが挿入され、次の式に従って時間、周波数、空間において分

散される。

【数 7 3】

$$N_p = N_{p,t} \cdot N_{p,f} \cdot N_{p,s} = \left[ \frac{L}{D_t} \right] \cdot \left[ \frac{N_c}{D_f} \right] \cdot \left[ \frac{N_T}{D_s} \right]. \quad (17)$$

【0083】

$N_p \times 1$  次元の受信されたパイロットシーケンス

【数 7 4】

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{h}} + \tilde{\mathbf{z}}$$

は、式(3)の3次元CTFである $h$ のサブサンプリングされたバージョンである。全てのパイロットがチャネル推定に利用できるわけではない。時間 $M_t = N_{p,t}$ 、周波数 $M_f = N_{p,f}$ 、空間 $M_s = N_{p,s}$ のパイロットの部分集合が、幾つかの実施形態でチャネル推定に使用できる。

【数 7 5】

$$\hat{\mathbf{h}}$$

によって表わされる $h$ の推定値は、3D補間に基づいて最小平均二乗誤差(MMSE)によって得られる。

【0084】

一実施形態において、送信信号はビームフォーミング、すなわち $x_{n,1} = s_{n,1} b_{n,1}$ を含むと想定する。ここで、 $b_{n,1}$ はビームフォーミングベクトルであり、 $s_{n,1}$ は送信シンボルである。よって、受信機は、有効チャネル、即ちユーザ特定ビームフォーミングを含んだチャネル応答

【数 7 6】

$$H_{eff} = \mathbf{b}_{n,\ell}^T \mathbf{h}_{n,\ell}$$

を推定する必要がある。もし、ビームフォーミングベクトルを受信機が認識しているならば、有効チャネルは

【数 7 7】

$$\hat{H}_{eff} = \mathbf{b}_{n,\ell}^T \hat{\mathbf{h}}_{n,\ell}$$

によって決定される。ここで、

【数 7 8】

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,\ell}$$

は $h_{n,1}$ の推定値である。これは、 $b_{n,1}$ が、事前に定義された多数のベクトルから選択される固定ビームフォーミングの場合である。このシナリオは、例えば、3GPP LTE standard 3GPP TS 36.211 V8.2.0, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8), tech. rep., Mar. 2008へと適用できる。

【0085】

一実施形態において、処理する手段130は、ウィナーフィルタリングを実行する。

10

20

30

40

50

処理する手段 130 は、時間、周波数、空間の各次元における 3 次元相互相関に基づく 3 次元ウィナーフィルタに基づいて、第 2 の無線チャネルの推定値

【数 79】

$$\hat{h}_2$$

を処理する。更なる実施形態において、処理する手段 130 は、3 つの 1 次元ウィナーフィルタに従って、MIMO 無線チャネルの空間的な特性に基づき第 2 の無線チャネルの推定値

【数 80】

$$\hat{h}_2$$

を処理する。1 つのウィナーフィルタは時間領域での相関特性に基づいており、別のウィナーフィルタは周波数領域での相関特性に基づいており、さらに別のウィナーフィルタは MIMO 無線チャネルの空間的な特性としての空間領域の相関特性に基づいている。

【0086】

ウィナー補間フィルタ (WIF: Wiener Interpolation Filter) は、 $M = M_t M_f M_s$  タップを有する FIR フィルタ  $w[\mu, n, \ell]$  によって実現される。副搬送波  $n$ 、OFDM シンボル  $\ell$ 、送信アンテナ  $\mu$  についての CTF 推定値は、次式によって与えられる。

【数 81】

$$\hat{H}_{n,ell}^\mu = \mathbf{w}^H[\mu, n, \ell] \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{r}_{H\tilde{\mathbf{y}}}^H[\mu, n, \ell] \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}\tilde{\mathbf{y}}}^{-1} \tilde{\mathbf{y}} \quad (18)$$

【0087】

受信パイロットシーケンス

【数 82】

$$\tilde{\mathbf{y}}$$

が与えられるとすると、WIF

【数 83】

$$\mathbf{w}[\mu, n, \ell] = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}\tilde{\mathbf{y}}}^{-1} \mathbf{r}_{H\tilde{\mathbf{y}}}[\mu, n, \ell]$$

は、所望の応答

【数 84】

$$H_{n,ell}^\mu$$

と、フィルタ出力

【数 85】

$$\hat{H}_{n,ell}^\mu$$

との間の平均二乗誤差を最小化する。

【0088】

受信パイロット

10

20

30

40

【数 8 6】

$$\tilde{\mathbf{y}}$$

の 3 次元自己相関行列は、

【数 8 7】

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}\tilde{\mathbf{y}}} = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}} + N_0 \mathbf{I}$$

からなる。ここで、

10

【数 8 8】

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}} = E\{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}^H\}$$

は、AWGN 項を除外したパイロット位置における CTF の自己相関行列であり、I は恒等行列であり、全て  $M \times M$  次元である。

【数 8 9】

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}}$$

20

の第  $i$  行第  $j$  列の要素は、次のように表現される。

【数 9 0】

$$\{\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}}\}_{i,j} = R[D_s \cdot (\tilde{\mu}_1 - \tilde{\mu}_2), D_f \cdot (\tilde{n}_1 - \tilde{n}_2), D_t \cdot (\tilde{\ell}_1 - \tilde{\ell}_2)];$$

$$i = \tilde{\mu}_1 + M_s \tilde{n}_1 + M_s M_t \tilde{\ell}_1$$

$$j = \tilde{\mu}_2 + M_s \tilde{n}_2 + M_s M_t \tilde{\ell}_2$$

(19)

30

ここで、 $R[\cdot]$  は式 (7) で定義された 3D 相関関数である。

【0089】

3次元相互相関関数

【数 9 1】

$$\mathbf{r}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}}^H[\mu, n, \ell] = E\{\tilde{\mathbf{y}}(H_{n,\ell}^{(\mu)})^*\}$$

は、

【数 9 2】

$$\tilde{\mathbf{y}}$$

40

と、所望の応答

【数 9 3】

$$H_{n,\ell}^{(\mu)}$$

との間の相互相関である。

【数 9 4】

$$\mathbf{r}_{Hy}^H[\mu, n, \ell]$$

の第  $i$  番目の成分は、パイロットシンボル  $i$  の C T F と、所望の応答

【数 9 5】

$$H_{n,ell}^\mu$$

との間の相関を定めるものであり、次のとおりである。

【数 9 6】

$$\{\mathbf{r}_{Hy}^H[\mu, n, \ell]\}_i = R[\mu - D_s \tilde{\mu}, n - D_f \tilde{n}, \ell - D_t \tilde{\ell}]; \quad i = \tilde{\mu} + M_s \tilde{n} + M_s M_t \tilde{\ell} \quad (20)$$

【0 0 9 0】

パイロットシンボルがコヒーレンス時間と帯域幅の中で全送信アンテナから利用可能である場合には、 $3 \times 1$ 次元 P A C E と呼ばれる 3 つの 1 次元 ( 1 D ) 推定装置からなるカスケードチャネル推定装置が得られる。J. -W. Choi and Y. -H. Lee, Complexity-Reduced Channel Estimation in Spatially Correlated MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E90-B, pp. 2609-2612, Sept. 2007を参照されたい。一実施形態において、手段 1 3 0 は、3次元補間を 3 つの 1次元補間へと分離する。3次元推定値 ( 式 ( 1 8 ) ) を 3 つの 1次元推定装置へと分離するためには、3次元相関関数 ( 式 ( 1 1 ) ) を 3 つの 1次元成分へと分離することが必要である。これは次の近似によってのみ可能である。

【数 9 7】

$$R[\Delta_\mu, \Delta_n, \Delta_\ell] \approx R_t[\Delta_\ell] \cdot \left( \sum_{q=1}^{Q_n} R_{f,q}[\Delta_n] \right) \cdot \left( \sum_{q=1}^{Q_\mu} R_{s,q}[\Delta_\mu] \right) \quad (21)$$

【0 0 9 1】

周波数 - 空間相関 ( 式 ( 1 2 ) ) の厳密な分離は不可能であるため、上記の近似により、 $3 \times 1$ 次元 P A C E の性能の低下が予想される。

【0 0 9 2】

$3 \times 1$ 次元 P A C E の効率的な計算は、モデルミスマッチを有するウィーナー補間フィルタ ( W I F ) による。即ち、この実施形態では、処理する手段 1 3 0 は、ウィーナーフィルタに基づいて処理する。P. Hoeher, S.Kaiser, and P. Robertson, Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency, in Proc. Communication Theory Mini-Conf. (CTMC) within IEEE Global Telecommun. Conf. (Globecom '97), Phoenix, USA, pp. 90-96, 1997によれば、一様に分布した電力遅延プロファイル及びドップラー・パワースペクトルが範囲  $[0, \omega]$  及び  $[-f_D, \omega, f_D, \omega]$  で非ゼロであるとして、周波数及び時間でのフィルタ係数が生成される。更に、フィルタ入力での平均 S N R である  $\omega$  が要求される。これは、実際の平均 S N R よりも大きいかまたは等しくなければならない。従って、 $\omega = \omega_0$  である。

【0 0 9 3】

空間領域において、一様な角分布は、平均 A o D である  $\omega$  の周囲で角度広がり  $\omega$  内にあるとする。即ち、

【数 9 8】

$$\varphi \in [\phi_w - \frac{\theta_w}{2}, \phi_w + \frac{\theta_w}{2}]$$

とする。局所散乱体が多数あるとすると、角分布は連続した p d f によって近似される。

10

20

30

40

50

【数 9 9】

$$\rho(\varphi) = \begin{cases} \frac{1}{\theta_w} & -\frac{\pi}{2} \leq \phi_w - \frac{\theta_w}{2} \leq \varphi \leq \phi_w + \frac{\theta_w}{2} \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (22)$$

【0094】

角度広がり及び平均 A o D は、次式によって定まる。

【数 100】

$$\begin{aligned} \theta_w &= \varphi_{max} - \varphi_{min} \\ \phi_w &= \frac{1}{2}(\varphi_{max} + \varphi_{min}) \end{aligned} \quad (23)$$

10

ここで、 $\varphi_{max} = \max_{q, s} \varphi_{q, s}$  と、 $\varphi_{min} = \min_{q, s} \varphi_{q, s}$  は、それぞれ最大及び最小の A o D である。

【0095】

J. Salz and J. Winters, Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 43, pp. 1049-1057, Nov. 1994によれば、アンテナ素子  $\mu$  及び  $\mu + \mu$  の間の空間相関関数(式(10))は、以下のようになる。

20

【数 101】

$$\text{Re}\{R_{aa}[\Delta_\mu]\} = J_0(2\pi D \Delta_\mu) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(2\pi D \Delta_\mu) \cos(2k\phi_w) \frac{\sin(k\theta_w)}{k\theta_w} \quad (24)$$

$$\text{Im}\{R_{aa}[\Delta_\mu]\} = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(2\pi D \Delta_\mu) \sin([2k+1]\phi_w) \frac{\sin([k+\frac{1}{2}]\theta_w)}{[k+\frac{1}{2}]\theta_w} \quad (25)$$

ここで、 $D = d / \lambda$  であり、 $J_k$  は第 1 種の  $k$  次ベッセル関数である。

30

【0096】

フィルタ係数を生成するためには、平均 A o D、即ち  $\theta_w$  並びに角度広がり  $\phi_w$  が推定されなければならない。

【0097】

図 6 は、アンテナ 602、604、606、608 を有する一様な直線アレイを示している。図 6 に示したように、アンテナ素子の間隔は  $D$  である。図 6 は、アンテナ素子 602 及び 608 からの参照シンボルが衝突することも示している。即ち、この場合、空間間隔  $D_s$  は 3 に等しい。更に、図 6 は、角  $\theta$  からの平面波が衝突することを示している。

【0098】

図 7 は、 $\rho(\varphi)$  の pdf、即ち、角度領域における正規化された電力分布の大きさ、つまり、局所散乱体の角分布を示している。時間及び周波数におけるサンプリング定理から類推されるように(F. Sanzi and J. Speidel, An Adaptive Two-Dimensional Channel Estimator for Wireless OFDM with Application to Mobile DVB-T, IEEE Trans. Broadcasting, vol. 46, pp. 128-133, June 2000を参照)、空間アレイ応答(式(5))が再構成される空間内の最大パイロット間隔が存在する。これを確実にするため、各々の A o D、即ち  $\theta_w$  は、サブサンプリングされた一意のアレイ応答を有していなければならない。これは、図 6 に示したように以下のように考慮される。

40

【数 1 0 2】

$$\tilde{a}^{(\tilde{\mu})}(\varphi) = \exp(j 2\pi D D_s \tilde{\mu} \sin \varphi), \quad 0 \leq \tilde{\mu} < \left\lceil \frac{N_T}{D_s} \right\rceil \quad (26)$$

ここで、天井関数

【数 1 0 3】

$$\lceil x \rceil$$

10

は、 $x$  以下の最小の整数を表す。A o D が式 (23) に基づいて分布するとすると、等価の長さ  $\Delta = \sin \varphi$  の分布は、以下の pdf によって表される。

【数 1 0 4】

$$\rho(\Delta) = \rho(\sin \varphi) = \begin{cases} \frac{1}{\theta_w \sqrt{1-\Delta^2}} & \sin(\phi_w - \frac{\theta_w}{2}) \leq \Delta \leq \sin(\phi_w + \frac{\theta_w}{2}) \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (27)$$

【0 0 9 9】

20

$\Delta = \sin \varphi$  は周期が 2 であるため、図 7 で示したように、空間エイリアスは間隔  $1 / (D D_s)$  だけ離れていることがわかる。式 (26) の

【数 1 0 5】

$$\tilde{a}^{(\tilde{\mu})}(\varphi)$$

が与えられるとして、もし角分布  $(\sin \varphi)$  がそのエイリアスとオーバーラップしなければ、式 (5) のアレイ応答

【数 1 0 6】

$$a^{(\tilde{\mu})}(\varphi)$$

30

は完全に再構成される。図 7 から、分離条件、即ち、

【数 1 0 7】

$$\sin(\phi_w + \frac{\theta_w}{2}) < \sin(\phi_w - \frac{\theta_w}{2}) + \frac{1}{D D_s}$$

が導かれる。ここで、 $D = d / \lambda$  である。これは、三角関数の加法定理により、空間のパイロット間隔についての以下の条件へと変換される。

【数 1 0 8】

40

$$D_s < \frac{1}{2D \cos \phi_w \cdot \sin \frac{\theta_w}{2}} \quad (28)$$

【0 1 0 0】

許容できる最大のパイロット間隔に関して、最悪の条件は  $\cos \phi_w = 0$  であり、これは以下ようになる。

【数 1 0 9】

$$D_s < \frac{1}{2D \sin \frac{\theta_w}{2}} \approx \frac{1}{D \theta_w} \quad (29)$$

ここで、この近似は小さな角度広がり  $\theta_w$  / 6 へと適用される。

【0 1 0 1】

D = 1 / 2 に対応するアンテナ間隔  $d = \lambda / 2$  については、次式が得られる。

【数 1 1 0】

$$D_s < \frac{1}{\sin \frac{\theta_w}{2}} \approx \frac{2}{\theta_w} \quad (30)$$

10

【0 1 0 2】

1 × M 次元の任意の推定量  $w$  の M S E は、以下のような一般的な形式で表される。

【数 1 1 1】

$$E[|H_{n,\ell}^{(\mu)} - \hat{H}_{n,\ell}^{(\mu)}|^2] = E[|H_{n,\ell}^{(\mu)}|^2] - 2\text{Re}\{\mathbf{w}^H \mathbf{r}_{H\tilde{y}}[\mu, n, \ell]\} + \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\tilde{y}\tilde{y}} \mathbf{w} \quad (31)$$

ここで、

20

【数 1 1 2】

$$\hat{H}_{n,\ell}^{(\mu)} = \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{y}}$$

である。M<sub>f</sub> 次元のベクトル

【数 1 1 3】

$$\tilde{\mathbf{Y}}$$

は、1つのOFDMシンボルの受信パイロットシーケンスであり、

30

【数 1 1 4】

$$\mathbf{R}_{\tilde{y}\tilde{y}}$$

と

【数 1 1 5】

$$\mathbf{R}_{H\tilde{y}}^{(\mu)}(i)$$

を決定するために用いられる。注意すべきこととして、式(31)は、モデルミスマッチを有するかまたは有しない任意の推定量  $w$  について有効である。更に、低減された長さ M<sub>f</sub> を有する推定量は、手段 1 3 0 の実施形態において適切な位置にゼロを挿入することによって、式(31)へと適用される。

40

【0 1 0 3】

N<sub>T</sub> = 4 の送信アンテナを有する M I M O - O F D M システムについて、W I N N E R 仕様 IST-4-027756 WINNER II, D6.13.14 WINNER II System Concept Description, Dec. 2007 に基づいて説明する。1つのフレームは L = 12 個の OFDM シンボルから成り、各 OFDM シンボルは N<sub>c</sub> = 1024 個の副搬送波から構成される。時間 T<sub>c p</sub> = 128 · T<sub>s p 1</sub> のサイクリックプレフィックスを用いる。信号帯域幅は 40 MHz である。すると、サンプリング時間は T<sub>s p 1</sub> = 25 ns である。これにより、OFDM シンボル時間

50

は  $T_{s y m} = 35.97 \mu s$  となり、サイクリックプレフィックスは  $T_{c p} = 3.2 \mu s$  である。都市における移動シナリオは、最大  $50 \text{ km/h}$  と考えられる。  $5 \text{ GHz}$  の搬送周波数として、これは  $f_{D, \max} T_{s y m} = 0.0067$  の正規化された最大ドップラー周波数となる。WINNERプロジェクトによって定められた典型的な都市チャンネルモデルは、 $35$  度の角度広がりを持つものと考えられる。IST-4-027756 WINNER II, D1.1.2 WINNER II Channel Models, Sept. 2007を参照されたい。

【0104】

時間、周波数、空間でのパイロット間隔は、それぞれ  $D_t = 8$ 、 $D_f = 6$ 、 $D_s = 2$  として選ぶ。更に、 $l_0 = 1$ 、 $n_0 = 1$ 、 $s_0 = 0$  である。異なる送信アンテナのパイロット間の直交性は、式(16)で  $d_{s f} = 1$  及び  $d_{s t} = 0$  とすることによって維持される。最後に、エッジ効果を低減するため、図5に示した  $d_{s f} = 1$  を有するダイヤモンド形の空間-周波数グリッドを本実施形態で使用する。

10

【0105】

チャンネル推定ユニットは、時間、周波数、空間でそれぞれ  $M_t = 2$ 、 $M_f = 16$ 、 $M_s = 2$  のフィルタ係数を有するWIFによって実現される。フィルタ係数を生成するため、式(19)及び式(20)の自己相関行列形式及び相互相関行列形式の2次統計量の情報が利用できるとする。

【0106】

図8は、送信アンテナ  $N_T = 4$ 、空間におけるパイロット間隔  $D_s = 2$  を有する3次元PAC Eについて、平均二乗誤差と副搬送波インデックス  $n$  とのシミュレーション結果を示している。空間的相関を用いない2次元PAC EのMSEを比較のために示している。この実施形態を用いて得られた結果は、MIMO無線チャンネルの4つのサブチャンネル  $\mu = 1 \dots 4$  のチャンネル推定値について、 $10 \text{ dB}$  及び  $30 \text{ dB}$  という2つの  $E_s / N_0$  で示されている。これはシンボルエネルギー  $E_s$  を雑音密度  $N_0$  で除した値である。

20

【0107】

図8の3次元PAC Eについて、MSEは副搬送波インデックス  $n$  に関してプロットされている。全送信アンテナ信号のMSEは、提案された本推定装置によって正確に推定される。比較のために、空間的相関を用いない従来の2次元PAC EのMSEもプロットされている。3次元PAC Eの性能は2次元PAC Eに近いことが分かるが、3次元PAC Eが必要とするパイロットオーバーヘッドは  $1/2$  (a factor of two) に低減される。これは、現在のシナリオでパイロットシンボルについて送信リソースの半分を節約する実施形態の利点を実証するものである。

30

【0108】

本発明の方法の実現要件に応じて、本発明の方法は、ハードウェア又はソフトウェアで実施できる。これは、デジタル記憶メディア、具体的には、電子的に読み取り可能な制御信号を記憶したフラッシュメモリ、ディスク、DVD、又はCDを使用して実行される。これらにより、プログラミング可能なコンピュータシステムと協働して、本発明の方法が実行される。それ故に、本発明は一般的にコンピュータプログラム製品であり、このコンピュータプログラム製品は、機械的に読み取り可能な担体に記憶されたプログラムコードを有する。コンピュータプログラム製品をコンピュータ上で実行すると、プログラムコードにより本発明の方法が実行される。それ故に、言い換えれば、本発明の方法はプログラムコードを有するコンピュータプログラムであり、このプログラムコードは、コンピュータ又はプロセッサに対して本発明の方法の少なくとも1つを実行させる。

40

【 図 1 A 】

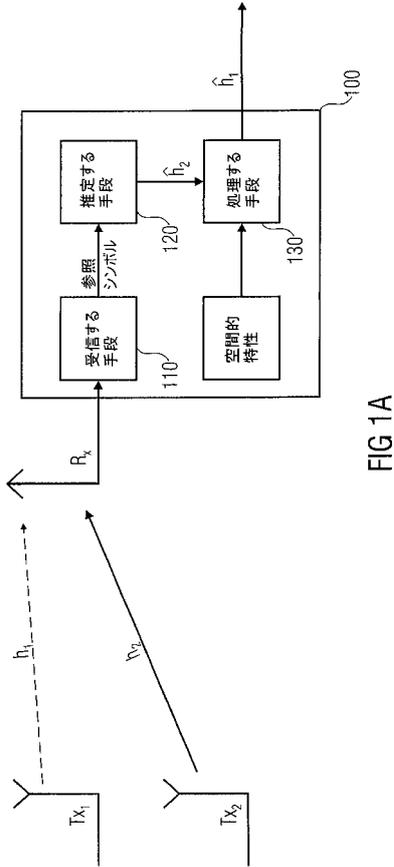


FIG 1A

【 図 1 B 】

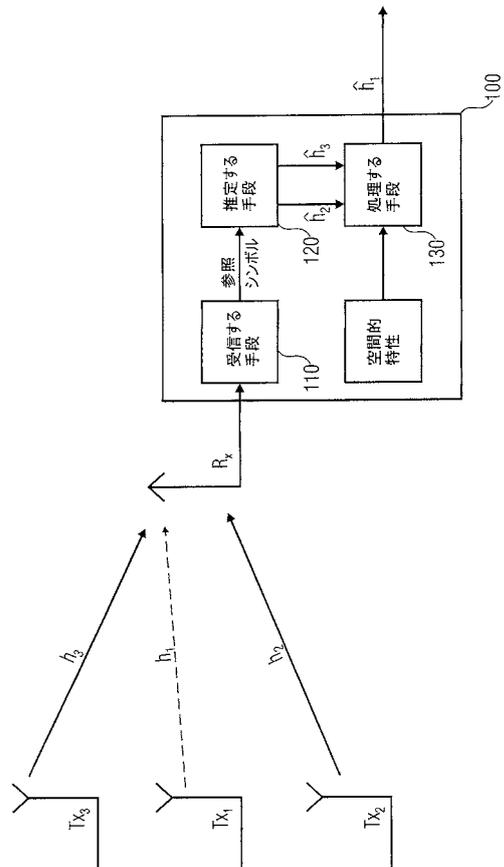


FIG 1B

【 図 1 C 】

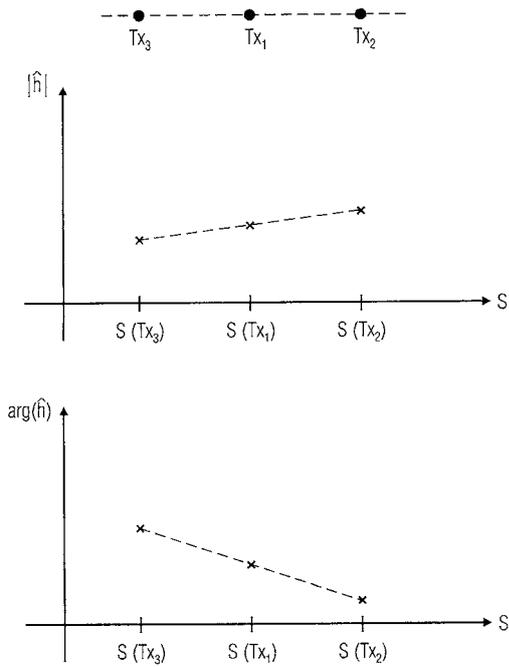


FIG 1C

【 図 2 】

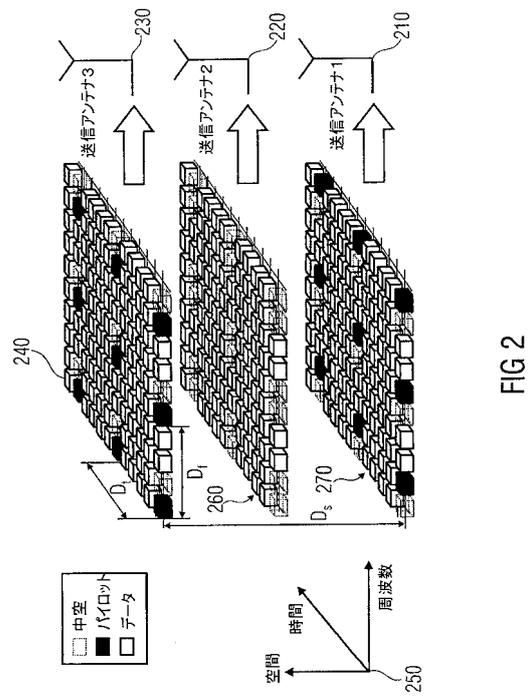


FIG 2

【 図 3 】

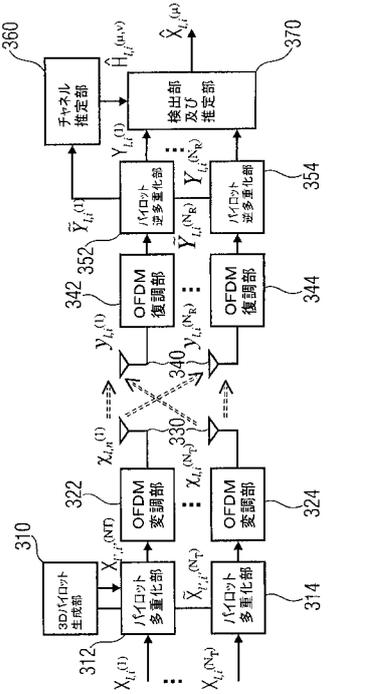


FIG 3

【 図 4 】

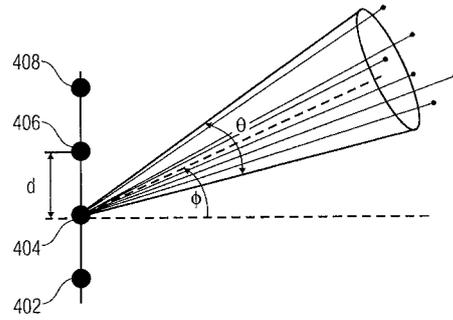


FIG 4

【 図 5 】

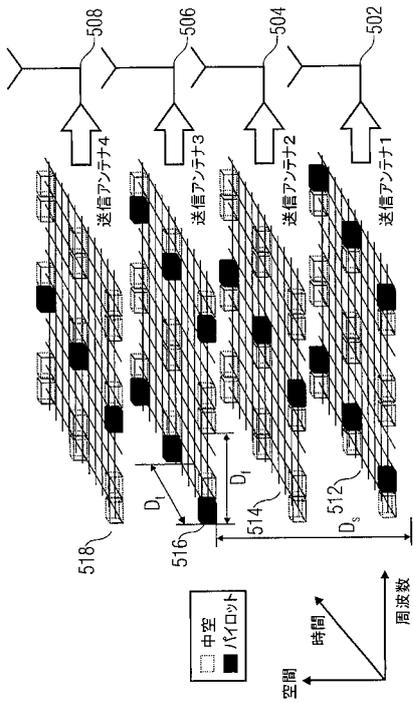


FIG 5

【 図 6 】

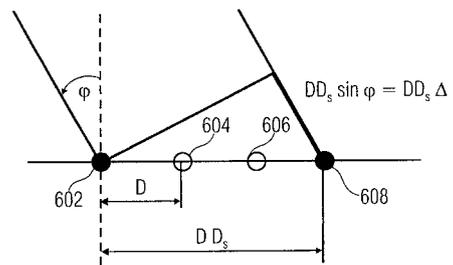


FIG 6

【 図 7 】

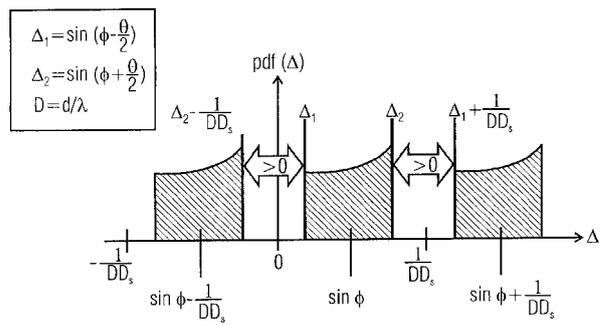


FIG 7

【 図 8 】

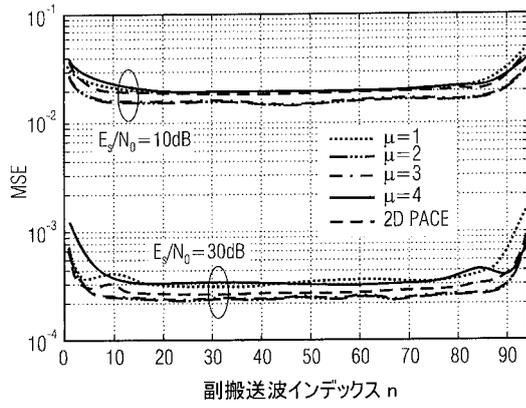


FIG 8

【 図 9 】

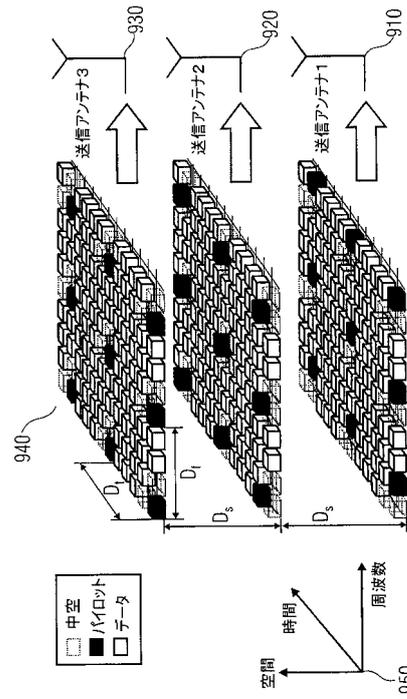


FIG 9

---

フロントページの続き

(74)代理人 100125036

弁理士 深川 英里

(74)代理人 100142996

弁理士 森本 聡二

(74)代理人 100154298

弁理士 角田 恭子

(74)代理人 100156443

弁理士 松崎 隆

(74)代理人 100162330

弁理士 広瀬 幹規

(72)発明者 ゲンター・アウアー

ドイツ連邦共和国, 8 0 3 3 9 ミュンヘン, ヴェステントシュトラッセ 6 1

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD21 DD31 FF00

5K059 EE02

5K067 AA21 CC02 EE02 EE10 KK03

【外国語明細書】

## **A Radio Channel Estimator**

### Specification

- 5 The present invention is in the field of radio channel estimation as carried out in radio systems as, for example, mobile communication systems utilizing multiple transmission antennas.
- 10 Radio channel estimation is, for example, used in conventional mobile communication systems, wherein known symbols, also called reference or pilot symbols, are transmitted from a transmitter to a receiver and the receiver estimates the radio channel based on the knowledge
- 15 of the reference symbols. As the receiver knows when and how such a reference symbol is transmitted, the radio channel can be estimated and based on the radio channel estimation, data can be detected eliminating or reducing the effects of the radio channel.
- 20 Systems employing multiple transmit and receive antennas, known as multiple input multiple output (MIMO = Multiple Input Multiple Output) systems, promise significant gains in channel capacity, cf. I. E. Telatar, Capacity of Multi-
- 25 Antenna Gaussian Channels, European Trans. Telecommun., vol. 10, pp. 585-595, Nov. 1999, and G. J. Foschini and M. J. Gans, On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when using Multiple Antennas, Wireless Personal Communications, vol. 6, pp. 311-335, 1998.
- 30 Together with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM = Orthogonal Frequency Division Multiplexing), MIMO-OFDM is e.g. selected for the wireless local area network

(WLAN = Wireless Local Area Network) standard IEEE 802.11n, cf. R. Van Nee, V. K. Jones, G. Awater, A. Van Zelst, J. Gardner and G. Steele, The 802.11n MIMO-OFDM standard for wireless LAN and beyond, Wireless Personal Communications, vol. 37, pp. 445-453, May 2006, and for beyond 3<sup>rd</sup> generation (B3G) mobile communication systems, cf. M. Tanno, Y. Kishiyama, N. Miki, K. Higuchi, and M. Sawahashi, Evolved UTRA - physical layer overview, in Proc. IEEE Workshop Signal Processing Advances Wireless Commun. (SPAWC 2007), Helsinki, Finland, pp. 1-8, June 2007.

Transmitting a radio signal over a multipath fading channel, the received signal will have unknown amplitude and phase variations. In order to coherently detect the received signal, an accurate channel estimate is essential. The most common technique to obtain channel state information is via pilot aided channel estimation (PACE = Pilot Aided Channel Estimation), where known training symbols, using known transmission resources as known time slots or frequencies, termed pilots, are multiplexed with data. If the spacing of the pilots is sufficiently close to satisfy the sampling theorem, channel estimation and interpolation for the entire data sequence is possible. In this context the term spacing refers to time spacing as well as frequency spacing. The separation of pilot symbols is generally chosen less than a coherence time or coherence bandwidth of a radio channel, in order to enable interpolation between two pilot symbols in the time and/or frequency domain.

Channel estimation by interpolation of a one dimensional (1D = One Dimensional) signal stream of time domain samples was e.g. devised by Cavers, cf. J. K. Cavers, An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading

Channels, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. VT-40, pp. 686-693, Nov. 1991. For OFDM the received signal is correlated in two dimensions (2D = Two Dimensional), i.e. time and frequency, allowing for 2D channel estimation by interpolation in time and frequency, cf. P. Höher, S. Kaiser, and P. Robertson, Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency, in Proc. Communication Theory Mini-Conf. (CTMC) within IEEE Global Telecommun. Conf. (Globecom'97), Phoenix, USA, pp. 90-96, 1997.

10

As multiple signals are transmitted from different transmit antennas simultaneously, coherent detection requires accurate channel estimates of all transmit antennas' signals at the receiver. If the transmit antennas are mutually uncorrelated, the resources consumed by pilot symbols grow in proportion to the number of transmit antennas, compare G. Auer, Analysis of Pilot-Symbol Aided Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas, in Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC 2004), Paris, France, pp. 3221-3225, June 2004, as shown in Fig. 9.

20

Fig. 9 shows a conventional pilot design scheme. Two-dimensional pilot grids are applied to a MIMO-OFDM system in a way that each transmit antenna is assigned one orthogonal pilot grid. Fig. 9 shows three transmit antennas 910, 920 and 930. Through each of the three transmit antennas, an orthogonal pilot grid is transmitted, which is indicated by a layer of transmission resources illustrated on the left-hand side of the transmit antennas in Fig. 9. A layer of transmission resources is sub divided in a grid along the time dimension and the frequency dimension. For example, layer 940, which is transmitted on transmit antenna 930, comprises multiple sub carriers indicated

25

30

along the frequency axis and multiple time slots indicated along the time axis, which are defined by the Cartesian coordinate system 950.

5 Different colored cubes, wherein the legend illustrates the corresponding assignment, indicate the type of transmission within the transmission grid. Empty cubes correspond to no transmission, gray cubes correspond to data transmission and black cubes correspond to pilot or reference symbol  
10 transmission. As can be seen from the layer 940, pilot symbols have a spacing of  $D_t$  along the time axis,  $D_f$  along the frequency axis and  $D_s$  along the space axis, i.e. in the conventional scheme, pilot symbols are transmitted on each transmit antenna. This provides a disadvantage, as  
15 pilot symbols consume valuable transmission resources and transmission resources are not utilized effectively.

On the other hand, spatial correlation between antennas may be utilized to improve the accuracy of the channel  
20 estimates, cf. M. Stege, P. Zillmann, and G. Fettweis, MIMO Channel Estimation with Dimension Reduction, in Proc. Int. Symp. Wireless Pers. Multimedia Commun. (WPMC 2002), Hawaii, USA, Oct. 2002.

25 H. Miao and M. J. Juntti, Space-Time Channel Estimation and Performance Analysis for Wireless MIMO-OFDM Systems With Spatial Correlation, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 54, pp. 2003-2016, Nov. 2005, disclose channel estimation in multiple input multiple output (MIMO) orthogonal frequency  
30 division multiplexing (OFDM) systems with correlation at the receive antenna array. A two-step channel estimation algorithm is proposed. Firstly, the iterative quadrature maximum likelihood based time delay and spatial signature

estimation is presented by utilizing special training signals with a cyclic structure. The receive spatial correlation matrix of the vector valued channel impulse response is formulated as a function of the spatial signature, the time delay, and the pulse shaping filter.

The joint spatio-temporal (JST) filtering based minimum mean squared error channel estimator is derived by virtue of the spatial correlation. In addition, the effect of channel estimation errors on the bit error probability performance of the space-time block coded OFDM system over correlated MIMO channels is derived. The Cramer-Rao lower bound on the time delay estimate is provided for a benchmark of the performance comparison. The performance of proposed algorithms is illustrated based on analysis and computer simulations. The JST channel estimator achieves gains in the mean squared error compared to the temporal filtering. It also enables savings in the pilot symbol power level.

Other related prior art can be found in J. Wang and K. Araki, Pilot Symbol Aided MAP-Based 3D Channel for Multi-User MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, pp. 801-808, Mar. 2006, and J.-W. Choi and Y.-H. Lee, Complexity-Reduced Channel Estimation in Spatially Correlated MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E90-B, pp. 2609-2612, Sept. 2007. However, much of the attainable gains of employing multiple antennas may be cancelled out by the increased pilot overhead, particularly if the number of transmit antennas is high.

D. Hammarwall and B. Ottersten, Spatial Transmit Processing using Long-Term Channel Statistics and Pilot Signaling on

Selected Antennas, in Proc. ASILOMAR Conference on Signals, Systems & Computers, Pacific Grove, USA, Nov. 2006 considers the generation of a channel quality indicator (CQI) to be fed back to a transmitter based on pilot symbols, that are inserted on a subset of transmit antennas.

It is the objective of the present invention to provide a more efficient concept for channel estimation utilizing pilot symbols in a MIMO radio system.

10

The objective is achieved by a radio channel estimator according to claim 1, a method for estimating according to claim 12, a transmitter according to claim 13, a method for transmitting according to claim 14 and a system according to claim 16.

The present invention is based on the finding that pilot aided channel estimation (PACE) for MIMO-OFDM transmitting over spatially correlated channels can be made more efficient by exploiting the correlation of the spatial channels for spatial radio channel estimation. The principle of channel estimation by interpolation can be extended to the spatial domain. When the channel responses of the transmit antennas are mutually correlated, pilot symbols may not be inserted for each transmit antenna and transmission resources may be saved for pilot symbols in favor for an enhanced data and system capacity. One finding of the present invention is that channel estimation can be carried out three-dimensionally (3D = Three Dimensional), e.g. by interpolation over time, frequency and space.

30

The present invention is based on the finding that spatial correlation can be utilized e.g. in order to interpolate

between estimated spatial radio channels. In other words, in the spatial dimension of a MIMO radio channel, interpolation and/or prediction and/or extrapolation can be used to estimate a spatial radio channel at a location from  
5 which no reference symbols are provided, but to which a neighbor spatial radio channel, i.e. a radio channel to a neighbor location, is known and known to be correlated or related.

10 It is another finding of the present invention that pilot-aided channel estimation can be used for MIMO-OFDM transmitting over spatially correlated channels. Embodiments may extend the principle of channel estimation by interpolation in the spatial domain. Embodiments may  
15 provide the advantage of a higher system efficiency, which can be achieved by exploiting knowledge about channel responses of transmit antennas being mutually correlated, therewith saving transmission resources as less pilot symbols are necessary in order to estimate the radio  
20 channel. In other words, pilot symbols may not be inserted on each transmit antenna by embodiments of the present invention, i.e. a pilot grid can be adapted in a way that spatial radio channels may be interpolated.

25 Embodiments may carry out a three-dimensional interpolation over time, frequency and space. In other words, when pilot symbols are provided from one location or transmit antenna, the radio channel to another location or transmit antenna being different from the first location or transmit antenna  
30 may be estimated based on a known correlation.

Spatial correlation between transmit antennas may be utilized by embodiments to reduce the pilot overhead. Pilot

symbols may only be inserted at a selected sub set of transmit antennas. In other words, if the channel response on a set of transmit antennas is known, the spatial correlation can be exploited to retain the channel response for all transmit antennas, e.g. by means of interpolation. In other embodiments, means of prediction and/or extrapolation may be utilized as well. Channel estimation by interpolation in time and in frequency may be extended by embodiments of the present invention to interpolation in the spatial domain, resulting, for example, in three-dimensional pilot-aided channel estimation.

Embodiments may provide the advantage of enabling less overhead due to pilots compared to conventional pilot grids, for example, for MIMO-OFDM systems, where one two-dimensional pilot grid may be inserted for each transmit antenna. Using a three-dimensional pilot grid may reduce the pilot overhead significantly in embodiments, especially when a number of transmit antennas is large.

Embodiments may therewith also provide the advantage of being able to flexibly support a large number of transmit antennas, taking advantage of spatial correlation. As the spatial correlation relates to the angular spread or the angle of departure (AoD = Angle of Departure) being sufficiently narrow, more than four transmit antennas may, for example, be supported e.g. in LTE (LTE = Long Term Evolution) with only two pilot grids, cf. 3GPP TS 36.211 V8.2.0, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8), tech. rep., Mar. 2008. Hence, embodiments may provide the advantage that the numbers of

transmit antennas may be increased without modifying the mapping of downlink reference symbols in LTE.

Embodiments may further provide the advantage that channel  
5 quality information (CQI = Channel Quality Information) and  
channel state information (CSI = Channel State Information)  
can be made available over the whole band. For example, for  
spatial pre-coding and link adaptation channel knowledge in  
the form of CSI or CQI over the entire frequency band may  
10 be made available at the transmitter. Embodiments carrying  
out a three-dimensional pilot grid may facilitate bandwidth  
efficient estimation of CSI and CQI at the receiver, which  
may then be fed back to the transmitter.

15 Embodiments of the present invention will be detailed using  
the accompanying Figs., in which

Fig. 1a illustrates an embodiment of a radio channel  
estimator;

20

Fig. 1b illustrates another embodiment of a radio channel  
estimator;

Fig. 1c illustrates the concept of spatial interpolation;

25

Fig. 2 illustrates a three-dimensional pilot grid used  
in an embodiment;

Fig. 3 illustrates an embodiment of an OFDM system;

30

Fig. 4 shows an illustration for the angular spread;

Fig. 5 illustrates a diamond-shaped space-frequency grid according to an embodiment;

Fig. 6 illustrates a uniform linear antenna array;

5

Fig. 7 illustrates an angular distribution when considering local scatterers;

Fig. 8 illustrates simulation results; and

10

Fig. 9 illustrates a state-of-the-art two-dimensional pilot grid.

Fig. 1a illustrates a radio channel estimator 100 for  
15 estimating a first radio channel  $h_1$  to obtain a first radio channel estimate  $\hat{h}_1$ , the first radio channel  $h_1$  being comprised in a multiple input multiple output (MIMO = Multiple Input Multiple Output) radio channel, the MIMO radio channel extending between at least a first transmit  
20 antenna Tx<sub>1</sub>, a second transmit antenna Tx<sub>2</sub> and a receive antenna Rx, the first radio channel  $h_1$  extending between the first transmit antenna Tx<sub>1</sub> and the receive antenna Rx. The radio channel estimator 100 comprises a means 110 for receiving a reference symbol transmitted by the second  
25 transmit antenna Tx<sub>2</sub>. In embodiments the means 110 for receiving may comprise the receive antenna Rx or one or more receive antennas, and means for receiving and detecting the reference symbol.

30 The radio channel estimator 100 comprises a means 120 for estimating a second radio channel  $\hat{h}_2$  based on the reference symbol, the second radio channel  $h_2$  extending between the

second transmit antenna Tx<sub>2</sub> and the receive antenna Rx. The radio channel estimator further comprises a means 130 for processing the estimate  $\hat{h}_2$  of the second radio channel based on a spatial property of the MIMO radio channel to  
5 obtain the first radio channel estimate  $\hat{h}_1$ .

Although, the first and second radio channels  $h_1$  and  $h_2$  may be different, the known spatial property allows in embodiments the means 130 for processing to obtain the  
10 first radio channel estimate  $\hat{h}_1$ .

The spatial property of the MIMO radio channel may correspond to knowledge about the spatial correlation properties as, for example, in terms of a spatial  
15 correlation function or correlation matrix for the antennas, an auto-correlation matrix or any coupling measure determining any connection or dependency between the first and the second spatial radio channels  $h_1$  and  $h_2$ . In embodiments, the means 130 for processing may carry out a  
20 prediction and/or extrapolation for the first radio channel  $\hat{h}_1$  on the basis of the knowledge of the estimate for the second radio channel  $\hat{h}_2$  and the spatial property. In other words, embodiments may utilize prediction and/or extrapolation methods for spatial channel estimation. In  
25 other embodiments, means of interpolation may be utilized.

Fig. 1b shows another embodiment of a radio channel estimator 100 in which similar components as compared with Fig. 1a have similar reference signs. In the embodiment  
30 depicted in Fig. 1b, a third transmit antenna Tx<sub>3</sub> is involved to transmit a further reference symbol along a third radio channel  $h_3$ , extending between the transmit

antenna Tx<sub>3</sub> and the receive antenna Rx. In the embodiment depicted in Fig. 1b, the means 110 for receiving is adapted for receiving the further reference symbol from the third transmit antenna Tx<sub>3</sub>. Moreover, the means 120 for estimating is adapted for estimating the third radio channel  $\hat{h}_3$  based on the further reference symbol. Furthermore, in the embodiment, the means 130 for processing is adapted for processing the estimate  $\hat{h}_2$  of the second radio channel and the estimate  $\hat{h}_3$  of the third radio channel based on the spatial property of the MIMO radio channel to obtain the first channel estimate  $\hat{h}_1$ .

In embodiments, along the illustration of Fig. 1b, the spatial sub channel  $h_1$  of the MIMO radio channel relating to transmit antenna Tx<sub>1</sub> may be estimated based on two neighboring channel estimates. In embodiments, this may be carried out by means of interpolation. In other words, in embodiments, the means 130 for processing can be adapted for interpolating between the estimate  $\hat{h}_2$  of the second radio channel and the estimate  $\hat{h}_3$  of the third radio channel in order to obtain the estimate of the first radio channel  $\hat{h}_1$ .

Fig. 1c illuminates the interpolation as possibly carried out in embodiments by the means 130 for processing. Fig. 1c shows the three transmit antennas Tx<sub>1</sub>, Tx<sub>2</sub> and Tx<sub>3</sub> at the top, where the first transmit antenna Tx<sub>1</sub> is located between the other two transmit antennas Tx<sub>2</sub> and Tx<sub>3</sub>. According to the above, it is assumed that radio channel estimates for the second and the third radio channels  $\hat{h}_2$  and  $\hat{h}_3$  are available. Fig. 1c illustrates two view graphs,

one with respect to the magnitude  $|\hat{h}|$  of a complex channel estimate  $\hat{h}$  and the other one with respect to the argument of the complex channel estimate  $\arg(\hat{h})$ . In Fig. 1c, two view graphs show the spatial dimension on their abscissa along the extent of the three transmit antennas. In other words, in embodiments, a uniform linear array of transmit antennas may be assumed, for which a spatial channel estimate of a transmit antenna may be determined by interpolation of the channel estimates of its neighboring antennas.

10

Fig. 1c illustrates an embodiment having of a linear interpolation, i.e. the channel estimates of the estimated radio channels can be linearly connected and the interpolation value of the antenna in-between can be read off from the corresponding view charts with respect to the magnitude as well as to the argument of the radio channel to be estimated.

Fig. 2 illustrates a pilot grid used in an embodiment with three transmit antennas 210, 220 and 230. Fig. 2 illustrates a layer of pilot grids 240 at the top. The dimensions in Fig. 2 are determined by the coordinate system 250. Corresponding to the description of Fig. 9, Fig. 2 shows the transmission resources transmitted through transmit antenna 230 in the illustration 240. Again, cubes without filling indicate empty transmission resources, black cubes indicate pilot or reference symbols and gray cubes indicate data transmission. It can be seen that in the layer 240, the pilot symbols have a spacing of  $D_t$  in the time dimension and  $D_f$  in the frequency dimension. Fig. 2 illustrates two more layers 260 and 270.

Layer 260 illustrates the signals transmitted through transmit antenna 220. As can be seen from Fig. 2, there are no pilot symbols transmitted through antenna 220 in the present embodiment. This is because the spatial spacing  $D_s$  is larger than, for example, in the conventional system illustrated in Fig. 9. Layer 270 is transmitted through transmit antenna 210, which comprises pilot symbols with the same spacing as the ones in layer 240. As illustrated in Fig. 2, no pilot symbols are transmitted on transmit antenna 220. However, since the spatial channels are correlated, the radio channel from transmit antenna 220 can be interpolated.

Fig. 2 illustrates the overhead reduction due to utilization of the correlation of the spatial MIMO radio channel. Compared to the conventional pilot grid for MIMO-OFDM as shown in Fig. 9, where a two-dimensional pilot grid is inserted for each transmit antenna, the embodiment illustrated in Fig. 2 utilizes a three-dimensional pilot grid, wherein the pilot overhead can be significantly reduced as shown using the example of transmit antenna 220. It is to be noted that the more transmit antennas a system may utilize, the higher the saving of embodiments can be.

In embodiments provided with sufficient spatial correlation, a larger number of transmit antennas may flexibly be supported. For example, in LTE, cf. 3GPP TS 36.211 V8.2.0, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8), tech. rep., Mar. 2008, more than four transmit antennas may be supported with only two pilot grids.

Embodiments may consequently also comprise transmitter for enabling radio channel estimation of a MIMO radio channel, the MIMO radio channel extending between at least a first transmit antenna ( $Tx_1$ ), a second transmit antenna  
5 ( $Tx_2$ ) and a receive antenna (Rx), the MIMO radio channel having a coherence time, a coherence bandwidth and a coherence length, the spacing between the first transmit antenna ( $Tx_1$ ) and the second transmit antenna being less than the coherence length.

10

In other words the MIMO radio channel having a time span, the coherence time, after which's expiration a channel impulse response has become completely independent or uncorrelated from a channel impulse response before said  
15 time span. Similarly, the MIMO radio channel having a bandwidth, the coherence bandwidth, where two channel impulse responses at two frequencies being separated by at least said bandwidth are completely independent or uncorrelated. Moreover, the MIMO radio channel having a  
20 length, i.e. a spatial distance, the coherence length, where two channel impulse responses at two locations being separated by at least said length or distance are completely independent or uncorrelated.

25 The embodiment of the transmitter comprising a means for transmitting a first reference symbol on the first transmit antenna ( $Tx_1$ ) at a first time instant on a carrier frequency and a means for transmitting a second reference symbol on the second transmit antenna ( $Tx_2$ ) at a second  
30 time instant on a carrier frequency, wherein the first and the second time instants are separated by more than the coherence time and transmission of reference symbols on the first transmit antenna ( $Tx_1$ ) and on the second transmit

antenna (Tx<sub>2</sub>) is suspended between the first and the second time instants and within the coherence bandwidth from the carrier frequency.

5 In other words, embodiments may take advantage of the spatial property of the radio channel, e.g. a known correlation between the channel impulse responses of two radio channels between two transmit antennas and a receive antenna, by providing only one reference symbol for one  
10 radio channel on one transmit antenna within the coherence time and frequency of the MIMO radio channel, as the other radio channel can be determined on the basis of the spatial property. Respectively, embodiments may extend the above concept to a multiplicity of transmit and receive antennas.

15

Furthermore, embodiments may comprise a method for enabling radio channel estimation of a MIMO (MIMO = Multiple Input Multiple Output) radio channel, the MIMO radio channel extending between at least a first transmit antenna (Tx<sub>1</sub>),  
20 a second transmit antenna (Tx<sub>2</sub>) and a receive antenna (Rx), the MIMO radio channel having a coherence time, a coherence bandwidth and a coherence length, the spacing between the first transmit antenna (Tx<sub>1</sub>) and the second transmit antenna being less than the coherence length. The method  
25 comprising the steps of transmitting a first reference symbol on the first transmit antenna (Tx<sub>1</sub>) at a first time instant on a carrier frequency and transmitting a second reference symbol on the second transmit antenna (Tx<sub>2</sub>) at a second time instant on the carrier frequency. The first and  
30 the second time instants are separated by more than the coherence time and transmission of reference symbols on the first transmit antenna (Tx<sub>1</sub>) and on the second transmit antenna (Tx<sub>2</sub>) is suspended between the first and the second

time instants and within the coherence bandwidth from the carrier frequency.

As can be seen in Fig. 2, along the frequency axis,  
5 multiple reference symbols can be used. In other words, in  
embodiments, multiple sub carriers may be used per transmit  
antenna. In embodiments, the means 110 for receiving a  
reference symbol may be adapted for receiving the reference  
symbol on a first sub carrier. Accordingly, the means 120  
10 for estimating the second radio channel can be adapted for  
estimating the second radio channel  $\hat{h}_2$  based on the  
reference symbol on the first sub carrier. A sub carrier  
may for example be a sub carrier of an OFDM system,  
generally it may be any carrier of a multi-carrier system.

15

Moreover, the means 130 for processing can be adapted for  
processing the estimate  $\hat{h}_2$  of the second radio channel  
based on a spatial property, as e.g. a correlation property  
or another spatial dependencies, of the MIMO radio channel  
20 to obtain the first radio channel estimate  $\hat{h}_1$  on a second  
sub carrier. The second sub carrier may have a different  
frequency than the first sub carrier may for example be  
another sub carrier of an OFDM system, generally it may be  
any other carrier of a multi-carrier system.

25

In other words, in embodiments, a spatial MIMO radio sub  
channel may be interpolated from channel estimates from  
different frequencies. Accordingly, in embodiments, the  
means 110 for receiving a reference symbol may be adapted  
30 for receiving a reference symbol on a third sub carrier.  
The means 130 for processing can be adapted for processing  
channel estimates of a second and a third sub carrier in  
order to obtain the channel estimate of the first sub

carrier. This can be carried out by means of interpolation. In other words, correlation in the spatial and in the frequency domain may be exploited jointly by embodiments.

5 In embodiments the means 110 can be adapted for receiving reference symbols on a multiplicity of sub carriers, the sub carriers having different sub carrier frequencies, and the means 120 for estimating can be adapted for estimating radio channels on the multiplicity of sub carriers. The  
10 means 130 for processing can be adapted for processing the estimates of the different sub carriers based on the spatial property of the MIMO radio channel to obtain the first radio channel estimate ( $\hat{h}_1$ ) for a sub carrier on which no reference symbol is provided.

15

With respect to Fig. 2, it can be seen that on the layer 260, no pilot symbols are available. In other words, the spatial sub channels of layer 260 are interpolated from layers 270 and 240 in the embodiment of Fig. 2. However,  
20 layer 260 comprises sub carriers and time slots as well. In other words, in embodiments, the three-dimensional interpolation may be carried out, e.g. correlation in the spatial, frequency and time domain may be exploited jointly.

25 In embodiments, the means 110 for receiving a reference symbol may be adapted for receiving the reference symbol during a first time slot. The means 120 for estimating may be adapted for estimating the second radio channel based on the reference symbol received during the first time slot  
30 and the means 130 for processing may be adapted for processing the estimate of the second radio channel based on a spatial property of the MIMO radio channel to obtain the first radio channel estimate during a second time slot.

In other words correlation in the time dimension and the spatial domain may be exploited jointly in embodiments.

Accordingly, the means 110 for receiving may be adapted for  
5 receiving another reference symbol during a third time slot,  
correspondingly, the means 120 for estimating can be  
adapted for estimating a third radio channel during the  
third time slot and the means 130 for processing can be  
adapted for processing the estimates of the first and third  
10 time slots in order to obtain the first radio channel  
estimate during the second time slot. Again, this may be  
carried out in terms of interpolation.

In embodiments the means 110 can be adapted for receiving  
15 reference symbols in a multiplicity of time slots and the  
means 120 can be adapted for estimating radio channels  
based on the multiplicity of reference symbols received in  
the multiplicity of time slots. The means 130 for  
processing can be adapted for processing the estimates of  
20 the multiplicity of radio channels based on the spatial  
property of the MIMO radio channel to obtain the first  
radio channel estimate  $\hat{h}_1$  for a time slot for which no  
reference symbol was provided.

25 In other words, in embodiments, the means 130 for  
processing can be adapted for processing estimates of radio  
channels during different times, at different locations and  
at different sub carrier frequencies in order to estimate  
or interpolate the radio channels in-between in terms of a  
30 three-dimensional grid. In embodiments the three-  
dimensional grid may be dimensioned such that repetitive  
pilot symbols are available in domain spacings of which at  
least one is less than the respective domain coherence

limits. In other words, pilot symbols may be repeated in the time domain at times less than the coherence time of the radio channel, enabling time domain interpolation. In other words, the average time spacing of the pilot or  
5 reference symbols may be below the coherence time. Alternatively or additionally pilot symbols may be repeated in the frequency domain at frequencies or sub carriers having spacings less than the coherence bandwidth of the radio channel, enabling frequency domain interpolation.  
10 Additionally according to embodiments pilot symbols may be repeated in the spatial domain at locations having spacings less than a coherence length of the radio channel enabling spatial domain interpolation. In embodiments, the three-dimensional grid may be regular or irregular, i.e. in each  
15 of the three dimensions, spacing of reference symbols may be equidistant or irregular.

Embodiments may provide a bandwidth efficient pilot design, which can e.g. be applicable for the wide area deployment  
20 scenario of the WINNER (WINNER = Wireless World Initiative New Radio) II system concept, cf. IST-4-027756 WINNER II, D6.13.10 final CG wide area description for integration into overall system concept and assessment of key technologies, Oct. 2007. Moreover, possible applications  
25 may include LTE-Advanced, where the support of more than 4 transmit antennas without increasing the pilot overhead is appealing.

Moreover a possible application scenario may be an above  
30 rooftop deployment. In cellular networks, where antennas are typically mounted above rooftop, the spatial channel exhibits a narrow angular spread, which gives rise to spatial correlations between transmit antennas on the

downlink, which can be beneficially exploited by  
embodiments. Furthermore, embodiments can be generally  
applicable to MIMO-OFDM schemes without spatial precoding,  
for instance spatial multiplexing or space-time block codes  
5 taking advantage of spatial correlation of transmit  
antennas.

Embodiments may also be applied in a scenario where a grid  
of beams is utilized, for example for WINNER wide area, cf.  
10 IST-4-027756 WINNER II, D6.13.10 final CG wide area  
description for integration into overall system concept and  
assessment of key technologies, Oct. 2007, as well as for  
LTE closed loop single user MIMO, cf. 3GPP TS 36.211 V8.2.0,  
3rd Generation Partnership Project; Technical Specification  
15 Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial  
Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation  
(Release 8), tech. rep., Mar. 2008. The possible spatial  
precoders can be selected from a set  $B = \{\mathbf{B}_1, \dots, \mathbf{B}_M\}$  of fixed  
matrices, where  $M$  denotes the number of available  
20 precoders.

The receiver can then easily determine the effective  
channel, i.e. the channel including the spatial processing,  
by receiving an unweighted 3D common pilot grid transmitted  
25 omni-directionally without spatial precoding, together with  
the beam index  $m$  associated to precoder  $\mathbf{B}_m \in B$ . As control  
information is typically transmitted omni-directionally,  
e.g. as specified in LTE, cf. 3GPP TS 36.211 V8.2.0, 3rd  
Generation Partnership Project; Technical Specification  
30 Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial  
Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation  
(Release 8), tech. rep., Mar. 2008), the insertion of  
various pilot grids, i.e. dedicated and common pilots, is

effectively avoided. Thus, the pilot overhead is further reduced.

Fig. 3 illustrates a MIMO-OFDM system. At the transmitter on the left-hand side, the three-dimensional pilot grid is generated, i.e. a grid of reference symbols extending in the time, the frequency and the spatial domain in the block 310. The generated three-dimensional pilot grid is then separated in the spatial domain, i.e. layers of time and frequency grids are assigned to the spatial transmission paths, which is carried out by the multiplexing entities 312 and 314. The multiplexing entities 312 and 314 multiplex the generated three-dimensional pilot grid with data for transmission, which is labeled  $X_{l,j}^{(1)} \dots X_{l,j}^{(N_T)}$  to obtain data symbols including pilot symbols  $\tilde{X}_{l,j}^{(1)} \dots \tilde{X}_{l,j}^{(N_T)}$ . OFDM modulation is then carried out in blocks 322 and 324 before the corresponding time domain signals  $x_{l,j}^{(1)} \dots x_{l,j}^{(N_T)}$  are transmitted on the  $N_T$  transmission antennas 330.

Fig. 3 shows, on the receiver side  $N_R$  receive antennas 340, which are connected to OFDM demodulation entities 342 and 344 to which the receive signals  $y_{l,j}^{(1)} \dots y_{l,j}^{(N_R)}$  are provided and which generate the frequency domain signals  $\tilde{Y}_{l,j}^{(1)} \dots \tilde{Y}_{l,j}^{(N_R)}$ . Two de-multiplexing entities 352 and 354 extract the pilot symbols from the received signals and provide them to the channel estimation entity 360, which may comprise a radio channel estimator 110 according to the above description. Once the channel estimation entity 360 has estimated the channel, the detector and estimator 370 may determine an estimation  $\hat{X}_{l,j}^{(1)} \dots \hat{X}_{l,j}^{(N_T)}$  for the transmitted signals.

In the following, a more detailed system and channel model will be provided.

In the following an embodiment in a MIMO-OFDM system with  
 5  $N_T$  transmit and  $N_R$  receive antennas as illustrated in Fig. 3 is considered. Denote with  $N_c$  the number of used sub carriers, and with  $L$  being the number of OFDM symbols per frame. The transmit signal vector  $\mathbf{x}_{n,\ell} = [X_{n,\ell}^{(1)}, \dots, X_{n,\ell}^{(N_T)}]^T$  is emitted by an antenna array with  $N_T$  elements, which may or  
 10 may not include transmit beam-forming. The total transmit power is set to  $E\{\|\mathbf{x}_{n,\ell}\|^2\} = E_d$ . OFDM modulation is performed by  $N_{DFT}$ -point ( $N_{DFT} \geq N_c$ ) inverse DFT (IDFT, DFT = Discrete Fourier Transform), followed by insertion of a cyclic prefix (CP = Cyclic Prefix) of  $N_{CP}$  samples. Assuming  
 15 perfect orthogonality in time and frequency, the received signal of sub carrier  $n$  of the  $\ell$ -th OFDM symbol block and  $\nu$ -th receive antenna is given by

$$Y_{n,\ell}^{(\nu)} = \mathbf{x}_{n,\ell}^T \mathbf{h}_{n,\ell}^{(\nu)} + Z_{n,\ell}^{(\nu)}; \quad \begin{array}{l} 0 \leq n < N_c \\ 0 \leq \ell < L \\ 0 \leq \nu < N_R \end{array} \quad (1)$$

20

where  $Z_{n,\ell}^{(\nu)}$  denotes additive white Gaussian noise (AWGN) with zero mean and variance  $N_0$ . Inter-symbol interference is avoided by setting  $N_{CP} T_{spl} \geq \tau_{max}$ , where  $\tau_{max}$  denotes the maximum delay of the channel impulse response (CIR). In  
 25 vector notation the signal observed at receive antenna  $\nu$  of OFDM symbol  $\ell$  can be conveniently expressed as

$$\mathbf{y}_\ell^{(\nu)} = \mathbf{X}_\ell \mathbf{h}_\ell^{(\nu)} + \mathbf{z}_\ell^{(\nu)} \in C^{N_c \times 1}. \quad (2)$$

The 2D transmitted signal matrix of dimension  $N_c \times N_T N_c$  is composed of transmit symbols in frequency and space, denoted by  $\mathbf{X}_\ell = \text{diag}[\mathbf{x}_{1,\ell}^T, \dots, \mathbf{x}_{N_c,\ell}^T]$ . Likewise, the 2D matrix of dimension  $N_T N_c \times 1$  describing the CTF is given by

5  $\mathbf{h}_\ell = [\mathbf{h}_{1,\ell}^T, \dots, \mathbf{h}_{N_c,\ell}^T]^T$ . Finally, the  $N_c \times 1$  dimension noise vector is composed of  $\mathbf{z}_\ell = [z_{1,\ell}, \dots, z_{N_c,\ell}]^T$ .

The received signal of one frame is composed of  $L$  OFDM symbols,  $\mathbf{y}^{(\nu)} = [\mathbf{y}_1^T, \dots, \mathbf{y}_L^T]^T$ , which is in the form

10

$$\mathbf{y}^{(\nu)} = \mathbf{X} \mathbf{h}^{(\nu)} + \mathbf{z}^{(\nu)} \in C^{N_c L \times 1} \quad (3)$$

with  $\mathbf{X} = \text{diag}[\mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_L]$ ,  $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T, \dots, \mathbf{h}_L^T]^T$  and  $\mathbf{z} = [\mathbf{z}_1^T, \dots, \mathbf{z}_L^T]^T$ .

15 The channel transfer function (CTF = Channel Transfer Function) is correlated in time, frequency and space. The discrete CTF  $H_{n,\ell}^{(\mu,\nu)}$  that propagates from transmit antenna  $\mu$  to receive antenna  $\nu$  is obtained by sampling  $H^{(\mu,\nu)}(f,t)$  at frequency  $f = n/T$  and time  $t = \ell T_{\text{sym}}$ , where  $T_{\text{sym}} = (N_c + N_{CP}) T_{\text{spl}}$  and

20  $T = N_c T_{\text{spl}}$  represents the OFDM symbol duration with and without the cyclic prefix, and  $T_{\text{spl}}$  is the sample duration.

The compound CTF from the transmit antenna array to receive antenna  $\nu$  is cast in the channel vector  $\mathbf{h}_{n,\ell}^{(\nu)} = [H_{n,\ell}^{(1,\nu)}, \dots, H_{n,\ell}^{(N_T,\nu)}]^T$

25 in (1). A normalized average channel gain of  $E\{\|\mathbf{h}_{n,\ell}^{(\nu)}\|^2\} = \bar{\sigma}_h^2 = 1$  is assumed. In order to mathematically model the MIMO-OFDM system the following three assumptions are applied, to which embodiments are not limited to. First, a frequency selective time-variant channel is considered, modeled by a

tapped delay line with  $Q_0$  non-zero taps. Each channel tap  $q$ ,  $1 \leq q \leq Q_0$ , with associated tap delay  $\tau_q$ , is comprised of  $S_q$  local scatterers, with Doppler frequency  $f_{D,q,s}$  for scatterer  $s$ . Second, a base station antenna array is assumed to be mounted above rooftop. In such an environment angle of departures (AoDs)  $\varphi_{q,s}$ ,  $1 \leq s \leq S_q$ , are contained within a certain angular spread  $\theta$ , as will be detailed subsequently in Fig. 4, giving rise to spatial correlation between transmit antenna elements. Third, the mobile terminal receiver is surrounded by a large number of local scatterers. Hence, angle of arrivals (AoA)  $\vartheta_{q,s}$ ,  $1 \leq s \leq S_q$ , can be considered uniformly distributed around the mobile.

Fig. 4 illustrates the spatial channel model, in particular, the model for the angular spread. Fig. 4 shows a uniform linear antenna array with four antennas 402, 404, 406 and 408. Impinging and departing signals are distributed around a mean angle  $\varphi$  with an angular spread of  $\theta$ . With these assumptions the channel vector can be described by

$$\mathbf{h}_{n,\ell}^{(v)} = \mathbf{h}^{(v)}\left(\frac{n}{T}, \ell T_{sym}\right) = \sum_{q=1}^{Q_0} A_q \exp(-j2\pi \tau_q \frac{n}{T}) \sum_{s=1}^{S_q} \mathbf{a}(\varphi_{q,s}) \exp(j2\pi Dv \sin \vartheta_{q,s}) \exp(j2\pi f_{D,q,s} \ell T_{sym}) \quad (4)$$

where  $A_q$  is the magnitude of tap  $q$  and  $D = \frac{d}{\lambda}$  represents the antenna spacing normalized by the carrier wavelength  $\lambda$ . In (4) the tap delays  $\tau_q$  caused by multi-path propagation impose variations over frequency (sub carrier index  $n$ ), while time variations due to mobile velocities caused by the Doppler effect lead to variations over time (OFDM symbol index  $\ell$ ).

30

One channel tap is composed of  $S_q$  local scatterers, which depart from the transmit antenna array with angle  $\varphi_{q,s}$ . The spatial properties of the channel vector  $\mathbf{h}_{n,\ell}^{(\nu)}$  are determined by the array response  $\mathbf{a}(\varphi_{q,s})$ . The array response for a uniform linear array (ULA) with antenna spacing  $d$ , for antenna element  $\mu$  is in the form

$$a^{(\mu)}(\varphi) = \exp(j2\pi D \mu \sin \varphi); \quad \begin{matrix} 0 \leq \mu < N_T \\ D = \frac{d}{\lambda} \end{matrix} \quad (5)$$

It is assumed that all  $N_R$  receive antennas are mutually uncorrelated. For the purpose of channel estimation, the channel response of receive antenna  $\nu$  is generated independent on the other receive antennas. Hence, the receive antenna  $\nu$  is dropped in the following. With this convention, the CTF at sub carrier  $n$ , OFDM symbol  $\ell$  originating from transmit antenna  $\mu$  is in the form of

$$H_{n,\ell}^{(\mu)} = \sum_{q=1}^{Q_0} A_q \exp(-j2\pi \tau_q \frac{n}{T}) \sum_{s=1}^{S_q} a^{(\mu)}(\varphi_{q,s}) \exp(j2\pi f_{D,q,s} \ell T_{sym}) = \sum_{q=1}^{Q_0} g_{n,\ell}^{(\mu)}[q] \quad (6)$$

where  $g_{n,\ell}^{(\mu)}[q]$  accounts for the part of the CTF composed by tap  $q$ , and the array response  $a^{(\mu)}(\cdot)$  is defined in (5). In case of correlated receive antennas, channel estimates may be enhanced, cf. H. Miao and M. J. Juntti, Space-Time Channel Estimation and Performance Analysis for Wireless MIMO-OFDM Systems With Spatial Correlation, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 54, pp. 2003-2016, Nov. 2005, J. Wang and K. Araki, Pilot Symbol Aided MAP-Based 3D Channel for Multi-User MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, pp. 801-808, Mar. 2006, and

J.-W. Choi and Y.-H. Lee, Complexity-Reduced Channel Estimation in Spatially Correlated MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E90-B, pp. 2609-2612, Sept. 2007.

5 By using the framework of for example J.-W. Choi and Y.-H. Lee the considered estimator can be generalized to correlated receive antennas in a straightforward way. The 2nd-order statistics are determined by the three dimensional (3D) correlation function

10

$$\begin{aligned} R[\Delta_\mu, \Delta_n, \Delta_t] &= E \left\{ H_{n,t}^{(\mu)} (H_{n+\Delta_n, t+\Delta_t}^{(\mu+\Delta_\mu)})^* \right\} \\ &= R_t[\Delta_t] \sum_{q=1}^{Q_0} R_{f,q}[\Delta_n] \cdot R_{s,q}[\Delta_\mu] \end{aligned} \quad (7)$$

composed of three independent correlation functions in time, frequency and space. The correlation functions in time and frequency are given by W. C. Jakes, Microwave Mobile Communications, Wiley, NY, 1974, as

20

$$\begin{aligned} R_t[\Delta_t] &= E \left\{ H_{n,t}^{(\mu)} (H_{n,t+\Delta_t}^{(\mu)})^* \right\} \\ &= J_0(2\pi f_{D,max} T_{sym}) \end{aligned} \quad (8)$$

where  $f_{D,max}$  is the maximum Doppler frequency and  $J_0(\cdot)$  represents the zero order Bessel function of the first kind, and

25

$$\begin{aligned} R_{f,q}[\Delta_n] &= E \left\{ g_{n,t}^{(\mu)}[q] (g_{n+\Delta_n, t}^{(\mu)})^*[q] \right\} \\ &= \sigma_q^2 \exp(-j2\pi \tau_q \frac{\Delta_n}{T}) \end{aligned} \quad (9)$$

where  $\sigma_q^2 = E \left[ |A_q|^2 \right]$ . The spatial correlation between the antennas  $\mu$  and  $\mu+\Delta_\mu$  is in the form

$$\begin{aligned}
R_{s,q}[\Delta_\mu] &= E\left\{g_{n,\ell}^{(\mu)}[q](g_{n,\ell}^{(\mu+\Delta_\mu)}[q])^*\right\} \\
&= \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \exp(j2\pi D\Delta_\mu \sin\varphi) \rho_q(\varphi) d\varphi; \quad D = \frac{d}{\lambda}, \quad (10)
\end{aligned}$$

5 where  $\rho_q(\varphi)$  denotes the pdf (pdf = probability density function) of the AoD angle distribution associated to tap delay  $\tau_q$ .

Due to the assumptions that mobiles are surrounded by a  
10 large number of local scatterers,  $R_t[\Delta_t]$ , is independent of the channel tap  $q$ . On the other hand, measurements campaigns, cf. IST-4-027756 WINNER II, D1.1.2 WINNER II Channel Models, Sept. 2007, suggest that the spatial correlation  $R_{s,q}[\Delta_\mu]$  is closely related to the channel tap  $q$ .  
15 This is physically motivated by the fact that the large distance separation of dominant reflectors lead to distinct tap delays  $\tau_q$ . Hence, the 3D correlation function in (7) can only be separated into the time correlation  $R_t[\Delta_t]$  and the joint frequency-spatial correlation  $R_{fs}[\Delta_n, \Delta_\mu]$ :

20

$$R[\Delta_\mu, \Delta_n, \Delta_t] = R_t[\Delta_t] R_{fs}[\Delta_\mu, \Delta_n] \quad (11)$$

with

$$25 \quad R_{fs}[\Delta_\mu, \Delta_n] = E\left\{H_{n,\ell}^{(\mu)}(H_{n+\Delta_n,\ell}^{(\mu+\Delta_\mu)})^*\right\} = \sum_{q=1}^{Q_n} R_{f,q}[\Delta_n] \cdot R_{s,q}[\Delta_\mu] \quad (12)$$

It is generally accepted that both  $R_f^{(\mu,\nu)}[\Delta_n]$  and  $R_t^{(\mu,\nu)}[\Delta_t]$  are strictly band-limited, cf. F. Sanzi and J. Speidel, An Adaptive Two-Dimensional Channel Estimator for Wireless

OFDM with Application to Mobile DVB-T, IEEE Trans. Broadcasting, vol. 46, pp. 128-133, June 2000. That is, the inverse Fourier transform of  $R_f^{(\mu,\nu)}[\Delta_n]$  described by the power delay profile is essentially non-zero in the range  $[0, \tau_{max}]$ ,  
 5 where  $\tau_{max}$  is the maximum channel delay. Likewise, the Fourier transform of  $R_t^{(\mu,\nu)}[\Delta_t]$  describing time variations due to mobile velocities is given by the Doppler power spectrum, non-zero within  $[-f_{D,max}, f_{D,max}]$ . Similar characteristics are observed for the spatial correlation of antenna array  
 10 mounted above rooftop, the local scatterers associated to tap delay  $\tau_q$  are clustered around a mean AoD  $\phi_q$  with an angular spread of  $\theta_q$ , as illustrated in Fig. 4.

Following J. Salz and J. Winters, Effect of fading  
 15 correlation on adaptive arrays in digital mobile radio, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 43, pp. 1049-1057, Nov. 1994 the integrals in (10) and (12) can be solved by assuming a large number  $S_q$  of uniformly distributed local scatterers within the range  $[\phi_q - \frac{\theta_q}{2}, \phi_q + \frac{\theta_q}{2}]$ . Then the pdf  $\rho_q(\varphi)$   
 20 can be approximated by the continuous pdf

$$\rho_q(\varphi) = \begin{cases} \frac{1}{\theta_q} & -\frac{\pi}{2} \leq \phi_q - \frac{\theta_q}{2} \leq \varphi \leq \phi_q + \frac{\theta_q}{2} \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (13)$$

The general correlation function  $R_{s,q}$  is given in equations  
 25 (A-19) and (A-20) of J. Salz and J. Winters, Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 43, pp. 1049-1057, Nov. 1994.

Small angular spreads may be approximated according to the following assumptions. As the angular spread  $\theta_q$  is typically small, the correlation  $R_{s,q}$  can be approximated by a simplified expression as described in the following.

- 5 Define  $\tilde{\varphi} = \varphi - \phi_q$  uniformly distributed in the range  $\tilde{\varphi} \in [-\frac{\theta_q}{2}, \frac{\theta_q}{2}]$ . Invoking the trigonometrical addition theorem for small angular spreads ( $\theta_q < \frac{\pi}{6}$ ) with  $\sin \tilde{\varphi} \approx \tilde{\varphi}$  and  $\cos \tilde{\varphi} \approx 1$ , yields

$$\begin{aligned} \sin \varphi &= \sin(\tilde{\varphi} + \phi_q) = \sin \tilde{\varphi} \cdot \cos \phi_q + \cos \tilde{\varphi} \cdot \sin \phi_q \\ &\approx \tilde{\varphi} \cdot \cos \phi_q + \sin \phi_q \quad \text{for } \tilde{\varphi} \ll \frac{\pi}{2} \end{aligned}$$

Then the array response (5) can be approximated as

10

$$a^{(\mu)}(\tilde{\varphi}) \approx \exp(j2\pi D \mu (\tilde{\varphi} \cos \phi_q + \sin \phi_q)) \quad (14)$$

and correlation between transmit antennas  $\mu$  and  $\mu + \Delta_\mu$  becomes

15

$$R_{s,q}[\Delta_\mu] \approx \exp(j2\pi \Delta_\mu D \sin \phi_q) \cdot \frac{\sin(\pi \theta_q \Delta_\mu D \cos \phi_q)}{\pi \theta_q \Delta_\mu D \cos \phi_q}; \quad D = \frac{d}{\lambda} \quad (15)$$

Pilot aided channel estimation (PACE) was first introduced for single carrier systems and required a flat-fading channel, cf. J. K. Cavers, An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. VT-40, pp. 686-693, Nov. 1991.

20

For conventional 2D PACE,  $N_p$  known reference symbols (pilots) are inserted with equidistant pilot spacing  $D_t$  in time and  $D_f$  in frequency, cf. P. Höher, S. Kaiser, and P. Robertson, Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency, in Proc. Communication Theory Mini-Conf.

25

(CTMC) within IEEE Global Telecommun. Conf. (Globecom'97), Phoenix, USA, pp. 90-96, 1997. In previous work on MIMO-OFDM channel estimation spatial correlation is exploited so to improve the accuracy of the channel estimates, cf.

5 M. Stege, P. Zillmann, and G. Fettweis, MIMO Channel Estimation with Dimension Reduction, in Proc. Int. Symp. Wireless Pers. Multimedia Commun. (WPMC 2002), Hawaii, USA, Oct. 2002, H. Miao and M. J. Juntti, Space-Time Channel Estimation and Performance Analysis for Wireless MIMO-OFDM

10 Systems With Spatial Correlation, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 54, pp. 2003-2016, Nov. 2005, J. Wang and K. Araki, Pilot Symbol Aided MAP-Based 3D Channel for Multi-User MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, pp. 801-808, Mar. 2006, and J.-W. Choi and Y.-H.

15 Lee, Complexity-Reduced Channel Estimation in Spatially Correlated MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E90-B, pp. 2609-2612, Sept. 2007. However, embodiments utilizing interpolation in space provide significant benefits and advantages compared to these concepts, as

20 pilot overhead can be reduced while upkeeping the channel estimation quality.

For the proposed three-dimensional (3D) PACE spatial correlation is exploited to reduce the pilot overhead. By

25 allowing for a pilot spacing in space  $D_s$ , pilots are not inserted for each transmit antenna  $\mu$ ; rather the channel response is obtained by interpolation between pilots of different transmit antennas, as illustrated in Fig. 2. While the discussion of the above embodiments was with

30 respect to OFDM, 3D PACE can be readily extended to generalized multi-carrier waveforms Z. Wang and G. B. Giannakis, Wireless Multicarrier Communications—Where Fourier Meets Shannon, IEEE Signal Proc. Mag., vol. 17,

pp. 29-48, May 2000], which includes DFT spread OFDM, multi-carrier (MC) CDMA and zero padding (ZP) OFDM, by applying the framework of C.-T. Lam, G. Auer, F. Danilo-Lemoine, and D. Falconer, Design of Time and Frequency  
 5 Domain Pilots for Generalized Multicarrier Systems, in Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC 2007), Glasgow, UK, June 2007.

A regular 3D grid can be found in Y. Li, Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation for OFDM in Wireless Systems, IEEE Trans.  
 10 Vehic. Technol., vol. 49, pp. 1207-1215, July 2000.

$$\begin{bmatrix} \mu \\ n \\ \ell \end{bmatrix} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{d}} + \mathbf{d}_0; \mathbf{G} = \begin{bmatrix} D_s & \delta_{sf} & 0 \\ d_{sf} & D_f & 0 \\ d_{st} & 0 & D_t \end{bmatrix}, \mathbf{d}_0 = \begin{bmatrix} \mu_0 \\ n_0 \\ \ell_0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

where  $\tilde{\mathbf{d}} = [\tilde{\mu}, \tilde{n}, \tilde{\ell}]^T$  is the pilot index, variables describing  
 15 pilot symbols will be marked with a “~” in the following. Furthermore,  $\mathbf{d}_0 = [\mu_0, n_0, \ell_0]^T$  accounts for the shift of the first pilot with respect to  $[0,0,0]^T$ . The transmitted signal sequence containing only pilots is denoted by,  $\{\tilde{X}_{\tilde{n}, \tilde{\ell}}^{(\tilde{\mu})}\} = \{X_{n, \ell}^{(\mu)}\}$ , with  $\mu$ ,  $n$  and  $\ell$  given by (16). In general, non-zero off-  
 20 diagonal elements of  $\mathbf{G}$  assemble a non-rectangular pilot grid, e.g. a diamond shaped grid, cf. J. Choi and Y. Lee, Optimum Pilot Pattern for Channel Estimation in OFDM Systems, IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 4, pp. 2083-2088, Sept. 2005, or the DVB-T grid, cf. F. Sanzi and  
 25 J. Speidel, An Adaptive Two-Dimensional Channel Estimator for Wireless OFDM with Application to Mobile DVB-T, IEEE Trans. Broadcasting, vol. 46, pp. 128-133, June 2000. In (16) the parameter  $\delta_{sf}$  shifts pilots along the spatial domain.

Fig. 5 illustrates an embodiment of a diamond-shaped space-frequency or space-time grid. The embodiment shown in Fig. 5 utilizes four transmit antennas 502, 504, 506 and 508. Moreover, Fig. 5 illustrates four layers of time-frequency dimensioned pilot schemes 512, 514, 516 and 518. The illustration used in Fig. 5 is similar to the illustrations described above for Figs. 2 and 9. Accordingly, dark cubes represent pilot or reference symbols, empty cubes represent empty transmission resources. Fig. 5 illustrates that the frequency spacing  $D_f=4$ , the time spacing  $D_t=5$  and the spatial spacing  $D_s=2$ .

Furthermore, the off-diagonal element is set to  $\delta_{sf}=1$ , resulting in a diamond shaped space-frequency grid. In order to obtain channel estimates from all  $N_T$  transmit antennas pilots belonging to different transmit antennas are orthogonally separated in time, frequency and/or space, as shown in Fig. 2. One way to achieve this is by imposing the condition of either  $d_{sf} \bmod D_f \neq 0$  or  $d_{st} \bmod D_t \neq 0$  in (16). In Fig. 5 pilots from different antenna elements are separated in frequency by setting  $d_{sf}=1$  and  $d_{st}=0$ . This provides a subsampled version of the 3D CTF  $\mathbf{h}$  in (3) corrupted by noise, which avoids interference between pilots belonging to different transmit antennas. Note, there are other possibilities to orthogonally separate the pilots, but they lead to higher complexity and/or at least the same pilot overhead, cf. G. Auer, Analysis of Pilot-Symbol Aided Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas, in Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC 2004), Paris, France, pp. 3221-3225, June 2004.

Nevertheless, the embodiment of 3D PACE can also be generalized to other schemes, such as phase shifted pilot sequences, cf. I. Barhumi, G. Leus, and M. Moonen, Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels, Signal Processing, IEEE Transactions on, vol. 51, pp. 1615-1624, June 2003, by extending concepts disclosed in W. G. Jeon, J. H. Paik, and Y. S. Cho, Two Dimensional MMSE (MMSE = Minimum Mean Square Error) Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity, in Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf. 2001-Fall (VTC'F01), Atlantic City, USA, Oct. 2001, G. Auer, Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas by Filtering in Time and Frequency, in Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf. 2003-Fall (VTC'F03), Orlando, USA, Oct. 2003 from two to three dimensions.

In total  $N_p$  pilots are inserted which are distributed in time, frequency and space according to

$$N_p = N_{p,t} \cdot N_{p,f} \cdot N_{p,s} = \left\lfloor \frac{L}{D_t} \right\rfloor \cdot \left\lfloor \frac{N_c}{D_f} \right\rfloor \cdot \left\lfloor \frac{N_T}{D_s} \right\rfloor. \quad (17)$$

The received pilot sequence  $\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{h}} + \tilde{\mathbf{z}}$  of dimension  $N_p \times 1$  is a subsampled version of the 3D CTF  $\mathbf{h}$  in (3). Not all pilots may be utilized for channel estimation. A subset of pilots in time,  $M_t \leq N_{p,t}$ , frequency,  $M_f \leq N_{p,f}$ , and space,  $M_s \leq N_{p,s}$ , may be used for channel estimation in some embodiments. The estimate of  $\mathbf{h}$  denoted by  $\hat{\mathbf{h}}$  can be obtained by means of minimum mean squared error (MMSE) based 3D interpolation.

In one embodiment, supposing the transmitted signal includes beamforming,  $\mathbf{x}_{n,t} = s_{n,t} \mathbf{b}_{n,t}$ , where  $\mathbf{b}_{n,t}$  denotes the

beamforming vector, and  $s_{n,t}$  accounts the transmitted symbol. Then the receiver needs to estimate the effective channel, i.e. the channel response including user specific beamforming,  $H_{eff} = \mathbf{b}_{n,t}^T \mathbf{h}_{n,t}$ . If the beamforming vector is known at the receiver, the effective channel is determined by  $\hat{H}_{eff} = \mathbf{b}_{n,t}^T \hat{\mathbf{h}}_{n,t}$ , where  $\hat{\mathbf{h}}_{n,t}$  is the estimate of  $\mathbf{h}_{n,t}$ . This is the case for fixed beamforming, where  $\mathbf{b}_{n,t}$  is selected from a number of pre-defined vectors. This scenario is applicable e.g. for the 3GPP LTE standard 3GPP TS 36.211 V8.2.0, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8), tech. rep., Mar. 2008.

In embodiments the means 130 for processing may be adapted for carrying out Wiener filtering. The means 130 for processing can be adapted for processing the estimate  $\hat{h}_2$  of the second radio channel based on a three-dimensional Wiener filter based on a three-dimensional cross-correlation in time, frequency and space dimensions. In further embodiments the means 130 for processing can be adapted for processing the estimate  $\hat{h}_2$  of the second radio channel based on a spatial property of the MIMO radio channel according to three one-dimensional Wiener filters, one Wiener filter being based on a correlation property in the time domain, one Wiener filter being based on a correlation property in the frequency domain and one Wiener filter being based on a correlation property in the spatial domain as the spatial property of the MIMO radio channel.

30

A Wiener interpolation filter (WIF = Wiener Interpolation Filter) is implemented by an FIR filter,  $\mathbf{w}[\mu, n, \ell]$ , with

$M = M_f M_s$  taps. The CTF estimate for sub carrier  $n$ , OFDM symbol  $\ell$  and transmit antenna  $\mu$  is given by

$$\hat{H}_{n,\ell}^\mu = \mathbf{w}^H[\mu, n, \ell] \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{r}_{H\tilde{\mathbf{y}}}^H[\mu, n, \ell] \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}\tilde{\mathbf{y}}}^{-1} \tilde{\mathbf{y}}. \quad (18)$$

5

The WIF  $\mathbf{w}[\mu, n, \ell] = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}\tilde{\mathbf{y}}}^{-1} \mathbf{r}_{H\tilde{\mathbf{y}}}^H[\mu, n, \ell]$  minimizes the mean squared error between the desired response,  $H_{n,\ell}^\mu$ , and the filtered output,  $\hat{H}_{n,\ell}^\mu$ , given the received pilot sequence  $\tilde{\mathbf{y}}$ .

10 The 3D auto-correlation matrix of the received pilots,  $\tilde{\mathbf{y}}$ , is composed of  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}\tilde{\mathbf{y}}} = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}} + N_0 \mathbf{I}$ , where  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}} = E\{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}^H\}$  is the auto-correlation matrix of the CTF at pilot positions excluding the AWGN term, and  $\mathbf{I}$  denotes the identity matrix, all of dimension  $M \times M$ . The  $i^{\text{th}}$  row and  $j^{\text{th}}$  column of  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}}$  can be expressed as

15

$$\begin{aligned} \{\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}}\}_{i,j} &= R[D_s \cdot (\tilde{\mu}_1 - \tilde{\mu}_2), D_f \cdot (\tilde{n}_1 - \tilde{n}_2), D_t \cdot (\tilde{\ell}_1 - \tilde{\ell}_2)]; \\ i &= \tilde{\mu}_1 + M_s \tilde{n}_1 + M_s M_t \tilde{\ell}_1 \\ j &= \tilde{\mu}_2 + M_s \tilde{n}_2 + M_s M_t \tilde{\ell}_2 \end{aligned} \quad (19)$$

where  $R[\cdot]$  denotes the 3D correlation function defined in  
20 (7).

The 3D cross-correlation functions  $\mathbf{r}_{H\tilde{\mathbf{y}}}^H[\mu, n, \ell] = E\{\tilde{\mathbf{y}}(H_{n,\ell}^{(\mu)})^*\}$  represent the cross-correlation between  $\tilde{\mathbf{y}}$  and the desired response  $H_{n,\ell}^{(\mu)}$ . The  $i$ -th entry of  $\mathbf{r}_{H\tilde{\mathbf{y}}}^H[\mu, n, \ell]$  specifies the  
25 correlation between the CTF of pilot symbol  $i$  and the desired response,  $H_{n,\ell}^\mu$ , which is in the form

$$\{\mathbf{r}_{\text{HS}}^H[\mu, n, \ell]\}_i = R[\mu - D_s \tilde{\mu}, n - D_f \tilde{n}, \ell - D_t \tilde{\ell}]; \quad i = \tilde{\mu} + M_s \tilde{n} + M_s M_t \tilde{\ell}. \quad (20)$$

A cascaded channel estimator consisting of three one dimensional (1D) estimators termed 3×1 D PACE may be implemented as proposed by J.-W. Choi and Y.-H. Lee, Complexity-Reduced Channel Estimation in Spatially Correlated MIMO-OFDM Systems, IEICE Trans. Commun., vol. E90-B, pp. 2609-2612, Sept. 2007, for the case when pilot symbols are available from all transmit antennas within coherence time and bandwidth. In one embodiment the means 130 may be adapted for separating the 3d interpolation into three one-dimensional interpolations. The separation of the 3D estimator (18) into three 1D estimators requires to separate the 3D correlation function (11) into three 1D components, which is only possible with the approximation

$$R[\Delta_\mu, \Delta_n, \Delta_t] \approx R_t[\Delta_t] \cdot \left( \sum_{q=1}^{Q_n} R_{f,q}[\Delta_n] \right) \cdot \left( \sum_{q=1}^{Q_\mu} R_{s,q}[\Delta_\mu] \right) \quad (21)$$

As an exact separation of the frequency-space correlation (12) is not possible, a certain degradation in performance of 3×1D PACE is to be expected in embodiments due to the above approximation.

A computationally efficient implementation of 3×1D PACE is via a Wiener interpolation filter (WIF) with model mismatch, i.e. in an embodiment wherein the means 130 for processing is adapted for processing according to a Wiener filter. According to P. Höher, S. Kaiser, and P. Robertson, Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency, in Proc. Communication Theory Mini-Conf. (CTMC) within IEEE Global Telecommun. Conf. (Globecom'97), Phoenix, USA,

pp. 90-96, 1997, the filter coefficients in frequency and time can be generated assuming a uniformly distributed power delay profile and Doppler power spectrum, non-zero within the range  $[0, \tau_w]$  and  $[-f_{D,w}, f_{D,w}]$ . Furthermore, the average SNR at the filter input,  $\gamma_w$ , is required, which should be equal or larger than actual average SNR, so  $\gamma_w \geq \gamma_0$ .

In the spatial domain, a uniform angle distribution is assumed within the angular spread  $\theta_w$  around the mean AoD,  $\phi_w$ , that is  $\varphi \in [\phi_w - \frac{\theta_w}{2}, \phi_w + \frac{\theta_w}{2}]$ . Assuming a large number of local scatterers, the angle distribution can be approximated by the continuous pdf

$$\rho(\varphi) = \begin{cases} \frac{1}{\theta_w} & -\frac{\pi}{2} \leq \phi_w - \frac{\theta_w}{2} \leq \varphi \leq \phi_w + \frac{\theta_w}{2} \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (22)$$

The angular spread and the mean AoD are determined by

$$\begin{aligned} \theta_w &= \varphi_{max} - \varphi_{min} \\ \phi_w &= \frac{1}{2}(\varphi_{max} + \varphi_{min}) \end{aligned} \quad (23)$$

20

where  $\varphi_{max} = \max_{q,s} \varphi_{q,s}$  and  $\varphi_{min} = \min_{q,s} \varphi_{q,s}$  denote the maximum and minimum AoD.

With J. Salz and J. Winters, Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 43, pp. 1049-1057, Nov. 1994, the spatial correlation function (10) between antenna elements  $\mu$  and  $\mu + \Delta_\mu$  yields

25

$$\text{Re}\{R_{aa}[\Delta_\mu]\} = J_0(2\pi D \Delta_\mu) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(2\pi D \Delta_\mu) \cos(2k\phi_w) \frac{\sin(k\theta_w)}{k\theta_w} \quad (24)$$

$$\text{Im}\{R_{aa}[\Delta_\mu]\} = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(2\pi D \Delta_\mu) \sin([2k+1]\phi_w) \frac{\sin([k+\frac{1}{2}]\theta_w)}{[k+\frac{1}{2}]\theta_w} \quad (25)$$

where  $D = \frac{d}{\lambda}$ , and  $J_k$  represents an order  $k$  Bessel function  
 5 of the first kind.

To generate the filter coefficients the mean AoD  $\phi_w$  as well  
 as the angular spread  $\theta_w$  need to be estimated.

10 Fig. 6 shows an illustration of a uniform linear array with  
 antennas 602, 604, 606 and 608. As indicated in Fig. 6, the  
 antenna elements have a spacing of  $D$ . Fig. 6 also  
 indicates that reference symbols impinge from antenna  
 elements 602 and 608, i.e. the spatial spacing  $D_s$  equals  
 15 three in the present case. Moreover, Fig. 6 indicates that  
 the plain waves impinge from an angle of  $\theta$ .

Fig. 7 illustrates a pdf of  $\Delta$ , i.e. a measure for  
 normalized power distribution in the angular domain or in  
 20 other words, the angular distribution of local scatterers.  
 In analogy to the sampling theorem in time and frequency,  
 cf. F. Sanzi and J. Speidel, An Adaptive Two-Dimensional  
 Channel Estimator for Wireless OFDM with Application to  
 Mobile DVB-T, IEEE Trans. Broadcasting, vol. 46, pp. 128-  
 25 133, June 2000, there exists a maximum pilot spacing in  
 space for which the spatial array response (5) can be  
 reconstructed. To ensure this, each AoD  $\phi$ , must have an  
 unique subsampled array responses are considered, as  
 depicted in Fig. 6,

30

$$\tilde{a}^{(\bar{\mu})}(\varphi) = \exp(j 2\pi DD_s \bar{\mu} \sin \varphi), \quad 0 \leq \bar{\mu} < \left\lceil \frac{N_T}{D_s} \right\rceil, \quad (26)$$

where the ceiling operator  $\lceil x \rceil$  denotes the smallest integer that is equal or smaller than  $x$ . Assuming that the AoDs are distributed according to (23), the distribution of the equivalent length  $\Delta = \sin \varphi$  can be described by the pdf

$$\rho(\Delta) = \rho(\sin \varphi) = \begin{cases} \frac{1}{\theta_w \sqrt{1-\Delta^2}} & \sin(\phi_w - \frac{\theta_w}{2}) \leq \Delta \leq \sin(\phi_w + \frac{\theta_w}{2}) \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}. \quad (27)$$

Since  $\Delta = \sin \varphi$  is periodic with  $2\pi$  spatial aliases are observed spaced  $1/(DD_s)$  apart, as illustrated in Fig. 7. The array response  $a^{(\bar{\mu})}(\varphi)$  in (5) can be perfectly reconstructed given  $\tilde{a}^{(\bar{\mu})}(\varphi)$  in (26), if the angle distribution  $\rho(\sin \varphi)$  does not overlap with its aliases. From Fig. 7 conditions for separation can be extracted:  $\sin(\phi_w + \frac{\theta_w}{2}) < \sin(\phi_w - \frac{\theta_w}{2}) + \frac{1}{DD_s}$ , with  $D = \frac{d}{\lambda}$ . Utilizing the trigonometric addition theorem this translates to the following condition for the pilot spacing in space

$$D_s < \frac{1}{2D \cos \phi_w \cdot \sin \frac{\theta_w}{2}}. \quad (28)$$

Regarding the maximum allowable pilot spacing, the worst case condition is for  $\cos \phi_w = 0$ , which yields

$$D_s < \frac{1}{2D \sin \frac{\theta_w}{2}} \approx \frac{1}{D \theta_w}, \quad (29)$$

where the latter approximation applies to small angular spreads  $\theta_w \leq \pi/6$ .

For an antenna spacing  $d = \frac{\lambda}{2}$  which corresponds to  $D = \frac{1}{2}$  the following is obtained

$$D_s < \frac{1}{\sin \frac{\theta_w}{2}} \approx \frac{2}{\theta_w}. \quad (30)$$

5 The MSE of an arbitrary estimator  $\mathbf{w}$  of dimension  $1 \times M$  can be expressed in the general form

$$E[|H_{n,\ell}^{(\mu)} - \hat{H}_{n,\ell}^{(\mu)}|^2] = E[|H_{n,\ell}^{(\mu)}|^2] - 2\text{Re}\{\mathbf{w}^H \mathbf{r}_{H\tilde{\mathbf{Y}}}[\mu, n, \ell]\} + \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}} \mathbf{w} \quad (31)$$

10 with  $\hat{H}_{n,\ell}^{(\mu)} = \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{y}}$ . The  $M_f$  dimension vector  $\tilde{\mathbf{Y}}$  accounts for the received pilot sequence of one OFDM symbol, and is used to determine  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{Y}}}$  and  $\mathbf{R}_{H\tilde{\mathbf{Y}}}^{(\mu)}(i)$ . Note, that (31) is valid for any estimator  $\mathbf{w}$  with or without model mismatch. Furthermore, an estimator with reduced length,  $M_f$ , can be applied to  
 15 (31) by inserting zeros in the appropriate positions in embodiments of the means 130.

An MIMO-OFDM system with  $N_T = 4$  transmit antennas is considered based on the WINNER specifications IST-4-027756  
 20 WINNER II, D6.13.14 WINNER II System Concept Description, Dec. 2007. One frame consists of  $L = 12$  OFDM symbols and each OFDM symbol is composed of  $N_c = 1024$  sub carriers. A cyclic prefix of duration  $T_{CP} = 128 \cdot T_{spl}$  is employed. The signal bandwidth is 40 MHz, which translates to a sampling  
 25 duration of  $T_{spl} = 25\text{ns}$ . This results in an OFDM symbol duration of  $T_{sym} = 35.97\mu\text{s}$  of which the cyclic prefix is  $T_{CP} = 3.2\mu\text{s}$ . An urban mobility scenario is considered with velocities up to 50km/h. At 5GHz carrier frequency this translates to a normalized maximum Doppler frequency of  
 30  $f_{D,max} T_{sym} \leq 0.0067$ . The typical urban channel model specified by

the WINNER project is considered having an angular spread of  $35^\circ$ , cf. IST-4-027756 WINNER II, D1.1.2 WINNER II Channel Models, Sept. 2007.

5 For the pilot spacings in time, frequency and space  $D_t=8$ ,  $D_f=6$  and  $D_s=2$  are chosen. Furthermore,  $\ell_0=1$ ,  $n_0=1$  and  $s_0=0$ . Orthogonality between pilots of different transmit antennas is maintained by setting  $d_{sf}=1$  and  $d_{st}=0$  in (16).  
 10 Finally, to reduce edge effects, a diamond shaped space-frequency grid with  $\delta_{sf}=1$  is used in an embodiment, as depicted in Fig. 5.

The channel estimation unit is implemented by a WIF with  $M_t=2$ ,  $M_f=16$  and  $M_s=2$  filter coefficients in time,  
 15 frequency and space. To generate the filter coefficients, knowledge of the second order statistics in the form of the auto- and cross-correlation matrices in (19) and (20) is assumed to be available.

20 Fig. 8 illustrates simulation results for the mean square error versus the sub carrier index  $n$  for a three-dimensional PACE with  $N_T=4$  transmit antennas and pilot spacing in space of  $D_s=2$ . The MSE for two-dimensional PACE, which does not attempt to exploit the spatial correlation,  
 25 is shown for comparison. The results obtained with the embodiment are shown at two  $E_s/N_0$  of 10dB and 30dB, which is symbol energy  $E_s$  over noise density  $N_0$ , for the channel estimates of four sub channels  $\mu=1.4$  of the MIMO radio channel.

30

The MSE is plotted over the sub carrier index  $n$  for 3D PACE in Fig. 8. The MSE for all transmit antennas' signals is estimated accurately by the proposed estimator. For comparison the MSE for conventional 2D PACE that does not attempt to exploit spatial correlation is also plotted. It is seen that the performance of 3D PACE is close to 2D PACE, while the required pilot overhead for 3D PACE is reduced by a factor of two, which demonstrates the advantage of embodiments saving half of the transmission resources for pilot symbols in the present scenario.

Depending on certain implementation requirements of the inventive methods, the inventive methods can be implemented in hardware or in software. The implementation can be performed using a digital storage medium, in particular, a flash memory, a disc, a DVD or a CD having an electronically-readable control signal stored thereon, which co-operates with a programmable computer system, such that the inventive methods are performed. Generally, the present invention is, therefore, a computer program product with a program code stored on a machine-readable carrier, the program code being operated for performing the inventive methods when the computer program product runs on a computer. In other words, the inventive methods are, therefore, a computer program having a program code for performing at least one of the inventive methods when the computer program runs on a computer or processor.

Claims

1. A radio channel estimator (100) for estimating a first radio channel ( $h_1$ ) to obtain a first radio channel estimate ( $\hat{h}_1$ ), the first radio channel ( $h_1$ ) being comprised in a multiple input multiple output (MIMO = multiple input multiple output) radio channel, the MIMO radio channel extending between at least a first transmit antenna ( $Tx_1$ ), a second transmit antenna ( $Tx_2$ ) and a receive antenna (Rx), the first radio channel ( $h_1$ ) extending between the first transmit antenna ( $Tx_1$ ) and the receive antenna (Rx), comprising:
- 5
- 10
- 15 a means (110) for receiving a reference symbol transmitted by the second transmit antenna ( $Tx_2$ );
- a means (120) for estimating a second radio channel ( $\hat{h}_2$ ) based on the reference symbol, the second radio channel ( $h_2$ ) extending between the second transmit antenna ( $Tx_2$ ) and the receive antenna (Rx); and
- 20
- 25 a means (130) for processing the estimate ( $\hat{h}_2$ ) of the second radio channel based on a spatial property of the MIMO radio channel to obtain the first radio channel estimate ( $\hat{h}_1$ ).
2. The radio channel estimator (100) of claim 1, wherein the means (110) for receiving is adapted for receiving a further reference symbol from a third transmit antenna ( $Tx_3$ ), and wherein the means (120) for estimating is adapted for estimating a third radio
- 30

channel ( $\hat{h}_3$ ) based on the further reference symbol,  
the third radio channel ( $h_3$ ) extending between the  
third transmit antenna ( $Tx_3$ ) and the receive antenna  
(Rx), and wherein the means (130) for processing is  
5 adapted for processing the estimate ( $\hat{h}_2$ ) of the second  
radio channel and the estimate ( $\hat{h}_3$ ) of the third radio  
channel based on the spatial property of the MIMO  
radio channel to obtain the first radio channel  
estimate ( $\hat{h}_1$ ).

10

3. The radio channel estimator (100) of claim 2, wherein  
the means (130) for processing is adapted for  
interpolating between the estimate ( $\hat{h}_2$ ) of the second  
radio channel and the estimate ( $\hat{h}_3$ ) of the third radio  
15 channel to obtain the first radio channel estimate  
( $\hat{h}_1$ ), wherein the spatial property comprises a  
correlation property of the first and second radio  
channels.

20 4. The radio channel estimator (100) of one of the  
preceding claims, wherein the means (110) for  
receiving is adapted for receiving the reference  
symbol on a first sub carrier having a first sub  
carrier frequency, and wherein the means (130) for  
25 processing the estimate ( $\hat{h}_2$ ) of the second radio  
channel is adapted for processing the estimate ( $\hat{h}_2$ )  
based on the spatial property of the MIMO radio  
channel to obtain the first radio channel estimate  
( $\hat{h}_1$ ) for a second sub carrier, the second sub carrier

having a different frequency than the first sub carrier.

5. The radio channel estimator (100) of one of the preceding claims, wherein the means (110) is adapted for receiving reference symbols on a multiplicity of sub carriers, the sub carriers having different sub carrier frequencies, and wherein the means (120) for estimating is adapted for estimating radio channels on the multiplicity of sub carriers and wherein the means (130) for processing is adapted for processing the estimates of the different sub carriers based on the spatial property of the MIMO radio channel to obtain the first radio channel estimate ( $\hat{h}_1$ ) for a sub carrier on which no reference symbol is provided.

6. The radio channel estimator (100) of one of the preceding claims, wherein the means (110) for receiving is adapted for receiving the reference symbol in a first time slot, and wherein the means (120) is adapted for estimating the second radio channel ( $\hat{h}_2$ ) based on the reference symbol in the first time slot, and wherein the means (130) for processing is adapted for processing the estimate ( $\hat{h}_2$ ) of the second radio channel based on the spatial property of the MIMO radio channel to obtain the first radio channel estimate ( $\hat{h}_1$ ) for a second time slot, the second time slot being different from the first time slot.

30

7. The radio channel estimator (100) of one of the preceding claims, wherein the means (110) is adapted

for receiving reference symbols in a multiplicity of time slots, and wherein the means (120) is adapted for estimating radio channels based on the multiplicity of reference symbols received in the multiplicity of time slots, and wherein the means (130) for processing is adapted for processing the estimates of the multiplicity of radio channels based on the spatial property of the MIMO radio channel to obtain the first radio channel estimate ( $\hat{h}_1$ ) for a time slot for which no reference symbol was provided.

8. The radio channel estimator (100) of one of the preceding claims, wherein the means (130) for processing is adapted for processing the estimate ( $\hat{h}_2$ ) of the second radio channel based on a three-dimensional Wiener filter based on a three-dimensional cross-correlation in time, frequency and space dimensions.

9. The radio channel estimator (100) of one of the preceding claims, wherein the means (130) for processing is adapted for processing the estimate ( $\hat{h}_2$ ) of the second radio channel based on a spatial property of the MIMO radio channel according to three one-dimensional Wiener filters, one Wiener filter being based on a correlation property in the time domain, one Wiener filter being based on a correlation property in the frequency domain and one Wiener filter being based on a correlation property in the spatial domain as the spatial property of the MIMO radio channel.

10. The radio channel estimator (100) of one of the preceding claims, wherein the means (110) is adapted for receiving reference symbols in equidistant time slots, equidistant sub carriers and/or for equidistant transmit antennas.  
5
11. The radio channel estimator (100) of one of the preceding claims, wherein the means (110) for receiving is adapted for receiving reference symbols with irregular time spacing, irregular frequency spacing and/or irregular spatial separation.  
10
12. Method for estimating a first radio channel ( $h_1$ ) to obtain a first radio channel estimate ( $\hat{h}_1$ ), the first radio channel ( $h_1$ ) being comprised in a MIMO radio channel (MIMO = Multiple Input Multiple Output) extending between at least a first transmit antenna ( $Tx_1$ ), a second transmit antenna ( $Tx_2$ ) and a receive antenna (Rx), the first radio channel ( $h_1$ ) extending between the first transmit antenna ( $Tx_1$ ) and the receive antenna (Rx), comprising the steps of:  
15
- receiving a reference symbol transmitted by the second transmit antenna ( $Tx_2$ );  
20
- estimating a second radio channel ( $\hat{h}_2$ ) based on the reference symbol, the second radio channel ( $h_2$ ) extending between the second transmit antenna ( $Tx_2$ ) and the receive antenna (Rx); and  
25
- processing the estimate ( $\hat{h}_2$ ) of the second radio channel based on a spatial property of the MIMO radio  
30

channel to obtain the first radio channel estimate ( $\hat{h}_1$ ).

13. A transmitter for enabling radio channel estimation of  
5 a MIMO (MIMO = Multiple Input Multiple Output) radio  
channel, the MIMO radio channel extending between at  
least a first transmit antenna ( $Tx_1$ ), a second  
transmit antenna ( $Tx_2$ ) and a receive antenna (Rx), the  
MIMO radio channel having a coherence time, a  
10 coherence bandwidth and a coherence length, the  
spacing between the first transmit antenna ( $Tx_1$ ) and  
the second transmit antenna being less than the  
coherence length, comprising:

15 a means for transmitting a first reference symbol on  
the first transmit antenna ( $Tx_1$ ) at a first time  
instant on a carrier frequency; and

20 a means for transmitting a second reference symbol on  
the second transmit antenna ( $Tx_2$ ) at a second time  
instant on the carrier frequency,

wherein the first and the second time instants are  
separated by more than the coherence time and  
25 transmission of reference symbols on the first  
transmit antenna ( $Tx_1$ ) and on the second transmit  
antenna ( $Tx_2$ ) is suspended between the first and the  
second time instants and within the coherence  
bandwidth from the carrier frequency.

30

14. A method for enabling radio channel estimation of a  
MIMO (MIMO = Multiple Input Multiple Output) radio  
channel, the MIMO radio channel extending between at

least a first transmit antenna ( $Tx_1$ ), a second transmit antenna ( $Tx_2$ ) and a receive antenna ( $Rx$ ), the MIMO radio channel having a coherence time, a coherence bandwidth and a coherence length, the spacing between the first transmit antenna ( $Tx_1$ ) and the second transmit antenna being less than the coherence length, comprising the steps of

5

transmitting a first reference symbol on the first transmit antenna ( $Tx_1$ ) at a first time instant on a carrier frequency; and

10

transmitting a second reference symbol on the second transmit antenna ( $Tx_2$ ) at a second time instant on the carrier frequency,

15

wherein the first and the second time instants are separated by more than the coherence time and transmission of reference symbols on the first transmit antenna ( $Tx_1$ ) and on the second transmit antenna ( $Tx_2$ ) is suspended between the first and the second time instants and within the coherence bandwidth from the carrier frequency.

20

25 15. Computer program having a program code for performing the method of one of the claims 12 or 14 when the program code runs on a computer or processor.

30 16. A system comprising a radio channel estimator according to one of the claims 1 to 11 and the transmitter according to claim 13.

Abstract

5 A radio channel estimator (100) for estimating a first radio channel  $h_1$  to obtain a first radio channel estimate  $\hat{h}_1$ , the first radio channel  $h_1$  being comprised in a multiple input multiple output (MIMO = Multiple Input Multiple Output) radio channel extending between at least a  
10 first transmit antenna Tx<sub>1</sub> and a second transmit antenna Tx<sub>2</sub> and a receive antenna Rx, the first radio channel  $h_1$  extending between the first transmit antenna Tx<sub>1</sub> and the receive antenna Rx. The radio channel estimator (100) comprises a means (110) for receiving a reference symbol  
15 transmitted by the second transmit antenna Tx<sub>2</sub> and a means (120) for estimating a second radio channel  $\hat{h}_2$  based on the reference symbol, the second radio channel  $h_2$  extending between the second transmit antenna Tx<sub>2</sub> and the receive antenna Rx. The radio channel estimator further comprises a  
20 means (130) for processing the estimate  $\hat{h}_2$  of the second radio channel based on a spatial property of the MIMO radio channel to obtain the first radio channel estimate  $\hat{h}_1$ .

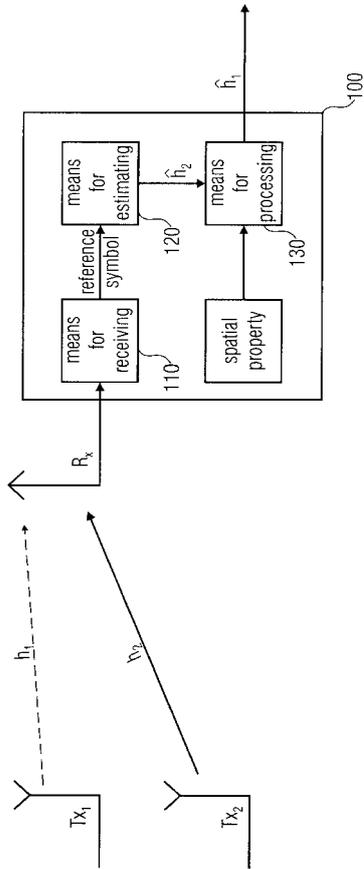


FIG 1A

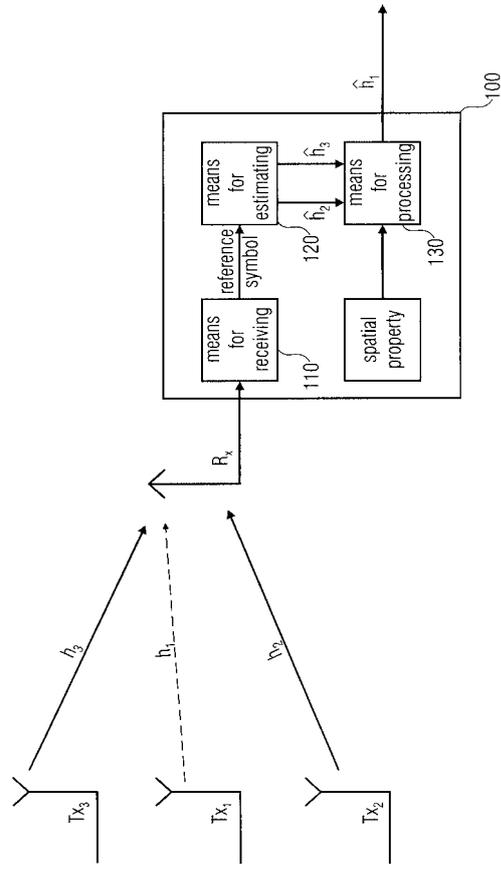


FIG 1B

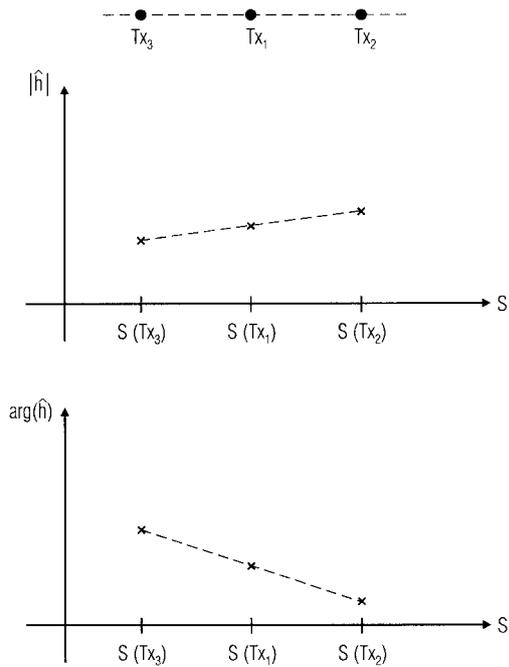


FIG 1C

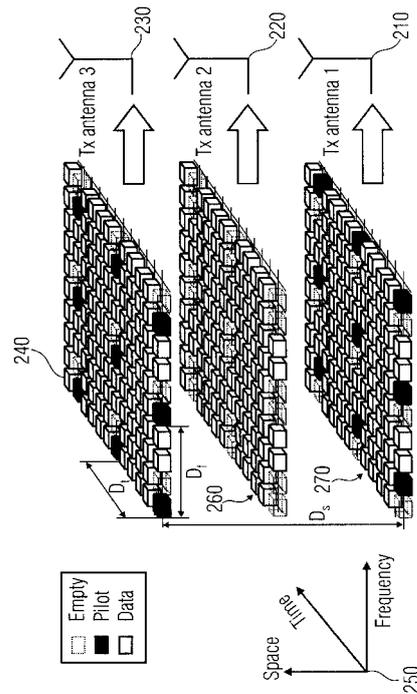


FIG 2

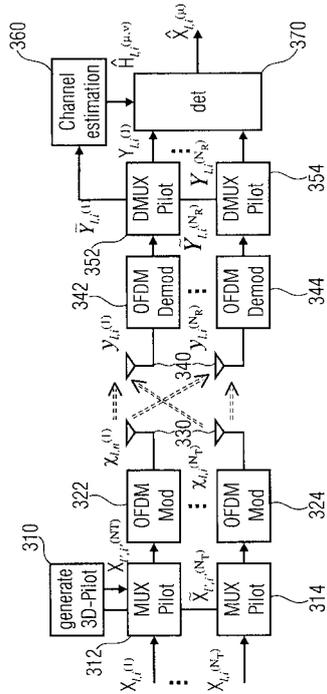


FIG 3

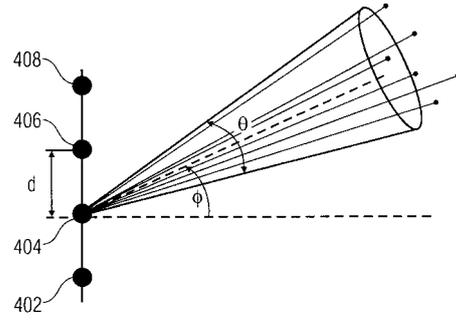


FIG 4

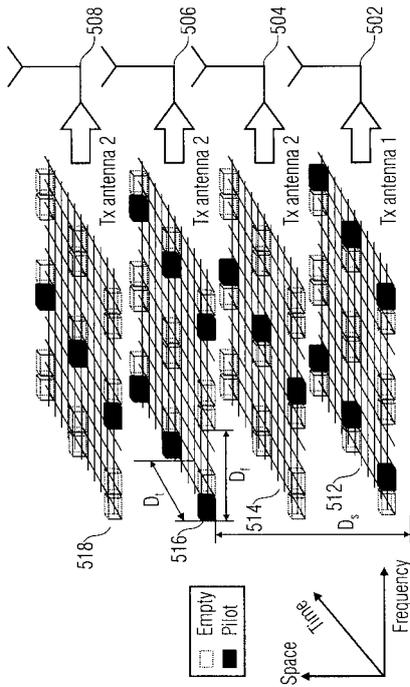


FIG 5

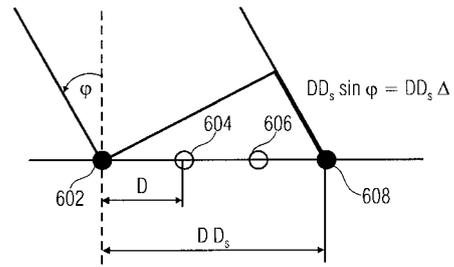


FIG 6

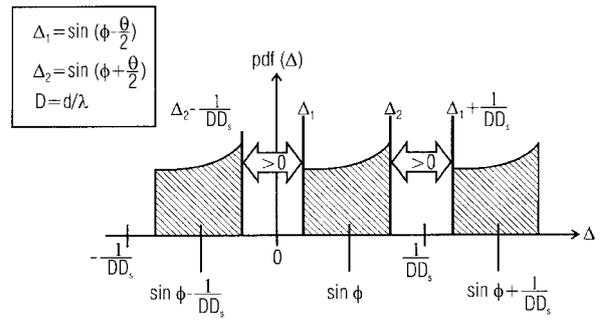


FIG 7

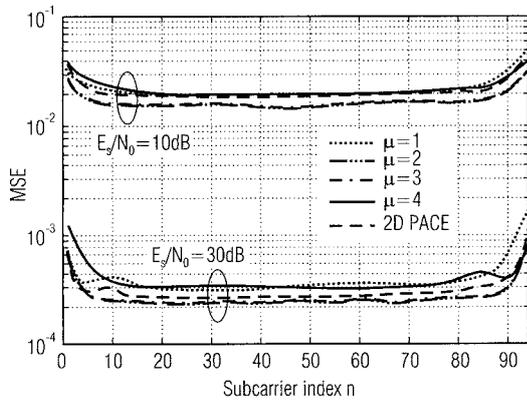


FIG 8

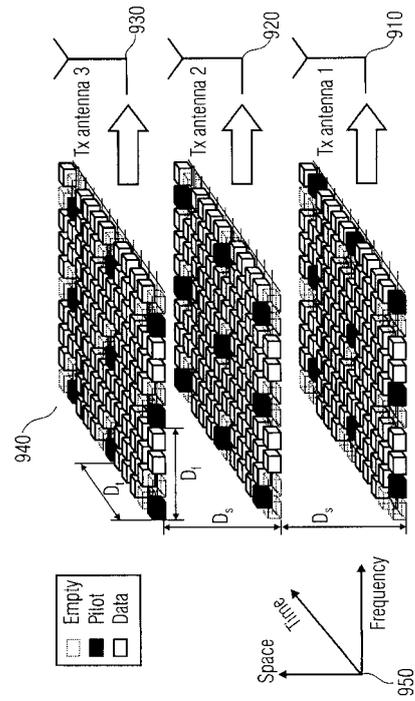


FIG 9 (Prior Art)