

MIMO-OFDM 广义空间信道频率响应间的相关性分析

姜永权^{①②} 周渊平^② 戴宪华^② 柳平^{①②}

^①(汕头大学电子工程系 汕头 515063)

^②(中山大学信息科学与技术学院 广州 510275)

摘要 多输入多输出-正交频分复用(MIMO-OFDM)技术被普遍认为是宽带无线通信的一种最具前景的技术。以往的研究重点放在如何利用收发天线间的多路空间信道,该文首次提出混合天线信道与波束信道的广义空间信道这一新概念。在不增加天线数目的前提下,广义空间信道能够增加空间信道的数量。当独立多径数远大于阵元数时,广义空间信道频率响应间的相关性较小,因此能够使空频码(SFC)的分集、编码及复用增益得到提高,从而提高MIMO-OFDM系统的性能。

关键词 宽带无线通信,多输入多输出,正交频分复用,广义空间信道,信道频率响应

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)11-2094-05

Correlation Analysis Among Frequency Responses of MIMO-OFDM Wide-Sense Space Channels

Jiang Yong-quan^{①②} Zhou Yuan-ping^② Dai Xian-hua^② Liu Ping^{①②}

^①(Dept. of Elec. Eng., Shantou University, Shantou 515063, China)

^②(School of Inf. Sci. and Tech., Zhongshan University, Guangzhou 510275, China)

Abstract The Multiple-Input Multiple-Output Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (MIMO-OFDM) technique is widely accepted as the most prospective technique for broadband wireless communications. Previous studies have put emphasis on how to utilize space channels between receiving and emitting antennas. For the first time, a new conception of wide-sense space channels is proposed which combined antenna channels and beam channels. With no increasing the number of antennas, wide-sense space channels can increase the number of space channels. Under the condition of the multi-paths number was greater than the array elements number, the correlations among frequency responses of wide-sense space channels are very weak, hence, the diversity, coding and multiplexing gain of Space-Frequency Code (SFC) can be increased, so wide-sense space channels can improve the performance of MIMO-OFDM systems.

Key words Broadband wireless communications, Multiple-Input Multiple-Output (MIMO), Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM), Wide-sense space channels, Channel frequency response

1 引言

无线数据业务的迅速发展,包括新一代移动通信、地面数字电视广播(DTTB)、地面数字音频广播(DATB)、宽带无线局域网(WWLAN)等,对空中接口的传输速率和可靠性提出了越来越高的要求。时分多址(TDMA)的2G移动通信系统,通过自适应均衡器来匹配和跟踪时变多径信道;2G和3G的码分多址(CDMA)系统,通过RAKE接收技术来对抗多址干扰(MAI)。高信息速率的宽带(信号带宽远大于信道相干带宽)无线通信将造成严重的符号间干扰(ISI),对自适应均衡器和RAKE接收技术构成了严峻的挑战。正交频分复用(OFDM)技术,将时域中的卷积信道转化为频域中的乘性信道,只要在时域插入的循环前缀(CP)长度大于信道冲激响应长度,则可很好地克服ISI的影响,具有频带效率高、实现简

单、多址灵活等特点^[1,2],被普遍认为是宽带无线通信的首选技术。

多输入多输出(MIMO)技术通过多路空间信道的复用和分集技术,能够提高通信速率和降低误码率。MIMO技术原本只适用于窄带(信号带宽小于信道相干带宽)无线通信的准平坦衰落信道^[3-5],对于宽带无线通信的频率选择性衰落信道,则不能直接采用MIMO技术。OFDM通过串并转换将高速信息流分配到众多子载波上并行传输,每个子载波信道都是准平坦衰落信道,因此MIMO技术与OFDM技术具有天生的结合优势。MIMO-OFDM技术已成为宽带无线通信的研究热点,可实现比OFDM技术更高的通信速率和可靠性。

广义MIMO技术包括发射分集技术和空间复用技术。在接收端采用多个天线的接收分集技术相当简单,已有广泛的应用。但在可移动接收机上安装多个天线通常会受到限制,近年来提出了发射分集技术。发射分集是指在不同的天线上发射“相同的信息”(信号形式可能不同、发射时间和/或频点不同),在接收端采用信号处理算法获得分集增益甚至编码增

2005-04-11 收到,2005-08-03 改回

国家自然科学基金(60472010)和广东省自然科学基金(036593)资助课题

益, 以提高通信的可靠性。空间复用技术是指在不同天线上并行发射的是不同的信息, 目的是为了提提高传输速率。

MIMO-OFDM 系统的性能一方面取决于空频码(SFC)^[6-12]技术, 另一方面则取决于空间信道的数量和彼此间的相关性^[8,11]。以往的研究认为空间信道的数量等于发射天线数 M_T 与接收天线数 M_R 的乘积, 即只利用到天线信道。考虑到电磁波空间传播方向的多样性, 利用智能天线的数字波束形成(DBF)技术还可以构造出波束信道。在MIMO系统中利用混合天线信道与波束信道的广义空间信道, 空间信道的数量将增加到(发射天线数 M_T +发射波束数 B_T) \times (接收天线数 M_R +接收波束数 B_R)。广义空间信道能够增加空间信道数量是显然的, 至于能否增加分集、编码以及复用增益, 则取决于广义空间信道频率响应间的相关程度。

要分析广义空间信道频率响应间的相关性, 必须选择适当的信道模型。宽带无线信道普遍采用延迟抽头冲激响应表征。信道冲激响应算法分为统计模型和几何模型两大类。统计信道模型的基础是瑞利分布的随机变量, 瑞利信道模型的最大缺点是不能描述不同延迟抽头系数间的相关性^[13], 几何信道模型却能够解决这一问题。常用的几何信道模型有: Lee模型、几何单反射(GBSB)模型^[14,15]等。Lee模型假设等效散射体均匀分布于以移动台(MS)为圆心的圆环上, 适合于宏小区基站多个天线信道间的相关性分析。GBSB模型是一种改进的Lee模型, GBSB模型假设等效散射体随机均匀分布于MS周围的一定区域内, 其中几何单反射圆周模型(GBSBCM)^[13,15]适合于宏小区基站多个天线信道间的相关性分析, 几何单反射椭圆模型(GBSBEM)^[13,15]适合于微小区基站多个天线信道间的相关性分析。基于GBSBCM模型, 本文第2节给出了上行广义空间信道频率响应的仿真算法; 第3节给出了广义空间信道频率响应间的相关性分析算法; 第4节给出了仿真计算结果, 并对仿真结果进行了分析; 第5节对全文进行总结, 并给出了一些重要的结论。

2 广义空间信道频率响应的仿真算法

移动通信信道是一种时变无线多径信道, 在时域通常用信道冲激响应(CIR)模型来描述其行为。同时考虑时延扩展和波达角度(AOA)两个因素, t 时刻的多维归一化矢量信道冲激响应^[15]:

$$\mathbf{h}(\tau, t, \theta, \phi) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{l=1}^{L(t)} \rho_l^2(t)}} \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha(\theta_l(t), \phi_l(t)) \rho_l(t) e^{j\varphi_l(t)} \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (1)$$

其中 $L(t)$ 为 t 时刻的多径数量, $\rho_l(t)$, $\varphi_l(t)$, $\tau_l(t)$, $\theta_l(t)$, $\phi_l(t)$ 分别为 t 时刻第 l 多径分量的幅度、相位、时间延迟量、方位 AOA、俯仰 AOA, $\alpha(\theta_l(t), \phi_l(t))$ 为第 l 径的阵列方向控制列矢量。尽管在大尺度时间内移动通信信道是时变的, 但在小尺度时间内仍可认为是广义平稳的。本文假定在一个 OFDM 符号时间内信道是广义平稳的, 用线性时不变系统

(LTI)对信道进行建模, 则式(1)简化为

$$\mathbf{h}(\tau, \theta) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{l=1}^L \rho_l^2}} \sum_{l=1}^L \alpha(\theta_l) \rho_l e^{j\varphi_l} \delta(\tau - \tau_l) \quad (2)$$

考虑到一维阵列天线只能在方位方向上形成阵列方向图, 式(2)中阵列方向控制列矢量只是方位 AOA 的函数。对于等间隔均匀线阵, 设接收阵列天线的阵元数目为 N , 线阵相邻阵元间的距离为 d^{bin} , 则阵列方向控制列矢量:

$$\alpha(\theta_l) = \left[1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d^{\text{bin}} \sin \theta_l}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} (N-1) d^{\text{bin}} \sin \theta_l} \right]^T \quad (3)$$

其中 θ_l 为第 l 多径分量方位 AOA 与阵列法线的夹角, λ 为射频载波的波长, \mathbf{T} 表示转置运算。

对于单元天线形成的全向信道, 由于无法分离来自不同 AOA 的多径信号, 通常用一维 CIR 模型来描述其行为, 第 i 单元天线的归一化信道冲激响应:

$$h_i^a(\tau) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{l=1}^L \rho_{li}^2}} \sum_{l=1}^L \rho_{li} e^{j\varphi_{li}} \delta(\tau - \tau_{li}) \quad (4)$$

随机变量 ρ_l 是路径损失和阴影衰落的函数, 路径损失与传播距离呈对数线性关系, 阴影衰落一般认为服从零均值对数高斯分布^[16]。由于在以上的信道模型中已对多径分量的幅度按单元天线的接收总功率进行了归一化处理, 因此可用 ρ_l 的相对值按以下算法对其进行建模:

$$\rho_l [\text{dB}] = \frac{A}{d_{\max} - d_{\min}} (d_l - d_{\min}) + X_\sigma \quad (5)$$

其中 d_{\max} , d_{\min} , d_l 分别表示最大、最小、第 l 径的电波传播距离, A 为可分辨最弱多径分量相对最强多径分量的幅度衰减量(单位为分贝)。零均值对数高斯分布随机变量 X_σ 的标准偏差为 σ dB。随机变量 φ_l 一般认为服从均匀分布^[16], 其概率密度函数:

$$p(\varphi) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & 0 \leq \varphi < 2\pi \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

本文采用几何单反射圆周模型(GBSBCM)对上行无线信道进行建模。以基站(BS)到MS的连线为 x 轴, 设圆形散射区的最大半径为 R , BS 天线阵列几何中心到MS的距离为 D , 第 l 散射体的坐标用 (x_l, y_l) 表示, 第 i 单元天线的坐标用 $(0, y_i^a)$ 表示, 则第 l 多径分量入射第 i 单元天线的 AOA:

$$\theta_{li} = \tan^{-1} \left(\frac{y_l - y_i^a}{x_l} \right) \quad (7)$$

第 l 多径信号到第 i 单元天线的电波传播距离:

$$d_{li} = \sqrt{x_l^2 + (y_l - y_i^a)^2} + \sqrt{(x_l - D)^2 + y_l^2} \quad (8)$$

第 l 多径信号到第 i 单元天线的时延延迟量:

$$\tau_{li} = \frac{d_{li}}{c} \quad (9)$$

其中 c 为电波传播速度。

尽管 CIR 模型中的随机变量 φ_l 服从均匀分布, 但不同单

元天线接收到的同一多径信号的相位是强相关的。

$$\varphi_{ii} = \varphi_{i0} - 2\pi f_0 (\tau_{ii} - \tau_{i0}) \quad (10)$$

也就是说 φ_{i0} 可用均匀分布的随机变量模型产生, 但 $\varphi_{ii}, i \neq 0$ 应由式(10)算法产生。

本文采用智能天线的数字波束形成算法(DBF)来形成多个波束信道, 基于矢量信道冲激响应模型, 第 j 波束信道的冲激响应:

$$h_j^b(\tau) = \mathbf{w}_j^H \mathbf{h}(\tau) \quad (11)$$

其中 \mathbf{w}_j 为第 j 空间波束的复加权矢量, \mathbf{H} 表示共轭转置运算。对于均匀线阵形成的空间波束, θ_j 指向的第 j 空间波束的智能天线权矢量:

$$\mathbf{w}_j = \boldsymbol{\alpha}(\theta_j) = \left[1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d^{\text{bin}} \sin \theta_j}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} (N-1) d^{\text{bin}} \sin \theta_j} \right]^T \quad (12)$$

根据连续时间傅氏变换(CTFT)的时频域对应关系, 第 j 波束信道的频率响应:

$$H_j^b(\omega) = \text{CTFT} \{ h_j^b(\tau) \} = \frac{1}{\sqrt{\sum_{l=1}^L \rho_l^2}} \mathbf{w}_j^H \sum_{l=1}^L \boldsymbol{\alpha}(\theta_l) \rho_l e^{j\varphi_l} e^{-j\tau_l \omega} \quad (13)$$

相应地, 第 i 天线信道的频率响应:

$$H_i^a(\omega) = \text{CTFT} \{ h_i^a(\tau) \} = \frac{1}{\sqrt{\sum_{l=1}^L \rho_{li}^2}} \sum_{l=1}^L \rho_{li} e^{j\varphi_{li}} e^{-j\tau_{li} \omega} \quad (14)$$

3 广义空间信道频率响应间的相关性分析算法

广义空间信道能够增加空间信道数量是显然的, 至于能否增加分集、编码以及复用增益, 则取决于广义空间信道频率响应间的相关程度。从统计域的角度看, 信道的频率响应是频域中的一个随机过程, 其在每一频点上的响应都是一个随机变量。用 $H_i^a(\omega_k)$ 表示第 i 天线信道在 ω_k 频点上的频率响应, 用 $H_j^b(\omega_k)$ 表示第 j 波束信道在 ω_k 频点上的频率响应, 第 i 天线信道与第 j 波束信道在 ω_k 频点上频率响应的相关系数定义为

$$\rho_{ij}^{ab}(\omega_k) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{E \left[\left(H_i^a(\omega_k) - m_i^a(\omega_k) \right) \left(H_j^b(\omega_k) - m_j^b(\omega_k) \right)^* \right]}{\sqrt{E \left[\left| H_i^a(\omega_k) - m_i^a(\omega_k) \right|^2 \right]} \sqrt{E \left[\left| H_j^b(\omega_k) - m_j^b(\omega_k) \right|^2 \right]}} \quad (15)$$

同理, 第 i 天线信道与第 j 天线信道在 ω_k 频点上频率响应的相关系数定义为

$$\rho_{ij}^{aa}(\omega_k) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{E \left[\left(H_i^a(\omega_k) - m_i^a(\omega_k) \right) \left(H_j^a(\omega_k) - m_j^a(\omega_k) \right)^* \right]}{\sqrt{E \left[\left| H_i^a(\omega_k) - m_i^a(\omega_k) \right|^2 \right]} \sqrt{E \left[\left| H_j^a(\omega_k) - m_j^a(\omega_k) \right|^2 \right]}} \quad (16)$$

第 i 波束信道与第 j 波束信道在 ω_k 频点上频率响应的相关系数定义为

$$\rho_{ij}^{bb}(\omega_k) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{E \left[\left(H_i^b(\omega_k) - m_i^b(\omega_k) \right) \left(H_j^b(\omega_k) - m_j^b(\omega_k) \right)^* \right]}{\sqrt{E \left[\left| H_i^b(\omega_k) - m_i^b(\omega_k) \right|^2 \right]} \sqrt{E \left[\left| H_j^b(\omega_k) - m_j^b(\omega_k) \right|^2 \right]}} \quad (17)$$

上述式中 $E[\cdot]$ 为数学期望, $m(\cdot)$ 为统计均值, $*$ 为共轭运算。定义在 ω_k 频点上广义空间信道频率响应构成的列矢量:

$$\mathbf{V}(\omega_k) \stackrel{\text{def}}{=} \left[H_1^a(\omega_k), H_2^a(\omega_k), \dots, H_N^a(\omega_k), H_1^b(\omega_k), H_2^b(\omega_k), \dots, H_M^b(\omega_k) \right]^T \quad (18)$$

则广义空间信道频率响应间的相关系数矩阵:

$$\boldsymbol{\Theta} \stackrel{\text{def}}{=} E \left[\dot{\mathbf{V}} \dot{\mathbf{V}}^H \right] / \sqrt{E \left[\left(\dot{\mathbf{V}} \dot{\mathbf{V}}^H \right) \otimes \left(\dot{\mathbf{V}}^* \dot{\mathbf{V}}^T \right) \right]} \quad (19)$$

其中 $\dot{\mathbf{V}} = \mathbf{V}(\omega) - E[\mathbf{V}(\omega)]$, $/$ 代表矩阵各元素分别相除运算, \otimes 代表矩阵各元素分别相乘运算。

4 广义空间信道频率响应间相关性的仿真分析

4.1 仿真系统

本文以均匀线阵为例, 来仿真产生各种波束信道和天线信道。设接收阵列天线的阵元数目为 N , 则对于一个发射天线, 接收系统可形成 N 个天线信道。如何形成波束信道呢? 从波束信道形成的物理机理分析, 若两波束主瓣中心的空间角度差较小, 这两个波束信道间的相关性一定较大。本文采用“准正交波束法”来划分波束信道, 即每一波束的主瓣中心指向相邻波束的第一空间零点。根据智能天线理论, 第 j 空间波束的归一化阵列幅度方向图^[15]:

$$F_j(\theta) = \left| \mathbf{w}_j^H \boldsymbol{\alpha}(\theta) \right| = \left| \frac{\sin \left[\frac{N\pi d^{\text{bin}}}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_j) \right]}{N \sin \left[\frac{\pi d^{\text{bin}}}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_j) \right]} \right| \quad (20)$$

$F_j(\theta)$ 的第一空间零点:

$$\theta_j = \sin^{-1} \left(\sin \theta_j \pm \frac{\lambda}{Nd^{\text{bin}}} \right) \quad (21)$$

当阵元数目 $N = 4$, 相邻阵元间的距离 $d^{\text{bin}} = \lambda/2$ 时, 一组正交波束的主瓣中心分别指向 -48.6° , -14.48° , 14.47° , 48.58° 。在以下的表述中, 分别称为波束 1, 波束 2, 波束 3 和波束 4 (beam1, beam2, beam3 和 beam4)。仿真系统中, 射频(RF)载波的中心频率 $f_c = 2\text{GHz}$, 线阵相邻阵元间的距离 $d^{\text{bin}} = \lambda/2$ 。GBSBCM 模型中圆形散射区的最大半径 $R = 0.8\text{km}$, 基站天线阵列几何中心到移动台的距离 $D = 1\text{km}$, 最弱多径分量相对最强多径分量的幅度衰减量 $A = 20\text{dB}$, 对数高斯分布随机变量 X_σ 的标准偏差 $\sigma = 2\text{dB}$ 。

4.2 广义空间信道频率响应分析

按第 2 节给出的随机信道模型, 能够随机产生各种信道频率响应的样本。图 1 给出了一次随机产生的 8 路信道频率响应函数, 其中 4 路为天线信道 (antenna1, antenna2, antenna3 和 antenna4), 4 路为波束信道 (beam1, beam2, beam3 和 beam4)。由图 1 我们可以看出, 这 8 路信道频率响应间的相关性不大, 特别是波束信道与天线信道频率响应间的相关性较小。

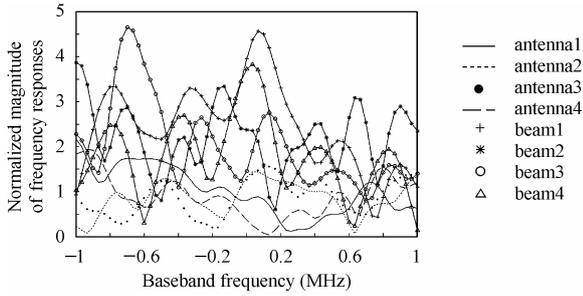


图 1 一次随机产生的 8 路广义空间信道的频率响应函数

Fig.1 8-ary frequency responses of wide-sense space channels produced by a random simulations

4.3 广义空间信道频率响应间的相关性分析

本文采用统计分析的方法来研究广义空间信道频率响应间的相关性。在以下的统计分析中, 样本数量均为 10000。图 2 给出了 8 对空间信道频率响应间的相关系数模值曲线。由图 2 可以看出, 空间信道频率响应间的相关性与频率关系不大, 即相关系数在感兴趣的频带内基本保持为常数, 这与文献[17]物理测试得到结论是一致的。这样就可以用相关系数矩阵完整地描述各空间信道频率响应间的相关性。对于 4 路天线信道和 4 路波束信道构成的广义空间信道, 信道频率响应间的相关系数矩阵:

$$\Theta = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{aa}, \rho_{12}^{aa}, \rho_{13}^{aa}, \rho_{14}^{aa}, \rho_{11}^{ab}, \rho_{12}^{ab}, \rho_{13}^{ab}, \rho_{14}^{ab} \\ \rho_{21}^{aa}, \rho_{22}^{aa}, \rho_{23}^{aa}, \rho_{24}^{aa}, \rho_{21}^{ab}, \rho_{22}^{ab}, \rho_{23}^{ab}, \rho_{24}^{ab} \\ \rho_{31}^{aa}, \rho_{32}^{aa}, \rho_{33}^{aa}, \rho_{34}^{aa}, \rho_{31}^{ab}, \rho_{32}^{ab}, \rho_{33}^{ab}, \rho_{34}^{ab} \\ \rho_{41}^{aa}, \rho_{42}^{aa}, \rho_{43}^{aa}, \rho_{44}^{aa}, \rho_{41}^{ab}, \rho_{42}^{ab}, \rho_{43}^{ab}, \rho_{44}^{ab} \\ \rho_{11}^{ba}, \rho_{12}^{ba}, \rho_{13}^{ba}, \rho_{14}^{ba}, \rho_{11}^{bb}, \rho_{12}^{bb}, \rho_{13}^{bb}, \rho_{14}^{bb} \\ \rho_{21}^{ba}, \rho_{22}^{ba}, \rho_{23}^{ba}, \rho_{24}^{ba}, \rho_{21}^{bb}, \rho_{22}^{bb}, \rho_{23}^{bb}, \rho_{24}^{bb} \\ \rho_{31}^{ba}, \rho_{32}^{ba}, \rho_{33}^{ba}, \rho_{34}^{ba}, \rho_{31}^{bb}, \rho_{32}^{bb}, \rho_{33}^{bb}, \rho_{34}^{bb} \\ \rho_{41}^{ba}, \rho_{42}^{ba}, \rho_{43}^{ba}, \rho_{44}^{ba}, \rho_{41}^{bb}, \rho_{42}^{bb}, \rho_{43}^{bb}, \rho_{44}^{bb} \end{bmatrix} \quad (22)$$

表 1 相关系数矩阵的统计结果

Tab.1 The statistical results of correlation coefficient matrixes

	antenna1	antenna2	antenna3	antenna4	beam1	beam2	beam3	beam4
antenna1	1	0.4578 exp(-j0.0134)	0.0064 exp(-j2.5591)	0.0583 exp(j0.0766)	0.0156 exp(-j1.2760)	0.0145 exp(j1.2407)	0.0084 exp(j1.0373)	0.0046 exp(j1.0210)
antenna2	0.4578 exp(j0.0134)	1	0.4554 exp(j0.0100)	0.0253 exp(-j3.0379)	0.0054 exp(-j0.9628)	0.0064 exp(j0.3204)	0.0105 exp(j1.2485)	0.0076 exp(j1.4085)
antenna3	0.0064 exp(j2.5591)	0.4554 exp(-j0.0100)	1	0.4407 exp(-j0.0040)	0.0006 exp(-j2.0462)	0.0255 exp(-j1.1679)	0.0015 exp(j1.9466)	0.0025 exp(j1.6331)
antenna4	0.0583 exp(-j0.0766)	0.0253 exp(j3.0379)	0.4407 exp(j0.0040)	1	0.0066 exp(-j2.2905)	0.0050 exp(-j1.3337)	0.0035 exp(j2.6447)	0.0095 exp(j2.7764)
beam1	0.0156 exp(j1.2760)	0.0054 exp(j0.9628)	0.0006 exp(j2.0462)	0.0066 exp(-j2.2905)	1	0.0125 exp(j2.5576)	0.2052 exp(j1.5732)	0.5365 exp(j0.7952)
beam2	0.0145 exp(-j1.2407)	0.0064 exp(-j0.3204)	0.0255 exp(j1.1679)	0.0050 exp(j1.3337)	0.0125 exp(j2.5576)	1	0.1574 exp(j2.3797)	0.2192 exp(j1.5596)
beam3	0.0084 exp(-j1.0373)	0.0105 exp(-j1.2485)	0.0015 exp(-j1.9466)	0.0035 exp(-j2.6447)	0.2052 exp(-j1.5732)	0.1574 exp(-j2.3797)	1	0.0241 exp(j2.2279)
beam4	0.0046 exp(-j1.0210)	0.0076 exp(-j1.4085)	0.0025 exp(-j1.6331)	0.0095 exp(-j2.7764)	0.5365 exp(-j0.7952)	0.2192 exp(-j1.5596)	0.0241 exp(-j2.2279)	1

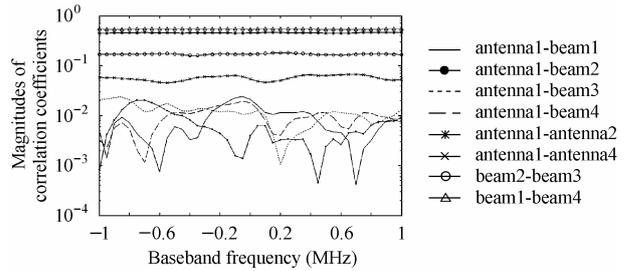


图 2 8 对空间信道频率响应间的相关系数模值曲线

Fig.2 8-ary magnitude plots of correlation coefficients between each pair of space-channel frequency responses

表 1 给出了相关系数矩阵的统计结果。由表 1 我们可以看出, 接收天线之间的空间几何距离越小, 对应的天线信道频率响应间的相关性越大, 这与以往的研究结果相一致^[18]。当天线间的距离为 $\lambda/2$ 时, 相关系数模值已小于 0.5, 当天线间的距离大于 λ 时, 相关系数模值已小于 0.06。由表 1 我们得出的重要结论是: 天线信道与波束信道频率响应间的相关性很小, 相关系数模值在 0.01 左右。

从理论上讲, 波束信道能够形成无穷多路, 那么波束信道间的相关性有何规律呢? 如何选择波束信道组呢? 上述仿真系统中给出了 4 路准正交波束信道, 以这 4 路准正交波束信道为基本信道, 图 3 给出了 4 路基本波束信道与不同指向的窄波束信道频率响应间的相关系数模值曲线。由图 3 可以看出, 与每一路波束信道相关性较小的其它波束信道, 基本上都是它的准正交波束信道, 说明准正交波束信道频率响应间的相关性的确相对较小, 工程上采用“准正交波束法”来划分波束信道组是一种简单可行的方法。

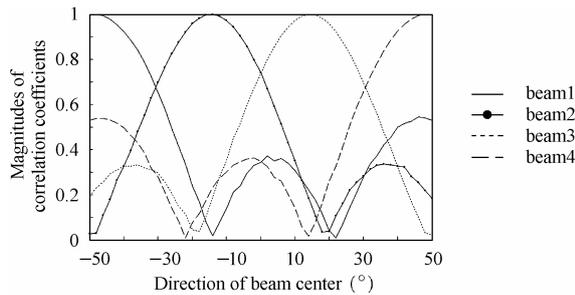


图 3 4 路基本波束信道与不同指向的波束信道频率响应间的相关系数模值曲线

Fig.3 4-ary magnitude plots of correlation coefficients between each fundamental beam-channel frequency response and other beam-channel frequency responses with different directions

5 结束语

AOA 的空间弥散虽然使信号功率在空间角度分布上产生了扩散,但却为广义空间信道提供了物理基础:多径信道的空间选择性衰落是多个天线信道并存的物理基础,阵列天线的方向选择性处理是多个波束信道并存的物理基础。本文创新性地提出了广义空间信道的概念,广义空间信道既包括天线信道又包括波束信道。理论分析和仿真计算表明:当 AOA 的空间弥散较大且独立多径数量远大于阵元数量时,广义空间信道频率响应间的相关性较小,因此能够使空频码的分集、编码及复用增益得到提高,从而提高 MIMO-OFDM 系统的性能。

参 考 文 献

- [1] Chuang J, Sollenberger N. Beyond 3G: Wideband wireless data access based on OFDM and dynamic packet assignment. *IEEE Communications Magazine*, July 2000: 78–87.
- [2] Yang B G, Letaief K B, Cheng R S, Cao Z G. Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling. *IEEE Trans. on Commun.*, 2001, 49(3): 467–479.
- [3] Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1998, 44(2): 744–765.
- [4] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. on Select. Areas. Commun.*, 1998, 16(8): 1451–1458.
- [5] Foschini G J, Golden G D, Valenzuela R A, et al.. Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 1999, 17(10): 1841–1852.
- [6] Liu Z Q, Giannakis G B, Barbarossa S, et al.. Transmit-antennae space-time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown multipath. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 2001, 19(7): 1352–1364.
- [7] Su W F, Safar Z, Olfat M, et al.. Obtaining full-diversity space-frequency codes from space-time codes via mapping. *IEEE Trans. on Signal processing*, 2003, 51(11): 2905–2916.
- [8] Bölcskei H, Borgmann M, Paulraj A J. Impact of the propagation environment on the performance of space-frequency coded MIMO-OFDM. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 2003, 21(3): 427–439.
- [9] Su W F, Safar Z, Liu K J R. Full-rate full-diversity space-frequency codes with optimum coding advantage. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2005, 51(1): 229–249.
- [10] Liu Z Q, Xin Y, Giannakis G. Space-time-frequency coded OFDM over frequency selective fading channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2465–2476.
- [11] Bölcskei H, Gesbert D, Paulraj A J. On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 2002, 50(2): 225–234.
- [12] Zelst A, Schenk T C W. Implementation of a MIMO OFDM-based wireless LAN system. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004, 52(2): 483–494.
- [13] Li Y X, Huang X J. The simulation of independent rayleigh faders. *IEEE Trans. on Commun.*, 2002, 50(9): 1503–1514.
- [14] Ertel R B, Cardieri P. Overview of spatial channel models for antenna array communication systems. *IEEE Personal Communications*, February 1998: 10–22.
- [15] Liberit J C, Rappaport T S 著, 马凉译. 无线通信中的智能天线. 北京: 机械工业出版社, 2002, 第 3、6、7 章.
- [16] Sklar B. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems Part I: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, July 1997: 90–100.
- [17] Zhao X W, Kivinen J, Vainikainen P. Propagation characteristics for wideband outdoor mobile communications at 5.3GHz. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 2002, 20(3): 507–514.
- [18] Sampath H, Talwar S, Tellado J, et al.. A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: Design, performance, and field trial results. *IEEE Communications Magazine*, 2002: 143–149.

姜永权: 男, 1965 年生, 副教授, 硕士生导师, 博士生, 主要研究领域包括智能天线、OFDM、空间分集/复用处理等。

周渊平: 男, 1955 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究领域包括无线通信智能天线技术、空时域信号分集、最优接收技术、CDMA 及 OFDM 通信系统等。

戴宪华: 男, 1964 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究领域包括新一代无线通信技术、自适应均衡及 OFDM 通信系统等。