

一种通用宽带 MIMO 信道模型

张 明, 张建华, 高新颖, 张 平

(北京邮电大学无线新技术研究室, 北京 100876)

摘 要: 针对宽带的 MIMO 信道建模问题, 提出一种通用多天线信道模型及其构造方法. 该方法把克罗内克积应用到频域, 同时提出频域散射衰落加权因子的概念, 由此导出一种室外宽带 MIMO 散射分布模型. 经过简化, 该模型还可以应用到室内场景. 仿真结果表明, 这种通用信道模型能够准确的描述出宽带 MIMO 信道的视距 (LoS)、非视距 (NLoS)、室内外散射特征以及孔径效应.

关键词: MIMO; 信道模型; 宽带信道; 克罗内克积

中图分类号: TN21; TN8 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 10-1758-05

A Generalized Broadband MIMO Channel Model

ZHANG Ming, ZHANG Jian-hua, GAO Xin-ying, ZHANG Ping

(Wireless Technologies Innovation Lab, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: A generalized multi-antenna channel model and generating process are proposed for the broadband MIMO channel. By introducing the Kronecker product into the frequency domain and employing the concept of scattering fading weight factor, an outdoor broadband MIMO scattering-distribution model is derived. With simplification, this model can also be applied to indoor scenario. Simulation results show that this model well describes the LoS, NLoS, indoor, and outdoor scattering properties of broadband MIMO channel as well as the keyhole effect.

Key words: MIMO; channel model; broadband channel; Kronecker product

1 引言

研究无线信道的传播特性是构建无线通信系统的基础部分. 而信道模型是人们对无线传播环境及其传播特性有了充分的了解后, 对无线信道的一个抽象描述. 不同的信道模型总试图去描述信道的一个或多个方面的特征. 近年来, 后三代 (IMT-Advanced)、IEEE 802. 16 以及 3G 长期演进 (LTE) 等通信系统都向着宽带、MIMO、高频的技术方向演进. 自二十世纪七十年代以来, 无线通信领域的研究者对各种热点传播环境 (如城区、郊区和室内) 下的无线传播模型都有极大的兴趣, 而且无线信道的研究成果也极大地促进了移动通信的发展. 然而对宽带 MIMO 信道模型的研究仍很不充分, 特别是能准确描述带宽达 100MHz、频点高于 3GHz 的 MIMO 无线信道的信道模型更是有限. 从上世纪七十年代至今, 研究者们通过信道测量或者理论分析, 提出了很多种 MIMO 模型. 总的归纳起来, 这些模型可分为以下几种类型: (1) 理想统计模型: 这种模型一般假设衰落信道为独立同分布的复高斯信道. 在散射物较多的市区环境中, 分析信道容量和研究空时编码时多采用这种模型. 代表性的模型有高斯广义平稳非相关模型^[1]、Saleh

Valenzuela 的统计信道模型^[2]、宽带抽头延迟线模型以及 Oestges 和 Paulraj 的多维信道模型^[3]. (2) 物理模型: 这种模型一般要详细描述传播环境的特性. 代表性的模型有确定性物理模型、Xu 和 Valenzuela 的模型^[4]. (3) 散射分布模型: 这种模型同时考虑传播环境结构特性以及 MIMO 信道衰落相关性的影响. 因此无论是分析信道容量或进行系统评估, 该类模型都获得了最广泛的应用, 其中具有代表性的模型有 Lee 的圆环分布模型^[5]、离散均匀分布模型^[6]、Rayleigh 时变矢量信道模型^[7]、Gesbert 的双 Rayleigh 矢量信道模型^[8]、均匀角分布模型、Lu, Lo 和 Litva 的时空分布模型^[9]以及 Oestges 和 Paulraj 的三环模型^[10]. 其中, Gesbert 的双 Rayleigh 矢量信道模型对信道的描述最为成功, Kai Yu 在此基础上结合抽头延迟线模型提出了宽带的 MIMO 散射分布模型^[11]. 此外, 在中国也有后三代信道测量、建模的活动及相关的研究^[14].

在本文中, 作者首次提出在频域上分解宽带信道来构建宽带 MIMO 信道模型的方法. 同时本文提出了散射物频域加权因子的概念, 并将之与基于相关函数的窄带克罗内克模型相结合, 避免了考虑不同到达时间的多径之间的相关性的问题, 而这正是传统的时域克罗内克宽带模型^[11]所无法避免

的.此外,本文提出的室外通用宽带 MIMO 信道模型是通过分别考虑收发端附近散射物分布而导出的,因此通过简单的简化就能退化为室内模型或窄带模型.

文中涉及各个符号的含义如下:

- N_r :接收天线个数;
- N_t :发射天线个数;
- d_r :接收天线间隔;
- d_t :发射天线间隔;
- R :收发端散射物距离;
- S_r :接收端散射物个数;
- S_t :发射端散射物个数;
- D_r :接收端散射物分布范围;
- D_t :发射端散射物分布范围;
- λ :信号波长;
- α_s :是第 s 个散射物(或第 s 个径)的反射(或抽头)系数;
- τ_s :是第 s 个散射物的延迟系数;
- $(\cdot)^T$:表示矩阵或矢量转置.

2 无线传播环境描述

图 1 描述的场景可以代表典型城市室外传播环境.邻近接收天线阵 R_x 的 S_r 个本地散射物构成了本地散射环境,散射物分布半径为 D_r ; S_t 个远处高层建筑物和发射天线阵 T_x 周围的物体形成中继散射环境(或发射本地散射环境),散射物分布半径 D_t 为,两个散射环境之间距离为 R .信号经过中继散射环境反射、衍射或散射传到接收端本地散射环境,再经过本地散射物传播到接收天线阵端.

如果收、发天线阵处在同一个本地散射环境中,那么该场景退化为室内场景.室内场景中收、发天线阵被 S_r 个本地散射物包围,散射物分布半径为 D_r .

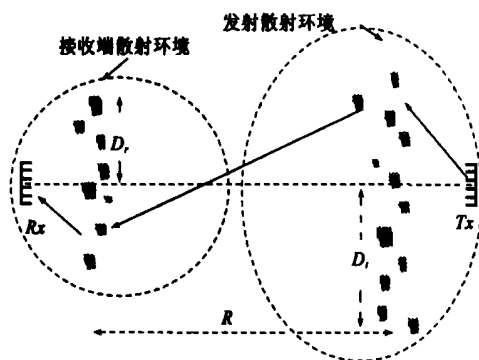


图 1 典型城市室外传播环境

3 信道模型描述

3.1 宽带 SISO 信道模型

宽带 SISO 信道用 S 径的抽头延迟线模型就能很好的描述^[5],其频域传递函数表达式如下:

$$H_{SISO}(f) = \sum_{s=1}^S \alpha_s e^{-j2\pi f \tau_s} \quad (1)$$

3.2 窄带 SIMO、MIMO 信道模型

对于 $1 \times N_r$ 的 SIMO 窄带信道, S 径信号同时到达接收

端,那么 $N_r \times 1$ 维传递函数可以表示为:

$$H_{SIMO} = A \times \quad (2)$$

其中 $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_S)^T$ 为不同路径衰落因子,在非视距信道下,可以假设其服从零均值正态复高斯分布 $CN(0, I_S)$, I_S 是 S 维单位矩阵;设本文中,所有天线阵列为线性阵,则 A 为 $N_r \times S$ 维范德蒙特(Vandermonde)矩阵,其元素 $[A]_{n,s} = e^{j2\pi(n-1)d_r \sin(\theta_s)/\lambda}$, θ_s 为入射信号和接收天线阵法向量的夹角.信道传递函数可以通过克罗内克积的方法重新拟合出^[12]:

$$H_{SIMO} = R_r^{1/2} \times g \quad (3)$$

其中 N_r 维矢量 g 服从正态复高斯分布 $CN(0, I_{N_r})$, I_{N_r} 是 N_r 维单位矩阵; R_r 为 $N_r \times N_r$ 维接收相关矩阵,其元素^[15] $[R_r]_{m,k} = \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S \exp\left\{ \frac{2j(k-m)d_r}{\lambda} \sin \theta_s \right\}$.

基于克罗内克积方法,很容易把该窄带 SIMO 信道模型扩展为窄带 MIMO 模型,这正是 Gesbert 模型,其 $N_r \times N_t$ 维信道传递函数可以表示为^[8]:

$$H = \frac{1}{\sqrt{S}} R_r^{1/2} G_r R_{S_r}^{1/2} G_t R_t^{1/2} \quad (4)$$

其中 R_r 是 $N_r \times N_r$ 维的发射相关矩阵; R_{S_r} 是 $S_r \times S_r$ 维接收端散射物相关矩阵; $G_r = [g_1, \dots, g_{S_r}]$ 是 $N_r \times S_r$ 维接收端散射矩阵, g 服从零均值正态复高斯分布 $CN(0, I_{N_r})$; $G_t = [g_1, \dots, g_{N_t}]$ 是 $S_r \times N_t$ 维发射端散射矩阵, \tilde{g} 服从零均值正态复高斯分布 $CN(0, I_{S_r})$.

Yu Kai 对该模型进行扩展,提出了基于时域抽头延迟线的宽带克罗内克模型,其典型的公式是文献[11]的式(27).该模型的不合理性在于仅考虑了同时间到达的径(或簇)之间的相关性而忽略了不同到达时间的径(或簇)之间的相关性,对宽带信号,后者之间也存在相当明显的相关性^[13].因此该模型按到达时间的不同,分不同径(或簇)分别计算 R_r 和 R_t 的做法存在一定缺陷.但如果在频域计算相关函数就可以避免该问题,这正是本文下节要阐述的观点.

3.3 宽带 SIMO 信道模型

对于起始频率为 f_0 、带宽为 B_w 的 $1 \times N_r$ SIMO 宽带信道,在频域上可以把它分解为 M 个带宽为 $\Delta f = B_w/M$ 的窄带信道,该窄带信道为平坦衰落信道.第 m 个子信道上,发射信号经 S 个路径同时到达接收端, $N_r \times 1$ 维传递函数为:

$$H(f_0 + m \Delta f)_{SIMO} = A \times \alpha, m = 1, \dots, M \quad (5)$$

如果散射环境分布一定,所有子信道发射信号在接收天线端叠加归一化的和可以认为是符合 $CN(0, 1)$ 的复高斯分布,即路径衰落因子 $\alpha = (\alpha_1, \dots, \alpha_S)^T$ 在非视距(NLoS)信道下服从正态复高斯分布 $CN(0, I_S)$.但综合考虑整个频段,散射物对不同频率的信号存在不同的反射率,因此,这里引入频域散射衰落加权因子 $c(f)$ 来表征不同频点上散射物对信号反射强度的差异,并改写式(5)得:

$$H_{SIMO} = A \times (c(f)) \quad (6)$$

类似于式(3),通过克罗内克积的方法可以重新拟合出宽带 SISO 信道传递函数如下:

$$H_{SIMO} = c(f) \cdot R_r^{1/2} \times g \quad (7)$$

其中 H_{SIMO} 的第一项 (实际上可以为任一项) $H(0)$ 代表发送天线和第一个接收天线之间的 SISO 信道传递函数, 因此可以写作 $H(0) = H_{SISO}(f)$, 则频域散射衰落加权因子可以通过下式得到:

$$c(f) = H_{SISO}(f) / \tilde{H}(0) \quad (8)$$

其中, $\tilde{H} = R_r^{1/2} \times g$.

3.4 室外宽带 MIMO 信道模型

在室外宽带散射环境中使用多个天线收发信号时, 需要分别考虑收发两端的散射环境, 则单一的频域散射衰落加权因子 $c(f)$ 变成矢量 c_r 和 c_t . $c_r = (c_{r,1}(f), \dots, c_{r,S_r}(f))$ 是接收端本地散射环境的频域衰落加权因子; 矢量 $c_t = (c_{t,1}(f), \dots, c_{t,N_t}(f))$ 是发射端本地散射环境的频域衰落加权因子. 令为归一化因子, 则基于克罗内克积的 $N_r \times N_t$ 维信道传递函数可以表示为下式:

$$H = \frac{1}{\sqrt{S_r}} R_r^{1/2} G_r c_r R_r^{1/2} G_t c_t R_t^{1/2} \quad (9)$$

下面给出室外宽带 MIMO 信道模型构造步骤:

(1) 确定信道场景大小和散射物分布密度程度. 选择 S_r 、 S_t 、 d_r 、 d_t 、 D_r 、 D_t 和 R 的值.

(2) 分别设定接收端散射环境和发射端散射环境两个子环境的 SISO 抽头延迟线模型.

$$H_r(f) = \sum_{s=1}^{S_r} r_{r,s} e^{-j2\pi f r_{r,s}}; H_t(f) = \sum_{s=1}^{S_t} t_{t,s} e^{-j2\pi f t_{t,s}}$$

(3) 按下式生成 R_r 、 G_r 、 R_{S_r} 、 G_t 和 R_t .

$$[R_r]_{m,k} = \frac{1}{S_r} \sum_{s=1}^{S_r} e^{j(km) d_r \sin(\theta_s) / S_r};$$

$$[R_t]_{m,k} = \frac{1}{S_t} \sum_{s=1}^{S_t} e^{j(km) d_t \sin(\theta_s) / S_t};$$

$$[R_{S_r}]_{m,k} = \frac{1}{S_r} \sum_{s=1}^{S_r} e^{j(km) 2D_r \sin(\theta_s) / S_r};$$

$$G_r = (g_1, \dots, g_{S_r}); G_t = (\tilde{g}_1, \dots, \tilde{g}_{N_t})$$

其中 θ_s 为入射信号和接收天线阵法向量的夹角, θ_t 为发射信号和发射天线阵法向量的夹角, θ_s'' 为到达接收散射物的信号和接收散射物 (假设为线性排列) 法向量的夹角. 一般可令 θ_s 和 θ_s' 分布在 $[-\pi/2, \pi/2]$ 之间, $\theta_s'' = \arctan[D_r / (R S_r)]$.

(4) 计算频域的散射衰落加权因子 c_r 和 c_t .

$[c_r]_s = H_r(f) / \tilde{H}_{r,s}(0)$, 其中, $\tilde{H}_{r,s} = R_r^{1/2} \times g_s$, $\tilde{H}_{r,s}(0)$ 为矢量 $\tilde{H}_{r,s}$ 的第一项, 除法为点除.

$[c_t]_s = H_t(f) / \tilde{H}_{t,s}(0)$, 其中, $\tilde{H}_{t,s} = R_{S_r}^{1/2} \times \tilde{g}_s$, $\tilde{H}_{t,s}(0)$ 为矢量 $\tilde{H}_{t,s}$ 的第一项, 除法为点除.

(5) 合成传递函数 $H(f)$.

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{S_r}} R_r^{1/2} [g_1 c_{r,1}(f), \dots, g_{S_r} c_{r,S_r}(f)] R_{S_r}^{1/2} [\tilde{g}_1 c_{t,1}(f), \dots, \tilde{g}_{N_t} c_{t,N_t}(f)] R_t^{1/2} \quad (10)$$

3.5 室内 MIMO 宽带信道模型

考虑室内宽带散射环境, 收发天线阵处在同一个散射环

境中, 因此信道模型退化为下式:

$$H = \frac{1}{\sqrt{S_r}} R_r^{1/2} G_r c_r R_t^{1/2} \quad (11)$$

下面给出室内宽带 MIMO 信道模型构造步骤:

(1) 确定信道场景大小和散射物分布密度程度: 选择 S_r 和 R 的值.

(2) 设定本地散射环境的抽头延迟线模型:

$$h_r(f) = \sum_{s=1}^{S_r} r_{r,s} e^{-j2\pi f r_{r,s}}$$

(3) 类似 3.4 节步骤 3 生成 R_r 、 G_r 和 R_t .

(4) 类似 3.4 节步骤 4 由 R_r 、 G_r 和 $H_r(f)$ 得到 c_r .

(5) 合成传递函数 $H(f)$.

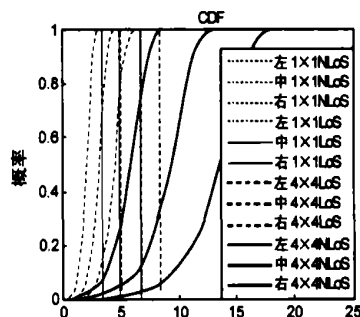
$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{S_r}} R_r^{1/2} [g_1 c_{r,1}(f), \dots, g_{S_r} c_{r,S_r}(f)] R_t^{1/2} \quad (12)$$

4 仿真结果和分析

为了对本文提出的信道模型进行评估, 特设计以下三类仿真. 仿真中通用的参数有: 频段 3.45 ~ 3.55GHz、 $d_r = 32.7\text{mm}$ 、 $d_t = 32.7\text{mm}$ (0.382 个信号波长); 非指定则默认每个接收天线上总的 SNR 一定, 且信道为非视距信道.

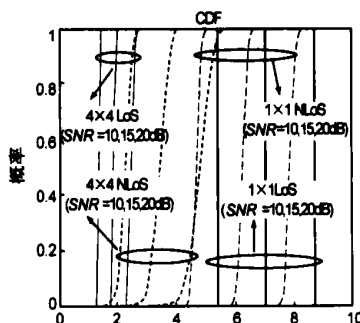
(1) 仿真 1, 观察不同环境下室外、室内模型的信道容量.

仿真条件为: $D_r = D_t = 100\text{m}$ 、 $R = 100\text{m}$ 、 $S_r = 64$ 、 $S_t = 48$; SNR = 10、15、20dB; 室外和室内场景; 选取 4×4 和 1×1 两种天线配置. 如图 2、图 3 所示, 仿真结果显示无论是室外模型还是室内模型, 对于 SISO 信道, 在存在可视径的情况下的信



室外 MIMO 模型信道容量 (bit/s/Hz) SNR=10(左), 15(中), 20(右) dB

图 2 不同配置下室外模型的信道容量累积分布函数



室外 MIMO 模型信道容量 (bit/s/Hz/维) SNR=10, 15, 20dB

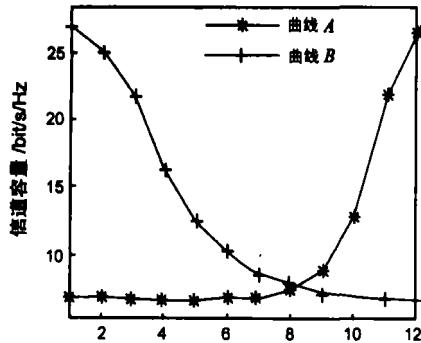
图 3 不同配置下室内模型的信道容量累积分布函数

道容量要大于没有可视径时的信道容量, 这是因为对单天线

系统,莱斯信道显然要优于瑞利信道;对于 MIMO 信道,在存在可视径的情况下的信道容量要小于没有可视径时的信道容量,这是因为可视径的出现降低了 MIMO 信道传递函数的秩;而在总发射功率一定时, MIMO 信道每维的信道容量小于 SISO 信道容量,这是由于天线之间存在相关性影响了每维信道容量.此外, bit/s/Hz / 维的信道容量和文献[8]的图 7(窄带模型)文献[11]的图 12(120MHz 带宽的宽带模型)所示的结果是一致的.仿真结果表明本模型描述的宽带 MIMO 信道和先验知识相吻合.

(2) 仿真 2, 观察模型对孔径效应的描述能力.

孔径效应是指在 MIMO 信道中, 即使收发天线阵都各自处在多径丰富的环境下, 但如果大部分传输信号都要通过一个类似于孔径的通道时, 信道传递函数矩阵的秩也会出现缺失, 相应导致信道容量大大减低. 仿真条件为: 室外模型; $S_r = 64, S_t = 48; SNR = 15\text{dB}$; 选取 4×4 的天线配置. 如图 4 所示, 曲线 B 是固定 D_r 和 D_t 而增大 R 而得到的, 曲线 A 是固定 R , 增大 D_r 和 D_t 而得到的. 仿真结果显示即使收发天线都各自处在良好的散射环境中, 当距离 R 增大, 或者 R 不变而散射物分布半径 D_r 和 D_t 变小, 都会使信道容量显著下降, 这是由于 R 增大或 D_r 和 D_t 变小都会使无线信道愈接近于理想孔径, 从而产生孔径效应, 这和文献[8]的图 9 所示的结果是一致的. 仿真结果表明本模型能很好的描述宽带 MIMO 信道的孔径效应.



A: $D_r=D_t=0.04 \times \text{power}(2, x)$ 米, $R=100$ 公里
 B: $D_r=D_t=20$ 米, $R=0.8 \times \text{power}(2, x)$ 公里

图 4 信道模型呈现的孔径效应

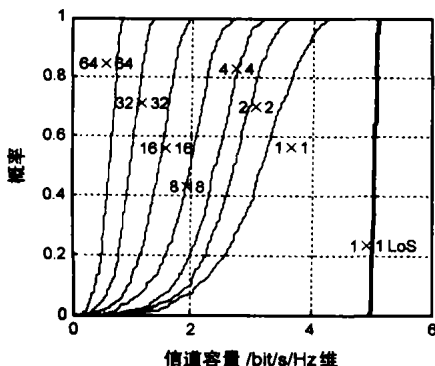


图 5 不同天线配置下模型的信道容量累积分布函数

(3) 仿真 3, 观察不同天线配置下模型的信道容量.

仿真条件为: 室外模型; $D_r = D_t = 100\text{m}, R = 400\text{m}, S_r = 64, S_t = 48; SNR = 15\text{dB}$; 选取收发端各 1、2、4、8、16、32、64 根天线的配置. 仿真结果图 5 所示: 随着天线数量的增多, 每维的信道容量呈下降趋势. 这是因为天线之间的互相关性所致: 天线数目越多, 总的信道容量随之增加, 但天线彼此的相关性也会增大, 使传递函数矩阵的秩有额外缺失, 最终导致每维的信道容量下降.

5 总结

在无线 MIMO 信道研究中, 基于散射物分布的克罗内克模型受到研究者广泛关注. 然而对于宽带系统, 如何对尽可能多的描述复杂的频域信道特征始终是一个问题. 文献[8]的模型仅适用于窄带信道; 文献[11]在宽带建模做过一些尝试, 但其模型框架还是基于时域上抽头延迟线而存在很大的局限性. 而本文提出的散射分布信道模型, 构建方法清晰, 适用于室外、室内、视距、非视距、宽带、窄带、SISO、MIMO 等不同应用场景. 仿真结果表明该模型能很好描述 MIMO 信道的孔径效应、SISO 和 MIMO 信道的 NLoS 和 LoS 特征以及不同天线配置下的信道容量增减趋势, 且仿真结果和理论分析的先验结论相吻合, 因此本文提出的宽带 MIMO 信道模型具有广泛的应用价值.

参考文献:

[1] P Zetterberg, B Ottersten. The spectrum efficiency of a base station antenna array system for spatially selective transmission[J]. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 1994, 44(3) :651 - 660.

[2] Saleh A, Valenzuela R. A statistical model for indoor multipath propagation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1987, 5(2) :128 - 137.

[3] Oestges C, Paulraj A J. Range and antenna beamwidth dependencies in multidimensional fixed wireless channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(1) :128 - 137.

[4] Hao Xu, Chizhik D, Huang H, Valenzuela R A. Generalized space-time multiple-input multiple-output (MIMO) channel model[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(3) :966 - 975.

[5] W C, Y Lee. Mobile Communication Engineering[M]. New York: McGraw Hill, 1982.

[6] D Aszety. On Antenna Arrays in Mobile Communication System: Fast Fading and GSM Base Station Receive Algorithms[D]. Royal Inst Technology, 1996.

[7] Raleigh G, Boros T. Joint space-time parameter estimation for wireless communication channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(5) :1333 - 1343.

[8] Gesbert D, Bolcskei H, Gore D, Paulraj A J. Outdoor MIMO wireless channels: Models and performance prediction[J].

- IEEE Transactions on Communications, 2002, 50 (12) : 1926 - 1934.
- [9] Ming Lu, Lo T, Litva J. A physical spatio-temporal model of multipath propagation channels [A]. 1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference [C]. Phoenix Arizona, USA : IEEE Vehicular Technology Society Officers, 1997. 2. 810 - 814.
- [10] Oestges C, Erceg V, Paulraj A J. A physical scattering model for MIMO macrocellular broadband wireless channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21 (5) : 721 - 729.
- [11] Kai Yu, Mats Bengtsson, Bjorn Ottersten, Darren McNamara, Peter Karlsson, Mark Beach. Modeling of wideband MIMO radio channels based on NLOS indoor measurements [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2004, 53 (3) : 655 - 665.
- [12] Kbrmoal, Schumacher L. A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20 : 1211 - 1226.
- [13] Kyritsi P, Cox D C, Valenzuela R A, Wolniansky P W. Correlation analysis based on MIMO channel measurements in an indoor environment [J]. IEEE Journal On Selected Areas In Communications, 2003, 21 (5) : 713 - 720.
- [14] 张明, 张建华, 姜磊, 等. 3.5GHz 宽带信道测量和相关参数分析 [J]. 北京邮电大学学报, 2005, 28 (5) : 80 - 84.
- [15] Ertel R B, Vardieri P, Sowerby K W, Rappaport T S. Overview of spatial channel models for antenna array communication systems [J]. IEEE Personal Communications, 1998, 5 (1) : 10 - 22.

作者简介:



张明男, 1978年5月出生于湖北省潜江市, 1997年和2003年毕业于郑州信息工程大学, 分别获工学学士和工学硕士学位, 现为北京邮电大学博士研究生, 主要兴趣为第三代物理层关键技术、宽带信道测量和建模等领域。

E-mail: zmisgod@126.com

张建华女, 1976年生于新疆, 现为北京邮电大学副教授, 主要从事B3G物理层关键技术研究 and 宽带信道建模的研究。

高新颖女, 1981年生于山东济南, 现为北京邮电大学博士研究生, 主要方向为B3G移动通信系统的频谱规划及关键技术研究。