

室内直达与非直达环境无线传播综合信道建模

周杰 刘鹏 黄雷 朱兴宇 邵根富

Indoor wireless propagation under line of sight and no line of sight comprehensive channel modeling

Zhou Jie Liu Peng Huang Lei Zhu Xing-Yu Shao Gen-Fu

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 64, 170505 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.170505

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.170505>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I17>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

三维空间域多普勒功率谱及其多天线系统性能

Doppler power spectrum density and multi-antenna system performance in three-dimensional environment

物理学报.2014, 63(24): 240507 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.240507>

基于改进的统计信道模型与多天线系统性能分析

Geometrical statistical channel model and performance investigation for multi-antenna systems in wireless communications

物理学报.2014, 63(14): 140506 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.140506>

双信道偏振复用保密通信系统的完全混沌同步的操控性研究

Manipulation of the complete chaos synchronization in dual-channel encryption system based on polarization-division-multiplexing

物理学报.2014, 63(7): 070504 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.070504>

基于扩展混沌映射的认证密钥协商协议

An authenticated key agreement protocol based on extended chaotic maps

物理学报.2014, 63(5): 050507 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.050507>

基于高增益降维观测器的一类混沌同步

High-gain reduced-order observer-based synchronization for a kind of uncertain chaotic system

物理学报.2013, 62(12): 120513 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.120513>

室内直达与非直达环境无线传播综合信道建模*

周杰¹⁾²⁾ 刘鹏^{1)†} 黄雷¹⁾ 朱兴宇¹⁾ 邵根富³⁾

1)(南京信息工程大学电子与信息工程学院, 南京 210044)

2)(日本国立新泻大学工学部电气电子工学科, 新泻 950-2181)

3)(杭州电子科技大学通信工程学院, 杭州 310000)

(2015年3月28日收到; 2015年5月30日收到修改稿)

本文主要针对室内无线传播信道直达 (line of sight, LOS) 与非直达 (no line of sight, NLOS) 环境, 引入参考模型研究其建模设计及其相关统计特性. 文中提出了一种基于几何散射模型的综合改进室内参考信道模型, 假设将无限数量的散射体均匀分布在三维空间的一个二维 (two dimensional, 2D) 水平面上. 本文推导了电磁波达信号到达角 (angle of arrival, AOA) 概率分布函数 (probability density function, PDF)、多普勒功率谱密度 (power spectral Density, PSD)、时间自相关函数 (autocorrelation function, ACF) 的解析表达式, 并分析其重要参数对函数的影响. 此外, 本文还通过非现实参考模型提出了一种高效的 SOC (Sum of Cisoids) 信道仿真模型, 同时提出了设计 SOC 信道仿真模型的两种有效参数计算方法, 并比较两者的计算性能. 仿真结果表明, 信道仿真模型的统计特性与参考模型相匹配, 即室内参考模型可以通过的 SOC 信道仿真模型来近似, 同时信道仿真模型可以很好的应用于评估室内无线通信系统的性能, 拓宽了室内无线信道建模的研究, 同时减少实现开支.

关键词: 波达信号, 多普勒功率谱密度, 散射体, 参考信道模型

PACS: 05.45.Vx, 07.05.Tp, 87.63.dk

DOI: 10.7498/aps.64.170505

1 引言

近年来室内无线通信系统和局域网的应用越来越广泛, 针对室内无线电传播信道的特性进行了许多研究. 建立准确的信道多径效应的无线信道模型, 是未来进一步分析 MIMO 系统的重要基础. 同时在无线移动通信中的信道编码、信道均衡、分集接收以及分集阵列信号处理算法的设计都极大程度地依赖于信道模型. 目前有多个方法已经被提出来模拟宽带室内移动衰落信道. 例如, Guerin 等提出的经验统计模型^[1-6], 其中一些研究结果表明到达角 (AOA) 概率分布函数 (PDF) 和角度扩展是描述衰落信道特征的重要统计参数, 然

而这类模型的适用范围比较局限, 只有在特定的室内环境中才比较精确, 必须对这种模型进行修改才能适用于其他室内环境. 为了应对这种适用的局限性, 很多学者进一步研究改善提出了几何散射模型, 过去 Oda 和 Pätzold 等提出了一个简单的环散射模型^[7,8], Byers 和 Ma 等在此基础上提出了双环散射模型^[9,10]. 随近年移动通信用户与服务的增长、蜂窝小区的缩小、频段的提高以及技术的发展, 学者提出了更加适合的散射体空间分布圆模型 (geometrically based single bounce model, GBSBM) 和椭圆模型 (ellipse based single bounce model, EBSBM)^[11-15]. 结果也证明 GBSBM 模型能估计宏小区环境下重要的信道参数, EBSBM 模

* 国家自然科学基金 (批准号: 61372128)、江苏省高校自然科学基金科学研究重大项目 (批准号: 14KJA510001)、中国博士后基金 (批准号: 010986678) 和江苏省科技支撑计划 (工业) 项目 (批准号: BE2011195) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: liupeng901217@163.com

型能估计微小区环境下重要的信道参数. 另外虽然散射体一般是随机分布的, 是可以通过产生随机变量就可通过仿真去模拟特定通信场景. 作为理论信道模型研究, 文章中必须给出散射体分布的理论式, 才能进一步分析得到信道 AOA 的理论解析式 [8-17]. 而且如果在散射体非均匀分布 [15,16] 情况下会使理论分析变得很复杂且不能得到闭合解析式, 如 Jiang 和 Tan 给出基于瑞利分布和指数散射体分布圆模型 [15]. 因此在很多理论信道建模中, 散射体均匀分布 [8-14] 通常被采用, 结果也证明其能较好地拟合多种无线场景. 通过研究发现以上所有的模型都是散射体空间分布对称模型, 其较为符合蜂窝移动通信系统室外宏小区、微小区以及微微小区. 但不同的室内环境, 如开放的工厂、办公室、金工车间和走廊等的不规则形状以及散射体性质差别很大, 都可能使通信环境呈现非对称性. 且 Zhou 和 Cao [16] 也仅研究了蜂窝宏小区的非对称性信道建模, 这就限制了该模型在室内信道建模中的应用.

因此本文针对非对称的室内房间场景, 提出一种理论信道新模型. 为获得理论闭合解析式, 如许多研究论文中一样假设散射体均匀分布在三维空间的水平面 (2D) 上 [8-14], 其中基站 BS 和移动台 (Mobile station, MS) 任意放置, 而且也将考虑基站 BS 和移动台 MS 之间的直达 (LOS) 部分, 文中也将非直达散射场景作为一个特例. 本文推导了电磁信号到达角 AOA 概率分布函数 PDF、多普勒功率谱密度 (PSD)、时间自相关函数 (ACF) 的解析表达式. 本文还根据参考模型提出 SOC 信道仿真模型, 应用等面积几何算法 (Generalized Method of Equal Areas, GMEA) [18] 和基本黎曼和方法 (basic Riemann sum method, BRSM) [19] 计算 SOC 信道仿真模型相关参数, 并将两种参数计算方法做比较. 仿真结果表明 SOC 信道仿真模型的统计特性与参考模型非常匹配, 这也意味着参考模型可以通过 SOC 信道仿真模型来近似. 本文还通过仿真结果表明 GMEA 和 BRSM 是计算 SOC 信道仿真模型的高效计算方法, 就时间自相关函数来看, BRSM 优于 GMEA. 本研究拓宽了对室内无线通信信道建模的研究与分析方法.

2 室内几何散射模型

图 1 所示, 在三维空间中取一 2D 水平面, A 和 B 分别代表此 2 D 矩形水平面的长和宽. 基站 BS 和移动台 MS 在任意位置放置, 假设基站 BS 是信号发送端, 移动台 MS 是信号接收端, 取 2D 水平面中心为坐标轴原点, 移动台 MS 沿着 x 轴移动.

在图 1 所示的室内空间信道模型中, 我们假设所有散射体均匀分布在散射区域内. 在此为了能够理论导出信道参数, 本文首先对散射体和基站 BS 与移动台 MS 的天线特征做以下假设 [14-16]:

1) 在图 1 表示的室内矩形散射区域内, 非直达路径的电波传播以在散射体上的单次反射 (single bounce model, SBM) 为主, 且矩形散射区域内每个散射体都以恒等于 1 的相同概率产生一条电波反射路径. 即如图中散射点 (实心黑圆点), 基站 BS 发射的电磁波信号经每个散射体单次反射到达移动台 MS. 同样对上行信道, 具有相同的假设和类似的结论.

2) 图 1 中的每个散射体被假设为每个散射体是全向辐射元件, 且都具有相同的反射系数, 不产生反射损耗. 理论计算中不考虑图 1 所示散射区域以外的散射体影响.

3) 在估计来波信号的空时信道参数时, 假设基站 BS 和移动台 MS 的天线均为全向天线. 如果设计成有向天线, 图 1 所示的散射区域就会随天线方向图变化而变化.

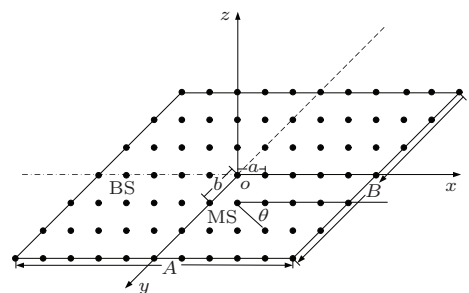


图 1 室内几何散射模型无限散射体均匀分布在 2D 水平面上

Fig. 1. Indoor geometric scattering model infinite scatterers uniformly distributed in the two-dimensional (2D) horizontal space.

图 1 中的黑点代表平面中散射体的位置, 在现实世界中, 散射体的数目和它们的位置在不同传播场景中都是不同的. 为了保证本文提出的室内信道

模型可以被应用于各种室内传播场景中, 本文综合考虑多种可能情况提出一般室内几何参考模型. 因此在此模型中假设有无数量无限的散射体均匀分布在室内三维空间的2D水平面上. 同时该模型仅作为一个非变模型, 所以根据散射体的不同位置可以得到不同的信道仿真模型.

3 室内参考信道模型及其统计特征

3.1 参考信道模型

综合考虑发送端与接收端之间的直达部分传播场景, 本文通过以下方程对非频率选择性衰落信道进行建模:

$$n_\rho(t) = n(t) + m_\rho(t), \quad (1)$$

其中 $n(t)$ 表示为信号扩散分量的和, $m_\rho(t)$ 表示直达LOS部分信号分量. 这里的直达LOS信号分量可以通过一个时变确定性过程表示, 如下所示:

$$m_\rho(t) = \rho e^{j(2\pi f_\rho t + \phi_\rho)}. \quad (2)$$

参数 ρ , f_ρ 和 ϕ_ρ 分别表示直达LOS信号信道增益, 多普勒频率和相位. 扩散分量 $n(t)$ 表示无限数量的散射体平面波的总和, 通过一个复杂的高斯随机过程来表示. 这里本文假设 $n(t)$ 的实部和虚部都是零均值高斯过程, 两者的方差都是 $\sigma_n^2/2$. $n_\rho(t)$ 的绝对值可以用 $\zeta(t) = |n_\rho(t)|$ 表示, $n_\rho(t)$ 服从莱斯分布^[20]. 在非直达环境下 $\rho = 0$, 包络概率相关函数 $p_\zeta(z)$ 遵循瑞利分布减少. $n_\rho(t)$ 的平均功率是不变的^[21], 并且符合 $\sigma_{n_\rho}^2 = \sigma_n^2 + \rho^2$.

3.2 到达角 (AOA) 概率分布函数 (PDF)

本文假设所有的散射体在坐标轴中的位置用 (x, y) 表示, 移动台MS的位置为 (a, b) . 如图1所示到达角AOA可以表示为如下公式:

$$\theta = \begin{cases} \arctan \frac{y-b}{x-a}, & x > a, \\ \pi + \arctan \frac{y-b}{x-a}, & x < a, \quad y < b, \\ -\pi + \arctan \frac{y-b}{x-a}, & x < a, \quad y > b. \end{cases} \quad (3)$$

为了便于分析, 本文将坐标轴坐标原点放置到移动台 (MS) 的位置, 几何模型新坐标轴如图2所示, 坐标轴变换后 $x' = x - a$ 和 $y' = y - b$, 图2中

没有标出基站的位置. 因为基站的位置对参考模型的统计特性没有影响.

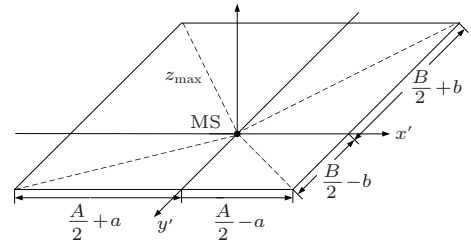


图2 坐标轴变换后室内几何信道模型 ($a > 0, b > 0$)
Fig. 2. Indoor channel geometric scattering model after axis transformation ($a > 0, b > 0$).

所以到达角AOA θ 变换为

$$\theta = \begin{cases} \arctan \frac{y'}{x'}, & x > 0, \\ \pi + \arctan \frac{y'}{x'}, & x < 0, \quad y > 0, \\ -\pi + \arctan \frac{y'}{x'}, & x < 0, \quad y < 0. \end{cases} \quad (4)$$

如上节所述散射体均匀分布在三维房间的一个2D维水平面上, 因此随机变量 $x' = x - a$ 也是均匀分布在 $[-A/2 - a, A/2 - a]$ 上, $y' = y - b$ 均匀分布在 $[-B/2 - b, B/2 - b]$ 上, 因此 x' 的概率分布函数 $p_{x'}(x')$, y' 的概率分布函数 $p_{y'}(y')$, 如下所示:

$$p_{x'}(x') = \frac{1}{A}, \quad p_{y'}(y') = \frac{1}{B}. \quad (5)$$

假设变量 x' 和 y' 是独立的, 那么 x' 和 y' 的联合概率分布函数就如下所示:

$$p_{x'y'}(x', y') = p_{x'}(x') \cdot p_{y'}(y') = \frac{1}{AB}. \quad (6)$$

将笛卡尔坐标系 (x', y') 转变为极坐标系 (z, θ) , 其中 $z = \sqrt{x'^2 + y'^2}$, z 为移动台位置到房间边缘的距离, 到达角 $\text{AOA} \theta = \arg\{y'/x'\}$, 同时给出联合概率分布函数 $p_{z\theta}(z, \theta)$ 如下所示:

$$p_{z\theta}(z, \theta) = \frac{z}{AB}. \quad (7)$$

联合概率分布函数 $p_{z\theta}(z, \theta)$ 对 z 积分, 可以得出到达角AOA的概率分布函数:

$$p_\theta(\theta) = \frac{z_{\max}^2}{AB}. \quad (8)$$

这里的 z_{\max} 表示为从坐标原点即移动台位置到房间边缘的最大距离. 运用几何关系计算推导出 z_{\max} 的解析式, 可以看出 z_{\max} 与到达角AOA的范围有关, 如图2中的虚线所示. 为了简便起见本文中值给出到达角AOA的概率分布函数为

$$p_\theta(\theta) = \begin{cases} \frac{(A-2a)^2}{8AB \cos^2(\theta)}, & -\arctan \frac{B+2b}{A-2a} < \theta \leq \arctan \frac{B-2b}{A-2a}, \\ \frac{(B-2b)^2}{8AB \sin^2(\theta)}, & \arctan \frac{B-2b}{A-2a} < \theta \leq \pi - \arctan \frac{B-2b}{A+2a}, \\ \frac{(A+2a)^2}{8AB \cos^2(\theta)}, & \pi - \arctan \frac{B-2b}{A+2a} < \theta \leq \pi \text{ or } -\pi < \theta \leq -\pi + \arctan \frac{B+2b}{A+2a}, \\ \frac{(B+2b)^2}{8AB \sin^2(\theta)}, & -\arctan \frac{B+2b}{A-2a} < \theta \leq \arctan \frac{B-2b}{A-2a}. \end{cases} \quad (9)$$

3.3 多普勒功率谱密度 (PSD)

随机过程 $n_\rho(t)$ 的多普勒功率谱密度 $S_{n_\rho n_\rho}(f)$ 可以表示为 [23]

$$S_{n_\rho n_\rho}(f) = S_{nn}(f) + \rho^2 \delta(f - f_\rho). \quad (10)$$

$S_{n_\rho n_\rho}(f)$ 包括随机过程 $n(t)$ 的多普勒功率谱密度 $S_{nn}(f)$ 和直达分量加权函数 ($f = f_\rho$). 本文下面主要推导的是多普勒功率谱密度 $S_{nn}(f)$ 的解析方程, 最终再通过 (10) 式推导出 $S_{n_\rho n_\rho}(f)$ 的公式.

到达角 $\text{AOA}\theta$ 也是随机变量, 事实证明 θ 对应的多普勒频率可以表示为以下方程:

$$f = f(\theta) := f_{\max} \cdot \cos(\theta). \quad (11)$$

同样该频率也是随机变量. 这里的 f_{\max} 表示为最大多普勒频率. 根据随机变量转换基本定理 [22], 多普勒频率 f 的概率分布函数 $p_f(f)$ 可以通过如下计算关系得出:

$$p_f(f) = \sum_{v=1}^m \frac{p_\theta(\theta_v)}{\left| \frac{d}{d\theta} f(\theta) \right|_{\theta=\theta_v}}, \quad (12)$$

其中 m 是 (11) 式在时间间隔为 $[-\pi, \pi]$ 时解的数量, 如果 $f < |f_{\max}|$, 可以在时间间隔内得出两个解, 如下所示:

$$\theta_1 = -\theta_2 = \arccos(f/f_{\max}). \quad (13)$$

因此 $m = 2$ 且 (12) 式中的概率分布函数可以表示为

$$p_f(f) = \frac{p_\theta(\theta_1) + p_\theta(\theta_2)}{\sqrt{f_{\max}^2 - f^2}} \Bigg|_{\theta_1 = -\theta_2 = \arccos(f/f_{\max})}. \quad (14)$$

本文假设在参考模型中, 散射体的数量是无限的, 因此扩散分量 $n(t)$ 多普勒功率谱密度 $S_{nn}(f)$ 是连续的, 无穷小的频率间隔用 df 表示则平均功率可以表示为 $S_{nn}(f)df$. 从另外一方面来看 f 与 $f + df$ 之间的输入功率与 $p_f(f)df$ 是成正比的. 所以可得到以下关系式:

$$S_{\mu\mu}(f)df \propto p_f(f)df. \quad (15)$$

根据以上结论本文将扩散分量 $n(t)$ 总功率认为是等于 σ_n^2 . 因此可以认为

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_{nn}(f)df = \sigma_n^2.$$

又因为定理

$$\int_{-\infty}^{\infty} p_f(f)df = 1,$$

所以得出以下关系式:

$$S_{nn}(f) = \sigma_n^2 \cdot p_f(f) \quad (16)$$

经 (16) 式以及 (9) 式和 (14) 式代数换算可以得到 $n(t)$ 多普勒功率谱密度 $S_{nn}(f)$ 的最终结果, 如下式所示:

$$S_{\mu\mu}(f) = \begin{cases} \frac{(B^2 + 4b^2)\sigma_\mu^2 f_{\max}^2}{4AB(f_{\max}^2 - f^2)^{3/2}}, & -\frac{(A+2a)f_{\max}}{\sqrt{(A+2a)^2 + (B+2b)^2}} < f \leq \frac{(A-2a)f_{\max}}{\sqrt{(A-2a)^2 + (B+2b)^2}}, \\ \frac{[(B-2b)^2 f^2 + (\pm A - 2a)^2 (f_{\max}^2 - f^2)]\sigma_\mu^2 f_{\max}^2}{8ABf^2 (f_{\max}^2 - f^2)^{3/2}}, & \frac{(\pm A - 2a)f_{\max}}{\sqrt{(\pm A - 2a)^2 + (B \pm 2b)^2}} < f \leq \frac{(\pm A - 2a)f_{\max}}{\sqrt{(\pm A - 2a)^2 + (B \mp 2b)^2}}, \\ \frac{[A - 2(-1)^k a]^2 \sigma_\mu^2 f_{\max}^2}{4ABf^2 \sqrt{f_{\max}^2 - f^2}}, & \frac{[A - 2(-1)^k a]f_{\max}}{\sqrt{[A - 2(-1)^k a]^2 + (B - 2b)^2}} < (-1)^k f \leq f_{\max}, \quad k = 0, 1, \end{cases} \quad (17)$$

从(17)式中可以看出当 $f = \pm f_{\max}$ 时 $S_{nn}(f)$ 趋向于无穷大.

因此 $n_\rho(t)$ 多普勒功率谱密度 $S_{n_\rho n_\rho}(f)$ 可以将(17)式代入到(10)式中得到. 本文还通过多普勒功率谱密度 $S_{n_\rho n_\rho}(f)$ 傅里叶逆变换推出时间自相关函数 ACF $\gamma_{n_\rho n_\rho}(\tau)$, 如下方程所示:

$$\gamma_{n_\rho n_\rho}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{n_\rho n_\rho}(f) e^{j2\pi f\tau} df. \quad (18)$$

根据(10)式可以得出时间自相关函数 ACF $\gamma_{\mu_\rho \mu_\rho}(\tau)$ 也可用下面公式表示:

$$\gamma_{n_\rho n_\rho}(\tau) = \gamma_{nn}(\tau) + \rho^2 e^{j2\pi f_\rho \tau}, \quad (19)$$

其中 $n(t)$ 的自相关函数

$$\gamma_{nn}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{nn}(f) e^{j2\pi f\tau} df,$$

通过数值求解可以得出.

4 室内 SOC 信道仿真模型

由于参考模型实现比较困难, 难以在室内通信系统中直接使用. 对于室内无线传输系统的设计及其性能评估来说, 衰落信道仿真模型的实现成本比较低, 而且通过衰落信道仿真模型该系统整体生产成本和模拟时间可以大大减少.

本文在参考模型中应用 SOC 原理 [23] 提出一个随机 SOC 信道仿真模型, 这种模型通过求和方法来对电磁信号在平坦衰落信道中的扩散分量 $n(t)$ 进行建模, 如下所示:

$$\hat{n}(t) = \sum_{i=1}^I c_i e^{j(2\pi f_i t + \phi_i)}. \quad (20)$$

这里的 c_i , f_i 和 ϕ_i 分别表示为信道增益, 多普勒频率和第 i 个传播路径上的相位. 对于一个随机的信

道仿真模型, 通常假设信道增益 c_i 和多普勒频率 f_i 都是常数, 可以通过一个参数计算方法求出, 通过这样的计算方法可以使得随机信道仿真模型的统计特性与参考模型的相关特性很相近. 其中相位 ϕ_i 是独立的且是同分布随机变量, 均匀分布在 $(0, 2\pi]$. 因此本文通过随机过程

$$\hat{n}_\rho(t) = \hat{n}(t) + m_\rho(t) \quad (21)$$

对 SOC 信道仿真模型来建模.

其中时变确定过程 $m_\rho(t)$ 等同于(2)式中信号直达分量. 随机过程 $\hat{n}_\rho(t)$ 可以解释为一个取决于相位 ϕ_i 的样本函数的组合. 如果确定 ϕ_i 的值, 将 ϕ_i 作为随机发生器的结果, 均匀分布在 $(0, 2\pi]$ 上, 上述的随机信道仿真模型成为确定的, 这样就可以用于室内通信系统的仿真模拟.

4.1 参数计算方法

本文将使用两种 SOC 信道仿真模型参数 c_i 和 f_i 的计算方法, 分别是等面积几何算法 (GMEA) 和基本黎曼和方法 (BRSM).

根据等面积几何算法 (GMEA) 增益 c_i 如以下公式表示:

$$c_i = \sigma_\mu / \sqrt{N}. \quad (22)$$

根据 $f_i = f_{\max} \cdot \cos \theta_i$, 可以看出多普勒频率 f_i 可以通过到达角 θ_i 来决定, 必须满足以下关系式:

$$\int_0^{\theta_i} g_\theta(\theta) d\theta = \frac{1}{2I} \left(i - \frac{1}{2} \right), \quad (23)$$

其中 $g_\theta(\theta) = [p_\theta(\theta) + p_\theta(-\theta)]/2$ 是到达角 AOA 概率分布函数的偶数部分. 根据(9)式进行代数转换可以得出其表达式为

$$g_\alpha(\alpha) = \begin{cases} \frac{(A-2a)^2}{8AB \cos^2(\alpha)}, & |\alpha| \leq \arctan \frac{B-2b}{A-2a}, \\ \frac{1}{16AB} \cdot \left[\frac{(A-2a)^2}{\cos^2(\alpha)} + \frac{(B-2b)^2}{\sin^2(\alpha)} \right], & |\alpha| > \arctan \frac{B-2b}{A-2a}, \quad |\alpha| \leq \arctan \frac{B+2b}{A-2a}, \\ \frac{B^2+4b^2}{8AB \sin^2(\alpha)}, & |\alpha| > \arctan \frac{B+2b}{A-2a}, \quad |\alpha| \leq \pi - \arctan \frac{B+2b}{A+2a}, \\ \frac{1}{16AB} \cdot \left[\frac{(A+2a)^2}{\cos^2(\alpha)} + \frac{(B-2b)^2}{\sin^2(\alpha)} \right], & |\alpha| > \pi - \arctan \frac{B+2b}{A+2a}, \quad |\alpha| \leq \pi - \arctan \frac{B-2b}{A+2a}, \\ \frac{(A+2a)^2}{8AB \cos^2(\alpha)}, & |\alpha| > \pi - \arctan \frac{B-2b}{A+2a}, \quad |\alpha| \leq \pi. \end{cases} \quad (24)$$

根据基本黎曼和方法 (BRSM) 增益 c_i 和多普勒频率 f_i 可以用以下公式来表示:

$$c_i = \sigma_n \sqrt{\frac{g_\theta(\theta_i)}{I}}, \quad (25)$$

$$f_i = f_{\max} \cdot \cos \theta_i, \quad (26)$$

这里 $\theta_i = \pi(i - 1/2)/I$.

4.2 SOC 信道仿真模型统计特征

包络 $\hat{\zeta}_\rho(t) = |n_\rho(t)|$ 的概率分布函数, 可以表示为如下方程 [20]:

$$p_{\hat{\zeta}}(z) = (2\pi)^2 z \int_0^\infty \left[\prod_{i=1}^I J_0(2\pi |c_i| x) \right] \times J_0(2\pi z x) J_0(2\pi \rho x) x dx. \quad (27)$$

直达部分信号分量信道增益、振幅 ρ 和样本函数数目 I 是主要的决定参数. $J_0(\cdot)$ 是零阶第一类修正贝塞尔函数.

同时 $\hat{n}_\rho(t)$ 的时间自相关函数 $\gamma_{\hat{n}_\rho \hat{n}_\rho}(\tau)$, 如下公式所示 [21]:

$$\gamma_{\hat{n}_\rho \hat{n}_\rho}(\tau) = \sum_{i=1}^I c_i^2 e^{j(2\pi f_i \tau)} + \rho^2 e^{j2\pi f_\rho \tau}. \quad (28)$$

5 数值结果与分析

本文中室内传输场景选取的是三维房间中一个 2D 水平面, 假定其长度 $A = 10$ m, 宽度 $B = 5$ m. 其他计算中需要的参数假定为 $f_\rho = 65$ Hz, $\sigma_{n_\rho}^2 = \sigma_n^2 + \rho^2 = 1$, $\phi_\rho = 0^\circ$, $f_{\max} = 91$ Hz. 莱斯分布因子 $c_R = \rho^2/\sigma_n^2$, 取 0, 2, 4 为比值. SOC 信道仿真模型中参数 I 取值 20, 信道增益 c_i 和多普勒频率 f_i 通过等面积几何算法 GMEA 和基本黎曼和方法 BRSM 来确定.

图 3 示根据 (9) 式, 取 $a = 2, b = 1$, 仿真出的室内窄带参考信道模型到达角的概率分布函数的结果. 如图 3 所示到达角 AOA 的概率分布函数在一定的 θ 角范围内单调递增或递减, 且信号室内无线传播在宽带或窄带时其到达角概率分布函数是相同的. 同时根据 (9) 式也可以看出到达角 AOA 的概率分布函数与基站 BS 的位置是无关的.

根据导出 (17) 式可以仿真得到信道扩散分量 $n(t)$ 的多普勒功率谱密度 $S_{nn}(f)$, 如图 4 和图 5 所

示, 两者选取不同的移动台 MS 位置, 示出当多普勒频率增加时, 多普勒功率谱密度也随之增加. 图 4 中示出当 $a = 0$ 即移动台 MS 的横坐标为 0 时, 扩散分量 $n(t)$ 的多普勒功率谱密度 $S_{nn}(f)$ 与频率相关且对称, 该结论与 Zhou 和 Wang 提出的在三维空间情况下多普勒频率与多普勒功率谱密度的关系趋势相同 [24]. 图 5 中移动台 MS 的纵坐标等于 0 时就不是这样的情况了. 同时根据 (10) 式可以认为整个信号的随机过程 $n_\rho(t)$ 多普勒功率谱密度 $S_{n_\rho n_\rho}(f)$ 可以通过在 $S_{nn}(f)$ 的基础上在 $f = f_\rho$ 处增加一个加权因子 ρ^2 来求出. 图 4 还示出 $a = 0, b$ 为不同值时多普勒功率谱密度在 $|f|$ 逼近 $\pm f_{\max}$ 时求出的值是相同的, 所以可以得出结论 $|f|$ 逼近 $\pm f_{\max}$ 时多普勒功率谱密度取决于 a 的值, 而与 b 的无关, 该结论与文献 [22] 中提出的观点相一致.

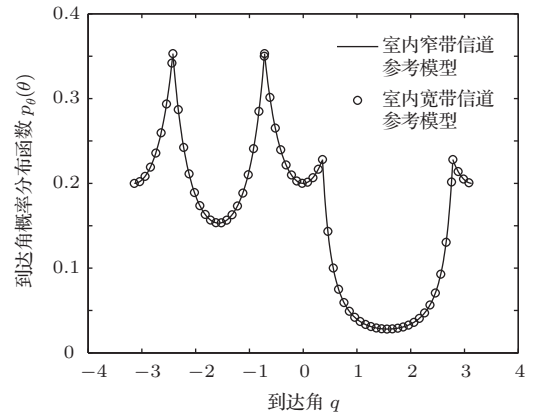


图 3 到达角 AOA 概率分布函数 $p_\theta(\theta)$

Fig. 3. The probability density function $p_\theta(\theta)$ of the angle of arrival.

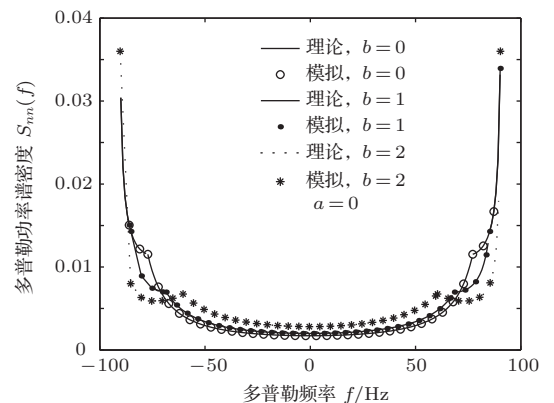


图 4 信道扩散分量 $n(t)$ 多普勒功率谱密度 $S_{nn}(f)$ ($a = 0$)

Fig. 4. The Doppler power spectral density $S_{nn}(f)$ of model diffuse part $n(t)$ ($a = 0$).

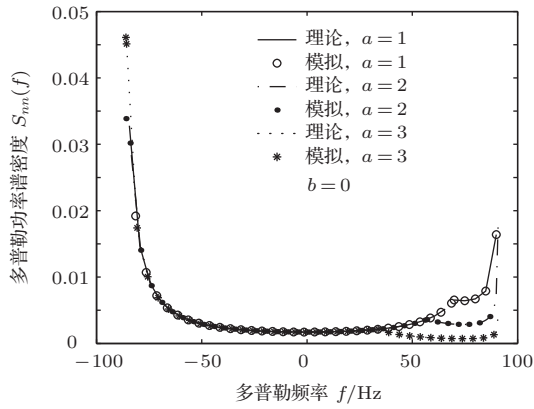


图5 信道扩散分量 $n(t)$ 多普勒功率谱密度 $S_{nn}(f)$ ($b=0$)

Fig. 5. The Doppler power spectral density $S_{nn}(f)$ of model diffuse part $n(t)$ ($b=0$).

图6示出模型中选取的不同的房间矩形平面长度 A 时对信道扩散分量 $n(t)$ 的多普勒功率谱密度 $S_{nn}(f)$ 的影响. 从图中可以看出随着 A 的增加, 功率谱密度曲线趋向完整的U形状. 在多普勒频率趋向 $\pm f_{\max}$ 时, 多普勒功率谱密度随着频率的增加而增加.

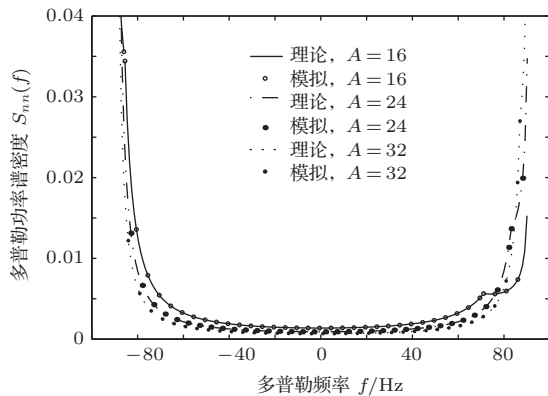


图6 信道扩散分量 $n(t)$ 多普勒功率谱密度 $S_{nn}(f)$ (A 取不同值)

Fig. 6. The Doppler power spectral density $S_{nn}(f)$ of model diffuse part $n(t)$ (different values of A).

图7示在信道扩散分量 $n(t)$ 的多普勒功率谱密度 $S_{nn}(f)$ 对称的情况下, 即取 $a=0, b=1$ 时, 通过(27)式将采用等面积几何算法(GMEA)的SOC信道仿真模型与参考模型对比其时间自相关函数 $ACF \gamma_{\hat{n}_\rho \hat{n}_\rho}(\tau)$. 从图中可以看出在时间延迟较小时参考模型与SOC信道仿真模型基本重合, 在时间延迟大于一定时间的情况下两者出现误差. 图8示出了在同样的情况下, SOC信道仿真模型计算其参数采用的是基本黎曼和方法(BRSM), 将SOC信道仿真模型的时间自相关函数与参考模型作对

比, 可以得出同样的结论, 即SOC信道仿真模型与参考模型在一定的延迟内近似效果非常好. 将图7与图8作比较, 可看出应用基本黎曼和方法BRSM的SOC信道仿真模型与参考模型匹配的时间延迟范围大于采用等面积几何算法GMEA的仿真模型, 所以在计算信道模型的时间自相关函数上, 基本黎曼和方法BRSM的性能要优于采用等面积几何算法GMEA.

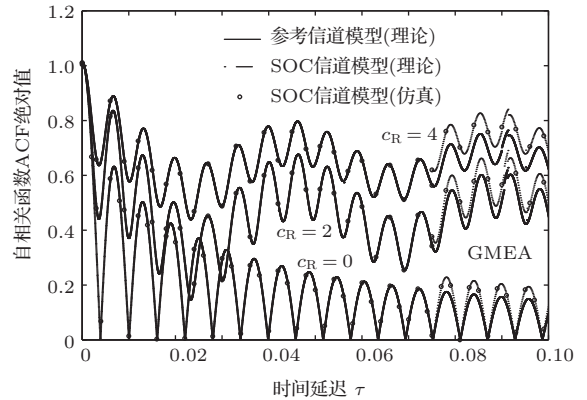


图7 参考模型与采用等面积几何算法(GMEA)SOC信道仿真模型在时间自相关函数上ACF的比较 ($S_{nn}(f)$ 对称情况下)

Fig. 7. Comparison between the ACF $\gamma_{n_\rho n_\rho}(\tau)$ of the reference channel model and the ACF $\gamma_{\hat{n}_\rho \hat{n}_\rho}(\tau)$ of the SOC channel simulator designed with the GMEA ($S_{nn}(f)$ is symmetrical).

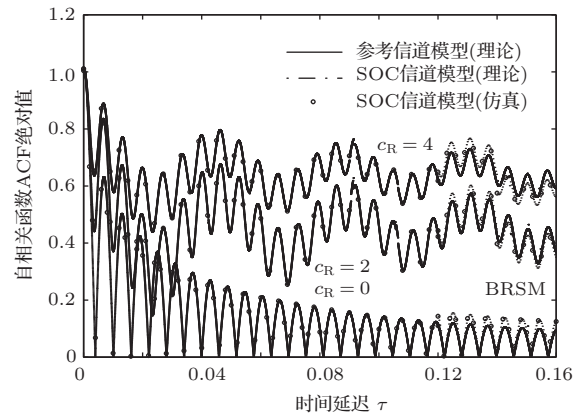


图8 参考模型与采用基本黎曼和方法BRSM的SOC信道仿真模型在时间自相关函数上的比较 ($S_{nn}(f)$ 对称情况下)

Fig. 8. Comparison between the ACF $\gamma_{n_\rho n_\rho}(\tau)$ of the reference channel model and the ACF $\gamma_{\hat{n}_\rho \hat{n}_\rho}(\tau)$ of the SOC channel simulator designed with the BRSM ($S_{nn}(f)$ is symmetrical).

图9示多普勒功率谱密度 $S_{nn}(f)$ 在非对称的情况下, 取 $a=2, b=0$, 用等面积几何算法GMEA的SOC信道仿真模型与参考模型对比其时间自相

关函数 $\gamma_{\hat{n}_\rho, \hat{n}_\rho}(\tau)$. 同样从图中看出在一定的时间延迟范围参考模型与SOC信道仿真模型匹配效果非常好.

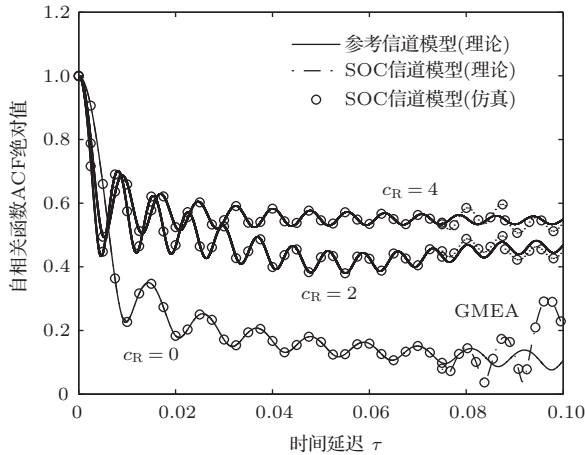


图9 参考模型与采用等面积几何算法GMEA的SOC信道仿真模型在时间自相关函数上的比较 ($S_{nn}(f)$ 非对称情况下 $a = 2, b = 0$)

Fig. 9. Comparison between the ACF $\gamma_{n_\rho n_\rho}(\tau)$ of the reference channel model and the ACF $\gamma_{\hat{n}_\rho, \hat{n}_\rho}(\tau)$ of the SOC channel simulator designed with the GMEA ($S_{nn}(f)$ is not symmetrical $a = 2, b = 0$).

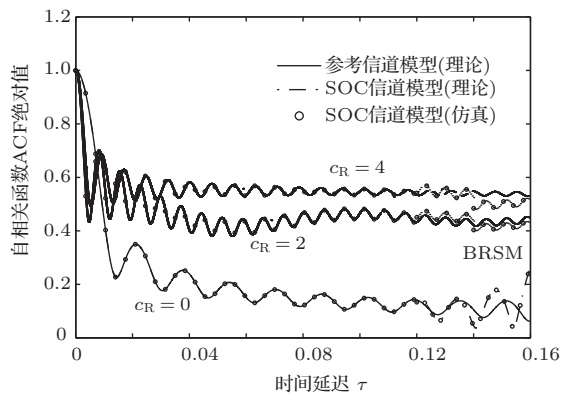


图10 参考模型与采用基本黎曼和方法BRSM的SOC信道仿真模型在时间自相关函数上的比较 ($S_{nn}(f)$ 非对称情况下 $a = 2, b = 0$)

Fig. 10. Comparison between the ACF $\gamma_{n_\rho n_\rho}(\tau)$ of the reference channel model and the ACF $\gamma_{\hat{n}_\rho, \hat{n}_\rho}(\tau)$ of the SOC channel simulator designed with the BRSM ($S_{nn}(f)$ is not symmetrical $a = 2, b = 0$).

图10示出SOC信道仿真模型计算其参数采用的是基本黎曼和方法BRSM, 取 $a = 2, b = 0$, 将SOC信道仿真模型的时间自相关函数与参考模型作对比, 可以得出同样的结论. 如上段所述将应用基本黎曼和方法BRSM和等面积几何算法GMEA的SOC信道仿真模型的时间自相关函数作比较, 同样可以得出结论: 应用基本黎曼和方法BRSM-SOC信道仿真模型与参考模型匹配的时间延迟范

围大于采用等面积几何算法GMEA的仿真模型, 所以在计算信道模型的时间自相关函数上, 基本黎曼和方法BRSM的性能要优于采用等面积几何算法GMEA.

6 结 论

本文基于几何散射模型提出了一种室内传播环境下参考信道模型, 波达信号包括直达和非直达部分信号分量. 文中推导了电磁波达信号到达角AOA概率分布函数PDF、多普勒功率谱密度PSD、时间自相关函数ACF的解析表达式. 文中所得出的分析结论不仅对于室内无线通信系统性能理论研究是重要的, 同样拓宽了对于推导高效的室内信道仿真模型的研究. 文中仿真结果表明达角AOA概率分布函数PDF在一定的 θ 角范围内单调递增或递减, 信号室内传播在宽带或窄带情况下其到达角概率分布函数是相同的, 同时文中表明基站BS的位置与到达角AOA概率分布函数PDF是不相关的. 文中表明当移动台MS在坐标系中的横坐标为0时, 扩散分量的多普勒功率谱密度PSD是对称的, 但是当移动台MS纵坐标也为0时, 扩散分量的多普勒功率谱密度PSD则变为非对称的.

本文中根据参考模型推导高效的SOC信道仿真模型, 详细介绍其两种参数值计算方法, 即等面积几何算法GMEA和基本黎曼和方法BRSM, 并将这两个方法应用到模拟室内衰落信道模型中. 文中通过模拟仿真表明这种SOC信道仿真模型在时间自相关函数上与参考模型是非常的匹配, 为室内无线通信系统模型提供了有力的数据支撑. 同时将两种参数计算方法进行比较, 认为采用基本黎曼和方法BRSM的性能要优于等面积几何算法GMEA.

参考文献

- [1] Guerin S 1996 *Vehicular Technology Conference Atlanta, USA, April 28– May 1, 1996* p160–164
- [2] Du Z C, Tang B, Liu L X 2006 *Chin. Phys. B* **15** 2481
- [3] Zhou J, Jiang H, Hisakazu Kikuchi, Shao G F 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 140506 (in Chinese) [周杰, 江浩, 菊池久和, 邵根富 2014 物理学报 **63** 140506]
- [4] Zand E D, Pahlavan K, Beneat J 2003 *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Beijing, China, September 7–10, 2003* p2213–2217

- [5] Durgin G D, Kukshya V, Rappaport T S 2003 *IEEE Trans. on Antennas Propag.* **51** 936
- [6] Jiang H, Zhou J 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 48702 (in Chinese) [江浩, 周杰 2014 物理学报 **63** 48702]
- [7] Oda Y, Tsunekawa K, Hatay M 2000 *IEEE Antennas and Propagation for Wireless Communications* Waltham, Massachusetts, November 6–8, 2000 p87–90
- [8] Pätzold M, Hogstad B O 2004 *Wireless Communications and Mobile Computing, Special Issue on Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communications* **4** 727
- [9] Byers G J, Takawira F 2004 *IEEE Trans. on Veh. Technol.* **53** 634
- [10] Ma Y, Pätzold M 2007 *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications* Jaipur, India, December, 2007 p380–384
- [11] Ertel R B, Reed J H 1999 *IEEE J. Select. Areas Commun.* **17** 1829
- [12] Petrus P 2002 *IEEE Transactions on Communications* **50** 495
- [13] Baltzis K B, Sahalos J N 2009 *Wireless Personal Communications* **51** 329
- [14] Alsehaili M, Noghalian S R, Sebak A 2010 *Progress in Electromagnetics Research* **109** 191
- [15] Jiang L, Tan S Y 2007 *IEEE Trans. on Veh. Technol.* **56** 3587
- [16] Zhou J, Cao Z, Kikuchi H 2014 *IET Communications* **8** 1
- [17] Qu S 2009 *IEEE Trans. on Veh. Technol.* **58** 1634
- [18] Gutierrez C A, Pätzold M 2007 *IEEE Global Telecommunications Conference* Washington, USA, November, 2007 p3842–3846
- [19] Gutierrez C A, Pätzold M 2009 *Workshop on Mobile Computing and Networking Technologies* Petersburg, Russia, 2009 p1-5
- [20] Pätzold M 2003 *Mobile fading channels* (USA: John Wiley & Sons, Inc.) p105
- [21] Gutierrez C A, Pätzold M 2010 *IEEE Transactions on Wireless Communications* **9** 1308
- [22] Papoulis A, Pillai S U 2002 *Probability, random variables, and stochastic processes* (USA: Tata McGraw-Hill Education) p89
- [23] Pätzold M, Talha B 2007 *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications* Jaipur, India, December, 2007 p394–400
- [24] Zhou J, Wang Y L 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 240507 (in Chinese) [周杰, 王亚林 2014 物理学报 **63** 240507]

Indoor wireless propagation under line of sight and no line of sight comprehensive channel modeling*

Zhou Jie¹⁾²⁾ Liu Peng^{1)†} Huang Lei¹⁾ Zhu Xing-Yu¹⁾ Shao Gen-Fu³⁾

1) (Department of Communications, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

2) (Department of Electronic and Electrical Engineering, Niigata University, Niigata 950-2181, Japan)

3) (Department of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310000, China)

(Received 28 March 2015; revised manuscript received 30 May 2015)

Abstract

This paper mainly deals with the indoor wireless propagation channel under line of sight (LOS) and non-line of sight (NLOS) propagation conditions, introducing the reference model and studying the design and simulation of modeling and the relevant statistical properties. This paper will present a comprehensive and improved indoor reference channel model based on a geometric scattering model. The reference channel model assumes that infinite number of scatterers will be uniformly distributed on the two-dimensional (2D) horizontal plane of a three-dimensional space. This paper also derives analytical expressions for the probability density function (PDF) of the angle-of-arrival (AOA), the Doppler power spectral density (PSD), and the temporal autocorrelation function (ACF) of an electromagnetic arrival signal; it also analyzes the influences of the important parameters of the functions. It presents a highly efficient sum-of-cisoids (SOC) channel simulation model from the unrealistic reference model, also proposes two efficient parameter computation methods for the design of sum-of-cisoids indoor channel simulation model and compares the computing performances of both. It is shown by simulation results that the statistical properties of the sum-of-cisoids channel simulation model match perfectly the reference channel model. It turns out that the indoor reference model can be approximated by an SOC channel simulation model. Meanwhile the channel simulation model can be well applied to evaluate the performance of indoor wireless communication systems. It also extends the research for indoor wireless channel modeling while reduces the realization expenditure.

Keywords: arrival signal, Doppler power spectral density, scatterers, reference channel model

PACS: 05.45.Vx, 07.05.Tp, 87.63.dk

DOI: 10.7498/aps.64.170505

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61372128), the Jiangsu Provincial Research Scheme of Natural Science for Higher Education Institute, China (Grant No. 14KJA510001), the China Postdoctoral Foundation (Grant No. 010986678) and the Scientific and Technological Support Project (Industry) of Jiangsu Province, China (Grant No. BE2011195).

† Corresponding author. E-mail: liupeng901217@163.com