

毫米波通信系统中利用随机逼近的波束赋形算法

董可, 廖学文, 朱世华

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 为了在 60 GHz 毫米波通信系统中确定收发机最优的窄波束方向使得传输速率最大, 提出了一种基于波束码本的自适应波束赋形算法. 该算法在室内 60 GHz 信道的射线跟踪模型基础上建立了离散优化问题, 并引入随机逼近的全局优化算法进行求解, 首先在窄波束空间中进行随机采样, 再利用含噪的信道估计获得样本目标函数的无偏估计量, 并据此执行自适应迭代更新, 最终找到波束码本中最优的收发波束方向. 相对于已有的波束赋形算法, 该算法不要求收发机兼容多种宽度的天线方向图, 无需精确的信道估计, 且运算效率更高, 适用性更强. 仿真实验表明, 在搜索空间规模较大时, 该算法可以以相对较低的复杂度获得全局最优解或次优解, 并能有效地缓解遮挡对链路产生的严重衰减, 提高系统鲁棒性.

关键词: 毫米波; 通信系统; 智能天线; 波束赋形; 随机逼近; 自适应

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2011)10-0072-05

Beam-Forming in Millimeter-Wave Radio System via Stochastic Approximation

DONG Ke, LIAO Xuewen, ZHU Shihua

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: An adaptive beam-forming algorithm is proposed based on beambook to determine the optimal beam directions for 60 GHz millimeter wave transceiver for a maximal transmission rate. Stochastic approximation algorithm is introduced to solve the discrete optimization problem that is established on the basis of the 60 GHz channel model in indoor environment by ray tracing technique. The search space spanned by the narrow beams is randomly sampled and an unbiased estimate to the objective function for each sample is acquired using the noisy channel estimates. Then, adaptive updates are performed recursively until the optimal solution is found from a well-designed beambook. Compared with existing beambook based beamforming algorithms, the proposed solution is more efficient in two aspects: low implementation complexity since neither the multiple beam patterns nor the exact channel state information is required; and high computational effectiveness due to the selective resource allocation mechanism. Simulation results show that a solution close to the global solution is achieved in a relatively small number of iterations, and the inevitable blockage impact in 60 GHz radio link is mitigated, which enhances the link robustness against obstructions.

Keywords: millimeter wave; communication system; smart antenna; beamforming; stochastic approximation; adaptive

收稿日期: 2011-04-20. 作者简介: 董可(1983—), 男, 博士生; 朱世华(联系人), 男, 教授, 博士生导师. 基金项目: 国家科技重大专项资助项目(2009ZX03003-008-02, 2011ZX03003-002-03); 国家自然科学基金资助项目(60902043); 国际科技合作项目(S2010GR0902).

网络出版时间: 2011-09-06

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20110906.1656.001.html>

近年来,60 GHz 毫米波通信系统因其丰富的频谱资源和非授权的使用方式受到业界广泛的关注^[1-2]. 毫米波段的电波传播路径损耗较大,绕射、散射和透射能力较弱,且极易受障碍物遮挡^[3-4]. 为补偿各种传播损耗,通常采用波束赋形技术提高链路质量以保证通信容量. 文献[5-6]从多输入多输出(MIMO)系统的角度出发,分析信道矩阵的特征空间,自适应地获得最优的波束赋形矢量,然而信道估计和反馈带来的系统开销将随天线阵列规模的增大而变得难以承受. 文献[7-10]则利用有限反馈技术限定波束方向(波束赋形矢量),可在已知的码本(codebook)中切换,有效地降低了反馈开销,但多级遍历的搜索策略不仅要求收发机支持多种宽度的天线方向图,还依赖于精确的信道估计,极大地限制了其适用的范围. 据作者所查,目前还鲜有直接应用于窄波束级别(fine beam level)的自适应波束赋形算法的研究报道.

本文以室内 60 GHz 通信系统为背景,提出了一种新的自适应波束赋形算法. 该算法基于波束码本和有限反馈,并引入了随机逼近优化算法,直接从规模较大的搜索空间(波束码本)中迭代地搜索最优的窄波束方向或波束赋形矢量,相比于文献[7-10]中的多级遍历,其优势在于:①收发机无需兼容多种宽度的天线方向图;②无需获得精确的信道状态信息;③迭代运行、逐步求精的方式在搜索规模较大时更加灵活可控;④有选择的运算资源分配机制不仅提高了估计精度,还有效地降低了运算复杂度.

1 系统模型

考虑一条室内 60 GHz 点对点无线通信链路,收发终端配备波束方向可调的天线阵列或定向天线,如图 1 所示.

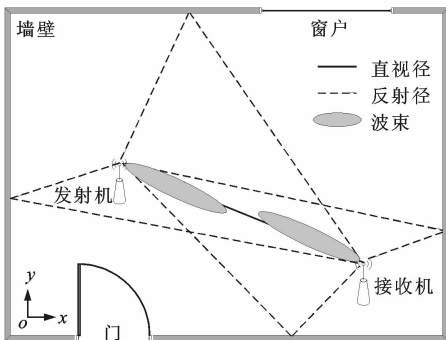


图 1 一个典型的室内通信场景

包含角度信息的信道冲激响应可利用射线跟踪

技术加以描述^[11]

$$h(t, \phi_t, \theta_t, \phi_r, \theta_r) = \sum_i A_i C_i(t - T_i, \phi_t - \Phi_{t,i}, \theta_t - \Theta_{t,i}, \phi_r - \Phi_{r,i}, \theta_r - \Theta_{r,i}) \quad (1)$$

式中: t 为时间; ϕ_t, θ_t 是相对于发射机的方位角和俯仰角; ϕ_r, θ_r 是相对于接收机的方位角和俯仰角; $A_i, T_i, (\Phi_{t,i}, \Theta_{t,i})$ 和 $(\Phi_{r,i}, \Theta_{r,i})$ 分别是第 i 簇的增益、相对于直射簇的延迟、出发角和到达角;

$$C_i(t, \phi_t, \theta_t, \phi_r, \theta_r) = \sum_k \alpha_{i,k} \delta(\phi_t - \Phi_{t,i,k}) \cdot \delta(\theta_t - \Theta_{t,i,k}) \delta(\phi_r - \Phi_{r,i,k}) \delta(\theta_r - \Theta_{r,i,k}) \delta(t - \tau_{i,k}) \quad (2)$$

表示第 i 簇在收发空间方向 (ϕ_r, θ_r) 和 (ϕ_t, θ_t) 上的脉冲响应,其中 $\alpha_{i,k}, (\Phi_{t,i,k}, \Theta_{t,i,k}), (\Phi_{r,i,k}, \Theta_{r,i,k})$ 和 $\tau_{i,k}$ 分别表示第 i 簇中第 k 径的增益、出发角、到达角和时延, $\delta(\cdot)$ 表示脉冲函数. 虽然本文仅考虑二维射线跟踪,即俯仰角 θ 均为 90° ,但所提方法可以推广至三维的情况. 另外,考虑到室内环境较为稳定且毫米波的散射能力较弱,本文采用与同类研究相同的假设^[5-9],即信道在波束赋形阶段内是准静态或缓慢变化的.

由于 60 GHz 系统的载频较高,通常采用模拟波束赋形,即通过一组预制的相移器使得天线方向图的主瓣(即波束)对准预定的目标方向. 波束码本是一个两级数据结构,记录小区分割方案和单元波束的主瓣方向图. 天线辐射区域被预先分割为若干小区,并为每个小区分配一组相移器使主瓣对准其中心方向^[11]. 对于二维波束码本,其单元波束的主瓣方向图分布在同一水平面上,天线增益仅是方位角 ϕ 的函数. 具体来说,指向小区 b 的单元波束主瓣方向图可以用高斯衰减函数描述为^[11]

$$G(\theta, \phi, b) |_{\theta=90^\circ} = G_0 \exp\left(-4 \ln 2 \frac{(\phi - \phi_{b,0})^2}{\phi_{-3\text{ dB}}^2}\right), \quad |\phi - \phi_{b,0}| \leq \phi_{\text{ml}}/2 \quad (3)$$

式中: $\phi_{-3\text{ dB}}$ 是半功率波束宽度; $\phi_{b,0}$ 是小区 b 的中心方位角; G_0 和 ϕ_{ml} 是主瓣的最大增益和宽度,均由半功率波束宽度决定.

根据 Friis 传播公式,发射功率一定时,接收功率受传播路径上的损耗(如路径损耗、反射损耗等)和天线增益的共同影响. 因此,给定收发机的位置,等效的信道增益即由收发窄波束的指向决定. 给定一组波束方向选择 $\omega = (b_r, b_t)$,其中 b_r 和 b_t 分别表示收发机在包含 B 个单元波束的波束码本中选择的单元波束编号,即 $\forall b_r, b_t \in [1, 2, \dots, B]$. 结合式(1)~式(3),时变信道的脉冲响应可以由式(4)所示

的空间滤波操作得到,即

$$h(t, \omega) = \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} G_r(\theta_r, \phi_r, b_r) h(t, \theta_r, \phi_r, \theta_t, \phi_t) \cdot G_t(\theta_t, \phi_t, b_t) \sin(\theta_r) \sin(\theta_t) d\theta_r d\phi_r d\theta_t d\phi_t \quad (4)$$

式中: $\theta_r = \theta_t = \pi/2$; $G_r(\theta_r, \phi_r, b_r)$ 和 $G_t(\theta_t, \phi_t, b_t)$ 分别是收、发方向上的天线增益,其取值与 ω 有关. 假设发送窄带信号,信道经历平坦衰落,则可认为经过各个传播路径的信号均以某一时延 $\bar{\tau}$ 到达接收端. 省略 $\bar{\tau}$ 后,式(4)可以简化为

$$h(\omega) \approx \sum_{l=1}^{N_{\text{rays}}} \beta_l(\omega) \quad (5)$$

式中: N_{rays} 是所有路径的总数; $\beta_l(\omega)$ 则是其中第 l 径的复增益. 式(5)表明,在平坦衰落信道假设下,收发机之间的信道增益可近似地由波束方向选择 ω 决定.

发送训练信号 s 经过上述等效信道后被接收,记为 y ,即

$$y = h(\omega)s + v \quad (6)$$

式中: v 是均值为 0、功率谱密度为 N_0 的加性高斯白噪声. 由式(5)可知,接收端的平均信噪比也是 ω 的函数

$$\rho(\omega) = \frac{E_s |h(\omega)|^2}{N_0} = \xi \left| \sum_{l=1}^{N_{\text{rays}}} \beta_l(\omega) \right|^2 \quad (7)$$

式中: $\xi = E_s/N_0$ 是系统信噪比, $E_s = E\{|s|^2\}$ 为符号能量, $E\{\cdot\}$ 表示取数学期望操作. 根据香农信道容量公式,为了获得最大的传输速率,应调整收发机在波束码本中的选择 ω 使得接收端平均信噪比最大. 最优的收发波束方向 ω^* 即为如下优化问题的解

$$\omega^* = \arg \max_{\omega \in [1, 2, \dots, B]^2} \Gamma(\omega) \quad (8)$$

式中等效的优化目标函数定义为

$$\Gamma(\omega) \triangleq \left| \sum_{l=1}^{N_{\text{rays}}} \beta_l(\omega) \right|^2 \quad (9)$$

实际中,由于信道状态信息未知,目标函数 $\Gamma(\omega)$ 无法精确计算,只能根据信道估计的结果获得其估计值. 假设对某一组波束方向选择 ω 进行了 N 次独立的信道估计,则据此计算得到的目标函数是独立同分布的随机变量,记为 $\gamma(\omega, n)$, $n=1, 2, \dots, N$. 若它们是目标函数的无偏估计量,则式(8)可转化为如下的离散优化问题

$$\omega^* = \arg \max_{\omega \in [1, 2, \dots, B]^2} \Gamma(\omega) = \arg \max_{\omega \in [1, 2, \dots, B]^2} E\{\gamma(\omega, n)\} \quad (10)$$

根据强大数定理可知,当 $N \rightarrow \infty$ 时,有

$$E\{\gamma(\omega, n)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \gamma(\omega, n) \quad (11)$$

2 利用随机逼近的波束赋形算法

在最大化传输速率的意义下,确定收发机在波束码本中的最优波束方向等价于在有限集合中求解离散优化问题(式(10)). 这一优化目标不仅是非凸的、多极值的,而且在没有精确信道状态信息的情况下无法准确获得目标函数,难以利用一般的最优化方法求解. 本文采用的随机逼近是一种全局优化算法^[12],特别适合目标函数无法用解析法求得,而只能被测量或估计的一类优化问题^[13].

2.1 优化目标函数的无偏估计量

给定任意一组波束方向组合 ω , 独立并重复的发射 M 次训练信号 s , 得到 M 个独立的接收信号

$$y_m = h(\omega)s + v_m, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (12)$$

对接收信号按下式做平均处理

$$\gamma(\omega) = \frac{1}{ME_s} (y_1^* y_2 + y_2^* y_3 + \dots + y_M^* y_1) \quad (13)$$

式中: $*$ 表示复共轭操作. 将式(12)代入式(13),得

$$\begin{aligned} \gamma(\omega) &= |h(\omega)|^2 + \\ &\frac{1}{ME_s} (2\text{Re}(h(\omega)s \sum_{m=1}^M v_m^*)) + \\ &\frac{1}{ME_s} (v_1^* v_2 + v_2^* v_3 + \dots + v_M^* v_1) \end{aligned} \quad (14)$$

式中: $\text{Re}(\cdot)$ 表示取实部; $\gamma(\omega)$ 是与 ω 有关的随机变量,其一阶和二阶统计量分别为

$$E\{\gamma(\omega)\} = |h(\omega)|^2 \quad (15)$$

$$E\{|\gamma(\omega) - E\{\gamma(\omega)\}|^2\} = \frac{2}{M\xi} |h(\omega)|^2 + \frac{1}{M\xi^2} \quad (16)$$

根据强大数定理,当重复发射次数 M 很大时, $\gamma(\omega) \rightarrow |h(\omega)|^2$. 因此, $\gamma(\omega)$ 是目标函数 $\Gamma(\omega)$ 的无偏估计量.

2.2 算法描述

由式(10)可知,波束码本中被收发机选取的单元波束的不同组合构成了整个搜索空间,而其中的任意一点(或状态)则对应一种收发波束方向选择. 本文算法的具体步骤描述如下.

(1)初始化. 定义 2 个包含 B^2 个存储空间的数据结构 K 和 Σ , 分别用以记录每一个可能的状态已被访问的次数和累积的目标函数估计量. 从波束码本中随机选取一组波束方向作为初始的当前状态,记为 $\omega_0 = (b_{t,0}, b_{r,0})$, $\forall b_{t,0}, b_{r,0} \in [1, 2, \dots, B]$. 进入迭代循环.

(2)采样和估算. 将第 n 次迭代中的当前状态记

为 ω_n , 并对其施加一个随机扰动, 产生一个不同于当前状态的扰动状态, 记为 $\tilde{\omega}_n$. 分别在当前状态和扰动状态所对应的波束方向上发送接收训练信号, 并根据式 (13) 得到其目标函数估计量 $\gamma(\omega_n)$ 和 $\gamma(\tilde{\omega}_n)$. 至此可以认为, 当前状态和扰动状态各被访问了一次.

(3) 累积和更新. 将上一阶段的结果作为 2 个状态更新 K 和 Σ 的相应位置, 即 $K(\omega) = K(\omega) + 1$ 和 $\Sigma(\omega) = \Sigma(\omega) + \gamma(\omega)$; $K(\tilde{\omega}_n) = K(\tilde{\omega}_n) + 1$ 和 $\Sigma(\tilde{\omega}_n) = \Sigma(\tilde{\omega}_n) + \gamma(\tilde{\omega}_n)$.

(4) 估计最优解. 利用当前状态和扰动状态已访问的次数和累积的目标函数估计量来计算经验平均值, 即 $\Sigma(\omega)/K(\omega)$, $\Sigma(\tilde{\omega}_n)/K(\tilde{\omega}_n)$, 以该比值的大小判定 2 个状态的优劣, 并将比值较大者作为新的当前状态 ω_{n+1} 代入下一次迭代循环.

(5) 若当前状态的目标函数已经达到要求或迭代次数达到最大值, 则算法结束; 否则返回步骤 2.

本文算法中所采用的自适应更新策略以一种稳健的方式忽略了无关的扰动, 不仅使得最终估计得到的最优解相对于其他状态更具优势且更加可靠, 也使得那些微不足道的状态无法在迭代过程中占用过多的运算资源, 从而降低了整体的运算复杂度, 提高了运算的效率.

2.3 复杂度分析

本文算法中, 某个目标函数较大的状态更容易在步骤 4 判决时得以保留, 并在下一次迭代中被再次评估, 这样可以获得更多的运算资源. 式 (16) 说明, 目标函数估计量的方差与独立信道估计次数成反比. 假设本文算法中独立信道估计的总数由某几个访问次数最多的状态决定 (仿真可验证), 即

$$C_{\text{Alg}} \approx M(N_1 + N_2 + \dots + N_n) \quad (17)$$

式中: $N_1 \geq N_2 \geq \dots \geq N_n$ 表示迭代过程中被访问次数最多的 n 个状态的访问次数, 一般有 $n \leq 3$. 为了达到相同的估计量方差 (或精度), 穷举法所需独立信道估计的总数应为

$$C_{\text{ES}} = MN_{\max} B^2 \quad (18)$$

式中: $N_{\max} = N_1$. 可见, 穷举法的复杂度随搜索空间线性增长, 而本文算法的复杂度虽与搜索空间的规模相关, 但并不严格的随其线性增长. 因此, 搜索空间规模越大, 自适应算法的低复杂度优势就越明显.

3 仿真实验

仿真中, 室内通信场景的长、宽、高均为 3 m, 收发机高度均为 1 m, 如图 1 所示. 二维射线跟踪所采

用的系统参数详见文献 [11]. 波束码本中单元波束主瓣的半功率波束宽度为 10° , 且方向图均为水平辐射, $M=10$.

假设收发机位置的三维坐标 (x, y, z) 分别为 $(1.73, 0.18, 1)$ 和 $(1.49, 1.72, 1)$, 发射功率为 1 mW. 单次运行和独立 100 次运行本文算法, 得到传输速率随迭代次数变化的曲线, 如图 2 所示. 结果表明: 波束选择所支持的传输速率 R (或平均值) 随迭代次数的增加而趋于穷举法所得到的理论最大值, 即最优波束方向的估计值迭代地收敛于全局最优解. 图 3 显示了各个状态在 3 500 次迭代中被访问的次数及理论传输速率, 说明本文算法能锁定某些传输速率较高的状态, 使其被访问的次数和估计精度远大于其他状态, 因而提高了单位运算的价值, 降低了总体的运算复杂度.

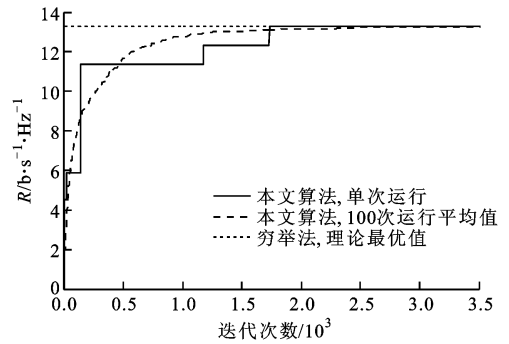


图 2 迭代过程中所选状态的传输速率的收敛曲线

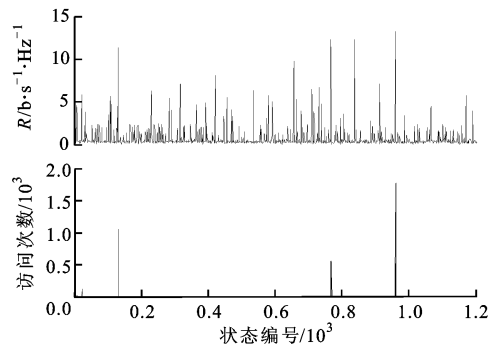


图 3 各状态的理论传输速率及其在迭代过程中被访问的次数

随机产生 1 000 次收发机位置, 生成相应的自由空间传播 (无遮挡) 及直视路径被完全遮挡后的信道实现. 在遮挡前、后运行本文算法, 得到最大传输速率的累计概率密度函数, 并与遮挡后采用穷举法和直接取包含直视路径的波束方向这 2 种非自适应算法作对比, 如图 4 所示. 对比图 4 中的曲线可见, 遮挡使得包含直视路径的波束方向受到严重的性能衰减, 传输速率比遮挡前降低了 $5 \sim 10 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$,

而本文算法自适应地选择了包含其他反射路径的波束方向作为替代,有效的避免了严重的性能衰减,其传输速率仅降低了 $2\sim 4\text{ b}/(\text{s}\cdot\text{Hz})$,而且当迭代次数足够大时(如 5 000 次),其传输速率非常接近遮挡后的全局最大值.这说明,本文算法可以减弱障碍物对链路的遮挡影响,提高 60 GHz 无线链路对抗遮挡的鲁棒性.

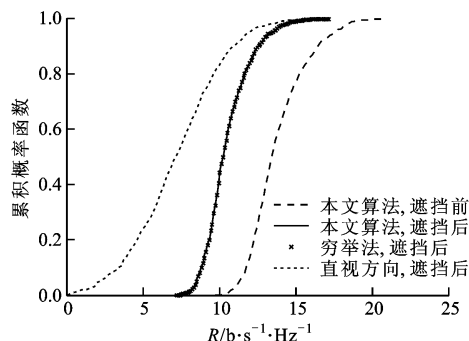


图4 直视路径被遮挡前、后最优状态的传输速率的累计概率函数

4 结论和展望

本文提出一种基于波束码本的自适应波束赋形算法.与现有的多级遍历搜索算法不同,该方法利用随机逼近优化算法,直接在有限波束码本中迭代的搜索最优的收发窄波束方向组合,使得等效信道的容量(或可达传输速率)最大.分析和仿真结果表明,本文提出的算法适用性强、运算复杂度低,能在搜索空间较大的情况下快速获得全局最优解或次优解,并能提高 60 GHz 无线链路对抗遮挡的鲁棒性.针对由障碍物或终端的移动所引起的信道时变性,研究跟踪最优解变化的自适应波束赋形技术是有意义的,我们今后将做深入研究.

参考文献:

- [1] YONG S K, CHONG C C. An overview of multi-gigabit wireless through millimeter wave technology: potentials and technical challenges [J]. EURASIP Journal on Wireless Communication and Networking, 2007(1): 1-10.
- [2] 王静, 杨旭, 莫亭亭. 60 GHz 无线通信研究现状和发展趋势[J]. 信息技术, 2008(3): 140-144.
WANG Jing, YANG Xu, MO Tingting. Status and development of 60 GHz wireless communications[J]. Information Technology, 2008(3): 140-144.
- [3] SINGH S, ZILIOTTO F, MADHOW U, et al. Blockage and directivity in 60 GHz wireless personal

area networks: from cross-layer model to multihop MAC design [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2009, 27(8): 1400-1413.

- [4] WANG Jing, PRASAD R V, PAWELCZAK P, et al. A link stability model for indoor 60 GHz radio wireless networks [C]// Proceedings of IEEE 70th Vehicular Technology Conference. New York, USA: IEEE, 2009: 20-23.
- [5] KIM K J, BAE S J, KWAK K S. A new beamforming for 60 GHz wireless system with reduced feedback overhead [C]// Proceedings of 9th International Symposium on Communications and Information Technology. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009: 1517-1521.
- [6] XIA Pengfei, YONG S K, OH J, et al. Multi-stage iterative antenna training for millimeter wave communications [C]// Proceedings of Global Telecommunications Conference. New York, NY, USA: IEEE, 2008: 1-6.
- [7] LEE H H, KO Y C. Efficient codebook-based symbol-wise beamforming for millimeter-wave WPAN system [C]// Proceedings of ACM International Workshop on Millimeter Wave Communications. New York, NY, USA: ACM, 2010: 21-26.
- [8] Institute of Electrical and Electronics Engineers. Draft Standard for IEEE 802.11ad [EB/OL]. [2010-06-01]. <http://www.ieee802.org/11/TGad/Draft%20P802.11adD0.1.pdf>.
- [9] Institute of Electrical and Electronics Engineers. IEEE 802.15 WPAN Millimeter Wave Alternative PHY [EB/OL]. [2009-12-04]. <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3c.html>.
- [10] WANG Junyi, LAN Zhou, PYO C, et al. Beam codebook based beamforming protocol for multi-Gbps millimeter-wave WPAN systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2009, 27(8): 1390-1399.
- [11] MALTSEY A, PERAHIA E, HANSEN C, et al. Channel models for 60 GHz WLAN systems [EB/OL]. [2010-05-20]. <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/09/11-09-0334-08-00ad-channel-models-for-60-ghz-wlan-systems.doc>.
- [12] ANDRADOTTIR S. A global search method for discrete stochastic optimization [J]. SIAM Journal on Optimization, 1996, 6(2): 513-530.
- [13] BERENGUER I, WANG Xiaodong, KRISHNAMURTHY V. Adaptive MIMO antenna selection via discrete stochastic optimization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(11): 4315-4329.

(编辑 刘杨)