

一种移动终端多天线方向图重构快速选择算法与 基于滑动时间窗的加速实现

王 俊, 颜 罡

(联想(上海)研究院, 上海 201203)

摘 要: 多输入多输出(MIMO)系统中, 天线选择技术可以在降低复杂度的同时, 有效地提高系统的性能. 但对于天线安装空间受限的小型终端, 天线的数目将受到很大限制, 本文结合方向图可重构技术, 考虑基于线性接收机的空间复用系统, 通过在已选择的发射天线上采用等功率分配等增益传输以减少反馈信息量. 在此条件下, 推导出空间相关衰落信道下自适应发射天线选择的统计容量公式下限, 然后, 在此基础上提出基于方向图重构的发射天线快速选择方法以最大化该容量值. 此外, 在实现中提出了一种基于滑动时间窗的梯度更新估计模型, 缩短了算法所需时间.

关键词: 天线选择; 方向图重构; 滑动时间窗; MIMO

中图分类号: TN911.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 04-0803-09

A Fast Multiple Antenna Reconfigurable Pattern Selection Algorithm and Accelerated Realization Based on Sliding Time Window

WANG Jun, YAN Gang

(Lenovo Shanghai Laboratory, Shanghai 201203, China)

Abstract: In a wireless multiple-input multiple-output (MIMO) system, transmit antenna selection is an effective means of achieving good performance with low complexity. However, the space for the antenna array is usually limited on wireless terminal. Hence, antenna's configurable pattern selection is considered to save space, using spatial multiplexing with linear receivers, and equal power and equal rate allocation to reduce feedback overhead. Under these constraints, a statistical adaptive transmit antenna pattern selection is studied to improve the capacity of spatially correlated MIMO fading channels. Then, we propose a fast transmit antenna pattern subset selection criterion based on maximizing this average lower-bound capacity. More over, in order to catch up the channel variant in low speed moving environment in a real transceiver, we also propose a refreshed gradient estimation method based on sliding time window. And the measured result indicates that the method reduces the searching time of reconfigurable patterns selection.

Key words: antenna selection; reconfigurable patterns; sliding time window; MIMO

1 引言

多天线传输技术(MIMO)因其容量优势与对无线链路质量的改善在近几年受到广泛关注. 但在实际应用中, 多天线系统的广泛使用却存在着多个射频链路(包括低噪放大器、混频器和 A/D 转换器等)成本过高的限制因素. 为此, 天线选择技术^[1~6]的提出被用来降低射频链路成本, 并保证相当的性能增益. 天线选择算法包括发送端、接收端或收发端联合选择, 它可以通过每次的信道估计实时进行选择, 也可以依赖信道的统计特性, 如空域相关性^[7], 作天线选择. 传统天线选择算法虽

然能有效减少电路通道数目, 但仍需要多个天线, 而且天线数目越多, 选择的性能越好^[1]. 然而对于小型的移动终端设备, 其天线的安装数量和空间受限, 但终端对频谱效率的要求却越来越高, 传统多天线难以在终端尺寸条件下实现更高的性能, 而天线选择和天线方向图重构选择技术则可能解决这些问题^[12~14, 16].

与接收天线选择不同, 发射天线选择技术需要信道反馈来告知发射端选择哪些天线用来传输信号. 当发射端已知完整的信道状态, 就可以用最优发射波束形成矢量和注水算法分配发射天线的功率使得系统信道容量达到最大^[15]. 但是由于其需要反馈的信息非常多, 这在

带宽有限的信道上实现困难.

文献[1~6]中提出的天线选择算法均考虑信道状态的瞬时信息,其中文献[1~5]选择恒定数目的发射天线,而文献[6]考虑发射天线数目是可变的.然而,由于反馈信道带宽的限制,基于瞬时信道信息的发射天线选择可能会引起系统性能的下降,从而限制了在实际中普遍存在的快速衰落信道环境下的应用.文献[7~10]中提出的选择算法使用信道状态的统计信息来代替信道状态的瞬时信息,而文献[8~10]中的提出算法基于选择恒定数目的发射天线且目标是为了最大化 MIMO 系统提供的分集以提高传输质量,然而选择天线上的非等增益传输仍然需求较大的反馈信息量^[7].

方向图可重构选择技术是将方向图可重构天线用于多天线选择系统,即通过改变天线的结构,进而改变天线的电流分布使方向图实现重构,这样可以通过切换天线的不同状态,使天线具有多种工作模式.针对无线环境下 MIMO 信道相关性可变的问题,结合方向图可重构技术,本文提出了统计自适应发射天线方向图重构选择算法.算法基于信道状态的统计信息,自适应选择一切可能的发射天线方向图组合,仅需很少的反馈信息量即可提升系统的容量.考虑接收端采用复杂度较低的线性接收机,如迫零检测和最小均方误差(MMSE)检测.同时,为了降低系统复杂度和反馈带宽的消耗,对发射天线进行等功率分配和等增益传输独立的数据流.首先,由 Wishart 矩阵的最小特征值分布,求解出容量下限期望值的闭式解,然后提出具体的天线选择算法以最大化此平均下限容量.同时我们将选择算法软件实现,结合方向图可重构天线,构成一个应用于笔记本终端的完整的方向图重构选择系统.为了降低重构方向图的搜索时间,我们还提出了可以在应用程序层实现的基于滑动时间窗的加速算法,该算法极大地缩短了选择时间,由最初的 25s 缩减到仅需 2~5s 即可完成一次最优化的搜索,并获得几乎相同的吞吐率性能.

2 系统与信道模型

考虑一个发送天线数为 N_t ,接收天线数为 N_r 的点阵 MIMO 系统,选择发射天线数为 M_t , M_t 的取值是可变的,且动态取值范围为 $[1, \min(N_t, N_r)]$,选择发射天线子集记为 \mathbf{S} ,在接收端,假设所有的 N_r 个天线都用来接收数据,为接收天线定义一个 $N_r \times N_r$ 的相关系数矩阵 \mathbf{R}_x ,为发送天线定义一个 $N_t \times N_t$ 的相关系数矩阵 \mathbf{R}_t ,则 $N_r \times N_t$ 信道矩阵可表示为^[11]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_x^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{R}_x = \mathbf{R}_x^{1/2} (\mathbf{R}_x^{1/2})^H$, $\mathbf{R}_t = \mathbf{R}_t^{1/2} (\mathbf{R}_t^{1/2})^H$, \mathbf{H}_w 为独立

同分布、零均值单位方差圆对称复高斯矩阵.则对于选择发射天线子集 \mathbf{S} , $N_r \times M_t$ 信道矩阵可表示为:

$$\tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{S}) = \mathbf{R}_x^{1/2} \tilde{\mathbf{H}}_w(\mathbf{s}) \tilde{\mathbf{R}}_t^{1/2}(\mathbf{s}) \quad (2)$$

其中, $\tilde{\mathbf{R}}_t(\mathbf{s})$ 为 $M_t \times M_t$ 维的 \mathbf{R}_t 子矩阵,并假设其为满秩, $\tilde{\mathbf{H}}_w(\mathbf{s})$ 为 $N_r \times M_t$ 矩阵,且矩阵元素与 \mathbf{H}_w 中服从相同的分布,值得注意的是,与 $\tilde{\mathbf{R}}_t(\mathbf{s})$ 情形不同, $\tilde{\mathbf{H}}_w(\mathbf{s})$ 并不一定是 \mathbf{H}_w 的子矩阵.对于给定的 \mathbf{S} ,经过天线选择后接收信号向量为:

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{S}) \mathbf{X} + \mathbf{n} \quad (3)$$

\mathbf{X} 为 $M_t \times 1$ 维发送向量,其协方差矩阵为

$$E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] = (\mathbf{E}_s/M_t) \mathbf{I}_{M_t}$$

其中, \mathbf{E}_s 为总平均发射能量, \mathbf{I}_{M_t} 为维 $M_t \times M_t$ 单位矩阵.这意味着已选择的发射天线上均互相独立地传输信息.向量 \mathbf{n} 表示零均值、协方差矩阵为 $E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \sigma^2 \mathbf{I}_{N_r}$ 的 $N_r \times 1$ 维圆对称复高斯噪声矢量.

3 天线选择算法的理论分析

为了降低反馈带宽的消耗以及系统的复杂度,在选择出的发射天线上进行等增益传输.发射天线速率的取值由计算最低信噪比(SNR)时对应的容量给出,因为当传输速率低于该容量值时,数据信号将以任意小的误码率进行传输^[10].因此,对于给定的 \mathbf{S} ,为等速率分配的全部瞬时容量可表示为:

$$C_{ER}(\mathbf{S}) = M_t \log_2(1 + \text{SNR}_{\min}(\mathbf{S})) \quad (4)$$

其中, $\text{SNR}_{\min}(\mathbf{S})$ 为线性接收机检测出的最低信噪比.例如,在迫零接收机中^[1]

$$\text{SNR}_{\min}(\mathbf{S}) = \min_{1 \leq k \leq M_t} \mathbf{E}_s / (M_t \sigma^2 [(\tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{S})^H \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{S}))^{-1}]_{k,k}) \quad (5)$$

现在讨论基于 MIMO 衰落信道的长期统计分析的发射端天线选择算法.由式(4)可看出:求解瞬时容量 $C_{ER}(\mathbf{S})$ 的期望值,首先需要给出 $\text{SNR}_{\min}(\mathbf{S})$ 的分布.然而在实际的随机衰落信道下,很难获得 $\text{SNR}_{\min}(\mathbf{S})$ 的精确解.因此,算法使用 $\text{SNR}_{\min}(\mathbf{S})$ 的下限值(适用于迫零检测和 MMSE 检测)^[8]:

$$\text{SNR}_{\min}(\mathbf{S}) \geq \frac{\mathbf{E}_s}{M_t \sigma^2} \Lambda_{\min}(\mathbf{R}_x) \Lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{R}}_t(\mathbf{S})) \times \Lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{H}}_w(\mathbf{S})^H \tilde{\mathbf{H}}_w(\mathbf{S})) \quad (6)$$

式中, $\Lambda_{\min}(\mathbf{A})$ 表示 Hermitian 矩阵的最小特征值(实数).则相应的,式(4)中的 $C_{ER}(\mathbf{S})$ 以下限的形式表示为 $C_{ER}(\mathbf{S}) \geq C_{ER, LB}(\mathbf{S})$, 下限值 $C_{ER, LB}(\mathbf{S})$ 由式(7)给出:

$$C_{ER, LB}(\mathbf{S}) = M_t \log_2 \left[1 + \frac{\mathbf{E}_s}{M_t \sigma^2} \Lambda_{\min}(\mathbf{R}_x) \Lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{R}}_t(\mathbf{S})) \times \Lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{H}}_w(\mathbf{S})^H \tilde{\mathbf{H}}_w(\mathbf{S})) \right] \quad (7)$$

则对于随机衰落信道情况下, $C_{ER, LB}(\mathbf{S})$ 的期望值可表示为:

$$E[C_{ER, LB}(\mathbf{S})] = M_t \int_0^\infty \log_2(1 + \rho(\mathbf{S})\lambda) f_{\Lambda_{\min}}^{(M_t)}(\lambda) d\lambda \quad (8)$$

其中, $\rho(\mathbf{S}) = \frac{E_s}{M\sigma^2} \Lambda_{\min}(\mathbf{R}_R) \Lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{R}}_{T_x}(\mathbf{S}))$, $f_{\Lambda_{\min}}^{(M_t)}$ 表示 $\Lambda_{\min} \triangleq \Lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{H}}_W(\mathbf{S})^H \tilde{\mathbf{H}}_W(\mathbf{S}))$ 的概率密度函数(PDF). $M_t \times M_t$ 随机矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_W(\mathbf{S})^H \tilde{\mathbf{H}}_W(\mathbf{S})$ 为复 Wishart 矩阵. 引用文献[7~10]的结果, 考虑 $\tilde{\mathbf{H}}_W(\mathbf{S})$ 中的元素为单位方差, 则 Λ_{\min} 的概率密度函数为:

$$f_{\Lambda_{\min}}^{(M_t)}(\lambda) = \frac{K_{M_t, N_r}}{(M_t - 1)!} e^{-M_t \lambda} \lambda^{N_r - M_t} \times \int_{R} \prod_{1 \leq i \leq j \leq M_t - 1} (x_i - x_j)^2 \times \prod_{i=1}^{M_t - 1} x_i^2 (x_i + \lambda)^{N_r - M_t} e^{-x_i} dx_i \quad (9)$$

式中, 积分域 $R = \{(x_1, x_2, \dots, x_{M_t - 1}) \mid x_i > 0\}$, $K_{M_t, N_r} = (\prod_{i=1}^{M_t} (N_r - i)! (M_t - i)!)^{-1}$

从式(9)容易看出, $f_{\Lambda_{\min}}^{(M_t)}(\lambda)$ 可被简单地表示为^[13]:

$$f_{\Lambda_{\min}}^{(M_t)}(\lambda) = e^{-M_t \lambda} \sum_{n=0}^D C_n^{(M_t)} \lambda^n \quad (10)$$

$D = M_t(N_r - M_t)$ 为 $f_{\Lambda_{\min}}^{(M_t)}(\lambda)$ 多项式的次数, $C_n^{(M_t)}$ 为给定的 M_t 下 λ^n 的常数. 显然, $C_n^{(M_t)}$ 的取值与 N_r 及 M_t 有关, 要得到 $f_{\Lambda_{\min}}^{(M_t)}(\lambda)$ 的闭合形式解, 就要求解出给定的 M_t 下 $C_n^{(M_t)}$ 的值, 当 M_t 的取值比较大时, $f_{\Lambda_{\min}}^{(M_t)}(\lambda)$ 的理论推导是很复杂的, 但考虑到实际的应用系统中, 由于终端(Laptop)射频链路成本以及天线空间布局大小的限制, M_t 的取值很少会超过 4, 因此, 参考文献[13]的推导结果, 可求解出 M_t 取 2、3、4, 同时 $N_r \leq 6$ 下概率密度函数 $f_{\Lambda_{\min}}^{(M_t)}(\lambda)$ 的精确解.

在此基础上, 可求解出平均容量下限值的闭合形式解, 即:

$$E[C_{ER, LB}(\mathbf{S})] = M_t \sum_{n=0}^D C_n^{(M_t)} \int_0^\infty \log_2(1 + \rho(\mathbf{S})\lambda) \lambda^n e^{-M_t \lambda} d\lambda \quad (11)$$

下面求解上式的积分项, 首先令 $t = 1 + \rho(\mathbf{S})\lambda$, 有:

$$\begin{aligned} & \int_0^\infty \log_2(1 + \rho(\mathbf{S})\lambda) \lambda^n e^{-M_t \lambda} d\lambda \\ &= \frac{e^{\mu(\mathbf{S})}}{(\ln 2) \rho(\mathbf{S})^{n+1}} \int_1^\infty (t-1)^n (\ln t) e^{-\mu(\mathbf{S})t} dt \\ &= \frac{e^{\mu(\mathbf{S})}}{(\ln 2) \rho(\mathbf{S})^{n+1}} \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} (-1)^{n-k} \int_1^\infty t^k (\ln t) e^{-\mu(\mathbf{S})t} dt \end{aligned}$$

其中, $\mu(\mathbf{S}) = M_t / \rho(\mathbf{S})$, 进一步求解上式的积分项:

$$\begin{aligned} X_k &\triangleq \int_1^\infty t^k (\ln t) e^{-\mu(\mathbf{S})t} dt \\ &= \frac{1}{\mu(\mathbf{S})} \int_1^\infty t^{k-1} e^{-\mu(\mathbf{S})t} dt + \frac{k}{\mu(\mathbf{S})} X_{k-1} \end{aligned}$$

引入不完全伽玛函数 $\Gamma(\alpha, x) \triangleq \int_x^\infty e^{-t} t^{\alpha-1} dt$, 则

$$X_k = \frac{1}{\mu(\mathbf{S})^{k+1}} \sum_{i=0}^k \frac{k!}{(k-i)!} \Gamma(k-i, \mu(\mathbf{S}))$$

则

$$\begin{aligned} & \int_0^\infty \log_2(1 + \rho(\mathbf{S})\lambda) \lambda^n e^{-M_t \lambda} d\lambda = \frac{(-1)^n e^{\mu(\mathbf{S})}}{(\ln 2) \rho(\mathbf{S})^{n+1}} \\ & \times \sum_{k=0}^n \left[(-1)^k \frac{n!}{(n-k)!} \frac{1}{\mu(\mathbf{S})^{k+1}} \sum_{i=0}^k \frac{\Gamma(i, \mu(\mathbf{S}))}{i!} \right] \end{aligned}$$

代入式(11), 得:

$$\begin{aligned} E[C_{ER, LB}(\mathbf{S})] &= \sum_{n=0}^D c_n^{(M_t)} \left[\frac{(-1)^n e^{\mu(\mathbf{S})}}{(\ln 2) \rho(\mathbf{S})^n} \right. \\ & \times \sum_{k=0}^n \left. \left((-1)^k \frac{n!}{(n-k)!} \frac{1}{\mu(\mathbf{S})^k} \sum_{i=0}^k \frac{\Gamma(i, \mu(\mathbf{S}))}{i!} \right) \right] \end{aligned}$$

现在给出具体的天线选择方案, 即选择发射天线子集使得式(12)的平均容量下限的闭式解最大. 该算法最多只需要 $\sum_{M_t=1}^{\min(N_t, N_r)} (N_t! / (M_t! (N_t - M_t)!))$ 次计算即可求解出目标值. 从式(11)可容易看出, 在给定的 M_t 下, $\rho(\mathbf{S})$ 越大(取决于 $\Lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{R}}_{T_x}(\mathbf{S}))$), 则 $E[C_{ER, LB}(\mathbf{S})]$ 值越大. 因此, 算法首先选择出大小为 $\min(N_t, N_r)$ 的发射天线子集, 其中每个元素 $S^*(M_t)$ ($M_t = 1, 2, \dots, \min(N_t, N_r)$) 对应着当前最大的 $\rho(\mathbf{S})$ 值; 然后从 $S^*(M_t)$ 中选择子集 S^* 使得式(12)的容量值最大. 算法步骤描述如下:

Step 1 选择

$$S^*(M_t) \quad (M_t = 1, 2, \dots, \min(N_t, N_r)):$$

$$\begin{aligned} S^*(M_t) &= \arg \max_{S: S \subseteq \{1, 2, \dots, N_t\}, |S|=M_t} \rho(\mathbf{S}) \\ &= \arg \max_{S: S \subseteq \{1, 2, \dots, N_t\}, |S|=M_t} \Lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{R}}_{T_x}(\mathbf{S})) \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $|S|$ 表示集合 S 中元素的个数.

Step 2 从 Step 1 得到的 $S^*(M_t)$ 中选择子集 S^* :

$$\begin{aligned} S^* &= \arg \max_{\substack{S: S = S^*(M_t), \\ 1 \leq M_t \leq \min(N_t, N_r)}} E[C_{ER, LB}(\mathbf{S})] \\ &= \arg \max_{\substack{S: S = S^*(M_t), \\ 1 \leq M_t \leq \min(N_t, N_r)}} \sum_{n=0}^D c_n^{(M_t)} \left[\frac{(-1)^n e^{\mu(\mathbf{S})}}{(\ln 2) \rho(\mathbf{S})^n} \right. \\ & \times \sum_{k=0}^n \left. \left((-1)^k \frac{n!}{(n-k)!} \frac{1}{\mu(\mathbf{S})^k} \sum_{i=0}^k \frac{\Gamma(i, \mu(\mathbf{S}))}{i!} \right) \right] \end{aligned} \quad (14)$$

从式(13)可看出, 在给定的 M_t 下, 步骤 1 中 $S^*(M_t)$ 的选取取决于对应的发射相关子矩阵的最小特征值. 而步骤 2 中 S^* 的选取则取决于平均信噪比的变化, 这在接下来的算法仿真中将很容易看到.

4 算法仿真与数值分析

为了验证所提算法性能, 在 Matlab 下对算法进行了仿真. 定义平均信噪比为 E_s / σ^2 , 平均容量 $E[C_{ER}$

(S^*)由式(4)给出,其中 S^* 的选取由式(13)(14)计算得出.假设接收端采用迫零检测,接收天线间不存在相关衰落($R_{R_i} = I_{N_r}$).文献[3]给出了 $N_t = 1 - 8$ 下容量理论值与其下限值的性能比较,分析并仿真说明了当 $SNR \geq 10$ 时,容量下限相比与平均容量仅有低于 3bits/s/Hz 的容量损失,并且当信噪比增大时,容量下限逐渐近似等于理论平均容量值.

仿真 1 比较不同 M_t 取值下平均容量的性能.为了与我们的实际系统平台联系起来,取 $N_t = 3, N_r = 3$, 并且 $R_{T_i} = I_{N_t}$, 仿真结果如图 1 所示.图例中的 S 为选择发射天线子集,从图中可以看出在低信噪比时, M_t 取值越小,性能更优越,而在高信噪比时,情况则完全相反.这可以从对数函数的特性以及式(5)中得到解释(应用于线性接收机):在低信噪比时,当 M_t 取值越小,则 SNR 取值越大;但当信噪比显著增大时,由于对数函数的特性,容量的取值将呈对数性递增.尽管通过减小 M_t 可以增大 SNR,但这增幅在高信噪比($> 15\text{dB}$)时将会对容量有负面的影响.

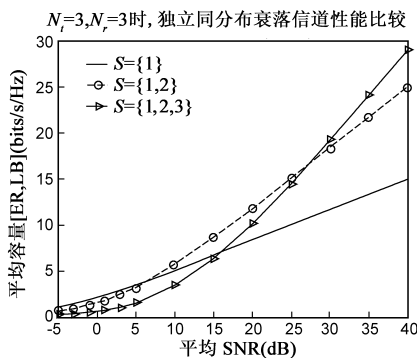


图1 $N_t=3, N_r=3$ 时不同的 S 取值下平均容量下限随 SNR 的变化曲线

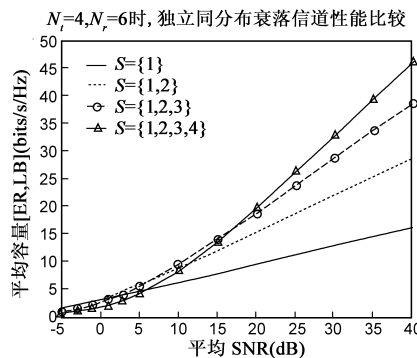


图2 $N_t=4, N_r=6$ 时不同的 S 取值下平均容量下限随 SNR 的变化曲线

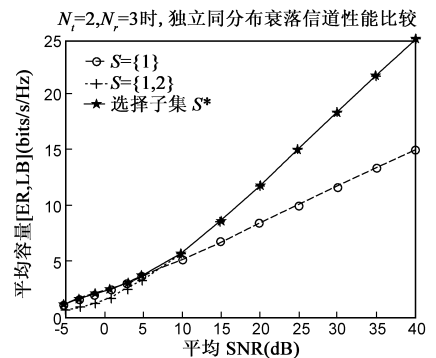


图3 $N_t=2, N_r=3$ 时不同的 S 取值下平均容量下限随 SNR 的变化曲线

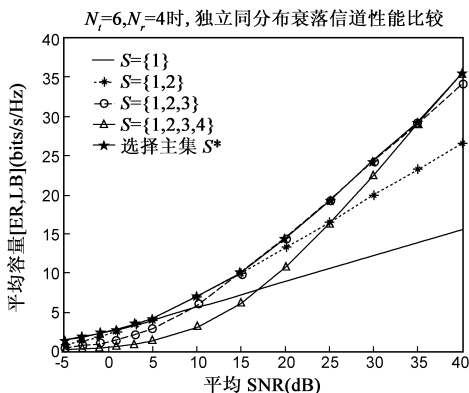


图4 $N_t=6, N_r=4$ 时不同的 S 取值下平均容量随 SNR 的变化曲线

我们从图 2 中可以得出同样的结论,此时,发射天线数为 4,而接收天线数为 6,当 $SNR \geq 20$ 时,发射天线数目越多,此时的容量越高,而在低信噪比时,选择子集 $S = \{1,2,3,4\}$ 的容量却是最低的.因此,为了提升式(7)中的整体容量,在高信噪比时,应该要增大发射天线的选择数目,而在低信噪比时,应减少发射天线数以提高信噪比从而可提升系统的容量.

仿真 2: 本文提出算法在不同天线子集时的系统性能比较.分别取 $N_t = 2, N_r = 3$ 和 $N_t = 6, N_r = 4$, 并且 $R_{T_i} = I_{N_t}$, 仿真结果如图 2 和图 3 所示.从图中可以看出,几乎在整个信噪比变化范围之内,提出算法都比非自适应选择算法性能优越.从理论上讲,在子集 $S = \{1,2\}$ 和 $S = \{1,2,3\}$ 容量曲线的交点处,可能会有微小的性能损失,这主要是由于平均容量下限与平均容量的性能差异的存在,这在图 1、2 中可以看出.此外,在图 3 和图 4 中可以容易看出,当信噪比增大时,提出算法中自适应选择出的发射天线数目 M_t 也会随之增大,这与仿真 1 的分析一致.

型所基于的信噪比,在实际 MIMO 系统中也是在时间窗上统计,并将多个天线上的接收功率进行合并,并除以噪声的结果.通常,每一次接收功率 RSS 值的获取,通常都需要一个完整时间窗的时间(在普通 WiFi 网卡中是 6s),这使完成一次天线方向图选择算法需要很长时间,以 4 天线为例,需要 24s.为此如何在更短的时间上文成天线选择,是必须解决的问题.设样本为 n 维时变向量,某区域样本可表示为 $(t_1, RSS_1), (t_2, RSS_2) \dots, (t_k, RSS_k), (t_{k+1}, RSS_{k+1})$ 其中, RSS_i 表示该区域内第 i 时刻的接收信号强度值 RSSI,假定有一 L 组连续记录数据,系统当前的状态主要由过去时刻到当前时刻的 L 组记录数据来描述,即系统当前的建模信息可从当前起到过去的 L 组记录数据中得到.因此,可由这 L 组数据建模.由于系统是时变的,随着系统的运行,系统的状态在不断的变化,同时新的输入输出数据不断得到.为了使模型能准确的反映系统的当前状态,就要用新

5 基于滑动时间窗的加速算法实现

5.1 模型的建立

对于实际通信机,每个收发机都有接收时间窗,在一定时间长度上对信号进行统计、平均.本文提出的模

的数据描述模型,而与当前时刻相关性变小的旧数据可以忽略或在建模中所占的比例应降低.因此,建立一个随时间滑动的建模数据区间,并保持该区间长度 L 不变,当有一个新数据加入时,最早的数据相应的从 L 区间滑动出去,随着系统的运行,数据区间不断的更新,模型也相应的由新区间的数据不断更新,由于这个滑动的数据区间不断地随时间变化,故称这个数据区间为滑动时间窗.

图 5 为滑动时间窗示意图,假设当前状态的时刻为 $K+L$,建模数据为 K 时刻到 $K+L$ 时刻内的 L 区间内数据,首先用此 L 区间内的数据建立模型,等到下一个时刻 $K+L+1$ 时,新的测量数据加入, K 时刻数据被丢弃,模型将由 $K+1$ 到 $K+L+1$ 的 L 区间内数据建立,可以看出这个建模过程是一个滑动优化过程.

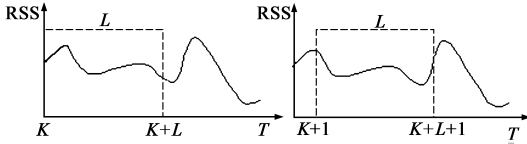


图5 滑动时间窗示意图

对于 L 区间内的样本,根据芯片底层数据采样时间的不同,给予不同程度的考虑.当采样时刻离当前时刻越远,则其在建模时刻所占比重将减少,离当前时刻越近的数据,则在建模时给予更多的考虑.假设在每次天线选择之前,RSS 值均处于平稳状态,另外,为了方便分析,我们将问题简单化,即假设在切换完最后一组天线时,此时时间窗的尾部仍停留在初始状态里,在后面的结果中,我们可以发现这种假设是合理可行的.则对于一次完整的天线选择过程,引入时间窗概念,可优化问题为:

初始状态:

$$RSS_{\text{初始}} = a_{0(1)} + a_{0(2)} + \dots + a_{0(n)}$$

第一次天线切换:

$$RSS_1 = a_{0(1)} + a_{0(2)} + \dots + a_{0(n-1)} + a_1$$

第二次天线切换:

$$RSS_2 = a_{0(1)} + a_{0(2)} + \dots + a_{0(n-2)} + a_1 + a_2$$

⋮

第 i 次天线切换:

$$RSS_i = a_{0(1)} + a_{0(2)} + \dots + a_{0(n-i)} + a_1 + a_2 + \dots + a_i$$

用图形可以直观地表示为如图 6 所示.引入参数梯度 Δ ,令 $\Delta_1 = RSS_1 - RSS_{\text{初始}} = a_1 - a_0$,相应的, $\Delta_2 = RSS_2 - RSS_1 = a_2 - a_0$, $\Delta_i = RSS_i - RSS_{i-1} = a_i - a_0$,从这些式子中可以容易看出,只要计算出前后 2 次天线选择后的梯度 Δ 值,即可方便地得出当前的相对最优天线组合.在后面的实验数据分析中,我们可以发现该建模方法有效.

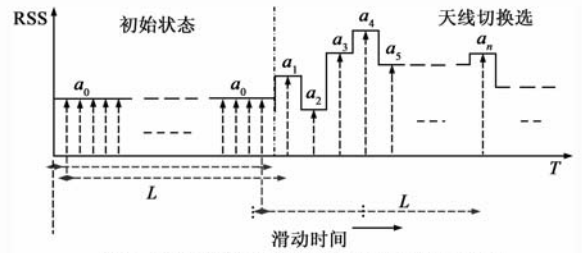


图6 天线切换过程中的滑动时间窗示意图

5.2 算法时间分析

我们使用 802.11n 网卡作为测试收发信机,结合上述算法及其软件实现和可重构天线平台测试以上算法.实际中,每切换完一次天线组合,通过网卡芯片给出的 RSS 值都需要等待一定的时间才趋于稳定,我们经过大量的实验发现,对于 Intel 4965 和 Atheros XB72 系列网卡,这段等待时间 t_{wait} 大约在 4s 左右.另外,在实际的算法实现中,我们对 RSS 值的分析均采用 RSS 稳定后的一段时间内的统计平均值代替当前时刻的某一瞬时值,因此,为了计算该统计平均值,我们需要读取一定数量 m_{RSS} 的 RSS 瞬时值进行统计,假设每隔 t_{slice} 时间片读取一个 RSS 瞬时值,并且移动终端上共配置有 N 种方向图重构天线的组合,则在一次全搜索过程中,总共需要花费的时间为 $(t_{\text{wait}} + m_{\text{RSS}} \times t_{\text{slice}}) \times N$ (单位 s),当 N 取值较大时,显然不能满足实时性的需要.

现在考虑基于时间窗的梯度更新算法,该算法的最大优势在于不再考虑天线切换后 RSS 的稳定时间 t_{wait} ,即由天线切换后的 RSS 梯度更新值代替原来的待稳定后的 RSS 的统计值.这里需要说明的是,在此时间窗算法里,RSS 仍采用统计平均值,则完成一次全搜索天线选择,所需要花费的时间为 $m_{\text{RSS}} \times t_{\text{slice}} \times N$ (单位 s).如果,时间片设为 100ms,每次天线切换均采样 5 个 RSS 值,假设共有 12 组天线,则花费的时间为 54s.在我们的实验系统中,第一个算法实现为方向图全搜索 Full Configure 算法,其完成一次最优化搜索所需时间为 $(4 + 0.2 \times 20) \times 12 = 96\text{s}$,之后考虑天线组之间独立的 Fast Configure 算法,完成一次搜索所需时间为 $(4 + 0.1 \times 10) \times 5 = 25\text{s}$,而采用时间窗算法,时间则缩短为 6s,如果再进一步考虑天线组之间的独立,则天线选择时间仅缩短为 $0.1 \times 5 \times 5 = 2.5\text{s}$,极大地减少了算法所需时间,而此时的天线选择结果与系统性能,与采用稳定时间 t_{wait} 的全搜索算法相比,都是十分的近似,这在之后的一节中将会进一步详细阐述.

5.3 算法流程

下面给出基于滑动时间窗的算法流程:

```

初始化 Delta = 0,
MaxIndex = 0, RSS初始 预处理;
第一次切换天线,并统计 RSS 值, Delta = RSS1 - RSS初始,
MaxIndex = 1;
For i = 2: n
    切换天线组合 i,并统计 RSS 值;
    If RSSi - RSSi-1 > Delta
        Delta = RSSi - RSSi-1;
        MaxIndex = i;
    End
End
End

```

MaxIndex 的最终结果即为当前相对最优的天线组合序数。

6 算法的测试结果分析

我们采用天线组间的相互独立算法对系统性能进行了测试,室内测试环境如图 7 所示,是一具有信号散射丰富特征的正常办公环境,从图中可以看出,我们设置了 Access Point 覆盖范围内的 15 个测试点,其中测试点 1 ~ 5 为视距传播 (LOS),6 ~ 15 为非视距传播 (NLOS),测试点 11 ~ 15 已处于 AP 的覆盖边缘。

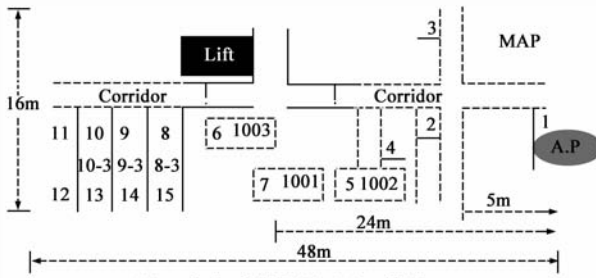


图7 室内系统性能测试环境图

图 8 为移动终端在不同测试点不同方位下的 SNR 的实时变化曲线图,其中图 8(a)为在测试点 3 下的测试结果,研究图中 SNR 的变化曲线,我们可以发现通过不断改变移动终端的方位, T_0 时刻之前的方向图组合在新的方位下已不能达到原有的性能,此时的 SNR 出现了急剧下降,但在 T_1 时刻,经过一次新的方向图选择,系统性能又有了极大提升,并在 T_2 时刻出现了在该测试点下的 SNR 极大值点.图 8(b)为在测试点 8 下的测试结果,相应于图(a),在 T_0 与 T_3 时刻,经过重新选择了当前最优的方向图后,SNR 有了明显的提升,在 T_1 时刻出现了该测试点下 SNR 极大值点,相比于图 8(a),由于距离 AP 更远,SNR 有接近 7dB 的损失。

需要说明的是,这里的软件只是选择算法理论步骤的 Step1 部分,本文的实验系统是终端平台,所有 3 组天线总是同时使用. step 2 的软件适合在天线数量非常多的通信机中使用,本文由于终端平台的限制,未编写 step2 的软件. Step2 部分由于选择“信道容量最大天线

集合”需要更多的天线切换次数以及通信机之间的测试开销带宽,可以做进一步的研究。

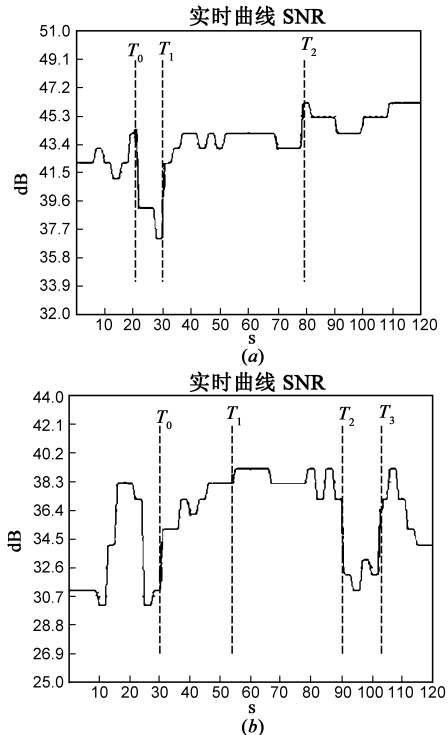


图8 软件界面上SNR的实时变化曲线图

6.1 屏蔽室内的性能比较测试

为了直观地比较移动终端上普通天线与方向图可重构天线选择系统的性能优劣,我们将配置有可重构天线选择系统的 ThinkPad 与安装有普通天线的 ThinkPad 在屏蔽室内进行了 Throughput 的性能比较测试.测试样机如图 9 所示,可重构天线有 3 组天线单元,天线单元的数量和每组单元的尺寸与 ThinkPad 普通 WiFi 天线相同.但是可重构天线的单元 1 有 2 种不同的方向图、单元 2 有 3 种不同的方向图、单元 3 有 2 种不同的方向图,共有 7 种不同方向图可被选择来通信,而普通天线的各单元方向图都是固定的。



图9 实验测试样机

测试软件采用 Chariot,并设置为 10 个 pair,先后将两台笔记本放置在同一地点不同方位,上下行传输的测试结果如图 10 所示,从图中可以看出无论是上行还是下行,可重构选择系统(Rfg Antenna)下的 Throughput 要明显

高于普通天线 (Ref Antenna) 下的结果, 在单个 pair 上平均有 1.5Mbps 左右的性能提升, 在下行传输中, 重构选择系统下总的 Throughput 均值达到 93.95Mbps, 而普通天线的 Throughput 值仅有 84.25Mbps, 即方向图重构选择系统有接近 12% 的 Throughput 的性能提升, 同样在上行传输中, 方向图重构选择系统的 Throughput 超出普通天线 10Mbps, 有近似 13.2% 的性能提升.

6.2 室内 AP 覆盖范围远近的性能比较测试

前面对可重构天线选择系统在屏蔽室内的性能进行了比较分析, 分析结果充分显示出了可重构天线选择系统的性能优越性. 为了验证该系统在接近 AP 覆盖边缘下的通信性能, 我们在测试 8 点 - 11 点间, 采用 802.11n (20MHz 带宽) 作了吞吐率比较测试, 上下行传输的测试结果如图 11 所示. 从图中可以看出, 上下行传输中, 可重构选择系统在各个测试点的 Throughput 值都要高于普通天线下的测试值, 都有至少 20% 的 Throughput 速率提升, 尤其在 AP 的覆盖边缘 10 - 3 处, 上行传输达到了 97.0% 性能提升, 而下行更是达到了 150% 的性能提升. 在测试点 11 处, 上行达到 53% 的速率提升, 而下行则达到了 60% 的速率提升, 充分显示出了方向图可重构天线选择系统在 AP 覆盖边缘处的较大的性能提升空间.

6.3 时间窗加速算法的性能比较测试

在之前的章节中, 性能测试基本上都是采用考虑天线组间独立的 Fast Configure 算法, 而在第 5 节中,

我们提出了基于滑动时间窗的快速选择算法模型, 现在已将该算法模型软件实现, 分别为基于滑动时间窗的方向图全搜索选择算法 Delta Full Configure 和基于滑动时间窗的天线组间方向图独立算法 Delta Fast Configure. 在 Full Configure 算法中, 完成一次遍历需要 96s, 显然不能满足实时通信的需求, 而 Fast Configure 算法完成一次天线选择过程所需要的时间则降低到 25s, 而且在之前的章节中已经验证, 相比于相同配置的 ThinkPad 参考通信机, 方向图重构选择系统的性能有了明显的提升, 但是算法时间仍不能达到要求. Delta 算法则极大地缩短了方向图搜索选择时间, 在 Delta Full Configure 算法中, 如果将每次的 RSS 的读数时钟响应时间设为 500ms, 则完成一次搜索过程仅需要 4 ~ 5s, 而算法 Delta Fast Configure 更是在 2s 之内即可完成一次最优化搜索.

表 1 列举了基于滑动时间窗的快速选择算法与其他算法间的性能比较数据, 这些数据是配置有方向图选择系统的可重构通信机在测试点 8 点下 4 个不同方位间的 4 种算法比较结果. 研究表中数据, 我们发现 Delta 算法在可重构天线的方向图组合上都十分接近 Fast Configure 与 Full Configure 算法下的测试值, 而在相应的 SNR 数值上甚至有超出后两种算法, 此外为了测试 Delta 算法的 Throughput 性能, 我们在测试 11 点作了四个不同方位的上下行比较测试, 如图 12 所示, 从图中可以看出, Delta Fast Configure 算法与 Fast Configure 算法相比, 吞吐量性能非常接近.

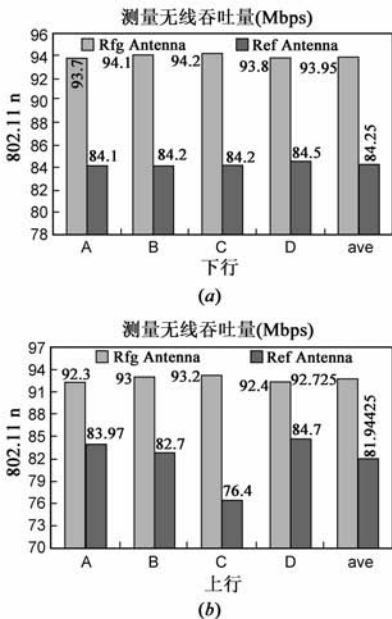


图10 屏蔽室内普通天线与经方向图重构选择后的Throughput曲线比较图

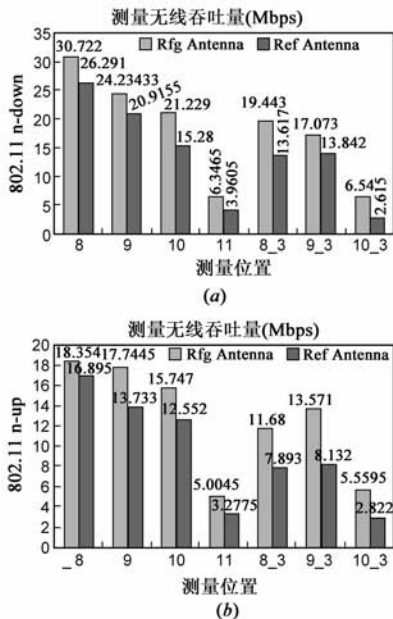


图11 室内AP覆盖范围远近下的Throughput性能比较测试图

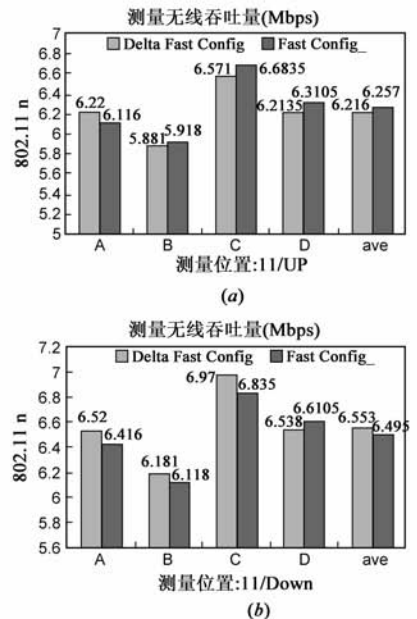


图12 Delta算法与Fast Configure的Throughput性能比较测试图

目前降到 2s 的算法是用应用层软件实现的, 在室内应用笔记本电脑的场合, 由于不经常移动, 该算法已

有广泛应用前景. 在实时通信的场合, 将该算法在 ASIC 芯片内部实现, 省去了软件读取数据的过程, 速度会进

一步加快,可进一步研究.

表 1 基于滑动时间窗的快速选择算法与其他算法间的性能比较

S RSSI: -70 ~ -73dB 最差: -78 ~ -80 dB		Full Configure	Fast Configure	Delta Full Configure	Delta Fast Configure
1	天线组合	11417	11417	11417	11417
	SNR (dB)	24	25	25	25
2	天线组合	11416	11416	11417	11417
	SNR (dB)	24	24	25	25
W RSSI: -69 ~ -72dB 最差: -78 ~ -79 dB		Full Configure	Fast Configure	Delta Full Configure	Delta Fast Configure
1	天线组合	11517	11517	11517	11416
	SNR (dB)	26	27	26	25
2	天线组合	11417	11416	21416	11416
	SNR (dB)	26	26	25	25N
RSSI: -59 ~ -61dB 最差: -66 ~ -69dB		Full Configure	Fast Configure	Delta Full Configure	Delta Fast Configure
1	天线组合	11317	11316	11316	11316
	SNR (dB)	36	36	36	36
2	天线组合	11317	11317	11317	11316
	SNR (dB)	36	36	37	36
E RSSI: -69 ~ -73dB 最差: -79 ~ -82dB		Full Configure	Fast Configure	Delta Full Configure	Delta Fast Configure
1	11516 天线组合	11517	11517	11517	11517
	SNR (dB)	23	22	24	23
2	天线组合	11517	11516	11516	11516
	SNR (dB)	26	25	26	26

7 结论

本文提出了应用于有限反馈、采用线性接收机的 MIMO 系统下,可提升系统容量的低复杂度统计自适应快速发射天线选择算法.考虑采用等功率以及等增益传输以减少反馈带宽的消耗.仿真结果显示,在高信噪比情况下,应该要增大发射天线的选择数目,而在低信噪比时,应减少发射天线数以提高信噪比从而提升系统的容量,几乎在整个信噪比变化范围之内,提出算法都比非自适应选择算法性能优越.结合方向图可重构天线技术和快速选择算法软件实现,在 WiFi 网络和笔记本终端进行的 Throughput 测试表明,方向图重构选择系统比相同配置下普通天线的性能有 10% ~ 150% 的性能提升,此外,我们还提出了一种基于滑动时间窗条件,可缩短重构方向图最优选择时间的 Delta 算法模型,该模型能够在不改动物理层的情况下,在上层使用软件即可方便地验证,为天线选择和重构算法的研究提供了一种有效的实验手段,也为慢速移动信道条件下的天线选择算法提供了一种在上层软件实现的快速方法.研究 V-BLAST 结构下的方向图重构选择算法以及如何已在已有时间窗算法基础上更进一步地缩短选择时间,值得今后更深一步的研究.

致谢 本课题获得以下基金资助:上海市启明星项目—支持 4G 终端高速无线接口的小型化宽带多天

线技术研究;上海市学科带头人项目—基于可重配置无线终端构架的可重构多天线系统关键技术研究;国家科技重大专项—终端共性技术开放式研究.

附录:

实验通信系统:

1. 方向图可天线安装位置:

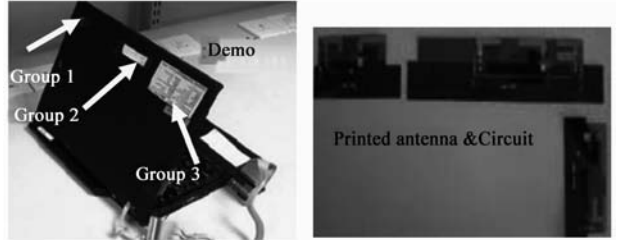


图13

2. 实验通信系统

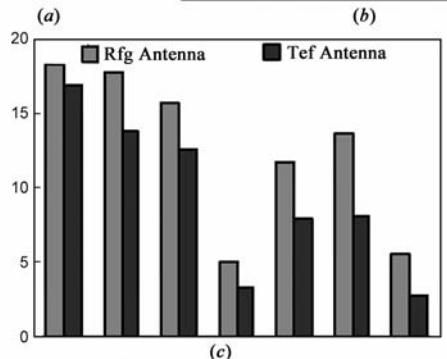
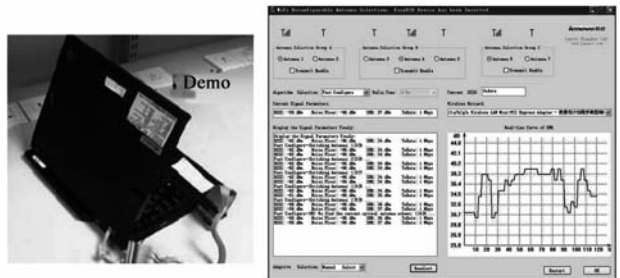


图14 (a)+(b)=(c)

参考文献

[1] R W Heath, S Sandhu, A Paulraj. Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers[J]. IEEE Communications Letters, 2001, 5(4): 142 - 144.

[2] A Gorokhov, D A Gore, A J Paulraj. Receive antenna selection for MIMO spatial multiplexing: Theory and algorithms [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(11): 2796 - 2807.

[3] A F Molisch, M Z Win, Y-S Choi, J H Winters. Capacity of MIMO systems with antenna selection[A]. Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC vol.

- 2)[C]. USA: IEEE Press, 2001. 570 – 574.
- [4] I Bahceci, Y Altunbasak, T M Duman. Space-time coding over correlated fading channels with antenna selection[A]. Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (Vol. 2)[C]. USA: IEEE Press, 2004. 832 – 836.
- [5] Z Chen, J Yuan, B Vucetic. Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels[A]. Proceedings of the International Conference on Communication Technology Proceedings, (ICCT vol. 2) [C]. USA: IEEE Press, 2003. 1532 – 1536.
- [6] R W Heath, D J Love. Multimode antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(8): 3042 – 3056.
- [7] D A Gore, R W Heath, A J Paulraj. Transmit selection in spatial multiplexing systems, IEEE Communications Letters, 2002, 6(11): 491 – 493.
- [8] R Narasimhan. Spatial multiplexing with transmit antenna and constellation selection for correlated MIMO fading channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(11): 2829 – 2838.
- [9] D A Gore, A J Paulraj. MIMO antenna subset selection with space-time coding, IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(10): 2580 – 2588.
- [10] L Dai, S Sfar, K B Letaief. Optimal antenna selection based on capacity maximization for MIMO systems in correlated channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(3): 563 – 573.
- [11] D-S Shiu, G J Foschini, M J Gans, J M Kahn. Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(3): 502 – 513.
- [12] Joshua D Boerman, Jennifer T Bernhard. Performance study of pattern reconfigurable antennas in MIMO communication systems[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, 56(1): 231 – 236.
- [13] Daniele Piazza, Nicholas J Kirsch. Design and evaluation of a reconfigurable antenna array for MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, 56(3): 869 – 881.
- [14] Bedri A Cetiner, Enis Akay. A MIMO system with multifunctional reconfigurable antennas[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2006, 5(1): 463 – 466.
- [15] Landqvist R, Mohammed A. The performance of MIMO communication systems utilising different water filling strategies [A]. Proceedings of the Second European Conference on Antennas and Propagation[C]. USA: IEEE Press, 2007. 1 – 5.
- [16] 程焱, 聂在平. 用于 MIMO 系统基站的寄生振子开关八木分集天线[J]. 电子学报, 2007, 35(12): 2417 – 2420.
CHENG Yan, NIE Zai-ping. A switched parasitic yagi-uda diversity antenna used for MIMO base station[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(12): 2417 – 2420. (in Chinese)

作者简介

王 俊 男, 1985 年 8 月生于江苏省南通市. 2007 年 9 月开始于南京邮电大学攻读硕士学位. 2008 年 7 月开始在联想上海研究院先进电磁工程实验室做访问学生至今, 从事可重构天线方向的选择算法研究.



颜 罡 男, 1977 年 1 月生于湖南省长沙市. 2007 年 1 月在清华大学电子工程系获得电磁场与微波技术专业博士学位. 现为联想研究院先进电磁工程实验室研究员. 已申请多项发明专利, 发表学术论文 11 篇, 3 篇被科学文献(SCI)索引, 1 篇发表于 IEEE Transaction on EMC. 研究兴趣包括先进天线系统, 微波电路, 无线信道模型. 目前正专注于多输入多输出信道下的终端多天线系统研究. E-mail: yangang@lenovo.com

