

文章编号: 1001-2486(2008)01-0063-06

球形译码算法中不均匀半径分配方案及性能分析*

李颖¹, 魏急波¹, 张炜²

(1. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073; 2. 中国网通 烟台市分公司, 山东 烟台 264000)

摘要: 在球形译码算法中, 初始半径的选择与分配是影响算法性能与复杂度的重要因素。针对球形译码算法在低信噪比时复杂度高的问题, 提出了一种新的基于 V-BLAST 信号模型的初始半径选择与(准)线性半径分配方案, 并分析了应用该方案的两种典型球形译码算法流程的性能与复杂度, 其分析方法适用于任意不均匀半径分配方案。分析与仿真表明, 与传统的球形译码算法相比, 在信噪比较低时, 采用该方案的球形译码算法的复杂度显著降低; 在较宽信噪比范围内, 其误码率性能接近最大似然检测性能。

关键词: 球形译码; V-BLAST; 最大似然检测

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A

A Nonuniform Radius Assignment Scheme for Sphere Decoding and Performance Analysis

LI Ying¹, WEI Ji-bo¹, ZHANG Wei²

(1. College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. Yantai Branch, China Netcom Corporation LTD., Yantai 264000, China)

Abstract: In the sphere decoding (SD) algorithm, the strategy of initial radius selection and assignment has significant impact on the performance and complexity of the algorithm. In order to reduce the prohibitive complexity of conventional SD algorithm at low signal-to-noise ratios (SNRs), a novel strategy of initial radius selection and (quasi-) linear assignment is proposed based on V-BLAST signal model. The method of analyzing the performance and complexity of SD algorithm applying the proposed scheme is suitable for any nonuniform radius assignment strategy. Analysis and simulation show that, compared with the conventional SD algorithm, the complexity is reduced significantly by the proposed scheme at low SNRs, and the bit-error-rate performance is close to that of maximum likelihood detection in a relatively large SNR range.

Key words: sphere decoding; V-BLAST (vertical bell labs layered space-time); maximum likelihood detection

球形译码(SD, Sphere Decoding)是格形理论中求解最近点问题的著名算法^[1], 已被广泛用于解决通信领域中最大似然(ML)检测问题。1999年, 文献[2]首先将SD算法用于解决衰落信道下的格形码译码问题。随着多天线(MIMO)技术的发展, 文献[3]又将该算法作为一种ML检测的低复杂度实现方法, 用于空分复用结构V-BLAST^[4]信号模型中。已经证明, SD算法的复杂度在较宽信噪比范围内与信号维数呈多项式关系^[5], 且可以达到ML检测性能。然而, 在低信噪比下该算法的复杂度仍然很高^[5], 这限制了它在某些通信系统(如Turbo码系统)中的应用。针对这一问题, 目前主要有两种解决思路, 一是通过修改SD算法的搜索策略, 进一步降低复杂度^[6], 但这类方法一般不会改变算法复杂度对信噪比的敏感程度; 另一类是修改SD算法各维上的半径分配策略, 如文献[9]提出了按统计方法分配各维半径的方案, 但缺乏对这类方法系统的性能分析。

针对SD算法的两种典型流程, 本文分析了应用线性半径分配方案的SD算法的误矢量符号率性能与复杂度, 其分析方法也适用于其他不均匀半径分配的SD算法。与原SD算法不同, 不均匀半径分配的SD算法会出现最优解的漏检情况, 因此造成一定的性能损失, 但通过合理设计半径分配方案, 可将这一性能损失降至可以忽略的程度, 这是以往关于该问题分析的文献中被忽略的内容。

* 收稿日期: 2007-07-09

基金项目: 十一五通信装备预研项目(5143505010)

作者简介: 李颖(1978-), 女, 博士生。

1 信号模型与球形译码算法原理

考虑平衰落信道下,具有 M 个发射天线、 N 个接收天线($N \geq M$)的 V-BLAST 系统^[4],用链路(M, N)表示。发送数据流经串并变换顺序分配到 M 个发射天线对应的调制器中,分别进行调制输出。在接收端,某采样时刻获得的接收信号矢量 $y = [y_1, y_2 \dots y_N]^T$ 表示为

$$y = Ha + n \quad (1)$$

其中,信道矩阵 H 是复数域上 $N \times M$ 矩阵,其元素 h_{ij} ($i = 1, \dots, N; j = 1, \dots, M$) 表示从发射天线 j 到接收天线 i 间的信道衰落系数,它们统计独立,且服从均值为 0,方差为 1 的循环对称复高斯分布,矩阵 H 的秩依概率 1 等于 M 。发送信号矢量 $a = [a_1, a_2, \dots, a_M]^T$ 中各元素统计独立,自相关矩阵为 $E(aa^H) = (E_s/M)I_M$,其中 E_s 为总发射功率, I_M 为 M 阶单位矩阵, a_i 取自包含 S 个点的信号星座图。 N 维矢量 n 为零均值复高斯白噪声,其协方差矩阵为 $E(nn^H) = \sigma_n^2 I_N$ 。假设接收端已知信道矩阵 H ,但发送端未知。

信道矩阵 H 的 QR 分解记为 $H = QR$,其中 Q 是具有标准正交列的 $N \times M$ 矩阵, R 是主对角线元素均为正实数的 M 阶上三角方阵。将 (1) 式两边左乘 Q^H 得

$$y_1 = Q^H y = Ra + Q^H n = Ra + n_1 \quad (2)$$

其中, $E(n_1 n_1^H) = Q^H E(nn^H) Q = \sigma_n^2 I_M$, $(\cdot)^H$ 为 (\cdot) 的共轭转置。

(1) 式与 (2) 式的 ML 检测结果等价,记为

$$\hat{a}_{ML} = \arg \min_a \|y - Ha\|^2 = \arg \min_a \|y_1 - Ra\|^2 = \sum_{i=1}^M r_{ii}^2 \left| a_i - \frac{1}{r_{ii}} \left(y_{1i} - \sum_{j=i+1}^M r_{ij} a_j \right) \right|^2 \quad (3)$$

其中 r_{ij} 表示 R 的第 i 行第 j 列元素。SD 算法的基本原理是仅对超球 $\|y_1 - Ra\|^2 \leq c$ 中的 a 进行试验,将其中使距离度量 $\|y_1 - Ra\|^2$ 最小的 a 作为检测结果。显然,式 (3) 求和项中,后 $M - i + 1$ 项满足

$$\begin{cases} \sum_{l=i}^M r_{il}^2 \left| a_l - \frac{1}{r_{il}} \left(y_{1l} - \sum_{j=l+1}^M r_{lj} a_j \right) \right|^2 \leq c \\ \left| a_i - \frac{1}{r_{ii}} \left(y_{1i} - \sum_{j=i+1}^M r_{ij} a_j \right) \right|^2 \leq \frac{1}{r_{ii}^2} \left(c - \sum_{l=i+1}^M r_{il}^2 \left| a_l - \frac{1}{r_{il}} \left(y_{1l} - \sum_{j=l+1}^M r_{lj} a_j \right) \right|^2 \right) \triangleq \frac{1}{r_{ii}^2} (c - T_i) \triangleq D_i \end{cases} \quad (4)$$

其中, $T_i = \sum_{l=i+1}^M r_{il}^2 \left| a_l - \frac{1}{r_{il}} \left(y_{1l} - \sum_{j=l+1}^M r_{lj} a_j \right) \right|^2$, $D_i = \frac{1}{r_{ii}^2} (c - T_i)$ 。

上式中 T_i 还可用递推方法得到^[2],以减少计算量。可见, a_i 的取值范围可以在 a_{i+1}, \dots, a_M 已选定的条件下确定。将 i 从 M 递减到 1 时,便可找到超球中的点。显然,如果超球非空,则 SD 算法可获得 ML 解 \hat{a}_{ML} 。若发现超球为空,一般有两种处理方法:一是声明译码失败,视该符号为删除符号;二是增大球半径,重新执行 SD 算法,直到找到一个非空的超球。为表述方便,称前者为流程 2,后者为流程 1。

2 线性半径分配方案

球形译码算法的复杂度与初始半径的选择密切相关^[2]。通常选取初始半径 \sqrt{c} 使超球内非空的概率达到某一预定值 P_0 , P_0 通常取 0.99, 0.999 等。即

$$\Pr\{\|y_1 - Ra\|^2 \leq c\} = \Pr\{\|n_1\|^2 \leq c\} = \chi_{2M}^2 \left(\left(2/\sigma_n^2 \right) c \right) = P_0 \Rightarrow c = \sigma_n^2 / 2 \cdot \chi_{2M}^{-2} (P_0) \quad (5)$$

其中 χ_{2M}^2 表示自由度为 $2M$ 的 χ^2 分布函数,即 $\chi_{2M}^2(y) = 1 - e^{-y/2} \sum_{k=0}^{M-1} (1/k!) (y/2)^k$, $y > 0$, χ_{2M}^{-2} 表示其反函数。

观察不等式 (4) 可以发现,随着维数 i 的减小,涉及求和项越来越多,但半径 \sqrt{c} 总是恒定的,称这种方案为常数半径分配方案(方案 1)。直观地,若随着 i 的减小,半径也随之增大,则可实时压缩搜索范围,降低复杂度。考虑到 c 的选择保证了超球非空的概率为 P_0 ,类似地,从保证超球非空的概率不小于 P_0 的原则出发,设计一种不均匀半径分配方案。

考虑不等式 $\alpha \triangleq \sum_{i=1}^M |n_{1i}|^2 \leq M \cdot \max_i |n_{1i}|^2 \triangleq \beta$, 即 $\Pr(\alpha \leq \beta) = 1$ 。选择 c' 使 $\Pr(\beta \leq c') = P_0$, 则

$\Pr(\alpha \leq c') = \Pr(\alpha \leq c' | \beta \leq c') \Pr(\beta \leq c') + \Pr(\alpha \leq c' | \beta > c') \Pr(\beta > c') = P_0 + \varepsilon(1 - P_0) > P_0$
 其中, $\varepsilon = \Pr(\alpha \leq c' | \beta > c') < 1$ 。

因此, 若选择 c' 使 $\Pr\{\max_i |n_{li}|^2 \leq c'/M\} = P_0$, 则 $\Pr\{\sum_{i=1}^M |n_{li}|^2 \leq c'\} > P_0$, 同理, $\Pr\{\sum_{i=1}^M |n_{li}|^2 \leq (M - i + 1/M) \cdot c'\} > P_0$ 。

注意到 $(2/\sigma_n^2)|n_{li}|^2$ 服从自由度为 2 的 χ^2 分布, 则

$$\Pr\{\max_i |n_{li}|^2 < c'/M\} = \left\{ \chi_2^2 \left[(2/\sigma_n^2) (c'/M) \right] \right\}^M = P_0 \Rightarrow c' = \left(\sigma_n^2 M / 2 \right) \chi_2^{2-1} \left(\sqrt{P_0} \right)$$

综上, 我们得到一种新的半径分配方案:

选取 $c' = (\sigma_n^2 M / 2) \chi_2^{2-1}(\sqrt{P_0})$, 对第 i 维分配半径 $\sqrt{(M - i + 1/M) c'}$, 即

$$\sum_{l=i}^M \left| a_l - \frac{1}{r_{ll}} \left(y_{li} - \sum_{j=k+1}^M r_{lj} a_j \right) \right|^2 \leq \frac{M - i + 1}{M} \cdot c' \quad (6)$$

这种分配方案可保证超球非空的概率不小于预定值 P_0 。由于这种方案随着 i 的减小等间距递增, 因此称之为线性半径分配方案(方案 2)^①。

3 性能与复杂度分析

3.1 误矢量符号率分析

误矢量符号率(VER, Vector Error Ratio)是指矢量 a 的检测错误概率。当信噪比较大时, 流程 2 与方案 1 组合的 SD 算法会出现 VER 平台, 这是因为

$$\begin{aligned} \Pr(\mathbf{a}^\times | \|\mathbf{n}_1\|^2 \leq c) &= \Pr\left\{ \|\mathbf{y}_1 - \mathbf{R}\mathbf{a}'\|^2 < \|\mathbf{n}_1\|^2, \exists \mathbf{a}' \in \Lambda \mid \|\mathbf{n}_1\|^2 \leq c \right\} \\ &= \frac{\Pr\left\{ \|\mathbf{y}_1 - \mathbf{R}\mathbf{a}'\|^2 < \|\mathbf{n}_1\|^2 \leq c \right\}}{\Pr\left\{ \|\mathbf{n}_1\|^2 \leq c \right\}} < \frac{\Pr\left\{ \|\mathbf{y}_1 - \mathbf{R}\mathbf{a}'\|^2 < \|\mathbf{n}_1\|^2 \right\}}{P_0} \end{aligned}$$

$$P_{e21} = \Pr(\mathbf{a}^\times | \|\mathbf{n}_1\|^2 \leq c) \Pr(\|\mathbf{n}_1\|^2 \leq c) + \Pr(\mathbf{a}^\times | \|\mathbf{n}_1\|^2 > c) \Pr(\|\mathbf{n}_1\|^2 > c) < P_{eML} + (1 - P_0) \quad (7)$$

其中, P_{eij} 表示流程 i 与方案 j 组合的 SD 算法的 VER, \mathbf{a}^\times 表示矢量符号判决错误, P_{eML} 表示 ML 检测的误矢量符号概率, 由自由距离与噪声方差决定^[12]

$$P_{eML} \approx C \exp\left(-d_{free}^2 / 4\sigma_n^2\right) \quad (C \text{ 是常数}), \quad d_{free}^2 = \min_{\mathbf{a} \neq \mathbf{a}', \mathbf{a}, \mathbf{a}' \in \Lambda} (\mathbf{a} - \mathbf{a}')^H \mathbf{R}^H \mathbf{R} (\mathbf{a} - \mathbf{a}') \quad (8)$$

式(8)说明, 随着信噪比的增大, P_{eML} 逐渐趋于零。因此, 在大信噪比下, 会出现受 $(1 - P_0)$ 限制的 VER 平台。但若选用流程 2 和方案 2 的组合, 这种 VER 平台现象会减轻。这是因为方案 2 保证了 $P'_0 \triangleq \Pr(\|\mathbf{n}_1\|^2 \leq c') = \chi_{2M}^2[(2/\sigma_n^2)c'] = \chi_{2M}^2[M \cdot \chi_2^{2-1}(\sqrt{P_0})] > P_0$ 。因此, 流程 2 与方案 2 组合的 SD 算法的 VER 可表示为

$$P_{e22} < P_{eML} + (1 - P'_0) = P_{eML} + \left\{ 1 - \chi_{2M}^2 \left[M \chi_2^{2-1} \left(\sqrt{P_0} \right) \right] \right\} \quad (9)$$

式中, $P'_0 = \chi_{2M}^2 \left[M \chi_2^{2-1} \left(\sqrt{P_0} \right) \right]$ 。可见, 这种组合下的 VER 平台由 $(1 - P'_0)$ 限定。图 1 示出了不同 M 取值时两种方案的 VER 平台与 P_0 的关系。从图中可以看到, 方案 1 的 VER 平台完全由 $(1 - P_0)$ 决定; 当采用方案 2 时, VER 平台随 P_0 与 M 的增大而显著降低, 因此通过合理选择参数, 可将 VER 平台的影响控制在实际通信系统工作的信噪比范围内可以忽略的程度。

如前所述, 若采用流程 1 与方案 1 的组合, 可以获得 ML 检测性能(即 $P_{e11} = P_{eML}$), 但如果采用流程 1 与方案 2 的组合却只能获得接近 ML 检测的性能。这是因为, 方案 2 不均匀的分配半径, 导致位于超球内的最近点可能未被搜索到, 如果这个点恰好对应正确的检测结果, 那么本次搜索将会出现误判, 然而, 这种情况下 ML 解却是正确判决。这一小概率事件使方案 2 在即使采用流程 1 的情况下也只能获得接近 ML 检测的性能。具体分析如下。

当采用方案 2 时, 如果超球内某点 a 未被搜索到, 则它满足 $\|\mathbf{y}_1 - \mathbf{R}\mathbf{a}\|^2 \leq c'$, 且 $\exists i \in \{1, \dots, M\}$,

① 在文献[11]中我们已给出该半径分配方案和基本的仿真结论。这里重点推导该方案提出的依据, 并对其性能及复杂度进行分析。

使 $(M - i + 1) / M \cdot c' \leq \sum_{l=i}^M |y_{ll} - \sum_{j=i}^M a_j|^2 \leq c'$ 。

如果这个 a 恰是发送矢量, 则上式等价于 $\|n_1\|^2 \leq c'$, 且 $\exists i \in \{1, \dots, M\}$, 使 $(M - i + 1) / M \cdot c' \leq \sum_{l=i}^M |n_{ll}|^2 \leq c'$ (记该事件为 A_i , 即 $A_i \triangleq \|n_1\|^2 \leq c' \cap (M - i + 1) / M \cdot c' \leq \sum_{l=i}^M |n_{ll}|^2 \leq c'$; 记 $B_i \triangleq (M - i + 1) / M \cdot c' \leq \sum_{l=i}^M |n_{ll}|^2 \leq c'$), 其中 $(2/\sigma_n^2) \sum_{l=i}^M |n_{ll}|^2$ 服从自由度为 $2(M - i + 1)$ 的 χ^2 分布, 所以

$$\begin{aligned} \Pr(B_i) &= \chi_{2(M-i+1)}^2\left(\frac{2c'}{\sigma_n^2}\right) - \chi_{2(M-i+1)}^2\left(\frac{2(M-i+1)}{\sigma_n^2 M}c'\right) \\ &= \chi_{2(M-i+1)}^2\left[M\chi_{2^{i-1}}^{-1}\left(\sqrt{P_0}\right)\right] - \chi_{2(M-i+1)}^2\left[(M-i+1)\chi_{2^{i-1}}^{-1}\left(\sqrt{P_0}\right)\right] \end{aligned}$$

则 ML 解 a 在超球内, 但未被搜索到的概率为

$$\begin{aligned} P_{miss} &= \Pr\left(\bigcup_{i=1}^M A_i\right) < \sum_{i=1}^M \Pr(A_i) < \sum_{i=1}^M \Pr(B_i) \\ &= \sum_{i=1}^M \chi_{2(M-i+1)}^2\left[M\chi_{2^{i-1}}^{-1}\left(\sqrt{P_0}\right)\right] - \chi_{2(M-i+1)}^2\left[(M-i+1)\chi_{2^{i-1}}^{-1}\left(\sqrt{P_0}\right)\right] \\ &\approx \chi_{2M}^2\left[M\chi_{2^{M-1}}^{-1}\left(\sqrt{P_0}\right)\right] - \sqrt{P_0} = \Pr(B_M) \end{aligned} \tag{10}$$

图 2 中实线表示 $\sum_{i=1}^M \Pr(B_i)$ 的值, 虚线表示 $\Pr(B_M)$ 的值, 可以看到当 $P_0 \geq 0.99$ 时两者几乎相等。这表明, 事件 B_M 发生的概率成为 P_{miss} 的主导部分, 减小 $\Pr(B_M)$ 可以在很大程度上减小 P_{miss} 。因此, 一种提高 VER 性能的方法是将第 M 维的半径 $\sqrt{c'/M}$ 增大, 直到使 $\Pr(B_M)$ 足够小, 称这种修正的分配方法为准线性半径分配方案。需指出的是, 当应用流程 1 时, 上式中的 P_0 并不是固定的, 有可能在搜索过程中发现超球为空时增大 P_0 , 因此实际的 P_{miss} 的上界将会比用事先选定的参数 P_0 计算出的上界要小。

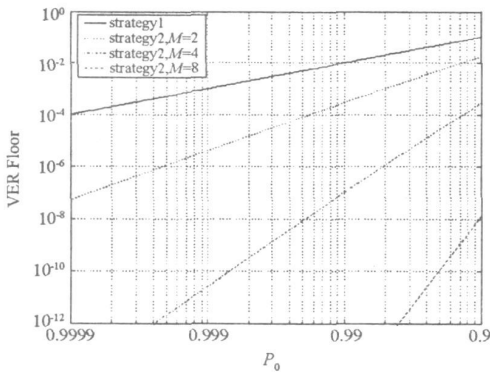


图 1 流程 2 与方案 2 组合时的误差矢量符号率平层
Fig. 1 VER floor of flow 2 combined with strategy 2

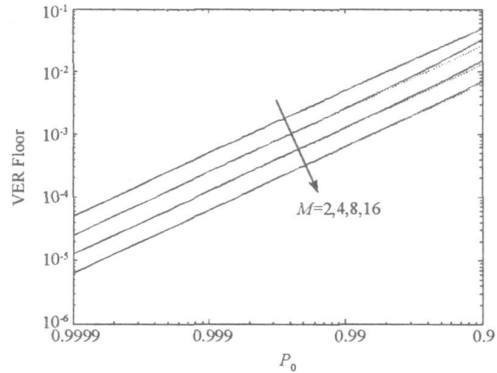


图 2 $\sum_{i=1}^M \Pr(B_i)$ 与 $\Pr(B_M)$ (P_{miss} 的上界)

Fig. 2 $\sum_{i=1}^M \Pr(B_i)$ and $\Pr(B_M)$ (upper bound of P_{miss})

综合上面的分析, 得到流程 1 与方案 2 组合所得 SD 算法的 VER:

$$\begin{aligned} P_{e12} &= \Pr(a^* | \text{搜索到 ML 解}) \Pr(\text{搜索到 ML 解}) + \Pr(a^* | \text{未搜索到 ML 解}) \Pr(\text{未搜索到 ML 解}) \\ &< P_{eML} + P_{miss} \end{aligned} \tag{11}$$

式 (11) 表示, 这种结合方式的 VER 会在 ML 检测性能的基础上叠加 P_{miss} 。在小信噪比下, $P_{eML} \gg P_{miss}$, 引起的性能损失不明显, 但随着信噪比的增大, P_{miss} 对性能的影响逐渐明显。幸运的是, 可以通过适当减小 $\Pr(B_M)$ 以控制 P_{miss} , 使其降低至可以忽略的程度。事实上, 在对 P_{e22} 的分析中已忽略了 P_{miss} 的影响。

3.2 复杂度分析

注意到 SD 算法从高维到低维逐次确定各维取值, 这种搜索过程构成树的结构, 如图 3 所示(假想图中 $i = M$ 层之上添加一个附加节点, 将第 M 层上所有节点连接起来, 构成树)。显然, 球形译码算法的复杂度由树中所包含节点数决定, 即由各维访问到的节点数目决定。

方案 1 与方案 2 的半径比较如图 4 所示。可以看到, 在第 M (≥ 2) 维, 方案 2 的半径小于方案 1, 但随着维数 i 的减小, 方案 2 的半径逐渐大于方案 1。较小的半径意味着该维上访问到的节点较少。因此, 在第 M 维, 方案 2 总是比方案 1 访问到更少的节点。对于第 $i < M$ 维, 只要方案 2 的半径小于方案 1, 那么与方案 1 相比, 方案 2 的搜索过程会减少树的分支数目。注意到方案 2 及早地减少了图 3 所示 SD 搜索树中靠近根节点的节点数目, 虽然在较低维上方案 2 的半径较方案 1 大, 但其搜索范围已经受到较高维上访问节点的限制。因此, 方案 2 递增的半径分配也可以解释为一种统计裁减, 即尽早地去掉那些以较小概率包含 ML 解的分支。

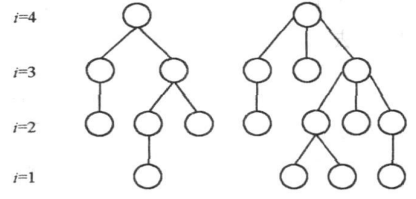


图 3 SD 搜索树 ($M = 4$)
Fig. 3 SD search tree ($M = 4$)

4 仿真结果

选用 (4, 4) 链路的 V-BLAST 系统, 每个天线上采用 QPSK 调制, 取 $P_0 = 0.99$, 在独立瑞利衰落信道下, 采用文献 [11] 中的仿真方法, 对使用不同半径分配方案的 SD 算法的误码率与平均复杂度分别进行了仿真。

4.1 误码率性能的仿真

采用比特信噪比, 即 $E_b/E_n = E_s/2\sigma_n^2$ 。图 5 是不同半径分配方案分别与两种 SD 算法流程相结合的误码率 (BER) 曲线。由图可见, 方案 1 与流程 1 的组合能够获得 ML 解, 具有最优的误码率性能。方案 2 与流程 1 的组合由于受到 P_{miss} 的制约, 在最优误码率性能曲线上叠加了一个值。当信噪比较小时, 误码率较这个叠加值小得多, 性能损失不明显; 但随着信噪比增大, 当误码率降低到与这个叠加值相同的量级时, 性能损失变得较明显。正如 3.1 节中所述, 采用准线性半径分配方案可以减小这一影响, 例如, 将第 M 维的搜索半径由 c/M 增大到 $2c/M$ (称之为方案 3)。由图可见, 当采用方案 3 时, 即使在大信噪比下, 由 P_{miss} 造成的性能损失也很微小。

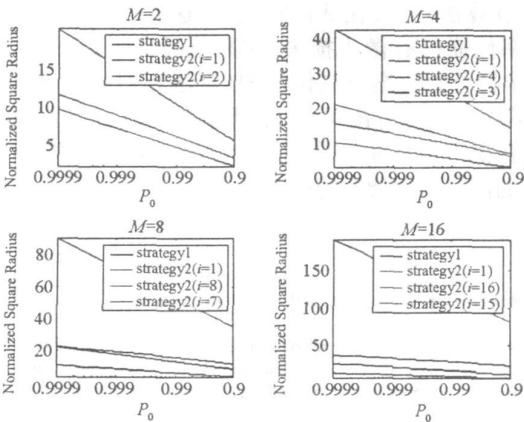


图 4 两种方案的半径比较

Fig. 4 Radius comparison of the two strategies

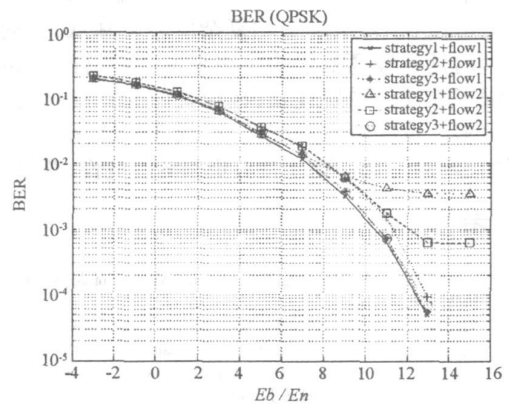


图 5 不同半径分配方案的 SD 算法的误码率性能

Fig. 5 BER performance with different radius assignments

当信噪比较大时, 流程 2 与方案 1 的组合出现了明显的误码率平台, 这是因为设置 $P_0 = 0.99$, 限制了 SD 算法总是有 0.01 的概率搜索不到 ML 解。当采用方案 2 时, 由于不均匀的分配半径相当于增大了超球非空的概率, 因此误码平台现象有所减弱。在仿真信噪比范围内, 方案 3 没有出现误码平台现象, 这说明方案 3 已将超球非空的概率减小到足够小, 以至于在较大信噪比范围内不会出现误码平台。

4.2 平均复杂度的仿真

利用蒙特卡罗仿真计算采用不同半径方案的 SD 算法的平均复杂度。采用文献[11]中的仿真流程,在算法执行过程中统计其中乘加操作次数,得到平均每检测一个接收矢量所消耗的乘法或加法次数,如图6、7所示。由图可见,在较低信噪比时,不均匀半径分配方案2、3的复杂度远远低于常数半径分配方案1,这是对搜索树进行统计裁减带来的好处。方案3的搜索范围是在方案2基础上的扩大,它的复杂度也较方案2高。而在高信噪比下,由于接收信号的空间分布规律受噪声影响较小,采用各种半径分配方案的 SD 算法均能较快收敛,因此,它们的复杂度相差不多,不均匀半径分配的 SD 算法复杂度仅比常数半径分配的 SD 算法复杂度稍小。在仿真中还可看到,应用方案3的两种 SD 算法流程的复杂度几乎相同,这是因为,方案3已将超球非空的概率降至很低,因此,流程1中扩大半径操作执行的概率非常小,两种流程几乎等价。

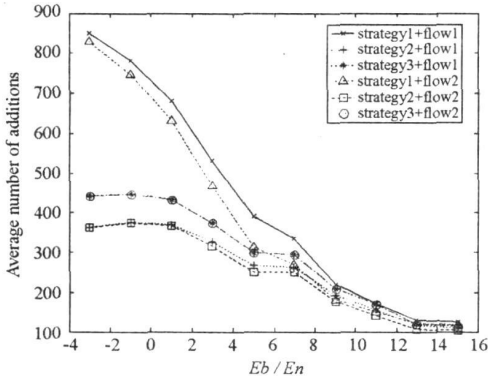


图6 平均检测每矢量所需乘法数

Fig. 6 Average number of multiplications required by detecting a vector

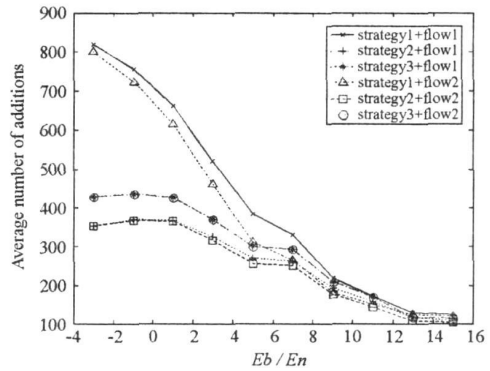


图7 平均检测每矢量所需加法数

Fig. 7 Average number of additions required by detecting a vector

事实上,不均匀半径分配方案可以应用于任意需指定半径的 SD 算法,作为例子,上述仿真不失一般性地说明了在低信噪比时,该方案有效降低了 SD 算法的复杂度。

5 结论

针对传统 SD 算法在低信噪比下复杂度高的问题,提出了一种线性半径分配方案,并在性能分析的基础上进一步提出了准线性半径分配方案。与传统 SD 算法相比,在低信噪比下,这些不均匀半径分配方案可使 SD 算法的平均复杂度显著降低,同时误码率性能仅有微小损失;在高信噪比下,对于对最大处理时延有较高要求的应用来说(如流程1),准线性半径分配方案以与传统 SD 算法相似的平均复杂度克服了其误码率性能;在较大信噪比变化范围内,不均匀半径分配可使 SD 算法的平均复杂度变化平缓得多。这些特点说明,(准)线性半径分配方案无论在误码率性能还是在复杂度上,都比原常数半径分配的 SD 算法对信噪比具有更强的适应性,获得了良好的性能与复杂度的折衷。

参考文献:

- [1] Pohst M. On the Computation of Lattice Vectors of Minimal Length, Successive Minima and Reduced Basis with Applications[J]. ACM SIGSAM Bull, 1981, 15: 37-44.
- [2] Viterbo E, Boutros J. A Universal Lattice Code Decoder for Fading Channels[J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1999, 45(7): 1639-1642.
- [3] Damen M O, Chkeif A, Belfiore J C. Lattice Code Decoder for Space-time Codes[J]. IEEE Communications Letters, 2000, 4(5): 161-163.
- [4] Foschini G J, Golden G D, Valenzuela R A, et al. Simplified Processing for High Spectral Efficiency Wireless Communication Employing Multi-element Arrays[J]. IEEE J. Select. Areas Commun., 1999, 17(11): 1841-1852.
- [5] Damen M O, Abed-meraim K, Lendani M S. Further Results on the Sphere Decoder[C]//Proc. IEEE Int. Symp. Information Theory, 2001: 333.
- [6] Chan A M, Lee I. A New Reduced-complexity Sphere Decoder for Multiple Antenna Systems[C]//Proc. ICC'02, 2002: 460-464.
- [7] Pham D, Pattipati K R, Willett P K, et al. An Improved Complex Sphere Decoder for V-BLAST Systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(9): 748-751.
- [8] Tang J, Tewfik A H, Pahi K K. Reduced Complexity Sphere Decoding and Application to Interfering IEEE 802.15.3a Piconets[C]//Proc. ICC'04, 2004: 2864-2868.
- [9] Gowaikar R, Hassibi B. Efficient Statistical Pruning for Maximum Likelihood Decoding[C]//Proc. ICASSP'03, 2003: 49-52.
- [10] Hochwald B M, Brink S T. Achieving Near-capacity on a Multi-antenna Channel[J]. IEEE Trans. Commun., 2003, 53(3): 389-399.
- [11] 李颖, 王欣, 魏急波. 一种复数球形译码算法的仿真[J]. 系统仿真学报, 2006, 18(10): 2980-2983.
- [12] Li Y, Luo Z Q. Parallel Detection for V-BLAST System[C]//Proc. ICC'02, 2002: 340-344.
- [13] Hassibi B, Vikalo H. On Sphere-decoding Algorithm. I. Expected Complexity[J]. IEEE Trans. Signal Processing, 2005, 53(8): 2806-2818.