

一种联合优化的球形解码预处理方法^{*})

程 波 杨宗凯 刘 威

(华中科技大学电子与信息工程系 武汉 430074)

摘 要 在多输入-多输出(MIMO)系统中,球形解码(SD)是一种非常有吸引力的解码方法。本文提出了一种针对SD的联合优化预处理方法,这种优化方法的核心是以一种联合的方式,通过一个排序迫零反馈均衡(OZF-DFE)检测器来获得SD优化的初始搜索半径和优化的解码顺序。这个OZF-DFE区别于其它的预处理方法的一个显著特点是它内嵌在通用SD中。本文同时也提出了对SD本身的一种改进方法。仿真结果表明这种联合优化的策略在复杂度上相比其他优化方法,具有更优的性能。

关键词 预处理,球形解码,多输入多输出系统,无线通信

A Joint Optimized Preprocessing for Sphere Decoder

CHENG Bo YANG Zong-Kai LIU Wei

(Department of Information and Electronics, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074)

Abstract A joint optimized preprocessing for sphere decoder is proposed for MIMO systems. The key idea of optimization is to firstly determine the initial radius and optimal detection order in a joint approach by running an ordered zero forcing decision feedback equalizer (OZF-DFE) detector which is embedded in the regular sphere decoder. A minor improvement on the body of sphere decoder is also introduced in this paper. The simulation shows that complexity of the joint optimized sphere decoder is lower than others.

Keywords Preprocessing, Sphere decoder, MIMO, Wireless communication

1 引言

多天线系统因为能极大地提高系统的容量而得到人们的广泛关注^[1]。垂直贝尔分层空时码(V-BLAST)就是一种以提高带宽效率为目的空间复用方法^[2]。针对它人们提出了许多解码方法。SD因为能够达到最大似然(ML)性能,而同时保持计算的高效使得它成为一种非常有效的解码方法。一般而言,要得到ML的性能,解码器的复杂度以未知数的个数和星座的大小呈指数增长。而SD在高SNR的时候能够达到多项式的复杂度(当SNR较低时,复杂度仍然是指数的)。主要有三个参数影响SD的复杂度,分别是初始搜索半径、检测顺序以及SD本身的搜索策略。文[3]分析了初始搜索半径对复杂度的影响,文[4,5]提出了一些确定初始搜索半径的方法。文[6]提出了一些优化的检测顺序。文[6]也同时提出了一些针对SD本身的优化搜索策略。

本文提出了一种联合优化的预处理方法。这种方法能够同时获得优化的初始搜索半径和优化的检测顺序。它区别于其他预处理方法的一个重要方面在于它是内嵌在SD中的。通过这种方法,算法的复杂度大大地降低了。

本文安排如下:第2节给出了系统的模型和SD的基本原理。对SD本身的一个改进也在这一节做了说明。第3节对新的优化策略做了详细的论述。仿真结果在第4节给出。最后总结了全文。

2 系统模型及SD基本原理

A. 系统模型

由于任何一个复线性模型都可以表示成一个等效的实模型,为简便,本文的所有算法将只针对实模型来描述。考虑一个具有 n_T 根发射天线, n_R 根接收天线的MIMO系统。输入比特首先映射到一个特定的信号星座(如Q-PAM),然后解复用成 n_T 个子流从各自的天线发射出去。系统采用突发的方式传输,突发的长度为 L 。假定传输信道是平坦衰落的,并且在一次突发传输中保持不变。同时假定发射端不知道信道状况,接受端能够确切地了解信道状况。系统表示为:

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

这里, $y = (y_1, \dots, y_{n_R})^T$ 和 $x = (x_1, \dots, x_{n_T})^T$ 分别是接收和发射矢量, $x_i \in Z_Q = \{\text{奇数 } j \mid -Q+1 \leq j \leq Q+1\}$ 。H是信道矩阵。在完全散射的情况下,它的元素是IID的零均值高斯变量。 n 是均值为0,方差为 $\sigma^2 I$ 的高斯噪声。最优检测就是找出一个矢量 \hat{x} 满足:

$$\hat{x} = \arg \min_{x \in Z_Q^T} \|y - Hx\|^2 \quad (2)$$

B. SD基本原理

SD借用了数学中格的概念^[3]。考虑一个格:

$$\Lambda = \{Hx : x \in Z_Q^T\} \quad (3)$$

这里,H为生成矩阵。从定义,我们可把 x 看作是一个格点的坐标,系统输出 y 看作是一个格点被噪声 n 干扰后得到的一个空间点。为得到ML解,最简单的方法是检查所有格点,选择具有最小距离的格点作为最优解。显然,这种方法的高复杂度使得它是不可实现的。SD通过把搜索范围限制到一个以实际接收点 y 为中心的超球内,使要检查的格点数大大降低,从而降低了复杂度。

^{*})基金项目:国家自然科学基金资助项目(60572049)。程 波 博士研究生。

对 H 进行 QR 分解, 则式(2)可以表示为

$$\begin{aligned} x &= \arg \min_{x \in \mathbb{Z}_T^n} \left\| y - \begin{bmatrix} Q_1 Q_2 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ 0 \end{bmatrix} x \right\|^2 \\ &= \arg \min_{x \in \mathbb{Z}_T^n} \left\| \begin{bmatrix} Q_1 Q_2 \\ 0 \end{bmatrix}^T y - \begin{bmatrix} R \\ 0 \end{bmatrix} x \right\|^2 \\ &= \arg \min_{x \in \mathbb{Z}_T^n} \| y' - Rx \|^2 + \| Q_2^T y \|^2 \end{aligned} \quad (4)$$

这里, $y' = Q_1^T y$, R 为对角元素为正的 $n_T \times n_T$ 上三角矩阵, Q 是 $n_R \times n_R$ 的正交矩阵, Q_1 和 Q_2 分别为 Q 的前 n_T 列和后 $n_R - n_T$ 列。在半径为 r 超球内的格点满足如下关系:

$$\begin{aligned} \| y' - Rx \|^2 + \| Q_2^T y \|^2 &\leq r^2 \\ \| y' - Rx \|^2 &\leq r'^2 \end{aligned} \quad (5)$$

这里, $r'^2 = r^2 - \| Q_2^T y \|^2$ 。设 R 的元素为 r_{ij} , ($i \leq j$), 则不等式(5)展开为:

$$\| y' - Rx \|^2 = \sum_{i=1}^{n_T} (y'_i - \sum_{j=i}^{n_T} r_{ij} x_j)^2 = \sum_{i=1}^{n_T} r_{ii}^2 (x_i - \rho_i)^2 \leq r'^2 \quad (6)$$

这里, $\rho_i = \frac{y'_i - \sum_{j=i+1}^{n_T} r_{ij} x_j}{r_{ii}}$ 。因为上式中的每一项都为非负, 则有:

$$\left\lceil \rho_{n_T} - \frac{r'}{r_{n_T, n_T}} \right\rceil \leq x_{n_T} \leq \left\lfloor \rho_{n_T} + \frac{r'}{r_{n_T, n_T}} \right\rfloor \quad (7)$$

这里, $\lceil \cdot \rceil$ 表示不小于参数的最小奇数, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示不大于参数的最大奇数。对于 x_{n_T-1} , 有:

$$r_{n_T-1, n_T-1}^2 (x_{n_T-1} - \rho_{n_T-1})^2 + r_{n_T, n_T}^2 (x_{n_T} - \rho_{n_T})^2 \leq r'^2 \quad (8)$$

于是, 得到如下的上下界:

$$\begin{aligned} \left\lceil -\frac{\sqrt{r'^2 - r_{n_T, n_T}^2 (x_{n_T} - \rho_{n_T})^2}}{r_{n_T-1, n_T-1}} + \rho_{n_T-1} \right\rceil &\leq x_{n_T-1} \\ &\leq \left\lfloor \frac{\sqrt{r'^2 - r_{n_T, n_T}^2 (x_{n_T} - \rho_{n_T})^2}}{r_{n_T-1, n_T-1}} + \rho_{n_T-1} \right\rfloor \end{aligned} \quad (9)$$

对于 $x_{n_T-2}, x_{n_T-3}, \dots, x_1$, 通过类似的方法可得到它们分别对应的取值范围。假如某个 x_j 的取值范围为空, 则 SD 回退到 x_{j+1} , 取上下界范围内的其他值继续试验。当 SD 到达 x_1 时, 表示一个有效的格点 Hx 找到了。假如 Hx 与 y 之间的距离小于 r , 则半径 r 被这个较短的距离所取代。这个过程如此一直进行下去, 直到找不到新的格点为止。如果在上述过程中, SD 没有找到任何格点, 那么初始半径 r 就必须以某种方式扩大后重新开始搜索过程。从这个过程可以看到, SD 最终必定会找到一个格点, 其对应的坐标就是系统的 ML 解。

文[6]中的算法 1 较为详细地描述了上述过程。本文对这个算法进行了改进, 通过一个标志变量 S 避免不必要的上界计算。改进的算法如算法 1 所述:

算法 1 改进的 SD

输入: 信道矩阵 H , 初始半径 r 和接收信号 y

输出: 发射信号的估计 \hat{x}

步骤 1. (预处理) 对 H 进行 QR 分解: $H = \begin{bmatrix} Q_1 Q_2 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ 0 \end{bmatrix}$ 。

令 $y' = Q_1^T y$, 并且 $r'^2 = r^2 - \| Q_2^T y \|^2$ 。

步骤 2. (初始化) 令 $i = n_T$ (层指标), $T_{n_T} = 0$ (T_i 为从 n_T 层到 $i-1$ 层的累积平方距离), $\xi_{n_T} = 0$ (ξ_i 为来自 n_T 层到 $i-1$ 层的决策反馈), $d_c = r'^2$ (当前的平方半径), $S = 0$ ($S_i = 1$ 表示

d_c 已经被更新, 第 i 层的上界需要重新计算)

步骤 3. (x_i 的上下界) IF $d_c < T_i$ THEN goto 步骤 5, ELSE

$$A_i = \max\{-Q + 1, \left\lfloor \frac{y'_i - \xi_i - \sqrt{d_c - T_i}}{r_{ii}} \right\rfloor\}$$

$$B_i = \max\{Q + 1, \left\lceil \frac{y'_i - \xi_i + \sqrt{d_c - T_i}}{r_{ii}} \right\rceil\}$$

令 $x_i = A_i - 2$ 。

步骤 4. (自然枚举) $x_i = x_i - 2$ 。IF $x_i \leq B_i$ THEN goto 步骤 6 ELSE goto 步骤 5。

步骤 5. (增加 i ; 移入下一层) IF $i = n_T$, THEN {IF \hat{x} 为空, THEN 用某种方式增加 r 后重新启动, ELSE 结束}。ELSE { $i = i + 1$, 并且 IF $S_i = 1$ THEN { $B_i = \max\{Q + 1, \left\lceil \frac{y'_i - \xi_i + \sqrt{d_c - T_i}}{r_{ii}} \right\rceil\}$, $S_i = 0$ }, goto 步骤 4}。

步骤 6. (减少 i ; 移入上一层) IF $i \geq 1$ THEN { $\xi_{i-1} = \sum_{j=1}^{n_T} r_{i-1, j} x_j$, $T_{i-1} = T_i + \| y'_i - \xi_i - r_{ii} x_i \|^2$, $i = i - 1$, goto 步骤 3}。

步骤 7. (找到一个格点) $d = T_i + \| y'_i - \xi_i - r_{ii} x_i \|^2$, IF $d < d_c$ THEN { $d_c = d$, $\hat{x} = x$, 更新上界: $B_1 = \max\{Q + 1, \left\lceil \frac{y'_1 - \xi_1 + \sqrt{d_c - T_1}}{r_{11}} \right\rceil\}$, 对 $l = 2, \dots, n_T$ 设置标志 $S_l = 1$ }, goto 步骤 4。

对原始算法的改进主要体现在步骤 5 和步骤 7。在文[6]的算法中, 当找到一个候选格点时, 所有的上界都会被更新。更新之后, SD 开始回溯过程, 即在每一层取另外的候选值并尽可能地重新返回到第一层。在这个过程中, 如果回溯到某层, 比如 L 层时, 一个更近的候选格点被找到, SD 会开始另一轮的回溯过程。这样, 在上次回溯过程中计算的上界 B_i , ($l = L + 1, \dots, n_T$) 没有使用。在改进后的算法 1 中, 标志变量 S 使上界只有在需要的时候才会被计算。这样就去除了计算不必要的上界需要的计算量。很明显, 这种方法在系统发射天线的数量很多时是有优势的。

2.1 联合优化策略

对 SD 预处理的优化主要来自于两个方面: 优化的初始半径和优化的检测顺序。这两方面的优化是通过一个次优的检测器联合得到的。因为在选择次优检测器的过程中考虑了 SD 的结构, 使得次优检测器能够很自然地内嵌在 SD 中。通过这种方式, 次优检测器带来的额外计算量被最小化。最终, OZF-DFE 被选为我们的次优检测器。选择它的原因将在下文解释。

A. 初始搜索半径

太大的初始半径将导致有太多的格点需要被检查, 而太小的初始半径可能会使得在超球内一个格点都没有, 造成 SD 必须增大半径来重新开始搜索过程。这两种情况都会让 SD 的复杂度增加。因此初始搜索半径对算法的复杂度有着非常重要的影响。但是, 直到现在还没有一个很系统的方法来确定初始搜索半径。文[6]考察了在不同的 SNR 下, 不同的初始半径对算法的平均复杂度的影响。文[4]和[7]提出把初始半径设为噪声方差的函数。因为:

$$\| y - Hx \|^2 = \| n \|^2 \quad (10)$$

$\| n \|^2$ 是一个自由度为 n_R , 呈 χ^2 分布的随机变量。它

的均值为 $n\sigma^2$ 。所以,SD 可以选择它作为初始平方半径,它在平均意义上是最优的。

文[5]提出首先计算 MMSE 解,初始半径被设为对应的格点与实际接收矢量的距离,即:

$$r_{mi} = \|y - Hx_{mmse}\| \quad (11)$$

这种方法不但保证至少能找到一个格点,从而使得 SD 不会因为初始半径太小而重新启动,而且这个半径在平均意义上是足够小的。

本文的优化策略采用了类似的方法。不同之处在于用 ZF-DFE(现在还不是 OZF-DFE)解映射的格点与实际接收信号的距离来确定初始半径。众所周知,ZF-DFE 解的质量没有 MMSE 的解好,但是我们仍然选择 ZF-DFE 是因为这种检测器可以很自然地内嵌在 SD 中。而且经过排序后 ZF-DFE 升级为 OZF-DFE,其解的质量反而会比 MMSE 好。下面将给出具体的解释。

在 SD 中,在对 H 进行 QR 分解后,式(1)变为:

$$y' = Rx + n' \quad (12)$$

由于 R 是上三角形, y 的第 i 个元素仅仅依赖于第 i 层和更低层的发射信号,即:

$$y'_i = r_{ii}x_i + \sum_{j=i+1}^{n_T} r_{ij}x_j + n'_i \quad (13)$$

假定 x_i 是当前要检测的信号,从式(13)可以看到 y'_i 包含了比 y_i 更低的干扰,因为来自于 x_j ($j=1, \dots, i-1$) 的干扰被抑制了。等式中的第三项表示的来自其他层的干扰可以用已经检测到的信号所抵消。对 x_i 的判决表示为:

$$\hat{x}_i = q\left(\frac{y'_i - \sum_{j=i+1}^{n_T} r_{ij}x_j}{r_{ii}}\right) \quad (14)$$

这里, $q(\cdot)$ 表示硬判决。可以注意到 \hat{x}_i 实际上就是对式(6)中 ρ_i 的硬判决,即 Babai 点^[8],也就是 ZF-DFE 解,式(13)的第三项是算法 1 中的 ξ_i 。很明显,ZF-DFE 是内嵌在 SD 中的。所以,为了减少复杂度,ZF-DFE 检测器是一个好的选择。

正如文章前面提到的,ZF-DFE 检测器的 BER 性能相对于 MMSE 是较差的,这样就使得得到的初始半径相对大。为了达到降低复杂度的目的,必须提高次优解的 BER 性能,而对于 ZF-DFE 而言,一个很自然的改进是 OZF-DFE。同时,OZF-DFE 带来了一个非常有用的副产品——优化的 SD 检测顺序。

B. 检测顺序

恰当的检测顺序可以大大地降低 SD 的复杂度。对检测顺序进行排序的想法最初主要来自于对格的化简(Reduction)。LLL 和 KZ 是两种典型的化简方式^[8]。但是当格是有限的,这两种化简是不合适的。因为它们对基进行变换,使得超立方体 ZQ 在新的基下不一定是超立方体,边界也难以确定。文[6]指出这种化简方法不能降低问题的复杂度。

于是,文[6]提出一些其他的启发式排序策略。文中指出基于 V-BLAST 优化检测顺序是一种好的策略。这种排序的目的是要找出一个交换矩阵 Π ,使得在对 $H\Pi$ 进行 QR 分解后, $\min_{1 \leq i \leq n_T} r_{ii}$ 在所有可能的列交换中是最大的。这种交换的好处在于没有改变未知数的边界,因为:

$$Hx = (H\Pi)(\Pi^{-1}x) = H'x' \quad (15)$$

交换 H 的列矢量等效为对 x 元素作相应的交换。有两个理由来支持这种排序方法:1)SD 的搜索过程可以看作是

树进行深度优先搜索。从边界表达式(9)我们可以看到, r_{ii} 越大,对应的取值范围就越小,并且所在的层越低,对复杂度的影响越低。因此,通过使 r_{ii} 的最小值最大化,可使每一层的节点数最小,从而降低复杂度。2)OZF-DFE 提高了 BER 性能,并且那些先被检测出的元素比后检测出的元素具有更高的可靠性,相应的层在 SD 中应具有更小的取值范围。因此,基于 OZF-DFE 检测顺序的 SD 具有更小的复杂性。

文[6]同时提出了基于 MMSE-DFE 的检测顺序。虽然它能够得到更高质量的解,但是这种策略不容易内嵌到 SD 中,造成算法实现的困难。文[9]提出了一种新的排序方法。这种方法在 QR 分解的每一步使 r_{ii} 在所有的可能中是最大的。但是这种方法仍然不能保证 r_{ii} 从底层到高层严格递减。

文[6]的排序算法以递归的方法通过 n_T 步得到优化的交换矢量 π 。设 k 从 n_T 开始,选择 $\pi(k)$ 使得:

$$\pi(k) = \arg \max_{j \in A_k} \{h_j^T [I - H_{k,j}(H_{k,j}^T H_{k,j})^{-1} H_{k,j}^T] h_j\} \quad (16)$$

这里, A_k 表示还没有被选择的列标的集合, $H_{k,j}$ 是由列 h_i 组成的 $n \times (k-1)$ 矩阵,其中 $i \in A_k - \{j\}$ 。最终的列序(等效的, x 的检测顺序)为 $\pi(n_T), \pi(n_T-1), \dots, \pi(1)$ 。

在本文中,因为 OZF-DFE 解可以被用来确定初始半径,而且在如文[2]的求解过程中能够同时得到检测顺序,所以本文选择在 OZF-DFE 求解过程中直接得到检测顺序,而不是如式(16)所示的那样用专门的算法来实现。具体过程如算法 2 所示:

算法 2 得到优化检测顺序

输入:信道矩阵 H 和接收信号 y

输出:优化的检测顺序 π 和 OZF-DFE 解 x

步骤 1. (初始化) $step=1, index=1 : n_T$ (下标集合)

步骤 2. (得到 H 的伪逆) $G = H^+$

步骤 3. (找出 G 中模最小的行) $j = \arg \min_j \|g_j\|^2$ (这里, g_j 表示 G 的第 j 行)

步骤 4. (得到当前的顺序以及解分量) $\pi(step) = index(j), x_{index(j)} = q(g_j y)$

步骤 5. (抵消) $y = y - h_j x_{index(j)}$ (h_j 表示 H 的第 j 列)

步骤 6. (为下一次迭代准备)从 H 和 $index$ 中分别删除第 j 列和第 j 个元素。 $H = H_{[-j]}, index = index_{[-j]}$ 。

步骤 7. (结束?) $step = step + 1$ 。 IF $step > n_T$ THEN 结束, ELSE goto 步骤 2。

因为信道假定是块衰落的,并且检测的顺序只与信道 H 有关,所以算法 2 在一次突发传输中只需执行一次。假如突发长度 L 很长,则算法 2 的计算量是可以忽略的。

对 H 进行重新排序之后,以前内嵌在 SD 中的 ZF-DFE 检测器自然地变成了 OZF-DFE 检测器。

C. 完整的优化策略

经过上面的讨论,新的策略能够降低 SD 的复杂度的原因总结为:1)次优的检测器利用了 SD 的 QR 分解的结果直接得到解,不需像其他的策略那样用专门的处理过程来得到解。2)经过排序,ZF-DFE 变为 OZF-DFE,解的质量大大加强,使得初始半径能够足够小。在另一方面,排序使 SD 本身的搜索过程加快。算法 3 描述了完整的算法。

算法 3 完整的优化策略

输入:信道矩阵 H 和接收信号 y

输出:发射信号矢量的估计 $x = (x_1, \dots, x_{n_T})^T$

步骤 1. (预处理)由算法 2 得到 π 以及 OZF-DFE 解

$x_{\text{zf-dfe}}$ (交换次序后的解)

步骤 2. (交换 H 的列矢量) FOR $i=1:n_T$ $h'_{n_T-i+1} = h_{n(i)}$, 这里 $H' = [h'_1, h'_2, \dots, h'_{n_T}]$ 为调整顺序后的新矩阵。

步骤 3. (QR 分解) $H' = [Q_1 Q_2] \begin{bmatrix} R \\ 0 \end{bmatrix}$

步骤 4. (得到 OZF-DFE 解) $y' = Q_1^T y$. IF 不是一次突发传输内的第一次传输 THEN 利用 (14) 式递归地得到 $x_{\text{zf-dfe}}$ 。

步骤 5. (得到初始半径) $r^2 = \|y' - R x_{\text{zf-dfe}}\|^2$

步骤 6. (执行 SD 主体) 执行算法 1 的步骤 2 到步骤 7, 得到解 $x' = (x'_1, \dots, x'_{n_T})$ 。

步骤 7. (得到最终解) FOR $i=1:n_T$, $x_{n(i)} = x'_i$

需要注意的是, 算法 3 在一次突发传输中, 步骤 1 到步骤 3 只需要运行一次。

2.2 仿真结果

仿真中, 考虑一个 16-QAM 星座的 4×4 MIMO 系统, 突发长度 L 为 100 个符号周期。信道矩阵元素 $h_{ij} \sim CN(0, 1)$, 这里 $CN(0, 1)$ 表示具有单位方差的零均值复高斯分布。噪声的方差为 $\sigma^2 = \frac{n_T \bar{E}_s}{2 \log_2 Q} 10^{-\text{SNR}/10}$, 这里 \bar{E}_s 为星座点的平均能量, Q 为星座大小。SNR 定义为接收天线上每比特能量同噪声功率谱密度的比值。在我们的仿真环境设置下, $\bar{E}_s = 10, Q = 16$ 。对应的实模型是一个具有 8 个未知数, 8 个方程的方程组。算法的复杂度用算法消耗的 CPU 周期数来衡量。整数加减运算、浮点加减运算、浮点乘法、浮点除法以及求根运算需要的 CPU 周期数分别如文[10]设置为 1, 4, 7, 13 和 20。由于在一次突发的传输中, 一些预处理只需运行一次, 如 QR 分解、对 H 进行排序等, 随着 $L \rightarrow \infty$, 它们的计算量是可以忽略的, 所以这些操作所消耗的 CPU 周期在仿真中没有记入总的周期。

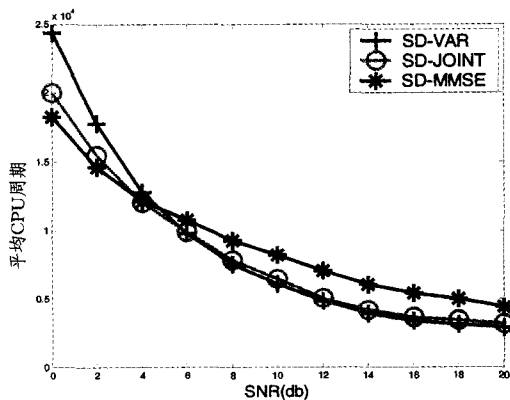


图 1 不同优化策略复杂度比较

我们比较了三种优化策略对 SD 的影响, 分别是: 初始半径基于噪声方差的 SD (SD_VAR)、初始半径基于 MMSE 解的 SD (SD_MMSE) 以及基于本文联合优化策略的 SD (SD_JOINT)。这三种 SD 都使用了在第 2 节提到的对 SD 本身的改进策略。

从图 1 可以看到在低 SNR 范围, 基于 MMSE 的优化策略的 SD 具有最低的复杂度, 联合优化策略的复杂度相对它稍微偏高。这是由于 ZF 类的检测器使噪声增强造成的。在高 SNR 范围, 基于噪声方差的优化策略和联合优化策略具有更低的复杂度。其中联合优化策略和基于噪声方差的优化策略几乎有相同的复杂度。从整个宽的 SNR 范围看, 联合优化策略是最优的。如果工作在高 SNR 环境下, 由于基于噪声方差的优化策略的 SD 逻辑结构更简单, 所以也是一种非常好的优化策略。

结束语 选择合适的预处理方法能够大大地降低 SD 算法的复杂度。本文提出了一种联合优化的预处理策略, 通过一个嵌入在 SD 中的次优检测器 OZF-DFE 得到优化的检测顺序和优化的初始搜索半径。仿真表明, 在整个 SNR 较宽范围内, 这种联合优化策略能够达到最优的复杂度。当系统工作在高 SNR 范围内时, 这种优化策略同基于噪声方差的优化策略具有几乎相同的复杂度。

参考文献

- 1 Foschini G J, Gans M J. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. *Wireless Personal Communications*, March 1998, 6, 311~335
- 2 Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D, Valenzuela R A. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. presented at IEEE ISSSE-98, Pisa, Italy, September 1998
- 3 Fincke U, Phost M. Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis. *Mathematics of Computation*, April 1985, 44, 463~471
- 4 Hassibi B, Vikalo H. On the Sphere-Decoding Algorithm I. Expected Complexity. *IEEE Transactions on signal processing*, 2005, 53, 2806~1818
- 5 Qianlei L, Luxi Y. A novel method for initial radius selection of sphere decoding. presented at VTC2004-Fall, 2004
- 6 Damen M O, Gamal H E, Caire G. On maximum-likelihood detection and search for the closest lattice point. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 2003, 49, 2389~2402
- 7 Viterbo E, Boutros J. A universal lattice code decoder for fading channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, July. 1999, 45, 1639~1642
- 8 Agrell E, Eriksson T, Vardy A, Zeger K. Closest point search in lattices. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Aug. 2002, 48, 2201~2214
- 9 Yongtao W, Roy K. Reduced-complexity sphere decoding via detection ordering for linear multi-input multi-output channels. presented at SIPS 2004, 2004
- 10 Yang Z, Liu C, He J. A new approach for fast generalized sphere decoding in MIMO systems. *IEEE Sig. Proc. Letters*, 2005, 12, 41~44

(上接第 13 页)

- 22 Stillerman M, Marchau C, Stillman M. Intrusion detection for distributed applications. *Communication of ACM*, 1999, 42(7): 62~69
- 23 Rosset S, Murad U, Neumann E, et al. Discovery of Fraud Rules for Telecommunications - Challenges and Solutions. In: *Proc of Knowledge Discovery and Data Mining (KDD)*, San Diego, CA, USA, 1999, 409~413
- 24 Webber F, Partha P P, Richard E, et al. Defense-Enabled Applications. In: *Proc of DARPA Information Survivability Conf. (DISCEX II)*, Anaheim, CA, 2001, 119~125
- 25 Schantz R E, Webber F, Partha P P, et al. Protecting Applications Against Malice Using Adaptive Middleware. In: *Proc of International Workshop on Certification and Security in E-Services*,

- Montreal, Quebec, Canada, 2002. 73~108
- 26 Shu Wenhui, Daniel T. A Novel Intrusion Detection System Model for Securing Web-based Database Systems. In: *Proc of 25th Annual International Computer Software and Applications Conference (COMPSAC01)*, Chicago, Illinois, 2001, 249~254
- 27 钟勇. 安全数据库异常检测和若干关键技术研究: [博士论文]. 南京航空航天大学, 2006. 6
- 28 Diego Z. Using Internal Sensors for Computer Intrusion Detection: [PhD Paper]. Purdue University, 2001
- 29 Kahn C, et al. A common intrusion detection framework. Draft submission to a nice publication, 1998
- 30 Organization for the Advancement of Structured Standards: [Technology Reports]. Application Security Standards. <http://xml.coverpages.org/appSecurity.html>