

异步 V-BLAST 中基于功率扩展的迭代并行干扰消除

莫韬甫* 邵士海 刘田 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

摘要: 在平坦瑞利衰落信道下, 异步 V-BLAST 系统中, 现有检测算法随信噪比提高误码率性能改善缓慢。为此, 该文提出一种基于预处理矩阵的迭代检测算法: 在发射端, 通过预处理矩阵将发射信号扩展到整个数据帧上, 以获取空时分集度; 在接收端, 采用低复杂的迭代并行干扰消除方法, 由于在迭代过程中干扰重建基于预处理矩阵, 所以上次迭代的检测误差被扩展, 降低了迭代过程中的误差传播。仿真验证了所提方法的有效性, 在 8 发 4 收场景下, 误码率为 10^{-3} 时, 与现有串行干扰消除方法相比, 带来了约 7 dB 信噪比增益。

关键词: 无线通信; 功率扩展; 异步 V-BLAST; 迭代; 并行干扰消除

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)05-1196-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.01024

Power Spreading Based Iterative Parallel Interference Cancellation in Asynchronous V-BLAST

Mo Tao-fu Shao Shi-hai Liu Tian Tang You-xi

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications,
University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: In asynchronous Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time (V-BLAST) over the nonselective Rayleigh fading channel, the performance of the existing detection algorithms improve slowly as the SNR increasing. In this paper, an iterative Parallel Interference Cancellation (PIC) algorithm based on pre-processing matrix is proposed: the transmitted signal is spread by pre-processing matrix in transmitter to achieve the space-time diversity gain, and low complexity iterative PIC algorithm is used in receiver, which relieves the error propagation by the pre-processing matrix. The performance improvement is verified by simulation. Under the condition of 8 transmit antennas and 4 receive antennas at the BER of 10^{-3} , about 7 dB gain is offered by proposed algorithm compared with traditional ordered successive interference cancellation algorithm.

Key words: Wireless communication; Power spreading; Asynchronous Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time (V-BLAST); Iteration; Parallel Interference Cancellation (PIC)

1 引言

在多天线系统中, 由于 V-BLAST (Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time) 信号^[1]具有高的频谱效率, 在第三代及下一代移动通信中得到广泛应用。然而在下行信道中, 由于尺寸的限制, 移动终端天线数通常少于基站, 采用这种垂直分层的空时编码性能受到限制。针对这一问题, 文献[2]提出了一种多天线异步的发射方法, 相比于同步 V-BLAST, 异步发射 V-BLAST 在接收天线少于发射天线的情况下, 误码率性能提升。

文献[3]中, 针对异步的发射方式, 接收端采用最大比合并的检测方法。这种检测方法受到帧长的限制, 帧长增加误码率性能将会下降。由于发射端采用异步发射, 所以在帧长很短的情况下, 功率效率降低。因此, 针对最大比合并检测方法的缺陷, 文献[4]提出了一种最优的线性检测方法, 克服了帧长的限制。然而, 在接收天线数明显少于发射天线数的情况下, 采用线性检测方法的误码率性能随信噪比提高改善缓慢。为了进一步提高误码率性能, 文献[5]给出一种非线性排序串行干扰对消 (Ordered Successive Interference Cancellation, OSIC) 算法, 但由于误差传播的影响, 相对于线性检测算法, 这种干扰对消方法性能改善很小。同时, 采用传统的联合检测与信道译码的方法^[6-8]能明显改善性能, 但其复杂度随天线数及帧长呈指数增加。

2011-09-29 收到, 2011-12-23 改回

国家 863 计划项目(2009AA01Z236), 国家自然科学基金(60902027, 60832007, 60901018)和中央高校基金(ZYGX2010J012, ZYGX2009J008, ZYGX2009J010)资助课题

*通信作者: 莫韬甫 motaofu@uestc.edu.cn

针对现有算法检测性能不佳以及复杂度等问题，本文提出了一种基于功率扩展的迭代并行干扰消除方法。在发射端，发送信号通过功率扩展矩阵扩展到整个空时信号块上，经历不同的空时信道后到达接收端，能够获得空时分集。在接收端，采用基于软信息的迭代并行干扰消除，由于干扰重建时经过了功率扩展矩阵，所以上一次迭代中的检测错误被扩展，降低了错误符号对干扰重建的影响，缓解了误差传播的问题。由于扩展矩阵的特殊性，在似然比计算时复杂度降低，因此迭代复杂度相比线性算法增加不大。仿真结果显示，在复杂度可比情况下，所提方法能有效提高误码率性能。

论文的其它部分是这样安排的：第2节为系统模型，包括发射机模型和接收机模型；第3节为所提检测方法及其复杂度分析；第4节是数值仿真；最后是本文的结论。

2 系统模型

2.1 发射机模型

基于功率扩展的异步 V-BLAST 发射机模型如图1所示，与传统的异步 V-BLAST 发射机不同之处在于，发射信号被解复用到 n_T 根天线之前，先进行功率扩展。 \mathbf{b} 和 $\tilde{\mathbf{b}}$ 分别表示功率扩展前后的发射符号块，由图1知功率扩展过程为

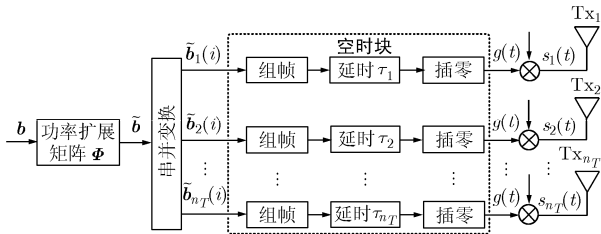


图1 基于功率扩展的异步 V-BLAST 发射模型

$$\tilde{\mathbf{b}} = \Phi \mathbf{b} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_N]^T \in C^{N \times 1}$ ， $\tilde{\mathbf{b}} = [\tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \dots, \tilde{b}_N]^T \in C^{N \times 1}$ ， C 表示复数域； $\Phi \in C^{N \times N}$ 为功率扩展矩阵。为了使信号向量 \mathbf{b} 中每个符号的功率能均匀地扩展到 $\tilde{\mathbf{b}}$ 中的所有符号上。扩展矩阵 Φ 的每一个元素需要具有相同的幅值。这里可以选用哈达码矩阵或傅里叶矩阵，为了利用快速傅里叶变换来降低计算复杂度，选用经随机交织后的傅里叶矩阵作为功率扩展矩阵

$$\Phi = \mathbf{P} \mathbf{T} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{P} \in C^{N \times N}$ 为随机交织矩阵， $\mathbf{T} \in C^{N \times N}$ 为归一化的傅里叶矩阵。经过交织后，矩阵 Φ 的每个元素的幅度均为 $|\Phi_{ij}| = 1/\sqrt{N}$ ，相位则服从 0 到 2π 的均

匀分布。同时， Φ 为酉阵，有 $\Phi^H \Phi = \mathbf{I}$ 。

经过功率扩展矩阵后， $\tilde{\mathbf{b}}$ 解复用到 n_T 根发射天线上，每根天线上的数据帧长为 $S \triangleq N/n_T$ 。因此，空时块由 n_T 层数据组成，每层符号数为 S 。组帧完成后，对不同天线的信号进行不同的延时，第 k 层子流的延时为 τ_k 。为了避免不同空时块间干扰，不同子流进行插零。最后经过成形滤波，第 k 根天线的基带发射信号为

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{E_s}{n_T}} \sum_{i=0}^{S-1} \tilde{\mathbf{b}}_k(i) g(t - iT_s - \tau_k), \quad k=1, 2, \dots, n_T \quad (3)$$

其中 $\tilde{\mathbf{b}}_k(i) = \tilde{\mathbf{b}}(i \cdot n_T + k)$ 为第 k 根天线上第 i 个时隙的发射符号，每根天线的发射功率为 E_s/n_T 。 $g(t)$ 为成形滤波器，不同天线的时延分别为 $0 = \tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_{n_T} < T_s$ ，其中 T_s 为符号周期。

2.2 接收机模型

接收机模型如图2所示，接收天线数为 n_R 。第 j 根接收天线上的接收信号为

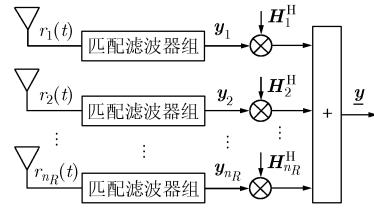


图2 匹配滤波及信号合并

$$r_j(t) = \sum_{k=1}^{n_T} h_{jk}(t) s_k(t) + n_j(t) \quad (4)$$

其中 $h_{jk}(t)$ 为第 k 根发射天线到第 j 根接收天线的复信道增益。这里考虑平坦 MIMO 信道， $h_{jk}(t)$ 建模为零均值，方差为 1 的复高斯随机变量。 $n_j(t)$ 为加性复高斯噪声，均值为 0，方差为 $\sigma_n^2 = N_0$ 。对于不同接收天线 $l \neq j$ ， $n_l(t)$ 和 $n_j(t)$ 相互独立。

信号接收后，将信号 $r_j(t)$ 送入匹配滤波器组^[2]，匹配滤波器组中有 N 个匹配滤波器，分别对应于 n_T 根发射天线上的 S 个时隙， $g(t - \tau_1), \dots, g(t - \tau_{n_T}), \dots, g(t - (S-1)T_s - \tau_1), \dots, g(t - (S-1)T_s - \tau_{n_T})$ 。对应于第 m 根发射天线上第 l 个时隙的匹配滤波输出为

$$y_{jm}(l) = \int_{lT_s + \tau_m}^{(l+1)T_s + \tau_m} r_j(t) g(t - lT_s - \tau_m) dt \quad (5)$$

将式(3)和式(4)代入式(5)中，得到第 j 根天线上的所有输出为

$$\mathbf{y}_j = \sqrt{\frac{E_s}{n_T}} \mathcal{R} \mathbf{H}_j \tilde{\mathbf{b}} + \mathbf{n}_j \quad (6)$$

其中 $\mathcal{R} \in C^{N \times N}$ 为不同天线不同时隙之间的相关矩阵，这是由于发射端天线间异步发射引入的。

$$\mathcal{R}_{i,j} = \int_{\lfloor j/S \rfloor T_s + \tau_{(i,S)}}^{\lfloor (i/S)+1 \rfloor T_s + \tau_{(i,S)}} g(t - \lfloor i/S \rfloor T_s - \tau_{(i,S)}) \cdot g(t - \lfloor j/S \rfloor T_s - \tau_{(j,S)}) dt \quad (7)$$

其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整, $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 表示求余运算。信号向量 $\mathbf{y}_j = (y_{j1}(1), \dots, y_{jm_T}(1), \dots, y_{j1}(S), \dots, y_{jm_T}(S))^T$, 信道为 $\mathbf{H}_j = \text{diag}\{h_{j1}(1), \dots, h_{jm_T}(1), \dots, h_{j1}(S), \dots, h_{jm_T}(S)\}, h_{jk}(i)$ 为第 k 根发射天线到第 j 根接收天线间第 i 个时隙的复信道增益。 \mathbf{n}_j 是经过匹配滤波后的高斯噪声, 因此其相关矩阵为 $N_0 \mathcal{R}$ 。经过匹配滤波之后, 所有接收天线的接收向量进行合并, 总的接收信号为

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{y}} &= \sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{y}_j = \sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \cdot \left(\sqrt{\frac{E_s}{n_T}} \mathcal{R} \mathbf{H}_j \tilde{\mathbf{b}} + \mathbf{n}_j \right) \\ &= \mathbf{H}_B \tilde{\mathbf{b}} + \mathbf{n}_B \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $\mathbf{H}_B = \sqrt{E_s/n_T} \sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathcal{R} \mathbf{H}_j$, $\mathbf{n}_B = \sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{n}_j$ 。

3 基于功率扩展的迭代并行干扰消除

迭代检测算法流程如图3所示, 输入信号 $\underline{\mathbf{y}}$ 为所有天线接收信号的合并。由图3知, 在反馈回路中, 不同天线及时隙间的干扰通过重建后, 从原始信号中抵消, 干扰重建抵消为迭代检测的主要流程。这里并行干扰是由上一次检测中得到的期望信号的软信息重建的, 整个迭代过程是基于软信息的。其中, m 表示迭代次数。

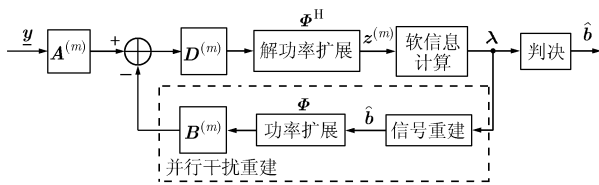


图3 迭代并行干扰抵消算法流程图

图3中, $\mathbf{A}^{(m)}$ 表示前馈矩阵, 用于在第 m 次迭代中预处理信号。对于不同迭代次数 m , $\mathbf{A}^{(m)}$ 具有不同的形式。 $\mathbf{B}^{(m)}$ 为反馈矩阵, 用于重建天线及时隙间的干扰。矩阵 $\mathbf{D}^{(m)}$ 为归一化矩阵, 用于干扰抵消后, 期望信号的功率归一化。

根据图3中的算法流程, 得到第 m 次迭代的软信息计算向量为

$$\mathbf{z}^{(m)} = \Phi^H \mathbf{D}^{(m)} (\mathbf{A}^{(m)} \underline{\mathbf{y}} - \mathbf{B}^{(m)} \Phi \hat{\mathbf{b}}^{(m-1)}) \quad (9)$$

其中 Φ^H 为解功率扩展矩阵, $\hat{\mathbf{b}}^{(m-1)}$ 是由上次迭代得到的软信息重建的信号。每次迭代过程中, 先进行干扰重建及抵消, 然后经解功率扩展后得到向量 $\mathbf{z}^{(m)}$, 并根据 $\mathbf{z}^{(m)}$ 计算出期望信号的软信息, 最后判决输出。由于功率扩展矩阵和解功率扩展矩阵的特殊性, 使得在软信息计算过程中, 有一些简化复杂

度的过程。这里第1次迭代与后边的迭代不同, 所以分开描述不同迭代次数下, 软信息的计算过程。

3.1 第1次迭代

在首次迭代中, 由于没有反馈信号, 这里需要直接从接收信号中解调期望信号, 所以第1次迭代中矩阵 $\mathbf{A}^{(1)}$ 为

$$\mathbf{A}^{(1)} = \sqrt{\frac{n_T}{E_s}} \left(\sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathcal{R} \mathbf{H}_j + \frac{n_T N_0}{E_s} \mathbf{I}_N \right)^{-1} \quad (10)$$

其中 \mathbf{I}_N 为 N 维的单位矩阵。矩阵 $\mathbf{A}^{(1)}$ 和式(8)中的 \mathbf{H}_B 结合, 使得期望信号的信干噪比最大化。由于这里没有干扰重建, 所以矩阵 $\mathbf{B}^{(1)} = 0$, 同时没有干扰抵消的情况下, 矩阵 $\mathbf{D}^{(1)}$ 为单位矩阵 \mathbf{I}_N 。由式(8)~式(10), 可以得到第1次迭代的判决向量为

$$\mathbf{z}^{(1)} = \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \underline{\mathbf{y}} = \Phi^H \mathbf{M} \Phi \mathbf{b} + \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{n}_B \quad (11)$$

其中 $\mathbf{M} = \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{H}_B$ 。将式(11)中期望信号, 干扰和噪声分开写为

$$\mathbf{z}^{(1)} = \Lambda [\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \mathbf{b} + \bar{\Lambda} [\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \mathbf{b} + \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{n}_B \quad (12)$$

其中 $\Lambda[\mathbf{X}]$ 表示由矩阵 \mathbf{X} 的对角元组成的对角矩阵, $\bar{\Lambda}[\mathbf{X}]$ 表示 \mathbf{X} 去对角元后的矩阵。式(12)中第一项为期望信号, 后边两项分别为并行干扰和噪声。向量 $\mathbf{z}^{(1)}$ 的第 i 个元素为

$$\begin{aligned} z_i^{(1)} &= \left\{ \Lambda [\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \right\}_{i,i} b_i + \left\{ \bar{\Lambda} [\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \right\}_i \\ &\quad + \left\{ \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{n}_B \right\}_i \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $\{\cdot\}_i$ 表示取向量的第 i 个元素, 将期望信号的系数表示为 $\varepsilon_i = \left\{ \Lambda [\Phi^H \mathbf{M} \Phi] \right\}_{i,i}$ 。为了计算期望信号的似然值, 需要得到干扰和噪声的功率。式(13)中第2项为干扰, 可表示为

$$\begin{aligned} &\left\{ \left[\Phi^H \mathbf{M} \Phi - \Lambda (\Phi^H \mathbf{M} \Phi) \right] \mathbf{b} \right\}_i \\ &= \left\{ \Phi^H \mathbf{M} \Phi \mathbf{b} \right\}_i + \left[\Phi^H \mathbf{M} \Phi \right]_{i,i} b_i \end{aligned} \quad (14)$$

由于这里采用 BPSK 调制且功率归一化, 所以式(14)右边第1项的功率为

$$\left\{ \Phi^H \mathbf{M} \Phi \mathbf{b} \cdot \mathbf{b}^H \Phi^H \mathbf{M}^H \Phi \right\}_{i,i} = \left\{ \Phi^H \mathbf{M} \mathbf{M}^H \Phi \right\}_{i,i} \quad (15)$$

按照式(2)得到的功率扩展矩阵 Φ 为随机矩阵, 其每个元素幅度相同, 相位服从0到 2π 的均匀分布。因此, 矩阵 $\mathbf{W} = \Phi^H \mathbf{U} \Phi$ 的对角元素也是随机变量^[9], 且均值为 $\sum_{i=1}^N U_{i,i}/N$, 方差随 N 增大收敛于0。根据功率扩展矩阵的这一性质, 得到式(15)中的部分干扰项功率 $\left\{ \Phi^H \mathbf{M} \mathbf{M}^H \Phi \right\}_{i,i}$ 的均值为

$$m_{T,1} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\mathbf{M} \mathbf{M}^H \right)_{i,i} \quad (16)$$

同样, 对于式(14)中的第2项部分干扰 $\left[\Phi^H \mathbf{M} \Phi \right]_{i,i}$, 其均值为 $\sum_{i=1}^N M_{i,i}/N$, 因此这部分干扰的功率为

$$m_{I,2} = \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N M_{i,i} \right]^2 \quad (17)$$

根据式(16)和式(17)可得到总的平均干扰功率为

$$m_I = m_{I,1} + m_{I,2}.$$

式(12)中, 高斯噪声项为

$$\left\{ \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{n}_B \right\}_i = \left\{ \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{n}_j \right\}_i \quad (18)$$

其功率为

$$\left\{ \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} E \left[\left(\sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{n}_j \right) \left(\sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{n}_j \right)^H \right] \left(\mathbf{A}^{(1)} \right)^H \Phi \right\}_{i,i} \quad (19)$$

其中 $E[\cdot]$ 表示数学期望。由于对于不同的接收天线 $l \neq j$, \mathbf{n}_l 和 \mathbf{n}_j 相互独立, 所以式(19)可简化为

$$\begin{aligned} & \left\{ \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \left(\sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H N_0 \mathcal{R} \mathbf{H}_j \right) \left(\mathbf{A}^{(1)} \right)^H \Phi \right\}_{i,i} \\ &= N_0 \cdot \left\{ \Phi^H \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{G} \left(\mathbf{A}^{(1)} \right)^H \Phi \right\}_{i,i} \end{aligned} \quad (20)$$

其中 $\mathbf{G} = \sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathcal{R} \mathbf{H}_j$ 。同理, 根据矩阵 Φ 的随机特性, 以及式(20), 可以得到高斯噪声的平均功率为

$$m_N = N_0 \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\mathbf{A}^{(1)} \mathbf{G} \left(\mathbf{A}^{(1)} \right)^H \right)_{i,i} \quad (21)$$

因此, 总的干扰和噪声功率为 $\sigma^2 = m_I + m_N$, 由于这里采用 BPSK 调制, 所以第 i 个期望信号 \mathbf{b}_i 的似然值 λ_i 计算得

$$\lambda_i = \frac{2 \operatorname{Re} \{ \epsilon_i \}}{\sigma^2 / 2} \operatorname{Re} \{ \mathbf{z}_i^{(1)} \} \quad (22)$$

在第 1 次迭代中, 输出的似然值为 $\boldsymbol{\lambda} = \{ \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N \}$, 可以根据它判决输出期望信号值。同时将似然值输入到反馈支路, 用于下一次迭代中的干扰重建。

3.2 第 2 次及其后的迭代

在第 2 次及后面的迭代过程中, 主要的工作为干扰重建及抵消, 以及计算期望信号的似然值。此时, 不需要对接收信号 \mathbf{y} 进行预处理, 所以前向矩阵为 $\mathbf{A}^{(m)} = \mathbf{I}_N$ 。为了重建不同天线以及不同时间隙间的干扰, 反馈矩阵 $\mathbf{B}^{(m)}$ 为矩阵 \mathbf{H}_B 去对角元, 即 $\mathbf{B}^{(m)} = \mathbf{H}_B - \boldsymbol{\Lambda} \{ \mathbf{H}_B \}$ 。干扰抵消后, 归一化矩阵需要对期望信号功率归一化, 所以归一化矩阵 $\mathbf{D}^{(m)} = \boldsymbol{\Lambda} \{ \mathbf{H}_B \}^{-1}$ 。

反馈支路中的并行干扰是由上一次迭代中的软信息 $\boldsymbol{\lambda}$ 重建的, 重建信号 $\hat{\mathbf{b}}$ 的第 i 元素是由 λ_i 重建, 其形式为

$$\hat{\mathbf{b}}_i = \tanh(\lambda_i / 2) \quad (23)$$

将重建的信号 $\hat{\mathbf{b}}$ 与功率扩展矩阵以及矩阵 $\mathbf{B}^{(m)}$

相乘, 得到并行干扰 $\mathbf{B}^{(m)} \Phi \hat{\mathbf{b}}^{(m-1)}$ 。干扰抵消后功率归一化, 经过解功率扩展得到软信息计算向量为

$$\begin{aligned} \mathbf{z}^{(m)} &= \Phi^H \mathbf{D}^{(m)} \left[\mathbf{y} - \mathbf{B}^{(m)} \Phi \hat{\mathbf{b}}^{(m-1)} \right] \\ &= \Phi^H \mathbf{D}^{(m)} \left[\left(\mathbf{D}^{(m)} \right)^{-1} + \mathbf{B}^{(m)} \right] \Phi \mathbf{b} \\ &\quad + \mathbf{n}_B - \mathbf{B}^{(m)} \Phi \hat{\mathbf{b}}^{(m-1)} \\ &= \mathbf{b} + \Phi^H \mathbf{D}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \Phi \left(\mathbf{b} - \hat{\mathbf{b}}^{(m-1)} \right) + \Phi^H \mathbf{D}^{(m)} \mathbf{n}_B \end{aligned} \quad (24)$$

其中 $\Phi^H \mathbf{D}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \Phi \left(\mathbf{b} - \hat{\mathbf{b}}^{(m-1)} \right)$ 为干扰抵消后的残余干扰。为了计算期望信号 \mathbf{b} 的似然值, 需要先计算残余干扰以及高斯噪声的功率。定义错误向量 $\mathbf{e} = \mathbf{b} - \hat{\mathbf{b}}^{(m-1)}$, 可以得到向量 \mathbf{e} 第 i 个元素的功率为

$$E \left[\left(e_i \right)^2 \middle| \mathbf{z}_i^{(m)} \right] = E \left[\left(\mathbf{b}_i - \hat{\mathbf{b}}_i^{(m-1)} \right)^2 \right] = 1 - \tanh^2 \left(\frac{\lambda_i}{2} \right) \quad (25)$$

残余干扰向量的第 i 个元素是矩阵 $\Phi^H \mathbf{D}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \Phi$ 的第 i 行与 \mathbf{e} 的乘积。由于矩阵 $\mathbf{D}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)}$ 的对角元为 0, 根据随机矩阵 Φ 的性质得矩阵 $\Phi^H \mathbf{D}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \Phi$ 每个元素的平均功率为

$$\begin{aligned} P^{(m)} &= \operatorname{var} \left[\left(\Phi^H \mathbf{D}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \Phi \right)_{i,j} \right] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left| \left(\mathbf{D}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \right)_{i,j} \right|^2 \end{aligned} \quad (26)$$

由于矩阵 $\Phi^H \mathbf{D}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \Phi$ 中的元素和 \mathbf{e} 独立, 所以得到残余干扰的平均功率为

$$m_I = P^{(m)} \sum_{i=1}^N E \left[\left(e_i \right)^2 \middle| \mathbf{z}_i^{(m)} \right] \quad (27)$$

与式(21)同理, 高斯噪声的平均功率为

$$m_N = N_0 \cdot \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\mathbf{D}^{(m)} \mathbf{G} \left(\mathbf{D}^{(m)} \right)^H \right)_{i,i} \quad (28)$$

根据式(27)和式(28), 总的干扰和噪声功率为 $\sigma^2 = m_I + m_N$, 因此第 m 次迭代中期望信号 \mathbf{b}_i 的似然值 λ_i 计算为 $\lambda_i = 2 \cdot \operatorname{Re} \{ \mathbf{z}_i^{(m)} \} / (\sigma^2 / 2)$ 。在第 2 次及其后的迭代中, 输出的似然值为当前计算似然值与上一次迭代似然值的和

$$\boldsymbol{\lambda} = \boldsymbol{\lambda}^{(m)} + \boldsymbol{\lambda}^{(m-1)} \quad (29)$$

可以根据 $\boldsymbol{\lambda}$ 得到第 m 次迭代的判决值 $\hat{\mathbf{b}}^{(m)}$ 。

3.3 复杂度分析

为了说明迭代检测的复杂度, 这里选用最优线性检测来进行对比。根据文献[10]知, 常规模矩阵操作中的复杂度有: $m \times m$ 维的矩阵 \mathbf{A} 与向量 \mathbf{b} 乘积 $\mathbf{A}\mathbf{b}$ 的复杂度为 $m(2m-1)$; $m \times m$ 维矩阵 \mathbf{A} 与 \mathbf{B} 相加的复杂度为 m^2 ; $m \times m$ 维矩阵 \mathbf{A} 求逆的复杂度则为 $2m^3 - 2m^2 + m$ 。最优线性检测^[4]的判决变量为

$$\hat{\mathbf{b}} = \left(\sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathcal{R} \mathbf{H}_j + \frac{n_T N_0}{E_s} \mathbf{I}_N \right)^{-1} \sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{y}_j \quad (30)$$

考虑到这里 \mathbf{H}_j 为对角矩阵, 在计算判决变量过

程中, 矩阵、向量之间的乘法和加法操作为 $(n_R + 3)(Sn_T)^2 = (n_R + 3)N^2$, 而矩阵求逆的操作为 $2N^3 - 2N^2 + N$, 两者之和为最优线性检测的复杂度。

由于迭代检测第1次和后面的过程不同, 所以首先考虑第1次迭代检测的复杂度。在计算期望信号的复系数 ε_i , 以及干扰和高斯噪声功率的过程中, 都需要用到矩阵 \mathbf{M} , 其形式为

$$\mathbf{M} = \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{H}_B = \left(\sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathcal{R} \mathbf{H}_j + \frac{n_T N_0}{E_s} \mathbf{I}_N \right)^{-1} \cdot \sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathcal{R} \mathbf{H}_j \quad (31)$$

相对于式(30)中的最优线性检测, 增加的复杂度为矩阵 $\mathbf{A}^{(1)}$ 和 \mathbf{H}_B 的乘积, 减少的是 $\sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{y}_j$ 部分的复杂度。因此, 计算 \mathbf{M} 的复杂度为 $4N^3 + (n_R - 2)N^2 + N$ 。

根据矩阵 \mathbf{M} 可以得到计算复系数 ε_i , 以及干扰和高斯噪声功率的复杂度。为了得到 $\varepsilon_i = \{\Phi^H \mathbf{M} \Phi\}_{i,i}$, 需要计算 $\Phi^H \mathbf{M} \Phi$, 由于 $\Phi = \mathbf{P}\mathbf{T}$ 是交织后的傅里叶矩阵, 所以可以利用快速傅里叶变换来降低复杂度, 因此这里求 ε_i 的复杂度为 $2N^2 \log_2 N$ 。计算干扰功率中, 求第1项干扰 $m_{I,1}$ 时, 矩阵乘积 $\mathbf{M}\mathbf{M}^H$ 引入较大复杂度, 总的操作为 $2N^3 - N^2 + N$, 第2项 $m_{I,2}$ 的复杂度则为 $N + 1$ 。计算高斯噪声 m_N 时, 也涉及到矩阵乘积, 引入的复杂度为 $4N^3 - 2N^2 + N + 1$, 最后计算似然值的复杂度为 N 。第1次迭代检测总的复杂度如表1第3行所示。

第2次及其后面的迭代中, 相对于第1次迭代复杂度下降很大。矩阵 $\mathbf{B}^{(m)} = \mathbf{H}_B - \Lambda\{\mathbf{H}_B\}$ 和 $\mathbf{D}^{(m)} = \Lambda\{\mathbf{H}_B\}^{-1}$ 中的 \mathbf{H}_B 在第1次迭代中已计算出, 所以增加的复杂度仅为 $2N$ 。计算残余干扰功率时, 主要由两部分引入复杂度, 计算误差向量 \mathbf{e} 的功率的操作为 $2N$, 另一部分为计算矩阵 $\Phi^H \mathbf{D}^{(m)} \mathbf{B}^{(m)} \Phi$ 每个元素的功率 $P^{(m)}$, 由于 $\mathbf{D}^{(m)}$ 为对角矩阵, 所以计算 $P^{(m)}$ 的操作为 $3N^2$ 。干扰重建 $\mathbf{B}^{(m)} \Phi \hat{\mathbf{b}}^{(m-1)}$ 的复杂

度为 $2N^2 + N \log_2 N - N$, 干扰抵消和功率归一化的操作数则为 $2N$, 因此第2次迭代总的复杂度如表1第4行所示。

由表1可知, 第1次迭代和最优线性检测的复杂度均为 $O(N^3)$, 且第1次检测约为线性检测复杂度的5倍。第2次迭代检测的复杂度则为 $O(N^2)$, 明显低于第1次迭代和线性检测, 而后面的迭代中, 由于无需再计算 $P^{(m)}$, 所以复杂度比第2次迭代更低。

4 仿真结果

本节通过计算机仿真, 验证所提方法在异步V-BLAST下的性能。这里假设信道为平坦MIMO信道, 接收端已知理想信道信息, 采用BPSK调制。系统其他的仿真参数如表2所示。

表2 系统仿真参数

参数	发射/接收	接收/发射
天线数	4/4	8/4
多普勒频移(Hz)	40	40
帧长 S	32	64
符号周期 T_s (s)	10^{-6}	10^{-6}
信噪比 (E_s/N_0)	3 : 2.5 : 25.5	3 : 2.5 : 25.5
天线间时延 $(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{n_r})$	$0, T_s/4, 2T_s/4, 3T_s/4$	$0, T_s/8, 2T_s/8, 3T_s/8, 4T_s/8, 5T_s/8, 6T_s/8, 7T_s/8$

仿真结果如图4, 图5和图6所示。

图4为8发4收情况下, 所提算法与线性最优算法以及排序串行干扰消除的对比。与线性最优算法相比, 在复杂度提高不大的情况下, 性能有了明显的提高。在误码率为 10^{-3} 时, 第1次迭代相比于线性最优算法, 带来4.5 dB增益, 而相对于排序串行干扰消除则带来了2 dB增益。这是由于功率扩展矩阵将原始信号扩展到整个空时块上, 经历不同的空时信道, 获得了空间和时间分集度。而5次迭代后, 功率扩展PIC收敛, 相对于第1次迭代又带来了5 dB增益。这是由于迭代基于软信息以及功率扩展使得迭代能获取更大的性能增益。

图5为8发4收情况下, 所提算法与传统不含功率扩展的迭代并行干扰抵消的对比, 这里两种方法都是基于软信息的迭代。可以看到在传统并行干扰迭代中, 在误码率为 10^{-3} 时, 第5次迭代相对于第1次仅带来了2.5 dB左右增益, 而所提算法5次迭代后相对于第1次迭代则带来了6 dB左右增益。这是由于功率扩展在迭代过程中, 将上一次检测的误差扩展到整个信号向量上, 降低了误差传播的影响, 更好的改善误码率性能。

表1 复杂度对比

检测方法	复杂度
最优线性检测	$2N^3 + (n_r + 1)N^2 + N$
功率扩展 PIC第1次 迭代检测	$10N^3 + (n_r - 5)N^2 + 2N^2 \log_2 N + 5N + 2$
功率扩展 PIC第2次 迭代检测	$5N^2 + N \log_2 N + 5N$

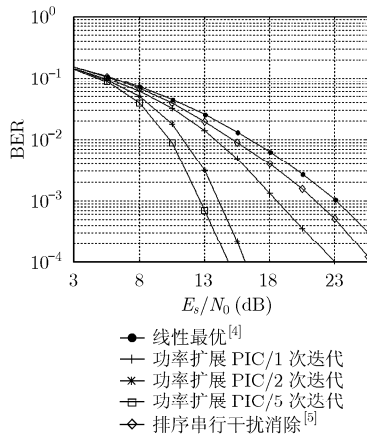


图 4 功率扩展 PIC 与线性检测及排序串行干扰消除误码率性能对比

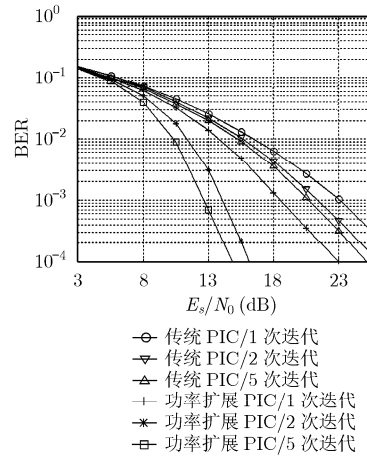


图 5 8 发 4 收场景中功率扩展 PIC 与传统 PIC 的误码率性能对比

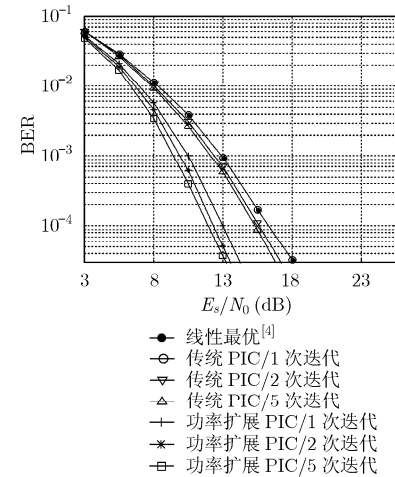


图 6 4 发 4 收场景中功率扩展 PIC 与传统 PIC 的误码率性能对比

为了验证天线数相同的情况，所提方法仍然能带来增益，图 6 给出了 4 发 4 收情况下，功率扩展 PIC 与线性方法以及传统 PIC 的对比。可以看到，在误码率为 10^{-4} 时，5 次迭代之后所提方法相比于传统 PIC 能够带来 4 dB 左右的信噪比增益。

5 结论

为了提高异步 V-BLAST 的误码率性能，本文提出了一种基于功率扩展的迭代并行干扰消除算法。基于功率扩展的 PIC 算法由于利用了空时分集，以及干扰重建时对误差的扩展，通过迭代有效地提高了异步 V-BLAST 的检测性能。复杂度与线性算法同为 $O(N^3)$ ，误码率性能则得到显著提高。仿真结果表明，在接收天线数明显少于发射天线数时，所提方法能有效改善误码率性能。

参考文献

- [1] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Technical Journal*, 1996, 1(2): 41-59.
- [2] Shao Shi-hai, Tang You-xi, *et al.* Performance analysis of a modified V-BLAST system with delay offsets using zero-forcing detection. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, 56(6): 3827-3837.
- [3] Shao Shi-hai, Tang You-xi, and Ma Wan-zhi. Layered space-time codes over Ricean fading channels by reducing the correlation of spatial shaping pulses. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(2): 574-579.
- [4] Lin Hua-jiong, Tang You-xi, *et al.* Optimum linear detection of a modified V-BLAST system with delay offsets. *IEEE VTC-Fall, Calgary, Canada*, 2008: 242-245.
- [5] Lin Hua-jiong, Tang You-xi, Guan Lu, *et al.* Ordered Successive Interference Cancellation (OSIC) in V-BLAST systems with asynchronous transmission mode. *Wireless Personal Communications*, 2010, 60(2): 263-275.
- [6] Du Na, Gu Pin-biao, and Cao Ning. A low-complexity iterative receiver scheme for Turbo-BLAST system. *IEEE 10th International Conference on Signal Processing, Beijing, China*, 2010: 1548-1551.
- [7] Lars S and Heinrich M. A systematic framework for iterative maximum likelihood receiver design. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(7): 2035-2045.
- [8] Walsh J M and Regalia P A. On the relationship between belief propagation decoding and joint maximum likelihood detection. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(10): 2753-2758.
- [9] Papoulis A. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*[M]. 4th Edition, New York: McGraw-Hill, 2002: 188-192.
- [10] Koc C K and Chen G. Inversion of all principal submatrices of a matrix. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1994, 30(1): 280-281.

莫韬甫：男，1982 年生，博士生，研究方向为多天线信号处理。
邵士海：男，1980 年生，副教授，研究方向为空时编码。
刘田：男，1981 年生，博士生，研究方向为多天线信号处理。
唐友喜：男，1964 年生，教授，博士生导师，研究方向为无线通信中的信号处理。