

V-BLAST信号的宽线性反馈判决检测

曾 昆, 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】针对V-BLAST结构接收机采用传统反馈判决检测在高信噪比高端出现的检测性能不佳的问题,设计了一种具有更加检测性能的基于最小均方误差准则的宽线性反馈判决检测算法。计算机仿真结果显示,该算法采用最优子流检测顺序时,在信噪比的低端及高端,其误码率性能均逼近最大似然检测;当采用随机子流检测顺序时,这种算法的误码率性能仍优于Golden MMSE检测算法。在相同算法下,采用宽线性检测至少带来了3 dB的性能增益。

关键词 反馈判决检测; 最小均方误差; 多输入多输出; 宽线性
中图分类号 TN918; O332 **文献标识码** A

Widely Linear Decision Feedback Detection for V-BLAST Signals

ZENG Kun and TANG You-xi

(National Key Laboratory of Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract A new minimum mean squared error (MMSE) detector based on widely linear processing combined with the decision feedback (DF) strategy for V-BLAST signals is proposed. It can deal with the poor performance of traditional DF detection under higher signal-noise-ratio (SNR). Simulations show that the performance of the proposed scheme utilizing optimal order approaches that of maximum likelihood detection. Furthermore, the algorithm with random order outperforms the Golden MMSE detection. Under the same simulation condition, there is at least 3 dB gain in bit-error-ratio (BER) performance by adopting widely linear processing.

Key words decision feedback detection; minimum mean squared error; multiple input multiple output; widely linear process

垂直贝尔实验室分层空时(V-BLAST)结构能够更高效地利用无线电频谱资源,所提供的信道容量能非常接近理论上限值^[1]。对这种结构的MIMO信号的检测,最大似然检测(maximum likelihood detection, MLD)具有最优性能,然而遍历式搜索方式使得MLD的计算复杂度随天线数呈指数形式递增。因此,寻找低复杂度、逼近MLD性能的次优算法一直是MIMO信号检测所关注的问题。

反馈判决(DF)检测作为一种次优检测策略,因其复杂度低、性能好的特点受到广泛关注,V-BLAST排序干扰抵消检测器就是典型代表之一^[1]。然而在较高的信噪比条件下,DF检测与MLD相比,具有明显的性能差异。本文拟采用宽线性处理技术来解决这个问题^[2]。

文献[2]提出了宽线性处理(WL)的概念:通过对接收信号本身及其复共轭信号进行联合处理,可以带来额外的性能增益。这一发现引起了统计信号处

理学界对宽线性处理的浓厚兴趣。文献[3]运用WL处理技术改进了最优匹配滤波理论,并应用在CDMA系统中。文献[4-5]从不同角度验证了采用WL技术的CDMA信号检测性能优于传统线性处理的检测算法。

对于采用V-BLAST结构的MIMO反馈判决检测算法,在信噪比高端出现的检测性能不佳的问题,本文设计了一种基于MMSE准则的宽线性反馈判决检测算法。为表述的简便,本文算法称为WL-DF-MMSE MIMO,与此对应,采用传统线性处理的算法称为L-DF-MMSE MIMO,基于MMSE准则的BLAST排序干扰抵消检测算法(Golden)称为Golden MMSE。

1 系统模型

本文采用离散窄带MIMO系统模型。

假设系统有 M_T 个发射天线和 M_R 个接收天线,

收稿日期: 2006-11-09; 修回日期: 2007-09-13

基金项目: 国家自然科学基金(60496313、60572090); 教育部博士点基金(20050214009)

作者简介: 曾 昆(1981-), 男, 博士生, 主要从事MIMO信号检测及认知无线电方面的研究。

第 j 个接收天线在第 n 个符号采样时刻接收到的信号为:

$$r_j[n] = \sum_{i=1}^{M_T} h_{j,i}[n]b_i[n] + w_j[n] \quad (1)$$

式中 $b_i[n] \in \{\pm 1\}$ 为第 i 个发射天线发射的第 n 个符号; $w_j[n]$ 为第 n 个符号时刻叠加在第 j 个接收天线上的信道加性 Gauss 白噪声采样值; $h_{j,i}[n]$ 为第 i 个发射天线与第 j 个接收天线所对应信道在第 n 个符号时刻的复信道增益。

为方便, 不考虑信道估计误差, 即接收机已知信道状态信息。由于窄带系统不存在不同时刻的符号间干扰, 解调是逐符号时间独立进行的。因此, 略去式(1)中与时间有关的变量 n , 并将其改写为矢量形式:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{b} + \mathbf{w} \quad (2)$$

式中 \mathbf{r} 、 \mathbf{H} 和 \mathbf{w} 均为复矢量; \mathbf{b} 为实矢量; $\mathbf{H} \triangleq [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{M_T}]$, $\mathbf{h}_i \triangleq [h_{1,i}, h_{2,i}, \dots, h_{M_R,i}]^T$, $\mathbf{b} \triangleq [b_1, b_2, \dots, b_{M_T}]^T$, $[\cdot]^T$ 为转置。各接收天线上的噪声采用独立的, 即 $\mathcal{E}\{\mathbf{w}\mathbf{w}^H\} = \sigma_w^2 \mathbf{I}_{M_R}$, σ_w^2 为噪声方差, $[\cdot]^H$ 为厄米特转置, $\mathcal{E}\{\cdot\}$ 为括号中随机变量的期望值, \mathbf{I}_{M_R} 为 $M_R \times M_R$ 的单位矩阵。

2 线性DF-MMSE MIMO检测

图1给出了一个MIMO反馈判决检测器的框图, 它由前向滤波单元 \mathbf{c}_i 、排序单元、反馈滤波单元 ψ_i^j 和判决单元组成。

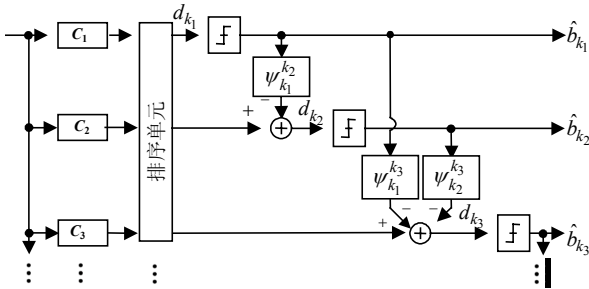


图1 MIMO反馈判决检测器框图

从图1的结构可以看出, 由于采用反馈判决, 对发射天线发射的每一子流信号进行逐一检测, 将面临如何选取优化的检测顺序问题。目前, V-BLAST 系统结构的MIMO信号检测已有文献报道如何选取检测顺序^[1, 6-8], 本文假设通过排序单元处理, 即可得到优化的检测顺序为:

$$\mathbf{S} \equiv \{k_1, k_2, \dots, k_{M_T}\} \quad (3)$$

即按照子流信号 $b_{k_1}, b_{k_2}, \dots, b_{k_{M_T}}$ 的顺序进行检测。

将式(2)进行变换, 可得:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}'\mathbf{b}' + \mathbf{w} \quad (4)$$

式中 $\mathbf{H}' \triangleq [\mathbf{h}_{k_1}, \mathbf{h}_{k_2}, \dots, \mathbf{h}_{k_{M_T}}]$, $\mathbf{b}' \triangleq [b_{k_1}, b_{k_2}, \dots, b_{k_{M_T}}]^T$ 。

则第 k_i 个子流 b_{k_i} 的检测值可表示为:

$$d_{k_i}^L = \mathbf{c}_{k_i}^H \mathbf{r} - \boldsymbol{\psi}_{k_i}^H \hat{\mathbf{b}}_{k_i} \quad (5)$$

式中 $\boldsymbol{\psi}_{k_i} \triangleq [\psi_{k_i}^{k_1}, \psi_{k_i}^{k_2}, \dots, \psi_{k_i}^{k_{i-1}}]^T$ 为反馈判决系数;

$\hat{\mathbf{b}}_{k_i} \triangleq [\hat{b}_{k_i}, \hat{b}_{k_2}, \dots, \hat{b}_{k_{i-1}}]^T$ 为反馈判决值, $2 \leq i \leq M_T$ 。

判决时, $\hat{b}_{k_i} \triangleq Q(d_{k_i}^L)$, $Q(\cdot)$ 记为判决过程。当 $i=1$ 时, $\boldsymbol{\psi}_{k_1} \triangleq \mathbf{0}$, $\hat{b}_{k_1} \triangleq 0$ 。

基于最小均方误差准则, 最优的反馈判决系数 $\boldsymbol{\psi}_{k_i}^L$ 和滤波器权值 $\mathbf{c}_{k_i}^L$ 的选取应满足:

$$(\boldsymbol{\psi}_{k_i}^L, \mathbf{c}_{k_i}^L) = \arg \min_{\boldsymbol{\psi}_{k_i}, \mathbf{c}_{k_i}} \{\sigma^2(\boldsymbol{\psi}_{k_i}, \mathbf{c}_{k_i})\} \quad (6)$$

式中 $\sigma^2(\boldsymbol{\psi}_{k_i}, \mathbf{c}_{k_i}) \triangleq \mathcal{E}\{(b_{k_i} - d_{k_i}^L)^2\}$ 。

对式(6)求偏导, 可得:

$$\begin{cases} \mathbf{c}_{k_i}^L = (\boldsymbol{\Omega}_{k_i}^L)^{-1} \mathbf{h}_{k_i} \\ \boldsymbol{\psi}_{k_i}^L = \mathbf{H}'_{k_i:k_{i-1}} \mathbf{c}_{k_i}^L \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Omega}_{k_i}^L = \mathbf{H}'_{k_i:k_{M_T}} \mathbf{H}'_{k_i:k_{M_T}}^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}_{M_R} \\ \mathbf{H}'_{k_i:k_{M_T}} \triangleq \begin{cases} [\mathbf{h}_{k_\mu}, \mathbf{h}_{k_{\mu+1}}, \dots, \mathbf{h}_{k_\nu}] & 1 \leq \mu \leq \nu \leq M_T \\ \mathbf{0}_{M_R \times 1} & \mu > \nu \end{cases} \end{cases} \quad (8)$$

结合图1及式(5)可以发现, 当检测第 k_i 个子流信号 b_{k_i} 时, 该算法将已检测出的前 $(i-1)$ 个子流信号作为先验信息, 经过加权处理, 消除其对第 k_i 个子流信号检测的影响。当式(3)的检测顺序为最优顺序时, 该算法类似于 Golden MMSE 算法。二者区别在于, Golden MMSE 算法采用逐级检测、重建和干扰对消的策略, 在检测第 k_i 个子流信号 b_{k_i} 时, 只将第 k_{i-1} 个子流信号 $b_{k_{i-1}}$ 作为反馈判决值, 而该算法则是将已检测的所有子流信号作为反馈判决值参与第 k_i 个子流信号的检测, 这样可以在一定程度上避免由于检测错误导致的误差传播问题。

3 宽线性DF-MMSE MIMO检测

本节将介绍如何在上述 L-DF-MMSE MIMO 检测算法中运用宽线性处理技术。

宽线性处理是将接收机所接收到的信号及其复共轭信号分别经过两个分离的线性滤波器滤波后, 再将输出的结果合成^[2]。因此, 对于每个子流 b_i 的检测, \mathbf{r} 及 \mathbf{r}^* 分别对应着两个权值矢量 \mathbf{c}_i^1 和 \mathbf{c}_i^2 。

当发射端采用 BPSK 调制时, 由文献[2], 可知存在等式 $\mathbf{c}_i^1 = (\mathbf{c}_i^2)^*$ 。假设 $\mathbf{c}_i^1 = \mathbf{c}_i$, $\mathbf{c}_i^2 = (\mathbf{c}_i)^*$, 则第 k_i 个子流 b_{k_i} 的检测值可表示为:

$$d_{k_i}^{WL} = \frac{1}{2}(\mathbf{c}_{k_i}^H \mathbf{r} + \mathbf{c}_{k_i}^T \mathbf{r}^*) - \boldsymbol{\psi}_{k_i}^H \hat{\mathbf{b}}_{k_i}; \quad \hat{\mathbf{b}}_{k_i} \triangleq Q(d_{k_i}^{WL}) \quad (9)$$

在式(9)中引入双射 f 函数^[9]:

$$x \xrightarrow{f} \tilde{x}: \quad \tilde{x} = \frac{1}{\sqrt{2}}[x^T \quad x^H]^T \quad (10)$$

则:

$$\begin{cases} d_{k_i}^{WL} = \tilde{\mathbf{c}}_{k_i}^H \tilde{\mathbf{r}} - \boldsymbol{\psi}_{k_i}^H \hat{\mathbf{b}}_{k_i} \\ \tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{b}' + \tilde{\mathbf{w}} \end{cases} \quad (11)$$

类似L-DF-MMSE MIMO检测, 基于最小均方误差准则, 此时最优的反馈判决系数 $\boldsymbol{\psi}_{k_i}^{WL}$ 和滤波器权值 $\tilde{\mathbf{c}}_{k_i}^{WL}$ 的选取应满足:

$$\begin{cases} (\boldsymbol{\psi}_{k_i}^{WL}, \tilde{\mathbf{c}}_{k_i}^{WL}) = \arg \min_{\boldsymbol{\psi}_{k_i}, \tilde{\mathbf{c}}_{k_i}} \{\sigma^2(\boldsymbol{\psi}_{k_i}, \tilde{\mathbf{c}}_{k_i})\} \\ \sigma^2(\boldsymbol{\psi}_{k_i}, \tilde{\mathbf{c}}_{k_i}) \triangleq \mathcal{E}\{(b_{k_i} - d_{k_i}^{WL})^2\} \end{cases} \quad (12)$$

对式(12)求解, 可以分别得到反馈判决系数 $\boldsymbol{\psi}_{k_i}^{WL}$ 和滤波器权值 $\tilde{\mathbf{c}}_{k_i}^{WL}$ 为:

$$\tilde{\mathbf{c}}_{k_i}^{WL} = (\boldsymbol{\Omega}_{k_i}^{WL})^{-1} \tilde{\mathbf{h}}_{k_i}; \quad \boldsymbol{\psi}_{k_i}^{WL} = \tilde{\mathbf{H}}_{k_1:k(i-1)}'^H \tilde{\mathbf{c}}_{k_i}^{WL} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Omega}_{k_i}^{WL} = \tilde{\mathbf{H}}_{k_i:kM_T}' \tilde{\mathbf{H}}_{k_i:kM_T}^H + \frac{\sigma_w^2}{2} \mathbf{I}_{2M_R} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{k_\mu:k_\nu}' \triangleq \begin{cases} [\tilde{\mathbf{h}}_{k_\mu}, \tilde{\mathbf{h}}_{k_\mu+1}, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_{k_\nu}] & 1 \leq \mu \leq \nu \leq M_T \\ \mathbf{0}_{2M_R \times 1} & \mu > \nu \end{cases} \end{cases} \quad (14)$$

4 仿真结果及讨论

本文采用Matlab®作为仿真平台进行算法验证, 给出了基于MMSE准则的线性与宽线性反馈判决MIMO检测算法, 在窄带MIMO系统中的误比特率性能仿真结果, 同时比较了它们同Golden MMSE算法和MLD算法的性能差异。

本文仿真采用如下假定: 系统的发射和接收天线数目都是4; 各发射天线到各接收天线间的信道增益系数服从相互独立的瑞利(Rayleigh)分布, 且具有相同的平均功率; 信道多普勒频移为40 Hz; 发射端采用BPSK调制; 信道噪声为加性高斯(Gauss)白噪声。由于本文没有赘述如何选取检测顺序, 为了更好地反映本文所述的MIMO检测算法的比特误码率性能, 特别选取了BLAST Golden最优顺序^[1]和随机顺序^[8]两种极端情况进行仿真验证, 结果如图2所示。

从图2可以看出, 基于MMSE准则的线性反馈判决算法(L-DF)和宽线性反馈判决算法(WL-DF)的检测性能都受到检测顺序的影响, 其中L-DF算法的检测性能对检测顺序更为敏感。在相同检测顺序的条件下, WL-DF检测比L-DF检测比特误码率性能好3 dB以上。

图3是采用最优检测顺序的L-DF与WL-DF检测

算法同Golden MMSE和MLD的比特误码率性能的仿真对照图。由于本文所描述的反馈判决算法, 在反馈判决时将已检测的所有子流信号作为反馈判决值参与当前子流信号的检测, 在一定程度上抑制了由检测错误引发的误差传播, 因此, 在相同仿真条件下L-DF和WL-DF检测算法的性能都要优于Golden MMSE, 且WL-DF算法的性能逼近MLD算法。

结合图2、图3发现, 即使采用随机检测顺序, WL-DF算法的检测性能仍优于Golden MMSE算法。

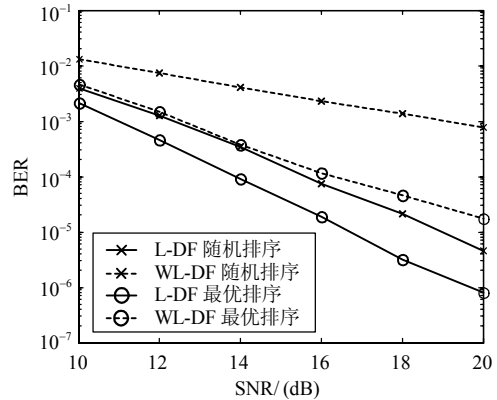


图2 最优/随机排序L-DF与WL-DF检测误码率性能

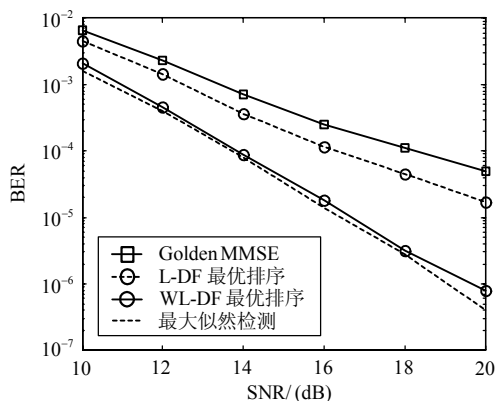


图3 L-DF与WL-DF检测同Golden MMSE及MLD检测比特误码率性能对比

5 结论

本文利用宽线性处理的估计精度优于传统的严格线性处理的特点, 提出了一种基于MMSE准则的宽线性反馈判决MIMO检测算法, 并进行了仿真验证。结果表明, 这种算法较之传统反馈判决检测性能改善明显, 采用最优检测顺序时, 在信噪比的低端及高端, 其误码率性能均逼近最大似然检测; 即使在随机检测顺序的恶劣条件下, 宽线性检测算法的性能仍优于最优排序的BLAST Golden MMSE检测算法。同时仿真结果显示, 在相同算法条件下, BLAST宽线性检测的性能带来了至少3 dB的增益。

(下转第392页)

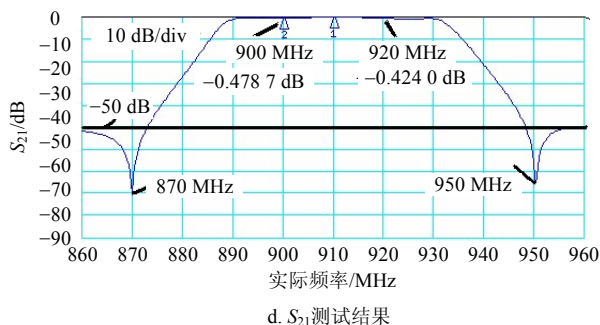


图5 理论结果与实测结果的对比

4 结论

从以上例子可以看出, 通过适当放置传输零点的位置, 得到了50%通带范围内平坦的群时延特性, 很好地解决了广义切比雪夫滤波器在通带内群时延起伏较大的问题, 验证了该设计方法的有效性。

参考文献

[1] RHODES J D. The design and synthesis of a class of microwave bandpass linear phase filter[J]. IEEE Trans-MTT, 17(4): 189-204.

[2] RHODES J D. A lowpass prototype network for microwave linear phase filters[J]. IEEE Trans-MTT, 1970, 18(6): 290-301.

[3] RHODES J D. The generalized direct-coupled cavity linear phase filter[J]. IEEE Trans-MTT, 1970, 18(6): 308-313.

[4] YU Ming. Predistortion technique for cross-coupled filters and its application to satellite communication systems[J]. IEEE Trans-MTT, 2003, 51(12): 2505-2515.

[5] WILLIAMS A E. Predistortion techniques for multicoupled resonator filters[J]. IEEE Trans-MTT 1985, 33(5): 402-407.

[6] ZABALAWI I H. Cascade synthesis of linear phase selective filters[J]. IEEE Trans-Circuits and System, 1981, 28(8): 843-846.

[7] CAMERON R J. General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions[J]. IEEE Trans-MTT, 1999, 47(4): 433-442.

[8] CAMERON R J. Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters[J]. IEEE Trans-MTT, 2003, 51(1): 1-10.

[9] 黄席椿, 高顺泉. 滤波器综合[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1978.

[10] AMARI S. Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique[J]. IEEE Trans-MTT, 2000, 48(9): 1559-1564.

编辑 漆蓉

(上接第363页)

参考文献

[1] WOLNIANSKY P W, FOSCHINI G J, GOLDEN G D, et al. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over rich scattering wireless channel[C]//Int Symp Signals, Syst, Electron. [S.l.]: [s.n.], 1998, 295-300.

[2] PICINBONO B, CHEVALIER P. Widely linear estimation with complex data[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1995, 43(8): 2030-2033.

[3] YOON Y C, LEIB H. Maximizing SNR in improper complex noise and applications to CDMA[J]. IEEE Commun Lett, 1997, 1: 5-8.

[4] GELLI G, PAURA L. Blind widely linear multiuser detection[J]. IEEE Commun Lett, 2000, 4: 187-189.

[5] TULINO A M, VERDU S. Asymptotic analysis of improved linear receivers for BPSK-CDMA subject to fading[J]. IEEE JSAC, 2001, 19: 1544-1555.

[6] ZHA W, BLOSTEIN S. Modified decorrelating decision-feedback detection of BLAST space-time system[C]//ICC, [S.l.]: [s.n.], 2002, 1: 335-339.

[7] WUBBEN D, BOHNKE R, RINAS J, et al. Efficient algorithm for decoding layered space-time codes[J]. Electron Lett, 2001, 37(22): 1348-1350.

[8] WAI W, TSUI C, CHENG R. A low complexity architecture of the V-BLAST System[C]//IEEE WCNC. [S.l.]: IEEE, 2000, 1:310-314.

[9] BUZZI S, LOPS M, TULINO A M. A new family of MMSE multiuser receivers for interference suppression in DS-CDMA systems employing BPSK modulation[J]. IEEE Trans Commun, 2001, 49: 154-167.

编辑 张俊