

文章编号:1001-893X(2010)07-0055-05

一种异步发射信号的 MIMO 差分检测方法^{*}

孙德福

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘要:提出了一种异步发射信号的 MIMO 系统模型:在 V-BLAST 系统各发射天线对应的数据流中人为添加时延,使得各发射天线的信号异步发射、异步到达接收机。基于该系统模型,提出了一种差分检测方法,解决了传统 V-BLAST 方法无法进行差分检测以及无法实现单天线检测的难题。仿真结果显示,该算法在不同的相对时延情况下的误码率性能不同。

关键字:多入多出;异步发射;差分检测;频谱效率

中图分类号:TN911.226 **文献标识码:**A **doi:**10.3969/j.issn.1001-893x.2010.07.012

A Differential Detection Scheme for MIMO Systems with Asynchronous Transmission

SUN De-fu

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: A system model for MIMO(Multiple Input Multiple Output) based on asynchronous transmission is proposed where different delay offsets are intentionally applied to the data streams of each transmitting antenna, and the signals of each antenna are transmitted and received asynchronously. A baseband signal model and a differential detection scheme are presented. The proposed differential scheme solves the problems of differential detection and single antenna detection in V-BLAST(Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time). The simulation results show that the BER(Bit Error Rate) performance is different corresponding to different delay offsets.

Key words: multiple input multiple output(MIMO); asynchronous transmission; differential detection; spectrum efficiency

1 引言

近年来, MIMO 技术得到了广泛、深入研究^[1-7]。在这些研究中,都假设发射机的各发射天线同时发射信号,并且各发射天线的发射信号同时到达接收机(本文简称为同步 MIMO),现阶段的 MIMO 技术研究也都主要是在同步 MIMO 基础上进行的。在同步 MIMO 技术中, V-BLAST(Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time)算法^[8-12]以其很高的频谱效率得到了广大学者的关注,但是,基于排序

干扰抵消的 V-BLAST 检测算法要求系统的接收天线数目不小于发射天线数目,从而限制了 V-BLAST 算法在移动终端上的应用。因为移动终端受到体积的限制,无法放置过多的天线,即使可以放置较多的接收天线,也会由于天线间距离太近,信道的相关性变大,严重影响检测性能。另外, V-BLAST 算法无法进行非相干检测,必须进行信道估计。

因此,本文首先提出了一种基于异步发射信号的 MIMO 系统模型,推导出了一种接收信号基带数学模型。同时,针对多天线系统中精确的信道估计

^{*} 收稿日期:2010-03-15;修回日期:2010-05-24

比较困难的问题,提出了一种基于异步发射信号的 MIMO 系统差分检测方法。该方法使得系统无需进行信道估计,频谱效率与 V-BLAST 相同,并且利用 1 根接收天线即可进行检测。

2 系统模型

2.1 发射机模型

这里考虑一个发射天线数为 M 、接收天线数为 L 的 V-BLAST 系统,发射机模型如图 1 所示。

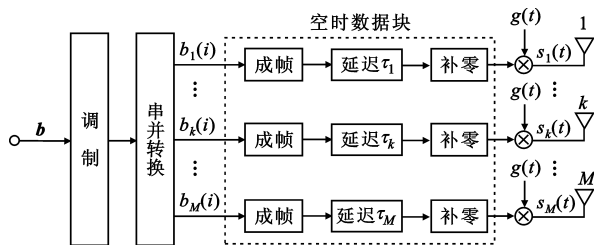


图 1 基于异步发射信号的 MIMO 系统发射机框图

Fig.1 Block diagram of transmitter for asynchronous MIMO systems

信号矢量 $\mathbf{b}$ 经过调制、串并转换生成 M 个数据子流,对于这些空间复用的数据子流经过成帧后,人为地添加时间延迟 $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M$ 。为了避免块间干扰,在每个数据子流上补零,这 M 个数据子流形成一个空时数据块。

假设每个数据帧内包含 N 个符号,第 k 根发射天线的时间延迟为 τ_k ,因此,整个空时块包含了 $N \times M$ 个数据符号。不失一般性,这里假设各发射天线的时间延迟满足 $0 = \tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_M < T_s$, T_s 代表符号周期。每根发射天线上的数据子流经过调制后发射出去,第 k 根发射天线上的等效复基带信号可表示为

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \sum_{i=0}^{N-1} b_k(i) g(t - iT_s - \tau_k), \quad k = 1, 2, 3, \dots, M \quad (1)$$

式中, E_s 是 M 根发射天线的总发射功率,这里假设各天线的发射功率相等; $b_k(i)$, $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 是第 k 根发射天线上在第 i 个时隙内发射的符号; $g(t)$ 是发射天线的等效复基带波形,且满足:

$$\int_0^{T_s} g(t) g^*(t) dt = 1$$

由上可知,由于人为添加了时间延迟,每根发射天线的数据子流信号是异步发射的。

2.2 接收机模型

在接收端,第 j 根接收天线的接收信号可表示为

$$r_j(t) = \sum_{k=1}^M h_{jk}(t) s_k(t) + \eta_j(t) \quad (2)$$

式中, $h_{jk}(t)$ 是第 k 根发射天线到第 j 根接收天线间的复信道衰落因子; $\eta_j(t)$ 是第 j 根接收天线接收到的加性噪声,其是服从均值为 0、方差为 σ_j^2 的复高斯随机变量。

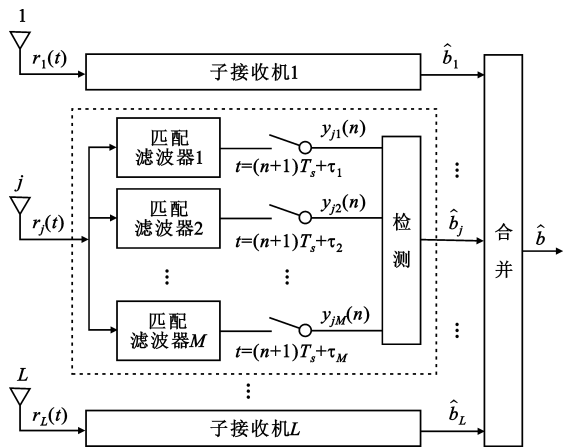


图 2 基于异步发射信号的 MIMO 系统接收机框图

Fig.2 Block diagram of receiver for asynchronous MIMO systems

一种接收机模型如图 2 所示,第 j 根接收天线接收的信号首先进入匹配滤波器组中进行匹配滤波。在第 n 个时隙对第 m 根发射天线的匹配滤波输出可表示为

$$y_{jm}(n) = \int_{nT_s + \tau_m}^{(n+1)T_s + \tau_m} r_j(t) g^*(t - nT_s - \tau_m) dt \quad (3)$$

假设接收端已知发送端的时间延迟 τ_m ,将式(1)、式(2)代入式(3)可得:

$$y_{jm}(n) = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=1}^M h_{jk}(i) b_k(i) \int_{nT_s + \tau_m}^{(n+1)T_s + \tau_m} g(t - iT_s - \tau_k) g^*(t - nT_s - \tau_m) dt + \int_{nT_s + \tau_m}^{(n+1)T_s + \tau_m} \eta_j(t) g^*(t - nT_s - \tau_m) dt \quad (4)$$

式中, $h_{jk}(i)$ 是第 i 个时隙内,发射天线 k 到接收天线 j 间的信道衰落因子。令:

$$R_{mk}(n-i) = \int_{nT_s + \tau_m}^{(n+1)T_s + \tau_m} g(t - iT_s - \tau_k) g^*(t - nT_s - \tau_m) dt \quad (5)$$

$$\eta_{jm}(n) = \int_{nT_s + \tau_m}^{(n+1)T_s + \tau_m} \eta_j(t) g^*(t - nT_s - \tau_m) dt \quad (6)$$

因此,式(4)可表示为

$$y_{jm}(n) = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=1}^M R_{mk}(n-i) h_{jk}(i) b_k(i) + \eta_{jm}(n) \tag{7}$$

定义 $M \times M$ 阶互相关矩阵 $\mathbf{R}(n-i)$, 其元素为 $R_{mk}(n-i)$, $\mathbf{R}(n-i)$ 满足:

$$\mathbf{R}(n-i) = \mathbf{R}^*(i-n) \tag{8}$$

式中, $(\cdot)^*$ 代表复共轭转置操作, 由 $g(t)$ 的定义及时延取值范围可知:

$$\mathbf{R}(n-i) = 0, |n-i| > 1 \tag{9}$$

设第 j 根接收天线在第 n 个符号对应时隙的对角信道矩阵为

$$\mathbf{h}_j(n) = \text{diag}\{h_{j1}(n), h_{j2}(n), \dots, h_{jM}(n)\} \tag{10}$$

第 j 根接收天线匹配滤波器组在 $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 时刻的输出可表示为向量形式:

$$\mathbf{y}_j(n) = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{R}(n-i) \mathbf{h}(i) \mathbf{b}(i) + \boldsymbol{\eta}_j(n) \tag{11}$$

式中, $\mathbf{y}_j(n) = (y_{j1}(n), y_{j2}(n), \dots, y_{jM}(n))^T$, $\mathbf{b}(n) = (b_1(n), b_2(n), \dots, b_M(n))^T$, $\boldsymbol{\eta}_j(n) = (\eta_{j1}(n), \eta_{j2}(n), \dots, \eta_{jM}(n))^T$, $(\cdot)^T$ 代表矩阵转置操作。为了简化式(11), 定义:

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) \end{pmatrix} \tag{12}$$

$$\mathbf{H}_j = \text{diag}\{\mathbf{h}_j(0), \mathbf{h}_j(1), \dots, \mathbf{h}_j(N-1)\} \tag{13}$$

$$\mathbf{Y}_j = (\mathbf{y}_j^T(0), \mathbf{y}_j^T(1), \dots, \mathbf{y}_j^T(N-1))^T \tag{14}$$

$$\mathbf{b} = (\mathbf{b}^T(0), \mathbf{b}^T(1), \dots, \mathbf{b}^T(N-1))^T \tag{15}$$

$$\boldsymbol{\eta}_j = (\boldsymbol{\eta}_j^T(0), \boldsymbol{\eta}_j^T(1), \dots, \boldsymbol{\eta}_j^T(N-1))^T \tag{16}$$

这样, 从符号时隙 $0 \sim N-1$ 在接收天线 j 上进行匹配滤波后提取到的信号 $\mathbf{Y}_j$ 可表示为

$$\mathbf{Y}_j = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \mathbf{R} \mathbf{H}_j \mathbf{b} + \boldsymbol{\eta}_j \tag{17}$$

如式(17)所示, 在上述提出的异步发射信号的 MIMO 系统模型中, 信号检测问题可以通过对一个空时数据块的符号进行联合检测。依照式(17), 可采用迫零(ZF)、最大似然(ML)等相干检测方法。但

是相干检测方法需要接收端已知信道信息, 在很多应用场景下, 精确的信道估计很困难, 采用非相干检测方法是比较好的选择。下面给出一种基于上述异步发射信号的 MIMO 系统差分编码及检测方法。

3 基于异步发射信号的 MIMO 差分编码及检测

3.1 差分编码

在差分方式下, 由于接收端未知信道信息, 数据在发送之前需要进行差分编码。开始前, 发送端发射一个初始矩阵 $\mathbf{X}^0$ 进行初始化:

$$\mathbf{X}^0 = \begin{pmatrix} \sqrt{1/M} & \sqrt{1/M} & \dots & \sqrt{1/M} \\ \sqrt{1/M} & \sqrt{1/M} & \dots & \sqrt{1/M} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \sqrt{1/M} & \sqrt{1/M} & \dots & \sqrt{1/M} \end{pmatrix}_{M \times N} \tag{18}$$

初始化矩阵 $\mathbf{X}^0$ 不代表任何有用信息, 只进行初始化, 并且, 其元素都是 $\sqrt{1/M}$, 使得发送信号功率归一化。初始化后, 后续的数据信息以递归的方式进行差分编码, 假设系统发射的第 $l-1$ 个编码矩阵为

$$\mathbf{X}^{l-1} = \begin{pmatrix} x_{1,1}^{l-1} & x_{1,2}^{l-1} & \dots & x_{1,N}^{l-1} \\ x_{2,1}^{l-1} & x_{2,2}^{l-1} & \dots & x_{2,N}^{l-1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ x_{M,1}^{l-1} & x_{M,2}^{l-1} & \dots & x_{M,N}^{l-1} \end{pmatrix}_{M \times N} \tag{19}$$

由 aMN 个数据比特组成的数据块到达发送端, 发送端编码器将这些数据比特映射成 MN 个符号: $\omega_{m,n}^l \in \Omega (1 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N)$, 其中, Ω 是 2^a -PSK 星座符号集合。利用符号 $\omega_{m,n}^l$ 及第 $l-1$ 个空时数据块的矩阵元素 $x_{m,n}^{l-1}$ 进行差分编码, 生成第 l 个空时数据块的矩阵元素:

$$x_{m,n}^l = \omega_{m,n}^l x_{m,n}^{l-1} \tag{20}$$

利用 $x_{m,n}^l$ 按照式(19)生成第 l 个空时数据块:

$$\mathbf{X}^l = \begin{pmatrix} x_{1,1}^l & x_{1,2}^l & \dots & x_{1,N}^l \\ x_{2,1}^l & x_{2,2}^l & \dots & x_{2,N}^l \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ x_{M,1}^l & x_{M,2}^l & \dots & x_{M,N}^l \end{pmatrix}_{M \times N} \tag{21}$$

矩阵 $\mathbf{X}^l$ 按行分成 M 个数据子流, 每个数据子流按照图 1 中的成帧、延时、补零、调制后发射出去。

3.2 差分检测

第 l 个空时数据块发射后经过无线衰落信道, 在第 j 根接收天线处的接收信号经过匹配滤波之

后,由式(17)可得:

$$\mathbf{Y}_j^l = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \mathbf{R} \mathbf{H}^l \mathbf{b}^l + \boldsymbol{\eta}_j^l \quad (22)$$

式中,上标“ l ”代表第 l 个空时数据块对应的接收量。为简化起见,首先假设有 1 根接收天线,上式可简化为

$$\mathbf{Y}^l = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \mathbf{R} \mathbf{H}^l \mathbf{b}^l + \boldsymbol{\eta}^l \quad (23)$$

这里假设延时参数 $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M$ 是固定的,并且接收端已知该参数(系统同步过程中可获得),所以,矩阵 $\mathbf{R}$ 是已知的。将式(23)两端同时乘以 $\mathbf{R}^{-1}$,可得:

$$\tilde{\mathbf{Y}}^l = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \mathbf{H}^l \mathbf{b}^l + \tilde{\boldsymbol{\eta}}^l \quad (24)$$

式中, $\tilde{\mathbf{Y}}^l = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y}^l = (\tilde{y}_1^l, \tilde{y}_2^l, \dots, \tilde{y}_{MN}^l)^T$, $\tilde{\boldsymbol{\eta}}^l = \mathbf{R}^{-1} \boldsymbol{\eta}^l = (\tilde{\eta}_1^l, \tilde{\eta}_2^l, \dots, \tilde{\eta}_{MN}^l)^T$ 。由式(20)可知, $\mathbf{b}^l$ 与 $\mathbf{b}^{l-1}$ 有如下关系:

$$\mathbf{b}^l = \mathbf{W}^l \mathbf{b}^{l-1} \quad (25)$$

式中, $\mathbf{W}^l = \text{diag}\{\omega_{1,1}^l, \dots, \omega_{M,1}^l, \dots, \omega_{1,N}^l, \dots, \omega_{M,N}^l\}$ 。假设在发射两个连续的空时数据块期间,信道状态不变,由式(25),式(24)可表示为

$$\tilde{\mathbf{Y}}^l = \mathbf{W}^l \tilde{\mathbf{Y}}^{l-1} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}^l \quad (26)$$

式中, $\tilde{\boldsymbol{\eta}}^l = \tilde{\boldsymbol{\eta}}^l - \mathbf{W}^l \tilde{\boldsymbol{\eta}}^{l-1}$ 。因此,符号 $\omega_{m,n}^l$ 可按照如下方法进行检测:

$$\begin{aligned} & (\hat{\omega}_{1,1}^l, \hat{\omega}_{1,2}^l, \dots, \hat{\omega}_{M,N}^l) = \\ & \arg \min_{\omega_{1,1}^l, \omega_{1,2}^l, \dots, \omega_{M,N}^l \in \Omega} \{ \|\tilde{\mathbf{Y}}^l - \mathbf{W}^l \tilde{\mathbf{Y}}^{l-1}\|^2 \} = \\ & \arg \min_{\omega_{1,1}^l, \omega_{1,2}^l, \dots, \omega_{M,N}^l \in \Omega} \{ (\tilde{\mathbf{Y}}^l - \mathbf{W}^l \tilde{\mathbf{Y}}^{l-1})^* (\tilde{\mathbf{Y}}^l - \mathbf{W}^l \tilde{\mathbf{Y}}^{l-1}) \} = \\ & \arg \max_{\omega_{1,1}^l, \omega_{1,2}^l, \dots, \omega_{M,N}^l \in \Omega} \{ \text{Re}((\tilde{\mathbf{Y}}^l)^* \mathbf{W}^l \tilde{\mathbf{Y}}^{l-1}) \} = \\ & \arg \max_{\omega_{1,1}^l, \omega_{1,2}^l, \dots, \omega_{M,N}^l \in \Omega} \left\{ \sum_{m=1, n=1}^{M, N} Z_{m,n}(\omega_{m,n}^l) \right\} \end{aligned} \quad (27)$$

式中,“arg”代表使表达式取得最大或最小值的任意变量, $\text{Re}(\cdot)$ 代表取实部, $Z_{m,n}(\omega_{m,n}^l)$ 定义为

$$Z_{m,n}(\omega_{m,n}^l) = \text{Re}\{(\tilde{y}_{M(n-1)+m}^{l-1})^* (\tilde{y}_{M(n-1)+m}^l) \omega_{m,n}^l\} \quad (28)$$

由于符号 $\omega_{m,n}^l$ 是相互独立的,所以函数 $Z_{m,n}(\omega_{m,n}^l)$ 是相互独立的。 $\omega_{m,n}^l$ 可以分别进行检测:

$$\hat{\omega}_{m,n}^l = \arg \max_{\omega_{m,n}^l \in \Omega} \{ Z_{m,n}(\omega_{m,n}^l) \} \quad (29)$$

从上述差分检测算法看出,利用 1 根接收天线即可进行检测。当利用 L 根接收天线联合检测时,只需将每根接收天线按照式(26)得到的 $\tilde{\mathbf{Y}}^l$ 相加,再按照式(29)进行检测即可。

4 仿真结果及分析

本节仿真验证了 2 根发射天线和 4 根发射天线系统的性能;在 2 发 1 收情况下将差分检测与相干检测方法的性能进行了对比;验证了在不同时间延迟情况下系统误码率是不同的。仿真中,设定 $N = 2$, BPSK 调制方式,信道为归一化的平坦瑞利衰落信道。

图 3 给出了 2 根发射天线和 4 根发射天线系统的性能。仿真中,2 根发射天线情况下, $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = 0.6T_s$; 4 根发射天线情况下, $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = 0.3T_s$, $\tau_3 = 0.6T_s$, $\tau_4 = 0.9T_s$ 。图 3 也给出了在 2 根发射天线情况下,差分检测方法与相干检测方法的性能对比曲线。图 3 表明,该差分检测方法利用 1 根接收天线即可进行差分检测;与相干检测方法对比,差分检测方法在性能上有 3 dB 的性能损失,但是,差分检测方法无需接收端已知信道信息,因此,系统无需进行信道估计,提高了系统效率。

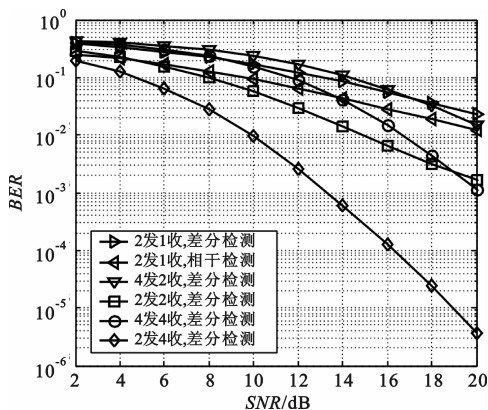


图 3 2 发射天线、4 发射天线系统差分检测性能
Fig.3 BER performance of differential detection with 2 and 4 transmitting antennas

图 4 给出了在 2 发 2 收情况下,系统误码率性能随时间延迟的变化特性。结果表明,在相同信噪比条件下,不同时间延迟对应的系统误码率性能不同,在时延从 $0 \sim 0.9T_s$ 变化过程中,误码率先降后升,在 2 根发射天线的情况下,时间延迟为 $0.6T_s$ 左右时性能最优。这一结果说明,可以人为调整时间延迟,使得系统获得更好的性能。

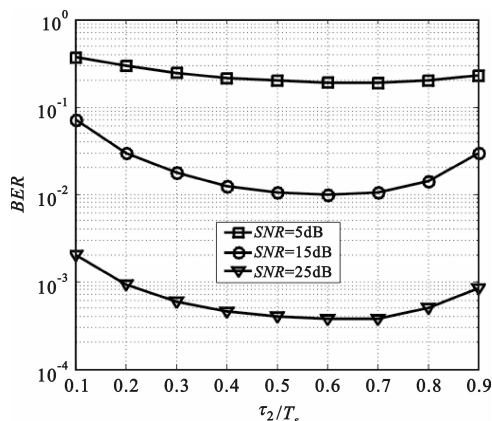


图 4 2 发 2 收情况下,误码率性能与相对时间延迟变化的关系

Fig.4 BER performance versus channel propagation delays with 2 transmitting antennas and 2 receiving antennas

5 结 论

本文研究了一种基于异步发射信号的 MIMO 系统,提出了一种基于异步发射信号的 MIMO 差分检测算法,解决了传统 V-BLAST 方法无法进行差分检测的难题,并且利用 1 根接收天线即可进行检测。仿真结果表明,基于异步发射信号的 MIMO 系统差分检测方法的性能随相对时延的变化而变化,存在一个相对时延参数使得系统获得最佳的性能,例如,在 2 根发射天线的情况下,相对时延为 $0.6T_s$ 左右时性能最优,该结论为基于异步发射信号 MIMO 系统的最优时延参数选取提供了依据。

参考文献:

- [1] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]. Bell Labs Technical Journal, 1996, 1(2): 41-59.
- [2] Foschini G J. On the limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas[J]. Wireless Personal Communications, 1998, 6(3): 311-355.
- [3] Raleigh G G, Cioffi J M. Spatio-temporal coding for wireless communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Com-

munications, 1998, 46(3): 357-366.

- [4] Xu Zhu, Ross D M. Performance Analysis of Maximum Likelihood Detection in a MIMO Antenna System[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2002, 50(2): 187-191.
- [5] Catreux S, Erceg V, Gesbert D, et al. Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networking [J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 39(6): 108-115.
- [6] Gesbert D, Shafi M, Da-shan Shiu, et al. From theory to practice: an overview of MIMO space time coded wireless systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(3): 281-302.
- [7] Paulraj A J, Gore D A, Nabar R U, et al. An overview of MIMO communications - A key to gigabit wireless[J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(2): 198-218.
- [8] Golden G D, Foschini G J, Valenzuela R A, et al. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture[J]. Electronic Letters, 1999, 35(1): 14-16.
- [9] Narasimhan R. Error propagation analysis of V-BLAST with channel-estimation errors[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(1): 27-31.
- [10] Rontogiannis A A, Kekatos V, Berberidis K. A square-root adaptive V-BLAST algorithm for fast time-varying MIMO channels[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2006, 13(5): 265-268.
- [11] Li J, Cao F F, Yang J. Low-complexity algorithm for near-optimum detection of V-BLAST systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(9): 593-596.
- [12] Francois G, Sergey L. On outage and error rate analysis of the ordered V-BLAST[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(10): 3679-3685.

作者简介:

孙德福(1978-),男,黑龙江鸡西人,2008 年于电子科技大学获通信与信息系统专业博士学位,现为工程师,主要研究方向为宽带无线通信技术。

SUN De-fu was born in Jixi, Heilongjiang Province, in 1978. He received the Ph.D. degree in Communication and Information System from University of Electronic Science and Technology of China in 2008. His research direction is wideband wireless communications.
Email: sundf@uestc.edu.cn