

分布式发射天线 V-BLAST 信号的排序干扰抵消检测

曾昆 唐友喜 田斌 孔婷 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

摘要 针对 V-BLAST 信号通过分布的发射天线进入信道, 该文提出了一种由于发射天线地域上的分布性引起的各发射天线发射信号不同时到达接收天线的 V-BLAST 排序干扰抵消(Order Interference Cancellation, OIC)检测算法。计算机仿真显示, 该算法适用于任意个数的接收天线, 在较高信噪比(>20dB)的条件下, 性能优于直接迫零算法 3dB 以上。在相同信噪比条件下, 分布发射天线 V-BLAST 的排序干扰抵消检测算法比集中发射天线 V-BLAST 的排序干扰抵消检测算法有着更好的性能。

关键词 分布发射天线, 贝尔实验室分层空时码, 排序干扰抵消, 信道传播时延

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2006)01-0135-04

Order-Interference-Cancellation Detection Scheme for V-BLAST Signals with Distributed Transmit Antennas

Zeng Kun Tang You-xi Tian Bin Kong Ting Li Shao-qian

(National Key Laboratory of Communication, UEST of China Chengdu, 610054 China)

Abstract An Order-Interference-Cancellation (OIC) detection scheme is presented for Distributed Transmit Antennas Vertical Bell Labs Layered Space-Time (DTA-V-BLAST) systems. Some preliminary simulation results in single-path Rayleigh fading channel show that this algorithm can be used in the system with arbitrary receive antennas, the average bit error rate (BER) performance of this OIC approach is more 3dB better than using direct Zero-Frocing(ZF) scheme on the higher SNR (above 20dB). The capability of DTA-V-BLAST-OIC is better than the Golden scheme used in the V-BLAST signals with co-location transmit antennas with the same SNR.

Key words Distributed transmit antennas, BLAST, Order interference cancellation, Channel propagation delay

1 引言

随着移动用户的增多和多媒体业务的普及, 无线频谱资源日渐紧张, 追求尽可能高的频谱利用率已经成为并在将来仍然是一个充满挑战的问题。近年来提出的多输入多输出(MIMO^[1])技术, 能够有效提高无线频谱利用率。1998年, 贝尔实验室的V-BLAST(垂直-贝尔实验室分层空时码)实验系统在室内环境下达到了 20~40bps/Hz的频谱利用率^[2]。

分布无线通信系统(Distributed Wireless Communication System, DWCS)作为未来公共无线接口发展的一种新趋势^[3]受到越来越多的关注。分布式天线系统(Distributed Antennas System, DAS)^[4]作为其中的重要组成部分, 对于它的研究也日趋火热。采用分布天线的结构, 可以使得收发天线间链路更加独立, 收发天线间的空间相关性更弱, 能达到更高的系

统容量^[5]; 而且由于天线分布于小区中不同地理位置, 还能有效缩短信号的接入距离, 降低对发射信号的功率要求^[6], 提高小区覆盖率^[7]。

采用分布式发射天线结构的 V-BLAST(Distributed Transmit Antennas V-BLAST, DTA-V-BLAST)系统, 在继承传统V-BLAST系统技术优势的同时, 兼蓄分布式天线系统的特点。然而, 发射天线在地域上的分布性会引起各发射天线的发射信号不同时到达接收天线, 造成传统V-BLAST的信号检测算法失灵^[8]。本文针对这个问题, 提出一种由于发射天线地域上的分布性引起的各发射天线发射信号不同时到达接收天线的V-BLAST排序干扰抵消检测算法, 为了以下表述的简便, 这里称其为DTA-V-BLAST-OIC (Distributed Transmit Antennas V-BLAST Order Interference Cancellation)。

与此相对应, 称集中式天线 V-BLAST 的排序干扰抵消检测算法(Golden)为 CTA-V-BLAST-Golden (Co-location Transmit Antennas V-BLAST Golden)。

2004-08-09 收到, 2004-12-20 改回
国家自然科学基金(60272009, 60496313, 60472045)和教育部博士点基金(20020614001)资助课题

本文的其余的部分是这样安排的：第2节给出分布发射天线的V-BLAST系统模型；第3节阐述了DTA-V-BLAST-OIC检测算法，并给出了算法流程；第4节给出了计算机仿真结果，比较了本文所提出的DTA-V-BLAST-OIC算法与直接迫零算法的不同，并比较了分布发射天线与集中式发射天线V-BLAST的性能差异；第5节是本文的结论。

2 分布发射天线V-BLAST系统模型

分布发射天线V-BLAST系统模型如图1所示， M_T 个发射天线随机分布于蜂窝小区中， M_R 个接收天线固定于同一移动台上，这种场景使得不同发射天线到达接收天线的信号具有不同的时延。

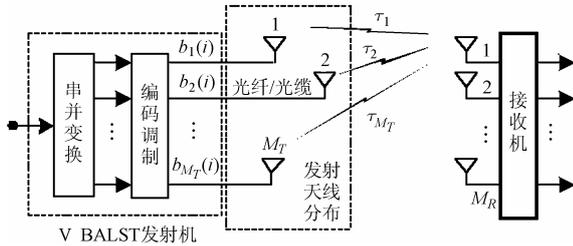


图1 分布发射天线的V-BLAST系统模型

在发射端，将需要传输的数据符号流串并转换为 M_T 个并行的符号子流，再把每个子流的符号进行基带调制，最后将每个子流对应相应的发射天线同时发射。

不失一般性，假设每个发射天线共发射 $S = 2N + 1$ 个数据符号，则发射天线 k 上的信号可表示为

$$s_k(t) = \sqrt{\omega_k} \sum_{i=-N}^N b_k(i) s(t - iT_S), \quad k = 1, \dots, M_T \quad (1)$$

其中 $b_k(i) \in A$ (A 是一个有限符号集，表示第 k 个发射天线的信号星座图)是发射天线 k 发射的第 i 个调制后的数据符号， $b_k(i) = 0 \quad i \notin \{-N, -N+1, \dots, N\}$ ； $\sqrt{\omega_k}$ 是第 k 个发射天线的复信号幅度， ω_k 可以看作第 k 个发射天线的信号能量，为了讨论方便，假设所有发射天线信号能量相等即 $\sqrt{\omega_k} = \sqrt{\omega}$ ； T_S 是数据符号周期； $s(t)$ 是发射天线的等效基带复波形， $s(t) = 0 \quad t \notin [0, T_S]$ ， $\|s(t)\|^2 = \int_0^{T_S} s(t) s^*(t) dt = 1$ ，上标 $*$ 表示复共轭。

本文假定无线环境散射充分，不同发射天线到接收天线经历独立的单径瑞利衰落信道。

在接收端，第 j 个接收天线上的接收信号可表示为

$$r_j(t) = \sum_{k=1}^{M_T} h_{jk}(t) s_k(t - \tau_k) + n_j(t) \quad (2)$$

其中， $h_{jk}(t)$ 是第 k 个发射天线到第 j 个接收天线所对应信道在对应时间 t 的衰落因子，假设接收端知道信道的具体参数； τ_k 表示由于发射天线在地域上的分布，导致的信号从第 k 个发射天线到接收天线的分布传播延时，不失一般性，假设所有可能的时延都小于一个符号周期，且不会出现两个时延相等的情况，不妨设 $0 \leq \tau_1 < \dots < \tau_{M_T} < T_S$ ； $n_j(t)$ 是相互独立的零均值、单位功率谱密度的复高斯白噪声。

3 分布发射天线V-BLAST信号的OIC检测算法

分布发射天线V-BLAST信号的OIC检测算法模型如图2所示。首先在每个接收天线上提取每个发射天线发射的信号。考虑 $l \in \{0, 1, \dots, 2N\}$ ，第 j 个接收天线上的信号经过发射天线 m 的匹配滤波器后在 l 时刻输出信号可表示为

$$y_j^m(l) = \int_{lT_S + \tau_m}^{(l+1)T_S + \tau_m} r_j(t) s(t - lT_S - \tau_m) dt \quad (3)$$

引入

$$n_j^m(l) = \int_{lT_S + \tau_m}^{(l+1)T_S + \tau_m} n_j(t) s(t - lT_S - \tau_m) dt \quad (4)$$

$$R_{km}(l-i) = \int_{lT_S + \tau_m}^{(l+1)T_S + \tau_m} [s(t - iT_S - \tau_k) s(t - lT_S - \tau_m)] dt \quad (5)$$

由于基带波形 $s(t)$ 仅在 $[0, T_S]$ 内有值，故

$$R_{km}(l-i) = 0, \quad \forall |l-i| > 1 \quad (6)$$

基于以上假设，式(3)可简化为

$$y_j^m(l) = \sum_{k=1}^{M_T} \sqrt{\omega_k} \{ R_{km}(l) h_{jk}(l-1) b_k(l-1) + R_{km}(0) h_{jk}(l) b_k(l) + R_{km}(-1) h_{jk}(l+1) b_k(l+1) \} + n_j^m(l) \quad (7)$$

引入 $M_T \times M_T$ 的发射天线互相关矩阵 $\mathbf{R}(l-i)$ ，其元素为 $R_{km}(l-i)$ 。则 $\mathbf{R}(l-i) = 0, \quad \forall |l-i| > 1$ ，且 $\mathbf{R}(l-i) = \mathbf{R}^T(i-l)$ ，当 $0 \leq \tau_1 < \dots < \tau_{M_T} < T_S$ 时， $\mathbf{R}(l)$ 为对角线全零的上三角矩阵。

同时引入 l 时刻接收天线 j 的对角信道矩阵 $\mathbf{H}_j(l) = \text{diag}\{h_{j1}(l), \dots, h_{jM_T}(l)\}$ ，则接收天线 j 在 l 时刻的匹配滤波器输出向量 $\mathbf{Y}_j(l)$ 可表示为

$$\mathbf{Y}_j(l) = \sqrt{\omega_k} \{ \mathbf{R}(l) \mathbf{H}_j(l-1) \mathbf{b}(l-1) + \mathbf{R}(0) \mathbf{H}_j(l) \mathbf{b}(l) + \mathbf{R}(-1) \mathbf{H}_j(l+1) \mathbf{b}(l+1) \} + \mathbf{n}_j(l) \quad (8)$$

其中 $\mathbf{Y}_j(l) = [y_j^1(l), \dots, y_j^{M_T}(l)]^T$ ， $\mathbf{n}_j(l) = [n_j^1(l), \dots, n_j^{M_T}(l)]^T$ ， $\mathbf{b}(l) = [b_1(l), \dots, b_{M_T}(l)]^T$ 。

引入 $SM_T \times SM_T$ 的对称Toeplitz矩阵 \mathcal{R} 和 $SM_T \times SM_T$ 的对角信道矩阵 \mathbf{H}_j

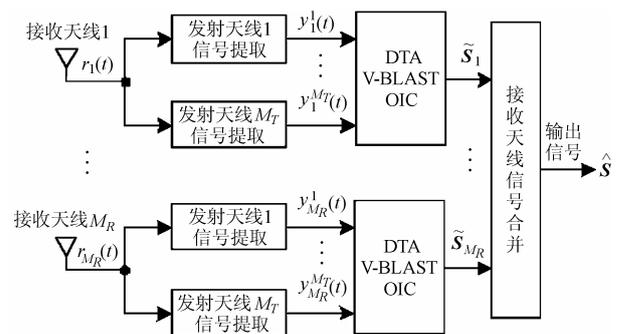


图2 分布发射天线V-BLAST信号接收机模型

$$\mathcal{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{H}_j = \text{diag} \left\{ \left[h_{j1}(-N), \dots, h_{jM_T}(-N), \dots, h_{j1}(N), \dots, h_{jM_T}(N) \right] \right\} \quad (10)$$

这样, 从时刻 $-N$ 到 N 在接收天线 j 上提取的信号 \mathbf{Y}_j 可表示为

$$\mathbf{Y}_j = \sqrt{\omega} \mathcal{R} \mathbf{H}_j \mathbf{b} + \mathbf{n}_j \quad (11)$$

其中

$$\mathbf{Y}_j = \left[y_j^1(-N), \dots, y_j^{M_T}(-N), \dots, y_j^1(N), \dots, y_j^{M_T}(N) \right]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{b} = \left[b_1(-N), \dots, b_{M_T}(-N), \dots, b_1(N), \dots, b_{M_T}(N) \right]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{n}_j = \left[n_j^1(-N), \dots, n_j^{M_T}(-N), \dots, n_j^1(N), \dots, n_j^{M_T}(N) \right]^T \quad (14)$$

根据式(11)检测得到 $-N$ 到 N 时刻的 $S M_T$ 个符号。观察式(11)可知, 通过一个接收天线(接收天线 j)上的接收信号, 便可以检测 M_T 个发射天线的发射信号。

对式(11)作变换, 令

$$\mathbf{M}^j = \sqrt{\omega} \mathcal{R} \mathbf{H}_j = \left[(\mathbf{M}^j)_1, \dots, (\mathbf{M}^j)_{S \times M_T} \right] \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^j &= \left[r_1, r_2, \dots, r_{S \times M_T} \right]^T \\ &= \left[y_j^1(-N), \dots, y_j^{M_T}(-N), \dots, y_j^1(N), \dots, y_j^{M_T}(N) \right]^T \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{s}^j &= \left[a_1, a_2, \dots, a_{S \times M_T} \right]^T \\ &= \left[b_1(-N), \dots, b_{M_T}(-N), \dots, b_1(N), \dots, b_{M_T}(N) \right]^T \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $(\mathbf{M}^j)_n$ 为 \mathbf{M}^j 的第 n 列。则式(11)可表示为

$$\mathbf{r}^j = \sum_{n=1}^{S \times M_T} (\mathbf{M}^j)_n a_n + \mathbf{n}_j \quad (18)$$

检测算法的关键在于如何从 \mathbf{r}^j 中将各个信号 a_n 区分出来。DTA-V-BLAST-OIC 检测算法采用排序的逐步检测相消法来实现信号 a_n 的区分和检测, 检测算法如下所示。接收机对每个接收天线进行 DTA-V-BLAST-OIC 检测后, 可得到 M_R 组向量 $\tilde{\mathbf{s}}_j$, 其中 $\tilde{\mathbf{s}}_j$ 为发送信号向量 \mathbf{s}^j 的估计值。最后对各组接收天线的信号进行等增益合并, 判决, 恢复出原始比特序列 $\hat{\mathbf{s}}$ 。

分布发射天线 V-BLAST 信号的 OIC 算法流程:

(1) 初始化

根据式(5)、式(9)、(10)和式(15)计算 \mathbf{M}^j ;

根据式(16)、式(17)得到与 \mathbf{M}^j 对应的 \mathbf{r}^j 和 \mathbf{s}^j ;

$$i \leftarrow -1, \mathbf{r}_1 \leftarrow \mathbf{r}; \mathbf{G}^1 = (\mathbf{M}^j)^+; k_1 = \arg \min_n \left\| (\mathbf{G}^1)_n \right\|^2$$

(2) 迭代

for $i = 1$ to $S \times M_T$

$$\boldsymbol{\omega}_{k_i} = (\mathbf{G}^i)_{k_i}$$

$$\mathbf{y}_{k_i} = \boldsymbol{\omega}_{k_i}^T \mathbf{r}_i$$

$$\hat{\mathbf{a}}_{k_i} = \mathcal{Q}(\mathbf{y}_{k_i})$$

$$\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{\mathbf{a}}_{k_i} (\mathbf{M}^j)_{k_i}$$

$$\mathbf{G}^{i+1} = (\mathbf{M}^{j-})^+$$

$$k_{i+1} = \arg \min_n \left\| (\mathbf{G}^{i+1})_n \right\|^2$$

$i \leftarrow i + 1$

end

(3) 各接收天线信号合并

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathcal{Q} \left(\sum_{j=1}^{M_R} \tilde{\mathbf{s}}_j \right)$$

注: $(\bullet)^+$ 表示矩阵的 Moore-Penrose 伪逆; $(\bullet)_j$ 表示取矩阵第 j 列; $\mathcal{Q}(\bullet)$ 表示判决操作; $(\mathbf{M}^j)_{k_i}^-$ 表示去掉第 k_i 列后余下的列重构的矩阵。

4 仿真结果

为了验证本文所提方法的正确性和有效性, 在 COSSAP 仿真平台下进行了仿真。不同的收发天线间的信道采用独立的单径瑞利衰落信道, 其他仿真条件见表 1。

为了验证各发射天线发射信号不同时到达接收天线的特性对本算法的影响, 这里假设两种时延场景, 如表 2 所示。

表 1 仿真条件

载波频率	2000MHz
信号带宽	1MHz
运动速度	120km/h
收发天线数	4 × 4
发送块长 S	2
调制方式	BPSK

表 2 发射天线发射信号不同时到达接收天线的仿真参数

场景	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4
时延场景 1	0	0.1 T_s	0.2 T_s	0.3 T_s
时延场景 2	0	0.2 T_s	0.4 T_s	0.6 T_s

分别在时延场景 1 和时延场景 2 对 DTA-V-BLAST-OIC 检测算法进行了仿真, 对比了 DTA-V-BLAST-OIC 检测算法和对式(11)直接进行迫零(ZF)检测算法的比特误码率(BER)性能, 结果如图 3、图 4 所示, 其中时延场景 1 的频谱效率为 3.48 bps/Hz, 时延场景 2 的频谱效率为 3.08 bps/s/Hz。

从图 3、图 4 可以看出, 在相同时延场景和相同的合并接收天线数条件下, 分布发射天线 OIC 检测与 ZF 检测的比特误码率都随着时延差的增加而降低, 当信噪比(>20dB)较高

时, 分布发射天线OIC检测比ZF检测的性能好 3dB以上。分布发射天线OIC检测随着合并的接收天线数的增加, 性能会明显提高。

当时延 τ_1 、 τ_2 、 τ_3 和 τ_4 相等时, 也就是说分布发射天线等效为集中发射天线, V-BLAST 采用 Golden 检测算法的比特误码率性能如图 5 所示。从图中可以看出, 在相同信噪比条件下, 分布发射天线 V-BLAST 的排序干扰抵消检测算法比集中发射天线 V-BLAST 的 Golden 检测算法有更好的性能。

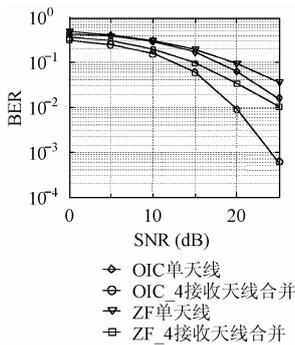


图 3 分布发射天线时延场景 1 时 OIC 与 ZF 检测的比特误码率性能

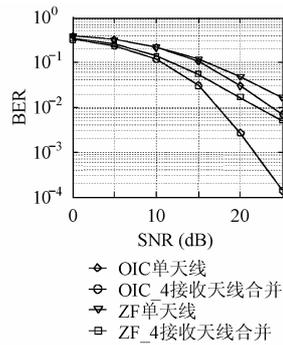


图 4 分布发射天线时延场景 2 时 OIC 与 ZF 检测的比特误码率性能

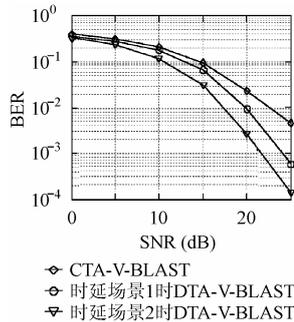


图 5 DTA-V-BLAST-OIC 与 CTA-V-BLAST-Golden 比特误码率性能对比

5 结束语

本文提出了一种由于发射天线地域上的分布性引起的各发射天线发射信号不同时到达接收天线的 V-BLAST 的信号检测方法。计算机仿真显示, 在发射天线分布的前提下, 本文所提出 DTA-V-BLAST-OIC 算法适用于任意个数的接收天线, 例如一个接收天线即可检测出所有发射天线的发射信号。对于分布发射天线系统, DTA-V-BLAST-OIC 检测性能随着各收发天线间时延差的增大、合并的接收天线数目的增加而提高。同时仿真结果表明, 分布发射天线 V-BLAST 的排序干扰抵消检测算法比集中发射天线 V-BLAST 的 Golden 检测算法有更好的性能。

参考文献

- [1] Jian Yang, Roy S. On joint transmitter and receiver optimization for multiple-input-multiple-output (MIMO) transmission systems *IEEE Trans on, Communications*. 1994, 42(12): 3221 – 3231.
- [2] Wolniansky 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. in Proc. ISSSE, 1998: 295 – 300.
- [3] Zhou Shidong, Zhao Ming, Xu Xibin, Wang Jing, Yao Yan. Distributed wireless communication system: a new architecture for future public wireless access. *IEEE Communications Magazine*, 2003, 41(3): 108 – 113.
- [4] Saleh A, Rustako A, Roman R. Distributed antennas for indoor radio communication. *IEEE Trans. on Communications*, 1987, 35(12): 1245 – 1251.
- [5] Clark M V, III Willis T M, Greenstein L J, Rustako A J, Ercegand V, Roman R S. Distributed versus centralized antenna arrays in broadband wireless networks. Proc. 2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference, Rhodes Island, Greece, May 2001: 33 – 37.
- [6] Schuh R E, Sommer M. W-CDMA coverage and capacity analysis for active and passive distributed antenna systems. Proc. 2002 Spring IEEE Veh. Tech. Conf., Birmingham, Alabama, May 2002: 434 – 438.
- [7] Xia H, Herrera A B, Kim S, Rico F S. A CDMA-distributed antenna system for in-building personal communications services. *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, May 1996, 14(4): 644 – 650.
- [8] de Jong Y L C, Willink T J. Iterative trellis search detection for asynchronous MIMO system. *IEEE Veh. Tech. Conf.*, 2003, 58th, 6-9 Oct. 2003, 1.1: 503 – 507.

曾 昆: 男, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为移动通信、MIMO。
 唐友喜: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为 OFDM、CDMA、UWB、MIMO、扩频通信等。
 田 斌: 男, 1983 年生, 本科生, 研究方向为分布 MIMO。
 孔 婷: 女, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为移动通信、MIMO。
 李少谦: 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为扩频通信、移动通信等。