

超宽带通信中模拟空时码的一种子空间检测方法

成先涛 朱维乐

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘要 该文针对应用于超宽带(UWB)通信中的模拟空时码,提出了一种基于子空间的盲检测方法。在接收端不需要估计信道,利用信号子空间和噪声子空间正交的性质,建立了一个二次型,最小化该二次型就可得到发送信号的估计。平坦衰落信道环境中的仿真表明,子空间方法能够实现和相关接收相同的分集增益;当多个连续的空时码联合解码时,其性能优于现有的非相关解码方法。

关键词 空时编码,多输入多输出,子空间方法,超宽带通信

中图分类号: TN973.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)07-1295-03

A Subspace Detection Method of Space-Time Block Codes for Ultra-wideband Communications

Cheng Xian-tao Zhu Wei-le

(School of Electronic Engineering, UESTC, Chengdu 610054, China)

Abstract In this paper, a subspace-based detection method is proposed for analog space-time codes wedded with ultra-wideband (UWB) transmissions. Without estimating the channels at the receiver, the proposed algorithm yields the estimation of transmitted symbols by minimizing some quadratic form built on the orthogonality between signal and noise subspaces. Simulations in flat-faded application scenarios show that, the subspace method can achieve the same diversity order with the coherent reception, and outperforms the noncoherent decoder in existence with multiple successive space-time codes being decoded jointly.

Key words Space-Time Coding (STC), Multiple Input Multiple Output (MIMO), Subspace method Ultra-WideBand (UWB) communications

1 引言

近年来,超宽带无线电(冲激无线电)和空时编码引起了学术界的极大兴趣。超宽带通信在多址接入容量和短距离数据传输等方面具有优势^[1, 2];另一方面,空时编码由于实现了空间分集,从而成为提高系统性能和容量的一种有效方法^[3, 4]。目前已有一些努力将这两种有吸引力的技术结合起来:稠密多径环境下的超宽带通信中,模拟空时码的引入使得系统在误比特率(BER)和抗定时抖动性能方面得到了相应的提高^[5];而在即将出现的4G W-LANS应用中典型的平坦衰落信道情况下,采用了空时编码的超宽带系统在误比特率和覆盖范围上较传统的单输入单输出系统要提高两个数量级^[6]。然而,以上提到的这两种用于超宽带通信的空时编码方案倾向于相关接收,即在接收端空时码的解码需要知道信道信息。尽管训练数据可以用来估计信道(正如文献[5, 6]中所采用的方法),但是这种方法会降低数据吞吐率(在信道变化较快时尤为明显)或者增加收发信机的复杂度。而且,不可避免的信道估计误差往往会带来一定的性能损失。

在本文中,我们针对用于超宽带通信的模拟空时码提出了一种基于子空间的检测方法,该方法避开了使用信道信息,只需给定接收天线上的观测信号,通过利用信号子空间

与噪声子空间之间的正交性质,就能给出发送信号估计的闭式解。本文其余部分的组织如下:第2节描述系统模型,提出预编码的模拟 Alamouti 空时码;第3节给出子空间检测方法;第4节仿真验证子空间方法的有效性;第5节总结全文。

2 系统模型

为了表述简单,本文考虑点对点之间的通信,忽略实现多址访问的跳时码。对于单发射天线系统,每个二进制数据在连续的 N_f 帧内重复发送,每帧持续时间为 T_f 。当采用脉冲位置调制时,以能量 ε 发送符号 s 的信号波形是^[5]

$$s(t) = \sqrt{\frac{\varepsilon}{N_f}} \sum_{n_f=0}^{N_f-1} w(t - n_f T_f - \tilde{s} \Delta), \quad \tilde{s} := (s+1)/2 \quad (1)$$

其中 $w(t)$ 是具有单位能量的窄脉冲,即 $\int_{-\infty}^{\infty} w^2(t) dt = 1$; Δ 是调制参数,系统性能决定于调制参数的选取,本文采用正交的信号方案^[7],即 Δ 选为满足 $\int_{-\infty}^{\infty} w(t)w(t-\Delta) dt = 0$ 的最小值。当 s 是1时,脉冲相对于时间参考平移 Δ ,当 s 是-1时,脉冲不平移。通过明显的替换,可以将式(1)简洁地表示为

$$s(t) = \sqrt{\frac{\varepsilon}{N_f}} w_s(t) \quad (2)$$

下面考虑具有2个发射天线和2个接收天线的超宽带系统,并且假定平坦衰落信道在至少两个符号持续时间 $2N_f T_f$ 内保持不变。将连续的两个符号 s_1 和 s_2 按Alamouti方案^[3]编码后,我们得到传送信号矩阵(模拟Alamouti空时码)

$$\begin{bmatrix} w_{s_1}(t) & w_{s_2}(t) \\ -w_{s_2}(t-N_f T_f) & w_{s_1}(t-N_f T_f) \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中行和列分别表示符号持续时间和发射天线。具体的就是在连续的两个符号时间内, $w_{s_1}(t)$ 和 $-w_{s_2}(t-N_f T_f)$ 依次从第1个发射天线上发送;与此同时 $w_{s_2}(t)$ 和 $w_{s_1}(t-N_f T_f)$ 则从第2个发射天线上发送。

为了方便,可将式(3)改写为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{s_1}(t) & \mathbf{V}_{s_2}(t) \\ -\mathbf{V}_{s_2}(t-N_f T_f) & \mathbf{V}_{s_1}(t-N_f T_f) \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中

$$\mathbf{V}_s(t) := \underbrace{(w(t-\bar{s}\Delta), w(t-T_f-\bar{s}\Delta), \dots, w(t-N_f T_f+T_f-\bar{s}\Delta))^T}_{N_f \text{ frames}}$$

注意这里 \mathbf{s} 是长度为 N_f 的矢量,其中的每个元素都是 s ; $(\cdot)^T$ 表示矢量或矩阵的转置。在式(4)的基础上,可以将模拟Alamouti空时码修改为

$$\bar{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{s_1 \otimes \mathbf{c}_1}(t) & \mathbf{V}_{s_2 \otimes \mathbf{c}_2}(t) \\ -\mathbf{V}_{s_2 \otimes \mathbf{c}_2}(t-N_f T_f) & \mathbf{V}_{s_1 \otimes \mathbf{c}_1}(t-N_f T_f) \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, \mathbf{c}_1 和 \mathbf{c}_2 是长度为 N_f 的相互正交的两个扩展矢量(Walsh码);将 s_1, s_2 看作是长度为 N_f 的矢量, \otimes 表示Hadamard积。本文将式(5)称为预编码的模拟Alamouti空时编码方案。

经过平坦衰落信道后,接收天线上观察到的信号为

$$\bar{\mathbf{R}} = \sqrt{\frac{\varepsilon}{2N_f}} \bar{\mathbf{S}} \mathbf{H} + \bar{\mathbf{N}} \quad (6)$$

其中 $\bar{\mathbf{R}}_{2N_f \times 2}$ 表示接收信号矩阵; $\bar{\mathbf{N}}$ 表示接收噪声(加性高斯白噪声); $\mathbf{H} := [h_{ij}]_{2 \times 2}$, h_{ij} 表示从第 i 个发射天线到第 j 个接收天线的信道系数,假定为零均值、单位方差且相互独立的实高斯随机变量,其在某一时间块内保持不变,时间块之间则独立变化。

将 $\bar{\mathbf{R}}$ 中的每帧接收信号依次通过一组与 $\{w(t-nT_f-\Delta)-w(t-nT_f)\}_{n=0}^{2N_f T_f-1}$ 匹配的滤波器后,得到

$$\mathbf{R} = \sqrt{\frac{\varepsilon}{2N_f}} \mathbf{S} \mathbf{H} + \mathbf{N} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{R}_{2N_f \times 2}$ 中的行和列分别表示帧水平的时间和接收天线; \mathbf{N} 中元素是相互独立的实高斯随机变量; \mathbf{S} 具有以下矩阵形式:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 \mathbf{c}_1 & s_2 \mathbf{c}_2 \\ -s_2 \mathbf{c}_2 & s_1 \mathbf{c}_1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

第3节将从式(7)和式(8)中引出基于子空间的检测方法。

3 子空间检测

我们首先考虑无噪声情况下的接收信号矩阵,即

$$\mathbf{R} = \sqrt{\frac{\varepsilon}{2N_f}} \mathbf{S} \mathbf{H} \quad (9)$$

假定 \mathbf{H} 是非零矩阵(在实际情况下,这一条件总是能够满足)。则 \mathbf{R} 的奇异值分解(SVD)为^[8,9]

$$\mathbf{R} = [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n] \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_s^T \\ \mathbf{V}_n^T \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中 $[\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n]$ 是 $2N_f \times 2N_f$ 的正交矩阵。在 \mathbf{H} 满秩的情况下($\text{rank}(\mathbf{H})=2$), \mathbf{U}_s 的两列张成所谓的信号子空间,该子空间与 \mathbf{S} 的列张成的子空间是相同的;而 \mathbf{U}_n 的 $2N_f-2$ 列则张成信号子空间的正交补空间——噪声子空间。在 \mathbf{H} 不满秩的情况下($\text{rank}(\mathbf{H})=1$),信号子空间 \mathbf{U}_s 仅包含一列,该列位于 \mathbf{S} 张成的子空间中,相应的噪声子空间则有 $2N_f-1$ 列组成。

首先考虑 \mathbf{H} 满秩的情况,利用信号子空间和噪声子空间相互正交的性质,可以得到

$$\mathbf{U}_n^T \mathbf{S} = \mathbf{0} \quad (11)$$

注意到表达 $\mathbf{U}_n^T := [\mathbf{U}_1^T \quad \mathbf{U}_2^T]$ 和式(8)中的 \mathbf{S} ,经过一些简单的运算得到

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{U}_1^T \mathbf{c}_1 & -\mathbf{U}_2^T \mathbf{c}_2 \\ \mathbf{U}_2^T \mathbf{c}_1 & \mathbf{U}_1^T \mathbf{c}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}^T} \underbrace{\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} = \mathbf{0} \quad (12)$$

式(12)可以用一个二次型表示为

$$\mathbf{q}(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} = 0, \quad \mathbf{Q} = \mathbf{G} \mathbf{G}^T \quad (13)$$

下面的定理表明,在允许存在标量模糊的情况下,真实的发送符号矢量 \mathbf{x} 可以通过求对应于矩阵 \mathbf{Q} 的最小特征值的特征向量来得到。

定理1 无论 \mathbf{H} 是否满秩,真实的发送信号矢量 \mathbf{x} 都是对应于矩阵 \mathbf{Q} 的最小特征值的特征向量。

证明 可以将式(12)中的 \mathbf{G} 表示为

$$\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1^T \quad \mathbf{G}_2^T] \quad (14)$$

$$\text{其中 } \mathbf{G}_1 = \mathbf{U}_n^T \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1 \\ -\mathbf{c}_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_2 = \mathbf{U}_n^T \begin{bmatrix} \mathbf{c}_2 \\ \mathbf{c}_1 \end{bmatrix}.$$

在 \mathbf{H} 满秩的情况下, \mathbf{U}_s 与 \mathbf{S} 张成的子空间是相同的,所以有

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{S} \mathbf{K} \quad (15)$$

其中 \mathbf{K} 是一正交矩阵,且 $\mathbf{K} \mathbf{K}^T = \mathbf{I}_{2 \times 2} / (2N_f)$, $\mathbf{I}_{2 \times 2}$ 表示单位阵。注意到 $[\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n]$ 是正交矩阵,故下式成立:

$$\mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^T = \mathbf{I}_{2N_f \times 2N_f} - \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^T \quad (16)$$

将式(14)代入 $\mathbf{Q} = \mathbf{G} \mathbf{G}^T$,并且利用式(16)和式(15),经过一些简单的运算可以得到

$$\mathbf{Q} = 2N_f (\mathbf{I}_{2 \times 2} - \mathbf{x} \mathbf{x}^T / 2) \quad (17)$$

其中的单位阵可以特征展开为

$$\mathbf{I}_{2 \times 2} = \mathbf{v} \mathbf{v}^T + \mathbf{x} \mathbf{x}^T / 2 \quad (18)$$

其中 \mathbf{v} 是一单位长度的矢量, 与 \mathbf{x} 正交。将式(18)代入式(17)得

$$\mathbf{Q} = 2N_f \times \mathbf{v}\mathbf{v}^T + \mathbf{0} \times \mathbf{x}\mathbf{x}^T \quad (19)$$

式(19)表明 \mathbf{x} 是对应于 \mathbf{Q} 的最小特征值 0 的特征向量。

当 \mathbf{H} 不满秩时($\text{rank}(\mathbf{H})=1$), \mathbf{U}_s 中唯一的列位于 \mathbf{S} 张成的空间中

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{S} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

其中 $\alpha_1^2 + \alpha_2^2 = 1/(2N_f)$ 。类似于式(19)的推导, 利用式(14)、式(16)和式(20)可以得到

$$\mathbf{Q} = 2N_f \times \mathbf{v}\mathbf{v}^T + N_f \times \mathbf{x}\mathbf{x}^T / 2 \quad (21)$$

式(21)表明 \mathbf{x} 是对应于 \mathbf{Q} 的最小特征值 N_f 的特征向量。证毕

实际情况下考虑噪声的影响时, 仅有噪声子空间的一个估计 $\hat{\mathbf{U}}_n$ 能够得到, 类似于构造 \mathbf{Q} 的方法, 相应于 $\hat{\mathbf{U}}_n$ 的 $\hat{\mathbf{Q}}$ 也可以得到。由定理 1, 发送符号矢量 \mathbf{x} 的估计 $\hat{\mathbf{x}}$ 可以这样得到(不管 \mathbf{H} 是否满秩)

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\|\hat{\mathbf{x}}\|=1} \hat{\mathbf{x}}^T \hat{\mathbf{Q}} \hat{\mathbf{x}} \quad (22)$$

式(22)中对 $\hat{\mathbf{x}}$ 模的约束是为了避免得到毫无意义的零解。另外容易从定理 1 的证明过程看出, 即使能够得到精确的噪声子空间(即 $\hat{\mathbf{U}}_n = \mathbf{U}_n$, 对应于无噪声情况), 由式(22)得到的 $\hat{\mathbf{x}}$ ($\hat{\mathbf{x}} = \pm \mathbf{x} / \sqrt{2}$) 也存在符号模糊(对于二进制信号, 幅度信息对判决无影响)。

当信道相关时间大于一个空时码的持续时间($2N_f T_f$)时, 可以用与上面估计单个空时码时完全类似的方法一次将多个空时码同时解码, 这么作的一个好处就是能够提高性能, 这一点将在第 4 节中得到验证。

4 仿真结果与讨论

本节用仿真来验证子空间检测方法的有效性。在仿真过程中, 为了消除子空间方法中的符号模糊(见第 3 节), 可以在收发两端预先规定第一个符号 s_1 , 用 (s_1 / \hat{s}_1) 的符号来补偿子空间方法所得到的符号估计后再作判决。由此引起的数据率的损失在多个空时码联合解码时可以得到较大程度的缓解。

首先考虑 2 个接收天线同时工作, 且各信道系数是相互独立的随机变量, 从而保证信道矩阵 \mathbf{H} 满秩。从图 1 中能够看出, 当 N_c 个空时码联合解码时, 随着 N_c 的增加, 子空间方法的性能不断提高。这是因为不断增加的 N_c 扩大了噪声子空间, 从而形成对发送信号矢量 \mathbf{x} 估计的更多约束, 所以性能不断提高。另外子空间方法实现了与相关接收相同的分集增益。并且当 $N_c=4$ 时, 子空间方法的性能已经优于现有的非相关接收方法^[5]。

第 2 种仿真情况下, 假定只有一个接收天线在工作, 这时 \mathbf{H} 不满秩($\text{rank}(\mathbf{H})=1$)。图 2 展现了与图 1 类似的现象。

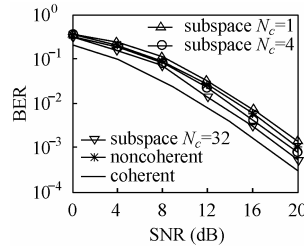


图 1 N_c 个空时码联合解码, 其中 $N_f=8$

Fig.1 N_c space-time codes per detection with 2 transmit antennas and 2 receive antennas, $N_f=8$

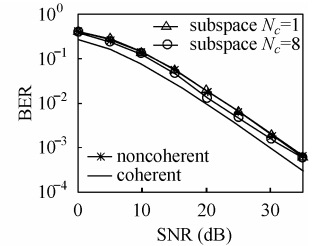


图 2 N_c 个空时码联合解码, 其中 $N_f=2$

Fig.2 N_c space-time codes per detection with 2 transmit antennas and 1 receive antenna, $N_f=2$

5 结束语

本文对用在超宽带通信中的模拟 Alamouti 空时码进行了改造, 提出基于脉冲位置调制 (PPM) 的预编码模拟 Alamouti 空时编码方案。由此给出了一种基于子空间的空时码检测方法, 不论信道系数相关与否, 都能有效地解码。该子空间方法不需要在接收端估计信道, 从而能够支持高速率的数据传输和降低收发信机的复杂度。仿真表明子空间方法实现了与相关方法相同的分集增益; 并且随着信道相关时间的增加, 子空间方法的性能逐渐优于现有的非相关方法。

参考文献

- [1] Win M Z, Scholtz R A. Impulse radio: how it works. *IEEE Commun. Lett.*, 1998, 2(2): 36-38.
- [2] Win M Z, Scholtz R A. Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications. *IEEE Trans. on Commun.*, 2000, 48(4): 679-689.
- [3] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 1998, 12: 1451-1458.
- [4] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1999, 45(7): 1456-1467.
- [5] Yang L, Giannakis G B. Analog space-time coding for Multiantenna ultra-wideband transmissions. *IEEE Trans. on Commun.*, 2004, 52(3): 507-517.
- [6] Baccarelli E, Biagi M. A novel multi-antenna impulse radio UWB transceiver for broadband high-throughput 4G WLANs. *IEEE Commun. Lett.*, 2004, 8(7): 419-421.
- [7] Scholtz R Z. Multiple access with time-hopping impulse modulation. *IEEE MILCOM*, Boston, MA, Oct. 11-14, 1993, 447-450.
- [8] Roy S Li C. A subspace blind channel estimation method for OFDM systems without cyclic prefix. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2002, 1(10): 572-579.
- [9] Moulines E, Duhamel P, Cardoso J, Mayrargue S. Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43(2): 516-525.

成先涛: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为空时编码和超宽带通信。

朱维乐: 男, 1940 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为数字视频、移动通信以及超宽带通信。