

文章编号 1005-0388(2007)04-0557-06

多发射与多接收天线系统盲自适应算法研究*

盛延敏 奚宏生 王子磊

(中国科学技术大学自动化系, ymsheng@mail.ustc.edu.cn, 合肥, 230027)

摘要 提出了一种用于正交空时分组码(OSTBC; Orthogonal Space-Time Block Code)多发射天线多接收天线系统的盲自适应接收机。该方法主要利用了正交空时分组码的内在特性,给出了一个针对正交空时分组码多发射天线多接收天线系统的无约束代价函数,分析了该函数的全局最小值点。利用该无约束代价函数,通过投影逼近方法给出了递推最小二乘(RLS)自适应算法实现。仿真结果表明:该接收机可以很好的跟踪衰落信道的变化,在不利用导频信号的情况下很好的还原出原始的传输信号。

关键词 正交空时分组码,多发射多接收天线系统,空时处理,盲自适应接收机,误码率
中图分类号 TN929.5 **文献标识码** A

Blind adaptive receiver for space-time coded multi-input-multi-output antenna system

SHENG Yan-min XI Hong-sheng WANG Zi-lei

(Department of Automation, University of Science and Technology of China, ymsheng@mail.ustc.edu.cn, Hefei Anhui 230027, China)

Abstract Based on the inner character of orthogonal space-time block code, this paper presents a blind adaptive receiver for orthogonal space-time block coded multi-input-multi-output antenna system. An unconstrained cost function is provided and its global minima are analyzed. The RLS adaptive algorithm is implemented by employing the projection approximation method. Simulation results demonstrate that the receiver can track the changes of the fading channel and decode the transferred symbols without pilot symbols.

Key words orthogonal-STBC, MIMO antenna system, space-time processing, blind adaptive receiver, SER

1 引言

近年来,对发送端和接收端同时使用多根天线的多发射天线多接收天线系统研究表明:多发射天线多接收天线系统可以大幅度提高系统容量,这使得多发射天线多接收天线技术成为下一代无线通信领域的热门技术之一。多发射天线多接收天线系统

的设计一种是基于空间复用,代表的设计有贝尔实验室的V-BLAST系统,其主要目标是最大限度的提高系统吞吐带宽;另一种是基于空间分集,主要从编码角度提供高质量数据传输,空时格码(Space-Time Trellis Code)和空时分组码(Space-Time Block Code)是主要的两种编码方式。其中,基于正交设计的空时分组码使得接收端解码的复杂度大大

* 收稿日期:2006-01-19.

基金项目:国家高科技发展计划资助项目(No. 2005AA103320) 科发函字[2005]54

降低^[1,2]。多发射天线多接收天线技术可以看作是传统的智能天线基础上,在终端也使用多根天线进行收发的一种延伸技术^[3]。在信道状态信息完全已知的情况下,最优的极大似然(ML)接收机仅仅由一个线性接收器和符号检测器组成,并且该线性接收器使得信噪比(SNR)最大从而使得符号检测最优,符号检测器逐个符号进行检测。信道状态信息可以通过发射机发送至接收机已知的训练序列,然而信道一旦改变,该发送序列必须重发,在信道经常变化的情况下,这需要发射机发送大量的训练数据,这样,大大降低了系统带宽利用率。因而,寻找不需要训练序列的盲接收方法吸引了众多研究者的注意^[4~6]。

盲接收方法大致可以分为两类,一类是直接对接收信号进行变换以解出原始的发射信号;另一类则是先通过接收信号来估计出信道状态信息,然后再进行解码。文献[4]针对所谓的广义空时分组码(Generalized-STBC)系统提出了迫零(Zero-Forcing)半盲方法,该方法直接对接收信号进行变换,对绝大多数空时分组码都可以有良好解,不过该方法需要已知一些发射符号,另一方面,迫零方法放大了噪声的功率,对解码产生了负面影响;文献[5]中对正交空时分组码提出了称作闭环形式的解码方法,利用接收信号先估计信道状态,然后进行解码,该方法具有优良的全局收敛性,然而该方法对信道的估计建立在准确估计接收信号自相关矩阵的基础上,这需要接收机接收大量的信号。文献[6]应用于空间方法对信道进行估计。子空间方法需要对信号自相关矩阵进行分解得到噪声子空间和信号子空间,计算量大,自相关矩阵估计的准确性直接影响到空间分解的准确性,而自相关矩阵估计同样需要接收机接收大量信号。

本文针对正交空时分组码多发射天线多接收天线系统提出了一种在线的盲自适应接收方法。基于系统模型给出了递推最小二乘(RLS)的自适应算法实现,该方法通过接收信号自适应的更新信道参数,在此基础上解码。算法运算量小,能自适应的跟踪信道改变,在不需要导频信号的情况下仍然能还原出原始的传输符号。该方法适用于大多数正交空时分组码多发射天线多接收天线系统。文献[5]表1中给出了估计矩阵主特征向量的重数,本文提出的盲自适应算法适用于所有表中重数为1的正交空时分组码。

2 系统模型

假设多发射天线多接收天线系统中发射天线个数和接收天线个数分别为 N_t 和 N_r , 噪声为空间域和时间域均为不相干的高斯白噪声且复数域每一维的方差均为 $\sigma^2/2$ 。其输入输出关系如下^[7]

$$y(t) = x(t)H + n(t) \quad (1)$$

其中 $y(t) = [y_1(t), \dots, y_{N_r}(t)]$, $x(t) = [x_1(t), \dots, x_{N_t}(t)]$, $n(t) = [n_1(t), \dots, n_{N_r}(t)]$ 分别是时刻 t 接收信号向量, 传输信号向量和噪声向量。 H 为 $N_t \times N_r$ 复信道矩阵, 这里考虑的是慢衰落信道, 即 H 在每个编码周期内是不变的, 但是从上一个编码周期到下一个编码周期 H 可以不间断变化。在一个块状编码周期 T 内的信号写成向量得到输入输出关系如下^[1]

$$Y = XH + N \quad (2)$$

其中 $Y = [y^T(1), \dots, y^T(T)]^T$, $X = [x^T(1), \dots, x^T(T)]^T$, $N = [n^T(1), \dots, n^T(T)]^T$ 分别是一个编码周期内接收信号矩阵, 传输信号矩阵和噪声矩阵。

文献[8]将(2)式写成

$$\underline{Y} = A(H)\underline{s} + \underline{N} \quad (3)$$

这里引进对一个矩阵 $P_{K \times J}$ 进行下划线操作

$$\underline{P} = [\text{Re}\{P_{11}\}, \text{Re}\{P_{21}\}, \dots, \text{Re}\{P_{K1}\}, \text{Re}\{P_{1J}\}, \text{Im}\{P_{11}\}, \text{Im}\{P_{21}\}, \dots, \text{Im}\{P_{K1}\}, \text{Im}\{P_{1J}\}]^T \quad (4)$$

$2N_r T \times 2K$ 矩阵 $A(H)$ 由下式给出^[8]

$$A(H) = [\underline{C}_1 H, \dots, \underline{C}_K H, \underline{D}_1 H, \dots, \underline{D}_K H] \quad (5)$$

这里 K 为一个编码周期内发送的符号数, \underline{s} 为发送符号, $\underline{C}_1, \dots, \underline{C}_K, \underline{D}_1, \dots, \underline{D}_K$ 为编码矩阵, 和具体的编码方式有关。对任意正交空时块状编码和任意信道矩阵, $A(H)$ 中的所有列向量彼此正交且范数相等^[8]

$$A^T(H)A(H) = \|H\|_F^2 I_{2K} \quad (6)$$

极大似然检测器可以被看作是一种最大化信噪比(SNR)的匹配滤波器^[2]。对于正交空时块状编码而言, 极大似然接收器就是简单的一个线性接收器^[8]

$$\underline{s} = \frac{1}{\|H\|_F^2} A^T(H) \underline{Y} \quad (7)$$

为了利用上式, 接收机必须知道信道矩阵。该矩阵可以通过导频信号获取, 本文则是通过接收信号自适应的估计信道矩阵。将 \underline{s} 解码成原始传输信号, 通过对 $\tilde{s} = [I_K, jI_K]\underline{s}$ 进行判决检测。

3 无约束代价函数

令 $\underline{h} = \underline{H}$ 为 $2N_t N_r \times 1$ 矢量, 由于 $\underline{C}_1 H, \dots, \underline{C}_K H$,

$D_1 H, \dots, D_K H$ 都和 h 成线性关系, 可以将 $A(H)$ 写成如下形式:

$$A(h) = [a_1 h, \dots, a_K h, a_{K+1} h, \dots, a_{2K} h] \quad (8)$$

这里 $a_i, i = 1, 2, \dots, 2K$ 都是和编码方式有关的 $2NrT \times 2NrT$ 矩阵, 这样系统模型可以写成

$$Y = A(h)s + N \quad (9)$$

对于该模型和下列的无约束代价函数

$$\begin{aligned} J(\tilde{h}) &= E\|Y - A(\tilde{h})A^T(\tilde{h})Y\|^2 \\ &= \text{tr}(R_{YY}) - 2\text{tr}(A^T(\tilde{h})R_{YY}A(\tilde{h})) + \\ &\quad 2\text{tr}(A^T(\tilde{h})R_{YY}A(\tilde{h}) \cdot A^T(\tilde{h})A(\tilde{h})) \end{aligned}$$

这里 $R_{YY} = E\{Y Y^T\}$, $\Gamma = [a_1^T, \dots, a_K^T, a_{K+1}^T, \dots, a_{2K}^T]^T$, 有下列定理成立:

定理 1 \tilde{h} 是 $J(\tilde{h})$ 的平稳点当且仅当 \tilde{h} 是 $\Gamma^T(I_{2K} \otimes R_{YY})\Gamma$ 的单位特征向量。

证明: 令 ∇J 为对 \tilde{h} 求导符号, 则

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \nabla J &= \tilde{h} \tilde{h}^T \Gamma^T (I_{2K} \otimes R_{YY}) \tilde{h} + \\ &\quad (\|\tilde{h}\|^2 - 2) \Gamma^T (I_{2K} \otimes R_{YY}) \tilde{h} \end{aligned}$$

如果有 $\Gamma^T (I_{2K} \otimes R_{YY}) \tilde{h} = \lambda \tilde{h}$ 和 $\|\tilde{h}\| = 1$, 则有

$$\frac{1}{2} \nabla J = \tilde{h} \tilde{h}^T \lambda \tilde{h} - \lambda \tilde{h} = \lambda \tilde{h} - \lambda \tilde{h} = 0.$$

反之, 如果 $\nabla J = 0$, 则有

$$\tilde{h}^T \frac{1}{2} \nabla J = 2(\|\tilde{h}\|^2 - 1) \tilde{h}^T \Gamma^T (I_{2K} \otimes R_{YY}) \tilde{h} = 0$$

注意到 R_{YY} 是正定的, 故 $\Gamma^T (I_{2K} \otimes R_{YY}) \Gamma$ 是正定的, 上式可以推出 $\|\tilde{h}\| = 1$. 将该结果带回 $\nabla J = 0$, 化简后则有

$$\Gamma^T (I_{2K} \otimes R_{YY}) \tilde{h} = \tilde{h} (\tilde{h}^T \Gamma^T (I_{2K} \otimes R_{YY}) \tilde{h})$$

从上式可以看出, \tilde{h} 是 $\Gamma^T (I_{2K} \otimes R_{YY}) \Gamma$ 对应的特征向量, 并且对应的特征值为 $\tilde{h}^T \Gamma^T (I_{2K} \otimes R_{YY}) \tilde{h}$. 又有 $\|\tilde{h}\| = 1$, 故定理得证。

文献[5]已经给出, 对于大多数正交空时分组码 $\Gamma^T (I_{2K} \otimes R_{YY}) \Gamma$ 的主特征向量重数为 1, 进而得到有唯一的单位主特征向量 $h/\|h\|$, 这里的 h 是真实信道参数。对于接收天线个数大于 1 的正交空时编码仅有少量不满足该结论。下面的定理 2 建立在该结论基础上。

定理 2 所有 $J(\tilde{h})$ 的平稳点都是鞍点, 除了当 \tilde{h} 是 $\Gamma^T (I_{2K} \otimes R_{YY}) \Gamma$ 的唯一的单位主特征向量。此时, $J(\tilde{h})$ 达到全局最小 $h/\|h\|$ 。

证明: 令 $H_{hessian}$ 为 $2NrNt \times 2NrNt$ 的 $J(\tilde{h})$ 对 \tilde{h} 求二次

导的 Hessian 矩阵, 经过计算得

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} H_{hessian} &= \frac{1}{2} \nabla_i \nabla_j J = \tilde{h}^T \Psi \tilde{h} I_{2NrNt} + 2\tilde{h} \tilde{h}^T \Psi^T + \\ &\quad 2\Psi \tilde{h} \tilde{h}^T - \Psi \end{aligned}$$

这里 $\Psi = \Gamma^T (I_{2K} \otimes R_{YY}) \Gamma$ 。

若 \tilde{h} 为 $J(\tilde{h})$ 的平稳点, 由定理 1 有 $\Psi \tilde{h} = \lambda_1 \tilde{h}$ 且 $\|\tilde{h}\| = 1$, 对 Ψ 进行特征值分解 $\Psi = Q \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_{2NrNt}\} Q^T$, $Q = [q_1, q_2, \dots, q_{2NrNt}]$, 这里 q_1 是和 \tilde{h} 相等的特征向量, $\lambda_1, \dots, \lambda_{2NrNt}$ 是特征值 $q_1, q_2, \dots, q_{2NrNt}$ 的对应特征值。将在平稳点的结论带入计算得到

$$\frac{1}{2} H_{hessian} = \lambda_1 I + 4\lambda_1 q_1 q_1^T - \Psi \quad (10)$$

另一方面有如下几式成立

$$I = Q Q^T \quad (11)$$

$$4\lambda_1 q_1 q_1^T = Q \text{diag}\{4\lambda_1, 0, \dots, 0\} Q^T \quad (12)$$

这样

$$\frac{1}{2} H_{hessian} = Q \text{diag}\{4\lambda_1, \lambda_1 - \lambda_2, \dots, \lambda_1 - \lambda_{2NrNt}\} Q^T \quad (13)$$

当且仅当 λ_1 为唯一最大的特征值时, $H_{hessian}$ 是正定阵, 否则 $H_{hessian}$ 既不正定也不负定。也就是说, 当 \tilde{h} 是唯一主特征向量时, $J(\tilde{h})$ 达到全局最小 $h/\|h\|$ 。

对于上述定理我们给出如下说明:

- $J(\tilde{h})$ 有唯一全局最小点 $h/\|h\|$, 没有任何局部极小值点, 这样通过迭代算法可以保证全局收敛。
- 由于在最小值点范数为 1 自动满足, 故在迭代过程中不需要每一步都归一化。
- 最终的结果和真实的信道参数有幅度/相角上的差异, 这是通过二阶统计量进行辨识不可避免的问题。对恒模信号来说, 幅度差异是不重要的, 只需要确定相角, 这一点需要其他信息来加以确定。

4 盲自适应接收机

将 $J(\tilde{h})$ 中的期望用指数加权表示, 即

$$\begin{aligned} J(\tilde{h}(t)) &= \sum_{i=1}^t \beta^{t-i} \|Y(i) - A(\tilde{h}(t)) \cdot \\ &\quad A^T(\tilde{h}(t))Y(i)\|^2 \\ &= \text{tr}(R_{YY}(t)) - 2\text{tr}[A^T(\tilde{h}(t))R_{YY}(t) \cdot \\ &\quad A(\tilde{h}(t))] + 2\text{tr}[A^T(\tilde{h}(t))R_{YY}(t) \cdot \\ &\quad A(\tilde{h}(t))A^T(\tilde{h}(t))A(\tilde{h}(t))] \quad (14) \end{aligned}$$

这里 $0 < \beta \leq 1$ 称作遗忘因子, $\beta = 1$ 使所有数据均有相同的权重, 选取 $\beta < 1$ 可以动态跟踪系统的变

化,代价函数 $J(\tilde{h}(t))$ 和 $J(\tilde{h})$ 在形式上完全一样,除了相关矩阵现在变为

$$R_{YY}(t) = \sum_{i=1}^t \beta^{t-i} \underline{Y}(i) \underline{Y}^T(i) \quad (15)$$

这样上述两个定理对于 $J(\tilde{h}(t))$ 都成立。注意到 $J(\tilde{h}(t))$ 是关于 \tilde{h} 的四阶函数,不能直接运用 RLS 算法来求解,但是这里可以用 $A^T(\tilde{h}(i-1))\underline{Y}(i)$ ($1 \leq i \leq t$) 来代替 $J(\tilde{h}(t))$ 中的 $A^T(\tilde{h}(t))\underline{Y}(i)$ 。这是因为在平稳环境下两者之间的区别很小,特别的当 i 和 t 很接近时;而当 $i \gg t$ 两者之间可能有很大差异,不过由于目标函数 $J(\tilde{h}(t))$ 中随着时间成指数衰减的遗忘因子的作用,该项对总的加权和贡献很小。因此,我们有以下对 $J(\tilde{h}(t))$ 的良好估计

$$J'(\tilde{h}(t)) = \sum_{i=1}^t \beta^{t-i} \|\underline{Y}(i) - A(\tilde{h}(t))z(i)\|^2 \quad (16)$$

$$z(i) = A^T(\tilde{h}(i-1))\underline{Y}(i) \quad (17)$$

这样对 $J'(\tilde{h}(t))$ 运用 RLS 算法一样的方法,对 \tilde{h} 求得得到

$$\left[\sum_{i=1}^t \beta^{t-i} B^T(i) B(i) \right] \tilde{h}(t) = \sum_{i=1}^t \beta^{t-i} [z^T(i) \otimes \underline{Y}^T(i)] \underline{F}^T \quad (18)$$

$$B(i) = (z(i) \otimes I_{2Nr}) \underline{F} \quad (19)$$

注意这里的 $B(i)$ 是一个矩阵,常规的运用矩阵求逆引理的 RLS 算法不能直接使用。但是利用正交空时块状编码本身性质可以证明下列定理成立。

定理 3 $B^T(i)B(i) = \|z(i)\|^2 I$

证明: $B(i) = \sum_{j=1}^{2K} (\underline{Y}^T(i) a_j \tilde{h}(i-1)) a_j$

$$\begin{aligned} B^T(i)B(i) &= \sum_{k=1}^{2K} (\underline{Y}^T(i) a_k \tilde{h}(i-1)) a_k^T \cdot \\ &\quad \left[\sum_{j=1}^{2K} (\underline{Y}^T(i) a_j \tilde{h}(i-1)) a_j \right] \\ &= \sum_{j,k=1}^{2K} (\underline{Y}^T(i) a_k \tilde{h}(i-1)) \cdot \\ &\quad (\underline{Y}^T(i) a_j \tilde{h}(i-1)) \cdot (a_k^T a_j + a_j^T a_k) + \\ &\quad \sum_{j=1}^{2K} \|\underline{Y}^T(i) a_k \tilde{h}(i-1)\|^2 a_j^T a_j \end{aligned}$$

从(8)式可以有 $A^T(h)A(h) = \|h\|^2 I_{2K}$ 即

$$\begin{bmatrix} (a_1 h)^T \\ \vdots \\ (a_K h)^T \\ (a_{K+1} h)^T \\ \vdots \\ (a_{2K} h)^T \end{bmatrix} [a_1 h, \dots, a_K h, a_{K+1} h, \dots, a_{2K} h] = \|h\|^2 I_{2K}$$

万方数据

由于 h 是任意矢量,故有对任意 $2Nr \times 1$ 矢量 $t(a_i t)^T(a_i t) = \delta_{i,i} \|t\|^2$,可立即得到 $a_i^T a_i = I$ 。

另一方面对任意 $2Nr \times 1$ 矢量 $t, t^T(a_i^T a_j + a_j^T a_i)t = t^T a_i^T a_j t + t^T a_j^T a_i t = 0$,注意到 $a_i^T a_j + a_j^T a_i$ 为实对称阵,故 $a_i^T a_j + a_j^T a_i = 0$ 。

由以上结果,

$$\begin{aligned} B^T(i)B(i) &= \sum_{j=1}^{2K} \|\underline{Y}^T(i) a_k \tilde{h}(i-1)\|^2 I \\ &= \|z(i)\|^2 I \end{aligned}$$

盲自适应接收算法在表1中给出,该算法的计算复杂度为 $O(8NrNtKT \min\{Nr, Nt\})$,和其他批算法以及在线盲算法^[5] 比较起来,计算量大大降低。遗忘因子 β 的合适选取很重要,它反映了对过去数据的遗忘能力,因而表现出对系统变化的动态跟踪能力。初始值 $d(0)$ 和 $h(0)$ 的选取会影响算法的暂态能力,但不会影响最终的稳态解。

5 仿真结果

仿真中选取的第一种编码方式是 $Nr = 3, Nt = 4, K = T = 4$ 的全速率(4个符号通过4个符号周期时间发送出去)编码方式,信号为 BPSK 调制方式。该编码方式可参考文献[1]中的(27)式。第二种编码方式是 $Nr = Nt = T = 4, K = 3$ 的 3/4 速率(3个符号通过4个符号周期时间发送出去)编码方式,信号为 QPSK 调制方式。该编码方式可参考文献[1]中的(40)式。

为了比较盲自适应接收机与最优接收机之间的性能差异,这里将信道参数完全已知情形下的接收机误码率也列在比较中,并称该算法为信道已知算法。为了避免盲自适应接收机有可能收敛到 $-h/\|h\|$,用 $h^{(1)}(0)/\hat{h}^{(1)}(0)$ 的正负性来判断当前值的相角并对相角进行补偿。另外,为了比较盲自适应算法的性能,将文献[5]中的在线算法也列在比较中。并称 Closed-form Receiver。Closed-form 算法主要通过在线跟踪自相关矩阵 R_{YY} ,并对 $\underline{F}^T(I_{2K} \otimes R_{YY})\underline{F}$ 分解求主特征向量。我们将盲自适应接收机简称为 Blind Receiver。

信噪比 SNR 如文献[4]定义为 σ_h^2/σ^2 ,其中 σ_h^2 为信道矩阵 H 的方差。仿真中接收机分别接收到 30Block, 50Block 以后开始解码,每次仿真 500Block。这里将对应一个发送周期 T 内接收的信号称为 Block。接收的信号越多估计的准确度越高进而仿真结果越好。两种编码方式编码矩阵不同,发送速率不

表 1 盲自适应接收算法

Begin:选择合适的 $d(0)$ 和 $h(0)$ 以及遗忘因子 β
For $n = 1$
$z(n) = A^T(h(n-1))Y(n)$
$\tilde{s} = [I_K, jI_K]z(n)$
对 \tilde{s} 进行判决检测得到 K 个传输符号
$\lambda(n) = \ z(n)\ ^2$
$d(n) = \beta d(n-1) + \lambda(n)$
$g(n) = \Gamma^T(z(n) \otimes Y(n))$
$e(n) = g(n) - \lambda(n)h(n-1)$
$h(n) = h(n-1) + e(n)/d(n)$
end

同,信道矩阵一个是实矩阵另一个是复矩阵。编码方式主要影响到接收机解码的复杂度。这里对动态环境进行仿真,算法的遗忘因子取为 0.900,初始值 $d(0) = 1, h(0) = [1, 0, \dots, 0]^T$ 。动态环境是指信道参数突然从前一种设置变化到另一种设置,这两种设置均是随机不相关的。

图 1 和图 2 显示的是算法在两种编码方式下对信道矩阵的跟踪程度,500 个 Block 以后信道突然改变。信道 MSE(Mean Squared Estimation) 定义为

$$MSE = \frac{1}{Rm} \sum_{p=1}^{Rm} \|h_p - \hat{h}\|^2 \tag{20}$$

其中 Rm 为仿真次数,该值反映当前值和真实信道参数的差别程度。值越小表明当前值估计越准确。由图可以看出,Blind Receiver 算法对信道改变有很好的跟踪能力。同 Closed-form 在线算法相比,Blind Receiver 收敛的稳态值更好,另外 Closed-form 算法需要每次求矩阵主特征向量,计算量很大,Blind Receiver 只需要在线的更新信道矩阵,计算量大大降低。

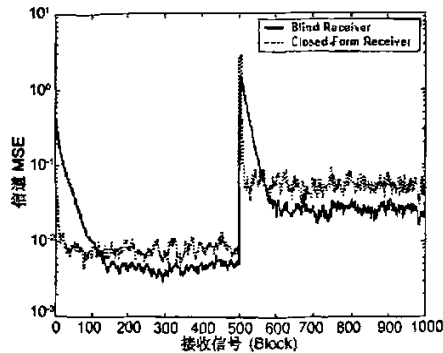


图 1 动态环境信道跟踪能力(编码方式 1)

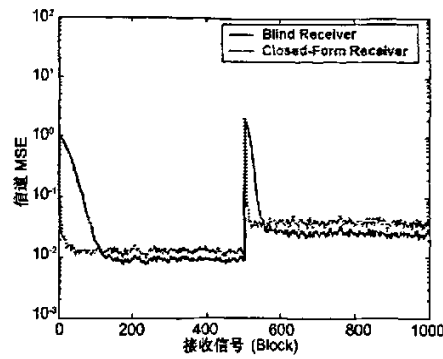


图 2 动态环境信道跟踪能力(编码方式 2)

图 3 和图 4 分别显示的是编码方式 1 和编码方式 2 在动态环境下,误码率随信噪比 SNR 变化曲线图。从图中可以看出,Blind Receiver 在动态环境中可以获得不错的性能。当接收机接收到 50Block 以后开始解码,性能就已经很接近最优接收机了。这说明 Blind Receiver 具有快速跟踪的特点。同 Closed-form 在线接收机相比,Blind Receiver 性能稍好,这一点可以从跟踪信道获得更好的稳态值得到验证。同时因为 Blind Receiver 通过在线更新信道系数,具有计算快的优点。

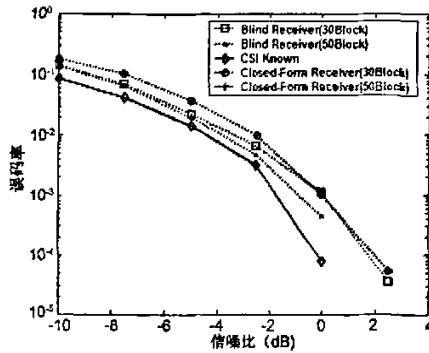


图 3 动态环境误码率(编码方式 1)

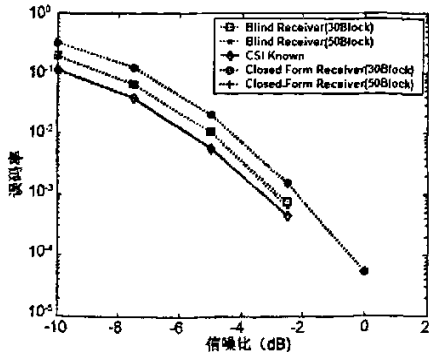


图 4 动态环境误码率(编码方式 2)

6 结论

提出了一种用于正交空时分组码(OSTBC; Orthogonal Space-Time Block Code)多发射天线多接收天线系统的盲自适应接收机。该接收机首先对信道参数进行估计然后根据最大似然法进行解码。通过针对模型提出的无约束代价函数的分析,得到了该无约束代价函数的最小值就是实际信道的归一化矢量的结论。之后通过投影逼近的方法将该无约束代价函数近似为二阶的并基于此提出了递推最小二乘算法。该算法具有计算量小,跟踪快等特点。利用该算法,对两种正交空时分组码在动态环境进行了仿真,结果表明:该盲自适应接收机可以取得不错的性能,并可以快速自动的跟踪信道的改变。

参考文献

- [1] V Tarokh, H Jafarkhani, and A R Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs[J]. IEEE Trans on Information Theory, 1999, 45(7): 1456-1467.
- [2] G Ganesan and P Stoica. Space-time block codes: a maximum SNR approach[J]. IEEE Trans on Information Theory, 2001, 47(5): 1650-1656.
- [3] 王 超, 廖桂生, 张林让等. 智能天线与时空编码技术的性能分析[J]. 电波科学学报, 2003, 18(3): 252-255.
Wang C, Liao G S, Zhang L R. et al.. Performance analysis of smart antenna and space-time coding [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2003, 18(3): 252-255.
- [4] A L Swindlehurst and G Leus. Blind and semi-blind equalization for generalized space-time block codes[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2002, 50(10): 2489-2498.
- [5] Shahram Shhbazpanahi et al.. Closed-Form Blind MIMO Channel Estimation for Orthogonal Space-Time Block Codes[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2005, 53(12): 4506-4517.
- [6] Nefedov N. Channel Estimation methods for space-time block transmission in frequency-flat channels [A]. In IEEE ICT2004[C]. 504-509.
- [7] 王自力, 龚耀寰. MIMO 宏小区窄带信道模型的相关性能分析[J]. 电波科学学报, 2005, 20(1): 37-42.
Wang Z L, Gong Y H. Correlation characteristic analysis of MIMO macro-cell narrowband channel model [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(1): 37-42.
- [8] M Gharavi-Alkhansari, and A B Gershman. Constellation Space Invariance of Orthogonal Space-Time Block Codes[J]. IEEE Trans on Information Theory, 2005, 51(1): 331-334.
- [9] B. Yang. Projection approximation subspace tracking [J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1995, 43(1): 95-107.



盛延敏 (1979—), 男, 安徽人, 现为中国科学技术大学在读博士生, 研究方向为 MIMO 中的空时信号处理以及智能天线中的自适应算法。



奚宏生 (1950—), 男, 上海人, 中国科学技术大学信息科学技术学院教授, 博士生导师, 研究方向有离散动态系统、自适应滤波理论、通讯网络流量控制和管理、网络入侵检测技术及应用。
E-mail: xihs@ustc.edu.cn



王子磊 (1981—), 男, 安徽人, 现为中国科学技术大学在读博士生, 研究方向为 MIMO 中的天线选择算法和多用户问题。
E-mail: whosin@mail.ustc.edu.cn

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>