

空时分组码系统的盲信道估计

赵 铮,殷勤业,张 红

(1.西安交通大学电信学院信息工程研究所,陕西西安 710049)

摘 要: 空时编码是实现宽带无线数据通信的一种极有潜力的技术,随着发射天线个数的增加,对空时编码进行信道估计时,所需训练符号的个数也将增加,减少了传输数据的有效时间.本文将子空间方法同空时分组码的特性有机地结合,提出了无需训练序列,直接进行信道估计的方法.它充分利用空时分组码的特性,使得接收信号中,表示信道衰落影响的矩阵各向量间存在一定联系,利用这些联系,结合子空间方法,从接收信号中解得信道信息. Monte-Carlo 仿真表明,在信噪比较低时,本文算法带来的信道估计误差对于解码性能影响较小.

关键词: 空时分组码;盲信道估计;子空间方法;阵列信号处理

中图分类号: TN911.25 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2004)04-0557-05

Blind Channel Estimation in Space-Time Block Code

ZHAO Zheng, YIN Qin-ye, ZHANG Hong

(School of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China)

Abstract: Space-time codes exploit the presence of multiple transmit and receive antennas to improve communication performance on multipath radio channels. Increasing the number of antennas increases the required training interval for channel estimation and reduces the available time in which data may be transmitted. In this paper, by combining the subspace method with the special structure of space-time block code, we propose a blind channel estimation algorithm, which does not require any training symbol. With the special structure of space-time block code, in the received signal, the vectors of channel fading matrix have some relation with each other. Combining this relation with subspace method, we can accomplish the blind channel estimation. Monte Carlo simulations show that when the SNR is low, the loss in decoding performance incurred by the error of channel estimate is relatively small.

Key words: space-time block codes; blind channel estimation; subspace method; array signal processing

1 引言

空时编码是实现宽带无线数据通信的一种极有潜力的技术.近来的研究表明,在一定条件下,空时编码可以不增加带宽,使得无线通信系统的容量随收发天线个数较少者线性增长^[1],自从得出这一振奋人心的结论后,空时编码日益受到学术界和工业界的关注^[2,3].尤其是 Alamouti 于 1998 年提出了空时分组码^[4],它克服了以往空时编码解码过于复杂的缺陷,同时还保证接收机具有较高的分集增益,进一步使空时编码成为人们关注的焦点.

在对空时分组码解码时,常常需要接收机事先估计出信道信息,人们相继提出相应的信道估计算法^[5,6],这些算法通常需要使用训练符号.在空时编码系统中,随着发射天线个数的增加,信道估计所需训练符号个数也将增加.在衰落保持不变的时间内,减少了传输数据的有效时间.如果每一对天线需要 5 个训练符号,那么对于一个有 4 个发射天线 1 个接收天

线的系统而言,则需要 20 个训练符号,这是一个很重的负担.在高速(500km/h)运行的火车上,系统的相干时间可为 20 个符号周期^[7],20 个训练符号显然无法满足.

本文将子空间方法同空时分组码的特性有机结合,提出了无需训练序列的信道估计方法,充分利用了各天线发射序列间的联系.首先,利用空时分组码的特性,通过合理地重构接收信号,将接收信号表示为重新构造的信道矩阵 \bar{H} 与空时编码器输入符号的乘积, \bar{H} 的列向量间存在一定联系,这些联系同发射序列间的联系具有相似的特性.然后,从接收信号中求得重构信道矩阵的子空间,根据重构信道矩阵向量间的联系,对求得的子空间进行分段、重构,利用重构的子空间便可解出各发射天线的信道衰落,从而完成了空时分组码的盲信道估计.本算法将子空间方法和空时分组码的特殊结构有机的结合在一起,从一段有限长的数据中直接得到信道的闭式解,不需要利用以往数据,这使得它更适合于像移动通信系统这样的动态系统.

收稿日期:2002-06-13;修回日期:2003-02-15

基金项目:国家自然科学基金(No.60272071);教育部博士点基金(No.20020698024;20030698027)

2 空时编码及系统模型

本文使用空时分组码来源于文献[8],它具有三个发射天线,其发射端的等效模型如图1所示.空时分组码编码器首先对输入字符进行分组,每一组有三个符号.如果 $\{x_1, x_2, x_3\}$ 为一组中的三个符号,经过空时分组码编码后,连续四个符号周期里,从天线1发射的符号为 $x_1, -x_2, x_3/\sqrt{2}, x_3/\sqrt{2}$,从天线2发射的符号为 $x_2, x_1, x_3/\sqrt{2}, -x_3/\sqrt{2}$,从天线3发射的符号为 $x_3/\sqrt{2}, x_3/\sqrt{2}, -x_1, x_2$.

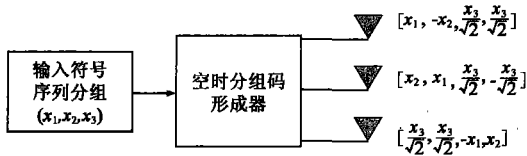


图1 一种空时分组码

本系统所处的环境具有丰富的电磁干扰,不同的传播信道具有很强的不相关性,我们假设信道服从理想的平坦瑞利衰落.所有的发射天线均以 $1/T_{\text{symbols/sec}}$ 速率发射符号,每一个天线的 L 个符号组成一个字符段.信道衰落在一个字符段内保持不变,也就是 LT 小于信道的相干时间.

设系统有 M 个接收天线,如图2所示, h_{ij} 为第 i 个发射天线到第 j 个接收天线之间的信道衰落,如果不考虑噪声,在符号周期 k ,天线 m 接收到的信号为 $r_m(k)$

$$r_m(k) = \sum_{i=1}^3 h_{im} s_i(k)$$

其中 $s_i(k)$ 为第 i 个天线在符号周期 k 发射的信号.为表达更清晰,接收天线阵收到的信号 $r(k)$ 表示为向量形式

$$r(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \ \dots \ r_M(k)]^T = [s_1(k) \ s_2(k) \ s_3(k)] H \quad (1)$$

其中 H 为 $3 \times M$ 复信道矩阵;

$$H = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M} \\ h_{31} & h_{32} & \dots & h_{3M} \end{bmatrix} (1 \times M)$$

$h_i (i=1,2,3)$ 为 $1 \times M$ 维向量,是发射天线 i 到各接收天线之间的信道衰落.

如果从符号周期1开始,空时分组码编码器的输入序列为 $x_1, x_2, \dots, x_{3N/4}$,根据前面定义的空时分组码,从符号周期 $4i-3$ 到 $4i (i=1,2, \dots, N)$,空时编码器的第 i 组输入序列为 $x_{3i-2}, x_{3i-1}, x_{3i}$,经过空时分组编码后,对应三个发射天线的

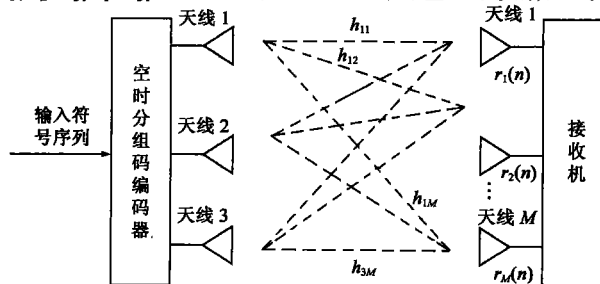


图2 空时分组码系统模型

输出为:

$$B_i = \begin{bmatrix} x_{3i-2} & x_{3i-1} & x_{3i}/\sqrt{2} \\ -x_{3i-1} & x_{3i-2} & x_{3i}/\sqrt{2} \\ x_{3i}/\sqrt{2} & x_{3i}/\sqrt{2} & -x_{3i-2} \\ x_{3i}/\sqrt{2} & -x_{3i}/\sqrt{2} & x_{3i-1} \end{bmatrix} (4 \times 3) \quad (2)$$

其中 $B_i (i=1,2,3)$ 的第 i 列为天线 i 的输出.那么,从符号周期 $4i-3$ 到 $4i$,接收天线收到的信号为

$$R_i = \begin{bmatrix} r(4i-3) \\ r(4i-2) \\ r(4i-1) \\ r(4i) \end{bmatrix} = B_i H \quad (3)$$

$R_i (i=1,2, \dots, N)$ 为一个 $4 \times M$ 矩阵,是接收到第 i 组分组码发射序列的信号.

3 基于子空间的空时分组码信道盲估计

3.1 问题的数学模型

空时分组码将不同天线发送的符号序列按照一定编码原则组织起来,符号序列之间存在一定的联系,这一联系是实现信道盲估计十分有用的信息.利用空时分组码的特性,我们可将各天线发送序列之间的联系传递到由信道衰落构成的向量之间,利用这些向量之间的联系,结合子空间算法,在不需要训练符号的情况下,从接收信号中直接解得信道信息.

定理1 设空时分组码矩阵为 B_i ,是对符号序列 $c_i = [x_{3i-2} \ x_{3i-1} \ x_{3i}]^T$ 按照式(2)进行空时编码后的各个天线的输出.又设一个 $3 \times M$ 维矩阵为 $H = [h_1^T \ h_2^T \ h_3^T]^T$,其中 $h_j (j=1,2,3)$ 为空时分组码系统第 j 个发射天线到各接收天线之间的信道衰落,那么 B_i 与 H 的乘积可以表示为 \bar{H} 与 c_i 的乘积,其中 \bar{H} 为一个 $4M \times 3$ 维的矩阵,由 H 的行向量构成

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} h_1^T & h_2^T & h_3^T/\sqrt{2} \\ h_2^T & -h_1^T & h_3^T/\sqrt{2} \\ -h_3^T & 0 & (h_1^T + h_2^T)/\sqrt{2} \\ 0 & h_3^T & (h_1^T - h_2^T)/\sqrt{2} \end{bmatrix} (4M \times 3) \quad (4)$$

两者有如下关系: $\bar{H}c_i = \text{vec}(H^T B_i^T)$,其中 $\text{vec}(A)$ 表示将矩阵 A 向量化,即将矩阵 A 的各列首尾相接拼成一个长列向量.

由矩阵乘法,定理1易证.根据定理1可将接收数据从 B_i 与 H 乘积的形式变为 \bar{H} 与 $[x_{3i-2} \ x_{3i-1} \ x_{3i}]^T$ 的乘积.我们称 \bar{H} 的列向量为重构信道向量, \bar{H} 为重构信道矩阵.空时编码矩阵 B_i 具有正交性,即 $B_i^H B_i = I$,其各个列向量组成元素相同,各列间存在一定联系.由于不同的传播信道具有很强的不相关性,信道矩阵 H 的各向量之间不存在任何联系.而重构信道矩阵 \bar{H} 各列向量的所有元素都是由 h_1, h_2, h_3 构成, \bar{H} 的列向量也具有正交性.这样, B_i 各列之间的联系被传递到了重构信道矩阵 \bar{H} 上.

根据第2部分定义的系统模型可知, $B_i H$ 为从符号周期 $4i-3$ 到 $4i$ 接收到的信号,即 $R_i = B_i H$.由定理1有

$$\bar{H}c_i = \text{vec}(H^T B_i^T) \quad (5)$$

因此, $\bar{H}c_i$ 与接收数据之间的关系为

$$\bar{H}c_i = \text{vec}(\mathbf{R}_i^T) = [r(4i-3) \ r(4i-2) \ \cdots \ r(4i)]^T \quad (4M \times 1) \quad (6)$$

上式右边是将接收阵列在 4 个符号周期里收到的信号拼成一个长向量, 这四个符号周期里接收到的是同一组空时编码的发射序列。

将接收到每一组信号按照式(6)右端拼成长向量, 并将 N 组这样的长向量组合在一起, 构成一个矩阵 \mathbf{R}

$$\mathbf{R} = [\text{vec}(\mathbf{R}_1^T) \ \text{vec}(\mathbf{R}_2^T) \ \cdots \ \text{vec}(\mathbf{R}_N^T)] \quad (4M \times N) \quad (7)$$

根据式(5), \mathbf{R} 的列向量可由重构信道矩阵与空时编码器输入序列的乘积表示, 则式(7)可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} & \bar{\mathbf{H}} \begin{pmatrix} x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{pmatrix} & \cdots & \bar{\mathbf{H}} \begin{pmatrix} x_{3N-2} \\ x_{3N-1} \\ x_{3N} \end{pmatrix} \end{bmatrix} \\ &= \bar{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} x_1 & x_4 & \cdots & x_{3N-2} \\ x_2 & x_5 & \cdots & x_{3N-1} \\ x_3 & x_6 & \cdots & x_{3N} \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{H}}\mathbf{X} \end{aligned} \quad (8)$$

根据子空间的理论可知, 如果从 $\mathbf{Y} = \mathbf{A}\mathbf{B}$ 中求 \mathbf{A} 的噪声子空间, 为了保证 \mathbf{A} 的噪声子空间存在, 需要 \mathbf{A} 的列数小于行数, 对于 \mathbf{B} , 则需要 \mathbf{B} 的行数小于列数. 如果直接从式(3)中, 求 \mathbf{H} 的子空间, 需要其行数小于列数, 这要求接收天线的个数大于发射天线的个数. 而经过变换后, 接收数据可以表示 $\mathbf{R} = \bar{\mathbf{H}}\mathbf{X}$, 要求 $\bar{\mathbf{H}}$ 的子空间, 则需要其列数小于行数. 而 $\bar{\mathbf{H}}$ 为一个 $4M \times 3$ 维矩阵, 不论接收天线数 M 为多少, $\bar{\mathbf{H}}$ 的列数都小于行数, 因此, 不需要接收天线数大于发射天线数, 便可从接收数据中求得 $\bar{\mathbf{H}}$ 的噪声子空间。

3.2 利用子空间求解信道信息

设 $\bar{\mathbf{H}}$ 的列张成的空间为信号子空间 U_s , 它的正交补空间记为 U_o , 称为噪声子空间. 根据子空间的理论可知, 如果 \mathbf{X} 是行满秩的, 对 \mathbf{R} 进行 SVD (Singular Value Decomposition) 分解, 则可得到噪声子空间. \mathbf{X} 为 $3 \times N$ 维矩阵, 由空时编码器的输入序列构成, 只要令 N 远大于 3, 便可以保证 \mathbf{X} 为行满秩的。

根据 SVD 分解的定义有:

$$\mathbf{R} = [U_s \ U_o] \begin{bmatrix} \Sigma_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s^H(r) \\ V_o^H(r) \end{bmatrix} \quad (9)$$

U_o 为 $4M \times (4M-3)$ 维的矩阵, 为所求的噪声子空间的基底. 于是得到

$$U_o^H \bar{\mathbf{H}} = \mathbf{0} \quad (10)$$

从式(10)可以看出, $\bar{\mathbf{H}}$ 的解落在 U_o 的正交补空间中, $\bar{\mathbf{H}}$ 的列向量构成了该补空间的一种基底. 但是, 从式(10)中, 可求出无数种这样的基底, 每一次的求解结果都有可能是不同的. 因此, 无法直接从式(10)中求得 $\bar{\mathbf{H}}$.

在前面构造数学模型时, 我们将各天线发射序列间的联系传递到重构信道向量上, 使得 $\bar{\mathbf{H}}$ 的各列向量存在一定的联系, 利用这一联系, 可从式(10)中解得信道信息. 其根据是定理 2.

定理 2 设有三个相互无关的 $1 \times M$ 维非零向量 $h_1, h_2,$

h_3 , 由 h_1, h_2, h_3 按照式(4)构成一个 $4M \times 3$ 维矩阵 $\bar{\mathbf{H}}, \bar{\mathbf{H}}$ 即为重构信道矩阵. 设 $\bar{\mathbf{H}}$ 各列张开空间的正交补空间为 U_o^H 各行张开的空间, 即 $U_o^H \bar{\mathbf{H}} = \mathbf{0}$, U_o^H 为 $(4M-3) \times 4M$ 维矩阵, 将 U_o^H 按列划分为 4 段, 每段长度为 M 列, 即:

$$U_o^H = [W_1 \ W_2 \ W_3 \ W_4] \quad (11)$$

式中 W_i 为 $(4M-3) \times M$ 的矩阵. 由子阵 W_i 构造一个 $3(4M-3) \times 3M$ 维矩阵

$$\bar{\mathbf{W}} = \begin{bmatrix} W_1 & W_2 & -W_3 \\ -W_2 & W_1 & W_4 \\ \frac{W_3+W_4}{\sqrt{2}} & \frac{W_3-W_4}{\sqrt{2}} & \frac{W_1+W_2}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (12)$$

则有 $h = [h_1 \ h_2 \ h_3]^T$ 是 $\bar{\mathbf{W}}x = \mathbf{0}$ 中 x 的唯一解。

其证明见附录. 根据定理 2, 利用 SVD 分解, 求得 $\bar{\mathbf{W}}x = \mathbf{0}$ 中 x 的唯一解, 便得到了信道衰落 h_i 的估计值 \hat{h}_i . 估计出的 \hat{h}_i 和实际的 h_i 相差一个任意复系数 γ , 即 $h_i = \gamma \hat{h}_i$. 利用通信中的有限码集特性, 可将其去除。

4 性能分析和仿真结果

为了分析本文估计算法是否有偏, 利用文献[9]中一阶扰动的内容, 展开讨论。

定理 3 设 \mathbf{R} 的 SVD 分解为

$$\mathbf{R} = [U_s \ U_o] \begin{bmatrix} \Sigma_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s^H(r) \\ V_o^H(r) \end{bmatrix}$$

E 为 \mathbf{R} 的加性扰动, 则 U_o 扰动的一阶近似为

$$\Delta U_o = U_s \sum_s^{-1} V_s^H E^H U_o = -R^{-1} E^H U_o \quad (13)$$

定理 4 本文信道估计算法是无偏的。

证明 对于本文中讨论的问题, 被噪声污染的信号矩阵可以表示为

$$\mathbf{R} + E = \bar{\mathbf{H}}\mathbf{X} + E \quad (14)$$

根据定理 3, 噪声子空间 U_o 的扰动可以表示为 $\Delta U_o = -R^{-1} E^H U_o$, ΔU_o 和噪声 E 是一对线性关系, 由于噪声分量 E 的各分量为独立同分布、零均值的随机变量, 于是, 有 $E(\Delta U_o) = -R^{-1} E(E^H) U_o = \mathbf{0}$.

对 ΔU_o^H 按列划分为 4 段, 每段长度为 M 列, 即

$$\Delta U_o^H = [\Delta W_1 \ \Delta W_2 \ \Delta W_3 \ \Delta W_4] \quad (15)$$

式中 ΔW_i 为 $(4M-3) \times M$ 的矩阵. 由子阵 ΔW_i 构造一个 $3(4M-3) \times 3M$ 维矩阵 $\Delta \bar{\mathbf{W}}$

$$\Delta \bar{\mathbf{W}} = \begin{bmatrix} \Delta W_1 & \Delta W_2 & -\Delta W_3 \\ -\Delta W_2 & \Delta W_1 & \Delta W_4 \\ \frac{\Delta W_3+\Delta W_4}{\sqrt{2}} & \frac{\Delta W_3-\Delta W_4}{\sqrt{2}} & \frac{\Delta W_1+\Delta W_2}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$\Delta \bar{\mathbf{W}}$ 通过对 ΔU_o 的各分量重新排列构成, 是一个线性变换, 由于 $E(\Delta U_o) = \mathbf{0}$, 易得 $E(\Delta \bar{\mathbf{W}}) = \mathbf{0}$.

当没有噪声时, 信道 h 的估计值可以通过 $\bar{\mathbf{W}}$ 的正交向量求得, 再次应用定理 3, 得到信道估计的扰动

$$\Delta h = -\bar{\mathbf{W}}^{-1} \Delta \bar{\mathbf{W}}^H h \quad (17)$$

Δh 随 $\Delta \bar{\mathbf{W}}^H$ 线性变化, $E(\Delta h) = -\bar{\mathbf{W}}^{-1} E(\Delta \bar{\mathbf{W}}^H) h$. 由于 E

$(\Delta \bar{W}) = \mathbf{0}$, 可知 $E(\Delta \mathbf{h}) = \mathbf{0}$. 至此, 得到本文估计出的信道衰落是无偏的.

仿真时, 系统具有 3 个发射天线 1 个接收天线, 采用第 2 部分介绍的编码方式. 按照前文所述系统模型, 本文信道模型为平坦瑞利衰落, 不同接收和发射天线之间的信道衰落相互独立, 服从复高斯分布, 其均值为零, 方差为 1. 由于每一次运算的符号数小于信道的相干时间, 本文信道为非时间选择性. 噪声为零均值高斯白噪声, 方差可变. 采用 DBPSK 调制技术.

信道估计的性能 定义信道估计的均方根误差为:

$$RMSE = \frac{1}{\|\mathbf{h}\|} \sqrt{\frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} (\hat{\mathbf{h}}(i) - \mathbf{h})(\hat{\mathbf{h}}(i) - \mathbf{h})^H}$$

其中 N_t 为实验次数, $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ h_3]$, $\hat{\mathbf{h}}(i)$ 为 \mathbf{h} 第 i 次估计值.

根据子空间的理论可知, 如果考虑噪声时, \mathbf{X} 的列数越多, $\bar{\mathbf{H}}$ 子空间的估计越精确, 因而性能越好. 增加 N 使得 \mathbf{X} 的列数增加, 信道估计的均方根误差降低. 仿真结果如图 3 所示.

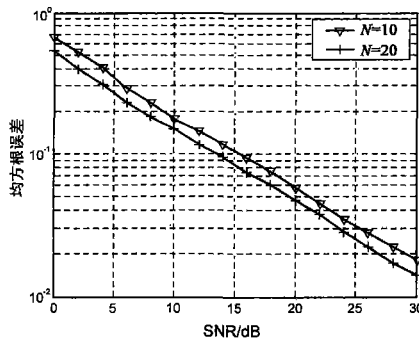


图 3 不同 N 值下的信道估计的均方根误差

利用估计信道和准确信道解码并比较性能 我们利用估计出的信道和准确信道进行解码, 比较其性能. 解码算法为经典的空时分组码最大似然译码器^[4].

仿真结果如图 4 所示. 信道估计时, $N = 20$. 从图中可以看到, 由于空时分组编码具有正交特性, 在接收端可以提供较高的分集增益, 因此不论采用准确信道还是估计信道, 解码都具有较好的性能. 当信噪比较低时, 利用估计信道的解码结果十分接近准确信道的, 本文算法带来的信道估计误差对解码性能影响较小, 这时的误码率主要由噪声造成. 从这一意义上

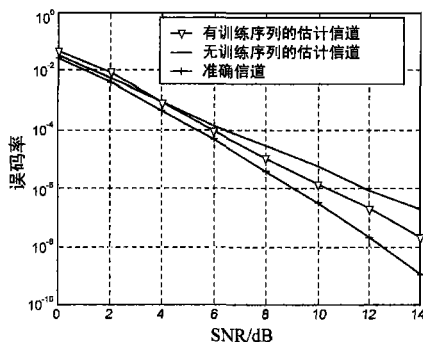


图 4 解码的结果比较

讲, 此时, 本文盲估计算法具有较好的性能. 从图 4 中还可以看到, 由于信道估计误差的影响, 误码率随着信噪比的变化速率要低于使用准确信道信息的.

我们使用训练序列进行信道估计, 并利用该估计值进行解码, 其误码率曲线如图 4. 仿真时, 有 1/5 的资源被训练序列占据, 没有传输任何有效数据. 由于本文没有使用训练序列, 性能要有所损失, 但是提高了传输效率.

5 结论

在对空时分组码系统进行信道估计时, 常常需要发送训练序列, 但是, 随着天线个数的增加以及信道变化速率的加快, 训练序列占用的时间将使得移动系统无法承受. 本文针对 4×3 空时分组码, 将信号处理中子空间方法应用到空时分组码当中, 提出了一种无需训练序列, 直接进行信道估计的算法. 本文算法可适用于任意个接收天线的情况, 通过选择合适的空时分组码, 本文算法也可以推广到其他空时分组码系统中, 比如文献[8]中讨论的 8×7 空时分组码. 仿真表明, 在信噪比较低时, 本文算法带来的信道估计误差对于解码性能影响较小.

附录

定理 2 的证明

证明分两步, 先证 $\bar{\mathbf{W}}[h_1 \ h_2 \ h_3]^T = \mathbf{0}$, 再证 $[h_1 \ h_2 \ h_3]^T$ 是 $\bar{\mathbf{W}}\mathbf{x} = \mathbf{0}$ 中 \mathbf{x} 的唯一解.

(1) 因为 $\mathbf{U}_0^H \bar{\mathbf{H}} = \mathbf{0}$, 由矩阵乘法, 展开 $\bar{\mathbf{W}}[h_1 \ h_2 \ h_3]^T$, 即得 $\bar{\mathbf{W}}[h_1 \ h_2 \ h_3]^T = \mathbf{0}$.

(2) 下证 $[h_1 \ h_2 \ h_3]^T$ 是 $\bar{\mathbf{W}}\mathbf{x} = \mathbf{0}$ 中 \mathbf{x} 的唯一解. 假设存在一非零向量 $\mathbf{f} = [f_1 \ f_2 \ f_3]^T$, $\mathbf{f} \neq [h_1 \ h_2 \ h_3]^T$, 满足 $\bar{\mathbf{W}}\mathbf{f} = \mathbf{0}$. 用 f_1, f_2, f_3 分别替换 $\bar{\mathbf{H}}$ 中的 h_1, h_2, h_3 , 得矩阵 $\bar{\mathbf{F}}$. 由于 $\bar{\mathbf{W}}\mathbf{f} = \mathbf{0}$, 根据矩阵乘法, 很容易得到 $\mathbf{U}_0^H \bar{\mathbf{F}} = \mathbf{0}$. 根据已知条件, $\bar{\mathbf{H}}$ 列张开的空间是 \mathbf{U}_0^H 行张开空间的正交补空间, 那么 $\bar{\mathbf{F}}$ 的各列可由 $\bar{\mathbf{H}}$ 各列通过线性变换得到. 如果令 $\bar{\mathbf{F}} = [\bar{f}_1 \ \bar{f}_2 \ \bar{f}_3]$, $\bar{\mathbf{H}} = [\bar{h}_1 \ \bar{h}_2 \ \bar{h}_3]$, 那么有

$$\bar{f}_1 = a\bar{h}_1 + b\bar{h}_2 + \bar{c}_3$$

$$\bar{f}_2 = \bar{c}_1 + \bar{f}_2 + g\bar{h}_3$$

根据 $\bar{\mathbf{F}}$ 的结构可知, \bar{f}_1 为一个分块向量, 它的最后一个分块子向量为零向量, 再利用 $\bar{\mathbf{H}}$ 的结构, 有

$$\mathbf{0} = b\mathbf{h}_3^T + c \frac{\mathbf{h}_1^T - \mathbf{h}_2^T}{\sqrt{2}} \Rightarrow \mathbf{h}_3^T = \frac{c}{-b\sqrt{2}} (\mathbf{h}_1^T - \mathbf{h}_2^T) \quad (\text{A1})$$

\bar{f}_2 的第三个分块子向量为零向量, 则有

$$\mathbf{0} = -e\mathbf{h}_3^T + g \frac{\mathbf{h}_1^T + \mathbf{h}_2^T}{\sqrt{2}} \Rightarrow \mathbf{h}_3^T = \frac{g}{e\sqrt{2}} (\mathbf{h}_1^T + \mathbf{h}_2^T) \quad (\text{A2})$$

由式(A1)和(A2), 有

$$\frac{g}{e\sqrt{2}} (\mathbf{h}_1^T + \mathbf{h}_2^T) = \frac{c}{-b\sqrt{2}} (\mathbf{h}_1^T - \mathbf{h}_2^T) \quad (\text{A3})$$

进一步化简, 有

$$\left(\frac{g}{e} + \frac{c}{b} \right) \mathbf{h}_1^T = \left(\frac{c}{b} - \frac{g}{e} \right) \mathbf{h}_2^T \quad (\text{A4})$$

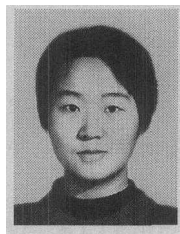
那么 h_1^T 和 h_2^T 线性相关,这和我们要求 h_1, h_2, h_3 相互无关的条件相矛盾.因此, $[h_1, h_2, h_3]^T$ 是 $\bar{W}x = 0$ 中 x 的唯一解.在分集系统中,应当尽量保证两个发射天线之间的信道不相关,所以要求天线 1,2 到各接收天线的信道衰落 h_1^T 和 h_2^T 相关也是不切实际的.

参考文献:

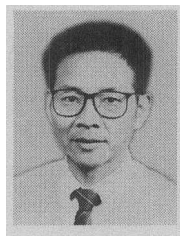
- [1] Foschini, G J, et al. On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas [J]. Wireless Personal Commun., 1998, 6(3): 311 - 335.
- [2] Naguib A F, et al. Increasing data rate over wireless channels [J]. IEEE Signal Processing Mag., 2000, 17(3): 76 - 92.
- [3] 3G TS 25.221 V3.2.0 (2000-03) [OL] available from <http://www.3gpp.org>
- [4] Alamouti S M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications [J]. IEEE J. Select. Areas Commun., 1998, 16(8): 1451 - 1458.
- [5] Li L, et al. Channel estimation and equalization for space-time block coded systems in frequency selective fading channels [A]. Proc. of 2001 IEEE Global Telecommunications Conf. [C], San Antonio, TX, USA, 2001: 300 - 304.
- [6] Budianu C, et al. Channel estimation for space-time orthogonal block codes [A]. Proc. of 2001 IEEE Inter. Conf. on Commun. [C]. Helsinki, Finland, 2001. 1127 - 1131.
- [7] Hughes B L. Differential space-time modulation [J]. IEEE Trans., 2000, IT-46(7): 2567 - 2578.

- [8] Tarokh V, et al. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. IEEE Trans. 1999, IT-45(5): 1456 - 1467.
- [9] Li F, et al. Performance analysis for DOA, estimation algorithm; Further unification, simplification, and observations [J]. IEEE Trans. 1993, Aerosp. Electron. Syst. -29(3): 1170 - 1184.

作者简介:



赵 铮 女, 1974 年生于陕西省西安市, 1996 年、1999 年分别获西安电子科技大学学士、硕士学位, 2003 年获西安交通大学博士学位, 现就职于英特尔中国研发中心, 主要研究方向为空时编码、阵列信号处理、多用户检测等, 已在国内外发表论文 10 余篇.



殷勤业 男, 1950 年生于江苏, 教授、博士生导师, 1982 年、1985 年和 1989 年分别获西安交通大学学士、硕士和博士学位, 现为西安交通大学信息工程研究所所长, 主要从事空间谱估计、智能天线、神经网络理论及应用和时频分析等方面的研究工作.