

基于隐含 ZCZ 训练序列的 MIMO 信道估计性能改进

袁伟娜^{1,2}, 王 平², 范平志²

(1. 华东理工大学信息科学与工程学院, 上海 200237; 2. 西南交通大学信息编码与传输四川省重点实验室, 四川成都 610031)

摘 要: 本文研究了采用隐含训练序列无直流偏移影响的 MIMO 频率选择性信道的估计问题. 通过选用具有平衡特性的二进制 ZCZ 序列作为训练序列, 可以在不增加任何复杂度的情况下直接消除直流偏移量的影响. 由于每根天线的发射数据经过预处理后再算术叠加到训练序列上, 从而消除了传统隐含估计方法中未知数据对信道估计性能的影响. 本文推导了采用新方法的 MIMO 信道估计误差方差表达式, 并从时域的角度给出了分析. 理论分析和仿真结果表明, 本文方法性能优于已有的隐含信道估计方法.

关键词: MIMO; 多径信道; ZCZ; 隐含训练序列

中图分类号: TN911 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2010) 01-0074-05

Enhanced Performance for MIMO Channel Estimation Based on Implicit ZCZ Training Sequences

YUAN Wei-na^{1,2}, WANG Ping², FAN Ping-zhi²

(1. East China University of Science & Technology, School of Information Science & Engineering, Shanghai 200237, China;

2. Key Laboratory of Information Coding and Transmission, Southwest Jiaotong University, Chengdu, Sichuan 610031, China)

Abstract: This paper addresses the problem of multiple-input multiple-output (MIMO) frequency selective channel estimation using implicit training without dc-offset (direct current). In order to remove the dc-offset directly without introducing extra complexity, the ZCZ (Zero correlation zone) set with balance properties can be used as training sequences. Since the transmitted data from each antenna is first pre-processed and then arithmetically added onto the training sequences, thus the influence of the unknown data to the channel estimation existed in normal implicit method can be cancelled. In this paper, error variance of channel estimation vector is derived, and time-domain analysis is performed. Our theoretical analysis and simulation results validate the superiority of the new method compared with the conventional implicit estimation method.

Key words: multiple-input multiple-output (MIMO); multi-path channels; zero correlation zone (ZCZ); implicit training

1 引言

在无线通信中, 由于信道的频率选择性, 导致了接收信号存在码间干扰, 接收端需要采用各种均衡技术尽可能的消除多径信道的影响. 实际的通信系统中通过在发射端发送训练序列来估计信道冲激响应. 然而, 训练序列占据一定的带宽, 降低了信号传输速率, 特别是在快速变化的环境中, 为了能够跟踪信道的变化, 需要周期地发送训练序列. 盲信道估计和盲均衡技术避免了使用训练序列, 从而有效地提高了信息传输速率, 但是基于高阶统计量的盲算法需要相当长的观测数据, 不仅计

算复杂度高, 不利于实时估计, 对于信道在长数据段内保持恒定的假设也是不现实的. 与之相比, 利用循环平稳信号二阶统计特性的盲估计方法克服了基于高阶统计量盲算法的缺陷, 可以对非最小相位信道进行估计, 但此类方法估计出的信道存在相位不稳定性, 而且当子信道不满足互质条件时, 算法将失去其有效性.

近年来, 人们提出了将训练序列叠加在信息序列之上的新的信道估计方法, 在数据传输过程中, 不需要给训练序列分配专门的时隙, 此方法把部分发射能量分配给了隐含的训练符号, 以牺牲信息信号噪声比为代价节省了宝贵的带宽资源. 这类估计方法比利用二阶或高阶

统计的盲估计方法简单,它只利用信号的一阶统计;和明显序列估计相比,隐含序列节省宝贵的带宽资源.但是隐含序列也有缺点:(1)训练序列叠加在数据上容易产生高的峰均值功率比;(2)性能受未知直流偏移的影响;(3)性能受未知数据序列的影响;(4)要求训练序列与数据帧保持同步.文献[1]中提出了在信息序列上每隔 P 个字符叠加一个脉冲信号,通过简单的均值运算得到信道估计值.然而该方法只适用于接收信息序列为零均值的情况,且叠加周期脉冲序列导致发射信号存在很高的峰均值比;文献[2]中将基于隐含训练序列估计的方法用于 SIMO(Single Input Multiple Output)系统;文献[3]中使用了叠加的周期序列,称之为隐训练序列,利用接收信号的循环平稳特性进行信道估计,并提出了训练序列的设计方法,以及当接收端存在未知直流偏移时如何估计和消除它,但需要求解一元五次方程,在涉及到多个解的选择问题时还用到了序列的四阶距,计算复杂度相当高;在文献[4]中,每个数据块的采样均值在传输前就被减掉,这样就部分地消除了未知数据对信道估计和均衡性能的影响.基于频域分析,文献[5]给出了一种完全消除隐含估计方法中未知数据对估计性能影响的方法.文献[6]研究了帧同步问题,同时给出了消除直流偏移的方法.

然而上面这些文献中分析的都是单发射天线系统(SISO 或 SIMO)的情况,且只考虑了隐含序列估计方法缺点的一个方面.文献[7]直接将文献[5]的方法扩展到 MIMO 系统中,没有考虑如何消除直流偏移,事实上,文献[7]给出的训练序列不满足均值为零的条件,也就是说不可能直接消除直流偏移,且所选用的训练序列为多相序列.其它序列,如正交序列其零相关窗仅为一,不能很好的分离多径,完备序列虽然具有较好的自相关特性,但互相关特性很差,不能用于多天线系统,作者通过合理选择二进制 ZCZ 序列集,将隐含训练序列的方法应用到了 MIMO 系统,在不增加任何复杂度的情况下消除了直流偏移的影响,本文将文献[5]中方法扩展到了 MIMO 系统,与文献[7]的 MIMO 隐序列估计方法不同的是,此时采用平衡二进制(恒模)ZCZ 序列作为隐训练序列,并且每根天线的发射数据先经过预处理,然后再和训练序列叠加后发送,通过合理的选择预处理方式,就能大幅度的提高信道估计的性能.给出了 MIMO 系统基于隐训练序列信道估计的新的框图,并从时域角度给出了分析,新系统全面的考虑了基于隐序列估计方法的三个缺点,即可直接消除直流偏移,峰均值小,又使信道估计性能不受未知数据的影响.同时,推导了采用新方法的 MIMO 信道估计误差方差的表达式,理论分析和仿真结果都证明了此方法优于传统的方法.

2 基于隐含 ZCZ 训练序列的 MIMO 系统模型

考虑一个分块衰落的采用隐含训练序列进行信道估计的由 t 个发射天线和 r 个接收天线组成的 MIMO 系统模型.

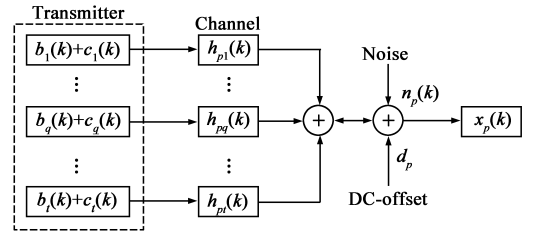


图1 采用隐含训练序列的MIMO系统模型

假定在一个块内信道是时不变的,但是块与块之间可以是变化的,同时假定信道长度的上界是 M . 为了消除块间干扰,需要在块与块之间插入长度为 $M-1$ 的循环前缀.在接收端移除循环前缀后,第 p 个接收天线上的基带信号可以表示成:

$$x_p(k) = \sum_{q=1}^t \sum_{m=0}^{M-1} h_{pq}(m) (b_q(k-m) + c_q(k-m)) + n_p(k) + d_p \quad (1)$$

其中 $\mathbf{h}_{pq} = [h_{pq}(0), h_{pq}(1), \dots, h_{pq}(M-1)]$ 表示的是第 q 个发射天线与第 p 个接收天线之间的信道冲激响应向量. $b_q(k)$ 是来自第 q 个发射天线的的数据序列;各个天线上的训练序列是周期为 P 的序列,也就是说 $c_q(k) = c_q(k+P)$. 对 $0 \leq k \leq P-1$, $\{c_1(k), c_2(k), \dots, c_t(k)\}$ 是长度为 P , 零相关区为 Z 的二进制 ZCZ 序列集^[8], 且满足 $Z \geq M-1$, 其相关特性 ($i=j$: 自相关值; $i \neq j$: 互相关值)如下:

$$R_{i,j}(\tau) = \sum_{k=0}^{P-1} c_i(k) c_j(k+\tau) = \begin{cases} P, & \text{if } \tau=0, i=j \\ 0, & \text{if } 0 < \tau \leq Z, i=j \\ 0, & \text{if } 0 \leq \tau \leq Z, i \neq j \end{cases} \quad (2)$$

此外,为了能直接消除直流偏移,所选用的序列还需满足平衡特性,即

$$\sum_{k=0}^{P-1} c_i(k) = 0, \quad i=1, 2, \dots, t \quad (3)$$

数据序列和训练序列都具有有限字符集特性,不失一般性,对每一个 q , 我们假定数据序列 $b_q(k)$ 的均值为零,并且 $E[|b_q(k)|^2] = \sigma_b^2$, $|\cdot|$ 表示求模运算, $E[\cdot]$ 表示求期望值; $c_q(k)$ 的平均功率定义为 $\sigma_c^2 = (1/P) \sum_{i=0}^{P-1} |c_q(i)|^2$. $n_p(k)$ 和 d_p 分别是来自第 p 个接收天线的均值为 $E[|n_p(k)|^2] = \sigma_n^2$ 的 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 高斯白噪声和未知的直流偏移. 由于进行块处理,所以在式(1)中省略了块索引. 现在定义

$$y_p(j) = E[x_p(iP+j)], j=0, 1, \dots, P-1 \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow y_p(j) = & E \left[\sum_{q=1}^L \sum_{m=0}^{M-1} h_{pq}(m) b_q(iP+j-m) \right] \\ & + E \left[\sum_{q=1}^L \sum_{m=0}^{M-1} h_{pq}(m) c_q(iP+j-m) \right] \\ & + E [n_p(iP+j)] + E[d_p] \end{aligned} \quad (5)$$

在式(5)中, $b_q(k)$ 和 $n_q(k)$ 的均值都为零, 所以第一项和第三项都是零, 而第二项和第四项都是确定的量, 故可以移去前面的取期望值的操作, 进而可得

$$y_p(j) = d_p + \sum_{q=1}^L \sum_{m=0}^{M-1} h_{pq}(m) c_q(j-m)_p \quad j=0, 1, \dots, P-1 \quad (6)$$

在式(6)中, $(\cdot)_p$ 定义取模 P 的操作, $\{c_q(k)\}_{k=0}^{P-1}$ 定义的就是一个周期序列. 对一个具体的接收天线而言, 式(6)代表一组与信道冲激响应系数 $\{h_{pq}(k)\}_{k=0}^{M-1}$ 和未知直流偏移 d_p 有关的由 P 个线性方程组成的方程组. 表示成矩阵形式如下:

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{d}_p + \sum_{q=1}^L \mathbf{D}_q \mathbf{h}_{pq} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{y}_p = [y_p(P-1), y_p(P-2), \dots, y_p(0)]^T_{P \times 1}$, 由接收信号的一阶统计进行一致估计得到(见式(4)), $\mathbf{h}_{pq} = [h_{pq}(M-1) \ h_{pq}(M-2) \ \dots \ h_{pq}(0)]^T_{M \times 1}$, $\mathbf{d}_p = [d_p \ d_p \ \dots \ d_p]^T_{P \times 1}$, $\mathbf{D}_q =$

$$\begin{bmatrix} c_q(P-M) & c_q(P-M+1) & \dots & c_q(P-2) & c_q(P-1) \\ c_q(P-M-1) & c_q(P-M) & \dots & c_q(P-3) & c_q(P-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_q(P-M+2) & c_q(P-M+3) & \dots & c_q(0) & c_q(1) \\ c_q(P-M+1) & c_q(P-M+2) & \dots & c_q(P-1) & c_q(0) \end{bmatrix}$$

这里 T 定义转置操作, 由 ZCZ 序列的性质(式(2)和式(3)), 我们可得信道冲激响应向量为

$$\mathbf{h}_{pq} = \frac{1}{P} \mathbf{D}_q^H \mathbf{y}_p \quad (8)$$

为了简化信道估计, 令 N 定义块长, 且 $N_p = N/P$ 是整数. 此时, 向量信道估计误差的近似方差为

$$\sigma_e^2 \approx \left(\frac{M}{N} \right) \left(\frac{t \cdot \sigma_b^2 + \sigma_n^2}{\sigma_c^2} \right) \quad (9)$$

3 未知数据对系统性能影响的时频域分析及改进方案

这个方法的缺点是信道估计的性能将会受到内嵌到训练序列里的未知数据序列的影响^[5]. 先从频域上来分析, 因为 $c_q(k)$ 是周期为 P 的周期序列, 它的能量集中在以 P 等间距的频率点上 $k = lN_p, l = 0, \dots, P-1$, 把这些频率点称之为导频点. 相反, 数据序列的能量则是分布在所有频率点上的. 信道冲激响应系数是通过这些导频点来估计的, 除导频点外的包括数据和

白噪声都将恶化估计性能. 本文, 我们将会给出一个时域上的分析. 首先, 从式(9)可以看出信道估计的性能受未知的数据序列的影响, 并且信道向量估计误差的方差随着发射天线数和未知数据功率的增加而增加, 导致性能降低. 再者, 从式(5)和式(6)我们可以找到原因, 式(5)的第一项不会绝对为零, 它只是一个统计上的零量, 在实际的信道估计中, 不可能做到训练序列或是观测的数据块长度无穷大, 也就是不可能使式(5)的第一项等于统计上的零量, 只能是随着观测的数据块的增大而逼近零量. 我们采用文献[5]的方法进行改进, 若能满足 $\sum_{k=0}^{N_p-1} b(i+kP) = 0, i = 0, 1, \dots, P-1$, 那么信道估计性能将不受未知数据的影响. 见图2(因每对训练序列和数据序列都具有下面的关系, 故下标省略).

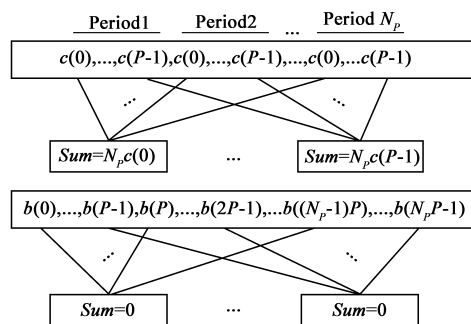


图2 时域分析

令 $\mathbf{b} - \mathbf{e}$ 定义预处理后的数据向量, $\mathbf{b} = [b(0), b(1), \dots, b(N)]^T$, 给定

$$\sum_{k=0}^{N_p-1} b(i+kP) = \sum_{k=0}^{N_p-1} e(i+kP), i = 0, \dots, P-1 \quad (10)$$

显然, 若令 $e(n) = b(n)$, 也就是明显训练序列估计的情况. 对隐含训练序列情况而言, 固定数据序列 \mathbf{b} 的能量, 原始数据序列和预处理后的数据序列的差值 \mathbf{e} 的能量应该是越小越好, 所以此时最好是令

$$e(i+kP) = e(i) = \frac{1}{N_p} \sum_{m=0}^{N_p-1} b(i+kP), i = 0, \dots, P-1$$

它定义的是序列的圆周均值. 数据预处理过程相当于简单地移除圆周均值. 差值向量可以写为 $\mathbf{e} = \mathbf{J}\mathbf{b}$, 其中 $\mathbf{J} = (1/N_p)\mathbf{1}_{N_p} \otimes \mathbf{I}_p$, \otimes 定义为 Kronecker 积, $\mathbf{1}_{N_p}$ 是 $N_p \times N_p$ 的全 1 矩阵, \mathbf{I}_p 是 $P \times P$ 的单位阵. 预处理后的发射数据序列变为

$$\mathbf{b} = (\mathbf{I} - \mathbf{J})\mathbf{b} \quad (11)$$

对数据序列进行了上述的处理后, 再代入到式(5), 此时它的第一项绝对为零, 而不管观测的数据块多长. 换句话说, 信道估计仅受高斯白噪声 $n_q(k)$ 的影响, 而不会受未知数据向量的影响. 这种隐含技术可看

作是依赖数据的隐含训练方案(DDST: data-dependent superimposed training),在这个方案中,发射的数据是原始数据 \mathbf{b} 和差值向量 $\mathbf{e}: = -\mathbf{Jb}$ 的和,当然,也可以看作是发射数据没变,而训练序列是一个已知训练序列和一个依赖数据的未知序列 $\mathbf{e}: = -\mathbf{Jb}$ 的和.但是,需要注意的是,对于 MIMO 信道而言,在接收端需要利用各个天线上的训练序列的正交性进行处理,如果上述差值向量加在了训练序列端,则破坏了它的正交性.所以,我们把预处理量加在数据序列上.

在本文,我们通过对数据序列预处理的方式提高 MIMO 信道估计的性能.不改变训练序列的原因是在 MIMO 系统中训练序列应该保持自相关和互相关移位正交特性.预处理过程见图 3,每根天线发射的数据都是经过预处理(即乘以 $\mathbf{I}-\mathbf{J}$)的发射数据和相应的训练序列的和.用图 3 替换图 1 的发射端即虚线框就得到了新的系统框图.此时向量信道估计误差的方差可近似为

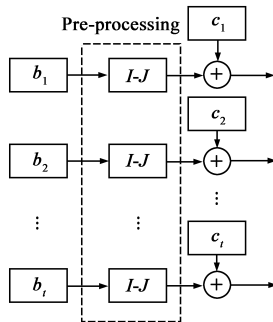


图3 MIMO系统中发射数据的预处理

得到了新的系统框图.此时向量信道估计误差的方差可近似为

$$\sigma_e^2 \approx \left(\frac{M}{N}\right) \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_c^2}\right) \quad (12)$$

比较式(9)和式(12),我们可以看出经过预处理后的信道估计误差的方差将不受未知数据的影响.

4 仿真结果

我们比较了隐含 ZCZ 训练序列 4×4 MIMO 系统发射数据采用预处理方案 and 没有采用预处理方案两种情况下,以及系统中存在不同直流偏移量时的性能.假设块长为 $N = 160$.信道是在每次的蒙特卡罗仿真中随机生成的.信道抽头系数是独立的复高斯随机变量,其包络服从瑞利分布,相位服从均匀分布,抽头长度 $M = 2$.

不失一般性, $\sum_{k=0}^{M-1} |h_{pq}(k)|^2$ 归一化为 1.所用的隐含训练序列是长度为 16,零相关区为 1 的 ZCZ 平衡序列集,其中

$$\begin{aligned} c_1 &= [-1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1]; \\ c_2 &= [-1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1]; \\ c_3 &= [-1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]; \\ c_4 &= [-1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1]. \end{aligned}$$

数据信号采用的是 BPSK 调制.令 $\sigma_b^2 = \sigma_c^2 = 1$.在仿真中,对每一个 σ_c^2/σ_n^2 (dB),信道估计误差的方差都是通过 5000 次独立的仿真获得的.

从图 4 可以看出采用了预处理的 MIMO 信道估计性能明显优于没有采用预处理时的性能,并且由于采用了平衡 ZCZ 序列,有直流偏移 ($d = 0.2$) 和无直流偏移 ($d = 0$) 的性能是一样的,这表明信道估计性能不受未知直流偏移的影响,也就是说无论直流偏移量 d 取值为多少,都能得到 $d = 0$ 时的估计性能.仿真结果和理论分析也是一致的.

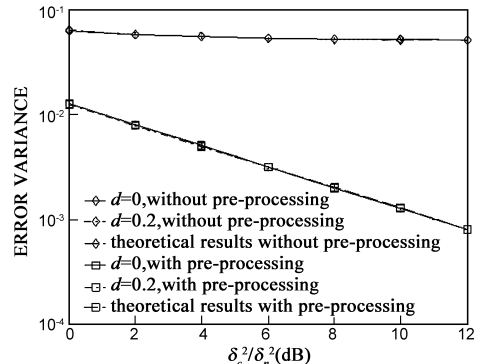


图4 4×4 的MIMO系统中误差方差对训练序列-噪音功率比

5 结论

本文给出了基于隐含训练序列方式 MIMO 频选信道估计的新的框图,除了节省宝贵带宽外,还具有以下几方面的优点:

(1) 训练序列为平衡二进制 ZCZ 序列集,可以在不增加任何复杂度的情况下消除直流偏移的影响,由于采用恒模的二进制训练序列峰均值比小,且和多相序列相比,二进制序列更易于实现. ZCZ 序列集的三个参数:序列个数对应着发射天线数,零相关窗对应多径数,序列长度对应着发射数据块的长度,这三者之间相互制约,并不是在所有的参数值上都存在.但目前研究的 MIMO 系统,更多的是研究 4×4 以下的,信道径数为 6 径左右的,对于这样的参数值,找到符合条件的 ZCZ 序列是完全可以实现的.

(2) 对每根发射天线的的数据序列进行预处理,即移去它的圆周均值,可以大幅度地提高信道估计性能,使其不受未知数据的影响,并从时域的角度给出了分析.

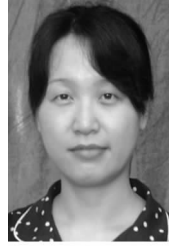
新系统全面的考虑了基于隐序列估计方法的三个缺点,即可直接消除直流偏移,峰均值比小,又使估计性能不受未知数据的影响.同时,推导了采用新方法的 MIMO 信道估计误差方差的表达式,理论分析和仿真结果都证明了此方法优于传统的方法.

参考文献:

- [1] G T Zhou, M Viberg, T McKelvey. A first-order statistical method for channel estimation[J]. IEEE Signal Processing Letters. 2003, 10(3): 57-60.

- [2] J K Tugnait, W L Luo. On channel estimation using superimposed training and first-order statistics[J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(9): 413 – 415.
- [3] A G Orozco-Lugo, M M Lara, D C McLernon. Channel estimation using implicit training[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2004, 52(1): 240 – 254.
- [4] D McLernon, et al. Implicitly-trained channel estimation and equalization with zero mean input data packets[A]. Proc. IEEE ISSPIT[C]. 2004.
- [5] M Ghogho, D McLernon, et al. Channel estimation and symbol detection for block transmission using data-dependent superimposed training[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12(3): 226 – 229.
- [6] E Alameda-Hernandez, D C McLernon, A G Orozco-Lugo, M Lara, M Ghogho. Frame/training sequence synchronization and DC-offset removal for (data-dependent) superimposed training based channel estimation[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2007, 55(6): 2557 – 2569.
- [7] M Ghogho, D McLernon, E A Hernandez, A Swami. SISO and MIMO channel estimation and symbol detection using data-dependent superimposed training[A]. IEEE ICASSP' 2005[C]. 2005. 461 – 464.
- [8] P Z Fan, N Suehiro, N Kuroyanagi, X M Deng. Class of binary sequences with zero correlation zone[J]. Electronics Letters, 1999, 35(10): 777 – 779.

作者简介:



袁伟娜 女, 1979 年出生, 现为华东理工大学信息科学与工程学院副教授, 从事多天线系统信道估计技术及均衡研究.

E-mail: wnyuan@ecust.edu.cn



王 平 女, 1974 年出生, 现为西南交通大学讲师, 从事 MIMO 系统信道估计和通信同步技术研究.

E-mail: pwang@home.swjtu.edu.cn



范平志 男, 1955 年出生, 现为西南交通大学教授, 博士生导师, 主要从事移动通信、信息论与编码研究.

E-mail: p.fan@ieee.org