

基于叠加训练的非合作多用户/MIMO 信道估计

何纯全, 窦高奇, 高俊, 黄高明

(海军工程大学 电子工程学院, 湖北 武汉 430033)

摘 要: 提出一种基于叠加训练的单载波非合作多用户/MIMO 系统的迭代信道估计与检测方案。首先利用变换域方法构造具有零周期互相关特性的训练序列, 从而消除多天线间的相互干扰, 实现基于一阶统计量的信道估计。然后采用联合符号检测的迭代信道估计方法, 利用检测序列作为额外的“训练序列”来降低信息序列自身干扰。与现有的叠加训练信道估计方案比较, 新方案中训练序列构造更加灵活, 在低信噪比下信道估计均方误差和误码率性能更优, 且复杂度更低, 仿真结果表明了该方案的有效性。

关键词: 变换域序列; 叠加训练; 迭代信道估计与检测; 多输入多输出; 频率选择性信道

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)07-0151-06

Uncoordinated multiuser/MIMO channel estimation using superimposed training

HE Chun-quan, DOU Gao-qi, GAO Jun, HUANG Gao-ming

(College of Electronic Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: An iterative channel estimation and detection scheme is proposed for single carrier uncoordinated multi-user/multi-input multi-output (MIMO) system using superimposed training (ST). At first, the multiple antennas mutual interferences are eliminated by utilizing training sequences with all-zero cross-correlation property, which are designed based on transform domain approach. The channel estimation is performed based on first-order statistics of the observations in time domain. Then a joint iterative channel estimation and symbol detection method is addressed, where the detected sequences are used as additional “training sequence” to reduce the self-interferences from information sequences. Compared to the existing ST schemes, the new proposed scheme has more flexible training sequences, better channel mean square error (NCMSE) and BER performance at low SNR, but retains a lower computation complexity. Simulation results corroborate the effectiveness of the new scheme.

Key words: transform domain sequences; superimposed training; iterative channel estimation and detection; multiple-input multiple-output; frequency selective channel

1 引言

随着多种无线数据业务需求的出现, 多天线系统成为最有希望解决高速数据传输和多用户问题的方案, 基于多个发射/接收天线的多输入多输出(MIMO)系统既能提供足够的信道容量, 又有很强的灵活性, 满足高速数据应用的需求^[1]。MIMO 系统利用分集增益提供远大于单输入单输出(SISO)系

统的信道容量, 且不增加带宽。实现高速 MIMO 系统的关键在于获取可靠的信道状态信息(CSI), 传统方式主要通过时分复用(TDM)或频分复用(FDM)的训练序列获取 CSI。训练序列占用了可以传输信息的带宽, 特别是随着发射天线的增加, 占用的频带相应增长, 信息传输速率严重降低。叠加训练(ST)方式将训练序列和信息序列叠加起来发送, 与 TDM 和 FDM 方式相比最大限度地提高了带宽利用率。

收稿日期: 2013-04-05; 修回日期: 2013-07-09

基金项目: 国家高技术研究发展计划(“863”计划)基金资助项目(2011AA7014061)

Foundation Item: The National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2011AA7014061)

然而,不同场合下对叠加训练序列的要求不同。对于多径衰落信道,单用户或合作多用户/MIMO 系统发射天线使用同步的训练序列,只需要消除最大多径时延内的多天线间相互干扰^[2],而非合作多用户/MIMO 系统由于发射天线之间的训练序列不同步,需要消除任意时延的多天线互扰,对叠加训练序列的相关性提出更高要求。此外,采用叠加训练序列的信道估计和检测方案中还存在严重的训练和信息序列自身之间的相互干扰,使信道估计和检测性能下降。因此,如何有效降低或消除多天线互扰及训练信息自扰是提高非合作多用户/MIMO 系统信道估计性能和实现可靠检测的基础。

基于 TDM 和 FDM 训练序列的 MIMO 信道估计研究中,文献[3]和文献[4]分别采用正交频分复用(OFDM)和直接序列-码分多址(DS-CDMA)技术,给出了高速 MIMO 系统的实现方案,但都没有考虑非合作多用户的情况,且系统较为复杂;基于叠加训练序列的 MIMO 信道估计研究中,文献[5]提出在信息序列上叠加伪随机序列的方式,利用随机序列与信息序列的统计不相关性来降低信息序列对 MIMO 信道估计的干扰,利用统计特性要求数据块较长,而且无法有效消除信息序列干扰;文献[6]提出基于 ZCZ(zero correlation zone)序列的 MIMO 信道估计方案,ZCZ 序列的长度灵活性较差,构造复杂,只在零相关区间内互相关为零,不适用于非合作多用户系统,且文献[5,6]都没有考虑信息序列的检测问题;文献[7,8]的训练序列采用离散 chirp 序列,适用于非合作多用户系统,但训练序列设计方法复杂,方案中采用了频域 MIMO 信道估计,利用最大似然(ML)和线性最小均方误差(LMMSE)算法进行符号检测,计算复杂度都较大。

本文提出一种基于叠加训练序列的单载波非合作多用户/MIMO 系统的迭代信道估计与检测方案。该方案分为 2 步,首先使用基于 LMMSE 的一阶统计量时域信道估计,利用变换域方法构造具有零周期互相关的训练序列,从而消除多天线互扰,且训练序列构造简单,长度灵活,可以满足不同多径时延和发射天线个数的需要;其次采用基于最小均方误差(MMSE)的迭代信道估计,利用检测序列作为额外“训练序列”,有效降低训练信息自扰,以提高叠加训练的信道估计性能。本文中,上标 T 代表转置运算,上标 H 代表共轭转置, \mathbf{I}_N 代表 $N \times 1$ 维全 1 向量, \mathbf{I}_N 代表 $N \times N$ 维单位矩阵, $\text{circ}(\mathbf{s}, N)$ 代表将

$N \times 1$ 维列向量 \mathbf{s} 向下循环移位 $N-1$ 次后生成的首列为 \mathbf{s} 的 $N \times N$ 维循环 Toeplitz 矩阵。

2 系统模型

单载波多用户/MIMO 系统频率选择性信道中,有 T 个输入(以下称为发射天线), R 个输出(以下称为接收天线)。本文中的单用户 MIMO 系统为 1 个用户使用 T 个发射天线,多用户系统为 T 个用户,各自独立使用 1 个发射天线。合作多用户系统的各个用户之间的训练序列完全同步;非合作多用户系统的各用户之间的训练序列是非同步的。第 $t(t=0, \dots, T-1)$ 个发射天线上 n 时刻发送的符号 $s_t(n)$ 为信息符号 $b_t(n)$ 和训练符号 $c_t(n)$ 的算术叠加。第 t 个天线发送的序列块为

$$\mathbf{s}_t = \mathbf{b}_t + \mathbf{c}_t = [s_t(0), \dots, s_t(N-1)]^T \quad (1)$$

训练序列周期为 P , 令 $N=KP$ (K 为整数)。假定信道是慢时变的,信道冲击响应在 $N+L-1$ 个符号采样周期内保持不变。设信道最大多径时延为 $L-1$ 个符号采样周期,第 t 个发射天线和第 $r(r=0, \dots, R-1)$ 个接收天线之间的信道冲击响应抽头样值为 $\mathbf{h}_{r,t} = [h_{r,t}(0), \dots, h_{r,t}(L-1)]^T$ 。为了消除块间干扰(ICI),需要在块首部插入长度为 $L-1$ 的循环前缀(CP), $\mathbf{s}_t^{\text{CP}} = [s_t(N-L+1), \dots, s_t(N-1)]^T$, 在接收端去除 CP, 第 r 个接收天线上的等效基带信号为

$$y_r(n) = \sum_{t=0}^{T-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{r,t}(l) s_t(n-l) + v_r(n), \quad n=0, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中, $\{v_r(n)\}_{n=0}^{N-1}$ 是加性高斯白噪声(AWGN)序列。

MIMO 系统的参数假定如下:(P1) 信息符号为相互独立的均匀分布随机变量,取自调制信号符号集, $E\{b_t(n)\} = 0$, $E\{|b_t(n)|^2\} = \sigma_b^2$; (P2) 训练序列平均功率 $E\{|c_t(n)|^2\} = \sigma_c^2$, 对发送序列功率归一化, $\sigma_s^2 \approx \sigma_b^2 + \sigma_c^2 = 1$; (P3) 信道冲击响应抽头样值为相互独立的高斯分布随机变量, $E\{h_{r,t}(l)\} = 0$, $E\{|h_{r,t}(l)|^2\} = 1/TL$; (P4) 噪声为相互独立的高斯分布随机变量, $E\{v_r(n)\} = 0$, $E\{|v_r(n)|^2\} = \sigma_v^2$ 。

3 基于 LMMSE 的时域信道估计

本节首先给出了非合作多用户/MIMO 系统频率选择性信道的叠加训练序列设计准则,并采用变换域方法设计出具有零周期互相关的训练序列集。其次,通过叠加周期训练序列,提出了基于 LMMSE 的一阶统计量时域信道估计。

3.1 变换域叠加训练序列设计

非合作多用户/MIMO 系统中, 若频率选择性信道的最大多径时延为 $L-1$, 长度为 P 的叠加训练序列集需要满足以下要求。(C1) 为了消除单个信道内多径时延引起的码间干扰(ISI), 任一发射天线的训练序列必须循环正交, 最大循环次数为 $L-1$ 。(C2) 为了消除单用户 MIMO 系统或合作多用户/MIMO 系统发射天线的相互干扰, 不同发射天线的训练序列必须循环正交, 最大循环次数为 $L-1$; 为了消除非合作多用户/MIMO 系统发射天线的相互干扰, 不同发射天线的训练序列必须循环正交, 最大循环次数不受限, 由于训练序列以 P 为周期重复, 因此不同训练序列之间循环正交的最大循环次数为 $P-1$ 。训练序列的相关特性如下。

$$R_{i,j}(\tau) = \sum_{n=0}^{P-1} c_i(n)c_j(n+\tau) = \begin{cases} P\sigma_c^2, \tau=0, i=j \\ 0, 0 < \tau < L, i=j \\ 0, 0 \leq \tau < P, i \neq j \end{cases} \quad (3)$$

此外还有以下要求:(C3) 训练序列应该具有恒模特性以降低发送序列的峰均比(PAPR)。

定义 $P \times 1$ 维向量 $\bar{c}_i = [c_i(0), \dots, c_i(P-1)]^T$, 满足上述要求的变换域序列集 $\{\bar{c}_0, \dots, \bar{c}_{T-1}\}$ 的构造方法如下^[9]: 取长度为 $M(M \geq L)$, 令 $M=L$ 以生成短周期训练序列), 幅值为 1 的正交序列(如 Frank-Zadoff-Chu 序列), 对正交序列 $\{x(n)\}_{n=0}^{L-1}$ 进行 T 倍插值, 得到长度为 $P=TL$ 的序列

$$x_T(n) = \begin{cases} x(n/T), T \text{ 整除 } n \\ 0, \text{ 其他} \end{cases} \quad (4)$$

$P \times T$ 维矩阵 $\mathbf{X} = \text{circ}(\mathbf{x}_T, T)$ 。 \mathbf{F} 为 $P \times P$ 维 DFT 矩阵, 将插值序列变换到时域作为训练序列, 平均功率为 σ_c^2 , 定义训练序列矩阵 $\tilde{\mathbf{C}} = [\bar{c}_0, \dots, \bar{c}_{T-1}]$

$$\tilde{\mathbf{C}} = \sqrt{T}\sigma_c \mathbf{F}^{-1} \mathbf{X} \quad (5)$$

3.2 一阶统计量时域信道估计

式(2)的向量形式为

$$\mathbf{y}_r = \sum_{t=0}^{T-1} \mathbf{H}_{r,t} \mathbf{s}_t + \mathbf{v}_r \quad (6)$$

其中, $\mathbf{y}_r = [y_r(0), \dots, y_r(N-1)]^T$, $\mathbf{v}_r = [v_r(0), \dots, v_r(N-1)]^T$, $N \times N$ 维矩阵

$$\mathbf{H}_{r,t} = \text{circ}([\mathbf{h}_{r,t}^T, 0, \dots, 0]^T, N) \quad (7)$$

根据循环矩阵与向量乘积的交换原理可知 $\mathbf{H}_{r,t} \mathbf{s}_t = \mathbf{S}_t \mathbf{h}_{r,t}$, 其中 $N \times L$ 维矩阵

$$\mathbf{S}_t = \text{circ}(\mathbf{s}_t, L) \quad (8)$$

定义 $N \times TL$ 维矩阵 $\mathbf{S} = [\mathbf{S}_0, \dots, \mathbf{S}_{T-1}]$, $TL \times 1$ 维向量 $\mathbf{h}_r = [\mathbf{h}_{r,0}^T, \dots, \mathbf{h}_{r,T-1}^T]^T$, 式(6)可以写成

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{S} \mathbf{h}_r + \mathbf{v}_r \quad (9)$$

定义 $P \times N$ 维矩阵 $\mathbf{J} = (1/K)(\mathbf{1}_K^T \otimes \mathbf{I}_P)$, 取接收信号的周期均值, 根据信息和噪声的零均值特性

$$\bar{\mathbf{y}}_r = \mathbf{J} \mathbf{y}_r = \bar{\mathbf{C}} \mathbf{h}_r + \bar{\mathbf{v}}_r \quad (10)$$

其中, $\bar{\mathbf{y}}_r = [\bar{y}_r(0), \dots, \bar{y}_r(P-1)]^T$, $P \times TL$ 维矩阵 $\bar{\mathbf{C}} = [\bar{\mathbf{C}}_0, \dots, \bar{\mathbf{C}}_{T-1}]$, $\bar{\mathbf{C}}_i = \text{circ}(\bar{c}_i, L)$ 。基于 LMMSE 的一阶统计量时域信道估计为

$$\hat{\mathbf{h}}_r = \mathbf{R}_{\mathbf{h}_r, \bar{\mathbf{y}}_r} \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{y}}_r}^{-1} \bar{\mathbf{y}}_r \quad (11)$$

其中,

$$\mathbf{R}_{\mathbf{h}_r, \bar{\mathbf{y}}_r} = E\{\mathbf{h}_r \bar{\mathbf{y}}_r^H\} = \mathbf{R}_{\mathbf{h}_r} \bar{\mathbf{C}}^H$$

$$\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{y}}_r} = E\{\bar{\mathbf{y}}_r \bar{\mathbf{y}}_r^H\} = \bar{\mathbf{C}} \mathbf{R}_{\mathbf{h}_r} \bar{\mathbf{C}}^H + (\sigma_v^2/K) \mathbf{I}_P \quad (12)$$

由(P3)可知

$$\mathbf{R}_{\mathbf{h}_r} = (1/TL) \mathbf{I}_{TL} \quad (13)$$

4 迭代信道估计与检测方案

基于 ST 的一阶统计量信道估计将所有发射天线的信息序列都视为干扰。在 ST 传输方式中, 由于同一发射天线发送序列中的信息和训练序列历经相同衰落信道, 将检测序列反馈给估计器对信道重新估计, 将大大提高估计时的有用信号功率, 改善信道估计性能。文献[7]中, ML 和 LMMSE 检测器的 BER 低, 但复杂度大, 不适合多径时延较大和采用高阶调制的情况, 而 MMSE 检测器^[10]有较好的 BER 性能, 且复杂度较低。

4.1 基于 MMSE 的 MIMO 检测器

第 i 次迭代检测, n 时刻 MIMO 系统的接收信号为

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{\mathbf{H}}^{(i)}(l) \mathbf{s}(n-l) + \mathbf{v}(n), n=0, \dots, N-1 \quad (14)$$

其中, $R \times 1$ 维向量 $\mathbf{y}(n) = [y_0(n), \dots, y_{R-1}(n)]^T$ 代表 n 时刻 R 个接收天线的基带信号, $T \times 1$ 维向量 $\mathbf{s}(n) = [s_0(n), \dots, s_{T-1}(n)]^T$ 代表 n 时刻 T 个发射天线符号, $R \times 1$ 维噪声向量 $\mathbf{v}(n) = [v_0(n), \dots, v_{R-1}(n)]^T$, $R \times T$ 维矩阵 $\hat{\mathbf{H}}^{(i)}(l)$ 的项 $[\hat{\mathbf{H}}^{(i)}(l)]_{r,t} = \hat{h}_{r,t}^{(i)}(l)$, 为第 i 次迭代信道估计值。在接收信号中消除训练序列的影响

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}(n) &= \mathbf{y}(n) - \sum_{l=0}^{L-1} \hat{\mathbf{H}}^{(i)}(l) \mathbf{c}(n-l) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \hat{\mathbf{H}}^{(i)}(l) \mathbf{b}(n-l) + \mathbf{v}(n) \end{aligned} \quad (15)$$

定义 $RN \times 1$ 维向量 $\tilde{\mathbf{y}} = [\tilde{\mathbf{y}}^T(0), \dots, \tilde{\mathbf{y}}^T(N-1)]^T$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \hat{\mathbf{H}}^{(i)} \mathbf{b} + \mathbf{v} \quad (16)$$

其中, $TN \times 1$ 维向量 $\mathbf{b} = [\mathbf{b}^T(0), \dots, \mathbf{b}^T(N-1)]^T$, $RN \times 1$ 维向量 $\mathbf{v} = [\mathbf{v}^T(0), \dots, \mathbf{v}^T(N-1)]^T$, $RN \times TN$ 维矩阵

$$\hat{\mathbf{H}}^{(i)} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{H}}^{(i)}(0) & \mathbf{0} & \dots & \hat{\mathbf{H}}^{(i)}(1) \\ \hat{\mathbf{H}}^{(i)}(1) & \hat{\mathbf{H}}^{(i)}(0) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \hat{\mathbf{H}}^{(i)}(1) & \ddots & \hat{\mathbf{H}}^{(i)}(L-1) \\ \hat{\mathbf{H}}^{(i)}(L-1) & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \hat{\mathbf{H}}^{(i)}(L-1) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \hat{\mathbf{H}}^{(i)}(0) \end{bmatrix} \quad (17)$$

当 $R \geq T$ 时, 基于 MMSE 的 MIMO 检测器输出为

$$\hat{\mathbf{b}}^{(i)} = (\mathbf{R}_b^{-1} + \hat{\mathbf{H}}^{(i)H} \mathbf{R}_v^{-1} \hat{\mathbf{H}}^{(i)})^{-1} \hat{\mathbf{H}}^{(i)H} \mathbf{R}_v^{-1} \tilde{\mathbf{y}} \quad (18)$$

由(P1)可知 $\mathbf{R}_b = E\{\mathbf{b}\mathbf{b}^H\} = \sigma_b^2 \mathbf{I}_{TN}$, 由(P4)可知 $\mathbf{R}_v = E\{\mathbf{v}\mathbf{v}^H\} = \sigma_v^2 \mathbf{I}_{RN}$, 式(18)可记为

$$\hat{\mathbf{b}}^{(i)} = ((\sigma_v^2 / \sigma_b^2) \mathbf{I}_{TN} + \hat{\mathbf{H}}^{(i)H} \hat{\mathbf{H}}^{(i)})^{-1} \hat{\mathbf{H}}^{(i)H} \tilde{\mathbf{y}} \quad (19)$$

$R < T$ 的情况参考文献[11], 将 $\hat{\mathbf{b}}^{(i)}$ 映射到调制符号集上, 得到信息序列检测符号 $\hat{\mathbf{b}}^{(i)}$ 。由于发送序列(式(1))和检测器输出序列(式(18))的排列方式不同, 需要根据 \mathbf{b}_i 的结构, 抽取 $\hat{\mathbf{b}}^{(i)}$ 中对应的符号得到 $\hat{\mathbf{b}}_i^{(i)}$, 从而计算 BER。

4.2 基于 MMSE 的迭代信道估计

第 i 次迭代信道估计与检测后, 信道估计为 $\hat{\mathbf{h}}_r^{(i)}$, 信息序列检测值 $\hat{\mathbf{s}}_r^{(i)}$, 由式(8)构造 $\hat{\mathbf{S}}_r^{(i)}$ 以及 $\hat{\mathbf{S}}^{(i)}$, 第 r 个接收天线的信号为

$$\mathbf{y}_r = \hat{\mathbf{S}}^{(i)} \hat{\mathbf{h}}_r^{(i)} + \hat{\mathbf{v}}_r^{(i)} \quad (20)$$

由(P4)得 $E\{\hat{\mathbf{v}}_r^{(i)} \hat{\mathbf{v}}_r^{(i)H}\} = \sigma_v^2 \mathbf{I}_N$, 并参考式(13), 基于 MMSE 的迭代信道估计为

$$\hat{\mathbf{h}}_r^{(i+1)} = ((\sigma_v^2 / TL) \mathbf{I}_{TL} + \mathbf{S}^{(i)H} \mathbf{S}^{(i)})^{-1} \mathbf{S}^{(i)H} \mathbf{y}_r \quad (21)$$

至此, 单载波多用户/MIMO 系统的迭代信道估计与检测方案的具体实施步骤如下。

步骤 1 由式(11)得到信道估计 $\hat{\mathbf{h}}_r^{(0)}$ 。由式(19)得到信息序列的检测值 $\hat{\mathbf{b}}^{(0)}$, 抽取其中的部分项得到 $\hat{\mathbf{b}}_i^{(0)}$ 。

步骤 2 循环执行步骤 1。第 i 次执行步骤 2 后,

将得到 $\hat{\mathbf{h}}_r^{(i)}$, $\hat{\mathbf{b}}_i^{(i)}$ 。根据式(8), 由 $\hat{\mathbf{b}}_i^{(i)}$ 更新矩阵 $\hat{\mathbf{S}}^{(i)}$, 由式(21)得到信道估计值 $\hat{\mathbf{h}}_r^{(i+1)}$ 。将式(18)中的信道矩阵估计值更新为 $\hat{\mathbf{H}}^{(i+1)}$, 得到信息序列的检测值 $\hat{\mathbf{b}}^{(i+1)}$, 抽取其中的部分项得到 $\hat{\mathbf{b}}_i^{(i+1)}$ 。

5 复杂度分析

对比本文和文献[7]信道估计方案的计算复杂度。通过计算复杂度减少率(CRR, computational complexity reduction ratio)衡量算法的复杂度改善程度, 定义式为

$$CCRR = (1 - c_1/c_0) \times 100\% \quad (22)$$

其中, c_0 和 c_1 分别为原始算法和新算法的复杂度。本文采用浮点运算次数来衡量计算复杂度, 1 次浮点运算包含 4 次实数乘法和 2 次实数加法。加法的运算量远小于乘法, 不单独计入复杂度。首先, 对比一阶统计量信道估计的复杂度。本文提出的时域信道估计的计算主要在式(10)和式(11)中, 式(10)的均值计算需要 $2P$ 次实数乘法, 计为 $P/2$ 次浮点运算; 式(11)中可以预先计算的部分不计入其浮点运算次数, 只需要 TLP 次浮点运算; 接收天线数为 R , 因此 MIMO 信道估计中由式(10)和式(11)引入的浮点运算次数分别为 $RP/2$ 和 RTL 。文献[7]的频域信道估计通过 DFT 计算各个发射天线叠加的导频值, 需要 $RTL(N+1/2)$ 次浮点运算, 而基于 LS 的一阶统计量信道估计需要 R^2TL^2 次浮点运算。同理, 未计入其中可以预先计算的部分。其次, 对比 2 种迭代信道估计的复杂度。本文基于 MMSE 的迭代信道估计的计算主要在式(21)中, 其中, 矩阵乘积 $\mathbf{S}^{(i)H} \mathbf{S}^{(i)}$ 与矩阵求逆分别需要 T^2L^2N 和 T^2L^2 次浮点运算, 其中矩阵加法运算不计入复杂度; 式(21)中余下的 2 次矩阵乘积分别需要 T^2L^2N 和 TLN 次浮点运算; 根据接收天线数 R , MIMO 信道估计中式(21)引入的浮点运算次数为 $RTL(2TL+1)+RT^2L^2$ 。文献[7]基于 LS 的迭代信道估计包含 1 次矩阵求左逆和 1 次矩阵乘积, 分别需要 $R^2T^2L^2(2R(N-L+1)+1)$ 和 $R^2TL(N-L+1)$ 次浮点运算。

由表 1 可知, 本文提出的一阶统计量时域信道估计和迭代信道估计的计算复杂度远低于文献[7]相应的信道估计算法。随着发射、接收天线数量以及多径时延的增大, 在与文献[7]的对比中, 新方案信道估计的计算复杂度改善程度将进一步提高。

表 1 $T=2, R=2, L=10, P=20, N=400$ 时, 不同信道估计的浮点运算次数和 $CCRR$

信道估计	浮点运算次数	$CCRR/\%$
时域信道估计	$RP(TL+1/2)$	820
文献[7]频域信道估计	$RTL(N+1/2)+R^2TL^2$	16 820
MMSE 信道估计	$RTL(2TL+1)+R^2L^2$	656 800
文献[7]LS 信道估计	$R^2TL(2RTL+1)(N-L+1)+R^2T^2L^2$	2 535 280

6 仿真结果与分析

仿真实验中, 发射天线数 $T=2$ (可以视为具有 2 个发射天线的单个用户或者各有单个发射天线的 2 个用户), 接收天线数也为 $R=2$ 。与文献[7]类似, 采用空分复用的 MIMO 技术。SNR 定义为单个接收天线信号的信道信噪比。信息序列采用 QPSK 调制方式, 数据块长度 $N=400$ 。信道最大多径时延 $L-1=9$, 训练序列周期 $P=20$ 。训练信息功率比(TIR, training to information ratio)为 $\sigma_c^2/\sigma_b^2=0.3$ 。信道估计的归一化信道均方误差 NCMSE 定义为

$$NCMSE = \|\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H}\|^2 / \|\mathbf{H}\|^2 \quad (23)$$

图 1 给出了式(5)生成的变换域序列的自相关和互相关, 取 $\tilde{\mathbf{C}}$ 的第 0 列计算周期自相关, 取第 0 和第 1 列计算周期互相关, 可知长度为 P 的变换域序列具有周期为 L 的脉冲自相关, 而 $P-1$ 次循环内互相关为 0, 符合式(3)的要求, 而其他列也具有相同的自相关和互相关。图 2 和图 3 对比了新方案和文献[7]方案的 NCMSE 和 BER 性能, 其中小图放大了 $SNR = 0 \text{ dB}$ 的情况。文献[7]中采用的 ML 和 LMMSE 检测器, 复杂度较大。为了公平地对比 2 种方案的性能, 复现文献[7]的仿真中也采用第 3 节给出的变换域序列作为训练序列(文献[7]中的训练序列实质上是变换域序列, 但设计方法较为复杂), 以及第 4 节给出的 MMSE 检测器。首先, 对比 2 种方案的一阶统计量信道估计。观察图 2、图 3 中的小图, 新方案的基于 LMMSE 的一阶统计量信道估计, 由于利用了信道和噪声的统计特性, NCMSE 和 BER 低于文献[7]基于 LS 的一阶统计量信道估计; 而在 SNR 较高的情况下, 2 种方案的一阶统计量信道估计性能基本一致。其次, 对比 2 种方案的迭代信道估计。新方案采用基于 MMSE 的迭代信道估计, 由于考虑了噪声的影响, 如图 2、图 3 中的小图所示, 在 $SNR = 0 \text{ dB}$ 时, 迭代 5 次后 NCMSE 和 BER 值没有明显增大。而文献[7]采用基于 LS 的迭代信道估计,

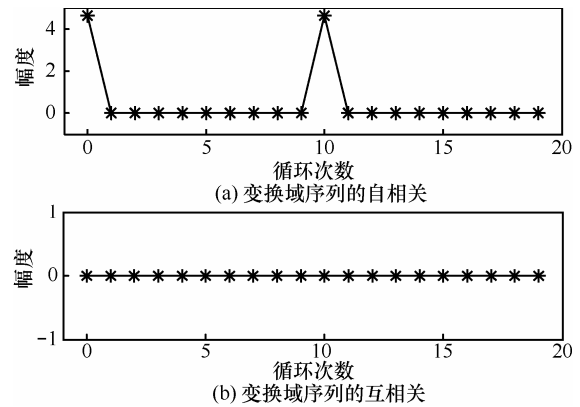


图 1 变换域序列的自相关和互相关

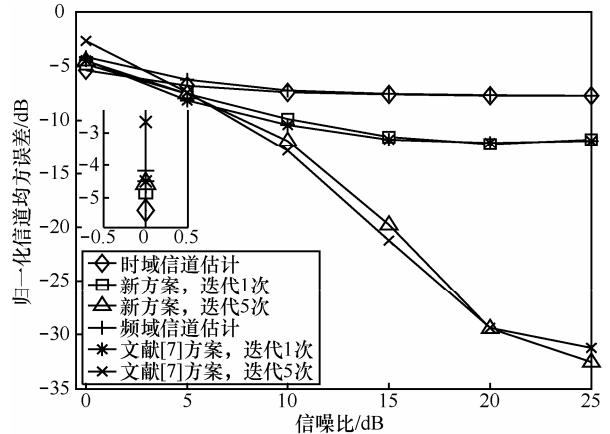


图 2 新方案和文献[7]方案的归一化信道均方误差与信噪比的关系曲线

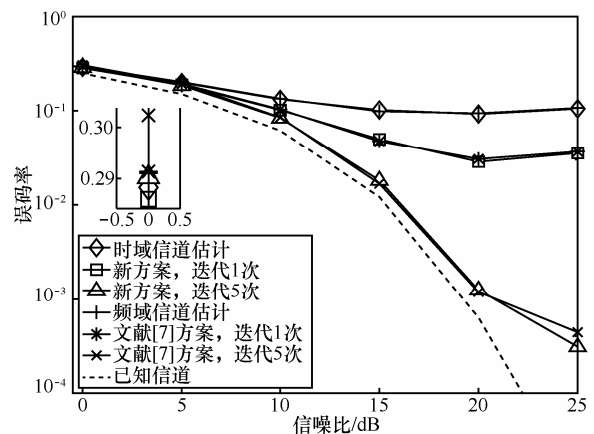


图 3 新方案和文献[7]方案的误码率与信噪比的关系曲线

在 $SNR = 0$ dB 时 NCMSE 和 BER 值随着迭代次数增多明显增大。在 SNR 较高时, 2 种迭代信道估计的 NCMSE 和 BER 性能基本一致, 式(21)也可以说明这一结论, 当噪声功率为 0 时, MMSE 估计与 LS 估计完全一致。此外, 在 SNR 较高时, 对比 1 次迭代和 5 次迭代的 NCMSE 和 BER, 随着迭代次数的增加, 2 种方案的 NCMSE 和 BER 值都显著降低, BER 逐渐接近已知信道的检测结果, 验证了迭代算法的有效性。图 3 中已知信道的仿真采用理想信道冲击响应值进行 MMSE 检测。

分析仿真结果可以得到如下 3 个结论: 1) 在 SNR 较低时, 基于 LMMSE 的一阶统计量信道估计由于利用信道和噪声的统计特性, NCMSE 和 BER 性能优于基于 LS 的一阶统计量信道估计; 2) 在 SNR 较低时, 基于 MMSE 的迭代信道估计由于利用了噪声的统计特性, NCMSE 和 BER 性能不会随着迭代次数的增多而显著退化, 而基于 LS 的迭代信道估计的 NCMSE 和 BER 性能随着迭代次数的增多明显恶化; 3) 高 SNR 下, 新方案和文献[7]方案的 NCMSE 和 BER 性能基本一致, 且随着迭代次数增多, NCMSE 和 BER 性能迅速改善, 验证了迭代方案的有效性。

7 结束语

本文提出基于叠加训练序列的非合作多用户/MIMO 系统频率选择性信道的迭代信道估计与检测方案, 与现有的方案相比, 具有以下优点: 1) 利用变换域方法构造具有周期脉冲自相关和零互相关的训练序列集, 从而完全消除了多径干扰和多天线互扰, 满足单用户、合作以及非合作多用户的 MIMO 系统信道估计的要求; 训练序列设计简单, 参数选择灵活, 且具有恒模特性, 峰均比低; 2) 设计了基于 LMMSE 的一阶统计量时域信道估计和基于 MMSE 的迭代信道估计方案, 新方案利用叠加训练序列中信息与训练序列经历相同衰落信道的特性, 将检测的信息序列当成额外的“训练序列”, 有效降低训练信息自扰, 从而大大提高信道估计性能; 3) 本文提出的新方案与文献[7]方案相比, 新方案在低 SNR 下 NCMSE 和 BER 性能更优, 高 SNR 下 2 种方案基本一致; 对比新方案和文献[7]方案的一阶统计量时域和频域信道估计, 以及 2 种迭代信道估计, 新方案的复杂度都远低于文献[7]方案。

参考文献:

[1] RAYCHAUDHURI D, MANDYAM N B. *Frontiers of wireless and*

- mobile communications*[J]. *Proceeding of the IEEE*, 2012, 100(4): 824-840.
- [2] MINN H, MUNOZ D. Pilot designs for channel estimation of MIMO OFDM systems with frequency-dependent I/Q imbalances[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(8):2252-2264.
- [3] CHEN B, YANG C, LIAO W. Robust fast time-varying multipath fading channel estimation and equalization for MIMO-OFDM systems via a fuzzy method[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 61(4):1599-1609.
- [4] TAKEUCHI K, VECHKAPER M, TANAKA T, *et al.* Large-system analysis of joint channel and data estimation for MIMO DS-CDMA systems[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2012, 58(3): 1385-1412.
- [5] 李元杰, 杨绿溪, 何振亚. 基于训练序列的 MIMO 信道估计[J]. *通信学报*, 2006, 27(5):1-5.
- LI Y J, YANG L X, HE Z Y. MIMO channel estimation using implicit training[J]. *Journal on Communications*, 2006, 27(5):1-5.
- [6] 袁伟娜, 王平, 范平志. 基于隐含 ZCZ 训练序列的 MIMO 信道估计性能改进[J]. *电子学报*, 2010, 38(1):74-78.
- YUAN W N, WANG P, FAN P Z. Enhanced performance for MIMO channel estimation based on implicit ZCZ training sequences[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2010, 38(1):74-78.
- [7] HE S, TUGNAIT J K. On superimposed training for MIMO channel estimation and symbol detection[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(6):3007-3021.
- [8] TUGNAIT J K, HE S. Multiuser/MIMO doubly selective fading channel estimation using superimposed training and slepian sequences[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, 56(7):1341-1354.
- [9] TSAI L, SU Y T. Transform domain approach for sequence design and its applications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2006, 24(1):75-83.
- [10] NORASTINIA A, MEHANA A H. Diversity of MMSE MIMO receivers[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2012, 58(11): 6788-6805.
- [11] LIN B, CHOI J. *Low Complexity MIMO Detection*[M]. New York, USA: Springer Press, 2012.141-165.

作者简介:



何纯全 (1985-), 男, 湖南湘潭人, 海军工程大学博士生, 主要研究方向为信道估计与均衡。

窦高奇 (1981-), 男, 山西长治人, 博士, 海军工程大学讲师, 主要研究方向为信道估计与均衡、同步等。

高俊 (1957-), 男, 江苏泰兴人, 海军工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为数字信号处理、数字通信技术等。

黄高明 (1972-), 男, 湖南道县人, 海军工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为雷达/电子战信号处理、盲信号处理等。