

基于导频的发射分集 OFDM 系统的子空间跟踪信道估计

徐 信 蔡跃明 白宾峰 徐友云
(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘 要 由于发射分集技术可以大大提高系统的抗衰落性能,因此得到了广泛的研究和应用。该文提出了 3 种基于导频的发射分集正交频分复用(OFDM)系统的子空间幅度跟踪信道估计方法,并分析比较了其估计性能。利用信道传播时延慢变和衰落幅度快变的特点,通过对多径信道的时延子空间和衰落幅度的跟踪,可以部分消除信道估计过程中噪声的影响,大大提高信道估计精度。在信道阶数已知或使用相同秩估计方法的情况下,第 3 种方法的运算复杂度最低,性能最好;第 1 种方法次之,性能最差;第 2 种方法由于需要进行 DFT 和 IDFT,运算复杂度最高。仿真结果表明,3 种子空间幅度跟踪信道估计方法在 4×10^{-3} 误码率时可以提高系统误码率性能 1~2 dB 左右。
关键词 正交频分复用,发射分集,信道估计,子空间跟踪

中图分类号: TN914.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)06-1095-06

Subspace-Tracking Channel Estimation for Pilot-Symbol-Aided OFDM Systems with Transmitter Diversity

Xu Xin Cai Yue-ming Bai Bin-feng Xu You-yun
(Institute of Communications Engineering, PLAUST, Nanjing 210007, China)

Abstract Transmitter diversity has been studied extensively as a technique for combating channel fading in mobile wireless communications, especially when receiver diversity is expensive or impractical. In this paper, three subspace-tracking channel estimation algorithms for OFDM systems with transmitter diversity are proposed, and their performances are compared. Because the fading channel has *slow-varying* delays and *fast-varying* amplitudes, the noise effect in the channel estimation can be partially eliminated by tracking delay subspace and amplitudes of the channel. In three approaches, the last one has the lowest computation complexity and the best performance, the first one has a little high complexity and the worst performance, and the second one has the highest complexity for its DFT and IDFT operations. Simulation results show that one to two decibels benefits can be obtained by subspace and amplitudes tracking.

Key words OFDM, Transmitter diversity, Channel estimation, Subspace-tracking

1 引言

OFDM 技术将宽带频率选择性信道分割为许多窄带并行平坦衰落子信道,因此扩展了符号持续时间,消除了由于多径传播引起的符号间干扰(ISI),提高了抗衰落性能。但是,信道的色散特性可能会导致严重的频率选择性深度衰落,降低系统性能。采用基于空时编码的发射分集技术是减小多径衰落效应的一种实际的、有效的方法,可以有效对抗深度衰落,提高系统容量和误码率性能,因此得到了越来越广泛的研究和应用,特别是在接收机不允许分集接收的下行链路。不过,空时解码需要用到信道的频域响应信息,信道估计的准确与否,直接影响到系统误码率性能的高低。因此,如何

提高信道估计精度关系到整个系统的最终性能,具有很高的应用价值和现实意义。

文献[1]对使用发射分集的判决反馈OFDM系统的信道估计问题进行了讨论,其中的信道估计方法同样可用于发送连续导频符号的OFDM系统。文献[2]讨论了TDMA多时隙系统的空时信道估计,我们可以将基于训练序列的发射分集OFDM系统视为一个多时隙系统^[3],使用类似的方法可以对信道进行估计和跟踪。文献[4]对使用单发射天线时OFDM系统的最佳训练序列和最佳导频问题进行了阐述。由此,如果信道最大长度为 W ,则在两天线发射分集时最短的最佳训练序列长度是 $3W - 1$,而最小的最佳导频数目是 $2W$ 。可见使用最佳离散导频比使用最佳训练序列能节省系统带宽,提高有效信息传输速率。

本文讨论了基于离散导频的发射分集 OFDM 系统的子

2004-11-01 收到, 2005-04-08 改回
国家 863 计划基金(2003AA12331007)和江苏省自然科学基金(BK2003015)资助课题

空间跟踪信道估计问题。论文组织如下：第2节介绍基于离散导频的 OFDM 系统的信号模型、导频图案选择和多信道估计；第3节讨论时变多径信道模型及信道模型的子空间结构；第4节详细介绍3种基于子空间跟踪的信道估计方法，讨论子空间和幅度跟踪算法以及自适应秩估计算法的具体实现；第5节以两发一收空时分组编码的 OFDM 系统为例进行计算机仿真；最后是总结。

文中信号统一使用以下符号表示：小写黑体字母表示列矢量，大写黑体字母表示矩阵， $(\cdot)^T$ 、 $(\cdot)^*$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示矩阵的转置、矩阵的共轭和矩阵的共轭转置， $[\cdot]_{m,n}$ 表示矩阵的第 (m,n) 个元素， \otimes 表示 Kronecker 积， \square 表示矩阵点乘， $\|X\|^2$ 表示矩阵 X 的 Frobenius 范数， $R^{1/2}$ 表示正定矩阵 R 的 Cholesky 因式分解： $R = R^{H/2}R^{1/2}$ ， $v = \text{vec}\{V\}$ 表示矩阵 V 的矢量化运算， I_P 表示 $P \times P$ 的单位矩阵， A^\dagger 表示矩阵 A 的伪逆， $\mathcal{R}\{A\}$ 表示由矩阵 A 的列矢量张成的子空间， $\Pi_A = AA^\dagger$ 表示子空间 $\mathcal{R}\{A\}$ 上的投影矩阵。

2 系统模型与信道估计

2.1 OFDM 系统与信号模型

图1是基于导频的发射分集OFDM系统的基带模型示意图。不失一般性，我们以两发一收的同步OFDM系统下行链路进行说明。 $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$ 为发送的频域数据，空时编码用于发射分集，我们将无线信道与发送和接收匹配滤波器一起视为一个广义信道， $\mathbf{r} = [r_0, r_1, \dots, r_{N-1}]^T$ 为接收端恢复的频域数据。在时域插入长度大于信道最大长度的循环前缀(CP)可以将数据与信道之间的线性卷积关系转化为循环卷积。

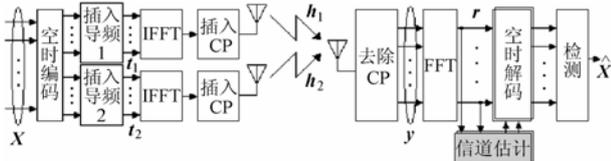


图1 基于导频的发射分集OFDM系统的基带模型示意图

Fig.1 Baseband model of a pilot-based OFDM system with transmitter diversity

图2是本文使用的导频图案。频率方向导频符号间隔为 N_f ，时间方向导频符号间隔为 N_t 。导频图案的选择直接影响到信道估计精度和系统的有效数据传输速率，其选择依据是信道的最大多径时延和最大多普勒频移。为保证信道估计能够及时跟踪信道变化，导频密度必须满足二维奈奎斯特采样定理，即在时频域内都必须满足奈奎斯特采样定理。设最大多径时延为 τ_{\max} ，子载波间隔为 Δf ，最大多普勒频移为 $f_{d\max}$ ，OFDM 符号周期为 $T = (N + L_{cp})T_s$ ，其中 N 为子载波数， L_{cp} 为 CP 长度， T_s 为采样周期，则 N_f 和 N_t 必须满足：

$$\tau_{\max} \cdot \Delta f \cdot N_f \leq \frac{1}{2}, \quad f_{d\max} \cdot T \cdot N_t \leq \frac{1}{2} \quad (1)$$

对于使用空时编码进行发射分集的 OFDM 系统，不同信

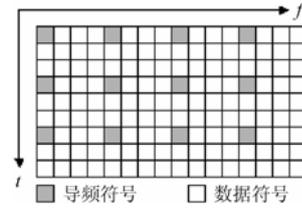


图2 导频图案

Fig.2 Pilot pattern

号 $t_i (i=1,2,\dots)$ 从不同的发射天线同时发送，我们以两支路发射分集 OFDM 系统为例进行讨论，如图1所示。对于多支路和进行接收分集的 OFDM 系统，可以用同样的方法进行分析。

在接收端，接收信号 y 是两个信号的叠加。接收到的信号经 CP 去除后进行快速傅里叶变换(FFT)，得到的信号 r 同时送入信道估计器进行信道估计。 r 的矩阵形式为

$$\mathbf{r}[n] = \sum_{i=1}^2 \mathbf{H}_i[n] \text{diag}\{t_i[n]\} + \mathbf{w}[n] \quad (2)$$

通过提取接收信号 $r[n]$ 中的导频符号，可以估计出多信道时域冲激响应，下面讨论发射分集 OFDM 系统的信道估计问题。

2.2 多信道估计

文献[5]讨论了一种多输入多输出(MIMO)OFDM 系统的信道估计方法，该方法要求在不同天线上发送的导频不能与其它天线发送的导频和数据重叠，因此大大降低了系统的有效数据传输速率，不太实用。这里，我们将文献[4]中讨论的基于导频的信道估计方法推广到发射分集 OFDM 系统，两根发射天线使用相同的如图2所示的网格状导频图案(其它导频图案类似)同时发送导频符号。假定每根天线上发送的数据分别为 $\{t_1[n,k], k=1, \dots, N\}$ 和 $\{t_2[n,k], k=1, \dots, N\}$ ， n 为时域索引， k 为频域索引，为了表示方便，省掉时域索引 n ，记 $t_i = [t_i(1), t_i(2), \dots, t_i(N)]^T (i=1,2)$ 。我们定义导频矢量 $p_i = J t_i$ ， J 是交换矩阵，只有在第 k 个子载波上发送的是导频符号时第 k 个对角线元素为“1”，其余位置都取“0”，则每根天线在时域上发送的导频序列可以表示为下式：

$$\tilde{b}_i = CD^H p_i = CD^H J t_i \in C^{(N+W-1) \times 1} \quad (3)$$

其中 $C \in C^{(N+W-1) \times N}$ 且

$$C = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(W-1) \times (N-W+1)} & I_{(W-1)} \\ & I_N \end{bmatrix} \quad (4)$$

D 为归一化的离散傅里叶变换矩阵， $D_{i,j} = 1/\sqrt{N} \cdot e^{-j2\pi(i-1)(j-1)/N}$ 。

设发送天线到接收天线的两个信道相互独立，均可以用长度为 W 的有限长冲击响应滤波器来等效， $\mathbf{h}_1 = [h_1(0), h_1(1), \dots, h_1(W-1)]^T$ ， $\mathbf{h}_2 = [h_2(0), h_2(1), \dots, h_2(W-1)]^T$ 。如果在时域同时发送两个序列 $\tilde{b}_i (i=1,2)$ ，则经过信道 \mathbf{h}_1 和 \mathbf{h}_2 后接收到的信号 $\tilde{y}(n)$ 可以表示

$$\tilde{y}(n) = \sum_{i=0}^{W-1} h_1(i)\tilde{b}_1(n-i) + \sum_{i=0}^{W-1} h_2(i)\tilde{b}_2(n-i) + \tilde{w}(n), n=1, \dots, N \quad (5)$$

$\tilde{w}(n)$ 是均值为零, 方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。上式写成矩阵形式为

$$\tilde{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{B}}_1 & \bar{\mathbf{B}}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{h}_1 \\ \tilde{h}_2 \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{w}} = \bar{\mathbf{B}}\mathbf{h} + \tilde{\mathbf{w}} \quad (6)$$

其中 $\bar{\mathbf{B}}_1, \bar{\mathbf{B}}_2 \in \mathbb{C}^{N \times W}$, 是由发送的导频序列 \tilde{b}_1 和 \tilde{b}_2 构成的 Toeplitz 矩阵, 且有

$$\bar{\mathbf{B}}_i = \begin{bmatrix} \tilde{b}_i(W) & \dots & \tilde{b}_i(1) \\ \tilde{b}_i(W+1) & \dots & \tilde{b}_i(2) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{b}_i(N+W-1) & \dots & \tilde{b}_i(N) \end{bmatrix} \quad (7)$$

如果 \mathbf{y} 是接收数据, $\mathbf{y} = \mathbf{D}^H \mathbf{r}$, 则式(6)中的 $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{D}^H \mathbf{J} \mathbf{D} \mathbf{y}$ 是去除非导频数据影响后的接收信号; $\tilde{\mathbf{w}} = \mathbf{D}^H \mathbf{J} \mathbf{D} \mathbf{w}$ 。由式(6)

可以得到信道 $\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}$ 的最大似然估计^[4]如下:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{\text{ML}} &= (\bar{\mathbf{B}}^H \bar{\mathbf{B}})^{-1} \bar{\mathbf{B}}^H \tilde{\mathbf{y}} = (\bar{\mathbf{B}}^H \bar{\mathbf{B}})^{-1} \bar{\mathbf{B}}^H \mathbf{D}^H \mathbf{J} \mathbf{D} \mathbf{y} \\ &= (\bar{\mathbf{B}}^H \bar{\mathbf{B}})^{-1} \bar{\mathbf{B}}^H \mathbf{D}^H \mathbf{J} \mathbf{D} \mathbf{D}^H \mathbf{r} = (\bar{\mathbf{B}}^H \bar{\mathbf{B}})^{-1} \bar{\mathbf{B}}^H \mathbf{D}^H \mathbf{J} \mathbf{r} \\ &= (\bar{\mathbf{B}}^H \bar{\mathbf{B}})^{-1} \bar{\mathbf{B}}^H \mathbf{D}^H \tilde{\mathbf{r}} \end{aligned} \quad (8)$$

当逐个符号进行估计时, 式(8)与最小二乘(LS)估计是一致的。由式(6)可以发现, 其中的 $\tilde{\mathbf{y}}$ 中含有噪声, 因此, 估计出的信道时域冲激响应中含有噪声影响引起的偏差。如果能够利用信号处理技术去除噪声影响的话, 势必会提高信道估计精度, 从而降低系统误码率。下面我们在讨论信道模型及其子空间结构的基础上, 利用子空间跟踪和自适应滤波来去除噪声的影响。

3 信道模型及其子空间结构

在连续的 L 个 OFDM 符号内, 可以将移动无线信道建模为时变准静态多径信道, 多径数为 P , 每径的衰落复幅度为 $\beta_p(\ell)$, 时延为 τ_p :

$$h(t; \ell) = \sum_{p=1}^P \beta_p(\ell) g(t - \tau_p), \quad t = 0, \dots, (W-1)T_s \quad (9)$$

上式中, 假定各径时延在多个 OFDM 符号持续时间内缓慢变化, 而衰落幅度在一个 OFDM 符号持续时间内保持不变, 不同 OFDM 符号之间是快速变化的, 则可以将式(9)写成矩阵形式

$$\mathbf{h}(\ell) = \mathbf{G}(\boldsymbol{\tau}) \boldsymbol{\beta}(\ell) \quad (10)$$

其中 $\mathbf{G}(\boldsymbol{\tau}) = [\mathbf{g}(\tau_1), \mathbf{g}(\tau_2), \dots, \mathbf{g}(\tau_P)] \in \mathbb{R}^{W \times P}$, $\mathbf{g}(\tau_i) = [g(-\tau_i), g(T_s - \tau_i), \dots, g((W-1)T_s - \tau_i)]^T$, $\boldsymbol{\beta}(\ell) = [\beta_1(\ell), \beta_2(\ell), \dots, \beta_P(\ell)]^T$ 。

根据上述时延慢变、幅度快变的特点, 我们就可以使用信号子空间方法和自适应滤波技术, 通过对信道时域冲激响应的时延子空间和衰落幅度的跟踪, 进一步去除时域冲激响应 LS 估计中的噪声, 提高估计精度。

文献[6]对时延矩阵 $\mathbf{G}(\boldsymbol{\tau})$ 中的时延估计问题进行了研

究, 发现相对于系统时间分辨率 $1/B$ (B 为系统带宽), 可分辨的径数 $P \leq W$, 即矩阵 $\mathbf{G}(\boldsymbol{\tau})$ 是不满秩的, 矩阵 $\mathbf{G}(\boldsymbol{\tau})$ 的秩为 $r_\ell = \text{rank}(\mathbf{G}(\boldsymbol{\tau})) \leq W$ 。我们将由 $W \times P$ 的矩阵 $\mathbf{G}(\boldsymbol{\tau})$ 的列张成的 r_ℓ 维子空间称为“时延子空间”, 以 \mathbf{U}_ℓ 表示。

引入奇异值分解(SVD) $\mathbf{G}(\boldsymbol{\tau}) = \mathbf{U}_\ell \mathbf{A}_\ell \mathbf{V}_\ell^H$, 则式(10)可以表示为

$$\mathbf{h}(\ell) = \mathbf{U}_\ell \mathbf{d}_\ell, \quad \mathbf{d}_\ell = \mathbf{A}_\ell \mathbf{V}_\ell^H \boldsymbol{\beta}(\ell) \in \mathbb{C}^{r_\ell \times 1} \quad (11)$$

通过用非结构化的基 \mathbf{U}_ℓ 代替结构化矩阵 $\mathbf{G}(\boldsymbol{\tau})$, 用复合幅度 \mathbf{d}_ℓ 代替物理衰落幅度 $\boldsymbol{\beta}(\ell)$, 减少了需估计和跟踪的时延基矢量的数目, 降低了运算量。下一节将对时延子空间和幅度跟踪进行详细讨论。

4 信道估计与子空间幅度跟踪

4.1 子空间跟踪信道估计

考虑连续的 L 个符号, 根据上节讨论, $\mathbf{h}(\ell) = \mathbf{h}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}_\ell)$ 依赖于一组符号独立的参数 $\boldsymbol{\theta}$ (在 L 个符号内缓慢变化, 可近似视为常数)和一组符号依赖的参数 $\boldsymbol{\theta}_\ell$ 。因此有

$$\tilde{\mathbf{y}}(\ell) = \mathbf{D}^H \mathbf{J} \mathbf{D} \mathbf{y}(\ell) = \bar{\mathbf{B}} \mathbf{h}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}_\ell) + \tilde{\mathbf{w}}(\ell) \quad (12)$$

式(12)在式(11)限制下的最大似然估计可以通过最小化以下负对数似然函数得到

$$\psi(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}_\ell) = \frac{1}{NL} \sum_{\ell=1}^L \left\| \tilde{\mathbf{y}}(\ell) - \bar{\mathbf{B}} \mathbf{U}_\ell \mathbf{d}_\ell \right\|^2 \quad (13)$$

式(13)等效为以下代价函数最小

$$\psi(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}_\ell) = \sum_{\ell=1}^L \left\| \tilde{\mathbf{h}}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}_\ell) - \tilde{\mathbf{h}}_{\text{LS}}(\ell) \right\|^2 \quad (14)$$

我们利用子空间和幅度跟踪算法跟踪与信道估计有关的不同信号, 得到了3种不同的跟踪方法。

第1种方法(TST): 对估计出的信道时域冲激响应 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}}(\ell)$ 进行白化, 然后进行跟踪。其中, 估计出的信道时域冲激响应 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}}(\ell) = (\bar{\mathbf{B}}^H \bar{\mathbf{B}})^{-1} \bar{\mathbf{B}}^H \tilde{\mathbf{y}}(\ell) = (\bar{\mathbf{B}}^H \bar{\mathbf{B}})^{-1} \bar{\mathbf{B}}^H \mathbf{D}^H \mathbf{J} \mathbf{D} \mathbf{y}(\ell)$, $\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LS}}(\ell) = \mathbf{R}_{\text{BB}}^{-H/2} \hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}}(\ell)$ 是经过白化的信道估计, $\mathbf{R}_{\text{BB}} = \bar{\mathbf{B}}^H \bar{\mathbf{B}} / N$ 。此时, 最小化式(14)可得 $\tilde{\mathbf{h}}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}_\ell) = \mathbf{U} \mathbf{d}_\ell$, \mathbf{U} 为 $W \times r_\ell$ 的满列秩矩阵, $\text{span}(\mathbf{U}) = \text{span}(\mathbf{G}(\boldsymbol{\tau}))$, $\boldsymbol{\theta} = \text{vec}\{\mathbf{U}\}$, $\tilde{\boldsymbol{\theta}} = [\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_L]^T$, 因此,

$$\hat{\mathbf{d}}_\ell = \tilde{\mathbf{U}}^H \tilde{\mathbf{h}}(\ell) \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{h}}(\ell) = \mathbf{R}_{\text{BB}}^{H/2} \tilde{\mathbf{h}}(\ell) = \mathbf{R}_{\text{BB}}^{H/2} \tilde{\mathbf{U}} \hat{\mathbf{d}}_\ell = \mathbf{R}_{\text{BB}}^{H/2} \tilde{\mathbf{U}} \tilde{\mathbf{U}}^H \tilde{\mathbf{h}}_{\text{LS}}(\ell) \quad (16)$$

第2种方法(FST): 因为信道频域响应本身具有良好的白化特性, 因此, 如果我们将信道冲激响应的 LS 估计 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}}(\ell)$ 进行 DFT 变换, 这相当于通过离散傅里叶变换进行白化, 然后再对频域响应进行跟踪和 IDFT 变换, 可以进一步提高信道估计性能。为了降低运算量, 在进行 DFT 和 IDFT 变换时, 变换点数选取仅大于信道最大长度 W 且宜于变换的点数 W_o 。用 \mathbf{F}_{W_o} 表示 W_o 点的离散傅里叶变换矩阵, 此时, $\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LS}}(\ell) = \mathbf{F}_{W_o}^H \hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}}(\ell)$, 信道估计为

$$\hat{\mathbf{h}}(\ell) = \mathbf{F}_{w_0}^H \tilde{\mathbf{h}}(\ell) = \mathbf{F}_{w_0}^H \tilde{\mathbf{U}} \hat{\mathbf{d}}_\ell = \mathbf{F}_{w_0}^H \tilde{\mathbf{U}} \tilde{\mathbf{U}}^H \tilde{\mathbf{h}}_{LS}(\ell) \quad (17)$$

第3种方法(ST): 先对接收到的导频信号 $\tilde{\mathbf{r}}(\ell) = \mathbf{J}\mathbf{r}(\ell)$ 进行子空间和幅度跟踪, 然后再进行信道估计。该方法只需要一个跟踪环路即可完成跟踪, 减少了跟踪环路数目, 而前两种方法需要对估计出的多个信道响应分别进行跟踪, 因此从整体上降低了运算复杂度。此时, 信道估计为

$$\hat{\mathbf{h}}(\ell) = (\tilde{\mathbf{B}}^H \tilde{\mathbf{B}})^{-1} \tilde{\mathbf{B}}^H \tilde{\mathbf{D}}^H \tilde{\mathbf{U}} \tilde{\mathbf{U}}^H \tilde{\mathbf{r}}(\ell) \quad (18)$$

4.2 时延子空间跟踪(ST)的实现

在式(16)~式(18)中, $\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{U}}\tilde{\mathbf{U}}^H$ 为时延子空间的投影矩阵(估计值), 因此, 信道估计器的输出是对跟踪信号在时延子空间上进行投影而得到。投影过程可以通过对采样协方差矩阵 $\mathbf{R}_h = \frac{1}{L} \sum_{\ell=1}^L \tilde{\mathbf{h}}_{LS}(\ell) \tilde{\mathbf{h}}_{LS}^H(\ell)$ (或 $\mathbf{R}_r = \frac{1}{L} \sum_{\ell=1}^L \tilde{\mathbf{r}}(\ell) \tilde{\mathbf{r}}^H(\ell)$) 的特征值分解得到, 秩 r_ℓ 可以由 \mathbf{R}_h (或 \mathbf{R}_r) 的特征值矩阵通过自适应秩估计得到。

目前, 人们已经提出了很多子空间跟踪算法^[7-9]和秩估计算法^[9,10], 其跟踪、估计性能和运算复杂度也各不相同。本文中我们使用文献[9]中基于QR分解和Givens旋转的快速子空间跟踪算法来实现特征值分解。其基本原理是利用下面的基于QR分解的正交迭代:

$$\mathbf{A}_\ell = \Phi_\ell \mathbf{Q}_{\ell-1}, \quad \mathbf{A}_\ell = \mathbf{Q}_\ell \mathbf{R}_\ell, \quad \Phi_\ell = \mathbf{Q}_\ell \mathbf{R}_\ell \mathbf{Q}_{\ell-1}^H \quad (19)$$

其中 Φ_ℓ 是信号的自相关矩阵。Stewart 在文献[6]中证明了: 倘若 Φ_ℓ 不随时间改变, 则上述正交迭代产生的递归矩阵 \mathbf{Q}_ℓ 将收敛于 Φ_ℓ 的主特征矢量矩阵, \mathbf{R}_ℓ 将收敛于主特征值矩阵。快速子空间跟踪算法实质上是一种低秩的RLS自适应滤波, 这种方法的关键是实现QR分解的递归算法, Givens旋转可以用来计算QR分解, 并且能够在基本不降低性能的情况下起到降低运算量的效果, 具体算法请参考相关文献。

4.3 幅度跟踪(AT)的实现

通过时延子空间跟踪, 信道估计性能较LS估计有了一定提高, 如果在此基础上, 我们再对幅度变化进行跟踪, 可以进一步提高估计性能。根据前面的讨论, 有 $\hat{\mathbf{h}}_{LS} = \mathbf{U}_\ell \mathbf{d}_\ell + \mathbf{n}_\ell$, \mathbf{n}_ℓ 表示LS估计中的加性噪声。为了得到 \mathbf{d}_ℓ , 我们可以用时延子空间跟踪器的输出 $\tilde{\mathbf{U}}_\ell$ 代替 \mathbf{U}_ℓ , 用自适应滤波器来跟踪 \mathbf{d}_ℓ 的变化。在MMSE准则下对 \mathbf{d}_ℓ 变化进行跟踪的最佳方法是使用基于线性参数化模型的卡尔曼滤波器。为了减小计算量, 在有 \mathbf{d}_ℓ 变化的先验信息的情况下, 可以使用次优方案——维纳LMS(WLMS)算法^[11]。如果没有 \mathbf{d}_ℓ 变化的先验信息, 多数情况下可以假定 \mathbf{d}_ℓ 在几个OFDM符号内是慢变的, 从而可以使用LMS算法和RLS算法对 \mathbf{d}_ℓ 的变化进行平滑。

4.4 秩自适应估计

秩估计通常有两大类方法, 一类估计方法^[9]是设定某一门限, 超过门限的参数个数即为所估计的秩, 该方法需要主观判断以确定判决门限; 另一类方法^[10]是根据某一准则直接计算得到所估计的秩。本文中的第1种方法须采用秩估计方法2, 根据信息论准则, 通过计算 \mathbf{R}_ℓ 中的特征值所对应的最小描述长度(MDL)估计出秩 \hat{r}_ℓ ; 频域跟踪两种秩方法都可以采用。

如果OFDM符号之间信道的变化比较快, 使得跟踪算法无法跟踪时, 可以先通过线性内插估计出中间数据符号处的待跟踪信号值, 再行进行跟踪处理。

4.5 运算复杂度

假定信道阶数已知(不需要进行秩估计)或3种方法使用相同的秩估计方法, 则第1种跟踪方法中 $N_p = 2W$; 虽然基于导频的发射分集OFDM系统最佳导频数目为 $2W$, 但通常情况下需发送的导频数目会大于 $2W$, 因此, 对于单个跟踪环路, 第3种跟踪方法的运算复杂度会高于第1种跟踪方法; 而第2种方法由于还需进行 W_0 点的DFT和IDFT运算, 因此复杂度最高。但是, 由于第3种跟踪方法是先对接收的导频信号进行跟踪, 再进行信道估计, 跟踪环路只需要1个; 而在发射分集情况下, 第1种和第2种方法需要用多个跟踪环路分别对相互独立的多个信道进行跟踪, 考虑到发射分集情况下多个信道传输环境的基本一致性, 因此, 在发射分集情况下第3种子空间跟踪信道估计方法运算复杂度最低。两种秩估计方法相比, 秩估计方法2的运算复杂度较高。

5 仿真

我们对多径瑞利衰落信道下基于导频的两发一收发射分集OFDM系统进行了性能仿真。前述信道估计方法中, 导频序列的选择对估计性能的影响很大, 因此需要认真选择导频序列。同时, 为便于系统同步, 导频序列的选择还要兼顾其自相关和互相关性能。本文中, 我们使用图2所示导频图案, $N_f = 4$, $N_t = 3$, 因此导频子载波数目 $N_p = 32$, 两个导频及其自相关和互相关特性如图3所示。OFDM系统的载波频率 $f = 3.2\text{GHz}$, 子载波数 $N = 128$, 系统带宽 $B = 1.25\text{MHz}$, CP长度 $L_{cp} = 12$; 空时编码采用 2×2 空时分组码 $\mathbf{C}_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} c_1 & -c_2^* \\ c_2 & c_1^* \end{bmatrix}$; 信道模型使用满足Jakes谱的多径信道, 信道长度 $W = 13$, 多径数为 $P = 8$, 时延分别为 $[\tau_1, \dots, \tau_8] = [1, 2, 3, 4, 7, 8, 9, 10]T_s$, 衰落幅度满足指数衰减 $\sigma_p^2 = \sigma^2 \left(\frac{1}{2}\right)^{p-1}$ (σ^2 满足 $E[\|\mathbf{h}(\ell)\|^2] = 1$), 信道最大多普勒频移 $f_D = 300\text{Hz}$ 。

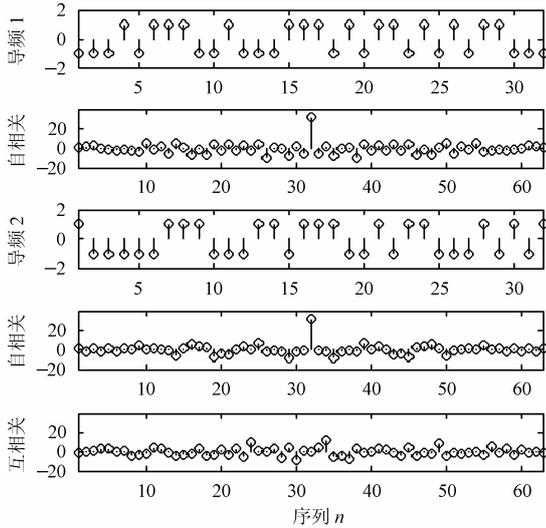


图3 导频及其自相关和互相关特性
Fig.3 Pilots and the properties of their autocorrelations and cross correlations

在时延子空间和幅度跟踪算法实现中, 我们使用基于QR分解的递归算法, 取秩上界 $r_{\ell \max} = 24$, $\gamma = 0.995$, 第1种, 第2种方法中LMS跟踪步长 $\mu = 0.35$, 第3种方法为 $\mu = 0.3$ 。具体仿真结果如图4-图6所示:

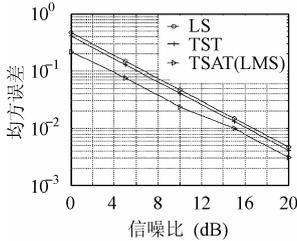


图4 第1种跟踪方法的频域MSE性能
Fig.4 Performance of the frequency domainMSE with the first subspace-tracking method

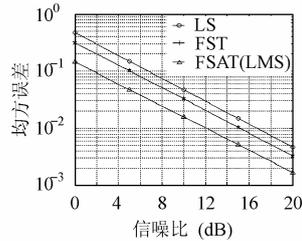


图5 第2种跟踪方法的频域MSE性能
Fig.5 Performance of the frequency domain MSE with the second subspace-tracking method

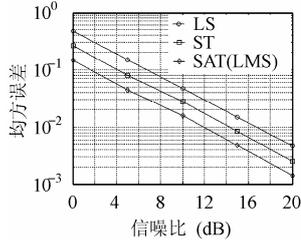


图6 第3种跟踪方法的MSE性能
Fig.6 Performance of the frequency domain MSE with the third subspace-tracking method

图4至图6分别是使用QPSK调制方式时第种1至第3种跟踪方法的信道频域均方误差(MSE)性能曲线。由仿真可以发现, 第3种跟踪方法性能最好, 第2种方法次之, 相比之下第1种方法最差, 但性能较LS估计也有提高。

图7至图9分别是使用QPSK和16QAM调制方式时第1至第3种信道跟踪方法的系统误码率性能。由仿真结果可

以得到与上述相同的结论。由图中可以看出, 在 4×10^{-3} 误码率时, 第1种方法与LS估计比较其误码率性能最大能提高约1dB, 第2种方法最大能提高约1.5dB, 第3种方法最大能提高约2dB。

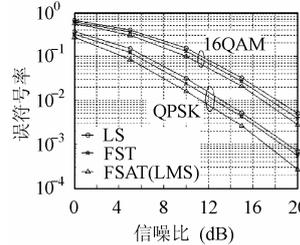


图7 QPSK和16QAM调制时频域第1种跟踪方法的SER性能
Fig.7 Performance of SER for QPSK and 16QAM modulation with the first subspace-tracking method

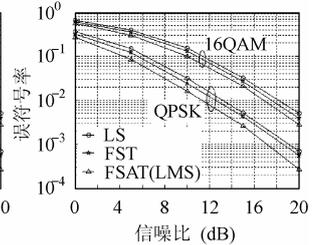


图8 QPSK和16QAM调制时第2种跟踪方法的SER性能
Fig.8 Performance of SER for QPSK and 16QAM modulations with the second subspace-tracking method

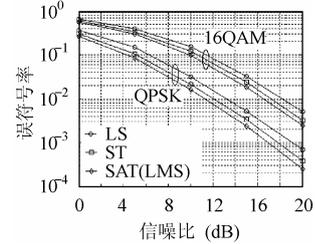


图9 QPSK和16QAM调制时第3种跟踪方法的SER性能
Fig.9 Performance of SER for QPSK and 16QAM modulations with the third subspace-tracking method

6 结论

本文将文献[4]中基于导频的信道估计方法推广到发射分集OFDM系统, 并提出了3种子空间和幅度跟踪方法。3种跟踪方法使用相同的信号子空间处理技术和自适应滤波技术分别对信道的时域冲激响应、信道时域冲激响应的DFT变换和直接接收到的频域导频符号进行跟踪, 大幅提高了系统的误码率性能。在 4×10^{-3} 误码率时相对于LS估计, 第1种跟踪方法提高误码率性能约1dB, 第2种方法提高约1.5dB, 第3种方法提高约2dB。在信道阶数已知或使用相同的秩估计方法的情况下, 3种方法相比较, 第3种方法的运算复杂度最低, 性能最好; 第1种方法次之, 第2种方法由于需要进行DFT和IDFT, 运算复杂度最高。在实际应用过程中, 需根据具体情况在性能和运算复杂度之间折衷选择。

参考文献

[1] Li Ye, Seshadri N, Ariyavisitakul S. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels. *IEEE JSAC*, 1999, 17(3): 461-470.
[2] Nicoli M, Simeone O, Spagnolini U. Multislot estimation of fast-varying space-time communication channels. *IEEE Trans. on*

- Signal Processing*, 2003, 51(5): 1184–1195.
- [3] 徐信, 蔡跃明, 徐友云. 基于训练序列的发射分集 OFDM 系统的空时子空间跟踪信道估计. *电子与信息学报*, 2005, 27(1): 99–104.
- [4] Manton J H. Optimal training sequences and pilot tones for OFDM systems. *IEEE Communications Letters*, 2001, 5(4): 151–153.
- [5] Jones V K, Rayleigh G G. Channel estimation for wireless OFDM systems. In Proc. Globecom'98, Nov. 1998: 980–985.
- [6] Stewart G W. Methods of simultaneous iteration for calculating eigenvectors of matrices. In *Topics in Numerical Analysis II*, J. H. Miller, Ed. New York, 1975: 169–185.
- [7] Yang B. Projection approximation subspace tracking. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43(1): 95–107.
- [8] Rabideau D J. Fast, rank adaptive subspace tracking and applications. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1996, 44(9): 95–107.
- [9] Strobach P. Low-rank adaptive filter. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1996, 44(12): 2932–2947.
- [10] Wax M, Kailath T. Detection of signals by information theoretic criteria. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1985, ASSP-33(2): 387–392.
- [11] Lindbom L, Sternad M, Ahlén A. Tracking of the time-varying mobile radio channels-Part I: the Wiener LMS algorithm. *IEEE Trans. on Comm.*, 2001, 49(12): 2207–2217.
- 徐 信: 男, 1970 年生, 博士生, 从事 OFDM 信道估计和 MIMO 检测与均衡技术研究.
- 蔡跃明: 男, 1961 年生, 教授, 博士生导师, 从事数字移动通信技术研究.
- 白宾峰: 男, 1977 年生, 博士生, 从事 OFDM 同步与信道估计技术研究.
- 徐友云: 男, 1966 年生, 教授, 博士生导师, 从事信道编码技术研究.