

基于冗余预编码的 STBC-SC-FDE 系统的频率域盲信道估计

王永川, 陈自力

(军械工程学院 无人机工程系, 河北 石家庄 050003)

摘要: 针对频率选择性衰落信道下空时分组编码单载波频域均衡 (STBC-SC-FDE) 系统的信道盲估计问题, 设计了一种基于冗余预编码的频率域盲子空间信道估计算法, 并讨论了算法的可辨识性条件以及去模糊度方法。该算法仅利用冗余预编码 STBC-SC-FDE 系统的频率域接收信号的二阶统计量即可获得系统的时域信道响应。仿真结果表明, 算法稳定、可靠, 具有良好的估计精度和均衡性能。

关键词: 盲信道估计; 单载波频域均衡; 空时分组编码; 冗余预编码

中图分类号: TN911.25

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)01-0185-06

Blind frequency-domain channel estimation for STBC-SC-FDE systems via redundant precoding

WANG Yong-chuan, CHEN Zi-li

(Department of Unmanned Aerial Vehicle Engineering, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: A blind subspace frequency-domain channel estimation algorithm based on redundant precoding was proposed for single-carrier system with frequency-domain equalization and space-time block codes (STBC-SC-FDE) over frequency-selective fading channels. Blind channel identifiability was guaranteed up to one scalar ambiguity, and the residual scalar ambiguity could be resolved. The proposed algorithm can estimate the channel impulse response of STBC-SC-FDE systems with redundant precoder only relying on the second-order statistics of the received frequency-domain signal. Simulation results confirm the proposed algorithm is stable and reliable, and has high estimation and equalization performance.

Key words: blind channel estimation; SC-FDE; STBC; redundant precoding

1 引言

空时分组编码 (STBC) 是近年来被广泛研究的一种用于克服无线信道衰落的发射分集技术。对具有频率选择性衰落信道的宽带通信系统而言, 经常将 STBC 与正交频分复用 (OFDM)、时域均衡 (TDE) 和单载波频域均衡 (SC-FDE) 等技术结合应用, 以期达到抗衰落的同时还可获得多天线的分集增益^[1]。在这几种结构中, STBC-SC-FDE 系统最具优势, 均衡的复杂度比 TDE 要低得多, 也克服了 OFDM 的频偏敏感、高峰均功率比的不足, 很适合于高速宽带数据传输^[2]。

为了实现 STBC-SC-FDE 系统的潜在优势, 必须准确估计信道信息。一种方法是基于训练序列的

信道估计^[3,4], 这种方法带宽效率比较低; 另一类方法是不需要训练序列的盲信道估计^[5,6], 这种方法具有比较高的带宽效率。目前为止, 针对 STBC-SC-FDE 系统的盲信道估计只有文献[5,6]这 2 种方法, 它们都是基于非冗余对角预编码的时域信道盲估计。这 2 种方法共有的缺点是信道估计与信道均衡对预编码矩阵元素的要求是矛盾的, 并且也没有充分利用 SC-FDE 系统接收端的 FFT/IFFT 变换。

本文在频率选择性衰落信道下, 讨论 STBC-SC-FDE 系统的频率域盲信道估计问题, 设计了一种基于冗余预编码的盲子空间信道估计算法, 该算法的信道估计与均衡对预编码矩阵的要求是一致的, 且估计性能明显优于文献[5,6]中的非冗余预编码估计法。

2 信道与系统模型

2.1 信道模型

考虑一个频率选择性衰落信道下的宽带 STBC-SC-FDE 系统, 系统配置 N_t 根发射天线和 N_r 根接收天线。符号率采样下, 发射天线 p 和接收天线 q 之间的基带等效信道冲激响应 (CIR) 可表示为 $\mathbf{h}_{p,q} = [h_{p,q}(0), \dots, h_{p,q}(L)]^T$, L 是信道的阶数。对于频率选择性多径信道, 可采用基于循环前缀 (CP) 的块传输模式来克服多径影响和避免块间干扰 (IBI)。通常要求发送端插入 CP 的长度等于或大于信道的阶数, 若传输长度为 J 的数据符号, 则要求分组的发射符号块长度应为 $J + L$ 。接收端删除 CP 对应的接收采样信号后, 第 q 个接收天线在时隙 i 的接收信号为

$$\mathbf{x}_q(i) = \sum_{p=1}^{N_t} \mathbf{H}_{p,q} \bar{\mathbf{s}}_p(i) + \mathbf{w}_q(i) \quad (1)$$

其中, \mathbf{x}_q 、 $\bar{\mathbf{s}}_p$ 和 \mathbf{w}_q 分别表示长度为 J 的接收符号块、发送数据符号块和噪声符号块。信道矩阵 $\mathbf{H}_{p,q}$ 是 $J \times J$ 维的循环矩阵, 可通过 FFT 变换将 $\mathbf{H}_{p,q}$ 对角化, 即

$$\mathbf{D}_{p,q} = \mathbf{F}_J \mathbf{H}_{p,q} \mathbf{F}_J^H = \text{diag}(\mathbf{h}_{p,q,F}) \quad (2)$$

其中, $\mathbf{h}_{p,q,F} = [h_{p,q,F}(0), h_{p,q,F}(1), \dots, h_{p,q,F}(J-1)]^T$ 是发射天线 p 和接收天线 q 之间信道的 CFR,

$h_{p,q,F}(k) = \sum_{l=0}^L h_{p,q}(l) \exp(-j2\pi lk/J)$, 其中, $k=0, 1, \dots, J-1$ 是 CIR 在第 k 点的频率响应。

2.2 系统模型

为了不失一般性, 这里考虑 2 发 1 收 ($N_t = 2, N_r = 1$) 的单载波块传输系统, 结合 Alamouti 结构的 STBC, 其等效离散时间基带模型如图 1 所示^[7]。

信息符号 $d(n)$ 经串/并变换后, 分组一系列连续的 $K \times 1$ 维符号块 $\mathbf{d}(i) = [d(iK), \dots, d(iK + K - 1)]^T$, 串/并变换前后, 符号索引 n 和符号块索引 i 满足: $n = iK + k, k \in [0, K - 1]$ 。符号块 $\mathbf{d}(i)$ 经过 $J \times K$ ($J > K$) 维线性冗余预编码矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$ 生成 $J \times 1$ 维的符号块 $\mathbf{s}(i) = \boldsymbol{\Theta} \mathbf{d}(i)$ 。2 个连续的符号块 $\mathbf{s}(2i)$ 和 $\mathbf{s}(2i + 1)$ 经 STBC 编码生成维数为 $2J \times 2$ 的块编码矩阵

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}_1(2i) & \bar{\mathbf{s}}_1(2i + 1) \\ \bar{\mathbf{s}}_2(2i) & \bar{\mathbf{s}}_2(2i + 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}(2i) & -\mathbf{P}\mathbf{s}^*(2i + 1) \\ \mathbf{s}(2i + 1) & \mathbf{P}\mathbf{s}^*(2i) \end{bmatrix} \begin{matrix} \rightarrow \text{时间} \\ \downarrow \text{空间} \end{matrix} \quad (3)$$

其中, \mathbf{P} 是 Hankel 矩阵, 其第一列为 $[1, 0, \dots, 0]^T \in R^{J \times 1}$, 第一行为 $[0, 1, 0, \dots, 0] \in R^{1 \times J}$ 。STBC 编码后的信号插入 CP 生成维数为 $P \times 1$ 的发送信号块 $\mathbf{u}_\mu(i) = \mathbf{T}_{cp} \bar{\mathbf{s}}_\mu(i)$, $\mu \in [1, 2]$, $\mathbf{T}_{cp} = [\mathbf{I}_{cp}^T, \mathbf{I}_J^T]^T$ (\mathbf{I}_{cp} 包含 \mathbf{I}_J 的后 $P - J$ 行), 分别馈入天线 1 和天线 2 发送出去。

对于 Alamouti 结构的 STBC 符号块, 接收天线收到的 2 个连续的采样符号序列满足式 (1), 为

$$\mathbf{x}(2i) = \mathbf{H}_1 \bar{\mathbf{s}}_1(2i) + \mathbf{H}_2 \bar{\mathbf{s}}_2(2i) + \mathbf{w}(2i) \quad (4)$$

$$\mathbf{x}(2i + 1) = -\mathbf{H}_1 \mathbf{P} \bar{\mathbf{s}}_2^*(2i) + \mathbf{H}_2 \mathbf{P} \bar{\mathbf{s}}_1^*(2i) + \mathbf{w}(2i + 1) \quad (5)$$

式 (4) 和式 (5) 是 2 发 1 收 STBC-SC-FDE 系统的信道输入—输出时域关系式。假设噪声是零均

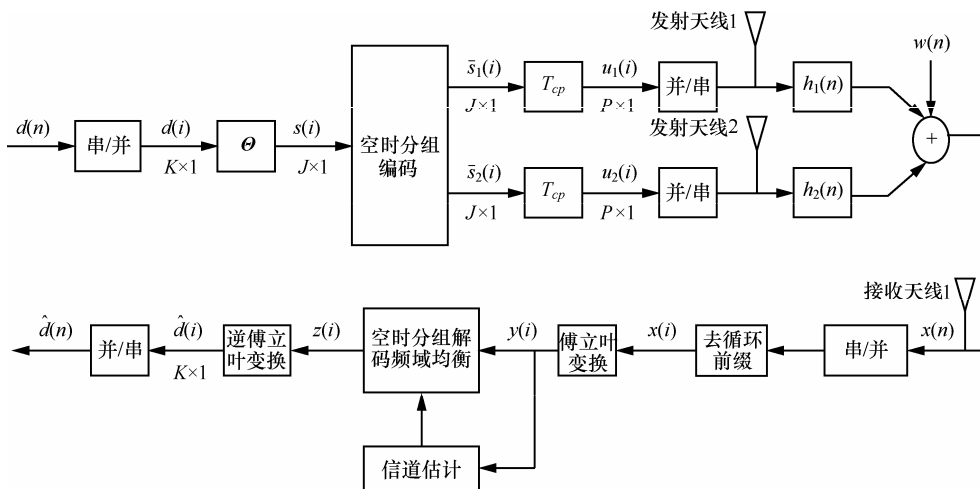


图 1 STBC-SC-FDE 块传输系统基带模型

值、不相关的复高斯噪声向量，方差为 $\sigma_w^2 = N_0$ 。

3 基于子空间的盲信道估计

3.1 估计算法

STBC-SC-FDE 系统的均衡是在频域进行的，即接收机首先通过 FFT 变换将接收到的时域信号 $\mathbf{x}(i)$ 转换为频域信号 $\mathbf{y}(i)$ ，然后进行信道估计、频域均衡、STBC 解码等。因此，可对信道输入—输出的时域关系式进行 FFT 变换，进而得到信道输入—输出的频域关系式。

式(5)等号两边取共轭后，再左乘变换矩阵 \mathbf{P} ，可得

$$\mathbf{P}\mathbf{x}^*(2i+1) = -\mathbf{H}_1^H \bar{\mathbf{s}}_2(2i) + \mathbf{H}_2^H \bar{\mathbf{s}}_1(2i) + \mathbf{P}\mathbf{w}^*(2i+1) \quad (6)$$

其中， $\mathbf{H}_1^H = -\mathbf{P}\mathbf{H}_1^* \mathbf{P}$ 和 $\mathbf{H}_2^H = \mathbf{P}\mathbf{H}_2^* \mathbf{P}$ 由循环矩阵和 Hankel 矩阵的特性决定^[7]。对 2 个连续的时域接收采样序列进行 J 点 FFT 变换，即对式(4)和式(6)等号两边同时左乘 \mathbf{F}_J ，可以得到信道输入—输出的频域关系式

$$\mathbf{y}(2i) = \mathbf{D}_1 \mathbf{F}_J \bar{\mathbf{s}}_1(2i) + \mathbf{D}_2 \mathbf{F}_J \bar{\mathbf{s}}_2(2i) + \boldsymbol{\eta}(2i) \quad (7)$$

$$\mathbf{y}^*(2i+1) = -\mathbf{D}_1^* \mathbf{F}_J \bar{\mathbf{s}}_2(2i) + \mathbf{D}_2^* \mathbf{F}_J \bar{\mathbf{s}}_1(2i) + \boldsymbol{\eta}^*(2i+1) \quad (8)$$

其中， $\mathbf{y}(2i) = \mathbf{F}_J \mathbf{x}(2i)$ ， $\mathbf{y}^*(2i+1) = \mathbf{F}_J \mathbf{P}\mathbf{x}^*(2i+1)$ ， $\boldsymbol{\eta}(2i) = \mathbf{F}_J \mathbf{w}(2i)$ ， $\boldsymbol{\eta}^*(2i+1) = \mathbf{F}_J \mathbf{P}\mathbf{w}^*(2i+1)$ 。接收采样信号 \mathbf{x} 的 FFT 变换不会损失任何信息，信道噪声 \mathbf{w} 的 FFT 变换前后具有相同的统计特性。

令 $\bar{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(2i) \\ \mathbf{y}^*(2i+1) \end{bmatrix}$ ， $\bar{\boldsymbol{\eta}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}(2i) \\ \boldsymbol{\eta}^*(2i+1) \end{bmatrix}$ ，结合 STBC

编码规则式(3)，可将式(7)和式(8)合并为一个块矩阵矢量方程，得

$$\bar{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 \\ \mathbf{D}_2^* & -\mathbf{D}_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_J \mathbf{s}(2i) \\ \mathbf{F}_J \mathbf{s}(2i+1) \end{bmatrix} + \bar{\boldsymbol{\eta}} \quad (9)$$

由于 $\mathbf{s}(2i) = \boldsymbol{\Theta}_1 \mathbf{d}(2i)$ ， $\mathbf{s}(2i+1) = \boldsymbol{\Theta}_2 \mathbf{d}(2i+1)$ ，所以式(9)也可以表示为

$$\bar{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 \\ \mathbf{D}_2^* & -\mathbf{D}_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_J \boldsymbol{\Theta}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_J \boldsymbol{\Theta}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d}(2i) \\ \mathbf{d}(2i+1) \end{bmatrix} + \bar{\boldsymbol{\eta}} \quad (10)$$

令 $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 \\ \mathbf{D}_2^* & -\mathbf{D}_1^* \end{bmatrix}$ ， $\boldsymbol{\Gamma} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_J \boldsymbol{\Theta}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_J \boldsymbol{\Theta}_2 \end{bmatrix}$ ，

$\bar{\mathbf{d}} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}(2i) \\ \mathbf{d}(2i+1) \end{bmatrix}$ ，则式(10)可表示为

$$\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{D}\boldsymbol{\Gamma}\bar{\mathbf{d}} + \bar{\boldsymbol{\eta}} \quad (11)$$

为了盲估计信道响应 $\mathbf{h}_\mu = [h_\mu(0), \dots, h_\mu(L)]^T$ ， $\mu \in [1, 2]$ ，观察接收采样信号 $\bar{\mathbf{y}}$ 的二阶统计量

$$\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{y}}}(0) = \mathbb{E}\{\bar{\mathbf{y}}\bar{\mathbf{y}}^H\} = \mathbf{D}\boldsymbol{\Gamma}\sigma_d^2 \mathbf{I}_{2K} (\mathbf{D}\boldsymbol{\Gamma})^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}_{2J} \quad (12)$$

其中， σ_d^2 为信息符号 $d(n)$ 的功率，且假定信息符号 $d(n)$ 是独立同分布的，和噪声 $w(n)$ 是互不相关的。由于加性高斯白噪声 $w(n)$ 的存在，接收采样信号的自相关矩阵 $\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{y}}}(0)$ 的秩为 $2J$ ，矩阵 $\mathbf{D}\boldsymbol{\Gamma}\sigma_d^2 \mathbf{I}_{2K} \cdot (\mathbf{D}\boldsymbol{\Gamma})^H$ 的秩为 $2K$ ，所以 $\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{y}}}(0)$ 具有下面的奇异值分解

$$\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{y}}}(0) = [\mathbf{U}_d \quad \mathbf{U}_w] \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_d^H \\ \mathbf{U}_w^H \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中， $\mathbf{A}_d = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{2K})$ ， $\mathbf{A}_w = \text{diag}(\lambda_{2K+1}, \dots, \lambda_{2J})$ ，且 $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_{2K} > \lambda_{2K+1} = \dots = \lambda_{2J} = \sigma_w^2$ 。矩阵 \mathbf{U}_d 的列生成信号子空间， \mathbf{U}_w 的列生成噪声子空间，信号子空间与噪声子空间正交。所以 $\mathbf{U}_w^H \mathbf{D}\boldsymbol{\Gamma} = \mathbf{0}$ 。即矩阵 \mathbf{U}_w 中的任意一列 $\mathbf{u}_k, k \in [1, 2J - 2K]$ 均满足

$$\mathbf{u}_k^H \mathbf{D}\boldsymbol{\Gamma} = \mathbf{0} \quad (14)$$

将向量 \mathbf{u}_k 分解为上下两部分，即 $\mathbf{u}_k = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}}_k \\ \check{\mathbf{u}}_k \end{bmatrix}$ ，两部分都是 $J \times 1$ 维的矢量。则根据式(14)有

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}}_k^H & \check{\mathbf{u}}_k^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 \\ \mathbf{D}_2^* & -\mathbf{D}_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_J \boldsymbol{\Theta}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_J \boldsymbol{\Theta}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (15)$$

因为对于任意的 $J \times 1$ 维矢量 \mathbf{a} 和 \mathbf{b} ， $\mathbf{a}^H \text{diag}(\mathbf{b}) = \mathbf{b}^T \text{diag}(\mathbf{a}^*)$ 总是成立的，所以式(15)也可以表示为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1F}^T & \mathbf{h}_{2F}^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{diag}(\hat{\mathbf{u}}_k^*) & -\text{diag}(\check{\mathbf{u}}_k) \\ \text{diag}(\check{\mathbf{u}}_k^*) & \text{diag}(\hat{\mathbf{u}}_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_J \boldsymbol{\Theta}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{F}_J \boldsymbol{\Theta}_2)^* \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (16)$$

用符号 \mathbf{F}_J^{L+1} 表示矩阵 $\sqrt{J}\mathbf{F}_J$ 的前 $L+1$ 列，则 $\mathbf{h}_{\mu F} = \mathbf{F}_J^{L+1} \mathbf{h}_\mu$ ，于是式(16)可以改写为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T & \mathbf{h}_2^H \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} (\mathbf{F}_J^{L+1})^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{F}_J^{L+1})^H \end{bmatrix}}_{\mathbf{F}} \underbrace{\begin{bmatrix} \text{diag}(\hat{\mathbf{u}}_k^*) & -\text{diag}(\check{\mathbf{u}}_k) \\ \text{diag}(\check{\mathbf{u}}_k^*) & \text{diag}(\hat{\mathbf{u}}_k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}(\mathbf{u}_k)} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{F}_J \boldsymbol{\Theta}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{F}_J \boldsymbol{\Theta}_2)^* \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\Psi}} = \mathbf{0} \quad (17)$$

将所有的 $u_k, k \in [1, 2J - 2K]$ 所满足的式(17)合并在一起, 得

$$\begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T & \mathbf{h}_2^H \end{bmatrix} \mathbf{F} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{D}(u_1)\Psi & \cdots & \mathbf{D}(u_{2J-2K})\Psi \end{bmatrix}}_{\Phi} = \mathbf{0} \quad (18)$$

式(18)等号两边都取转置, 得

$$\Phi^T \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2^* \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (19)$$

则矩阵 Φ^T 的最小特征值对应的右特征矢量即为 $\hat{\mathbf{h}} = \alpha \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2^* \end{bmatrix}$, 其中, α 为一常数, 是信道盲估计的尺度模糊度。

盲信道估计算法的具体步骤如下。

1) 采集 N 块连续的接收信号 $\bar{\mathbf{y}}$, 计算其二阶

$$\text{统计量 } \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{y}}}(\mathbf{0}) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \bar{\mathbf{y}}(i) \bar{\mathbf{y}}^H(i);$$

2) 利用式(13)计算 $u_k, k \in [1, 2J - 2K]$;

3) 计算式(17)中的 $\mathbf{D}(u_k), k \in [1, 2J - 2K]$, 构造式(18)中的矩阵 Φ ;

4) 计算式(19)中矩阵 Φ^T 的最小特征值对应的右特征矢量, 可得信道的盲估计值。

3.2 可辨识性分析

应用以上建议的基于冗余预编码的子空间盲信道估计算法去获得 STBC-SC-FDE 系统的信道唯一估计值, 系统必须满足一些可辨识条件。

首先, 只有当式(14)中的矩阵 $\mathbf{D}\Gamma$ 满秩时, 即 $\text{rank}(\mathbf{D}\Gamma) = 2K$ 成立, 子空间法才能成立。由矩阵理论可知 $\text{rank}(\mathbf{D}) = \text{rank}(\mathbf{D}^H \mathbf{D})$, 因为

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 \\ \mathbf{D}_2^* & -\mathbf{D}_1^* \end{bmatrix}, \text{ 所以}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{D}^H \mathbf{D} &= \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1^* & \mathbf{D}_2 \\ \mathbf{D}_2^* & -\mathbf{D}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 \\ \mathbf{D}_2^* & -\mathbf{D}_1^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} |\mathbf{D}_1|^2 + |\mathbf{D}_2|^2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & |\mathbf{D}_1|^2 + |\mathbf{D}_2|^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

由式(20)可见, 若信道 \mathbf{h}_1 和 \mathbf{h}_2 的 FFT 变换没有公共零点, 则 $\mathbf{D}_{12} = |\mathbf{D}_1|^2 + |\mathbf{D}_2|^2$ 为满秩方阵, $\mathbf{D}^H \mathbf{D}$ 和 \mathbf{D} 亦是满秩方阵, 即 $\text{rank}(\mathbf{D}) = \text{rank}(\mathbf{D}^H \mathbf{D}) = 2J$ 。

当维数为 $2J \times 2K$ 的矩阵 $\Gamma = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_J \Theta_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_J \Theta_2 \end{bmatrix}$ 中的 Θ_1 和 Θ_2 都为行线性无关矩阵且 $\Theta_1 \neq \Theta_2$ 时, 满足 $\text{rank}(\mathbf{D}\Gamma) = 2K$ 。

其次, 式(19)有唯一解的条件是矩阵 Φ^T 的零空间的维数为一维, 这要求 Φ 是行满秩的。 Φ 要行满秩, 其行、列数应满足 $2K(2J - 2K) \geq 2(L + 1)$, 给定信道阶数 L , 只要合理选择 K 和 J 即可。另外, 由式(18)可知 $\Phi = \mathbf{F} \begin{bmatrix} \mathbf{D}(u_1)\Psi & \cdots & \mathbf{D}(u_{2J-2K})\Psi \end{bmatrix}$, Φ 的秩取决于矩阵 \mathbf{F} 和组合矩阵 $\begin{bmatrix} \mathbf{D}(u_1)\Psi & \cdots & \mathbf{D}(u_{2J-2K})\Psi \end{bmatrix}$ 。

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} (\mathbf{F}_J^{L+1})^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{F}_J^{L+1})^H \end{bmatrix} \text{ 和 } \Psi = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_J \Theta_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{F}_J \Theta_2)^* \end{bmatrix} \text{ 都}$$

是行满秩矩阵, $\text{rank}(\mathbf{F}) = \text{rank}(\Psi) = 2(L + 1)$ 。矩阵 $\mathbf{D}(u_i)\Psi, i \in [1, 2J - 2K]$ 的秩属性等同于矩阵 $\mathbf{D}\Gamma$ (因为式(15)和式(16)是等价的), 所以 $\text{rank}(\mathbf{D}(u_i)\Psi) = \text{rank}(\mathbf{D}\Gamma) = 2K$, 是列满值的。因此, 当组合矩阵 $\begin{bmatrix} \mathbf{D}(u_1)\Psi & \cdots & \mathbf{D}(u_{2J-2K})\Psi \end{bmatrix}$ 的列数 $2K(2J - 2K)$ 大于或等于行数 $2J$ 时, 组合矩阵必定是行满秩的, 即 $\text{rank}(\begin{bmatrix} \mathbf{D}(u_1)\Psi & \cdots & \mathbf{D}(u_{2J-2K})\Psi \end{bmatrix}) = 2J$ 。

由矩阵理论中的 Sylvester 不等式知道, 对于 $m \times n$ 的矩阵 \mathbf{A} 和 $n \times r$ 的矩阵 \mathbf{B} , 总成立

$$\begin{aligned} \text{rank}(\mathbf{A}) + \text{rank}(\mathbf{B}) - n &\leq \text{rank}(\mathbf{A}\mathbf{B}) \\ &\leq \min\{\text{rank}(\mathbf{A}), \text{rank}(\mathbf{B})\} \end{aligned}$$

所以 $2(L + 1) \times 2J$ 的矩阵 \mathbf{F} 和 $2J \times 2K(2J - 2K)$ 的组合矩阵 $\begin{bmatrix} \mathbf{D}(u_1)\Psi & \cdots & \mathbf{D}(u_{2J-2K})\Psi \end{bmatrix}$ 满足

$$\begin{aligned} \text{rank}(\mathbf{F}) + \text{rank}(\begin{bmatrix} \mathbf{D}(u_1)\Psi & \cdots & \mathbf{D}(u_{2J-2K})\Psi \end{bmatrix}) - 2J \\ \leq \text{rank}(\Phi) \leq \min\{\text{rank}(\mathbf{F}), \\ \text{rank}(\begin{bmatrix} \mathbf{D}(u_1)\Psi & \cdots & \mathbf{D}(u_{2J-2K})\Psi \end{bmatrix})\} \end{aligned} \quad (21)$$

即

$$2(L + 1) + 2J - 2J \leq \text{rank}(\Phi) \leq \min\{2(L + 1), 2J\} \quad (22)$$

当 $2J \geq 2(L + 1)$ 时, $\text{rank}(\Phi) = 2(L + 1)$, 即矩阵 Φ 是行满秩的。

综上分析, 3.1 节的基于冗余预编码的子空间盲信道估计算法的应用条件, 即可辨识条件应满足以下几点。

- 1) 信道 \mathbf{h}_1 和 \mathbf{h}_2 的 FFT 变换没有公共零点;
- 2) 冗余预编码矩阵 $\Theta_1 \neq \Theta_2$, 且 Θ_1 和 Θ_2 都为行线性无关矩阵;
- 3) 信道阶数 L 以及预编码矩阵 Θ_μ 的行、列数 J 和 K 满足 $2K(2J - 2K) \geq 2J \geq 2(L + 1)$ 。

3.3 去模糊度

由 3.1 节知道, 盲估计的信道响应 $\hat{\mathbf{h}}$ 与真实信道响应 \mathbf{h} 之间有一个尺度模糊度 α , 即

$\hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_1 \\ \hat{h}_2 \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}$ ，要去除这个模糊度 α ，必须在发

射的符号数据中插入一些先导符号或训练符号。既然估计信道与真实信道之间存在关系 $\hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_1 \\ \hat{h}_2 \end{bmatrix}$

$= \alpha \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}$ ，那么根据式 (4) 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(2i) &= \frac{1}{\alpha} \hat{\mathbf{H}}_1 \bar{\mathbf{s}}_1(2i) + \frac{1}{\alpha} \hat{\mathbf{H}}_2 \bar{\mathbf{s}}_2(2i) + \mathbf{w}(2i) \\ &= \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{H}}_1 \boldsymbol{\theta}_1 d(2i) & \hat{\mathbf{H}}_2 \boldsymbol{\theta}_2 d(2i+1) \end{bmatrix}}_T \begin{bmatrix} \frac{1}{\alpha} \\ \frac{1}{\alpha} \end{bmatrix} + \mathbf{w}(2i) \end{aligned} \quad (23)$$

其中， $\hat{\mathbf{H}}_\mu, \mu \in [1, 2]$ 是真实信道 \mathbf{H}_μ 的估计值。忽略噪声的情况下，可估计模糊度矢量 $\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{T}_i^{-1} \mathbf{x}_i$ ，其中， $\mathbf{T}_i \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ 是矩阵 \mathbf{T} 的前两行与前两列相交部分的元素， \mathbf{x}_i 是矢量 $\mathbf{x}(2i)$ 的前 2 个元素。可见，只需要 4 个先导符号或训练符号即可去除模糊度 α 。噪声存在的情况下，则需要更多的先导符号或训练符号去估计模糊度 α ，先导符号越长，估计精度越高，但带宽效率越低，因此先导符号的长度需要综合考虑估计精度与带宽效率的要求。

4 仿真与结果

构建一个基于 CP 的 2 发 1 收 STBC-SC-FDE 块传输系统进行仿真实验。假定 2 个单入—单出信道在每一个传输块内都是平稳的、空间上非相关的，信道阶数 $L=2$ ，所有抽头都是独立同分布的随机复高斯过程，且信道参数在接收到的 2 个连续数据块的时间间隔内不随时间变化，信源符号采用 QPSK 信号。冗余预编码矩阵 $\boldsymbol{\theta}_1$ 和 $\boldsymbol{\theta}_2$ 可分别取 $J \times J$ 维 Walsh-Hadamard 矩阵中的任意 K 列。仿真时，取 $K=14$ ， $J=K+L=16$ 。

仿真 1 估计性能。用归一化均方误差 (NMSE) 来衡量系统的信道估计性能，令 $NMSE = \frac{\|\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\|^2}{\|\mathbf{h}\|^2}$ ，这里采用最小二乘拟合技术去除盲估计的模糊度，该方法曾多次用于文献[5,6,8]等，NMSE 的计算均通过 100 次 Monte Carlo 仿真后取平均值。图 2 为不同信噪比 (SNR) 下，应用不同数据块数目 N 时的信道盲估计 NMSE 性能曲线。

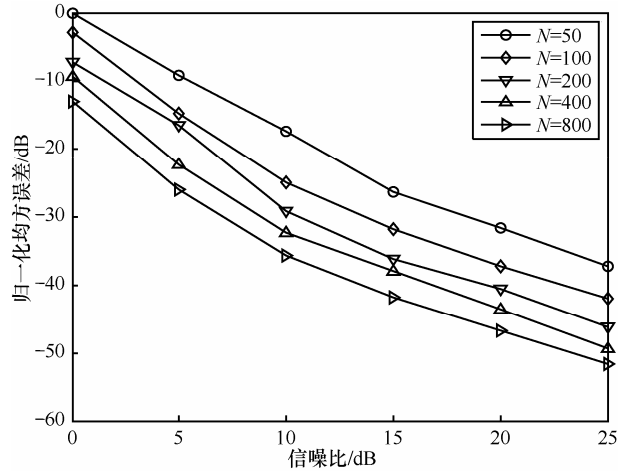


图 2 2 发 1 收 STBC-SC-FDE 系统信道盲估计的 NMSE 曲线

仿真 2 均衡性能。为了衡量系统的均衡性能，这里利用 3.3 节介绍的去模糊度方法对信道进行半盲估计，从 QPSK 信号中任意选取 8 个符号作为已知的训练符号去估计尺度模糊度 α 。利用去模糊后的信道估计值进行频率域迫零均衡 (ZF-FDE) [5]，在连续 2 个传输数据块内分别利用盲估计的信道和真实信道对接收信号进行 FDE，系统误符号率 (SER) 的仿真结果如图 3 所示。可以看出，用估计的信道去均衡接收信号，当用于盲估计的接收数据块数目无限增大时，均衡性能可无限接近真实信道的情形。

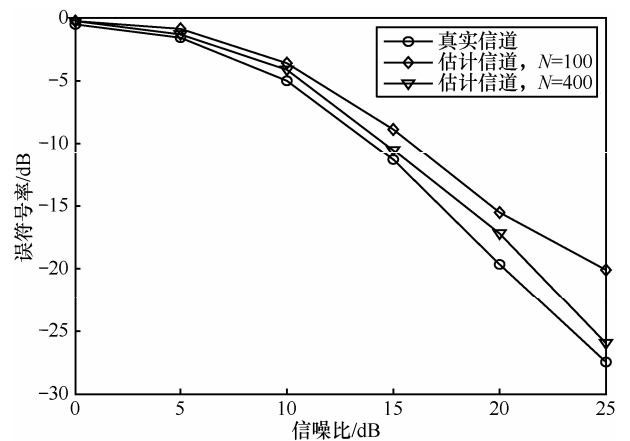


图 3 2 发 1 收 STBC-SC-FDE 系统的 MMSE-FDE 的 SER 曲线

仿真 3 性能比较。为了与文献[5]中的基于非冗余预编码的盲信道估计算法进行比较 (文献[5]的性能优于文献[6]，因此这里只对比文献[5])，仿真时，对于文献[5]中的算法，令非冗余预编码矩阵元素 $\beta=0.1$ (文献[5]中的仿真结果表明， $\beta=0.1$ 时估计性能最好，但均衡性能稍差)。对于本文建议的方法，冗余预编码矩阵 $\boldsymbol{\theta}_1$ 和 $\boldsymbol{\theta}_2$ 仍然分别取 $J \times J$

维 Walsh-Hadamard 矩阵中的任意 K 列。图 4 为不同 SNR 下 2 种估计方法的 NMSE 对比, 这里用于信道估计的接收信号符号块数 $N = 100$, 且利用仿真 1 中的最小二乘拟合法去除尺度模糊度。由图 4 可见, 当 SNR 小于 7dB 时, 2 种方法的估计性能接近, 当 SNR 大于 7dB 时, 随着 SNR 的逐渐增大, 本文建议方法的估计误差迅速减小, 而文献[5]中方法的估计误差的减小并不明显。

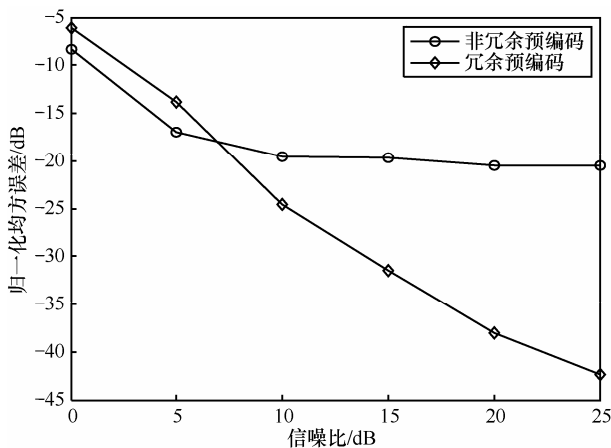


图 4 2 发 1 收 STBC-SC-FDE 系统信道盲估计的 NMSE 曲线

5 结束语

本文针对频率选择性衰落信道下 STBC-SC-FDE 系统的信道盲估计问题, 设计了一种基于冗余预编码的频率域盲子空间信道估计算法, 并讨论了算法的可辨识性条件以及去模糊度方法。该算法仅利用冗余预编码 STBC-SC-FDE 系统的频率域接收信号的二阶统计量即可获得系统的时域信道响应。仿真结果表明, 该算法稳定、可靠, 具有良好的估计精度和均衡性能, 明显优于现有的时间域盲估计算法。

参考文献:

[1] LARSSON E, STOCIA P. Space-time Block Coding for Wireless

Communications[M]. U K: Cambridge University Press, 2003.

[2] AI-DHAHIR N. Single-carrier frequency-domain equalization for space-time block-coded transmissions over frequency selective fading channels[J]. IEEE Communications Letters, 2001, 5(7):304-306.

[3] COON J, BEACH M, MCGEEHAN J. Optimal training sequences for channel estimation in cyclic-prefix-based single-carrier systems with transmit diversity[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(9): 729-732.

[4] FRAGOULI C, AI-DHAHIR N, TURIN W. Training-based channel estimation for multiple-antenna broadband transmissions[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(2):384-391.

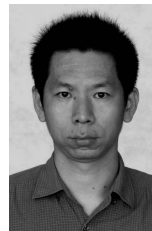
[5] CHEN Y S. A simple precoding-based blind channel estimation for space-time block-coded single-carrier with frequency-domain equalization systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(10):5430-5437.

[6] WU J Y, LEE T S. Nonredundant precoding-assisted blind channel identification for single-carrier space-time block-coded transmission with frequency-domain equalization[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(3):1062-1080.

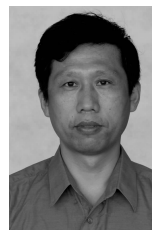
[7] ZHOU S, GIANNAKIS B. Single-carrier space-time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(1):164-179.

[8] KRAUSS T P, ZOLTOWSKI M D. Bilinear approach to multiuser second-order statistics-based blind channel estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48(9):2473-2486.

作者简介:



王永川 (1977-), 男, 河北元氏人, 博士, 军械工程学院讲师, 主要研究方向为通信信号处理、协作通信等。



陈自力 (1964-), 男, 山西永济人, 硕士, 军械工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为信号处理、遥控遥测等。