

基于有限字符特性的空时 OFDM 系统决策反馈信道估计

陈志刚 张太镒 龚政委
(西安交通大学电子与信息工程学院 西安 710049)

摘要: 该文提出了一种适用于空时编码正交频分复用(STC-OFDM)系统盲信道估计算法, 利用信号的字符有限特性获取粗信道估计, 进而利用映射星座先验知识, 采用决策反馈方法得到信道精估计。充分利用了信号的先验知识, 以较高的计算复杂度为代价, 提高了盲信道估计精度, 因此能较好地适用于具有慢时变频率选择性较强的信道, 且子载波数不大的系统。与基于子空间盲信道估计算法比较验证了该算法性能。

关键词: 空时编码; 正交频分复用; 信道估计; 字符有限特性; 决策反馈

中图分类号: TN919

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)02-0451-02

Finite-Alphabet and Decision-Feedback Based Channel Estimation for Space-Time Coded OFDM Systems

Chen Zhi-gang Zhang Tai-yi Gong Zheng-wei

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

Abstract: A novel blind channel estimation scheme is presented for Space-Time Coded OFDM (STC-OFDM) systems. This scheme is composed of rude channel estimation by exploiting the finite-alphabet property of information signals and fine channel estimation by using decision-directed method, which employs the priori knowledge of the transmitted signals other than the finite-alphabet property of mapping constellation. At the cost of a little more computational complexity, it achieves better performance than the competitive one, hence it is suitable for STC-OFDM systems with a small number of subcarriers in slowly time-varying and not severely frequency selective channels. The scheme is tested with simulations and also compared with the subspace-based channel estimation.

Key words: Space-Time Coding (STC); Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Channel estimation; Finite-alphabet property; Decision-directed method

1 引言

近年来, 空时编码(STC)技术因其具有能增加系统容量的优点受到广泛的关注^[1]; 同时, 正交频分复用(OFDM)技术由于其具有抗多径干扰以及频域均衡简单等特点而得到广泛应用。因此, STC-OFDM系统结合了两种技术, 兼具有以上两种技术的优点, 成为新的研究热点^[2]。

同传统的OFDM系统一样, STC-OFDM系统也需要获取信道状态信息来完成同步解调。但是, 由于接收到的信号是来自多个发射天线发送的独立衰落信号叠加的结果, 因而一般来说, 适用于传统OFDM系统的信道估计算法不能直接适用于STC-OFDM系统。目前文献[2-6]已对STC-OFDM系统信道估计问题做了大量的研究, 现有的STC-OFDM系统信道估计算法大致可以分为两类: 盲估计和非盲估计算法。现有的非盲估计算法主要通过使用训练序列^[2]或导频^[3]的方法来获取信道信息, 因而这类算法通常会牺牲一定的带宽使用效率。文献[4]提出了一种基于子空间的盲估计算法, 但是

该算法要求对待发送信号采用额外的预编码, 而该预编码消耗了额外的带宽。文献[5]提出了一种基于恒模的盲估计算法, 该算法利用信号的恒模特性以及正交空时码的特殊结构来估计信道, 但是正交空时码的特殊结构对于多于两个发射天线的STC-OFDM系统意味着需要牺牲一定的编码速率, 因而限制了它的使用范围。另外文献[6]中又提出了一种基于子空间的盲估计算法, 然而该算法对发送的字符块必须是实的或对称的要求会导致带宽效率损失, 因而该算法的使用也受到了限制。

本文提出了一种新的适用于STC-OFDM系统的盲信道估计算法, 该算法利用了发送信号的字符有限特性和映射星座的先验知识。与已有的估计算法^[4-6]不同, 该算法不要求STC-OFDM系统必须采用正交空时码, 不要求发送的字符块必须是实的或对称的, 也不需要额外的预编码, 因而具有更大的适用范围。以较高的计算复杂度为代价, 该算法可获得更好的性能。

本文的结构安排如下: 第2节介绍STC-OFDM系统模型, 第3节介绍新的盲估计算法, 第4节我们采用仿真来验证算法性能, 最后是结束语。

2 STC-OFDM 系统模型

考虑一个如同文献[5]中一样的 STC-OFDM 系统, 具有两发射天线一个接收天线。与传统的 OFDM 系统一样, 信息字符序列被分成字符块 $\mathbf{s}_k = [s_k(0), \dots, s_k(N-1)]^T$, 其中 k, N 分别是字符块序号和子载波总数。空时码编码器将两个相邻的字符块 \mathbf{s}_{2k} 和 \mathbf{s}_{2k+1} 映射为新的字符块 $\bar{\mathbf{s}}_k$ 和 $\tilde{\mathbf{s}}_k$, 其中

$$\bar{\mathbf{s}}_{2k} = \mathbf{s}_{2k}, \bar{\mathbf{s}}_{2k+1} = -\mathbf{s}_{2k+1}^*, \tilde{\mathbf{s}}_{2k} = \mathbf{s}_{2k+1}, \tilde{\mathbf{s}}_{2k+1} = \mathbf{s}_{2k}^* \quad (1)$$

新字符块 $\bar{\mathbf{s}}_k$ 和 $\tilde{\mathbf{s}}_k$ 首先通过 IFFT 调制, 然后分别由发射天线 1 和 2 在第 k 个间隔发送出去。

假定第 i 个天线和接收天线间的频率选择性衰落信道可表示为 $\mathbf{h}_i = [h_i(0), \dots, h_i(L)]^T$, $i = 1, 2$, 其中 L 表示信道 \mathbf{h}_1 和 \mathbf{h}_2 的阶数的上界。由于字符间串扰可以采用去除循环前缀或零填充的方法消除, 下面的推导中将不考虑字符间串扰 (ISI)。在信号通过这些频率选择性信道传播, 在接收端对接收的信号进行 FFT 解调后, 得到的信号可以表示为^[2]

$$r_k(n) = H_1(n)\bar{s}_k(n) + H_2(n)\tilde{s}_k(n) + w_k(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中 $H_i(n)$ 表示对应于信道 \mathbf{h}_i 在第 n 个子载波上的频率响应, $w_k(n)$ 表示加性复高斯噪声, 该噪声具有零均值, 方差为 σ_n^2 。

3 盲信道估计

基于式(2)的接收数据模型, 本文将分两步推导出新的盲信道估计算法。第 1 步, 利用信号的字符有限特性得到信道的粗估计; 第 2 步, 在第 1 步信道粗估计的基础上, 利用决策反馈方法得到信道的精确估计。

3.1 信道粗估计

首先给出假定条件, 通常 STC-OFDM 系统中都满足这些假定条件。

(1) 字符 $s_k(n)$ 等概率地从一个有限字符集合(星座)中取值, 即 $\{\zeta_q\}_{q=1}^Q$, 星座点数为 Q ;

(2) 星座点是关于实轴和虚轴对称的, 即 $-\zeta_q, \zeta_q^* \in \{\zeta_q\}_{q=1}^Q$ 。

假定条件 (1) 表示 $\prod_{q=1}^Q [s_k(n) - \zeta_q] = 0$, 即 $s_k^Q(n) + \alpha_1 s_k^{Q-1}(n) + \dots + \alpha_Q = 0$, 其中 $\alpha_1, \dots, \alpha_Q$ 由星座点集合 $\{\zeta_q\}_{q=1}^Q$ 确定。定义 J 满足 $\alpha_J \neq 0$; $\alpha_n = 0, \forall n < J$ 。

由文献[7, 8]知, 在假设条件(1)成立时, 对任何星座以下结论成立。

$$E\{s_k^m(n)\} = \begin{cases} -(J/Q)\alpha_J \neq 0, & m = J \\ 0, & 0 < m < J \end{cases} \quad (3)$$

不仅如此, 对于常用的星座 J 的值都不大, 比如对于星座点数 $Q = 16, 32, 64, 128, 256$ 的 QAM 星座, $J = 4$, 而对于 PSK 星座, $J = Q$ 。不难得出不大的 J 值得使得下面的估计推导在实际中更可行。

由于 $w_k(n)$ 是零均值的加性复高斯噪声, 且与信号 $s_k(n)$

相互独立, 可以得到 $E\{w_k^m(n)\} = 0, \forall m > 0$ 。由式(2)和 $w_k(n)$ 的性质, 可以得到

$$E\{r_{2k}^J(n)\} = E\{[H_1(n)\bar{s}_{2k}(n) + H_2(n)\tilde{s}_{2k}(n) + w_{2k}(n)]^J\} \\ = H_1^J(n)E\{s_{2k}^J(n)\} + H_2^J(n)E\{s_{2k+1}^J(n)\} \quad (4)$$

同样地, 由假定条件(2)也可以得到

$$E\{r_{2k+1}^J(n)\} = E\{[H_1(n)\bar{s}_{2k+1}(n) + H_2(n)\tilde{s}_{2k+1}(n) + w_{2k+1}(n)]^J\} \\ = (-1)^J H_1^J(n)E\{s_{2k+1}^J(n)\} + H_2^J(n)E\{s_{2k}^J(n)\} \quad (5)$$

如果 $\mathbf{s}_{2k}(n)$ 和 $\mathbf{s}_{2k+1}(n)$ 满足

$$E^2\{s_{2k}^J(n)\} \neq (-1)^J E^2\{s_{2k+1}^J(n)\} \quad (6)$$

由矩阵论可知 $H_1^J(n)$ 和 $H_2^J(n)$ 可以由式(4), 式(5)唯一地确定。为了满足式(6), 可以对 $\mathbf{s}_{2k}(n)$ 和 $\mathbf{s}_{2k+1}(n)$ 采用不同的映射星座。为简便, 本文方法中对 $\mathbf{s}_{2k}(n)$ 和 $\mathbf{s}_{2k+1}(n)$ 分别采用星座 $\{\zeta_q\}_{q=1}^Q$ 和 $\{\bar{\zeta}_q\}_{q=1}^Q$, $\{\zeta_q\}_{q=1}^Q$ 和 $\{\bar{\zeta}_q\}_{q=1}^Q$ 满足

$$\zeta_p \in \{\alpha \bar{\zeta}_q\}_{q=1}^Q, \forall p \in [1, Q] \quad (7)$$

其中实增益因子 α 使得 $\alpha^{2J} \neq (-1)^J$, 即 $\mathbf{s}_{2k}(n)$ 和 $\mathbf{s}_{2k+1}(n)$ 采用同一个星座, 然后 $\mathbf{s}_{2k}(n)$ 乘以一个增益因子 α 。需要说明的是, 由于过大的增益因子代表太少的功率分配到第 2 个发射天线, 因而增益因子 α 应该选择合适的值。

实际中, $E\{r_k^J(n)\}$ 总是采用以下一致信号样本平均代替

$$E\{r_k^J(n)\} \approx \text{aver}_- r_k^J(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} r_k^J(n) \quad (8)$$

其中 K 表示用来平均的字符块数。

考虑到 $r_{2k}^J(n)$ 是一个随机变量, 令其方差为 $\sigma_{2k}(n)$, 则可推导出 $\sigma_{2k}(n)$ 满足

$$\sigma_{2k}^2(n) = E\{[r_{2k}^J(n) - E\{r_{2k}^J(n)\}]^2\} \\ = \sum_{\mathbf{s}_{2k}(n), \mathbf{s}_{2k+1}(n) \in \{\zeta_q\}_{q=1}^Q} \{[H_1(n)s_{2k}(n) + H_2(n)s_{2k+1}(n)]^J \\ - E\{r_{2k}^J(n)\}\}^2 / Q^2 \quad (9)$$

显然, 信道一定的情况下, $\sigma_{2k}(n)$ 的取值只依赖于星座的选取。由中心极限定理知, 当 K 足够大时, $\text{aver}_- r_k^J(n)$ 近似为满足高斯分布的随机变量, 均值 $E\{\text{aver}_- r_{2k}^J(n)\} = E\{r_{2k}(n)\}$ 和方差 $D\{\text{aver}_- r_{2k}^J(n)\}$ 满足 $D\{\text{aver}_- r_{2k}^J(n)\} = \sigma_{2k}^2(n)/K$ 。同样可得 $E\{\text{aver}_- r_{2k+1}^J(n)\} = E\{r_{2k+1}(n)\}$ 和 $D\{\text{aver}_- r_{2k+1}^J(n)\} = \sigma_{2k+1}^2(n)/K$ 。因此, $H_1^J(n)$ 和 $H_2^J(n)$ 的均方误差只依赖于星座的选取, 且随 K 增加而减小。当 K 足够大, 估计误差可忽略。但是, 即便是在慢时变信道中, K 值选取太大也不现实, 因而对于实际中 K 一定, 进一步的信道精估计就非常必要。

3.2 信道精估计

基于第 1 步中得到的信道频率响应的 L 阶估计值 $\hat{H}_1^J(n)$, $\hat{H}_2^J(n)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, 本步骤中将利用决策反馈方法可以得到更精确的信道估计, 因为决策反馈方法利用了除有限字符特性外的星座先验知识, 即利用了更多的冗余信息估计信道。

假定 $\widehat{H}_i^J(n)$, $i = 1, 2$, 可以解得 $\widehat{H}_i(n) \in \{e^{j2m\pi/J} [\widehat{H}_1^J(n)]^{1/J}\}_{m=0}^{J-1}$, 假定 $e^{j2m\pi/J}$ 为复比例因子, 因而可以得到 J^2 种可能的信道向量 $\widehat{\mathbf{H}}(n) = [\widehat{H}_1(n) \ \widehat{H}_2(n)]^T$ 。采用空时码的线性译码得^[1]

$$s_{2k}(n) = \frac{2H_1^*(n)r_{2k}(n) + 2H_2(n)r_{2k+1}^*(n)}{|H_1(n)|^2 + |H_2(n)|^2} \quad (10)$$

$$s_{2k+1}(n) = \frac{2H_2^*(n)r_{2k}(n) - 2H_1(n)r_{2k+1}^*(n)}{|H_1(n)|^2 + |H_2(n)|^2} \quad (11)$$

进而采用一种信道最大似然估计和空时码译码联合估计方法来搜索所有可能的字符和信道向量组合, 可以求得一组最优解。假定该最优解表示为 $\widehat{\mathbf{S}}(n) = [\widehat{s}_{2k}(n) \ \widehat{s}_{2k+1}(n)]^T$ 和 $\widehat{\mathbf{H}}(n) = [\widehat{H}_1(n) \ \widehat{H}_2(n)]^T$ 。又由空时码结构, 信道可利用该最优解进行如下再估计

$$\widetilde{H}_1(k, n) = \frac{r_{2k}(n)\widehat{s}_{2k}^*(n) - r_{2k+1}(n)\widehat{s}_{2k+1}(n)}{|\widehat{s}_{2k}(n)|^2 + |\widehat{s}_{2k+1}(n)|^2} \quad (12)$$

$$\widetilde{H}_2(k, n) = \frac{r_{2k}(n)\widehat{s}_{2k+1}^*(n) - r_{2k+1}(n)\widehat{s}_{2k}(n)}{|\widehat{s}_{2k}(n)|^2 + |\widehat{s}_{2k+1}(n)|^2} \quad (13)$$

其中 $\widetilde{H}_i(k, n)$, $i = 1, 2$ 表示信道在第 n 个子载波上的频率响应, 对应于在第 $2k$ 和 $2k+1$ 个时间间隔内第 i 个发射天线到接收天线间的信道。本文把这种再估计方法称为决策反馈再估计方法。接下来对 K 个字符块得到的再估计进行求平均, 得到

$$\bar{H}_i(n) = \frac{2}{K} \sum_{k=0}^{K/2-1} \widetilde{H}_i(k, n) \quad (14)$$

需要说明的是, 由于 $\widehat{H}_i(n)$ 存在比例因子模糊性以及星座点对称性问题, 在联合最大似然估计方法中求得的最佳解也存在一个模糊比例因子 α_1 , 且 $\alpha_1^J = 1$ 。进而, 这个比例因子模糊性将被带到上述决策反馈再估计方法中。幸运的是, 再估计信道的 J 次方 $\{\widehat{H}_i^J(n)\}_{n=0}^{N-1}$ 能够估计出来而不受模糊比例因子影响。于是在得到再估计信道的 J 次方 $\{\widehat{H}_i^J(n)\}_{n=0}^{N-1}$ 的基础上, 文献[7]中的最小距离(MD)算法可直接用于估计信道, MD 算法中采用每两个字符块插入两个导频字符消除估计的模糊性。

下面讨论新算法的一些问题:

(1)信道估计误差地平效应 正如前面讨论过的, 在加性白高斯噪声(AWGN)可忽略的情况下在粗信道估计步骤中, $\widehat{H}_1^J(n)$ 和 $\widehat{H}_2^J(n)$ 服从高斯分布, 且它们的均方误差只依赖于映射星座和字符块数 K , 与 K 成反比。

虽然决策反馈算法是非线性算法, 我们仍然可以从上面的结果得到信道估计的均方误差只依赖于映射星座和字符块数 K , 且随字符块数 K 增加而递减。因此, 新算法的信道估计存在误差地平效应, 即没有噪声影响估计均方误差依然存在, 但均方误差随 K 增加而减少。

(2)算法复杂度 一般盲信道估计算法通常具有算法复杂度较高的缺点。由前面的算法推导过程可以知道, 新算法复杂度主要由算法的第 2 步决定, 算法的第 2 步由决策反馈

算法和文献[7]中 MD 算法组成, 其中决策反馈算法和文献[7]中 MD 算法的复杂度分别与 J^2N 和 J^{L+1} 成正比, 因此新算法的计算复杂度大致与 $J^2N + J^{L+1}$ 成正比。

而文献[6]中的基于子空间的信道估计算法主要由矩阵奇异值分解操作组成, 因而该子空间算法复杂度则近似与 N^2 成正比。因此, 对于 N 较小 ($N < 16$) 时, 新算法具有比文献[6]中的子空间算法大的多的计算复杂度, 而对于较大的 N , 两种算法的计算复杂度均极高, 新算法的计算复杂度则更小。

(3)算法的适用性 与传统的盲信道估计算法一样, 本文算法的推导中均假定在较长的数据字符块周期内信道近似不变, 因而本文算法也只能适用于慢时变信道。同时由前面的算法复杂度分析知, 新算法的计算复杂度近似与 $J^2N + J^{L+1}$ 成正比, 而对于常用映射星座 $J \leq 4$, 而 L 的大小则取决于信道的频率选择性, 因此对于强频率选择性信道, 子载波数较大的系统, 新算法复杂度很高。

另一方面, 与基于子空间的信道估计算法利用额外的信号引入冗余信息估计信道不同, 新算法首先利用发送信号的字符有限特性得到信道的粗估计, 进而充分利用映射星座的先验知识得到信道的精估计, 避免了最大似然估计算法直接利用星座的先验知识估计信道而带来的极高计算复杂度, 并获得了较高的估计精度(这一点在仿真结果部分得到验证), 同时又提高了频带利用率。

综上所述, 新算法具有较高的估计精度和系统频带利用率, 但是受到高计算复杂度对实际应用的限制, 新算法不能很好地适用于强频率选择性信道, 及子载波数较大的空时编码 OFDM 系统; 而对于慢时变频率选择性较强的信道, 且子载波数不大的系统, 新算法仍然具有较好的适用性, 因而新算法具有一定的研究意义。

4 仿真结果

下面用蒙特-卡罗仿真对新算法的性能进行评估。仿真中 STC-OFDM 系统具有两个发送天线和一个接收天线, 且子载波数 $N = 32$ 。采用误码率(BER)和归一化均方误差(NMSE)作为衡量算法估计性能的指标, 两个指标都是通过对所有仿真信道进行估计测试后求统计平均得到。其中信噪比(SNR)定义如下

$$\text{SNR} = E \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} \|r_k(n) - w_k(n)\|^2 \right\} / E \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} \|w_k(n)\|^2 \right\} \quad (15)$$

归一化均方误差(NMSE)定义如下:

$$\text{NMSE} = \sum_{i=1}^2 \sum_{l=0}^L \|\bar{h}_i(l) - h_i(l)\|^2 / \sum_{i=1}^2 \sum_{l=0}^L \|h_i(l)\|^2 \quad (16)$$

其中 $\bar{h}_i(l)$ 表示新算法得到的估计信道。增益因子 α 满足 $\alpha^J = 2$ 。

仿真中, 两个多径信道的路径数假定为 5, 即 $L_1 = L_2 = L = 4$, 且每一路径的复增益 $h_i(l)$ 的实部和虚部均按照高斯分布随机产生。不失一般性, 多径信道的能量进行归一化, $\|h_i\|^2 = 1$, $i = 1, 2$ 。

图1反映了在字符块数分别为 $K = 50, 100$ 和 200 条件下, 新算法在多径信道中的仿真结果, 其中 $N = 32, L = 4$ 。这里采用 QPSK 作为映射星座, 且仿真结果是对 500 个随机信道的估计求平均得到。从图1可以看出: 对于一选定的映射星座, 估计均方误差随字符块数 K 增加而减小, 且新算法存在估计误差地平效应, 这一结果验证了第3部分中分析的算法特点。

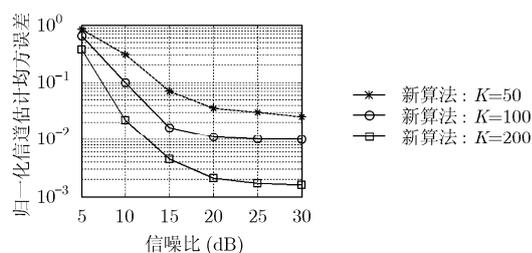


图1 新算法在字符块数分别为 $K = 50, 100$ 和 200 时的归一化估计均方误差性能

图2和图3比较了新算法和文献[6]中的基于子空间算法的性能。其中 $N = 32, L = 4, K = 100$ 。由于子空间算法[6]要求发送的字符块必须是实的或对称的, 为了公平, 仿真中两种算法均采用 BPSK 作为映射星座。图2和图3中的仿真结果分别是对 500 和 1000 个蒙特-卡罗实现进行统计平均得到。由图2可以看出: 新算法具有比子空间算法[6]更好的归一化估计均方误差性能, 这是因为新算法充分利用了所有字符星座的先验知识估计信道, 而子空间算法[6]仅仅依靠每个字符块中 L 个零填充(ZP)带来的冗余信息估计信道。STC-OFDM 系统分别采用这两种算法的信道估计进行均衡, 译码进而得到系统的误码率, 图3比较了这两种算法的误码率(BER)性能: 新算法的误码率性能优于子空间算法性能。

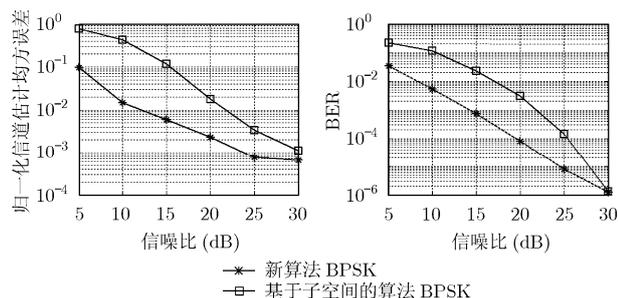


图2 新算法和子空间算法的时域归一化估计均方误差性能

图3 新算法和子空间算法的误码率(BER)性能

5 结束语

本文描述了一种基于字符有限特性的 STC-OFDM 系统决策反馈盲信道估计算法。与文献[6]中的基于子空间盲信道

估计算法不同, 本文算法克服了对发送的字符块必须是实的或对称的要求会导致带宽效率损失这一缺点。当 STC-OFDM 系统采用较小子载波数时, 本文算法以较高计算复杂度为代价, 在低信噪比时获得了比子空间算法更优的性能。不仅如此, 新算法可以直接推广到具有多于两个发射天线的 STC-OFDM 系统。但是对于强频率选择性信道, 系统采用较大子载波数时, 新算法同传统的盲信道估计算法一样具有极高的计算复杂度, 如何降低新算法的计算复杂度仍有待进一步的研究。

参考文献

- [1] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [2] Ye L, Nambirajan S, and Sirikiat A. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(3): 461-471.
- [3] Yantao Q, Songyu Y, Pengcheng S, and Lijun Z. Research on an iterative algorithm of LS channel estimation in MIMO OFDM systems. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2005, 51(1): 149-153.
- [4] Zhou S, Bertrand M, and Giannakis G B. Subspaced-based (semi-) blind channel estimation for block precoded space-time OFDM. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(5): 1215-1228.
- [5] Zhiqiang L, Georgios B G, Sergio B, and Anna S. Transmit-antennae space-time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown Multipath. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2001, 19(7): 1352-1363.
- [6] Zeng Y, Lam W H, and Ng T S. Semi-blind channel estimation and equalization for MIMO space-time coded OFDM. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, 2006, 53(2): 463-474.
- [7] Shengli Z, Georgios B G, and Anna S. Long codes for generalized FH-OFDMA through unknown multipath channels. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(4): 721-733.

陈志刚: 男, 1977 年生, 博士生, 从事 OFDM 系统同步技术及信道估计等方面的研究。

张太镒: 男, 1944 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事数字信号处理、宽带网络通信技术和图像处理与系统等方面的研究。

龚政委: 男, 1979 年生, 博士生, 从事 OFDM 系统同步技术及信道估计等方面的研究。