

## 基于理想自相关训练序列的双选信道估计方法

刘英男<sup>①</sup> 蒋伟<sup>①</sup> 姚春光<sup>②</sup> 梁庆林<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(北京大学信息科学与技术学院 北京 100871)

<sup>②</sup>(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

**摘要:** 高速移动下的无线宽带通信要经历时间和频率双选择性衰落, 近些年来双选信道的估计越来越受到关注。该文利用复指数基扩展模型(BEM), 提出一种基于理想自相关训练序列的双选信道估计方法, 其训练序列的能量均匀分布, 能够消除峰均比的问题。文中分析并证明了具有理想自相关特性等间隔放置的训练序列, 能够使信道估计的MSE最小化。仿真表明与传统的zero-padding方式信道估计相比, 在获得相同信道估计性能的情况下, 采用该文信道估计方法的系统的峰均比有很大改善。

**关键词:** 信道估计; 双选信道; 基扩展模型; 均方误差

**中图分类号:** TN92

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2008)10-2423-04

## Doubly Selective Channel Estimation Based on Ideal Autocorrelation Sequence

Liu Ying-nan<sup>①</sup> Jiang Wei<sup>①</sup> Yao Chun-guang<sup>②</sup> Liang Qing-lin<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(School of Electronics Engineering and Computer Science, Peking University, Beijing 100871, China)

<sup>②</sup>(Electronic Science and Engineer College, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** High data rates and high mobility-induced Doppler shifts introduce time- and frequency-selectivity in wireless links. Recently, doubly selective channel estimation has attracted much attention. In this paper, using a basis expansion channel model, a scheme based on ideal autocorrelation sequence is proposed for the estimation of doubly selective channel parameters. The training sequences have constant modulus so that large peak-to-average ratio problem can be avoided. It has been shown that the employment of this optimal pilot sequence can minimize Mean-Square Error (MSE) of the channel estimation. Simulation results demonstrate that the peak-to-average ratio of the proposed scheme is considerably improved compared to the existing zero-padding scheme for the same MSE performance.

**Key words:** Channel estimation; Doubly selective channel; Basis Expansion Model (BEM); Mean-square error

### 1 引言

下一代无线通信系统设计的目的是提供高速的数据传输, 并且可以工作在高速移动的环境下。数据率的提高要求有更宽的带宽, 而带宽的提高会使采样间隔小于信道的延迟扩展, 这样在多径环境下就产生了频率选择性衰落。另一方面用户的高速移动性使得传输信道随时间而快速变化, 也就是信道的时变选择性衰落。发射机和接收机之间的相对运动和频偏都会导致信道快速时变, 而且随着载频和移动速度的提高, 信道的时变特性越发明显。很多现在的无线通信系统在高速移动下只能提供低速率传输(例如, UMTS), 甚至在高速环境下完全不能工作(例如, DVB-T 和 IEEE802.16)。未来高移动性的宽带通信会受到时频双选择性衰落的严重影响, 因此近些年来双选信道的估计越来越受到关注, 具有十分重要的意义<sup>[1,2]</sup>。

为了进行信道估计, 在发送的数据中周期地插入训练符号的方法叫做导频符号辅助调制(PSAM), 这种方法起源于时变衰落信道的估计<sup>[3]</sup>, 后来发展到时频双选信道的估计中<sup>[4]</sup>。文献[4]利用信道的BEM(基扩展模型)<sup>[5,6]</sup>表示, 给出了时频双选信道的估计方法以及优化训练序列设计。文献[4]采用周期插入训练符号并且前后补零作为保护间隔(zero-padding)的方法, 能够获得最大的信道容量下界, 但由于训练序列的能量集中于中间的一个符号上, 会导致发送信号产生一系列大的峰值, 产生很大的峰均功率比, 对于射频功放正常工作造成很大困难。本文提出一种基于理想自相关训练序列的双选信道估计方法, 其训练序列包络恒定, 能够消除峰均比的问题, 并且能够最小化信道估计的均方误差。

本文以下主要由4部分组成: 第2节介绍时间-频率选择性信道模型以及系统传输模型; 第3节给出本文所采用的训练序列和相应的信道估计方法, 分析信道估计的均方误差。第4节给出仿真结果和分析。第5节给出本文的主要结论。

本文所用标记的说明: 大写(小写)粗体字母代表矩阵(列矢量), 上标 T 代表转置运算, 上标\*代表共轭运算, 上标 H 代表共轭转置,  $\lceil \bullet \rceil$  代表向上取整数。

## 2 系统模型

本文采用复指数基扩展模型(BEM)<sup>[5,6]</sup>来近似时变多径信道, 即利用实际信道的多普勒频率扩展的有限带宽性质, 把一个块内的时变多径信道用数量很少的块内时不变的参数来表示, 这样可以降低估计的复杂度。采用复指数基扩展模型有:

$$h(n;l) = \sum_{q=0}^Q h_{q,l} e^{j2\pi(q-Q/2)n/N}, \quad 0 \leq l \leq L, \quad 0 \leq n \leq N \quad (1)$$

其中  $L := \lceil \tau_{\max}/T_s \rceil$ ,  $\tau_{\max}$  是最大时延扩展。  $Q := \lceil f_{\max}NT_s \rceil$ , 其中  $f_{\max}$  为最大多普勒频移。式(1)用  $Q+1$  个 Fourier 基来捕获每一径上的时变特性, 也就是说每一径的时变信道, 仅用  $Q+1$  个基的系数就可以表示, 通常  $Q$  的取值很小(2 或者 4), 那么用较少数量的  $(Q+1)(L+1)$  个系数  $h_{q,l}$  就可以描述整个块内时变多径信道, 而一个块的长度  $N$  通常很大, 从几百到几千, 这样估计的参数数量大大降低, 信道估计的复杂性也大大降低。

图 1 给出了本文的收发信号模型, 针对每一个传输的数据块  $\mathbf{x} = [x(1), \dots, x(N)]^T$  需要进行一次信道估计,  $N$  是整个序列块的长度, 估计  $Q$  个系数  $h_{q,l}$ 。每个数据块  $\mathbf{x}$  包含  $M$  个训练子块和  $M$  个数据子块。  $\mathbf{p}_m$  和  $\mathbf{s}_m$  分别表示  $\mathbf{x}$  中的第  $m$  个训练序列和数据子块,  $1 \leq m \leq M$ ,  $\mathbf{p}_m$  和  $\mathbf{s}_m$  分别添加长度为  $L$  的循环前缀作为保护间隔。数据子块  $\mathbf{s}_m$  的长度为  $N_s$ , 训练序列的长度都为  $N_p$ , 所有训练序列采用固定的训练序列。

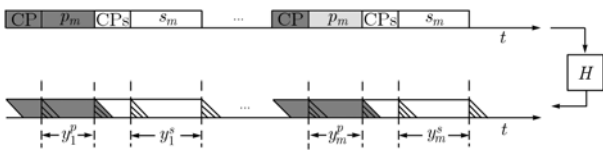


图 1 收发信号模型

由于存在  $L$  径的多径时延, 接收端按照符号速率取样输出序列为  $\mathbf{y} = [y(1), \dots, y(N+L)]^T$ , 其中  $y(n) = \sum_{l=0}^L h(n;l)x \cdot (n-l) + w(n)$ ,  $h(n;l)$  包括了信道增益以及发射与接收端滤波器共同作用的效果,  $w(n)$  是加性噪声。传输的数据块为  $\mathbf{x} = [x(1), \dots, x(N)]^T$ , 这样输入与输出的关系可以写成:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad \mathbf{H} = \sum_{q=0}^Q \mathbf{D}_q \mathbf{H}_q \quad (2)$$

其中  $\mathbf{D}_q = \text{diag}[1, e^{j\omega_q}, \dots, e^{j(N-1)\omega_q}]$ , 而  $\omega_q = 2\pi(q-Q/2)/N$ , 代表复指数基的频率。  $\mathbf{D}_q$  体现了信道时变的部分,  $\mathbf{H}_q$  则包含了块内不变的基系数。

$$\mathbf{H}_q = \begin{bmatrix} h_{q,0} & & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{q,L} & & h_{q,0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & & h_{q,L} \end{bmatrix} \quad (3)$$

## 3 信道估计和训练序列设计

### 3.1 信道估计

估计过程就是首先建立训练序列输入和输出之间的关系, 进而通过矩阵变换把输出用待估计参数矢量来表示, 待估计参数的个数为  $(L+1)(Q+1)$ ,  $\mathbf{y}_p$  信道输出至少要有  $(L+1)(Q+1)$  个值。估计得到  $\hat{\mathbf{h}}$  后, 信道估计  $\hat{h}(n;l)$  就可以通过公式(1)获得。

为了进行信道估计, 我们把仅仅来自于训练序列产生的信道输出写成:

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{H}_p \mathbf{p} + \mathbf{w}_p \quad (4)$$

其中  $\mathbf{p} = [\mathbf{p}_1^T, \dots, \mathbf{p}_M^T]^T$ , 基于输入输出关系进一步写成:

$$\mathbf{y}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^p \\ \vdots \\ \mathbf{y}_M^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^p \mathbf{p}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_M^p \mathbf{p}_M \end{bmatrix} + \mathbf{w}_p \quad (5)$$

其中  $\mathbf{H}_m^p = \sum_{q=0}^Q \mathbf{D}_{q,m}^p \mathbf{H}_{q,m}^p$ ,  $\mathbf{D}_{q,m}^p$  和  $\mathbf{H}_{q,m}^p$  分别是式(2)中  $\mathbf{D}_q$  和  $\mathbf{H}_p$  中的相应的子矩阵,  $\mathbf{D}_{q,m}^p$  体现了时变信道中含频率  $\omega_q$  的部分;  $\mathbf{H}_{q,m}^p$  则包含了块内不变的基系数。注意到  $\mathbf{H}_{q,m}^p$  是一个 Toeplitz 结构形式, 可以得到  $\mathbf{H}_{q,m}^p \mathbf{P}_m = \mathbf{P}_m \mathbf{h}_q$ , 其中  $\mathbf{P}_m$  是一个  $N_p \times (L+1)$  的 Toeplitz 矩阵。另外  $\mathbf{h}_q = [h_{q,0}, \dots, h_{q,L}]^T$ , 其中  $\mathbf{P}_m$  中的一列就是训练序列或者是它的循环移位序列。这样输入输出关系最终可以写成矩阵形式:

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{A}_p \mathbf{h} + \mathbf{w}_p \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{0,1}^p \mathbf{P}_1 & \dots & \mathbf{D}_{Q,1}^p \mathbf{P}_1 \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{D}_{0,M}^p \mathbf{P}_M & \dots & \mathbf{D}_{Q,M}^p \mathbf{P}_M \end{bmatrix} \quad (7)$$

并且  $\mathbf{h} = [h_0^T, \dots, h_Q^T]^T$ ,  $\mathbf{h}$  是待估计的  $(Q+1)(L+1)$  个 BEM 基系数构成的列矢量。  $\mathbf{R}_h$  为  $\mathbf{h}$  的自相关矩阵, 根据式(6), 可以得到  $\mathbf{h}$  的 MMSE 估计为

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{mmse}} = (\mathbf{A}_p^H \mathbf{A}_p + \sigma_w^2 \mathbf{R}_h^{-1})^{-1} \mathbf{A}_p^H \mathbf{y}_p \quad (8)$$

其中  $\mathbf{A}_p$  应该是列满秩的, 秩为  $(L+1)(Q+1)$ 。

### 3.2 信道估计的均方误差

从式(8)得到, 信道估计的 MSE 为

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= E \left\{ \left\| \hat{\mathbf{h}}(n;l) - h(n;l) \right\|^2 / \left\| h(n;l) \right\|^2 \right\} \\ &= E \left\{ \left\| \hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h} \right\|^2 / \left\| \mathbf{h} \right\|^2 \right\} = \text{tr} \left\{ \left[ \frac{1}{\sigma_w^2} \mathbf{A}_p^H \mathbf{A}_p + \mathbf{R}_h^{-1} \right]^{-1} \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

由于有多径信道能量的归一化, 所以有  $\|\mathbf{h}\| = 1$ 。假设  $h_{q,l}$  彼此独立同分布, 那么  $\mathbf{R}_h = \sigma_h^2 \mathbf{I}_{(Q+1)(L+1)}$ , 接收端已知, 那么

训练序列的不同将影响  $\mathbf{A}_p$ , 从而影响信道估计的 MSE。而信道估计的 MSE:

$$\text{tr} \left\{ \left( \frac{1}{\sigma_w^2} \mathbf{A}_p^H \mathbf{A}_p + \mathbf{R}_h^{-1} \right)^{-1} \right\} \geq \sum_{k=1}^{(Q+1)(L+1)} \left[ \left( \frac{\rho}{\sigma_w^2} I_{(Q+1)(L+1)} + \mathbf{R}_h^{-1} \right)_{k,k} \right]^{-1} \quad (10)$$

在导频序列的总能量  $\rho$  不变的约束下, 当且仅当满足  $\mathbf{A}_p^H \mathbf{A}_p = \rho \mathbf{I}_{(Q+1)L}$ , 式(10)中等号成立, 能够获得最小的 MSE。基于式(7)中  $\mathbf{A}_p$  的构成, 上面的条件等价于满足以下两个条件。

$$\sum_{m=1}^M \mathbf{P}_m^H \mathbf{P}_m = \rho_p I_{N_{p,m}} \quad (11)$$

$$\sum_{m=1}^M \mathbf{P}_m^H \mathbf{D}_{q_1,m}^H \mathbf{D}_{q_2,m}^p \mathbf{P}_m = 0, \quad \forall q_1 \neq q_2 \quad (12)$$

### 3.3 训练序列设计

然而满足以上条件的优化训练序列并不能够直接得到, 为了分析优化训练序列的特点, 定义整个训练序列为  $\mathbf{x}_p = [\mathbf{p}_1^T, \mathbf{0}_{1 \times N_{s,1}}, \dots, \mathbf{p}_M^T, \mathbf{0}_{1 \times N_{s,M}}]^T$ ,  $x_p(n)$  为  $\mathbf{x}_p$  的第  $n+1$  项, 数据符号的部分用 0 替代, 其中  $0 \leq n \leq N-1$ 。考虑到  $\mathbf{A}_p$  的具体构成, 可以得到优化训练序列满足  $\mathbf{A}_p^H \mathbf{A}_p = \rho \mathbf{I}_{(Q+1)L}$  等价于满足:

$$\sum_{n=0}^{N-1} x_p(n) x_p^*(n-l) e^{-j \frac{2\pi}{N} qn} = \rho \delta(q) \delta(l) \quad (13)$$

等式中有  $0 \leq q \leq Q$  和  $0 \leq l \leq L$ 。式(13)表明: 当  $l \neq 0$  时, 优化训练序列与其自身的共轭移位序列以及移位相位旋转序列正交; 而当  $l = 0$  时, 优化训练序列与其自身的共轭相位旋转序列正交。根据以上分析, 考虑等间隔放置的具有理想自相关特性的训练序列有可能满足优化条件。

采用文献[7]提出的正交多相序列作为训练序列。对于任意自然数  $G$ , 具有  $G-1$  个周期为  $G^2$  的正交序列, 其中任意一个序列都具有理想的自相关性, 即有

$$\phi(k) = \sum_{n=0}^{G^2-1} p(n) p^*((n+k)_{G^2}) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases} \quad (14)$$

式中  $p(n)$  表示训练序列, 具体表示为

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{P}} b_{i_1} \exp \left( \frac{j 2\pi g i_0 i_1}{G} \right) \quad (15)$$

其中  $0 < g < G$ , 表示选择的正交序列号,  $0 \leq i_0 \leq G-1$ ,  $0 \leq i_1 \leq G-1$ ,  $n = i_0 G + i_1$ ,  $b_{i_1}$  是幅度为 1 的复数因子, 可以用于调制序列, 整个序列长度为  $G^2$ 。这样取

$$\mathbf{p}_m = [p(0), p(1), \dots, p(G^2-1)]^T, \quad 1 \leq m \leq M \quad (16)$$

发送端  $\mathbf{p}_m$  和  $\mathbf{s}_m$  分别添加循环前缀形成发送数据块  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{s}_m$  为等长度的数据子块, 在接收端收到数据块  $\mathbf{y}$ 。由于我们提出的训练序列具有理想的自相关特性, 而  $\mathbf{p}_m$  中的一列就是训练序列或者是它的循环移位序列。容易知道式(11)成立。

式(12)左边为  $(L+1) \times (L+1)$  的矩阵, 其中的第  $(i, j)$

项,  $1 \leq i \leq L+1, 1 \leq j \leq L+1$ , 可以表示为

$$\begin{aligned} & \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{G^2-1} p^*(n+i) e^{j 2\pi (q_1 - q_2)(m-1)(N_s + N_p + 2L) + L/N} p(n+j) \\ &= \sum_{n=0}^{G^2-1} \sum_{m=1}^M e^{j 2\pi (q_1 - q_2)(m-1)(N_s + N_p + 2L) + L/N} \\ & \quad \cdot p^*(n+i) p(n+j) = 0, \quad \forall q_1 \neq q_2 \end{aligned} \quad (17)$$

这是由于其中

$$\sum_{m=1}^M e^{j 2\pi (q_1 - q_2)(m-1)(N_s + N_p + 2L) + L/N} = 0, \quad \forall q_1 \neq q_2 \quad (18)$$

因而, 本文提出的训练序列, 在训练序列的总能量  $\rho$  不变的约束下, 可以使信道估计的均方误差最小化, 同时也证明了满足理想自相关特性的等间隔放置的训练序列, 能够使信道估计的 MSE 最小化。

## 4 仿真结果与分析

下面给出在时频双选信道下, 本文提出的信道估计算法的仿真结果, 并与已有的估计算法做出比较。仿真中采用的系统: 信道估计的数据块长度为 300 个符号, 每个传输数据块进行一次信道估计。载波频率  $f_c = 2\text{GHz}$ , 符号采样周期为  $10\mu\text{s}$ 。最大移动速度为  $160\text{km/hr}$ 。根据  $Q = 2 \lceil f_{\max} N T_s \rceil$ , 计算得到  $Q=2$ 。双选信道的产生方法类似于文献[4], 所有的信道系数  $h_{q,l}$  由独立的复高斯的随机变量产生。假设信道经过 7 条径 ( $L=6$ ) 的瑞利衰落信道, 信道各径延迟功率相同, 信道的总能量归一化。本文估计算法中等间隔放置的训练序列的个数  $M=3$ , 训练序列为长度  $N_p = 9$  的正交多相序列, 这样数据子块的长度  $N_s = 89$ 。系统采用的调制方式为 QPSK, 数据解调采用 mmse 均衡。仿真中的对比系统有文献[4]中的 zero-padding 模型, 还有采用 m 序列加循环前缀作为训练序列的系统, 令训练序列与数据子块信号幅度一样, 也就是峰均比近似为 1。m 序列的长度为 7, 优化训练序列长度为 9, 为了公平地比较优化训练序列和 m 序列, 令优化训练序列为  $[p(0), p(1), \dots, p(8)] \sqrt{7/9}$ , 这样保证两者训练序列能量一样。

**仿真 1** zero-padding 模型尽管被证明能够获得最大的信道容量的下界<sup>[4]</sup>, 但是由于训练序列的能量集中于中间一个符号, 面临很大的峰均比问题。从图 2 中可以看到在训练符号与数据符号等幅度, 即峰均比为 1 的情况下, 采用本文的优化训练序列, 信道估计的 MSE 比 zero-padding 方式有 8-9dB 的改善, 与通过式(10)计算得到的最小均方误差理论曲线完全重合, 这也验证了本文第 3 节理论分析的正确性。而如果采用 zero-padding 方式, 要想获得跟本文的训练序列一样的信道估计性能, 峰均功率比要提高为 7 倍, 这是由于虽然这两种方式在利用相同能量的训练符号估计信道时, 可以获得同样的信道估计性能, 但是本文训练序列把能量平均于整个训练序列, 而 zero-padding 方式训练序列把能量集中于中间的一个符号, 造成峰均比有很大的提高。另一条曲

线,  $m$  序列的长度为 7, 与优化训练序列能量一样, 也就是用于信道估计的能量是一样的。从图中可以看出采用优化训练序列比采用  $m$  序列进行信道估计的 MSE 性能大约有 2~3dB 的改善。如果设计的优化训练序列长度为  $K$ , 采用同样的训练符号总能量, 能获得和传统的 zero-padding 方式相同的 MSE 性能, 而系统的峰均比会有  $K$  倍的改善。改善所付出的代价是在时间上占用了一些带宽, 但是由于用于传递信息的能量不变, 而且通常训练序列长度占整个数据块比例较小, 因而, 有效传输速率的下降很小。

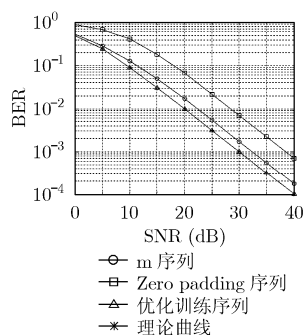


图2 不同训练序列的信道估计性能比较

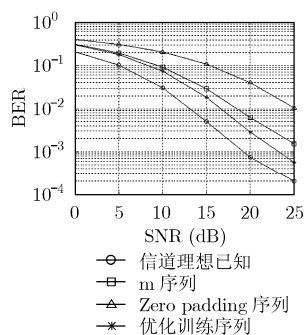


图3 采用MMSE均衡的误码率性能

**仿真 2** 图 3 给出了采用不同训练序列信道估计的误码性能比较。系统采用 QPSK 调制, 在获得信道估计后, 对带有循环前缀的数据子块进行 MMSE 均衡解调。图 3 显示优化训练序列比 zero-padding 方式误码率性能有很大改善。采用优化训练序列估计的系统, 相比  $m$  序列误码性能改善随信噪比增加有所提高, 在  $BER=0.001$  时, 有大约 3dB 改善。图中也给出了信道理想已知情况下的误码率曲线作为参考。

## 5 结束语

本文通过分析优化训练序列需要满足的条件, 提出一种基于理想自相关训练序列的双选信道估计方法, 训练序列包络恒定, 系统峰均比可以大大降低。同时, 本文证明了等间隔放置的理想自相关训练序列在训练序列总能量一定的条件下, 能够使信道估计获得最小的均方误差。仿真结果验证了本文提出的信道估计方法的有效性, 与传统的 zero-padding 方式信道估计相比, 在相同峰均比的情况下, 信道估计的 MSE 和系统的误码率性能有很大改善; 当设计的优

化训练序列长度为  $K$  时, 获得同样的信道估计性能, 系统峰均比相比 zero-padding 方式有  $K$  倍的改善, 付出的代价是训练序列占用了更多的带宽。

## 参考文献

- [1] Choi Y S, Voltz P J, and Cassara F A. On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 2001, 49(8): 1375-1387.
- [2] Schniter P. Low-complexity estimation of doubly selective channels. In Proc. IEEE Workshop Signal Processing Advances in Wireless Commun., Rome, Italy, June 15-18, 2003: 200-204.
- [3] Cavers J K. An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1991, 40(4): 686-693.
- [4] Ma Xiaoli, Giannakis G B, and Ohno S. Optimal training for block transmissions over doubly-selective wireless fading channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(5): 1351-1366.
- [5] Giannakis G B and Tepedelenlioglu C. Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of time varying channels. *Proc. IEEE*, 1998, 86(10): 1969-1986.
- [6] Tsatsanis M K and Giannakis G B. Equalization of rapidly fading channels: Self-recovering methods. *IEEE Trans. on Commun.*, 1996, 44(5): 619-630.
- [7] Suehiro N and Hatori M. Modulatable orthogonal sequences and their application to SSMA systems. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1988, 34(1): 93-100.

刘英男: 男, 1973 年生, 博士生, 研究方向为信道估计、MIMO-OFDM、自适应调制。

蒋伟: 男, 1974 年生, 讲师, 从事通信中的信号处理方面的研究工作。

姚春光: 男, 1975 年生, 博士生, 研究方向为卫星通信、编码调制理论。

梁庆林: 男, 1941 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为卫星通信、扩频通信、信道估计、MIMO。