

单载波频域均衡系统的一种新型导频方案

施婷婷,周世东,姚彦

(清华大学电子工程系微波与数字通信国家重点实验室,北京 100084)

摘要: 本文提出了一种全新的适合于单载波频域均衡系统信道估计的导频方案,并分析了其性能.方案通过哈达玛变换和交织实现导频插入,使得导频部分与数据部分即使在多径信道中也无相互间的串扰,从而便于用简便的方法获得准确的信道参数估计.理论分析和仿真结果表明,本文提出的方案系统开销较小,实现简单,且性能良好,有助于在多径时变无线信道中实现高效率的数据传输.

关键词: 信道估计;导频;单载波;频域均衡

中图分类号: TN929

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2004) 12A-109-05

A New Method of Pilot Arrangement for SC - FDE Systems

SHI Ting-ting, ZHOU Shi-dong, YAO Yan

(State Key Lab on Microwave & Digital Communications, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: This paper proposes a new method of pilot arrangement for channel estimation in Single-Carrier modulation with Frequency Domain Equalization (SC-FDE) systems, and analyzes its performance. The new method, which is based on Hadamard transform and interleaver, can eliminate cross interference between pilot and data part in severe multipath environment, and can achieve accurate channel parameters easily. Theoretical analyses and simulation results show that this scheme with low overhead and low implementation complexity has good performance in channel estimation, and it is suitable for mobile transmission with high spectrum efficiency even in time-varying multipath channel.

Key words: channel estimation; pilot; single-carrier modulation; frequency domain equalization

1 引言

近年来出现了一种结合单载波和正交频分复用 (OFDM) 技术优势的单载波频域均衡 (SC-FDE) 方案^[1]. 该系统与 OFDM 的最主要区别在于单载波频域均衡系统把 IFFT 模块从发射端移到了接收端, 由于发送的信号是时域的, 峰值平均功率比较低, 而且对相位噪声的敏感度也有所下降. 与传统单载波系统相比, 单载波频域均衡系统通过采用分块传输和加入循环前缀 (CP) 来去除符号间干扰 (ISI), 并用“FFT + 频域均衡 + IFFT”结构取代时域均衡, 增强了抗多径干扰能力, 降低了复杂度.

单载波频域均衡的良好系统性能依赖于接收端信道参数的准确估计. 在移动性较强的环境中, 单载波频域均衡系统的信道估计一般是靠在信号中插入已知的导频序列来进行的. 目前已有不少导频设计方案. 如可以将一部分传输块替换成已知的导频块, 但是该方案效率比较低, 在高速移动环境中导频开销太大. 文献[2]则在此基础上将一部分传输块替换成含有自带 CP 的部分导频和部分数据序列组成的传输块, 可以

减少一部分开销. 但在含导频的传输块不连续时, 导频 CP 与传输块的 CP 无法公用, 其开销也是比较大的.

事实上, 如果参考 WCDMA 等系统的码分导频辅助信道估计方案^[3,4], 则不需要额外的保护间隔, 减小了开销, 是一种开销最小的方案. 但是码分的数据和导频间在经过多径信道后会产生串扰. 在 3G 这样的干扰受限系统中, 这样的串扰一般是可以忽略的. 然而对于新一代的移动通信系统而言, 由于有很高的频谱效率要求, 对信道估计的准确性也提出了更高的要求, 而这种数据和引导信号间的串扰影响了信道估计精度, 并会直接影响到最高可达到的频谱效率.

因此希望找到一种既能达到象码分导频一样低的开销, 又能避免数据和导频发生串扰的导频插入方法. 为此, 本文提出了一种全新的导频插入方法, 通过简单的哈达玛变换和交织, 使得导频部分和数据部分即使在多径信道中也无相互间的串扰, 从而可以获得准确的参数估计.

本文第二部分给出单载波频域均衡系统模型和信道模型; 第三部分介绍传统的码分导频方法和新型的导频插入方法以及基于该方法的信道估计; 第四部分对本文提出的信道

估计方法进行性能分析,并给出仿真结果;最后是结论部分.

2 系统模型

2.1 发射机模型

单载波频域均衡系统发射机的基带模型如图 1(a) 所示. 二进制数据通过编码映射,插入导频以后,形成长度为 N 的传输块. 记第 j 个传输块的发送信号为 $s^{(j)} = [s_0^{(j)}, s_1^{(j)}, \dots, s_{N-1}^{(j)}]$, $s_i^{(j)}$ 表示第 j 块的第 i 个发送符号. 给每个传输块加上长度为 N_{CP} 的循环前缀,送入信道.

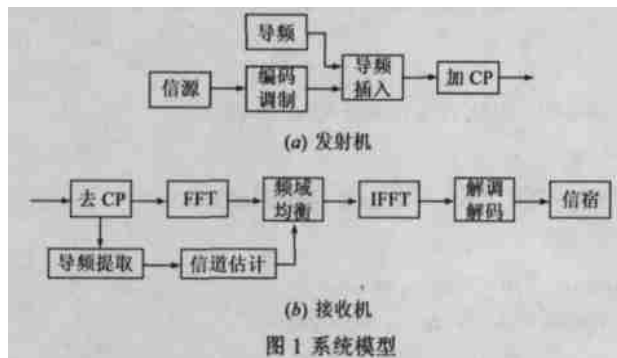


图 1 系统模型

2.2 信道模型

多径衰落信道的离散冲击响应可以表示成

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,n} (n-l), h_{l,n} \quad C \quad (1)$$

信道的最大时延不超过 L 个采样周期, $h_{l,n}$ 是第 l 径在 n 时刻的衰落因子.

在多普勒频偏较小时,可以认为信道是准静止的,也就是信道参数 $h_{l,n}$ 在一个传输块内的是基本相同的,可记为 h_l .

2.3 接收机模型

单载波频域均衡系统接收机的基带模型如图 1(b) 所示. 去掉 CP 之后,提取导频信息进行信道估计,并对每个传输块变换到频域进行均衡后恢复到时域,解调解码后就得到接收比特信息.

接收机接收到的信号可以写成,

$$r(n) = s(n) * h(n) + w(n) \quad (2)$$

其中 $*$ 表示卷积, $s(n)$ 是发送信号, $w(n)$ 是加性高斯白噪声, 方差为 σ^2 .

与 OFDM 系统一样,只要 CP 的长度 N_{CP} 不小于信道最大时延 L ,就可以认为传输块间没有干扰,则第 j 个传输块接收信号 $r^{(j)}$, 为该传输块发送信号 $s^{(j)}$ 和信道冲击响应 h 的循环卷积,略去标号 (j), 有 $r = s \circledast h + w$,

其中 \circledast 表示循环卷积. 在频域上接收信号则为发送信号和信道响应的乘积.

进行均衡时,先用 FFT 把接收信号 r 变到频域,乘上均衡因子 G , 然后用 IFFT 恢复出发送的时域信息 s 的接收值 \tilde{s} . 其中均衡器系数 G 是信道参数 \hat{h} 的函数,可以根据一定的均衡算法得到,如迫零算法 (ZF)、最小均方误差算法 (MMSE) 等.

3 导频辅助信道估计方案

3.1 传统码分导频方案

传统码分导频辅助信道估计用一个码道传导频,其它码

道传送数据,发送的导频块格式如图 2(a) 所示. 扩频因子为 K ,导频和数据共占用了 P 个码道 ($P > K$). 其信道估计利用本地加扰的导频序列与接收信号进行相关匹配滤波获得多径参数. 再利用导频块的信道频域响应插值得到所有传输块的频域响应.

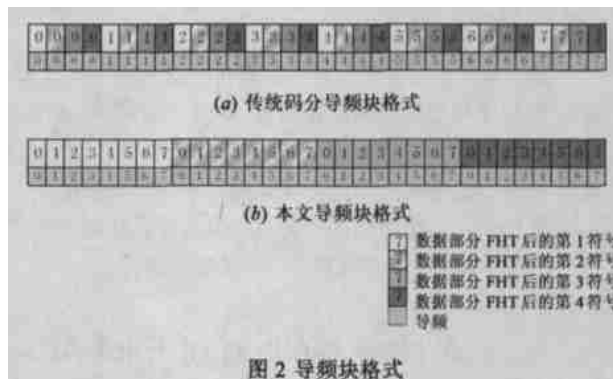


图 2 导频块格式

使用传统码分导频时,导频开销占导频块的 $1/K$,导频块是否连续并不影响导频块中开销的比例. 但是由于导频码道和数据码道之间在多径信道下失去了正交性,导频和数据之间就会产串扰,影响信道估计的精度.

3.2 新型导频方案

本文提出了一种全新的导频插入方案,采用哈达玛变换实现传统码分方案的扩频,并在此基础上进行矩形交织,消除了导频与数据间的串扰,从而可以获得准确的信道参数估计. 其导频块格式如图 2(b) 所示;导频插入过程如图 3(a) 所示.

让传输块长度 N 为导频长度 M 的 K 倍, K 是 2 的幂次,则导频块中可以传输的数据长度为 $(K-1) * M$. 先把导频序列 $p = [p_0, p_1, \dots, p_{M-1}]^T$ 跟数据序列 $d = [d_0, d_1, \dots, d_{M(K-1)-1}]^T$ 进行复接,得到

$$x = [x_0, x_1, \dots, x_{M-1}]^T, \quad (4)$$

其中 $x_i = [p_i, d_{i(K-1)}, d_{i(K-1)+1}, \dots, d_{i(K-1)+K-2}]$, $i = 0, 1, \dots, M-1$.

然后依次对 x_i 进行快速哈达玛变换 (FHT), 即乘以哈达玛矩阵 F_K , 得到

$$y_i^T = [y_{i,0}, y_{i,1}, \dots, y_{i,K-1}]^T = F_K x_i^T \quad (5)$$

F_K 是单位正交阵,为

$$F_K = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} F_{K/2} & F_{K/2} \\ F_{K/2} & -F_{K/2} \end{bmatrix}, \text{ 其中 } F_1 = [1]. \quad (6)$$

由于 F_K 的第一列元素同为 $1/\sqrt{K}$, 因此 FHT 后形成的 K 个 chip 中的导频分量是相同的. FHT 后所得序列为

$$y = [y_0, y_1, \dots, y_{M-1}]^T. \quad (7)$$

将该序列送入 M 行 K 列的矩形交织器, 逐行写入, 逐列读出. 得到交织后的传输块

$$s = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}]^T \\ = [y_{0,0}, y_{1,0}, \dots, y_{M-1,0}, y_{0,1}, y_{1,1}, \dots, y_{M-1,1}, \dots, \\ y_{0,K-1}, \dots, y_{M-1,K-1}] \quad (8)$$

该方案采用哈达玛变换和交织, 实现了导频和数据的分离. 这种分离在频域上的表现满足如下定理.

定理 1 发送数据块 s 的频域信息 S 中, K 整数倍频点

$S_{mK}, m=0,1, \dots, M-1$, 上只有导频信息, 没有数据信息 (证明见附录 A)。

同样可以证明其他频点上只有数据信息, 没有导频信息。

3.3 新型方案的导频提取和信道估计

新型方案的导频提取基于如下定理。

定理 2 接收导频块 $r = [r_0, r_1, \dots, r_{N-1}]^T$ 平分成 K 段, 迭加并乘上因子 $1/\sqrt{K}$, 所得的 $q = [q_0, q_1, \dots, q_{M-1}]^T$ 满足

$$q = p \odot h + w, \quad (9)$$

其中 \odot 表示循环卷积, p 是原始导频序列, h 是信道响应, w 与信道加性高斯白噪声 w 同分布 (证明见附录 B)。

可见, 尽管多径引入了符号间串扰, 但分段相加得到的导频信息 q 中并不存在数据分量, 实现了导频与数据的分离。把提取的导频信息 q 和原始导频信息 p 通过频域相除的方法解循环卷积, 可以得到信道的冲击响应 h 的估计值 \hat{h} 。对 \hat{h} 补零后做 N 点 FFT, 就得到该导频块的信道频域响应 \hat{H} 。在此基础上可以通过一定的插值算法得到所有传输块的频域响应, 完成信道估计。导频提取和信道估计过程如图 3(b) 所示。

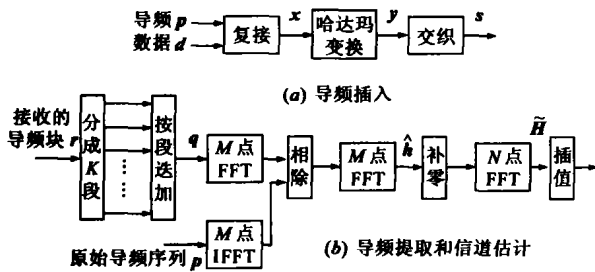


图 3 新型导频插入和信道估计方案

4 性能分析和仿真

本文提出的导频辅助信道估计方法, 导频开销占导频块的 $1/K$, 导频块是否连续并不影响导频块中开销的比例, 且各导频块可以用不同的导频序列, 因此可以认为该方法的开销与传统码分导频相同, 低于时分导频方法。快速哈达玛变换的运算量较小, 因此该方法的实现复杂度与时分导频方法基本相当。

在准静态多径信道中, 式 (9) 在频域上表现为多径的影响等于发送信号乘上信道的频率响应, 即

$$Q_m = P_m \times H_{km} + W_{km}, m=0,1, \dots, M-1. \quad (10)$$

则用本文方法得到的对导频频点信道估计的均方误差为

$$MSE_H = E[|H_{km} - Q_m/P_m|^2] = P_w/P_p \quad (11)$$

其中 P_p 为导频符号的平均功率, $P_w = \sigma^2$ 为噪声功率。

在导频和数据等功率发送时, 有 $MSE_H = 1/SNR$ 。在信噪比较低的情况下, 可以通过提高导频功率来增加信道估计的准确度。

而在时变多径信道中, 由于多普勒效应, 式 (10) 中的 w 除了方差为 σ^2 的高斯白噪声之外还包括频率之间的干扰 (ICI), 其功率为 P_{ICI} 。可以参考 OFDM 系统中 ICI 影响的分析^[7] 得到

$$P_{ICI} = \frac{1}{12} (2 f_d T_s)^2 P_S, \quad (12)$$

其中 f_d 是最大多普勒频移, T_s 是一个传输块持续的时间, 是干扰信号的信道增益, β 。则对导频频点信道估计的均方误差为

$$MSE_H = \frac{1}{SNR} + \frac{1}{12} (2 f_d T_s)^2 \quad (13)$$

在根据导频频点的信道估计值通过变换域插值得到所有频点的信道估计信息时, 没有信息的损失, 因此得到的整个信道的参数估计性能与导频频点的一致, 也满足式 (13)。可见影响信道估计精度的因素主要是信噪比、多普勒频偏和传输块周期。

为了验证上面对信道估计性能的分析, 对采用本文提出的新型导频辅助信道估计方案的单载波频域均衡系统进行了仿真。系统参数如表 1 所示。仿真时采用的信道模型是 COST207 多径瑞利衰落模型^[8], 其多径分布如表 2 所示。

表 1 系统仿真参数

| 载频 | 3GHz | Chip 率 | 10MHz |
|---------------|----------|----------|---------|
| 传输块长 N | 1024chip | CP 长度 | 128chip |
| 传输块周期 (不含 CP) | 102.4μs | 对抗最大时延 | 12.8μs |
| 导频长度 M | 128chip | 扩频因子 K | 8 |

表 2 多径分布

| 径编号 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|-------------|---|---|----|----|----|----|
| 时延 (us) | 0 | 2 | 4 | 6 | 8 | 10 |
| 平均相对衰减 (dB) | 0 | 6 | 12 | 18 | 24 | 30 |

图 4 所示是在 $f_d \times T_s$ 分别为 0.01, 0.05, 0.1 三种情况下, 信道估计的均方误差 MSE 随信道信噪比 SNR 的变化。图中的虚线是式 (13) 的理论上限; 实线是实际仿真的结果。可见实际的信道估计误差确实低于理论上限。本文提出的导频辅助信道估计方案能够较准确地进行信道估计, 不过随着多普

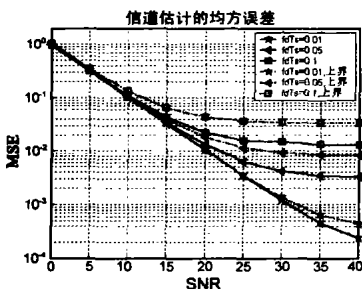


图 4 信道估计的均方误差

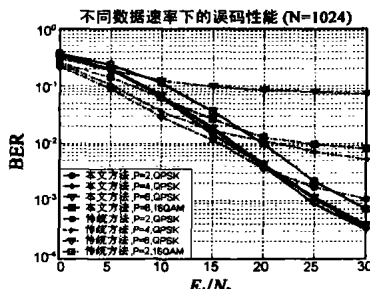


图 5 不同数据速率下的误码性能

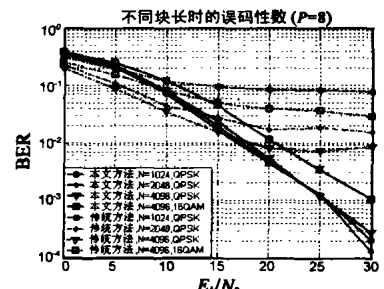


图 6 不同传输块长度时的误码性能

勒效应影响的增大,信道估计的性能有所下降.

由式(13)及图4的仿真结果可知,可以把多普勒效应对信道估计精度的影响转化为噪声的影响,因此下面的仿真在多径分布如表2的 COST207 模型的准静态多径信道中进行.

图5是在不同的码道占用数 P 的情况下,应用了本文所提方案与传统码分导频信道估计方案的单载波频域均衡系统的误码性能对比. 仿真采用的系统参数如表1所示,采用 QPSK 和 16QMA 调制. 所有 K 个码道中,有一个码道是导频, $P-1$ 个码道是与导频同等功率的数据,其他码道功率为 0. 从仿真结果可以看出,传统码分导频在使用的码道数较少(频谱利用率很低)时性能较好,然而随着传送数据的码道数增加(频谱效率提高),由于受数据的干扰,误码率上升明显. 而本文中提出的方法导频和数据相互隔离,可以保持在调制方式不变的情况下,误码率不随频谱效率变化而变. 特别是在采用 16QAM 调制后,本文方法的误码性能远优于传统方法. 可见本方法在未来高频谱效率的条件下的明显优势.

由于在上述仿真对比中采用的均衡方式相同,传统方式的性能损失主要来自于参数估计的误差. 误差的主要来源是相关结果中来自数据部分的干扰,当然这个干扰可以通过增加块长(相当于增加导频码相关长度)来减少. 图6是在所有码道都传数据时,保持导频比例不变,选取不同的块长 N ,分别采用本文方案和传统码分导频方案的误码性能. 仿真采用的 chip 率、CP 长度和导频比例如表1所示. 从仿真结果可以看出,传统码分导频信道估计方法可以通过增加相关长度来提高估计精度,但相关长度过长会导致抵抗多普勒效应的能力下降. 而本文提出的信道估计方法只要导频长度不小于信道时延,都能得到较好的误码性能.

5 结论

本文提出了一种适用于单载波频域均衡的新型导频插入方法,采用简单的哈达玛变换和交织,成功地避免了多径信道中数据和导频间的串扰. 基于该导频的信道估计,系统开销很小,精度较高,而且方法简单,易于实现.

理论分析和仿真结果表明,即使在恶劣的时变多径信道情况下,本导频辅助信道估计方案也能够有效地进行信道估计. 与传统的码分导频插入信道估计方法相比,采用本文所提方案的系统,不受数据干扰,对导频码的相关性也没有特殊要求,而且其误比特率性能有很大的提高.

附录 A 定理 1 的证明

证: 发送数据块的频域信息 S 中, K 整数倍频点 S_{mK} , $m = 0, 1, \dots, M-1$, 满足:

$$\begin{aligned} S_{mK} &= \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{-j2\pi mnK/N} = \sum_{n=0}^{M-1} \left(\sum_{k=0}^{K-1} S_{n+kM} \right) e^{-j2\pi mn/M} \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} \left(\sum_{k=0}^{K-1} y_{n,k} \right) e^{-j2\pi mn/M}, \end{aligned} \quad (A1)$$

其中

$$y_{n,k} = \sum_{k=0}^{K-1} \left(\sum_{i=0}^{K-1} F_{k,i} x_{n,i} \right) = \sum_{i=0}^{K-1} x_{n,i} \left(\sum_{k=0}^{K-1} F_{k,i} \right) \quad (A2)$$

根据哈达玛矩阵的正交性,有

$$F_{k,i} = \begin{cases} \sqrt{K} & i=0 \\ 0 & 1 \leq i \leq K-1 \end{cases} \quad (A3)$$

把式(A2)、式(A3)代入式(A1),得到

$$S_{mK} = \sum_{n=0}^{K-1} x_{n,0} e^{-j2\pi mn/M} = \sum_{n=0}^{M-1} p_n e^{-j2\pi mn/M}. \quad (A4)$$

因此 K 整数倍频点 S_{mK} 上只有导频信息,没有数据信息.

附录 B 定理 2 的证明

证: q 中的元素 q_m , $m = 0, 1, \dots, M-1$, 为:

$$q_m = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} r_{kM+m}. \quad (B1)$$

由式(3),有 $r_m = \sum_{l=0}^{L-1} h_l S_{(m-l)_N} + w_m$, 其中 $(m-l)_N$ 为 $m-l$ 模 N 的余数,则

$$\begin{aligned} q_m &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} \left(\sum_{l=0}^{L-1} h_l S_{(kM+m-l)_N} + w_{kM+m} \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \left(\sum_{k=0}^{K-1} y_{(m-l)_M,k} \right) + \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} w_{kM+m}. \end{aligned} \quad (B2)$$

记 $w_m = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} w_{kM+m}$, 由于 w 是均值为零,方差为 σ^2 的高斯白噪声,则 w_m , $m = 0, 1, \dots, M-1$, 是均值为零,方差为 σ^2 的高斯信号.

把式(A2)、式(A3)代入式(B2)得到

$$q_m = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x_{(m-l)_M,0} + w_m = \sum_{l=0}^{L-1} h_l p_{(m-l)_M} + w_m. \quad (B3)$$

因此 q 就是导频序列 p 和信道冲击响应 h 循环卷积的结果,即

$$q = p \odot h + w \quad (B4)$$

参考文献:

- [1] Falconer D, Ariyavittakul S L, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems [J]. Communications Magazine, IEEE, 2002, 40(4): 58-66.
- [2] Ariyavittakul S L, Benyamir-Seeyar A, et al. White Paper: Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems [EB/OL]. <http://www.sce.carleton.ca/bbw/papers/Ariyavittakul.pdf>
- [3] 3GPP TS 25.211 v5.5.0 Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (R5) [S]. Sep 2003.
- [4] 3GPP TS 25.213 v5.4.0 Spreading and modulation (FDD) (R5) [S]. Sep 2003.
- [5] Coleri S, Ergen M, et al. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems [J]. Broadcasting IEEE Trans, 2002, 48(3): 223-229.
- [6] Chang Ming-Xian, Su Yu T. Performance analysis of equalized OFDM systems in Rayleigh fading [J]. Wireless Communications, IEEE Trans, 2002, 1(4): 721-732.
- [7] Ye Li, Cimini L J. Bounds on the interchannel interference of OFDM in time-varying impairments [J]. Communications, IEEE Trans, 2001, 49(3): 401-404.
- [8] Commission of the European Communities. Digital Land Mobile Radio Communications-COST 207 [R]. Luxembourg, Belgium: ETSI Official

Publications, 1989.

- [9] Morelli M, Mengali U. A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems[J]. Signal Processing, IEEE Trans, 2001, 49(12):3065 - 3073.
- [10] Gusmao A, Dinis R, et al. On frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications[J]. Communications, IEEE Trans on, 2003, 51(7):1029 - 1033.
- [11] Seog Geun Kang, Yong Min Ha, et al. A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications[J]. Broadcasting, IEEE Trans, 2003, 49(2):142 - 149.

作者简介:



施婷婷 女,浙江省东阳市人,1979年8月出生,2001年获清华大学电子工程系学士学位,同年保送至清华大学电子工程系直接攻读博士学位,目前的主要研究方向为:无线及个人移动通信技术。



周世东 男,1991年和1994年于东南大学分别获学士和硕士学位,1998年于清华大学获博士学位,现为清华大学电子系副教授,主要研究领域为:移动通信扩频技术,编码与调制和通信系统仿真。



姚彦 男,1938年生于浙江省兰溪,1962年毕业于清华大学无线电电子学系,长期在清华大学供职,现为清华大学电子工程系教授,博士生导师,微波与数字通信国家重点实验室主任,无线电电子学研究所副所长,全国高技术重点图书通信技术领域编审委员会委员,中国通信学会微波与卫星通信专业委员会委员,中国通信学会国际学术工作委员会委员,中国通信学会会士,中国电子学会高级会员,IEEE高级会员。