

MIMO 系统中级联训练序列的频偏估计性能分析

吕卓, 李建东, 刘尧

(西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室信息科学研究所, 陕西西安 710071)

摘要: 在 MIMO 频率选择性衰落信道下, 使用级联训练序列是解决频偏估计中相位模糊问题的方法之一. 级联训练序列由若干个短序列和若干个长序列组成. 短序列是为了获得更大的估计范围而长序列是为了获得更高的估计精度. 本文利用克拉美罗下界(Cramer-Rao Lower Bound, CRLB)作为衡量标准分析了级联训练序列的频偏估计性能, 推导了级联训练序列的均方误差公式, 得到了级联训练序列的性能渐进等于长序列的估计性能, 并且证明了事实上最优的级联训练序列结构并不是目前广泛采用的级联结构, 而是将整个序列全部分割成短序列. 最后通过仿真验证了理论分析的结果.

关键词: MIMO; 频偏估计; 训练序列; 克拉美罗下界

中图分类号: TN919 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 6A-152-05

Performance of Concatenated Training Sequences for Frequency-Offset Estimation in MIMO Systems

LV Zhuo, LI Jian-dong, LIU Yao

(Information Science Institute, State Key Laboratory of ISN, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: Using concatenated training sequences for frequency-offset estimation is one of the solutions to the problem of phase ambiguity over MIMO frequency-selective fading channels. A concatenated sequence consists of short sequences for coarse estimation and long sequences for fine estimation. In this paper, we use the Cramer-Rao Lower Bound(CRLB) as a metric to analyze the performance of concatenated training sequences. It is shown that the performance of a concatenated training sequence is asymptotically equal to that of the long sequences. Furthermore, we show that the optimal concatenated training structure that minimizes the threshold and the CRLB is just dividing the complete sequence into the shortest blocks without long blocks. Finally, numerical results validate our analysis.

Key words: MIMO; frequency-offset estimation; training sequence; Cramer-Rao Lower Bound

1 引言

在一个实际的无线链路中, 由于多普勒频移和晶体振荡器本身的频率偏差, 发射机和接收机之间的载波频率偏差(Frequency-offset, FO)是不可避免的. 所以频偏估计是无线通信参数估计领域中的一个重要研究方向.

目前有大量的文献研究了频偏估计的方法, 比如利用信号本身特性的盲估计方法^[1,2]、基于导频的最大似然(Maximum-likelihood, ML)方法^[3]和一些对训练序列做特殊设计的低复杂度方法^[4]. 在一般的无线通信领域中, 基于导频的方法仍然是研究的主要方向.

由于 ML 方法能够渐进达到克拉美罗下界(Cramer-Rao Lower Bound, CRLB)^[5], 所以 ML 频偏估计是渐进最

优的估计方法, 同时 ML 频偏估计能够达到最大的估计范围 $(-\pi, \pi)$. 但是一般地说, ML 方法的复杂度过高, 是一个一维或者多维的搜索问题, 所以现实的接收机不可能使用 ML 方法来估计频偏. 因此, 各国学者对低复杂度的频偏估计算法做了大量的研究(例如: 文献[3]和文献[4]), 并且也指出了周期性训练序列(即由若干相同的子序列组成的训练序列)能够有效地降低估计的复杂度, 因此目前绝大部分频偏估计方法都是基于周期性训练序列的. 例如: Morelli 和 Mengali(MM)在文献[3]中提出了一种称作 ad hoc 的频偏估计方法, 利用多个相同的训练子块来进行频偏估计, 同时他们证明了这种 ad hoc 方法能够渐进达到 CRLB. Minn 和 Xing 在文献[6]中利用最优线性无偏估计(Best Linear Unbiased Estimation,

收稿日期: 2007-06-14; 修回日期: 2007-10-22

基金项目: 国家杰出青年科学基金(No. 60725105); 国家自然科学基金重大项目(No. 60496316); 国家自然科学基金(No. 60572146); 高等学校博士学科点专项科研基金(No. 20050701007); 高等学校优秀青年教师教学科研奖励计划; 教育部科学技术研究重点项目(No. 107103)

BLUE)的准则提出了几种基于周期性训练序列的低复杂度的方法.这些低复杂度的方法都是通过比较前后两个相同训练符号的相位来进行频偏估计的.但是由于受到相位模糊问题的影响,与 ML 方法相比,它们的估计范围都受到了限制到了

$$\omega \in \left(-\frac{\pi}{N}, \frac{\pi}{N}\right)$$

其中 N 是周期性训练序列中子块的长度.因此如何提高低复杂度方法的估计范围是一个重要的研究方向.文献[7]提出了基于似然距离的频偏估计器来获得大的频偏估计范围,但是本质上仍然是最大化接收信号的似然函数,计算复杂度较高.为了获得较大的估计范围同时保证较低的复杂度,目前的主要手段是采用级联训练序列(Concatenated training sequences).级联训练序列是由短周期性训练序列和长周期性训练序列组成.短训练序列由于长度较小,所以能够获得一个较大的估计范围,也被称为频偏的粗估计.经过粗估计校正后,可以认为系统现在仅存在一个很小的频偏,然后再用长训练序列进行细估计.级联训练序列被广泛地应用于无线通信系统标准中,如 IEEE802.11a/g、IEEE802.16 和 IEEE802.22 草案.显然使用级联训练序列是一种直观的方法,减小训练序列长度 N 能够获得较大的频偏估计范围,然而 N 的减小意味着数据的减少,这样估计的性能就会受到影响.所以有必要在后级增加多个 N 较小的序列或者增加一个长训练序列来使总序列的长度变长,从而提高估计的精度.

目前还没有文献系统地分析这种级联训练序列的性能.本文不仅会分析级联训练序列的性能,同时还将考虑一个重要而又有现实意义的问题:如果级联训练序列的总长度一定,即规定训练的开销一定,如何在这个定长内分配短序列和长序列的个数?显然,如果短序列的个数变多了,那么就会影响长序列的估计精度;而另一方面,如果短序列很少,那么粗频偏估计就可能非常不精确,这样可能导致纠正的频偏还没有落在长序列的估计范围之内,继而导致整个细频偏估计的失败.本文的结构如下:第二部分给出 MIMO 系统频偏估计的数学模型和频偏估计的 CRLB,第三部分分析级联训练序列的频偏估计性能和最优级联训练序列的结构.第四部分给出仿真结构,最后得出结论五.

2 数学模型

考虑一个具有 N_t 根发射天线、 N_r 根接收天线,频偏为 ω 的 L 径 MIMO 频率选择性衰落信道模型.由于级联训练序列由若干个长周期性序列和若干个短周期性训练序列组成,所以先考虑一个周期性训练序列的频偏估计性能.假设整个序列由一个长度为 $L-1$ 的循环

前缀和 B 个长度为 N 的子序列组成,则接收端丢弃循环前缀后,在第 j 根接收天线上的 t 时刻的接收到的第 k 个子序列的信号为:

$$y_j^{(k)}(t) = e^{j(kN+t)\omega} \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,j,l} x_i(t-l) + n_j^{(k)}(t) \quad (1)$$

其中 $h_{i,j,l}$ 是在第 i 根发射天线到第 j 根接收天线之间第 l 个路径增益, $x_i(t)$ 是第 i 根发射天线上在第 k 个子块时发射的训练符号(由于是周期性序列,所以下标 k 省略), $n_j^{(k)}(t)$ 是方差为 σ^2 的高斯白噪声.

频偏估计的性能既受到训练序列的影响也受到具体选用的估计器的影响.而本文的目的是为了分析级联训练序列的频偏估计性能,由于 CRLB 是任何无偏估计器的理论下界[5],很多估计器(例如 MM 估计器[3])能够渐进达到 CRLB,而且 CRLB 仅与训练序列有关,所以用分析训练序列的 CRLB 来衡量训练序列的性能是合理的,并且不受选用的估计器的影响.因此这里将采用 CRLB 来分析级联训练序列的性能.根据信号的数学模型(1)和文献[10],其频偏估计 CRLB 可以近似表示为:

$$\text{CRLB}\{\omega | \mathbf{h}\} \approx \frac{6\sigma^2}{N^2 B(B-1) \|\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{X}\} \mathbf{h} \|^2} \quad (2)$$

其中 \otimes 表示 Kronecker 积, \mathbf{X} 是训练序列, $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_{N_t}]$, 同时有

$$\mathbf{X}_i = \begin{bmatrix} x_i(0) & x_i(-1) & \cdots & x_i(1-L) \\ x_i(1) & x_i(0) & \cdots & x_i(2-L) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x_i(N-1) & x_i(N-2) & \cdots & x_i(N-L) \end{bmatrix} \quad (3)$$

\mathbf{h} 是所有信道增益叠成的列向量,即:

$$\mathbf{h} = [h_{1,1,0}, h_{1,1,1}, \dots, h_{1,1,L-1}, h_{2,1,0}, h_{2,1,1}, \dots, h_{2,1,L-1}, \dots, h_{N_t,N_t,0}, h_{N_t,N_t,1}, \dots, h_{N_t,N_t,L-1}]^T \quad (4)$$

下面选择训练序列 \mathbf{X} 满足如下关系:

$$\mathbf{X}^H \mathbf{X} = N \mathbf{I}_{N_t L} \quad (5)$$

选择训练序列满足式(5)的原因是:(1)由文献[3]可知,满足式(5)的训练序列可以在独立同分布的 Rayleigh 衰落信道中使频偏估计的平均 CRLB 最小.(2)由文献[11,12]可知,满足式(5)的训练序列同样使信道 ML 估计的均方误差(Mean-squared error, MSE)最小.(3)满足式(5)的序列很容易构造,例如文献[13].

代入式(5)到式(2)得到:

$$\text{CRLB}\{\omega | \mathbf{h}, \mathbf{X}^H \mathbf{X} = N \mathbf{I}_{N_t L}\} \approx \frac{6\sigma^2}{N^3 B(B-1) \|\mathbf{h}\|^2} \quad (6)$$

式(6)就是作为本文衡量周期性训练序列频偏估计性能的标准.

3 级联训练序列的性能分析

在许多无线通信标准(例如 IEEE802.11g)中,级联

训练序列分为两个部分:第 1 部分由 B_1 个长度为 N_1 的短子块组成,第 2 部分由 B_2 个长度为 N_2 的长子块组成($N_2 > N_1$).根据式(6),这两部分的 CRLB 分别是:

$$C_1 \approx \frac{6\sigma^2}{N_1^3 B_1 (B_1^2 - 1) \|\mathbf{h}\|^2} \quad (7)$$

和

$$C_2 \approx \frac{6\sigma^2}{N_2^3 B_2 (B_2^2 - 1) \|\mathbf{h}\|^2} \quad (8)$$

假设现在采用某个范围受限的估计器来估计这两部分的训练序列,由于受到了相位模糊问题的影响,第 1 部分和第 2 部分的估计范围分别受到 $(-\pi/N_1, \pi/N_1)$ 和 $(-\pi/N_2, \pi/N_2)$. 令频偏 ω 落在 $(-\pi/N_1, \pi/N_1)$ 内,这样频偏能够被第 1 部分正确地估计. 经过粗估计以后,假设估计方法是一个优效估计(一个无偏估计达到 CRLB 就是优效估计,许多方法,如 MM 方法,都可以达到 CRLB,所以这个假设是合理的,且并不限制了估计方法),则估计的误差可以认为是一个高斯误差,且均值为真实值 ω , 方差为 CRLB C_1 . 经过频偏校正,残留频偏 ω_e 就可以认为是均值为 0 方差为 C_1 的高斯随机变量,即有 $\omega_e \sim N(0, C_1)$.

第 2 部分是利用长训练序列的细估计,与第 1 部分的估计独立,仅仅将残留频偏 ω_e 认为是一个未知的参数,重新估计 ω_e . 假设细估计方法也是一个优效估计. 如果 ω_e 在细估计的估计范围之内,即 ω_e 落在 $R_{in} = (-\pi/N_2, \pi/N_2)$ 的范围之内,那么最后估计的 MSE 就是 C_2 ; 而如果 ω_e 在细估计的估计范围之外,即 ω_e 落在 $R_{out} = \bar{R}_{in}$ 的范围之内那么由于相位模糊, MSE 将急剧增加. 由于残留频偏满足高斯分布, $\omega_e \sim N(0, C_1)$, 所以平均意义上,第 2 部分的估计 MSE 可以近似表示为

$$\text{MSE} \approx \int_{\omega \in R_{in}} C_2 f(\omega) d\omega + \int_{\omega \in R_{out}} \omega^2 f(\omega) d\omega \quad (9)$$

其中

$$f(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi C_1}} \exp\left(-\frac{\omega^2}{2C_1}\right) \quad (10)$$

通过计算可以得到:

$$\int_{\omega \in R_{in}} C_2 f(\omega) d\omega = C_2 \left(1 - 2Q\left(\frac{\pi}{N_2 C_1}\right)\right) \quad (11)$$

和

$$\int_{\omega \in R_{out}} \omega^2 f(\omega) d\omega = C_1 Q\left(\frac{\pi}{N_2 C_1}\right) + \frac{\sqrt{2C_1\pi}}{2N_2} e^{-\pi^2/(2C_1 N_2^2)} \quad (12)$$

所以级联训练序列的 MSE 性能为:

$$\text{MSE} \approx C_2 + \frac{\sqrt{2C_1\pi}}{2N_2} e^{-\pi^2/(2C_1 N_2^2)} + (C_1 - C_2) Q\left(\frac{\pi}{N_2 C_1}\right) \quad (13)$$

由式(13),分析可以得到以下结果:

1) 在足够高的信噪比(SNR)下,式(13)中第 2 项和第 3 项是第 1 项的高阶无穷小,所以整个级联训练序列的性能渐进等于 C_2 ,即整个估计精度仅取决于细估计的精度. 要提高级联训练序列的渐进性能只需要增加长序列的长度即可.

2) 在低 SNR 下,式(13)中第 2 项和第 3 项将会明显地大于第 1 项,所以导致 MSE 急剧上升,产生门限效应. 而对于一个给定的级联训练序列,计算其门限值大小是具有现实意义的. 所以在实际设计级联训练序列中,可以通过式(13)来估算其门限值.

3) 由于整个分析都是通过 CRLB 进行的,所以可以认为式(13)是级联训练序列性能的下界.

产生门限效应的原因是粗估计的准确度并不能保证残留频偏落入细估计的估计范围之内. 提高用于粗估计的短序列个数可以提高估计的准确度,但是相应长序列的数目就会减少,而整个级联序列渐进性能仅受长序列的影响,所以如果整个级联序列长度一定,从直观上可以感觉到可能存在一个最优的选择来兼顾门限效应和渐进性能.

事实上,我们发现存在一个完美的选择. 而且仅需要考察单个周期性训练序列的性能,假设一个周期性训练序列由 B 个长度为 N 的子块构成,则其 CRLB 为

$$C \approx \frac{6\sigma^2}{N^3 B (B^2 - 1) \|\mathbf{h}\|^2} \quad (14)$$

现今总长度 $V = NB$ 一定,则式(14)写为

$$C \approx \frac{6\sigma^2}{V^3 (1 - B^{-2}) \|\mathbf{h}\|^2} \quad (15)$$

可以观察到; V 一定,式(15)和 B 成反比,和 N 成正比,所以 B 越大, N 越小,式(15)越小,整个序列估计性能越好. 即将一个序列划分得尽可能多,子块长度尽可能小会使这个序列的估计性能最好(由于 B 越大,式(15)中的 $1 - B^{-2}$ 逐渐趋近于 1,所以性能不会有明显提高). 而同时子块长度 N 尽可能小会使估计范围变得最大. 所以对于一个长度 V 一定的训练序列,获得最大的估计范围和最优的估计性能不矛盾. 如果要在一个定长下再划分短序列和长序列($V = N_1 B_1 + N_2 B_2$),还将导致门限效应,并且其渐进性能仅仅等于长度为 $N_2 B_2 < V$ 的长序列性能. 所以最优的级联训练序列结构是非级联而将这个序列划分得尽可能多,这种情况下能够达到最优的渐进性能,最大的估计范围和最小的门限. 这里关于最小的门限要说明的是:级联时的门限效应主要是由于残留频偏没有落入细估计的估计范围之内引起的. 非级联时没有这种情况,但是由于估计器在低信噪比下本身的非线性特性,门限效应仍然存在,但是会比级联时小很多.

级联训练序列被广泛地使用在无线通信标准中,

比如 IEEE802.11g 就采用 3 个短序列(10 个短序列中只有最后 3 个是用于频偏估计的)和 2 个长序列来进行频偏估计. 经过本文的分析, 可以发现在给定长度下, 最优的级联训练序列结构是非级联而将整个序列划分得越短越好. 该结论的直观结果是直接发送一个全 1 的训练序列, 但是使训练序列满足式(5)的必要条件是 $N \geq N_i L$, 所以将一个周期性训练序列划分到长度为 $N_i L$ 的最短子块是最优的选择. 此时仅需要第 1 部分的估计即可, 即其性能等于 C_1 , 而不能采用式(13)来衡量其性能. 要注意的是本文的分析是基于 CRLB 的, 即是在分析性能下界, 所以对于是否有一个具体的估计方法来达到 CRLB 不是这里要探讨的问题.

4 仿真实验

下面通过仿真来说明推导和分析得到的结果. 仿真中频偏 $\omega = \pi/9$, 级联训练序列由 $B_1 = 2$ 个长度为 $N_1 = 6$ 的短子块和 $B_2 = 2$ 长度为 $N_2 = 40$ 的长子块组成. 采用 MM 估计器来进行频偏的粗估计和细估计. 图 1 显示了一个在 $(N_1 = 2, N_2 = 3, L = 3)$ 的 MIMO 频率选择性衰落信道下, 理论推导得出的 MSE 下界(式(13))和仿真中采用 MM 估计器得到的 MSE 的比较.

图 1 可以看出, 在高信噪比下, 理论下界曲线和仿真曲线重合, 所以推导的下界(式(13))是一个紧密的下界. 但是在低信噪比下, 理论下界和仿真曲线具有明显的差距, 这时因为理论推导中始终使用 CRLB 来进行分析, 而仿真中使用了一个实际的 MM 估计器来进行估计. 众所周知, 在低信噪比下, 非线性估计器总是存在门限效应所以达不到 CRLB, 而 MM 估计器在低信噪比下具有非线性的特性, 因此基于 MM 估计的仿真曲线必然没有基于 CRLB 的理论分析曲线性能好.

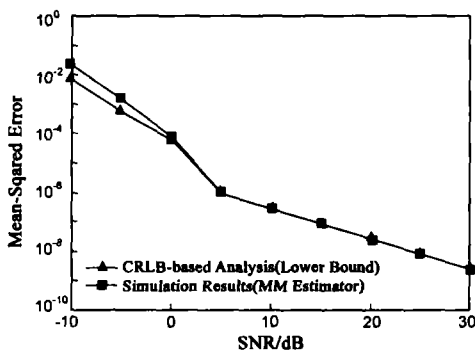


图 1 MIMO 信道下的理论分析的下界和仿真对比

下面比较最优结构和随机选取的级联训练序列的性能, 考虑一个 $(N_1 = 2, N_2 = 2, L = 3)$ 的 MIMO 频率选择性衰落信道, 设 ω 不大于系统带宽的 5%, 即 $R_{in} = (-\pi/20, \pi/20)$. 级联训练序列的总长度一定, 有 $V = 66$. 考虑以下不同的结构: ①第 1 部分由 $B_1 = 2$ 个长度

为 $N_1 = 6$ 的短序列组成, 第 2 部分由 $B_2 = 2$ 个长度为 $N_2 = 27$ 的长序列组成. ② $B_1 = 2, N_1 = 8, B_2 = 2, N_2 = 25$. ③ $B_1 = 3, N_1 = 6, B_2 = 2, N_2 = 24$. 该结构基于 IEEE802.11g 的级联训练序列结构, 其长短序列个数和长度的比率都和 IEEE802.11g 相同. ④ $B_1 = 4, N_1 = 10, B_2 = 2, N_2 = 13$. ⑤ $B_1 = 11, N_1 = N_i L = 6$. 已经证明这种非级联的情况是最优的.

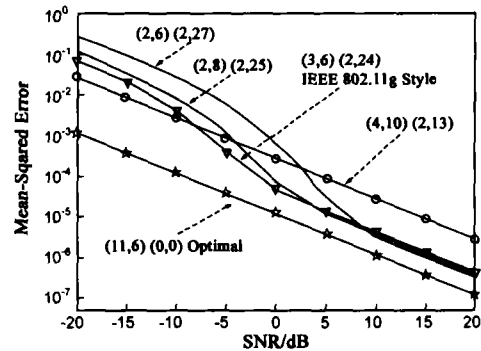


图 2 不同级联训练序列的 MSE 性能下界/CRLB 比较

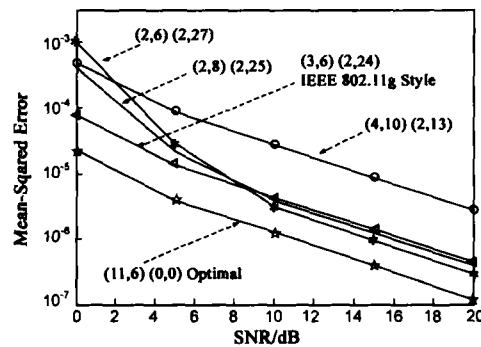


图 3 不同级联训练序列的 MSE 性能比较

图 2 显示了不同级联训练序列的 MSE 性能下界(即 CRLB). 可以看到, 级联序列都受到了门限效应影响. 与 IEEE802.11g 比例相同的级联序列在性能和门限上得到了一个较好的折衷, 但是仍然没有达到最好, 非级联的序列性能完全优于各个级联序列. 图 3 显示了采用 MM/Moose 估计器的各个级联训练序列的实际 MSE 性能. 可以看出, 在采用实际的估计器时, 级联序列的门限效应更为严重, 而非级联序列显示出了最优的性能, 其门限仅受估计器本身的非线性影响.

5 结论

级联训练序列广泛地应用于各个无线通信系统标准中, 一般分为两个部分: 短序列部分和长序列部分, 其目的是为了获得估计范围和估计精度的良好折衷. 本章分析和推导了级联训练序列的性能, 给出了级联训练序列的 MSE 下界计算公式; 指出级联训练序列的渐进性能仅等于长序列部分的估计性能, 同时会遭受门限效应的影响; 并且得到了一个重要结论: 最优的级

联训练序列结构是非级联而把整个序列分割成长度为 N/L 的最短子序列,最后通过仿真验证了理论分析.

参考文献:

- [1] H Liu, U Tureli. A high-efficiency carrier estimator for OFDM communications[J]. IEEE Communication Letters, 1998, 2(4): 104 - 106.
- [2] U Tureli, H Liu, M Zoltowski. OFDM blind carrier offset estimation: ESPRIT[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 48(9): 1459 - 1461.
- [3] M Morelli, U Mengali. Carrier-frequency estimation for space-diversity reception over selective channels[J]. IEE Proceedings Communications, 2002, 149(2): 58 - 64.
- [4] H Minn, S Xing, V K Bhargava. Optimal periodic training signal for frequency offset estimation in frequency-selective fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(6): 1081 - 1096.
- [5] 张贤达. 现代信号处理(第二版)[M]. 北京:清华大学出版社, 2002.
- [6] H Minn, S Xing. An optimal training signal structure for frequency-offset estimation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(2): 343 - 355.
- [7] H Minn, P Tarasak. Improved maximum likelihood frequency offset estimation based on likelihood metric design[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(6): 2076 - 2086.
- [8] T M Schmidl, D C Cox. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613 - 1621.
- [9] C Chen, J Li. Maximum likelihood method for integer frequency offset estimation of OFDM systems[J]. Electronic Letters, 2004, 40(13): 813 - 814.
- [10] Z Lu, J Li, L Zhao, L. Chen. Design of the periodic training sequence for joint channel and frequency estimation in MIMO frequency-selective channels[J]. Circuits Systems and Signal Processing, 2007, 26(3): 379 - 392.
- [11] M Dong, L. Tong. Optimal design and placement of pilot symbols for channel estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(12): 3055 - 3069.
- [12] X Ma, G B Giannakis, S Ohno. Optimal training for block transmissions over doubly selective wireless fading channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(5): 1351 - 1365.
- [13] J C L Ng, K B Letaief, R D Murch. Complex optimal sequences with constant magnitude for fast channel estimation initialization[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(3): 305 - 308.

作者简介:



吕卓男, 1980年6月出生于浙江省. 2005年毕业于西安电子科技大学通信工程学院, 获得硕士学位. 现为西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室信息科学研究所博士研究生, 从事宽带无线通信与信号处理的有关研究. E-mail: zhlu@mail.xidian.edu.cn, zhuolu80@gmail.com



李建东男, 1962年出生于江苏省, 1990年获工学博士学位, 1994年破格晋升为教授. 现任西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室主任, 兼任西安电子科技大学研究生院常务副院长、博士生导师, 中国通信学会会士、IEEE 高级会员. 2002年1月-2003年1月美国 Cornell 大学访问教授. 国家新一代宽带无线移动通信网重大专项实施方案编制组专家, 信息产业部宽带无线 IP 技术标准工作组组长, 信息产业部宽带无线移动通信技术专家组成员, 并兼任宽带无线接入工作组副组长, 总装备部通信导航测控专业专家组成员. 我国首批“新世纪百千万人才工程”国家级人选, 第三届教育部“青年教师奖”获得者, 第一届和第四届 863 高技术个人通信技术专业专家组成员, 科技部国家 863 计划十五周年“先进个人”. 陕西省“三五人才”第一层次人选, 陕西省和电子部有突出贡献的专家. 享受国家政府特殊津贴.