文章编号：2095-4980(2013)06-0891-06

适用于高速移动场景的信道估计方法

韩宜君[1]，艾　渤[1]，王劲涛[2]，杨　雷[3]

（1.北京交通大学 电子信息工程学院，北京 100044；2.清华大学 电子工程系，北京 100084；
3.东莞理工学院 电子工程学院，广东 东莞 523808）

摘　要：目前存在的各种信道估计方法，通常假设信道参数在一个正交频分复用(OFDM)符号内是恒定不变的。但是在高速场景中，信道在一个 OFDM 符号内呈现出较为明显的变化，这时子载波间干扰(ICI)就会影响传统的信道估计方法，使估计性能明显下降。本文提出通过幂级数基的形式来建模无线信道变化的方法，将时变的信道估计转变成有限参数变量在幂级数基上的投影，这大大减少了估计信道参数的个数。理论分析及仿真结果表明，该方法能有效地跟踪和估计时变的信道参数，具有良好性能。

关键词：信道估计；正交频分复用；高速移动；快速时变；幂级数

中图分类号：TN911.22　　**文献标识码：**A　　**doi：**10.11805/TKYDA201306.0891

Channel estimation in high-speed mobile scenario

HAN Yi-jun[1], AI Bo[1], WANG Jin-tao[2], YANG Tao[3]

(1. School of Electronics and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China; 2. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China; 3. School of Electronic Engineering, Dongguan University of Technology, Dongguan Guangdong 523808, China)

Abstract: Current channel estimation methods usually assume that the channel coefficients within an Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) symbol period are constant. However, in high-speed scenario, the channels within an OFDM symbol vary obviously. The Inter-Carrier Interference(ICI) will affect the performance of conventional channel estimation methods, which degrades the performance greatly. A method in which the variations of wireless channels are modeled in the form of power series is proposed. The number of channel coefficients is reduced greatly by converting the time-varying channels to the projections of finite parameter variables on the basis of power series. Theoretical analysis and simulation results show that the method can achieve a good performance by tracing and estimating the time-varying channel coefficients efficiently.

Key words: channel estimation; Orthogonal Frequency Division Multiplexing; high-speed mobile; fast time-varying; power series

随着移动通信技术的不断发展，目前长期演进(Long Term Evolution, LTE)系统已经在全球范围内开始商用。其采用了正交频分复用(OFDM)技术，可以通过快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)将高速数据流调制到相互正交的 N 路子载波上[1]。因此，OFDM 技术将频率选择性衰落信道转化为若干个频率非选择性衰落信道，能有效抵抗多径引起的符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI)和多径衰落[2]。在接收端，通常采用相干检测的方法来获得频域数据符号，这就要求事先有效地估计出信道参数。

目前存在的信道估计方法，主要包括盲估计与非盲估计。非盲估计算法包括最小二乘(Least Squares, LS)算法、最小均方误差(Minimum Mean Squared Error, MMSE)算法和最大似然(Maximum Likelihood, ML)算法以及在此基础上利用信号的时频特性或滤波器的改进算法[3-5]。该类算法一般通过在数据中插入导频[6]来实现，其计算复杂度较低，具有较高的可靠性，但占用一定的频谱资源，尤其在快速时变信道中，导频的疏密会影响估计精确度以及频谱效率，导致估计性能下降。盲估计算法是直接对接收数据进行处理来完成估计，其频谱利用率很高，但需

收稿日期：2012-12-21；**修回日期：**2013-01-04

基金项目：中兴通讯–北京交通大学产学研项目；北京市科技新星合作项目(xxhz201201)

要大量数据，且收敛速度慢，因而适合于慢变信道。

综上所述，传统信道估计方法通常假设信道参数在一个 OFDM 符号内是恒定不变的，并且在一个子帧内信道也是缓慢变化的[7]。当终端以中低速运动时，例如 120 km/h，这种假设条件是满足的，上述典型的信道估计算法能很好地估计出信道参数。但是在高速移动场景中，终端的速度可达到 350 km/h，甚至更高，在这种情况下，信道在一个 OFDM 符号内呈现出较为明显的变化，这时子载波间干扰(ICI)就会影响传统的信道估计方法[8]，使其估计性能明显下降。本文提出一种时变信道的幂级数展开模型，通过幂级数基的形式来建模无线信道的变化，将时变的信道估计转变成有限参数变量在幂级数基上的投影，大大减少了估计信道参数的个数，从而有效地跟踪和估计时变的信道参数。

1 传统信道估计方法

信道估计是做相干检测的必要前提，只有估计出参考信号的幅度和相位，才能进行均衡，从而减小或消除无线信道对信号造成的影响。传统的信道估计方法，大致可分为 3 类：基于导频和内插技术的信道估计、判决反馈信道估计、盲估计。

1.1 导频内插估计

最小二乘(LS)算法和最小均方误差(MMSE)算法是导频信道估计中最基本的 2 种方法。线性最小均方误差(Linear MMSE, LMMSE)算法、离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)算法、奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)算法[9]以及其他导频插值信道估计算法，大多是由上述 2 种基本方法优化改进而来。

假设信道的输入输出关系[10]为

$$\boldsymbol{y}=\boldsymbol{XFg}+\boldsymbol{n} \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{X}$ 为已知导频序列；$\boldsymbol{F}$ 为 DFT 变换矩阵；$\boldsymbol{g}$ 为信道的时域特性向量；$\boldsymbol{n}$ 表示信道中的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)。利用 MMSE 估计算法，可得到信道估计为

$$\hat{\boldsymbol{h}}_{\mathrm{MMSE}}=\boldsymbol{F}\boldsymbol{Q}_{\mathrm{MMSE}}\boldsymbol{F}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{y} \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{MMSE}}=\boldsymbol{R}_{gg}\left[\left(\boldsymbol{F}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{XF}\right)^{-1}\sigma_n^2+\boldsymbol{R}_{gg}\right]^{-1}\left(\boldsymbol{F}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{XF}\right)^{-1}$ 可以看作是一种线性变换。该算法的精确度高，均方误差小，能够很好地抑制高斯白噪声和载波间的干扰，但需要对矩阵进行求逆，计算量较大。

利用 LS 估计算法，可得到信道估计为

$$\hat{\boldsymbol{h}}_{\mathrm{LS}}=\boldsymbol{X}^{-1}\boldsymbol{y} \tag{3}$$

该算法比较简单，只需要收发序列，容易实现。但由于其没有考虑任何信道模型，也没有包含噪声功率因子，所以很难达到较高的估计精确度。

这里，如果进一步用 DFT 矩阵 $\boldsymbol{F}$ 的前 L 行代替 $\boldsymbol{F}$，用 $\boldsymbol{R}_{gg}$ 左上角 $L\times L$ 块 $\boldsymbol{R}'_{gg}$ 代替 $\boldsymbol{R}_{gg}$，即可得到修正 MMSE 和修正 LS 算法，二者的算法复杂度相同。

1.2 判决反馈估计与盲估计

判决反馈信道估计[11−13]的基本原理是假设信道变化很慢，近似认为下一帧信道响应保持不变，可以用前一帧的信道估计对当前数据帧进行信道均衡。其优点主要是不需要导频，训练时间短。但是该估计算法只能以符号为单位，跟踪信道缓慢变化，对检测误差比较敏感，要求判决数据的误码率不能太高，残留误差过大时，前向纠错结果不稳定。

盲估计算法[14−18]不需要在发送端传输导频序列或时域训练序列，仅根据接收到的信道进行估计。其不发送训练序列，因而频谱效率高，但是需要接收大量的数据才能得到可靠的估计。

2 快时变信道估计算法

2.1 时变信道幂级数展开模型

在广义平稳非相关散射(Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering, WSSUS)假设前提下，无线通信系统中信号经过信道的输入输出关系可以表示为

$$y[m]=\sum_{l=0}^{L-1}c[m,l]x[m-l]+z[m] \tag{4}$$

式中：$x[m]$是信道的输入序列；$y[m]$是信道的输出序列；$z[m]$是信号传输过程中的噪声序列。

信道冲激响应 $c[m,l]$的有效长度是 L，对应传输信道有 L 条径。每一条径 $c[m,l]$都是由很多条子径复合而成，这些子径具有相同的到达时间 τ_l 和不同的到达方位角 $\{\theta_k\}$，即

$$c[m,l]=\sum_k \eta_{l,k}[m_0]\exp(\mathrm{j}2\pi f_k T(m-m_0)) \tag{5}$$

式中：T 是系统采样时间；m_0是参考时间；$\eta_{l,k}[m_0]$是信道冲激响应第 l 条径的第 k 条子径在参考时间 m_0的增益。通常情况下，$\eta_{l,k}[m_0]$对于不同的 k 和 l 相互独立，并且与 θ_k 独立。

接收端在高速移动情况下会产生多普勒频移，接收过程中的最大多普勒频移为

$$f_\mathrm{d}=\frac{v}{\lambda_\mathrm{c}}=\frac{vf_\mathrm{c}}{c} \tag{6}$$

式中：λ_c是载波波长；f_c是载波频率。

第 k 条子径对应的多普勒频移为

$$f_k=f_\mathrm{d}\cos\theta_k \tag{7}$$

式中 θ_k 是运动方向和入射方向的夹角。

归一化多普勒频移[19]是衡量系统时变特征的关键参数，定义为

$$\Delta f=NTf_\mathrm{d} \tag{8}$$

式中：T 是系统采样时间；N 是 OFDM 帧的长度。

把式(7)和式(8)代入式(5)，信道冲击响应可以表示为

$$c[m,l]=\sum_k \eta_{l,k}[m_0]\exp\left(\frac{\mathrm{j}2\pi\Delta f\cos\theta_k(m-m_0)}{N}\right) \tag{9}$$

根据泰勒公式，指数函数可以展开为幂级数之和的形式。对式(9)中的指数函数进行幂级数展开，有

$$\exp\left(\frac{\mathrm{j}2\pi\Delta f\cos\theta_k(m-m_0)}{N}\right)=\sum_{P=0}^{\infty}\frac{1}{P!}(\mathrm{j}2\pi\Delta f\cos\theta_k)^P\left(\frac{m-m_0}{N}\right)^P \tag{10}$$

把式(10)代入式(9)，得到

$$c[m,l]=\sum_k \eta_{l,k}[m_0]\sum_{P=0}^{\infty}\frac{1}{P!}(\mathrm{j}2\pi\Delta f\cos\theta_k)^P\left(\frac{m-m_0}{N}\right)^P \tag{11}$$

为了简化推导，定义

$$h_l^{(P)}[m_0]\triangleq\frac{1}{P!}(\mathrm{j}2\pi\Delta f\cos\theta_k)^P\sum_k\eta_{l,k}[m_0] \tag{12}$$

从而，信道冲击响应可以表示为

$$c[m,l]=\sum_{P=0}^{\infty}h_l^{(P)}[m_0]\left(\frac{m-m_0}{N}\right)^P \tag{13}$$

实际上，归一化多普勒频移相对比较小。式(13)的幂级数展开式中，高阶项系数非常小，只保留有限数量的低阶项不会导致精确度的降低。因此，需要信道估计的参数变成有限个数。保留阶数小于 P 的低阶分量，得到幂级数展开的信道模型为

$$c[m,l]=\sum_{P=0}^{P-1}h_l^{(P)}[m_0]\left(\frac{m-m_0}{N}\right)^P \tag{14}$$

2.2 提出的时变信道估计算法

基于导频的 OFDM 信道估计方法中，有 3 种导频插入方式：块状导频、梳状导频和分散导频[20]。这 3 种方式中，分散导频是在导频信号开销和信道估计准确度之间折中的方案，使用范围最广泛。然而，在快时变信道条件下，分散导频不能有效跟踪信道在时域上的快速变化，无法消除多普勒频移对信道估计的影响，从而导致传输质量下降。

在时域增加导频信号的密度，或者采用时域训练序列的方式进行信道估计，能够有效应对多普勒频移带来的影响。下面的部分使用分散导频序列，估计信道的关键参数。假设发送的分散导频序列在接收端已知，信道多径

延迟不超过循环前缀的长度。

信道的传输信道可以描述为：

$$\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{C}\boldsymbol{X} + \boldsymbol{Z} \tag{15}$$

式中：$\boldsymbol{X}$ 是发送导频的频域向量形式，对应的发送导频时域序列为 $x[i]$；$\boldsymbol{Y}$ 是接收导频的频域向量形式，对应的时域接收序列形式为 $y[i]$；$\boldsymbol{Z}$ 是信道噪声的频域向量形式，对应的时域噪声序列为 $z[i]$。时域上接收到的导频序列可以表示为

$$y_n[i] = \sum_{l=0}^{L-1} c_n[i,l]x_n[i-l] + z_n[i], \quad i = 0,1,\cdots,N-1 \tag{16}$$

式中 n 表示第 n 个 OFDM 帧。

为了简化运算，基于 2.1 节提出的时变信道幂级数展开模型，直接在时域进行信道估计，再把信道冲激响应转换到频域。首先通过发送导频的时域序列与接收到的信号进行相关运算，即

$$\phi_n[m] = \frac{1}{N_p} \sum_{i=N_a-N_p}^{N_a-1} y_n[i]x_n^*[i-m] \tag{17}$$

为了估计第 n_0 个 OFDM 帧内的信道冲激响应，使用从第 (n_0-Q+1) 个 OFDM 帧到第 (n_0+Q) 个 OFDM 帧共计 $2Q$ 个数据，构造一个 $h_l^{(P)}[m_0]$ 的观测方程组

$$\phi_{n_0} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{h}[m_0] + \overline{\boldsymbol{z}}_n \tag{18}$$

式中，需要求解的为：

$$\boldsymbol{h}[m_0] = (h_0^{(0)}[m_0],\cdots,h_{L-1}^{(0)}[m_0],h_0^{(1)}[m_0],\cdots,h_{L-1}^{(1)}[m_0],\cdots,\cdots,h_0^{(\infty)}[m_0],\cdots,h_{L-1}^{(\infty)}[m_0])^{\mathrm{T}} \tag{19}$$

通过一系列矩阵运算，最终可以得到 $h_l^{(P)}[m_0]$ 的估计为

$$\hat{h}_l^{(P)}[m_0] = h_l^{(P)}[m_0] + \boldsymbol{c}_{pL+l+1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{h}_2[m_0] + \boldsymbol{d}_{pL+l+1}^{\mathrm{T}}\overline{\boldsymbol{z}}_n \tag{20}$$

式中 $l = 0,1,\cdots,L-1$, $P = 0,1,\cdots,2Q-1$。

最后利用式(14)，且忽略幂级数展开表达式中的高阶项，得到信道冲激响应的 $2Q$ 阶估计，即：

$$\hat{c}_{n_0}[m,l] = \sum_{P=0}^{2Q-1} \hat{h}_l^{(P)}[m_0]\left(\frac{m-m_0}{N}\right)^P \tag{21}$$

式中 $m = 0,1,\cdots,N-1$。为了提高信道估计的性能，一般取 OFDM 帧的中间点作为参考点，即 $m_0 = N/2$。

3 仿真分析

使用下面的系统参数对快时变信道估计算法进行仿真验证并给出仿真结果。当最大多普勒扩展为 200 Hz 时，对应的归一化多普勒频移为 0.2，信道模型采用 COST 207 6 径乡村信道，具体参数如表 1 所示。

表 1 COST 207 6 径乡村信道模型参数

Table1 COST 207 6 rays rural area channel model parameters

multipath	amplitude/dB	delay/μs
0	0	0
1	-1.5	0.1
2	-4.5	0.3
3	-7.5	0.5
4	-8.0	15.0
5	-17.7	17.2

对归一化多普勒频移 Δf 、幂级数展开项数 $P(P=2Q)$ 和信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)等参数对信道估计算法性能的影响进行仿真。

图 1 给出了 Δf =0.2 的情况下归一化均方误差(Normalized Mean Square Error, NMSE)的理论取值和仿真结果。可以看出理论取值和仿真结果非常匹配，验证了分析过程的正确性，下面的其他曲线都只给出了理论分析结果。P=0 的曲线，对应着不考虑一个 OFDM 帧内信道变化的估计方法，对快时变信道的估计误差比较大。随着幂级数展开项阶数 P 的增大，信道估计结果得到明显改善。

图 2 和图 3 给出了归一化多普勒频移和幂级数展开项数量对由信道时变特性引起的误差 $\mathrm{NMSE_c}$ 的影响。在归一化多普勒频移 Δf 比较小时，保留少量的幂级数展开项就能实现对快时变信道的高精确度估计，并且保留的幂级数展开项越多，对信道估计的精确度就越高。随着 Δf 增大，信道估计的误差增大。当 Δf <0.3 时，信道估计算法能够很好地估计信道参数；当 Δf >0.5 时，幂级数展开项数量在小范围内的变化对信道估计的精确度影响不大，表示在信道变化非常剧烈时只保留少量的幂级数展开项无法有效估计信道。

图 4 给出了幂级数展开项数量对加性高斯白噪声引起的误差 $\mathrm{NMSE_n}$ 的影响。从仿真结果可以看出，幂级数展开项数量的变化对 $\mathrm{NMSE_n}$ 影响不大。P=0 时，$\mathrm{NMSE_n}$ 的理论取值比较大；当展开项系数 P>2 时，$\mathrm{NMSE_n}$ 维持

在一个相对稳定的状态，不随 P 的增大而剧烈变化。

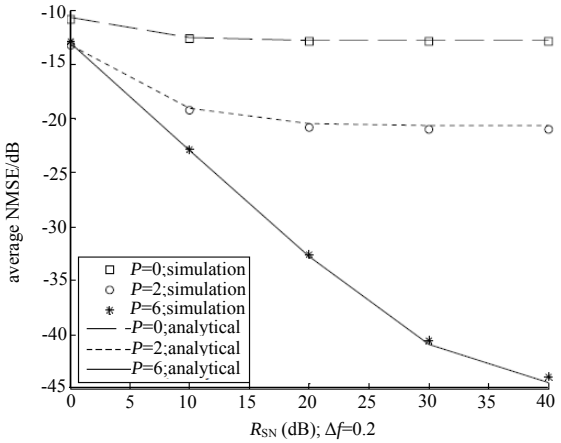

Fig.1 Impact of SNR on NMSE(Δf =0.2)
图 1 SNR 对归一化均方误差 NMSE 的影响(Δf = 0.2)

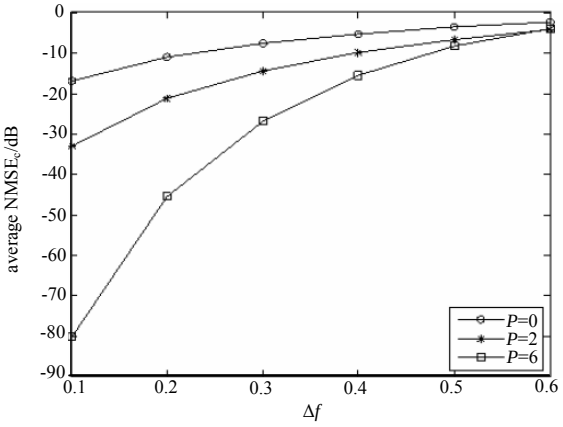

Fig.2 Impact of Δf on NMSE$_c$
图 2 Δf 对归一化均方误差 NMSE$_c$ 的影响

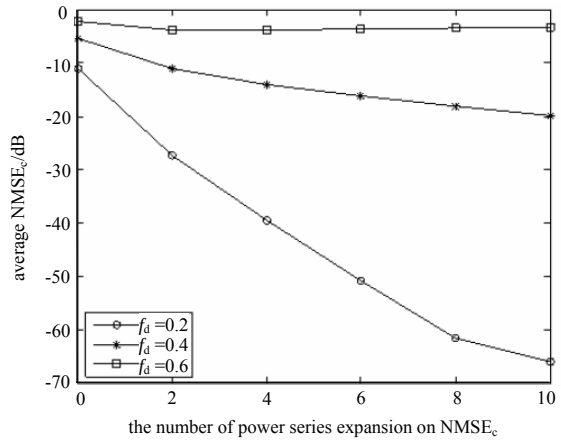

Fig.3 Impact of the number of power series expansion on NMSE$_c$
图 3 幂级数展开项数对 NMSE$_c$ 的影响

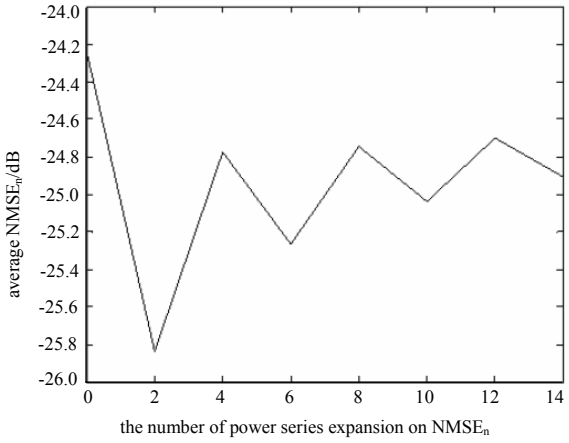

Fig.4 Impact of the number of power series expansion on NMSE$_n$
图 4 幂级数展开项数对 NMSE$_n$ 的影响

4　结论

本文主要讨论了一些传统信道估计算法的性能，并针对高速移动场景，提出了一种新的信道估计方法。该方法通过建模信道的时变特性，将时变信道估计转化为有限参量在幂级数基上的投影。通过少量 OFDM 导频符号联合估计的方法，可以有效地估计出有限参量，从而进一步获得时变信道估计。本方法适用于终端高速运动的场景，有效地解决了目前存在的信道估计方法不能估计时变信道的缺点。此外，高速移动系统的信道估计方法研究方兴未艾，有着广泛的应用前景，相信将来还会有估计更加高效、估计时延更小的新算法出现。

参考文献：

[1] M K Ozdemir,H Arslan. Channel estimation for wireless OFDM systems[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2007,9(2):18–48.

[2] 赵海龙,张健,周劼,等. 基于 FPGA 的 OFDM 系统设计与实现[J]. 通信技术, 2009(9):12–14. (ZHAO Hailong,ZHANG Jian,ZHOU Jie,et al. Design and Implementation of OFDM System Based on FPGA[J]. Communication Technology, 2009(9):12–14.)

[3] Hoeher E,Kaiser S,Robertson P. Two dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering[C] //IEEE Proc ICASSP–97. Munich,Germany:[s.n.], 1997(4):1845–1849.

[4] Li Ye. Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2000,49(4):1207–1215.

[5] Moon J K ,Choi S I. Performance of channel estimation methods for OFDM systems in a multipath fading channels[J].

IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2000,46(1):161-170.
[6] Zhao Z,Wen M,Cheng X,et al. A Novel Effective Channel Estimation Scheme Applicable to IEEE 802.11p[C] //IEEE International Conference on ITS Telecommunications,ITST 2012. Taipei,Taiwan:[s.n.], 2012:88-92.
[7] Li Dan,Feng Suili,Ye Wu. Pilot-Assisted Channel Estimation Method for OFDMA Systems over Time-Varying Channels[J]. IEEE Communications Letters, 2009,8(13):826-828.
[8] Y Mostofi,D C Cox. ICI mitigation for pilot-aided OFDM mobile systems[J]. IEEE Trans. on Wireless Communications, 2005(3):765-774.
[9] Ove Edfors,M Sandell,J-J Van de Beek,et al. OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition[J]. IEEE Trans. on Communications, 1998,46(7):931-938.
[10] J-J van de Beek,O Edfors,M Sandell,et al. On channel estimation in OFDM systems[C] //In Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.. Chicago,IL:[s.n.], 1995,7(2):815-819.
[11] Chini A,Wu Yjyan,EI-Tanany M,et al. Filtered decision feedback channel estimation for OFDM-based DTV terrestrial broadcasting system[J]. IEEE Trans. on Broadcasting, 1998,40(3):2-11.
[12] Bossert M,Donder A,Zyablov V. Improved channel estimation with decision feedback for OFDM systems[J]. Electronics Letters on Volume, 1998,34(11):1064-1065.
[13] Munster M,Hanzo L. Decision-directed channel estimation for multi-user OFDM environments[C] //Vehicular Technology Conference,VTC'2001(Spring), Rhodes,Greece:[s.n.], 2001(5): 2417-2420.
[14] Li Chengyang,Roy S. Subspace-based blind channel estimation for OFDM by exploiting virtual carrier[J]. IEEE Trans. on Wireless Communications, 2003,2(1):141-150.
[15] Bai Wei,He chen,Zhu Hongwen. A URVD based subspace method for blind channel estimation in OFDM systems[C] //2002 6th International Conference on Signal Processing proceedings,ICSP 2002. Beijing:[s.n.], 2002(8):1328-1331.
[16] Heath R W,Giannakis G B. Exploiting input cyclostationarity for blind channel identification in OFDM system[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1999,47(3):848-856.
[17] 尼俊红,刘泽民. 基于 FIR 多率滤波器组的盲信道估计方法的改进[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2007,5(3):161-164. (NI Junhong,LIU Zemin. An Improved Blind Channel Estimation Using FIR Multirate Filterbanks[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2007,5(3):161-164.)
[18] 熊彦铭,魏旻,龚耀寰,等. 一种新的基于子空间的盲信道估计方法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2007,5(6):428-431. (XIONG Yanming, WEI Min, GONG Yaohuan. A Novel Subspace-Based Blind Channel Estimation Method[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2007,5(6):428-431.)
[19] Zhong Ke,Lei Xia,Li Shaoqian. Wiener filter for basis expansion model based channel estimation[J]. IEEE Communications Letters, 2011,8(15):813-815.
[20] Sinem Coleri,Mustafa Ergen,Anuj Puri,et al. Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems[J]. IEEE Trans. on Broadcasting, 2002(48):223-229.

作者简介:

韩宜君(1987-),男,河南省安阳市人,在读硕士研究生,主要研究方向为无线通信. email:11120090@bjtu.edu.cn.

王劲涛(1978-),男,清华大学电子工程系副教授,博士生导师,从事宽带无线传输技术的研究.

艾 渤(1974-),男,西安市人,教授,博士生导师,轨道交通控制与安全国家重点实验室副主任,现代通信研究所副所长,IET Fellow,主要研究方向为宽带无线移动通信,GSM-R,LTE-R.

杨 雷(1964-),男,河南省邓州市人,教授,东莞理工学院电子工程学院院长,从事电子技术应用、测控系统方向研究.