

基于失配序列的 OFDM 信道估计

肖丽萍 郝 磊 段再超 许成谦

(燕山大学 信息科学与工程学院, 河北 秦皇岛 066004)

摘要: 本文提出了一种利用失配序列进行 OFDM 信道估计的新方法。在发端将失配序列加入到 OFDM 信号中作为训练序列, 接收端将收到的去掉循环前缀的失配序列与失配滤波器系数的循环移位序列做相关运算, 利用失配序列的优良自相关特性, 估计出信道的冲击响应, 进而得到子载波处信道的频率响应。理论分析和仿真结果表明, 该方法计算复杂度低, 估计速度快、精度高, 系统的 BER 性能好。

关键词: OFDM; 信道估计; 失配序列

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2010)04-0583-05

Channel Estimation in OFDM Systems Based on Mismatched-Sequence

XIAO Li-ping HAO Lei DUAN Zai-chao XU Cheng-qian

(College of Information Science and Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: A new approach which using mismatched-sequence to channel estimation in OFDM systems is proposed. In the scheme, mismatched-sequence is added to OFDM signal as a training sequence at sender, the receiver calculates the cross-correlation between the received mismatched sequence with CP removed and the circular shifted mismatched filter coefficient. By making use of the auto-correlation property of the mismatched-sequence the channel impulse response can be estimated and then the channel frequency response can be acquired. Theoretical analysis and simulation results show that the new algorithm has good property of low-complexity, accurate estimation and better BER performance.

Key words: OFDM; Channel estimation; Mismatched-sequence

1 引言

正交频分复用 (OFDM) 由于其简单、高效的传输特性已逐渐成为未来高速无线通信中最核心的技术之一, 而无线通信系统的性能很大程度上受到无线信道的影响, 由于无线信道的时变特性, 系统需要不断对信道进行跟踪, 因此在 OFDM 系统的相干检测中需要对信道进行估计, 信道估计的精度将直接影响整个系统的性能^[1]。

目前信道估计方法主要可以分为两类: 盲信道估计方法和基于训练序列 (导频) 的信道估计方法。盲

估计是指利用调制信号本身固有的一些特征或是采用判决反馈的方法来进行信道估计^[2-5], 但因其计算复杂度过高, 不利于实际应用。目前 OFDM 系统中常用的是基于训练序列或导频符号辅助的信道估计方法^[6-9], 此方法需要借助训练序列来确定待估参数, 通过发送已知的训练序列, 在接收端估计出训练序列处的响应值, 再用插值算法来完成整个信道响应的估计。这类方法为了获得较高的估计精度, 必须插入较多数量的导频, 直接导致了计算复杂度的增加; 虽然有文献提出了减少导频数目的信道估计方法^[10], 但计算复杂度仍然较高, 估计精度不够准确。因此, 如何在计算复杂度不高的情况下提高估计的精度成为

当今研究的热点问题。

本文提出了一种基于失配序列的时域信道估计的新方法,将失配序列作为训练序列插入到时域信号中,在接收端将接收到的训练序列与失配滤波器系数向量做相关运算,估计出信道冲击响应,即降低了系统信道估计的复杂度,而且又可以通过调整失配序列的长度来控制估计精度。

本文后续小节安排如下:第2节介绍 OFDM 系统模型,第3节具体介绍新的信道估计方法及原理,第4节给出仿真结果和分析,最后是全文的总结和展望。

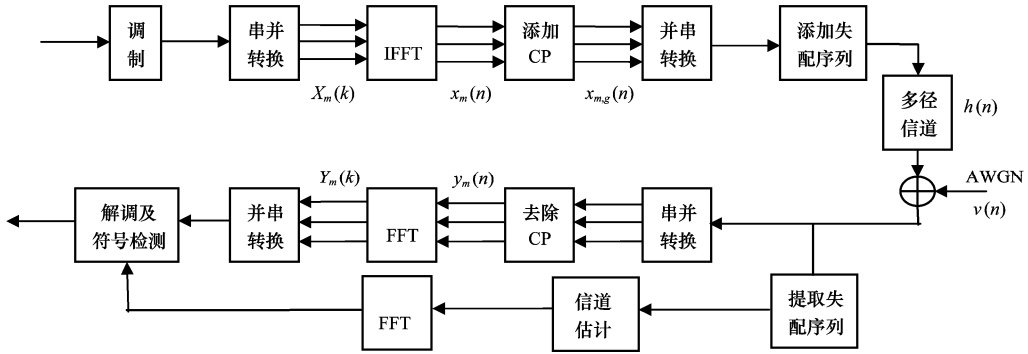


图1 OFDM 系统等效基带模型框图

添加循环前缀后,时域发送信号 $x_{m,g}(n)$ 可以表示为:

$$x_{m,g}(n) = x_m(n + N - G), \quad n = 0, 1, \dots, N + G - 1 \quad (2)$$

时域信号 $x_{m,g}(n)$ 经串并转换后,添加失配序列,被送到信道。本文假设信道为多径衰落信道,且为准静态信道,即假定信道响应在一个 OFDM 符号帧内保持不变,于是信道的冲击响应可以表示为:

$$h = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \delta(n-l) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

式中 L 表示多径数量, a_l 表示第 l 径信号的幅度,则接收端接收到的时域信号可以表示为:

$$y_m(n) = x_{m,g}(n) * h_m + v_m(n) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

其中 $*$ 表示卷积,下标 m 表示第 m 个时域 OFDM 符号,括号中的 n 表示在 OFDM 符号内的具体位置, h_m 表示第 m 个 OFDM 符号传输时信道冲击响应, $v_m(n)$ 为加性高斯白噪声。

则对应于接收到信号的频域形式可以表示为:

$$Y_m(k) = FFT(y_m(n)) = X_m(k) \times H_m + V_m(k) \quad (5)$$

2 OFDM 系统模型

图1为 OFDM 系统的等效基带模型,假定子载波个数为 N , $X_m(k)$ 表示第 m 个子载波上发送数据,经过 IFFT,产生对应的第 m 个 OFDM 信号的输出序列 $x_m(n)$:

$$x_m(n) = IDFT(X_m(k)) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_m(k) \exp\left(\frac{2\pi jkn}{N}\right), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

这里 H_m 为信道冲击响应 h_m 的频域形式, $V_m(k)$ 是高斯白噪声的频域表示形式。

3 信道估计算法及原理

3.1 失配序列的产生及插入

设 \mathbf{c} 和 \mathbf{w} 分别是两个长度为 N_s 的序列:

$$\mathbf{c} = (c_0, c_1, \dots, c_{N_s-1})^T \quad \mathbf{w} = (w_0, w_1, \dots, w_{N_s-1})^T$$

对于序列 \mathbf{c} 和 \mathbf{w} ,如果满足等式(6):

$$\rho_{\mathbf{c}\mathbf{w}}(i) = \sum_{k=0}^{N_s-1} c_{k+i} w_k = \begin{cases} 1, & \text{if } i = 0 \pmod{N_s} \\ 0, & \text{else.} \end{cases} \quad k = 0, 1, \dots, N_s - 1 \quad (6)$$

则称 w_k (如果它存在)为 c_k 的归一化失配滤波器系数,其中 $\rho_{\mathbf{c}\mathbf{w}}$ 为序列 \mathbf{c} 和 \mathbf{w} 的互相关函数, c_{k+i} 为序列 \mathbf{c} 循环右移第 i 次产生序列的第 k 位。

将等式(6)写成矩阵形式,可以得到:

$$\mathbf{S} \cdot \mathbf{w} = \mathbf{g} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N_s-1}]^T$ 为失配滤波器系数向量,矩阵 \mathbf{S} 是序列 \mathbf{c} 循环移位产生的 Toeplitz 矩阵:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} c_0 & c_1 & c_2 \cdots & c_{N_s-1} \\ c_{N_s-1} & c_0 & c_1 \cdots & c_{N_s-2} \\ c_{N_s-2} & c_{N_s-1} & c_0 \cdots & c_{N_s-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \\ c_1 & c_2 & c_3 \cdots & c_0 \end{pmatrix} \quad (8)$$

向量 $\mathbf{g} = (1, 0, \dots, 0)^T$ 是长度为 N_s 的单位向量, 则失配滤波器系数 w_k 可以通过下式求出^[11]:

$$\mathbf{w} = \mathbf{S}^{-1} \cdot \mathbf{g} \quad (9)$$

3.2 信道估计算法

假设 OFDM 和失配序列所取的保护间隔的长度为 G , 失配序列的长度为 M 。信道的冲击响应表示为长度是 L 的列向量 $\hat{\mathbf{h}} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]^T$; 时域发送第 m 个添加循环前缀的信号为: $\mathbf{x}_{m,g} = [x(N-1), x(N-2), \dots, x(N-G), x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$, 式中, $N > G > L$ 。经串并转换后, 将失配序列添加到发送信号中, 同 OFDM 信号一样, 失配序列也要将最后的 G 个长度作为循环前缀放到前面, 于是有:

$$\mathbf{S}_g = \begin{pmatrix} c_{M-G} & c_{M-G-1} \cdots & c_{M-1} & c_0 & c_1 & c_2 \cdots & c_{M-1} \\ c_{M-1} & c_{M-G} \cdots & c_{M-2} & c_{M-1} & c_0 & c_1 \cdots & c_{M-2} \\ c_{M-2} & c_{M-1} \cdots & c_{M-3} & c_{M-2} & c_{M-1} & c_0 \cdots & c_{M-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_1 & c_2 \cdots & c_G & c_{G+1} & c_{G+2} & c_{G+3} \cdots & c_0 \end{pmatrix}^T \quad (10)$$

式中的 \mathbf{S}_g 为添加循环前缀的失配序列经过循环右移产生的 $M \times (M+G)$ 维矩阵的转置。将其写成向量形式, 表示为:

$$\mathbf{S}_g = [s_0, s_1, \dots, s_{M-1}] \quad (11)$$

其中, 向量 s_i 为矩阵 \mathbf{S}_g 的第 i 列, 即失配序列 s_0 右移 i 次产生的序列, 将其作为训练序列插入到 OFDM 符号中。

则接收端接收到的训练序列可以表示为:

$$\mathbf{y}_{s,g} = \mathbf{S}_g \mathbf{h} + \mathbf{v}_g = \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{h}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{v}_g \quad (12)$$

其中 $\mathbf{y}_{s,g} = [y(0), y(1), \dots, y(M+G-1)]^T$ 是对应于发送训练序列的接收向量, $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}, h_L, \dots, h_{M-1}]^T$, $h_i = 0, L < i < M-1$, s_i 由式(11)定义, $\mathbf{v}_g = [v_g(0), v_g(1), \dots, v_g(M+G-1)]^T$, 是信道中加性高斯白噪声, 为独立的 0 均值, 方差为 σ_n^2 的高斯分布。

下面给出具体实现的算法:

第一步: 将接收端对应于接收到的训练序列去掉循环前缀。根据式(12)可得去掉循环前缀后接收到的训练序列表示式:

$$\mathbf{y}_s = \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{h}_i \mathbf{S}^i + \mathbf{v} \quad (13)$$

其中 \mathbf{y}_s 对应于接收训练序列去掉循环前缀的数据; \mathbf{S}^i 为去掉循环前缀的失配序列循环右移 i 位得到的训练序列, 对应于式(11)中向量 s_i 的后 M 个元素; \mathbf{v} 对应为 \mathbf{v}_g 的后 M 个元素。

接收到第 i 个训练序列的各个元素可表示为:

$$\mathbf{y}_s(n) = \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{h}_i \mathbf{S}^i(n) + \mathbf{v}(n) \quad (14)$$

$\mathbf{S}^i(n)$ 是去掉循环前缀的失配序列经过循环右移 i 位后的第 n 个元素。

第二步: 将接收到去掉循环前缀的训练序列与失配滤波器系数向量 \mathbf{w} 做互相关运算, $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{M-1}]^T$, 则互相关为:

$$\begin{aligned} \rho(k) &= \sum_{n=0}^{M-1} \mathbf{y}_s(n) \mathbf{w}^j(n) \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} \left(\sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{h}_i \mathbf{S}^i(n) + \mathbf{v}(n) \right) \mathbf{w}^j(n) \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{h}_i \mathbf{S}^i(n) \mathbf{w}^j(n) + \sum_{n=0}^{M-1} \mathbf{v}(n) \mathbf{w}^j(n) \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{h}_i \left(\sum_{n=0}^{M-1} \mathbf{S}^i(n) \mathbf{w}^j(n) \right) + \sum_{n=0}^{M-1} \mathbf{v}(n) \mathbf{w}^j(n) \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{h}_i \boldsymbol{\rho}_{cw} + \sum_{n=0}^{M-1} \mathbf{v}(n) \mathbf{w}^j(n) \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $\mathbf{w}^j(n)$ 是失配滤波器系数向量循环右移 j 位后的第 n 个元素, $\boldsymbol{\rho}_{cw}$ 是输入失配序列 \mathbf{S}^i 与失配滤波器系数向量 \mathbf{w} 的相关函数, 由式(6)定义, $\boldsymbol{\rho}_{cw}$ 是一个 G 阶单位阵。

式(15)第二项, 实质是对噪声进行了加权平滑, 因为 $\mathbf{v}(n)$ 为 0 均值序列, 其值相对于项 $\sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{h}_i \boldsymbol{\rho}_{cw}$ 很小, 可忽略, 因此后面的计算中将不再考虑。

于是可将式(15)写成矩阵形式:

$$\boldsymbol{\rho} \approx \mathbf{h} \boldsymbol{\rho}_{cw} \quad (16)$$

$\boldsymbol{\rho} = [\rho(0), \rho(1), \dots, \rho(G-1)]^T$ 是失配滤波器系数 \mathbf{w}^j 第 j 次移位与接收到的训练序列进行互相关运算的结果。而每一次运算, $\boldsymbol{\rho}_{cw}$ 是单位阵, 恒定不变, 因此信道冲击响应的估计值可以等效为求互相关函数:

$$\hat{\mathbf{h}} = \boldsymbol{\rho} \quad (17)$$

第三步:由式(17)求出发送第*i*个失配序列时信道的冲击响应,对其进行傅里叶变换,得到对应于子载波上的频率响应 \hat{H}_i 。

第四步:间隔一定数量的 OFDM 符号后,再次接收到对应训练序列的数据,重复第一步到第三步,将求出所有失配序列对应子载波的频率响应值做平均处理:

$$\bar{\mathbf{H}} = \frac{1}{G} \sum_{i=0}^{G-1} \hat{H}_i \quad (18)$$

用平均值代替各个时刻的冲击响应值,进而得到所有子载波的信道估计结果。由于多径和时延的影响,接收到首个训练序列和最后一个训练序列得到的估计值存在很大的误差,这里取平均的目的是为了将估计值的误差减小到最低限度。由于后面的仿真环境为慢衰落信道,因此能够有效抑制噪声的影响,很好的跟踪信道^[12]。

第五步:新的估计循环过程的开始。

从计算复杂度考虑,本估计算法仅需(15)式 $G \times M$ 次乘法运算即可估计出 OFDM 系统的信道冲击响应,与大多数训练序列辅助估计算法^[6-9,13]相比,无需对矩阵进行求逆运算,因而降低了计算的复杂度。

4 仿真结果和分析

4.1 仿真环境

本节对上述信道估计算法的 MSE 和 BER 性能进行了计算机仿真,仿真条件与参数设置如下:移动台速度 30km/h,子载波频率 2GHz,调制方式为 16-QAM 调制,采用 COST-207 信道模型建模^[14],子载波个数 512,子载波间隔 15kHz,循环前缀长度 $G = 30$,每隔 10 个 OFDM 符号插入 1 列失配序列,并且假定系统已获得理想的同步。

4.2 仿真结果

图2给出了长度分别为31、63、127的失配序列与相应长度*m*序列的信道估计算法^[15]的均方误差(MSE, Mean Square Error)仿真曲线。结果表明,与三种相同长度的*m*序列相比,本文提出的算法在计算复杂度较低的情况下能获得比*m*序列更小的MSE值。且应用63长的失配序列性能优于127长的*m*序列的估计性能,表明本文的估计方法既改善了系统性能,又节约了系统开销。并且随着信噪比的增大,这种优势更为明显。综合考虑计算复杂度与信道估计的精确度,选取长度为63的失配序列比较适宜。

图3给出了长度为63的失配序列与传统的LS算

法、DFT算法^[9-10]相比较的均方误差仿真曲线。仿真结果表明,与LS算法、DFT算法相比,应用失配序列的估计方法均有效降低了信道估计的MSE值,与估计性能较好的DFT算法相比,仍能获得3-5dB的性能改善。

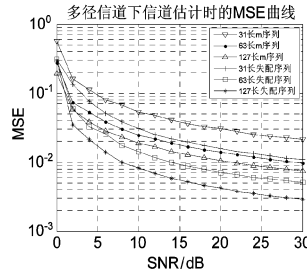


图2 信道估计均方误差性能

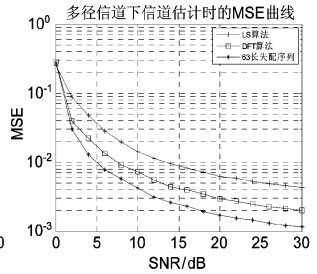


图3 信道估计均方误差性能

图4、图5分别给出了三种不同长度的失配序列与相应长度*m*序列的信道估计算法以及63长失配序列与LS算法和DFT算法的误码率(BER, bit error rate)性能仿真曲线。由图4仿真结果可见,在信噪比大于20dB的情况下,与三种对应长度的*m*序列相比,本文提出方法的误码性能有明显改善,且随着失配序列长度的增加,系统的BER性能改善也更加明显,但计算复杂度也会随之增加。因此,综合考虑估计精度和计算复杂度,选取长63的失配序列较为合适,此时本文方法的BER性能仍优于LS、DFT算法,可以看出较估计性能较好的DFT算法,本文方法也有2-3dB的性能改善。

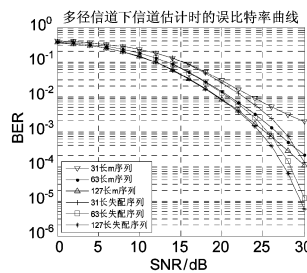


图4 OFDM 系统误码率性能

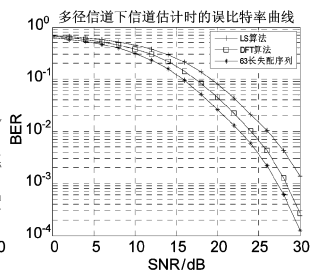


图5 OFDM 系统误码率性能

5 结论

本文提出了一种应用失配序列作为训练序列的OFDM时域信道估计新方法。该算法只需通过计算向量间的相关运算即可求出信道冲击响应,无需对矩阵进行求逆运算,计算复杂度低,估计速度快,系统开销小。仿真结果表明,该方法在多径衰落信道下有效降低了信道估计的MSE值,改善了系统的BER性能。此算法计算简单,估计精度高,更适于在高速数据传输系统中应用。

参考文献

- [1] Ye Li and Gordon Stuber. Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communication [M]. USA, School of Electrical & Computer Engineering, 2006: 18-21.
- [2] B. Muquet and M. de Courville. Blind and semi-blind channel identification methods using second order statistics for OFDM systems[C]. IEEE Int. Conf. Acoust, Speech, Signal Processing, 1999, v3: 2745-2748.
- [3] B. Muquet, M. de Courville and P. Duhamel. Subspace-based Blind and semi-blind Channel Estimation for OFDM systems[J]. IEEE Trans, 2002, v50(7): 1699-1712.
- [4] A. P. Petropulu, R. Zhang and R. Lin. Blind OFDM Channel Estimation through Simple Linear Precoding[J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, March, 2004.
- [5] N. Chotikakamthorn and H. B. Suzuki. On identifiability of OFDM blind channel estimation[J]. IEEE Vehicular Technology Conference, 1999, v4: 2358-2361.
- [6] J. -J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, and P. O. Br-jesson. On channel estimation in OFDM systems[J]. IEEE Vehicular Technology Conference. 1995, v2: 815-819.
- [7] O. Edfors, M. Sandell, J. -J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Br-jesson. OFDM channel estimation by singular value decomposition[J]. IEEE Vehicular Technology Conference. 1996, v2: 923-927.
- [8] Hideo Kobayashi and Kazuo Mori. Proposal of OFDM channel estimation method using discrete cosine transform[J]. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC. 2004, v3: 1797-1801.
- [9] Yang Baoguo, K. B. Letaief and Roger S. Clieng, Windowed DFT Based Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation for OFDM Systems in Multipath Fading Channels [J], IEEE Vehicular Technology Conference, 2000, v2: 1480-1484.
- [10] Yang B, Letaief K B, Cheng Roger S and Cao Zhigang. Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling[J]. IEEE Tran on Communications, 2001, v49 (3): 467-479.
- [11] Hermann Rohling and Wilfried Plagge. Mismatched-filter design for periodical binary phased signals [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1989: 890-897.
- [12] You-Seok Lee, Hyoung-Nam Kim, Sung Ik Park and Seung Won Kim. Noise reduction for channel estimation based on pilot-block averaging in DVB-T receivers [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2006, v52: 51-58.
- [13] Rohit Negi and John Cioffi, Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1998, v44 (3): 1122-1128.
- [14] 3GPP TR 25.943, V 8.0.0 - 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network, Department Aspects. 2008.
- [15] Singh M P, Peering at Peer-to-peer Computing [J]. IEEE Internet Computing, 2001, v5(1): 4-5.

作者简介



肖丽萍(1963-),女,燕山大学信息科学与工程学院副教授,主要研究方向:信号设计,OFDM技术,空时编码技术。
E-mail: lpxiao@ysu.edu.cn



郝磊(1983-),男,燕山大学信息科学与工程学院研究生,主要研究方向:OFDM移动通信技术。
E-mail: Michael.hao lei@163.com



段再超(1983-),女,燕山大学信息科学与工程学院研究生,主要研究方向:OFDM技术。
E-mail: yifei8394@yahoo.com.cn



许成谦(1961-),男,燕山大学信息科学与工程学院副院长,博士生导师,主要研究方向:信号理论与信号设计,编码理论与应用,密码学与信息安全。
E-mail: cqxu@ysu.edu.cn