

基于数据拟合的 OFDM 时变信道估计方法

段鹏¹, 何明一¹, 田野², 薛敏彪¹

(1.西北工业大学 电子信息学院, 陕西 西安 710072; 2.大唐移动通信设备有限公司 系统工程部, 北京 100083)

摘 要: 利用周期伪随机(PN)序列频域能量集中在某些点上的特点, 提出一种基于数据拟合的时变信道估计算法。该方法利用周期性 PN 序列的自相关特性, 降低噪声和未知数据对导频的干扰; 同时利用其周期性, 实现对信道变化趋势的多点拟合; 并在此基础上利用信道时间平均值对估计参数进行修正, 以进一步提高估计精确性。仿真结果表明: 与传统方法相比, 该方法具有较优的误码率(BER)和均方误差(MSE)性能, 尤其在低信噪比环境下性能改善显著。

关键词: OFDM; 信道估计; 时变信道; PN 序列; 数据拟合

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2010)04-0122-06

Channel estimation method for time-vary channel based on data fitting in OFDM system

DUAN Peng¹, HE Ming-yi¹, TIAN Ye², XUE Min-biao¹

(1. School of Electrical and Information, Northwestern Polytechnic University, Xi'an 710072, China;

2. System & Standard Dept., Datang Mobile Communications Equipment Co. Ltd, Beijing 100083, China)

Abstract: According that the energy of periodic sequence mainly concentrates on a few frequency points, based on data fitting, a novel periodic PN sequence time-vary channel estimation method was proposed. Utilizing the auto-correlation characteristic of PN sequence, the impact of interference on pilot could be reduced in time domain; meanwhile, the number of the fitting data could be increased by using the periodicity character of pilots; based on time averaging value of channel, the estimation parameter could be adjusted further, and the accuracy of channel estimation could be improved efficiently. Extensive experiment results show that the proposed algorithm is superior to other existing algorithms in performance of BER and MSE. It can also be applied for low signal-noise-ratio (SNR) circumstances.

Key words: OFDM; channel estimation; time-vary channel; PN sequence; data fitting

1 引言

在 OFDM 传输系统中, 由于接收端或发射端的高速移动, 信道除有多径延迟外还带有较强的多普勒频移。同时, 随着用户对传输量要求的不断提高, 子载波个数不断增加, 使每个 OFDM 符号的长度增加。这样时变信道环境下子载波间干扰(ICI)进一步

增大, 从而大大加剧了现有算法准确估计信道的难度, 进而影响到整个 OFDM 传输系统的性能。

近年来, 已有大量研究者对时变环境下信道估计技术进行了深入研究。文献[1~5]假设信道状态在一个 OFDM 符号内基本不发生变化, 但此方法只适合慢变化的信道环境。在文献[6]中, HU D 等利用指数基扩展信道模型(BEM)简化时变信道的抽头系

收稿日期: 2008-08-06; 修回日期: 2010-01-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60134010)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (60134010)

数，减少被估参数个数，提高估计精度，但其计算复杂度仍较高。在文献[7]中，Yasamin Mostofi 等提出在一个 OFDM 符号间隔内，信道状态的变化近似为线性，并在时域对信道参数进行线性拟合，以得到时变信道参数(Y.M 方法)。此方法在时变信道下具有较好性能，且计算复杂度低。然而，仅通过 2 点对信道进行拟合，无法做到对信道变化率的准确描述，并且在低信噪比环境下，估计精度较低。

本文在 Y.M 信道模型的基础上，提出一种利用周期性 PN 序列作为导频的时变信道估计方法。该方法利用周期序列频域能量集中在某些频点上的特性，在时域首先对具有伪随机性的导频序列进行相关运算，以降低噪声对导频的影响，同时增加了参与拟合的数据点；然后利用多个数据点拟合出信道的变化率，以提高估计性能。此方法可以有效提高信道参数的估计精度，尤其在低信噪比环境下性能尤为显著。

2 系统模型

OFDM 收发系统结构框图如图 1 所示。在发送端，首先对数据源进行 16QAM 调制，再经过串并转换后，将导频序列插入数据并进行 IFFT 变换，最后加上循环前缀(CP)并送至中频。发送数据经过多径时变信道到达接收端。接收端首先去掉数据中的循环前缀，提取导频，并进行时域信道估计。这里设接收端信号表达式为

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)x(n-l) + v(n) \quad (1)$$

其中， $x(n)$ 表示发送数据， $y(n)$ 表示接收数据， $h(l)$ 为多径信道，其中 L 为信道最大抽头数， $v(n)$ 为高斯白噪声。

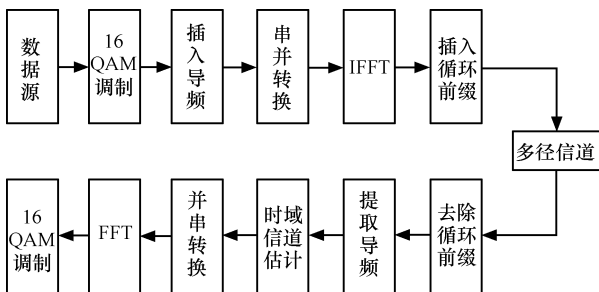


图 1 OFDM 收发系统原理

在文献[7]中，假设在一个 OFDM 符号内信道的变化近似为线性，这样将通过最小二乘(LS)方法

求出的信道信息在时间上进行平均，得到 $h_{ave,k}$ ；然后根据相邻 2 个符号的 $h_{ave,k}$ 、 $h_{ave,k-1}$ 计算出信道时变特性的变化率 α_k ；最后在时域插值，并通过 FFT 运算得到一个符号内的时间中点值 H_{mid} 和变化斜率值 H_{slope} 。

图 2 给出了时变信道的线性变化模型^[7]。图中虚线表示真实信道的变化曲线，实线表示相邻 2 个符号各自信道时间平均值之间的拟合连线。这样，将信道的曲线变化特性量化为直线段，从而简化了信道模型，使利用有限个导频进行时变信道估计成为可能。时域中，信道模型可由式(2)近似表示。

$$H(t, l) = a_{0,l}t + a_{1,l} \quad (2)$$

其中， $H(t, l)$ 表示 t 时刻， l 径上的信道值。求出系数 $a_{0,l}$ 、 $a_{1,l}$ 就可以描述出时域信道中每一径随时间的变化情况。然而，此方法仅用 2 点对信道时变性进行估计，往往很难准确地拟合出信道的实际变化趋势，尤其在低信噪比环境下误差较大，从而降低了时变信道估计性能。

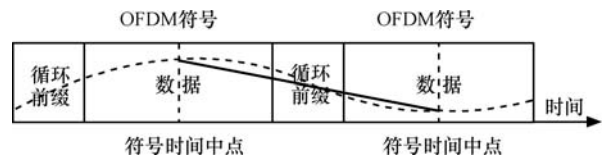


图 2 时变信道变化模型

3 时变信道估计算法

针对此问题，本文提出一种利用周期性 PN 码作为导频，以增加拟合点个数的时变信道估计方法。其主要思想是：首先在频域将导频提取出后再次转换到时域做相关运算，得到 \hat{h}_{ave} ，即在一个 OFDM 符号内信道随时间变化的平均值，同时，将接收序列与本地 PN 序列做相关运算，得出各径信道随时间变化的趋势 \hat{h}_{slope} ；然后利用 \hat{h}_{slope} 进行数据拟合，得到时变信道模型参数 $\alpha_{0,l}$ 、 $\alpha_{1,l}$ ；最后利用 \hat{h}_{ave} 对参数 $\alpha_{1,l}$ 做进一步修正，使之更为接近真实信道变化。

3.1 导频的选取

文献[8]提出在时域利用 PN 序列作为导频进行相关运算，可以有效降低噪声干扰。但此方法使用一个长 PN 序列作为导频序列，不适合在时变信道环境下使用。为了解决此问题，本文选择周期性 PN 序列 M 作为时域导频序列，其结构如式(3)。

$$\mathbf{M} = [\mathbf{m} \quad \mathbf{m} \quad \cdots \quad \mathbf{m}]^T \quad (3)$$

其中，短 PN 序列 \mathbf{m} 的自相关性如下：

$$C_{i,j} = \begin{cases} -1, & i \neq j \\ \text{sum}, & i = j \end{cases} \quad (4)$$

且 \mathbf{m} 的长度为 P 。这里要求 $P > L$ ，以保证能估计出主要几径的信道信息。这样 Q 个短向量 \mathbf{m} 构成一个长周期性 PN 序列 \mathbf{M} ，其长度为 $N = PQ$ 。此序列经过 FFT 变换后，具有频域能量仅集中在某些频点上的特点，即在频域，原序列只在特定点上有值，其余点为零。证明如下。

设发送序列为周期性 PN 序列 $x(n)$ ，则有 $x(p) = x(qP + p)$ ，这里 $q = 0, 1, \dots, Q-1$ ， $p = 0, 1, \dots, P-1$ ， $Q = N/P$ ， N 为子载波个数， $P = 2^Z$ 为短 PN 序列的周期， Z 为正整数。其 FFT 变换表达式为

$$\begin{aligned} X(k) = & x(0) \left(e^{-\frac{j2\pi k}{N} \cdot 0} + e^{-\frac{j2\pi k}{N} \cdot P} + \cdots + e^{-\frac{j2\pi k}{N} \cdot (q-1)P} \right) + \\ & x(1) \left(e^{-\frac{j2\pi k}{N} \cdot 1} + e^{-\frac{j2\pi k}{N} \cdot (P+1)} + \cdots + e^{-\frac{j2\pi k}{N} \cdot ((q-1)P+1)} \right) + \cdots + \\ & x(P-1) \left(e^{-\frac{j2\pi k}{N} \cdot (P-1)} + e^{-\frac{j2\pi k}{N} \cdot (2P-1)} + \cdots + e^{-\frac{j2\pi k}{N} \cdot ((q-1)P+P)} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

当 $k \neq pQ$ 时， $e^{-j2\pi kn/N} = 0$ ，上式可表示为

$$X(k) = x(1)0 + x(2)0 + \cdots + x(P)0 = 0 \quad (6)$$

当 $k = pQ$ 时，则 $e^{-j2\pi kn/N}$ 可简化为 $e^{-j2\pi pn/P}$ ，式(5)可表示为

$$\begin{aligned} X(k) = & x(0)(1 + 1 + \cdots + 1) + \\ & x(1) \left(e^{-\frac{j2\pi pQ}{N}} + e^{-\frac{j2\pi pQ}{N}} + \cdots + e^{-\frac{j2\pi pQ}{N}} \right) + \cdots + \\ & x(P-1) \left(e^{-\frac{j2\pi pQ}{N} \cdot (P-1)} + e^{-\frac{j2\pi pQ}{N} \cdot (P-1)} + \cdots + e^{-\frac{j2\pi pQ}{N} \cdot (P-1)} \right) \\ = & Q \sum_{n=0}^{P-1} x(n) e^{-\frac{j2\pi pn}{P}} \end{aligned} \quad (7)$$

由式(6)、式(7)可得：

$$X(k) = \begin{cases} Q \sum_{n=0}^{P-1} x(n) e^{-\frac{j2\pi pn}{P}}, & k = pQ, p = 0, 1, \dots, P-1 \\ 0, & k \neq pQ, p = 0, 1, \dots, P-1 \end{cases} \quad (8)$$

从上面的推导可以得出，时域周期序列转换到频域变为一些等间隔的离散点，且间隔长度为 $Q-1$ 。

3.2 计算信道状态信息

3.2.1 计算信道时间平均值 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{ave}}$

接收端首先在频域提取出导频序列 $\mathbf{Y}_{\text{pilot}}$ ，其长度为 P 。再经过 IFFT 变换后，得到仅受到噪声干扰的时域导频序列。

$$\mathbf{y}'_{\text{pilot}}(p) = \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} Y_{\text{pilot}}(k) e^{\frac{j2\pi pk}{P}}, \quad 0 < p < P-1 \quad (9)$$

设 $\mathbf{y}'_{\text{pilot}} = [\mathbf{y}'_{\text{pilot}}(0) \quad \mathbf{y}'_{\text{pilot}}(1) \quad \cdots \quad \mathbf{y}'_{\text{pilot}}(P-1)]$ 为一个 P 维向量。将得到的时域导频序列 $\mathbf{y}'_{\text{pilot}}$ 与本地 PN 序列做相关运算，得到信道时间平均值 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{ave}}$ ，同时降低了噪声的干扰。时域相关运算由下式表示。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{\text{ave}} &= (\mathbf{y}'_{\text{pilot}} \boldsymbol{\Phi}_P) \mathbf{D}_P^{-1} \\ &= (\mathbf{h}_{\text{ave}} \mathbf{D}_P + \mathbf{v}_P \boldsymbol{\Phi}_P) \mathbf{D}_P^{-1} \\ &= \mathbf{h}_{\text{ave}} + \mathbf{v}_P \boldsymbol{\Phi}_P \mathbf{D}_P^{-1} \end{aligned} \quad (10)$$

其中，向量 $\mathbf{h}_{\text{ave}} = [h_{\text{ave}}(0) \quad h_{\text{ave}}(1) \quad \cdots \quad h_{\text{ave}}(P-1)]$ 为真实信道的时域平均值。 $P \times P$ 的方阵 $\boldsymbol{\Phi}_P = (1/P)[\mathbf{m} \quad \mathbf{m}^{(1)} \quad \cdots \quad \mathbf{m}^{(P-1)}]^T$ ， $\mathbf{m}^{(p)}$ 表示将 \mathbf{m} 向右循环移位 p 个单位。从式(10)可以看出，右乘 $\boldsymbol{\Phi}_P$ 的同时又引入了新的干扰项 \mathbf{D}_P ，因此，再右乘 \mathbf{D}_P^{-1} ，最终得到 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{ave}} = [\hat{h}_{\text{ave}}(0) \quad \hat{h}_{\text{ave}}(1) \quad \cdots \quad \hat{h}_{\text{ave}}(P-1)]$ 。 $P \times P$ 的方阵 $\mathbf{D}_P = [\mathbf{S}_P \quad \mathbf{S}_P^{(1)} \quad \cdots \quad \mathbf{S}_P^{(P-1)}]^T$ ， $\mathbf{S}_P = \mathbf{m} \boldsymbol{\Phi}_P$ ， $\mathbf{S}_P^{(p)}$ 表示将向量 \mathbf{S}_P 向左循环移位 p 个单位。 $\mathbf{v}_P = [v_P(0) \quad v_P(1) \quad \cdots \quad v_P(P-1)]^T$ 表示噪声，相关运算后干扰项 $\mathbf{v}_P \boldsymbol{\Phi}_P \mathbf{D}_P^{-1}$ 的功率已经被降低 P 倍。并且文献[7]中证明，如果信道的变化近似为一条直线，则 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{ave}}$ 可近似为各径信道的中点时刻值。

3.2.2 计算信道变化状态信息 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{slope}}$

本文利用导频序列的周期性，离散地反应出各径信道幅度值的变化趋势，以实现时对变信道的多点拟合。在时域，接收序列 \mathbf{y} 为

$$\mathbf{y} = \mathbf{y}_{\text{pilot}} + \mathbf{y}_{\text{data}} + \mathbf{v} \quad (11)$$

其中， $\mathbf{y}_{\text{pilot}}$ 表示时域导频序列， \mathbf{y}_{data} 表示时域数据序列， \mathbf{v} 表示噪声序列。相关运算的方法与 3.2.1 节相同，但差别在于 $\mathbf{y}_{\text{pilot}}$ 除受到噪声干扰外，还受到接收数据 \mathbf{y}_{data} 的干扰。相关运算由下式表示。

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{slope}} = \mathbf{h}_{\text{slope}} + [\mathbf{y}_{\text{data}} + \mathbf{v}] \boldsymbol{\Phi}_N \mathbf{D}_N^{-1} \quad (12)$$

其中， $\mathbf{h}_{\text{slope}} = [h_{\text{slope}}(0) \quad h_{\text{slope}}(1) \quad \cdots \quad h_{\text{slope}}(N-1)]$ 为真实信道的变化趋势，等式右端第二项为干扰项。所得估计值 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{slope}} = [\hat{h}_{\text{slope}}(0) \quad \hat{h}_{\text{slope}}(1) \quad \cdots \quad \hat{h}_{\text{slope}}(N-1)]$ 是一个 N 维向量， $N \times P$ 的矩阵 $\boldsymbol{\Phi}_N = (1/P)[\mathbf{M} \quad \mathbf{M}^{(1)} \quad \cdots \quad \mathbf{M}^{(P-1)}]^T$ ， $\mathbf{M}^{(p)}$ 表示将 \mathbf{M} 向右循环移位 p 个单位。 $N \times P$ 的矩阵 $\mathbf{D}_N = [\mathbf{S}_N \quad \mathbf{S}_N^{(1)} \quad \cdots \quad \mathbf{S}_N^{(P-1)}]^T$ ， $\mathbf{S}_N = \mathbf{M} \boldsymbol{\Phi}_N$ ， $\mathbf{S}_N^{(p)}$ 表示将 \mathbf{S}_N 向左循环移位 p 个单位。

3.3 数据拟合

将 3.2.2 节中得到的 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{slope}}$ ，代入式(13)进行数据拟合，以得出信道随时间变化的参数 $\alpha_{0,l}$ 、 $\alpha_{1,l}$ 。

$$\mathbf{A} = (\mathbf{T}^T \mathbf{T})^{-1} \mathbf{T}^T \hat{\mathbf{H}}_{\text{slope}} \quad (13)$$

其中,

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} t_0 & t_1 & \cdots & t_{Q-1} \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{slope}} = [\hat{h}_{\text{slope}}(l) \quad \hat{h}_{\text{slope}}(P+l) \quad \cdots \quad \hat{h}_{\text{slope}}((Q-1)P+l)]^T, \\ \mathbf{A} = [\alpha_{0,l} \quad \alpha_{1,l}]^T, \quad t_q = qP+l, \quad 0 \leq q \leq Q-1, \quad 0 \leq l \leq G-1, \\ l \text{ 表示导频点位置.}$$

3.4 参数修正

由 3.2.2 节可知, 由于接收数据中导频受到未知数据和噪声的干扰, $\alpha_{0,l}$ 、 $\alpha_{1,l}$ 的误差较大, 必须对其修正以减小估计误差。且由 3.2.1 节知, \hat{h}_{ave} 近似为信道中点时刻值, 所以利用其前 G 个值代替真实值, 可对参数 $\alpha_{1,l}$ 进行修正, 以进一步提高估计精度。修正公式如下:

$$a'_{1,l} = \hat{h}_{\text{ave}}(l) - \alpha_{0,l} t_{\text{mid}}, \quad 0 \leq l \leq G-1 \quad (15)$$

其中, t_{mid} 表示 OFDM 符号的中点时刻, 即 $t_{\text{mid}} = N/2$ 。利用插值方法可以得到整个 OFDM 符号上的信道估计参数。

$$\hat{\mathbf{H}}(n,l) = \alpha_{0,l} n + a'_{1,l}, \quad 0 \leq n \leq N-1, \quad 0 \leq l \leq L-1 \quad (16)$$

最后, 将 $\hat{\mathbf{H}}(n,l)$ 转换到频域进行数据均衡。

3.5 计算复杂度分析

首先分析 Y.M 方法的计算复杂度。此方法在计算 $h_{\text{ave},k}$ 、 \mathbf{H}_{mid} 和 $\mathbf{H}_{\text{slope}}$ 时需要进行一次长度为 P 的 IFFT 运算和 2 次长度为 N 的 FFT 运算, 计算 α_k 时需要 G 次减法运算和 G 次除法运算。所以共需要 $P1b^P/2 + M1b^N + G$ 次乘法运算和 $P1b^P + 2M1b^N + G$ 次加法运算。本文所提方法的计算复杂度主要由 3 部分决定。首先在计算 \hat{h}_{ave} 和 \hat{h}_{slope} 时, 导频序列和接收序列分别右乘 Φ_P 、 \mathbf{D}_P^{-1} 和 Φ_N 、 \mathbf{D}_N^{-1} , 共需要完成 $2P(P+N)$ 次乘法运算和 $2P(P+N-2)$ 次加法运算, 由于矩阵 \mathbf{D} 和 Φ 都是确定矩阵, \mathbf{D}^{-1} 可以在接收端提前计算, 所以求逆运算并不增加计算量。然后在数据拟合运算中, (13) 式共需要计算 $5P-2$ 次加法运算和 $Q+P+7$ 次乘法运算, 由于 $(\mathbf{T}^T \mathbf{T})$ 为一个二维方阵, 所以计算其逆矩阵时并不明显增加计算量。最后, 在参数修正中只需要 1 次加法运算和 1 次乘法运算。因此, 共需 $2P(P+N)+Q+P+8$ 次乘法运算和 $2P(P+N-2)+5P-2$ 次加法运算。当 N 一定时, 所提方法的加法计算量略少于 Y.M 方法; 所提方法的乘法计算量近似为 Y.M 方法的 $(64/Q)$ 倍, 当 $Q=32$ 时, 乘法计算量不到 Y.M 方法的 2 倍。

可以看出, 本文方法计算复杂度主要集中在计

算 \hat{h}_{ave} 和 \hat{h}_{slope} 2 部分, 并且计算量大小取决于 Q 。在 N 一定的条件下, P 值越小, Q 值越大, 这一方面降低了运算量, 同时增加了拟合点个数, 进而提高估计精度。但另一方面, Q 值的增加同样也减小了 PN 序列的周期, 从而降低了降噪性能。在实际工程中, 可以根据信道的时变性与信噪比高低对 Q 值进行选择, 以做到性能最优。

4 系统仿真与结果分析

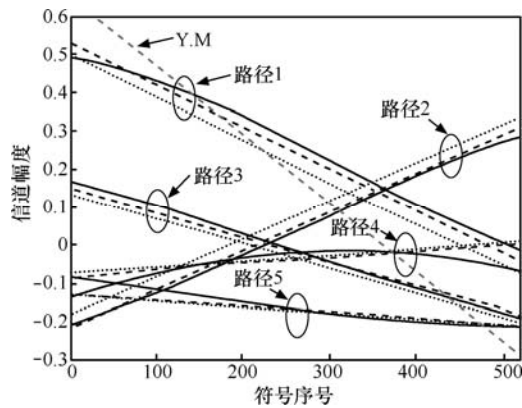
本节针对 OFDM 系统中时变信道的特性, 在 Jack 信道模型^[9]下进行计算机仿真。信道幅度衰落服从瑞利分布, 相位服从均匀分布。多径个数为 5 条, 各径幅度的衰落由 $R = \exp(-\tau_{\text{di}}/\tau_{\text{av}})$ 表示, τ_{di} 表示各径的时延, τ_{av} 表示平均时延, 并且最大归一化时延为 $\tau_{\text{max}}/T_s = 13$, 其中 τ_{max} 为最大延迟时间, T_s 为采样周期。子载波间隔为 $\Delta F = 7.5 \text{ kHz}$, 最大归一化多谱勒频移 $\varepsilon_{\text{max}} = f_{\text{max}}/\Delta F$, f_{max} 表示最大多谱勒频移, 这里选取 $f_{\text{max}} = 500 \text{ Hz}$, 则 $\varepsilon_{\text{max}} = 0.067$ 。基带数字调制选用 16QAM, 循环前缀设定 $G=16$, 载波频率为 2GHz。子载波个数 $N=512$, 频域导频插入间隔 $Q=8, 16, 32$, 发射端导频功率与数据功率之比 $R=1, 1.5, 2, 2.5, 3$ 。根据式(17)计算信道估计的均方误差(MSE)。

$$MSE = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \|h(n,l) - \hat{h}(n,l)\|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \|h(n,l)\|^2} \quad (17)$$

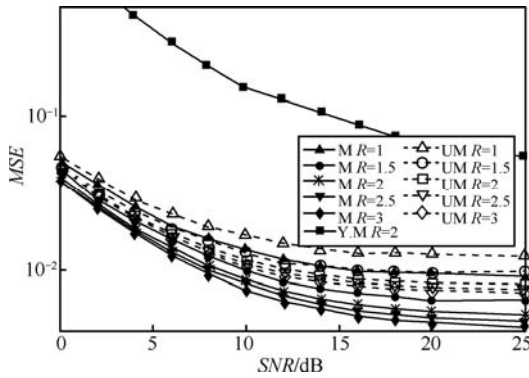
图 3(a)表示了 $SNR=15 \text{ dB}$, $Q=8$, $N=512$, $R=2$, $\varepsilon_{\text{max}}=0.067$ 时, 信道拟合值与真实值的比较结果。图中实线表示真实信道曲线, 点线和虚线分别表示参数修正前、后的信道估计线段。从图中可以看出, 参数修正前后的 2 条直线斜率相同, 但参数修正后的信道估计线段更接近信道真实曲线, 即验证了参数修正方法的有效性。同时可以看出, 在路径 1 当中, Y.M 方法拟合的信道线段与真实曲线相差较远, 说明仅用 2 点拟合在实际环境下误差较大。图 3(b)显示了不同 R 值下 Y.M 方法与本文方法的 MSE 比较结果。UM 和 M 分别表示参数修正前、后的 MSE 结果, Y.M 方法选择 $R=2$ 。从图中可以看出 M 结果最优, UM 结果性能略有下降, 相比于前两者, Y.M 方法性能明显较差。在图中可以进一步看出, 当 $R \geq 1.5$, $SNR \geq 10 \text{ dB}$ 时, 本文方法的 MSE 值均小于 0.01, 验证了多点拟合方法的有效性。

图 4(a)与图 4(b)分别给出了在 $SNR=5$ 和 $SNR=25$ 的情况下, 当 $N=512$, $R=2$, $\varepsilon_{\text{max}}=0.067$ 时, 不同 Q

值的信道拟合比较结果。可以看出,当信噪比较低时($SNR=5$), $Q=8$ 的估计线段较为接近真实信道,而 $Q=32$ 时误差较大,这是由于在低信噪比时,噪声干扰较为严重, Q 越小, PN 序列的周期 P 越大,则 PN 序列的相关性越好,降噪性能越高。反之,当信噪比较高时($SNR=25$), $Q=32$ 所对应的线段较为接近真实信道,这是由于在高信噪比时,影响信道估计性能的主要因素变为信道的时变性,因此 Q 值越大,进行数据拟合的点就越多,估计精度自然越高。同时可以看出,相比与本文方法, Y.M 方法(选取 $Q=16$) 在不同信噪比环境下与真实曲线均相差较大,并且在低信噪比环境下误差进一步增加。



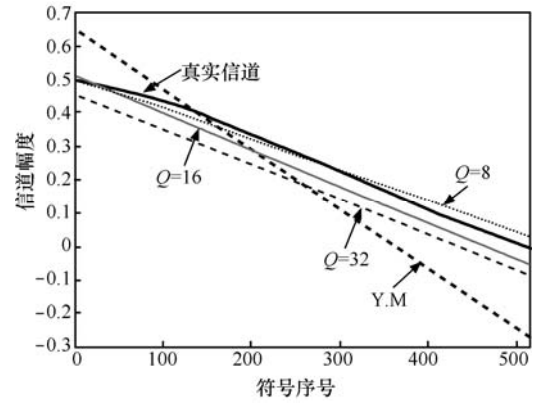
(a) 参数修正前后信道估计比较结果



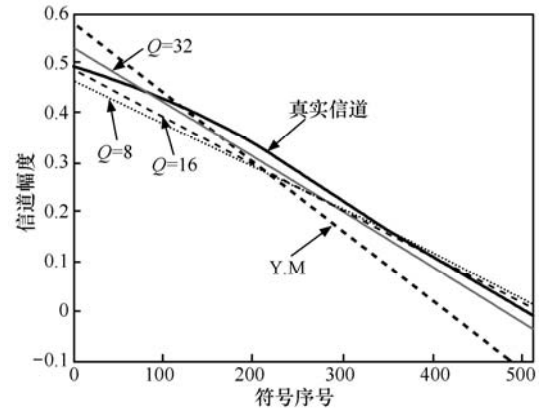
(b) 参数修正前后 MSE 比较结果

图 3 本文方法参数修正前后与 Y.M 方法的性能比较

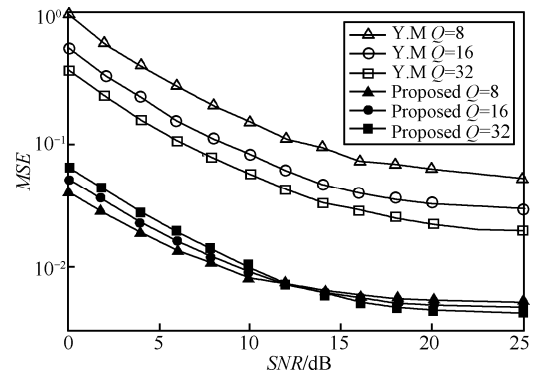
图 4(c)与图 4(d)分别表示了 $N=512, R=2, \epsilon_{\max}=0.067$ 时,本文方法在不同 Q 值下与 Y.M 方法的 MSE 和 BER 仿真比较结果。从 2 个图中可以看出所提方法在不同参数条件下,性能均优于 Y.M 方法,且当信噪比在 $0\sim 12\text{dB}$ 之间, Q 值越小 MSE 和 BER 性能越好,当 $SNR>12\text{dB}$ 时,则性能相反,与图 4(a)与图 4(b)仿真结果相一致,并验证了 3.5 节中的分析。



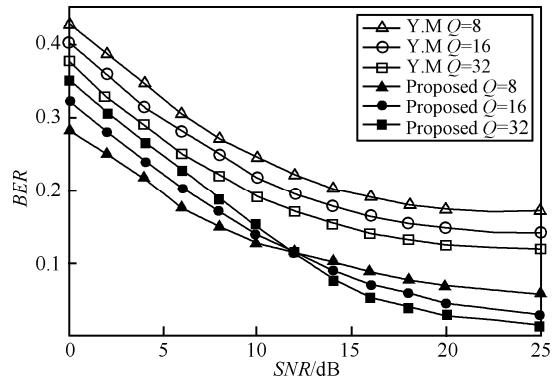
(a) $SNR=5\text{dB}$ 时不同 Q 值的信道估计比较结果



(b) $SNR=25\text{dB}$ 时不同 Q 值的信道估计比较结果



(c) 不同 Q 值的 MSE 比较结果



(d) 不同 Q 值的 BER 比较结果

图 4 本文方法不同 Q 值性能比较结果

5 结束语

本文提出一种利用周期性 PN 序列作为导频，并在时域进行数据拟合的时变信道估计算法。该方法通过相关运算降低噪声干扰，同时增加了拟合数据的个数，以提高时变信道的估计精度，并利用信道时间平均值对其估计参数进行修正，进一步提高估计性能。分析和实验结果表明：所提方法能够准确估计出时变信道的变化趋势，并且通过适当增加导频能量和改变 PN 序列的周期，以满足不同信道环境下的性能要求。与传统时变信道估计方法相比，具有较优的 BER 和 MSE 性能，且在低信噪比环境下性能尤为显著。

参考文献：

- [1] LI M G, LIU Y L, PENG Q C. Performance comparison between two pilot symbol-aided channel estimation schemes for OFDM[A]. Signal Design and Its Applications in Communications[C]. 2007. 303-306
- [2] COLERI S, ERGEN M, PURI A, *et al.* Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2002, 48(3): 223-229.
- [3] ZHENG Y N. A novel channel estimation and tracking method for wireless OFDM systems based on pilots and Kalman filtering[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2003, 49(2): 275-283.
- [4] BARHUMI I, LEUS G, MOONEN M. Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(6): 1615-1624.
- [5] NGUYEN V D, KUCHEIIBECKER H P. Intercarrier and intersymbol interference analysis of OFDM systems on time-varying channels[A]. 4th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (IEEE SPAWC)[C]. 2003. 140-144.
- [6] 胡蝶, 何良华, 杨绿溪. 快时变环境下 OFDM 系统中的信道估计[J]. 电子信息学报, 2007, 29(1): 113-116.
HU D, HE L H, YANG L X. Channel estimation of rapidly time-varying channels for OFDM systems[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2007, 29(1): 113-116.
- [7] MOSTOFI Y, COX D C, BAHAI A. ICI mitigation for mobile OFDM receivers[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(2): 765-774.
- [8] XU G P, WEI Q, ZHANG X. New OFDM channel estimation algorithm with low complexity[A]. 65th Vehicular Technology Conference (IEEE VTC)[C]. 2007. 2257-2260.
- [9] JAKES W C. Microwave Mobile Communications[M]. New York: Wiley, 1974. 32-35.

作者简介：



段鹏 (1982-), 男, 河北元氏人, 西北工业大学电子信息学院博士生, 主要研究方向为 OFDM 系统同步技术及信道估计等。



何明一 (1958-), 男, 四川盐亭人, 西北工业大学电子信息学院教授、博士生导师, 主要研究方向为神经网络与智能信息处理、图像工程与可视化, 技术、三维自信获取与处理、多光谱图像处理等。



田野 (1982-), 男, 陕西西安人, 博士, 北京大唐移动通信设备有限公司工程师, 主要研究方向为研究方向为移动通信网络核心网技术, M2M 通信技术和无线传感器网络。



薛敏彪 (1957-), 男, 上海人, 西北工业大学电子信息学院硕士生导师, 主要研究方向为传感器信号的获取、处理以及应用等。