

基于DFT的MC-CDMA系统信道估计算法

陈洪, 张琛, 张尔扬

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

【摘要】基于导频辅助的最小平方(LS)算法是MC-CDMA中常用的信道估计算法,它运算量低,实现简单,但信道估计精度差。该文讨论了MC-CDMA的导频插入方式,提出一种基于离散傅里叶变换(DFT)的信道估计算法。该算法将LS信道估计循环前缀长度外的时域响应值置零,并设定阈值忽略循环长度内的噪声和无效径响应。该算法保留了LS算法运算量小和实现简单的优点,大大降低了噪声对信道估计精度的影响,仿真结果验证了算法的有效性。

关键词 信道估计; 离散傅里叶变换; 多载波-码分多址; 导频

中图分类号 TN915.5

文献标识码 A

MC-CDMA Channel Estimation Algorithm Based on DFT

CHEN Hong, ZHANG Chen, ZHANG Er-yang

(Electronic Engineering Institute of National University of Defense Technology Changsha 410073)

Abstract Least square (LS) algorithm based on pilot is a traditional channel estimation algorithm in multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA). LS algorithm has low complexity and is easy to implemented, but the algorithm has poor performance. In order to eliminate the noise during channel estimation, a new channel estimation algorithm based on discrete Fourier transform (DFT) is presented. The algorithm remarkably enhances the channel estimation performance through clearing the time domain response outside the length of cyclic prefix (CP) and ignoring the noise and invalid channel response during the length of CP. The algorithm described in this paper has low complexity and is validated by computer simulation.

Key words channel estimation; DFT; MC-CDMA; pilot signal

结合OFDM和CDMA优点的MC-CDMA是4G移动通信的主要技术,采用相干解调可以降低对信噪比的要求,也是某些多进制调制必须采用的解调方式,因此在接收端需进行信道估计。文献[1]提出了MMSE和LS信道估计算法,文献[2]提出了LMMSE算法和奇异值分解(SVD)算法,文献[3-4]提出了盲信道估计算法。LS算法运算量小,但精度低。在导频数量较大时,SVD、MMSE和LMMSE算法运算量都

很大。盲信道估计算法数据传输效率高,但算法复杂,收敛速度慢。本文提出一种基于DFT的信道估计算法,有效消除了LS算法中噪声对信道估计精度的影响。

1 MC-CDMA基带系统模型

MC-CDMA有原始模式和改进模式两种^[5],本文采用原始模式,如图1所示。

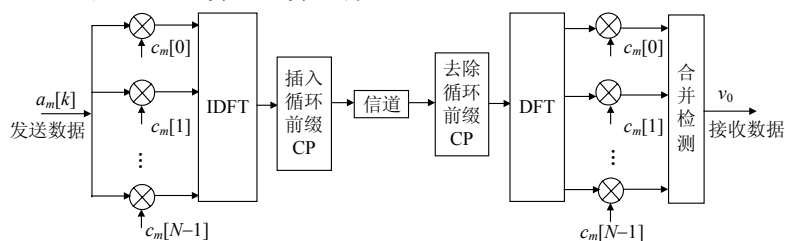


图1 MC-CDMA系统简图在发送端第 m 个用户经过

调制映射的发送数据 $\{a_m[i]\}$ 复制 N 份后和长度为 N 的用户扩频码 C_m 在频域相乘得到频域信号 X ,

收稿日期: 2006-02-19; 修回日期: 2006-06-23

作者简介: 陈洪(1974-),男,博士生,主要从事卫星通信和多载波信道估计方面的研究;张琛(1978-),女,博士生,主要从事OFDM通信方面的研究;张尔扬(1941-),男,教授,博士生导师,主要从事军用无线通信、空间通信与组网方面的研究。

然后经过IDFT变换后成为时域信号 $x(n)$:

$$x(n) = \text{IDFT}(X) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} a_m[i] C_m^k e^{j2\pi nk/N} \quad (1)$$

$0 \leq n \leq N-1$

式中 用户扩频码 $C_m = [C_m^0, C_m^1, \dots, C_m^{N-1}]^T$, 一般为 N 阶 Hadmard 矩阵中的第 m 行向量。

将时变无线多径信道建模为多抽头的横向 FIR 滤波器, 脉冲响应可表示为:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (2)$$

式中 L 表示传播路径总数; h_i 是第 i 径上的复脉冲响应; τ_i 是第 i 径的归一化时延长度。

从式(2)看出多径信道的脉冲响应是时限的, 按 τ_i 是否是整数, 将多径信道分为整数采样信道和非整数采样信道。对 $h(t, \tau)$ 进行时域采样的结果为^[1]:

$$h_k = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j\frac{\pi}{N}(k+(N-1)\tau_i)} \frac{\sin(\pi\tau_i)}{\sin(\frac{\pi}{N}(\tau_i - k))} \quad (3)$$

图2为多径数为3的信道时域响应。从图中可以看出整数采样信道中, 所有径的能量只映射到对应于 τ_i 的时域采样点。在非整数采样信道中, 各径的能量映射到所有时域采样点上而造成能量泄漏现象, 但每条路径上的绝大部分能量泄漏在相邻的采样点上, 这也是本文算法的理论依据。

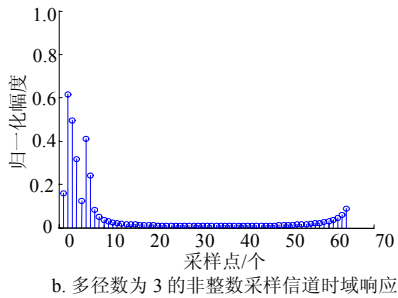
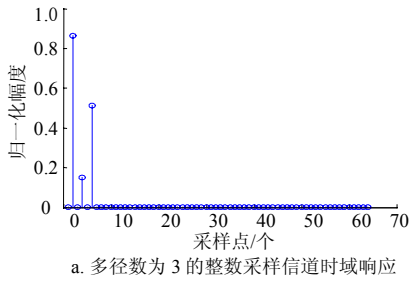


图2 整数采样和非整数采样信道时域响应

在MC-CDMA的接收端, 去除循环前缀后的时域信号经过DFT变换得到:

$$Y = \text{DFT}(\text{IDFT}(X) \otimes h + \tilde{n}) \quad (4)$$

式中 \otimes 表示循环卷积; $Y = [Y(0), Y(1), \dots, Y(N-1)]^T$; $h = [h_0, h_1, \dots, h_{N-1}]^T$; $\tilde{n} = [\tilde{n}_0, \tilde{n}_1, \dots, \tilde{n}_{N-1}]^T$

为独立分布的加性高斯白噪声矢量。

从接收信号 $\{Y(k)\}$ 中估计出导频处的信道响应, 再经过内插算法估计出整个频域的信道响应 $\hat{H}(k)$ 。这样, 发送数据 $\{X(k)\}$ 就可通过在每个子载波上作简单的复数除法就可以恢复出来, 即:

$$\hat{X}(k) = Y(k) / \hat{H}(k) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

2 MC-CDMA系统导频图案设计及相关信道估计方法

MC-CDMA系统中导频插入方式如图3所示, 一般有梳状分布和块状分布^[6], 还可采用时频二维离散分布。导频信号在时间和频率上的间距 D_t 、 D_f 需满足时间频率二维采样定理, 即:

$$D_t < \frac{1}{2(T_u + T_g)f_{D,\max}}, \quad D_f < \frac{T_u}{\tau_{\max}} \quad (6)$$

式中 $f_{D,\max}$ 、 τ_{\max} 分别为信道最大多普勒频移和最大时延扩展; T_u 为OFDM符号持续时间; T_g 为保护间隔时间。

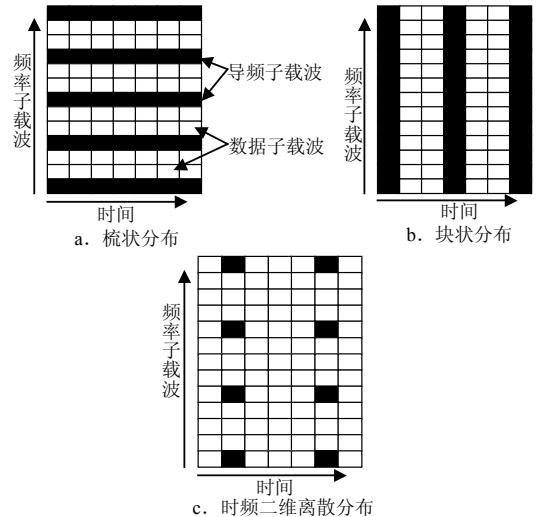


图3 MC-CDMA插入导频分布方式

在三种导频插入方式中, 梳状导频抗快衰落能力强, 但需进行频域内插, 对频率选择性衰落较敏感。块状导频在频域上连续, 适用于慢衰落的无线信道。时频二维离散分布导频发送的导频数量少, 但需分别在时域和频域上进行内插, 会因内插误差导致误差平层效应。考虑到用户扩频码长度是固定的, 插入导频采用时频二维离散分布并不能提高子载波的利用率, 并且仿真发现MC-CDMA系统导频梳状分布的误码率高于块状分布的误码率^[7], 因此本文信道估计采用块状导频分布。

设导频信号矩阵 X_p' 为以 $[X_p(0), X_p(1), \dots, X_p(N-1)]$ 中元素为主对角线的对角矩阵,

MC-CDMA接收端经过DFT后得到的信号 Y_p , 根据最小平方准则, 导频处的信道估计值^[1]:

$$\hat{H}_{p,LS} = F_N Q_{LS} F_N^H X_p^H Y_p \quad (7)$$

式中 F_N 为 N 点傅里叶变换矩阵;

$$[F_N]_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi nk/N}; \quad F_N^H \text{ 为 } F_N \text{ 的共轭转置矩阵};$$

$Q_{LS} = (F_N^H X^H X F_N)^{-1}$. 将 Q_{LS} 表达式代入式(8)中得导频处的LS估计为:

$$\hat{H}_{p,LS} = X_p^{-1} Y_p = \begin{bmatrix} Y_p(0) & Y_p(1) & \dots & Y_p(N-1) \\ X_p(0) & X_p(1) & \dots & X_p(N-1) \end{bmatrix}^{-1} = H_p + \frac{n_p}{X_p} \quad (8)$$

从式(9)可知LS算法只需要做一次对角矩阵求逆和一次乘法, 运算量低, 但是也可以看出 $\hat{H}_{p,LS}$ 实际上是信道脉冲响应的有噪观察值, 受噪声的影响估计精度较差. 文献[1]在LS信道估计的基础上根据信道频域响应的二阶统计特性, 在频域利用一维MMSE准则对LS估计结果进行平滑, 即:

$$H_{p,MMSE} = Q_{MMSE} \hat{H}_{LS} \quad (9)$$

式中 Q_{MMSE} 为MMSE加权矩阵, $Q_{MMSE} = R_{H_p H_p}$

$$(R_{H_p H_p} + \frac{\sigma_n^2}{X_p X_p^H})^{-1}.$$

和LS算法相比, MMSE算法信道估计的精度大大提高, 但该方法有两大缺点: (1) MMSE算法需要预先知道导频的频域自相关矩阵, 这在时变无线信道中非常困难. (2) MMSE方法需要 P 阶矩阵求逆, 当导频子载波数 P 很大时, 运算量很大, 使得算法实用性差.

3 本文信道估计算法

针对LS算法精度差和MMSE算法运算量大并且需要预知导频自相关矩阵的缺点, 本文提出一种基于DFT的信道估计算法, 显著降低了噪声对LS信道估计精度的影响, 步骤如下:

步骤1: 将LS信道估计的结果进行IDFT, 得到信道估计的时域响应, 即:

$$\hat{h}_{LS}(l) = \text{IDFT}(\hat{H}_{LS}(k))_l = h(l) + w(l) \quad 0 \leq l \leq N-1 \quad (10)$$

式中 $w(l)$ 为 N 维高斯白噪声矢量.

步骤2: 将步骤1信道估计时域响应中循环长度以外的时间采样值置零:

$$\hat{h}'_{LS}(l) = \begin{cases} \hat{h}_{LS}(l) & 0 \leq l \leq N_g \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (11)$$

由于信道的脉冲响应时间长度小于循环前缀的时间长度, 步骤1中循环前缀长度外的时域响应主要是由噪声引起的. 经过步骤2后, 相当于平均噪声功率降低为原来的 N_g/N .

步骤3: 对步骤2的信道脉冲响应估计值做进一步处理, 若循环前缀长度内采样点的时域响应大于某一阈值 Γ , 将该采样点响应值保留, 否则视为噪声置零.

$$\tilde{h}(n) = \begin{cases} \hat{h}'_{LS}(n) & \text{如果 } |\hat{h}'_{LS}(n)|^2 \geq \Gamma \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (12)$$

式中 $\Gamma = \lambda \frac{\text{MAX}^2}{\text{SNR}}$, λ 为调整系数, $0 < \lambda \leq 1$, MAX 为 $\hat{h}'_{LS}(l)$ 的最大值.

从图2可知无论在整数还是非整数采样信道中信道的绝大部分能量分布于少数的采样点上, 因此通过式(12)可以保留绝大部分有效径能量, 抑制噪声以及淹没于噪声中的无效径能量对信道估计精度的影响. 文献[8]中选择有效径的数量等于信道的多径数, 该方法只适用于整数采样信道. 实际上, 多径信道几乎都属于非整数采样信道, 有效径的径数远大于信道的多径数, 采用文献[8]的方法会造成过多的信道能量损失. 而本文的算法通过设定阈值区分有效径和无效径, 在各种信道条件下都是适用的. 从阈值的表达式可以看出, 当信噪比较低时, 噪声能量大, 阈值设定也高. 当信噪比提高时, 设定的阈值随之降低, 因此可以通过设定阈值在保留大部分信道能量的同时有效地消除噪声.

步骤4: 对步骤3的结果进行 N 点DFT变换, 得到所有子载波上的信道响应估计值.

$$\tilde{H}(k) = \text{DFT}(\tilde{h}(n)) \quad (13)$$

4 仿真结果

本文采用Mont-Carlo法对不同信道估计算法的均方误差(MSE)和误码率进行仿真, 仿真采用的系统参数为: 子载波数512, 循环前缀长度为128, OFDM符号时间12.8 μs , 调制方式为16QAM, 导频插入为块状分布, 调整系数 $\lambda=0.8$. 多径信道采用UMTS无线信道模型, 具体参数如表1^[9]所示. MSE的定义如下:

$$\text{MSE} = \frac{1}{N_s N} \sum_{s=1}^{N_s} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{n,s} - \hat{H}_{n,s}|^2 \quad (14)$$

式中 N_s 为仿真的MC-CDMA的符号数; N 为系统子载波数.

表1 UMTS “Vehicular A”多径瑞利衰落信道模型

多径序号	多径延时/ns	多径延时归一化时间	平均功率/dB
1	0	0	0
2	310	1.55	-1
3	710	3.55	-9
4	1 090	5.45	-10
5	1 730	8.65	-15
6	2 510	12.55	-20

图4和图5分别是MC-CDMA系统采用不同信道估计算法的MSE和误码率曲线。从图4看出LS算法的估计精度最差,经过本文的步骤2将循环前缀(CP)长度外响应置零后MSE有了较大改善,在步骤2的基础上采用本文的步骤3,将小于设定阈值的信道采样点置零后能进一步降低噪声的影响,提高信道估计的性能。图5的误码性能曲线验证了本文信道估计算法的效果。

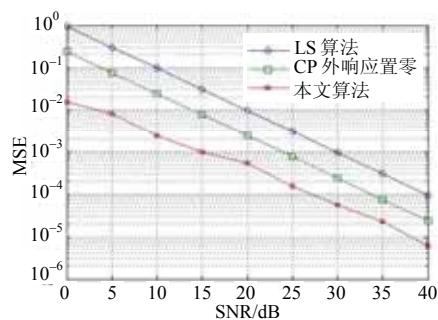


图4 信道估计性能(MSE)

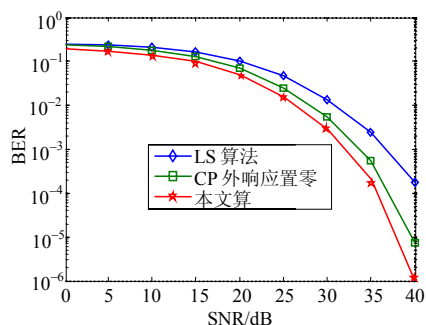


图5 系统误码性能(BER)

5 结论

精确的信道估计在MC-CDMA的相干解调中有十分重要的作用,本文的信道估计算法充分结合了多径信道的时域响应特性,大大消除了噪声的影响,仿真结果表明该算法显著提高了LS信道估计的精度。本文的算法由于采用了基于DFT的方法,运算量小,易于实现,具有较好的实用化前景。

参考文献

- [1] Jan-Jaap van de Beek, Ove Edfors, Magnus Sandell, et al. On channel estimation in OFDM systems[C]// Proc VTC'95. Chicago: IEEE, 1995: 815-819.
- [2] Jan-Jaap van de Beek, Ove Edfors, Magnus Sandell. OFDM channel estimation by singular value decomposition[J]. IEEE Trans Commn, 1998, 46(7): 931-939.
- [3] ROY S, LI Cheng-yang. A subspace blind channel estimation method for OFDM systems without cyclic prefix[J]. IEEE Trans on Wireless Comm, 2002, 1(4): 572-579.
- [4] ZHUANG Xiang-yang, DING Zhi, Swindlehurst A L, et al. A statistical subspace method for blind channel identification in OFDM communications[C]//Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2000. ICASSP '00. Proceedings. Istanbul, Turkey: IEEE, 2000: 2493-2496.
- [5] HARA S, PRASAD R. Overview of Multicarrier CDMA[J]. IEEE Commn Magazine, 1997, (12): 126-133.
- [6] HSIEH M H, WEI C H. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2002, 48(3): 217-225.
- [7] MEKEOWN M A, CRUICKSHANK D G M, LINDSAY I A B, et al. Pilot-assisted channel estimation in MC-CDMA for future mobile cellular systems[C]//London Communications Symposium 2002-lcs050. [S. l.]: [s.n.], 2002.
- [8] ZHENG Kan, ZENG Guo-yan, WANG Wen-bo. DFT-based uplink channel estimation in MC-CDMA systems[C]//2004 IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Sydney, Australia: IEEE, 2004: 570-574.
- [9] YANG Bao-guo, CAO Zhi-gang, LETAIEF K B. Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Commn, 2001, 49(11): 1977-1987.

编辑 漆蓉