

文章编号:1007-5321(2004)05-0041-04

OFDM 系统中快速频偏估计

张中山, 刘晓明, 赵 明, 刘元安, 高锦春

(北京邮电大学 无线通信中心, 北京 100876)

摘要: 提出了正交频分复用(OFDM)系统中一种新的载波频偏估计算法. 载波频偏估计过程可分为获取和跟踪,其中,获取过程和时间同步是同时完成的. 新算法可实现的最大载波频偏获取范围是整个信号带宽的一半. 新的跟踪算法是一个最大似然算法,在加性白噪声高斯信道(AWGN)下,当 N (训练序列长度的一半)等于 128 时,其性能比 Schmidl 算法提高约 7.27 dB;在多经信道下,当信噪比不是很高时,新算法仍具有优势.

关 键 词: 频偏估计; 多径信道; 正交频分复用

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A

Fast Frequency Offset Estimation in OFDM System

ZHANG Zhong-shan, LIU Xiao-ming, ZHAO Ming,
LIU Yuan-an, GAO Jin-chun

(Center for Wireless Communications, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: A new carrier frequency offset estimation scheme in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system is proposed. The carrier frequency offset estimation includes acquisition and tracking, and acquisition as well as timing synchronization can be performed simultaneously with high accuracy. The maximum acquisition range can be up to one half of overall signal bandwidth. The proposed tracking estimator is a maximum-likelihood estimator, and in AWGN channel, about 7.27dB improvement is obtained compared to the Schmidl's algorithm when $N = 128$; in multipath channel, the proposed algorithm works well at moderate SNR.

Key words: frequency offset estimation; multipath channel; orthogonal frequency division multiplexing

OFDM^[1]系统对载波频偏非常敏感,非常小的频偏都将极大的影响接收器的性能^[2]. 很多文献中提出了用于进行 OFDM 系统中载波频偏估计的算法^[2-6]. 然而,现存算法的一个共同特

收稿日期: 2003-09-08

基金项目: 国家“863 计划”项目(2003AA12331004)

作者简介: 张中山(1974—),男,博士生. E-mail:adhoc@bupt.edu.cn

刘元安(1963—),男,教授,博士生导师. E-mail:yuliu@bupt.edu.cn

点就是:在发送端,系统产生一个特殊的同步数据块,该数据块可以是一个符号,也可以是多个符号. 这个数据块由 2 个或多个相同的部分组成(即重复数据). 在接收端,这些重复数据之间仍然具有很大的相关性,通过观察相应的接收数据的相角偏移量,即可估计出系统的载波频偏. 这类算法可以实现较高的估计精度,但载波频偏的估计范围受到限制,比如文献[3]中,载波频偏的估计范围限制在 ± 0.5 倍的子载波间隔;若想扩大载波频偏的估计范围,则需牺牲估计精度^[2]或者增大算法的复杂度^[4].

本文提出一种新的载波频偏估计算法. 该算法借助于一种特殊的同步数据块,可以将载波频偏的估计范围扩大到整个信号带宽的一半. 同时,相对于传统算法^[2-5],新算法具有更高的估计精度. 除了用于载波频偏的估计外,同一个同步数据块还可用于准确的帧同步.

1 载波频偏获取

介绍一种新的载波频偏获取(acquisition)算法. 借助于一种特殊的同步数据块,新的算法可以实现准确的时间同步和载波频偏的估计. 在发送端,同步数据块包含等长的 2 个符号,第 2 个符号是第 1 个符号中数据的倒序拷贝. 同步数据块的结构如下

$$S=[s(0),s(1),\cdots,s(N-1),s(N-1),\cdots,s(1),s(0)]$$
 (1)

其中, N 表示同步符号的 DFT 长度,也即子载波数.

在接收端,如果不考虑信道衰落和加性高斯白噪声(AWGN)的影响,则同步数据块(本文中用 \mathcal{R} 表示)的 2 个符号中接收数据之间存在如下关系:

$$r(2N-1-k)=r(k)\exp[j2\pi\epsilon(2N-1-2k)/N], \quad k\in[0,N-1]$$
 (2)

其中, $r(k)$ 表示 \mathcal{R} 中的第 k 个抽样, ϵ 表示归一化载波频偏. 设计一个时间同步估计器:

$$M(d)=\frac{2\left|\sum_{k=0}^{N-1}r(2N+d-1-k)r^*(k+d)\right|}{\sum_{k=d}^{d+2N-1}|r(k)|^2}$$
 (3)

其中, d 表示同步数据块的第 1 个抽样的位置. 对于本文提出的算法来说,接收窗口大小等于同步数据块的长度,即 $2N$. d 从 0 位置向后滑动,一旦 $M(d)$ 取得了本地最大值,则意味着接收端检测到一个新的同步数据块.

图 1 给出了当信噪比($\text{SNR}=\gamma$)为 10 dB、DFT 长度为 32 时, $M(d)$ 的均值随载波频偏变化而变化的趋势. 不失一般性,同步数据块的起始位置可以设为 0. 从图 1 可以看出, $M(0)$ 是载波频偏 ϵ 的函数,其周期为 $N/2$,在一个周期内,有一个峰值;而 $M(d>0)$ 的均值则是一个常数,独立于载波频偏 ϵ . 在一个周期内(为了分析方便,取 $\epsilon\in[-N/4,N/4]$), $M(0)>M(d>0)$ 这个不等式只在峰值附近才成立;在峰值附近, ϵ 越趋近于峰的中央, $M(0)$ 的值越大. 这一特性是本文所提出的新的载波频偏估计算法实现的基础.

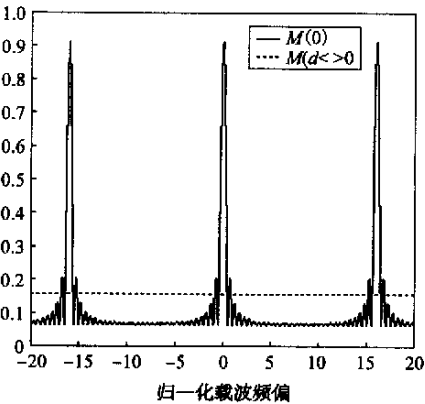


图 1 $M(d)$ 随载波频偏变化的趋势

图2详细地描述了载波频偏获取过程。由于 $M(0)$ 的均值是关于 ϵ 的周期为 $N/2$ 的函数,因而新的载波频偏获取算法的获取范围是 $\pm N/4$ 倍的子载波间隔,即整个信号带宽的一半。在发送端,为了进行准确的载波频偏获取,需要连续发送2个相同的同步数据块。在接收端, $3N$ 个抽样值被接收并存放在缓冲区中。缓冲区的长度取 $3N$ 是为了保证缓冲的数据包含一个完整的同步数据块。

在算法运行之初,载波频偏的范围是完全未知的。新的算法采用一种类似于搜索的方式进行载波频偏的获取,即粗估计。 $2k+1$ 个预设的频偏值 ($\hat{\epsilon}_{-k} = -k \cdot \Delta\epsilon$; $\hat{\epsilon}_{-(k-1)} = -(k-1) \cdot \Delta\epsilon$; \dots ; $\hat{\epsilon}_{-1} = -\Delta\epsilon$; $\hat{\epsilon}_0 = 0$; $\hat{\epsilon}_1 = \Delta\epsilon$; \dots ; $\hat{\epsilon}_{k-1} = (k-1) \cdot \Delta\epsilon$; $\hat{\epsilon}_k = k \cdot \Delta\epsilon$ 。其中, $k \cdot \Delta\epsilon < N/4$ 且 $0 < \Delta\epsilon < \frac{N}{2(2N-1)}$) 被用来预补偿缓冲区中的 $3N$ 个接收数据的频偏。方法为:用 $\exp(-j2\pi\hat{\epsilon}_i l/N)$ 与缓存的数据逐个相乘,其中 $i \in [-k, k]$ 且 $l = 0, 1, 2, \dots, 3N-1$ 。 $\Delta\epsilon$ 表示载波频偏预补偿的间隔(从下一节可以知道,本文提出的载波频偏细估计的估计范围为 $\pm \frac{N}{2(2N-1)}$ 倍的子载波间隔, $0 < \Delta\epsilon < \frac{N}{2(2N-1)}$ 可以保证获取后剩余的载波频偏限制在细估计的范围之内)。

对于第 j ($-k \leq j \leq k$) 个频偏预补偿序列, $M(d)$ ($0 \leq d \leq N-1$) 的最大值表示为 Γ_j ; 如果对于所有的 $-k \leq p \leq k$ 都有 $\Gamma_q > \Gamma_{p \neq q}$, 则 $q \cdot \Delta\epsilon$ 表示载波频偏获取算法的输出结果。获取算法同时估计出了同步数据块的起始位置 \hat{d}_0 , 也即实现了时间同步。

如果获取算法导致的剩余载波频偏超出了细估计算法的估计范围,则细估计算法失效。通常情况下,当 N 足够大时,这一概率可以忽略不计。例如,当 $N=128$ 且 $\gamma=10$ dB 时,假设系统的载波频偏为 2.5 倍的子载波间隔,如果 $\Delta\epsilon$ 设为 0.2,则这一概率远小于 $1e-10$ 。

2 载波频偏细估计

获取算法虽然能够估计大范围的载波频偏,但其精度有限,因而剩余的载波频偏还需要进行细估计(Tracking)。对于一个接收到的同步数据块 \mathcal{R} 来说, \log -似然函数 $\Lambda(\epsilon)$ 是概率密度 $f(\mathcal{R}|\epsilon)$ 的对数函数。利用 \mathcal{R} 中数据的相关特性, \log -似然函数可以表示如下

$$\Lambda(\epsilon) = \lg f(\mathcal{R}|\epsilon) = \lg \left\{ \prod_{k=0}^{N-1} f[r(k), r(2N-1-k)] \right\} = \sum_{k=0}^{N-1} \lg \left\{ f[r(k), r(2N-1-k)] \right\} \quad (4)$$

在文献[3]中, $f(r(k), r(2N-1-k))$ 表示如下:

$$f[r(k), r(2N-1-k)] =$$

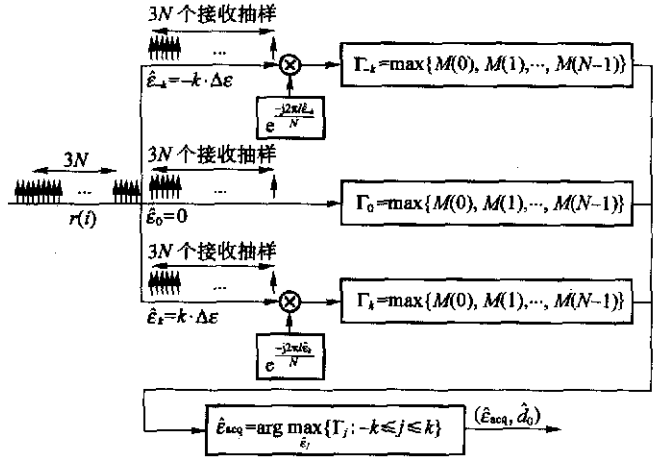


图2 载波频偏获取过程

$$\exp \left[-\frac{|r(k)|^2 - 2\rho \operatorname{Re} \left\{ \exp \left[\frac{j2\pi \epsilon (2N-1-2k)}{N} \right] r(k)r^*(2N-1-k) \right\} + |r(2N-1-k)|^2}{(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)(1-\rho^2)} \right] \frac{1}{\pi^2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2(1-\rho^2)} \quad (5)$$

其中, $\rho = \left| \frac{E[r(k)r^*(2N-1-k)]}{\sqrt{E[|r(k)|^2]E[|r(2N-1-k)|^2]}} \right| = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} = \frac{\gamma}{\gamma + 1}$ 且 $\gamma = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}$.

对 $\Lambda(\epsilon)$ 关于 ϵ 求导并设结果为 0, 则 ϵ 的最大似然估计器表示为^[7]

$$\hat{\epsilon} = - \frac{N \sum_{k=0}^{N-1} |r(k)r^*(2N-1-k)| \angle [r(k)r^*(2N-1-k)] \cdot (2N-1-2k)}{2\pi \sum_{k=0}^{N-1} |r(k)r^*(2N-1-k)| \cdot (2N-1-2k)^2} \quad (6)$$

其中, $\angle\{X\}$ 表示 X 的复角.

该算法的 CRLB(cramer-rao lower bound) 为

$$\operatorname{Var}[e|\epsilon| < \frac{N}{2(2N-1)}] \geq \frac{3N}{4\pi^2(4N^2-1)\gamma} \quad (7)$$

3 仿真分析

这里假定信道特性在一个同步数据块周期内不发生变化; 同时无线系统工作在 5 GHz 且信号带宽为 10 MHz. 本文设计的户外多径衰落信道为: 4 径独立的瑞利衰落信道; 各径的延迟分别为 0.5 μs, 9 μs 和 12 μs, 且各径功率随着延迟的增大服从负指数衰减.

由于载波频偏获取算法的可靠性很高, 因而新算法的性能主要决定于细估计的精度. 本文将新的频偏细估计算法的性能与 Schmidl 算法的性能进行了比较. 对于新算法, 本文选取 $N=128$; 为了使二者具有可比性, Schmidl 算法选择同步符号长度为 256; 循环前缀设为 16; 大于最大多径延迟. 每个子载波采用 QPSK 调制. 载波频偏设为 7.813 kHz. 仿真结果如图 3 所示. 在 AWGN 信道下, 当信噪比较高时, 新算法的性能比 Schmidl 算法提高 7.27 dB. 在多径信道下, 随着信噪比的增加, 新算法的性能将出现地板效应. 当 N 足够大时, 考虑到新算法

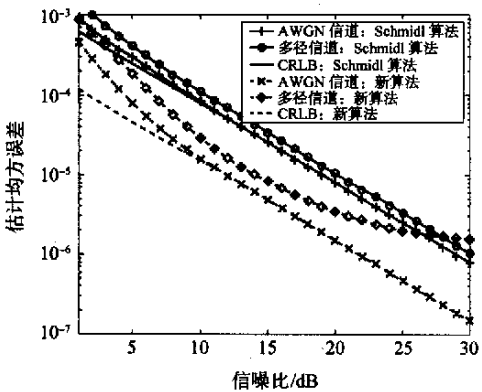


图 3 仿真结果

的 CRLB 等于 $\frac{3}{16\pi^2 \cdot N \cdot \gamma'}$, 其中 γ' 表示多径下接收数据的信号干扰噪声比(SINR). 对于新算法来说, 功率最大的一径视为有效信号, 其他径则视为干扰信号. 而 Schmidl 算法的 CRLB 等于 $\frac{1}{\pi^2 \cdot L \cdot \gamma}$ (L 表示同步符号长度的一半, 本文中 $L=N$). 只要 $\gamma' > \frac{3}{16} \cdot \gamma$ 能够满足, 新算法的精度将高于 Schmidl 算法.

参考文献:

- [1] Elwalid A, Jin C, et al. MATE: MPLS adaptive traffic engineering [A]. Pro IEEE INFOCOM[C]. 2001. 1300-1309.
 - [2] 邵旭, 丁炜. 基于流量总时延最小的并行 LSP 自适应流量分配[J]. 电子学报, 2003(31):4-7.
Shao X, Ding W. Adptive trattice distribution on parallel LSPs based on the minimization of total traffic delay[J]. ACTC Electronica Sinica, 2003(31):4-7.
 - [3] Gao D, Shu Y. Delay-based adaptive load balancing in MPLS networks[A]. Proceedings of IEEE ICC [C]. 2002. 1184-1188.
 - [4] Floyd S, Handley M, Padhye J. Equation-based congestion control for unicast application[A]. Proc ACM SIGCOMM'2000[C]. 2000. 45-58.
 - [5] Cao Zhiruo, Wang Z, Zegura E. Performance of hashing-based schemes for Internet load balancing [A]. Prodeedings of IEEE INFOCOM[C]. 2000. 332-341.
 - [6] Mills D. On the accuracy and stability of clocks synchronized by the network time protocol in internet systems[J]. Computer Communications Review, 1990, 20(1):65-75.
-

(上接第 44 页)

4 结论

本文提出了一种新的载波频偏估计算法. 该算法的载波频偏估计范围为整个信号的一半. 载波频偏细估计算法是一个最大似然算法, 在 AWGN 信道下, 其性能比 Schmidl 算法提高 7.27 dB. 在多径信道下, 新算法仍能获得较高的估计精度. 在进行载波频偏估计的同时能够实现准确的时间同步.

参考文献:

- [1] BINGHAM J. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come [J]. IEEE Commun Mag, 1990, 28:17-25.
- [2] MOOSE P. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction [J]. IEEE Trans Comm, 1994, 42:2908-2914.
- [3] BEEK J. J. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1997, 45:1800-1805.
- [4] SCHMIDL T. Robust frequency and timing synchronization for OFDM [J]. IEEE Trans Comm, 1997, 45:1613-1621.
- [5] LOUISE M. Carrier frequency acquisition and tracking for OFDM systems [J]. IEEE Trans Comm, 1996, 44:1590-1598.
- [6] 李伟华, 章蓓蕾, 吴伟陵. OFDM 系统定时与频率偏移估计. 北京邮电大学学报, 2004, 27(1):36-39.
Li W H, Zhang B L, Wu W L. Timing recovery and frequency offset estimation for OFDM system[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2004, 27(1):36-39.
- [7] RIFE D. Single-tone parameter estimation from discrete-time observations [J]. IEEE Trans Inform Theory, 1974, IT-20:591-598.