

基于曲线拟合的 OFDM 系统帧同步算法

姚志强^{1,2}, 尹俊勋²

YAO Zhi-qiang^{1,2}, YIN Jun-xun²

1.湘潭大学 信息工程学院,湖南 湘潭 411105

2.华南理工大学 电子与信息学院,广州 510640

1.College of Information Engineering,Xiangtan University,Xiangtan,Hunan 411105,China

2.College of Electronics and Information,South China University of Technology,Guangzhou 510640,China

E-mail:yaozhiq@tom.com

YAO Zhi-qiang, YIN Jun-xun. Timing synchronization algorithm for OFDM system based on curve fitting. Computer Engineering and Applications, 2007, 43(15): 118-120.

Abstract: In this paper a timing synchronization algorithm using the geometry character of synchronization metric is presented. In traditional algorithms, the results of synchronization estimation are acquired from the maximum value of metrics. This method produces big variance without statistical and limit computing. Curve fitting with those two computing is introduced to new algorithm. And the simplified algorithm and computation analysis are presented in this paper. Through a plenty of simulations, this new method largely improves the performance over the Schmidl's algorithm. And the computation of new algorithm is much less than its congeners.

Key words: synchronization; timing; OFDM; curve fitting

摘要:提出了一种利用帧同步度量的几何特性进行统计判决的高性能帧同步算法。传统算法的帧同步位置通过同步度量的最大值判决获得,既没有极限运算也没有期望运算,缺少了统计平均且产生了方差。该文提出的算法对帧同步度量进行梯形曲线拟合,加入了极限运算和数学期望,并针对工程实现给出了低复杂度简化算法和复杂度分析。经过大量仿真实验证明,该算法的性能比 Schmidl 算法有明显改善,且复杂度要比其他同类算法低很多。

关键词:同步;定时;OFDM;曲线拟合

文章编号:1002-8331(2007)15-0118-03 **文献标识码:**A **中图分类号:**TN911

1 引言

由于 OFDM 技术在频率选择性信道中的优越性能成为了宽带无线接入系统的一种推荐调制方式。信号同步是 OFDM 技术的三个技术难点之一,是决定系统性能好坏的重要因素之一,它包括定时同步和载波频率同步,而定时同步又分帧同步(粗同步)和精确符号同步(细同步/跟踪)。由于定时偏差导致信号在频率产生相位的旋转,而整数倍子载波频率偏差导致信号产生循环移位,因此频率和定时同步是相互影响的。帧同步作为信号同步的第一步,直接影响了载波频率同步的性能,并决定了后续精确符号同步的复杂度。

目前主要的 OFDM 同步算法按同步信息的来源主要分为三类:基于 CP(循环前缀)的、基于 Preamble(帧头)的和基于 Pilot(导频)的算法。而按序列提取的信息归纳起来又可分为两类:序列的重复性和已知性。由于信号经过多径信道衰落之后接收信号与前导序列之间的数据相关性遭到破坏,因此在帧同步估计时使用基于前导信息的重复性性能最优。在所有的算法

当中, Schmidl 算法^[1]的同步度量是比较好的,因此本文也采用这一种。但是几乎所有的算法都没有注意到帧同步位置的获取时采用最大值判决的方差问题,如: Nandula 算法^[2]将重复性和已知性相结合,在峰值平顶中利用已知性来定位,但是这种方法在恶劣的信道下(如低信噪比下)已知性被严重破坏时性能较差,实际上这是在回避方差的问题,这使得帧同步性能在低信噪比下或者多径衰落信道下变得粗糙,没有挖掘出算法的最佳性能,而且由于增加了已知性信息的提取使计算量增加了一倍。而只利用重复性的其他算法^[3]是将相关长度加长使平顶变成一个峰值,但由于运算长度的增加,使运算量成倍地增加了(本文提出的算法仅仅增加了约 1/100 的运算量)。

本文根据几何图形拟合的方法,将帧同步度量曲线拟合为梯形分析,引入极限运算和数学期望,使方差大大减小,是经典的 Schmidl 方法的重要补充;并且由于没有使用信号的已知性,使算法低信噪比下性能得到了较大的改善;最后针对工程实现给出了简化算法,并给出了性能结果和性能分析。

基金项目:湖南省教育厅资助项目(the Project of Education Department of Hunan Province of China under Grant No.05C094)。

作者简介:姚志强(1975-),男,华南理工大学博士研究生,主要研究方向为无线通信物理层技术,包括纠错编码、同步、信道估计以及 MIMO 系统的关键技术;尹俊勋(1942-),男,教授,博士生导师,主要研究方向为信息理论,宽带无线通信系统和音视频信号处理。

2 信号模型

2.1 同步训练序列结构

本文以 WiMAX 为应用背景,IEEE802.16^[4]协议族下行链路中,每一帧的开始,首先由两个 OFDM 符号长度已知数据作为长前导 Long Preamble(LP)传输,其后才是由待发送的数据组成的 OFDM 符号信息;CP 为循环前缀,取 32 个样本;本文只需要 LP 中第一个 OFDM 符号的 4 个 64 个样本的 Zadoff 序列即可完成帧同步算法。其符号结构如图 1 所示。

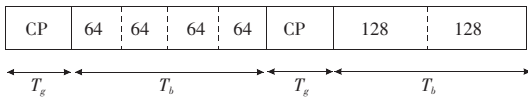


图 1 IEEE802.16 协议族下行初始化帧中的前导结构

2.2 信号模型分析

在发射端,发射信号表达式为:

$$x(t) = \text{Re}\left\{ e^{j2\pi f_c t} \cdot \sum_{\substack{k=-N/2 \\ k \neq 0}}^{N/2} s_k e^{j2\pi k \Delta f (t - T_g)} \right\} \quad (1)$$

其中 f_c 为载波频率; N 为子载波个数; k 为子载波的序号,且 $0 \leq k < N$; Δf 为载波频率间隔; T_g 为保护间隔时间; t 为 OFDM 符号持续时间,且 $0 < t < T_s$; T_s 为 OFDM 符号长度; T_b 表示有用的符号时间。

而在经过多径信道后的接收端,接收信号可表示为:

$$y(n) = h(n) \otimes x(n, \tau) \cdot \exp(-j2\pi \Delta f_{\text{sum}} n / N) + w(n) \quad (2)$$

经 FFT 解调后的信号为:

$$Y(m) = X(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j2\pi m \tau / N} \cdot e^{j\pi \Delta f_{\text{sum}} \frac{N-1}{N}} \cdot \frac{\sin(\pi \Delta f_{\text{sum}})}{N \sin(\pi \Delta f_{\text{sum}} / N)} + W(m) \quad (3)$$

其中: $m=0, 1, \dots, N-1$, τ 为定时偏差; $w(n)$ 为 AGWN; Δf_{sum} 为本振偏差、噪声以及多普勒频偏之和。从式(3)中不难发现,发射机与接收机之间的定时偏差将使 FFT 后的接收信号产生相位的旋转,而频率偏差导致接收信号在频域内发生平移。

3 帧同步算法

3.1 传统的帧同步算法及缺陷

在基于前导信息的时域同步方法中文献[1-3]对帧同步算法的性能做了深入的研究,其算法的流程如图 2 所示。

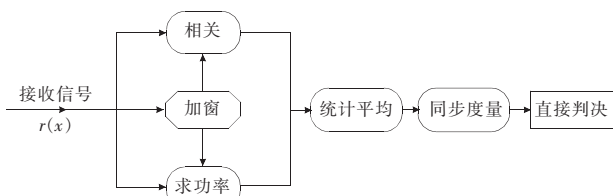


图 2 帧同步算法的基本流程

算法假定采样时钟是同步好的,接收机接收到的信号是经过频率选择性衰落信道以后,受到信道响应、频偏和噪声影响的信号。这里只考虑保护间隔大于信道冲击响应长度的情况。OFDM 系统帧的第一个符号有 4 个相同的部分,每一段长为 $L=T_b/4=64$ 。在这里定义自相关能量为:

$$c_d = \sum_{i=0}^U \sum_{k=0}^{L-1} r_{d+k+i \cdot L} \cdot r_{d+k+(i+1) \cdot L}^* \quad (4)$$

上式是一个在长为 $4L$ 的双滑动窗内进行的运算,对 $U=2.5$ 组

(可得到 0.5×64 长的平顶,其中每组长度为 $L=64$) 延时相关值进行平均得到互相关能量。而接收信号的能量定义如下:

$$p_d = \sum_{k=0}^{U-1} |r_{d+k+L}|^2 \quad (5)$$

帧同步估计器最大化下面的时域帧同步度量:

$$M_d = \frac{|c_d|^2}{(p_d)^2} \quad (6)$$

帧同步估计值为 $\hat{d}_{\text{frame}} = d(M_d(\max))$ 。

传统算法的缺陷: M_d 的一个最大值所对应的那一个偏移量就是定时偏差的估计值,方差的问题就出在这里。虽然前面同步度量的值经过了统计平均,但这只能说明同步度量的方差性能,而在确定同步位置时仅仅根据一个最大值就进行判决显然会产生很大的方差。实际上这种直接判决的方法只能保证估计值落在峰值平顶的区域,而不能得到样本级的同步结果。通过图 3 来说明:

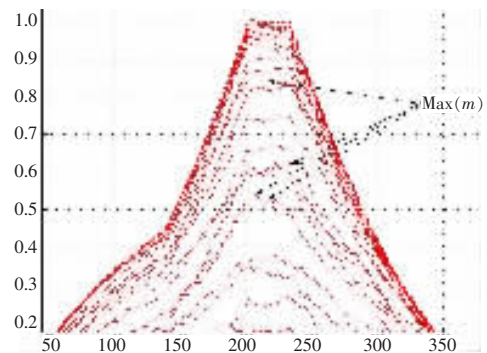


图 3 AWGN 下同步度量曲线 (SNR=-5~25)

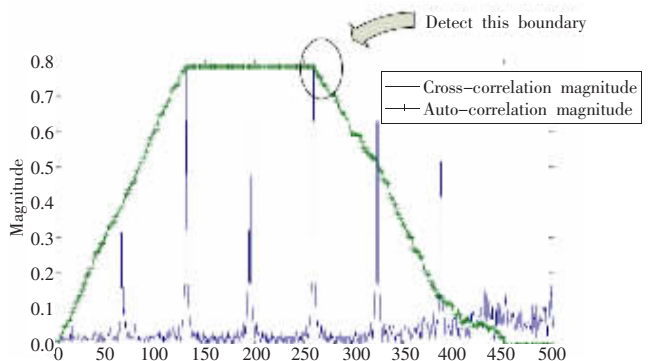


图 4 Nandula 算法的度量判决曲线图

图 3 是 AWGN 信道信噪比 SNR 从 -5 dB~25 dB 的同步度量曲线,从中可以看到最大值出现的位置是随机的(这是因为信道噪声的随机性造成的),因此仅仅根据一个最大值就判决同步位置就会产生较大的误差。

而图 4 是传统的利用已知信息的 Nandula 算法原理,这一类算法在接收端利用已知的前导序列与接收信号进行互相关得到一些尖峰,尖峰对应到的度量曲线平顶下降位置作为定时的判决值。显然,这种算法在高信噪比时具有很好的性能,而在信道恶劣时尖峰将严重失真,而导致判决也出现随机误差,此时利用已知性对性能没有多大的贡献。

3.2 新算法的基本原理

图 5 是理想情况下同步度量曲线,该曲线的半高部分(幅度约为峰值的 50%)呈梯形形状(不管在何处都是轴对称的)。

而图3中在低信噪比下曲线虽然严重畸变,但是仍然具有梯形的几何特征.因此,可以通过数值分析的曲线拟合方法^[5]将计算得到的大量离散数据拟合为一个梯形,这样就可以得到准确的定时同步偏差值.但是传统拟合的方法计算量太大,不符合本文设计该算法的初衷:利用极少的运算量迅速提高算法在低信噪比下的性能.因此,提出了一种简单算法来实现它.

基本思路是:对接收信号的同步度量曲线进行多次划分,将曲线的半高部分拟合为多个梯形,最后再利用统计平均求判决值.

步骤1 图6为 SNR=10 dB 的同步度量曲线,取 $M(d)$ 的最大值 $\text{Max}(m)$ 以 $1/S$ 的尺度进行划分(一般取 $1.5 < S < 2.5$,因为步长 $1/S$ 过大会使划分分布在曲线的振荡区,使性能变差),按照图6所示的方向搜索划分点:

$$P_n = d(M(d) > \sum_{i=1}^n \frac{1}{S_i} \text{Max}(m)) \quad (7)$$

即取大于 $\sum_{i=1}^n \frac{1}{S_i} \text{Max}(m)$ 的第一个点.

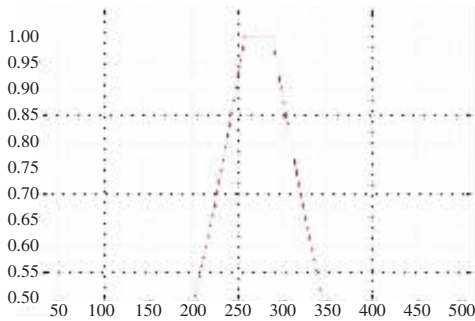


图5 理想情况下的同步度量曲线

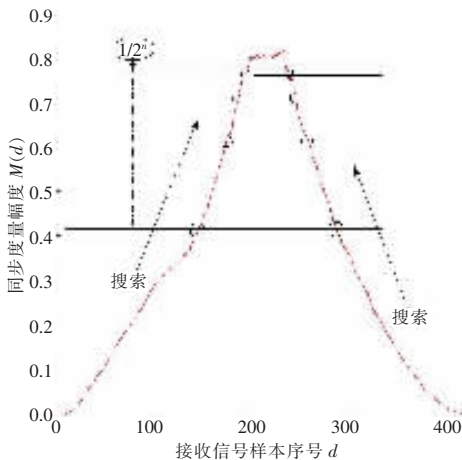


图6 SNR=10 dB 时新算法的梯形划分和构造

步骤2 利用搜索到的两个点求第 n 个拟合的梯形定时同步位置:

$$Q_n = \text{round}\left(\frac{P_n^{\text{start}} + P_n^{\text{stop}}}{2}\right) - \frac{U \cdot L}{2} \quad (8)$$

式(8)中 P_n^{start} 和 P_n^{stop} 分别是第 n 个梯形上边的左边起点位置和右边终点位置, U 为同步度量计算的序列个数, L 为序列长度.

步骤3 对 n 个拟合梯形的定时同步位置求均值,得到最后的估计值的判决:

$$\hat{d} = \bar{Q}_n \quad (9)$$

3.3 新算法的性能分析

定义 $M(d)$ 的平方根为: $q(d) = |C(d)|/P(d)$, 文献[1]中已经

证明: $q(d) \sim N(\mu_q, \sigma_q^2)$, 其中 $\sigma_q^2 = \frac{(1+\mu_q^2)\sigma_s^2\sigma_n^2 + (1+2\mu_q^2)\sigma_n^4}{2L(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2}$, $\mu_q =$

$\frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}$, 其中 σ_s 和 σ_n 分别为接收信号中信号和噪声的方差,

且 $M(d_{\text{opt}}) \sim N(\mu_q^2, 4\mu_q^2\sigma_q^2)$.

所以, Schmidl 算法中最大值取值位置判决正确的概率 p_{correct} 也同样服从 $p_{\text{correct}} \sim N(\mu_q^2, 4\mu_q^2\sigma_q^2)$. 在高信噪比 SNR 下正确同步概率趋近于:

$$E(M(d_{\text{opt}})) \rightarrow 1, \sigma_{\text{correct}} \rightarrow \frac{4}{L \cdot \text{SNR}} \quad (10)$$

因此,在合理的步长 S 选取下,本算法 P_n 正确的概率可以服从 $N(\mu_q^2, 4\mu_q^2\sigma_q^2)$, 而 Q_n 正确的概率 $P_{Q_n} \sim N(\mu_q^2, 2\mu_q^2\sigma_q^2)$, 而最后估计值的判决正确的概率 p_{correct} 服从: 均值仍然不变 $E(p_{\text{correct}}) =$

μ_q^2 , 而方差为 $\sigma_{\text{correct}}^2 = \frac{2\mu_q^2\sigma_q^2}{n}$, 是原来方差的 $1/2n$, n 为划分的次数. 方差的性能显著提高了.

而当 SNR 很高时,正确同步的概率趋近于:

$$E(M(d_{\text{opt}})) \rightarrow 1, \sigma_{\text{correct}} \rightarrow \frac{2}{n \cdot L \cdot \text{SNR}} \quad (11)$$

而 $\lim_{n \rightarrow \infty} \sigma_{\text{correct}} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{2}{n \cdot L \cdot \text{SNR}} = 0$ (12)

因此,比较式(10)、(11)可得:原有算法需要计算长度或者信噪比趋近于无穷时,方差才会趋近于0,而新的算法引入了一个新的无穷小因子 n , 当划分的次数趋于无穷时,方差也会趋近于0.

3.4 算法复杂度分析

简化算法的第一、二步就可以构造出一个梯形需要的计算,其中搜索操作可以连续进行,即:得到第一个梯形后无需重新从起点搜索,而可以从当前的高度搜索第二个梯形.

设 $n=5$, 搜索长度为 256, 相关长度 $UL=2.5 \cdot 64=160$. 其中划分的步长和次数确定后可以将 $\frac{1}{S_i}$ 预先存储, 而无需临时计算. 主要计算量如表1所示, 且本算法的比较运算远远少于 Nandula 算法.

表1 三种算法的复杂度比较

	乘除运算	加减运算	增加的复杂度
Schmidl 算法	1984	640	0
Nandula 算法	1984+4*160	640+3*160	48.336%
本文算法	1984+19	640+15	1.347%

4 算法仿真和分析

本文在 SUI-3 多径信道下对三种算法进行了仿真和分析, 仿真参数是:

子载波个数 256; 带宽 7 M; 载波间隔 31.25 kHz; 采样速率 8 MHz; 符号速率 25 kHz; 调制方式 16-QAM; OFDM 符号长度 288 个样本; CP 长度 32 个样本; 训练序列长度 $L=64$; 同步度量

(下转 124 页)