

# OFDM 系统符号定时精同步研究

孙海信<sup>1,2</sup>, 杨雪梅<sup>1</sup>, 吕艳华<sup>1</sup>, 张俊<sup>1</sup>, 顾亚平<sup>1</sup>

(1. 中国科学院声学研究所东海研究站, 上海 200032; 2. 厦门大学水声通信与海洋技术教育部重点实验室, 厦门 361005)

**摘要:** 基于时域的帧同步估计算法在通过高斯信道和多径衰落信道时, 其时间测度由于循环前缀的影响有峰值平台, 难于准确的判定帧到达的时刻。文中提出了一种低复杂度的符号定时估计算法, 利用简化的时间测度函数检测峰值来实现同步。分析了该算法的性能, 并在各种信道中进行了性能分析, 给出了了仿真结果。结果表明, 该算法具有较高的精度和较低的计算复杂度。

**关键词:** 正交频分复用; 帧同步; Hiperlan2; 测度函数

中图分类号: TN929.3

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2007)-04-0747-05

## Fine estimation of timing offset for OFDM

SUN Hai-xin<sup>1,2</sup>, YANG Xue-mei<sup>1</sup>, LÜ Yan-hua<sup>1</sup>, ZHANG Jun<sup>1</sup>, GU Ya-ping<sup>1</sup>

(1. Shanghai Acoustics laboratory, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200032, China; 2. Key Laboratory of Underwater Acoustic Communication and Marine Information Technology of Xiamen University, Ministry of Education, Xiamen 361005, China)

**Abstract:** Symbol synchronization estimation based on time domain correlation is a problem of timing metric plateau in an AWGN channel and estimation error in multipath fading channel due to cyclic prefix. This paper proposes a novel low complex timing metric using a simple timing metric to achieve symbol synchronization. Performance of the algorithm is analyzed. The results show that the algorithm has high precision and low computation complexity.

**Key words:** OFDM; symbol timing estimation; Hiperlan2; timing metric

## 1 引言

正交频分复用(OFDM)具有强烈的抗冲击噪声和抗快衰落的能力, 而且还具有很高带宽效率, 因此非常适合高速无线通信系统, 但 OFDM 系统的优良性能是建立在符号同步和频偏误差微小的基础上, 因此相对其它数字通信系统, OFDM 接收机的符号定时同步更为重要。

目前, 对 OFDM 系统的符号同步实现, 要进行的主要算法可分为两类, 一类是基于前导字或特殊字符的算法, 缺点是硬件复杂程度较高, 较难实现, 而且会降低系统码率<sup>[1-3]</sup>; 另一类是基于周期前缀的,

利用周期出现的信号相关性来计算。这类算法实现比较简单, 而且不会降低码率<sup>[4-7]</sup>。但是对于具体的硬件实现, 这些算法并不能直接运用, 需要简化。本文首先分析符号同步差错对整个 OFDM 系统的影响。在此基础上, 重点探讨在实现基于训练符号的符号同步算法时所要考虑的一些因素, 同时提出一种简化的新算法, 并给出性能仿真结果。

## 2 OFDM 的系统模型及符号同步误差的影响

发送端的信号可以表示为:

$$s_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi nk/N} \quad (1)$$

$$X_n = \begin{cases} S_{N-G+n} & n \in [0, G-1] \\ S_{n-G} & n \in [0, N+G-1] \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $G$  为所加循环前缀的样值符号数, 一般不少于

收稿日期: 2006-05-10; 修回日期: 2006-08-18

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60572106)

作者简介: 孙海信(1977-), 男, 山东潍坊人, 汉族, 博士, 讲师, 主要研究方向为 OFDM, MC-CDMA 及其 Wimax 网络研究。

通信作者: 孙海信, E-mail: hisense\_sun@163.com

信道多径扩散的符号数。

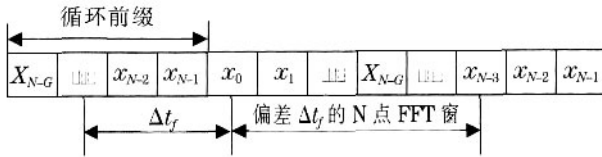


图 1 定时偏差示意图

Fig.1 The sketch map of timing estimation offset

当存在符号定时偏差  $\Delta t_f$  时, 可将定时偏差进行归一化为:  $\Delta n = \Delta t_f / T_s$ , 此时, 相当于如图 1 所示的从循环前缀的后面  $\Delta n$  个样值开始的  $N$  个样值进行

IFFT 运算, 即:  $R_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_{(n-\Delta n)} e^{-j2\pi nk/N}$ , 利用循环前缀

的性质:  $r_i = r_{N-1-i}, \dots, r_{-G} = r_{N-G}$ , 所以有:

$$\begin{aligned} R_k &= \sum_{n=0}^{N-1} r_{(n-\Delta n)} e^{-j2\pi nk/N} = \sum_{n=0}^{N-1} r_m e^{-j2\pi(m+\Delta n)k/N} \\ &= e^{-j2\pi\Delta n k/N} \sum_{n=0}^{N-1} r_m e^{-j2\pi nk/N} \end{aligned} \quad (3)$$

可以看出, 符号定时偏差只是引起了相位的旋转, 不会破坏子载波的正交性。

在多径信道中, 接收到的解调 OFDM 信号可以表示为:

$$R_l(k) = e^{-j2\pi\Delta n_l k/N} H_l(k) s_l(k) + |C| + |S| + W_l(k) \quad (4)$$

其中  $H_l(k)$  为第  $l$  个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波子信道传输函数,  $W_l(k)$  为复高斯白噪声。我们知道循环前缀的开始部分收到多径信道的影响会被污染, 而循环前缀总是大于多径信道的时延很多, 所以当假设符号定时偏移位于循环前缀的后部分未受污染的部分时, 式(4)就简化为式(3)所示。

### 3 OFDM 的符号定时估计

定时同步方法通常分为 3 类, 分别是基于循环前缀的同步, 基于导频的同步和联合循环前缀及导频的同步, 这里主要讨论基于导频同步的 Schmidl 算法。

首先定义一个大小为  $2L$  的滑动窗口, 假设  $L$  为第二个前导符号的一半长度(不包括循环前缀), 定义自相关乘积和式为:

$$P(d) = \sum_{m=0}^{L-1} r_{d+m}^* r_{d+m+L} \quad (5)$$

式中,  $d$  是与第一个符号采样相关的时间索引,  $r_{d+m}$  和  $r_{d+m+L}$  代表接收到的 OFDM 符号。  $P(d)$  通过将接收到的 OFDM 符号在时间轴上往右滑动, 在窗口内做距离为  $L$  的自相关来实现的。定义第二个符号的

半能量为:

$$R(d) = \sum_{m=0}^L |r_{d+m+L}|^2 \quad (6)$$

则符号定时的度量式为:

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \quad (7)$$

由于 OFDM 符号前面的循环前缀(CP)是 OFDM 符号末尾的复制, 而且又只用了自相关的性质, 所以在加性高斯白噪声(AWGN)信道下的定时度量值  $M(d)$  中出现了顶峰平台, 其长度与保护间隔(CP)等长。

Schmidl<sup>[1]</sup> 定时算法仅使用了一个训练符号, 该训练符号由两个相同的部分组成的, 可以表示为  $sp = [A \ A]$ 。以 Hiperlan2 的参数作为设计的参考, 在 Hiperlan2 中, FFT 和 IFFT 的点数选定为 64, 有用的子载波数目  $N_u$  为 48 再加 4 个导音子载波, 保护时段为 16 个样点, 采样率为 50ns, 子载波频率间隔为 312.5kHz。因为 Schmidl 算法采用了一个训练符号, 所以很适合系统要求能够迅速定时同步的场合。

分别把 Schmidl 方法在 AWGN 信道和 Rayleigh 信道中进行仿真, 多径采数为三条多径信道模型, 其幅值服从指数衰减, 结果如图 2 所示, 实线表示在 AWGN 信道中的性能曲线, 虚线表示在 Rayleigh 信道中的性能曲线。从图中可以看出在 AWGN 信道和 Rayleigh 信道中都存在一个峰值平台, 不利于符号定时点的判断, 其长度与循环前缀的长度成比例, 同时在 Rayleigh 信道中, 幅值没有峰值点, 且在与实际位置点偏离时还存在峰值, 对符号定时的精确判断造成了很大的困难。

### 4 新的符号同步方法

在 OFDM 系统中, 符号同步分为粗同步和细同步算法, 且细同步算法的实现过程是在进行了频率偏移的过程之后进行的, 所以在符号细同步的过程中, 不用考虑频率偏移的影响。我们假设 OFDM 数据已经进行了频率偏移估计<sup>[8]</sup>。OFDM 符号数据  $s(k)$  表示在频域的数据序列  $X(k)$  经过 IFFT 变化后的数据序列, 假设序列已经进行了频率偏移估计的补偿, 则表示为:

$$\begin{aligned} r(k) &= s(k) \exp(j2\pi k\varepsilon/NT) = s(k) \exp(jk\theta) \\ &= s(k) \cos(k\theta) + s(k) \sin(k\theta) \end{aligned} \quad (8)$$

其中,  $\theta = 2\pi\varepsilon/(NT)$ , 其中  $N$  为 FFT 的长度。上面式子中, 如果  $\varepsilon$  为零就会对应着精确的帧同步。此时的  $s(k)$  的有一个唯一的实部, 而虚部为零, 当  $\varepsilon$  不

为零的时候,就会产生不为零的虚部,从而实部和虚部都有值。可定义一个时间测度如下:

$$\begin{aligned}
 TM &= \sum_{k=-K}^K |\text{imag}(r(k))| = \sum_{k=-K}^K |s(k) \sin(k\theta)| \\
 &= \sum_{k=-K}^K |s(k)| |\sin(k\theta)| = \sum_{k=-K}^K |\sin(k\theta)| \\
 &= 2 \sum_{k=1}^K |\sin(k\theta)| \quad (9)
 \end{aligned}$$

K 为实际 OFDM 系统的子载波的数目的一半。当时间偏移为零的时候,时间就会产生一个极值,也就是最小值,搜索产生这个极值的  $\theta$  值,也就是时间的偏移量。

但这样所定义的时间帧的同步测度方法,其计算量是很大的,需要不断的搜索,在一定程度上限制了其使用的范围,对此可以使用符号算法来简化时间测度函数,简化计算的复杂度,取测度函数 1 为:

$$\begin{aligned}
 TM_1 &= \sum_{k=-K}^K \text{sign}(\text{imag}(r(k)) / s(k)) \\
 &= \sum_{k=-K}^K \text{sign}(s(k) \sin(k\theta) / s(k)) \\
 &= \sum_{k=-K}^K \text{sign}(\sin(k\theta)) = 2 \sum_{k=1}^K \text{sign}(\sin(k\theta)) \quad (10)
 \end{aligned}$$

$$TM = \text{abs}(TM_1) \quad (11)$$

取其对应最小值就是要寻求的帧同步时刻。因为当符号偏移的时候,其在频率原点一侧的相位值都是相同的,根据正选函数的正负性,当在  $0 \sim \pi$  区间的时候其值都大于零,所以其测度都为正值的累加,当在区间  $\pi \sim 2\pi$  的时候,其测度的取值都为负值的累加,即可以根据中间变化的零点求出其对应值的位置。

还可以对算法进行改进即定义一个时间测度 2 如下:

$$\begin{aligned}
 TM &= \sum_{k=-K}^K \text{abs}(\text{sign}(\frac{\text{imag}(r(k))}{\text{real}(r(k))})) \\
 &= \sum_{k=-K}^K \text{abs}(\text{sign}(\frac{s(k) \sin(k\theta)}{s(k) \cos(k\theta)})) \\
 &= \sum_{k=-K}^K \text{abs}(\text{sign}(\frac{\sin(k\theta)}{\cos(k\theta)})) \quad (12)
 \end{aligned}$$

对测度取绝对值判决,最小值也就对应着时间帧的精确定位时刻。这样定义时间测度,就把训练序列的幅值大小的影响去掉了,也就是不限制训练序列的调制方式,大大推广了时间测度的使用范围,增强

产生一个极值,也就是最小值,搜索产生这个极值的值也就是时间的偏移量。

### 5 同步方法性能仿真

同样利用上述的条件进行仿真,定义时间偏移量  $\varepsilon$  变化的范围为:  $-10T$  到  $10T$ , 当时间偏移量  $\varepsilon$  为零的时候,则时间测度 TM 有最小的值,与在开始检测时的信号跳跃信号不同, TM 在其它时间基本在最大值附近上下浮动,但是都大大地大于最小值。

图 3 是原时间测度算法对于帧同步的检测性能,图 4 是原时间测度算法在 Gaussian 信道中对于帧同

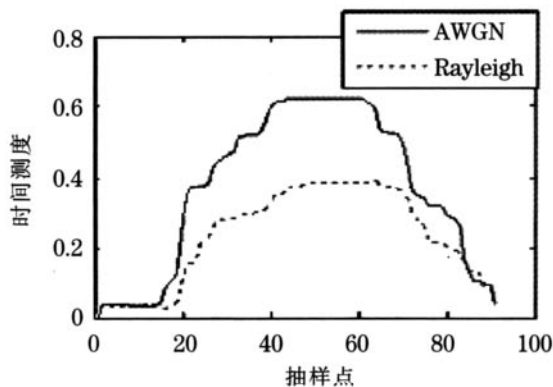


图 2 Schmidl 方法的时间测度图

Fig.2 The timing metric figure of Schmidl method

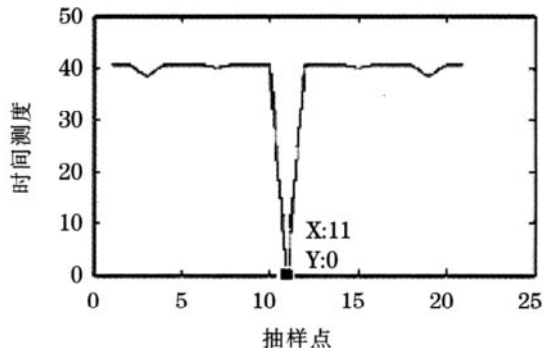


图 3 原时间测度检测图

Fig.3 The origin timing metric figure

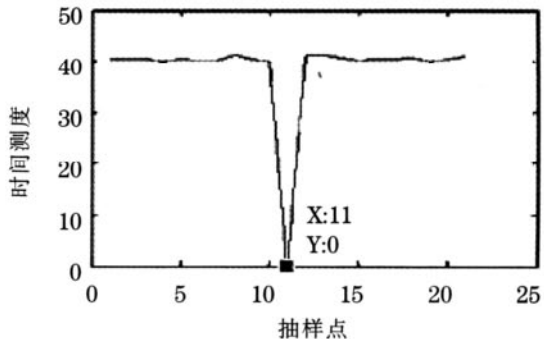


图 4 原时间测度在 Gaussian 信道中的检测性能

Fig.4 Performance of detection of original timing

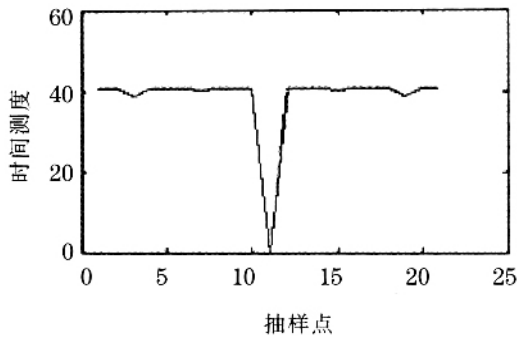


图 5 原时间测度在多径信道中的检测性能

Fig.5 Performance of detection of original timing metric in multicarrier channel

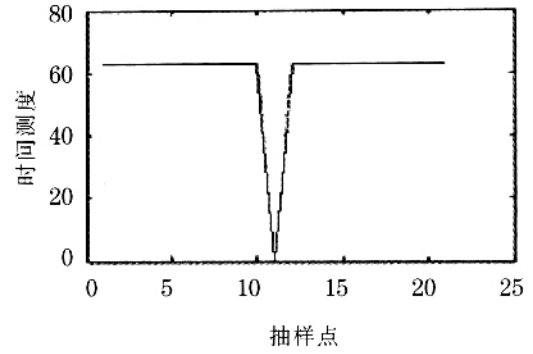


图 6 改进的算法 1 的检测性能

Fig.6 Performance of detection of new method one

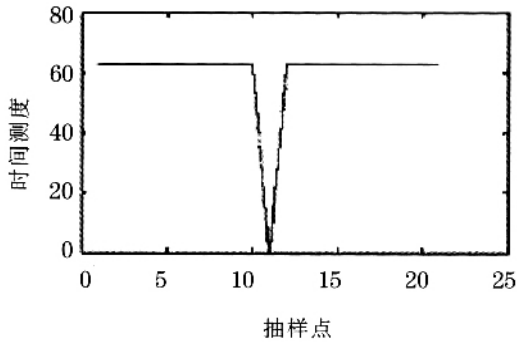


图 7 新算法 1 在 Gaussian 信道中的检测图

Fig.7 Performance of detection of new method one in AWGN channel

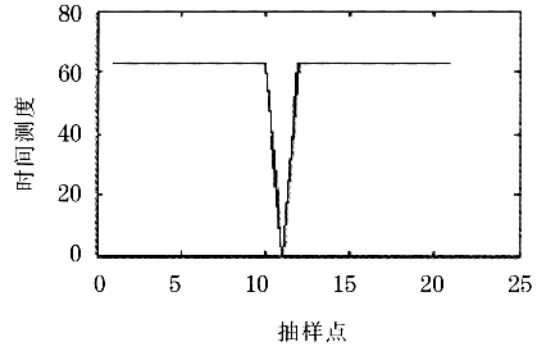


图 8 新算法 1 在多径信道中的检测

Fig.4 Performance of detection of new method one in multicarrier channel

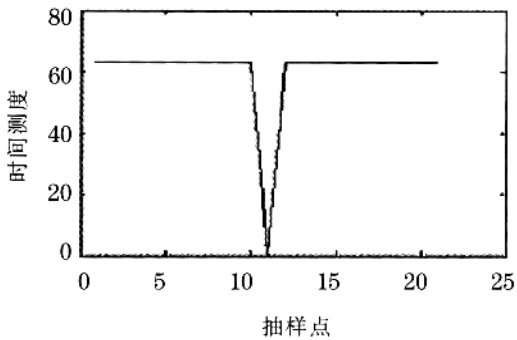


图 9 新算法 2 的测度检测性能

Fig.9 Performance of detection of new method two

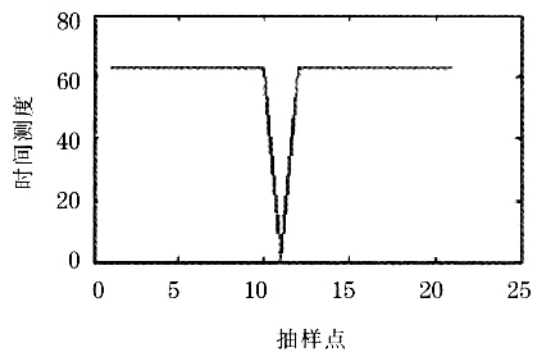


图 10 新算法 2 在 Gaussian 信道中的检测性能

Fig.10 Performance of detection of new method two in AWGN channel

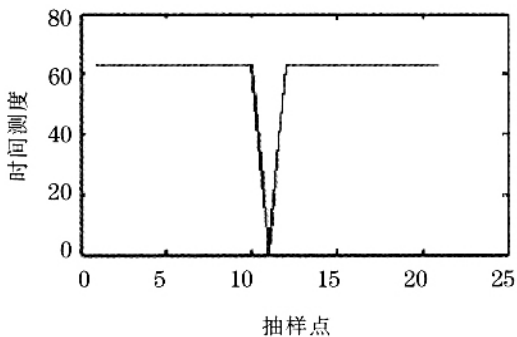


图 11 新算法 2 在多径信道中的检测

Fig.4 Performance of detection of new method two in multicarrier channel

步的检测性能,其中信噪比为 30dB,图 5 是时间测度算法在多径信道中的对于帧同步的检测性能;图 6 是改进时间测度算法 1 对于帧同步的检测性能,图 7 是改进时间测度算法 1 在 Gaussian 信道中对于帧同步的检测性能,其中信噪比为 30dB,图 8 是改进时间测度算法在多径信道中的对于帧同步的检测性能;图 9 是改进时间测度算法 2 对于帧同步的检测性能,图 10 是改进时间测度算法 2 在 Gaussian 信道中对于帧同步的检测性能,其中信噪比为 30dB,图 11 是改进时间测度算法 2 在多径信道中的对于帧同步的

检测性能;从图中可以看出,用改进的两种算法,可以快速定出帧同步的时刻,同时由于具有一个峰时刻,提高了判断的精确度,同时由于对算法的改进,加快了同步的速度,更加适合于突发系统的快速符号同步的要求。同时也已经验证,当 SNR 大于 10dB 时,算法都表现出了很好的检测性能,可以快速准确的定位出符号同步的位置。

## 6 结 论

针对 Schmidl 方法符号定时出现的峰值平台,在本文中提出了一种新的时间测度来进行符号定时估计的算法,该方法在高斯白噪声信道和 Rayleigh 信道中进行了验证,结果表明,符号定时新方法具有准确和快速的能够定出帧的到达时刻。

### 参 考 文 献

- [1] Schmidl T M, Cox D C. Robust Frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Trans. on Communications, 1997, COM-45(12): 1613-1621.
- [2] Muller S H, On the Optimality of Metrics for Coarse Frame Synchronization in OFDM: A comparison[A]. Proceedings of Int. Symposium on personal, Indoors and Mobile radio communication (PIMRC 98) [C]. Boston USA, September, 1998.
- [3] Pollet T, Van Bladel Mand Moeneclaey M. EBR sensitivity of ofdm systems to carrier frequency offset and wiener phase noise[J]. IEEE Trans. on Communication, 1995, 43(2-3): 191-193.
- [4] VanBeek J J, Sandell M, Isaksson M, Borjesson P O. Low complex frame synchronization in OFDM systems[A]. Proc. IEEE Int. Conf. Universal Personal Commun[C]. Toronto, Canada, Sept, 27-29, 1995. 982-986.
- [5] VanBeek J J, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(7): 1800-1805.
- [6] Speth M, Classen F, Meyr H. Frame synchronization of OFDM systems for frequency selective fading channels[J]. Proceedings of Vehicular Technology Conference Phoenix, Arizona.
- [7] Minn H, Bhargava V K. On timing offset estimation of OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2000, 4(7): 242-244.
- [8] LIU Shouyin, CHONG Jongwha. A novel estimation method of timing offset for OFDM based WLAN systems[J]. Journal of Electronics, 2005, 22(1): 34-41.