

正交频分复用连续系统的一种频率同步估计

孙海信, 顾亚平, 张俊, 吕艳华, 杨雪梅

(中国科学院声学研究所东海研究站, 上海 200032)

摘要: 频率同步是影响正交频分复用系统性能的一个重要的问题。提出了一种利用重复对称序列构成的训练序列进行正交频分复用系统同步的新方法。通过数据相关运算, 结合构造训练序列的特点, 得出比较准确的频率偏移值。新方法有精度高和估计范围大的优点, 同时在高斯信道、噪声信道和多径信道(Raleigh)下的仿真验证了算法的有效性。

关键词: OFDM; 频率同步估计; 衰落信道; 重复对称序列

中图分类号: TB53 文献标识码: A 文章编号: 1000-3630(2006)-02-0145-05

Improved estimation of frequency synchronization in continuous OFDM system

SUN Hai-xin, GU Ya-ping, ZHANG Jun, LÜ Yan-hua, YANG Xue-mei

(Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200032, China)

Abstract: Frequency synchronization is one of the most important issues affecting performance of an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system. In this paper a new frequency offset estimation method using repeated symmetry sequences is introduced. Base on structure characteristics of the training sequence, a quite accurate frequency offset can be obtained through a data correlation operation. Precise estimation and a large estimation range can be obtained. Simulations in Additive White Gaussian Noise(AWGN) and Raleigh channel show validity of the proposed algorithm.

Key words: OFDM; frequency synchronization estimation; fading channel; repeated symmetry sequences

1 引言

下一代移动无线通信系统的实现目标是无所不至、高速率、高质量的多媒体传输。由于正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, 简称 OFDM) 在提高数据传输速率的同时能有效克服符号间干扰(ISI)和信道频率选择性衰落, 已经成功地应用到无线局域网、数字广播以及本地固定无线接入系统中。但作为一种多载波调制方式, 其频偏会导致子信道间干扰(ICI), 破坏子载波之间的正交性, 同时定时误差的存在也会造成系统解调的错误。因此在接收系统中, 时频同步就是必须解决的问题。有

关定时和频偏估计的算法包括两类: 第一类是数据辅助估计(data-aided), 即基于导频符号^[1,2]; 另一类是非数据辅助(non-data-aided)估计, 即盲估计^[3-6]。它是利用 OFDM 信号的结构, 如循环前缀和虚子载波作估计。本文仅讨论数据辅助估计算法, 在分析当前算法的基础上给出一种新算法与仿真比较结果。

2 OFDM 系统基带信号模型

OFDM 系统通过串并转换, 把数据符号调制到传输速率相对较低的若干个子载波上进行传输, 若不考虑循环前缀, OFDM 调制可表示为:

$$x(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=m}^{N-1} s(m) \cdot e^{j2\pi lm} \quad (1)$$

其中, N 为子载波数目, $s(\cdot)$ 为二进制数据进行数字

调制后得到的数据符号。在存在载波频率偏移的情况下,OFDM 的性能由于频率偏移的存在而受到影响。其衰减因子可以表示为: $h(m)=e^{j\frac{2\pi}{N}m\varepsilon}$ 。其中, $\varepsilon=f_d/\Delta f=Nf_d/f_s$ 为归一化频率偏移值, f_d 为频率偏移, $f_s=1/T_s$ 是数据 $s(\cdot)$ 的符号传输速率,也就是采样率。 $\Delta f=f_s/N$ 为子载波间隔。OFDM 信号的解调是调制的逆过程,考虑信道中的高斯白噪声,则第 k 个子载波上的解调数据为:

$$y(k)=\frac{1}{\sqrt{N}}[x(m)\times h(m)+n(m)]e^{-j\frac{2\pi}{N}km} \quad (2)$$

3 频率同步算法

一般来说,总的频率偏移 f_{off} 可以表示为: $f_{off}=n\Delta f+f_{off}'$,归一化后表示为 $\varepsilon=\varepsilon_n+\varepsilon_f$,其中 ε_n 为归一化整数频率偏移, ε_f 为归一化的分数频率偏移。文中给出的载波频率同步方案由两个阶段组成:即第一阶段补偿频率偏移的整数部分与第二阶段补偿小于半个子载波间隔距离的分数频偏部分。本文主要针对子载波数目比较大的连续系统 DAB 的应用环境,根据 ML 算法的特点,提出分数频率偏移的新估计方法;结合 Schmidl 方法,提出整数频率偏移估计的新方法。

3.1 ML 估计算法

Jan-Jaap 提出了一种在 OFDM 系统中系统定时和频率偏移联合估计的 ML 估计算法。设接收到的信号为:

$$r(k)=s(k-\theta)g(k-\theta)e^{j2\pi k\varepsilon/N}+n(k) \quad (3)$$

其中, θ 表示定时误差, ε 表示相对频率误差, $n(k)$ 为信道中的高斯白噪声。根据重复的循环前缀所构成的 OFDM 帧的相关特性,可以利用 ML 准则,得到 θ 和 ε 的估计:

$$\Lambda(\theta,\varepsilon)=|\gamma(\theta)|\cos(2\pi\varepsilon+\angle\gamma(\theta))-\rho\xi(\theta) \quad (4)$$

$\hat{\theta}=\arg \max_{\theta} \{|\gamma(\theta)|-\rho\xi(\theta)\}$, $\hat{\varepsilon}_{ML}=-\frac{1}{2\pi}\angle\gamma(\theta_{ML})$, 其中

$$\angle \text{表示复数的复角}, y(m)=\sum_{k=m}^{m+L-1} r(k)r^*(k+N), \varepsilon(m)=\frac{1}{2}\sum_{k=m}^{m+L-1} \frac{|r(k)|^2+|r(k+N)|^2}{\sigma_s^2+\sigma_n^2}, \rho=\frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2+\sigma_n^2}=\frac{SNR}{SNR+1}, \text{频率偏差 } \varepsilon \text{ 小于 } 1/2 \text{ 的子载波间隔。}$$

3.2 改进的分数频率偏移估计的新算法

ML 算法具有计算量小,冗余度低,算法实现简

单,具有可同时估计定时和频偏的优点。但该算法的频率估计范围过小,定时估计较为粗糙,不能直接用到实际系统。注意到 ML 定时算法的定时性能不佳是由于循环前缀的重复性质使得定时点 θ 和其两边的抽样点的 ML 函数值很接近,容易造成误判。另外,ML 算法估计得到的相对频率偏差实际上为:

$$\varepsilon_{ML}=-\frac{1}{2\pi}\angle\gamma(\theta)+n, \text{ 但 } n \text{ 无法确定,只能取 } \varepsilon_{ML}=-\frac{1}{2\pi}\angle\gamma(\theta), \text{ 于是限制了 } \varepsilon \text{ 的估计范围。}$$

针对 ML 算法的以上缺陷,本文提出了利用训练帧进行定时和频偏估计的新方法。定时采用文献[7]中的方法。频率同步估计也采用文献[7]中帧同步时提出的帧结构。其帧结构如下:

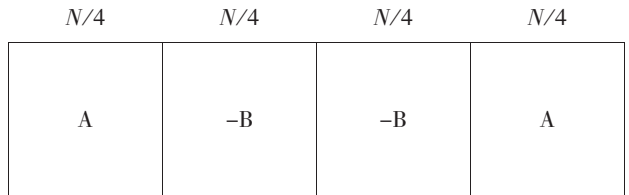


图 1 同步训练帧的结构

Fig.1 Synchronized training frame structure

本文利用类似于重复性质的循环前缀,训练帧的对称性质也在帧数据之间引入了较大的相关性。可以证明,利用数据的对称性质,也能用最大似然估计法得到该帧的频率估计,算法与 ML 定时算法类似。因为训练序列呈现对称性,则可称此算法为改进的对称 ML 算法。文中采用最大似然法来进行训练符号的分数频率偏移估计。假设在高斯信道中,分数频偏为 ε ,则接收到的信号为: $r(n)=(1/N)\sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{X(K)H(K)e^{j2\pi(k+\varepsilon)n/N}}{N} \right] + W_n$, 其中 W_n 表示信号通过的信道为加性高斯白噪声,我们假设已进行了符号同步,其 d 为符号对称的中心(只是为了说明频率偏移的规律,暂且为了计算方便,设每一部分的样点数为 N ,其计算结果同样具有说服力),定义:

$$\begin{aligned} r_{1,n} &= \sum_{k=0}^{N-1} \frac{X(K)H(K)e^{j2\pi(k+\varepsilon)n/N}}{N} + W_{1,n} \\ r_{2,n} &= \sum_{k=N}^{2N-1} \frac{X(K)H(K)e^{j2\pi(k+\varepsilon)n/N}}{N} + W_{2,n} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \frac{X(K)H(K)e^{j2\pi(k+N+\varepsilon)n/N}}{N} + W_{2,n} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \frac{X(K)H(K)e^{j2\pi(k+\varepsilon)n/N}}{N} e^{j2\pi\varepsilon n} + W_{2,n} \end{aligned} \quad (5)$$

$$r_{1,n} \cdot e^{j2\pi\varepsilon} + W_{2,n}$$

可见第一部分的序列与对应的第二部分的序列相差一个相同的偏移。又定义

$$p(d) = \sum_{n=1}^{N/4} r_{d-n} r_{d+n}^* \quad (6)$$

则对于训练序列的前 $N/4$ 长度的符号序列为: $r_{d+n} = s_{d-n} + W_{d+n}$, 训练序列第二个 $N/4$ 长度的序列为 $r_{d-n} = s_{d-n} e^{j2\pi\varepsilon} + W_{d-n}$: 如此前两部分对称训练序列的频率偏移估计

$$\text{为: } \hat{\varepsilon}_1 = \frac{1}{2\pi} \angle (p(d)) = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{n=1}^{N/4} \text{Im}(r_{d-n}^* r_{d+n})}{\sum_{n=1}^{N/4} \text{Re}(r_{d-n}^* r_{d+n})} \right\},$$

后两部分训练序列的频率偏移估计为:

$$\hat{\varepsilon}_2 = \frac{1}{2\pi} \angle (p(d)) = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{n=N/2+1}^{3N/4} \text{Im}(r_{d-n}^* r_{d+n})}{\sum_{n=N/2+1}^{3N/4} \text{Re}(r_{d-n}^* r_{d+n})} \right\} \quad (7)$$

则可以得到频率偏移估计为: $\varepsilon = \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{2}$ 。在本文设计

的载波频率捕获方案中所使用的训练符号相邻的两个短参考符号之间载波频率偏移引起的相位偏移仅为两个连续数据 OFDM 符号之间相位偏差的四分之一, 因此与 Moose 算法相比频率估计范围增大为 4 倍, 而且接收的训练符号的采样频谱由四组相同的参考符号组成, 它们受载波频率偏差影响一致, 这四个参考符号仅有正负号区别, 计算中通过与 1 或者 -1 相乘来消除这种差异, 不影响最终的估计结果。同时噪声的影响是由于训练符号的时域采样中, 参考符号的所有子载波与其相邻参考符号中的子载波之间, 相关的参考符号受载波频率偏差的影响一致。由于 $[-\pi/2, \pi/2]$ 范围以外的相位变化不能实时跟踪, 实际可以估计的频率偏移为子载波间隔的两倍。

3.2.1 理论方差估计

对于对称结构的训练符号可以算得, 当在高的信噪比的情况下, $E\{\hat{\varepsilon} - \varepsilon\} \neq 0$, 所以这种频率偏移估计算法有偏差。可以算得其方差的值为:

$$\text{var}\{\varepsilon\} \approx \frac{\varepsilon^2}{N} \quad (8)$$

可见, 对称结构中的频偏估计方差与所估计的频偏有关, 这主要源于估计是有偏的。此外, 当信噪比较高时, 频偏估计方差与信噪比的取值是近似无关的。

3.3 频率偏移的整数频偏估计

3.3.1 Schmidl 整数频率偏移

Schmidl 方法的整数频率偏移是在进行了小数

频率估计补偿之后, 这样载波间干扰就消除了。两个长训练序列是以 $\hat{\phi}/(\pi T)$ 在频率域相关的。两个训练符号在 FFT 解调之后表示为 $X_{1,k}$ 和 $X_{2,k}$ 。第二个训练序列的偶数频率上的 pn 序列进行差分调制结果为 v_k , 假设整数频率偏移为 z , 由于没有补偿偏移量 $2z/T$, 则 v_k 将在偏移 $2z$ 的位置上出现。这样在 $X_{1,k}$ 和 $X_{2,k}$ 就有一个相位偏移量 $2\pi(T+T_g)2z/T$ 。因为整数 z 不知道, 则相位偏移也未知。但是对应频率的相位偏移是等同的。定义一个测度:

$$B(g) = \frac{\left| \sum_{k \in X} X_{1,k+2g}^* v_k X_{2,k+2g} \right|}{2 \left(\sum_{k \in X} |X_{2,k}|^2 \right)} \quad (9)$$

我们找到使上式最大的 g 值, 就是频率偏移的整数值的估计值。

3.3.2 整数频偏估计新方法

$r(n, m)$ 表示接收到的在进行 FFT 变换前的训练序列, 其中, $m=1, 2$, 表示训练序列的第一和第二部分序列, 其前半部分序列用一个已知序列的 IFFT 来产生。假设经过高斯白噪声信道, 由于存在频率偏差, 对于前后两部分的训练序列都可以写为:

$$r(m, n) = e^{j2\pi n \varepsilon} s(m, n) + W(m, n) \quad (10)$$

假设小数部分已经得到补偿, 也进行了符号帧的定位, 设 $\Delta f = \Delta f_I + \Delta f_F = (n_l + \varepsilon)$, 其中 n_l, ε 为相对于子载波带宽的归一化值。

则式(10)可以写为:

$$r(m, n) = e^{j2\pi n n_l} s(m, n) + W(m, n), n=1, 2 \quad (11)$$

其中 W_n 为高斯白噪声, 对上式两边进行 FFT 变化, 则由频域移位特性可以知道, 时域上的频率整数偏移对应于 FFT 变化之后的频域上的圆周移位。

$$Y(m, n) = (X(m, n - n_l))_N + W(m, n) \quad (12)$$

$Y(m, n)$ 为训练序列的解调序列。 $(X(m, n - n_l))_N$ 是变化后的移位。这样就可以用发送端的已知序列的移位来与解调之后的移位序列进行相关, 并改变移位的值, 所得最大值就是所求的 n_l 。因为发射序列的对称性, 我们用原来发射信号波号的 $1/4$ 进行相关, 就可以同样得到频率偏移的整数估计。

$$\hat{n}_l = \max \left| \sum_{n=0}^{N/4-1} Y(m, n) X^*(m, n+l) \right|,$$

$$l = -N/8, -N/8-1, \dots, 0, 1, \dots, N/8 \quad (13)$$

根据类似的推理, 把整数频率偏移的估计放到时域中来进行, 这样可以少进行一次 FFT, 从而简化了计

算的复杂度,简化算法,提高运算的速度。

用已产生的训练序列的前半部分的具有对称性质的序列来进行计算。假设理想的训练序列 $s(n, m)$, 其中 $m=1$, 也就是第一部分序列, 对此序列根据上面的分析具有的性质, 在没有噪声没有衰落和多径干扰的情况下进行理想的频率偏移, 得到:

$$v_l(n, 1) = r(n, 1) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot (1:32) \cdot lm/32) \quad (14)$$

其中 lm 为整数频偏, $(1:32)$ 为从 1 到整数 32, 增量为 1 的 32 个数, 这里的取值为 $lm = -16, -15, \dots, 0, 1, \dots, 15$, 定义一个测度:

$$T_m = \frac{|\text{conj}(s(n, 1)) \cdot v_l(n, 1)|^2}{|\text{conj}(s(n, 1)) \cdot s(n, 1)|^2} \quad (15)$$

因为序列为 pn 序列, 在其无偏移的位置对应着最大值的偏移。对于每个 lm 的偏移值都进行测度值的计算, 其中最大的值所对应的 lm 即所求的值。

可以求出新算法估计误差的克拉美·罗下界 (Cramer-Rao lower bound) 为: $\frac{1}{32\pi^2 \cdot L \cdot SNR}$, 而经

典的 Schmidl 的克拉美·罗下界为: $\frac{1}{\pi^2 \cdot L \cdot SNR}$, 其中 L 的数目为 N 。

4 算法性能仿真

计算机仿真只能获得粗略的频率偏差估计性能, 仿真的 DAB 传输系统采用子载波总数为 2048, 循环前缀为 504, 加性高斯信道中信噪比分别为 16dB 和 26dB 时的频率偏差估计误差统计。然后进行整数频率偏移估计的性能仿真。

4.1 分数频率偏移性能仿真

表 1 是改进的新频率偏移估计方法, 在通过高斯信道噪声信道和多径信道时, 对于频率偏移估计在信噪比等于 16dB 和 26dB 时的偏移估计和偏差值的大小。

4.2 整数频率偏移性能仿真

我们分别把整数频率偏移估计新算法通过高斯

表 1 频偏估计和误差

Table 1 Frequency offset estimation and error

频率偏移量	新方法 (SNR=16dB)	偏差量 绝对值	新方法 (SNR=26dB)	偏差量 绝对值	新算法 1 的估计值(多径)	估计误差值的绝对值(多径)
-0.9	-0.9011	0.0011	-0.89985	0.00015	-0.9139	0.0139
-0.7	-0.6968	0.0032	-0.69838	0.00162	-0.7147	0.0147
-0.5	-0.5000	0.0000	-0.5000	0.00000	-0.5151	0.0151
-0.3	-0.3004	0.0004	-0.30076	0.00076	-0.3152	0.0152
-0.1	-0.0968	0.0032	-0.10245	0.00245	-0.1149	0.0149
0.1	-0.0955	0.0045	0.10026	0.00026	0.0858	0.0142
0.3	0.2996	0.0004	0.29947	0.00053	0.2868	0.0132
0.5	0.5000	0.0000	0.5001	0.00010	0.4881	0.0119
0.7	0.7022	0.0022	0.69988	0.00012	0.6897	0.0103
0.9	0.9044	0.0044	0.90077	0.00023	0.8914	0.0086

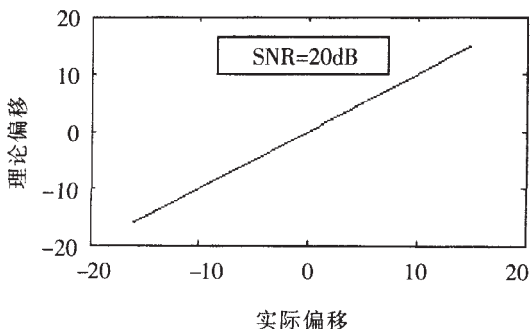


图 2 整数频率偏移估计

Fig.2 Integer frequency offset estimation

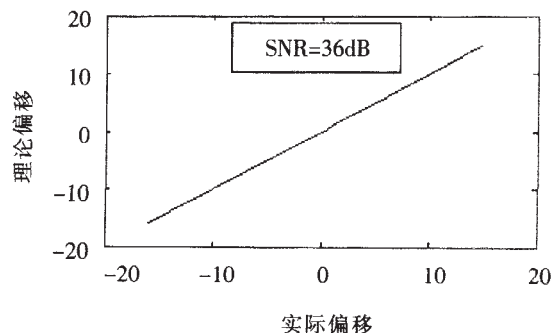


图 3 整数频率偏移估计

Fig.3 Integer frequency offset estimation

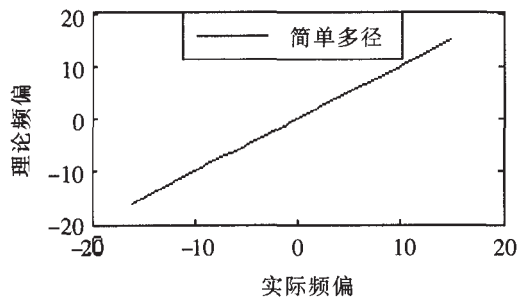


图 4 在多径信道中的整数频偏估计

Fig.4 Integer frequency offset estimation in multicarrier channel

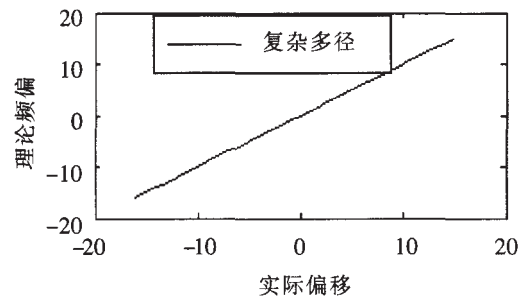


图 5 在多径信道中的整数频偏估计

Fig.5 Integer frequency offset estimation in multicarrier channel

白噪声信道和多径信道进行仿真,利用训练帧的一半序列进行频率偏移估计,可以看到,在左右 1/4 序列的范围内,算法都能准确地估计出整数频率偏移的数值。图 2 是在信噪比为 20dB 时的整数频率偏移估计性能图,图 3 是在信噪比为 36dB 时的整数频率偏移估计,可见都能准确地估计出整数频率偏移值的大小。

图 4 为在简单多径模型中的频率偏移整数估计算法的性能测试图,图 5 为在复杂多径条件下的整数频率偏移估计图,显然出在多径条件下,同样可以准确地估计出整数频率偏移值的大小,实现准确的估计。

5 结 论

可以看出,新的频率同步算法,不但算法简单快捷,而且其方差值也小于经典的频率同步算法的方差,在噪声和多径信道中可以快速准确地进行频率偏移的估计。

参 考 文 献

[1] Schmidl T M, Cox D C. Robust Frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Trans on Communicati-

ons, 1997, COM, **45**(12): 1613-1621.

- [2] Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction[J]. IEEE Trans Communication, 1994, **42**(10): 2908-2914.
- [3] Pollet T, Van Bladel M, 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] FENG Shu, LEE James, WU L N, et al. Time-frequency channel estimation for digital amplitude modulation broadcasting system based on OFDM[J]. IEE Proceedings Communications, 2003, **150** (8): 259-264.
- [5] Weinstein S B, Ebert P M. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform [J]. IEEE Trans Communication Technology, 1971, **19**(10): 628-634.
- [6] SANTELLA G. A frequency and symbol synchronization system for OFDM signals: architecture and simulation result [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2000, **49**(1): 254-257.
- [7] 孙海信, 顾亚平, 张俊, 等. OFDM 系统的一种精确的符号定时[J]. 声学技术, 2006, **25**(1): 6-9.
- SUN Haixin, GU Yaping, ZHANG Jun, et al. Accurate estimation of OFDM symbd timing[J]. Technical Acoustics, 2006, **25**(1): 6-9.