

## 多径衰落下符号定时恢复算法的改进<sup>1</sup>

艾 渤 葛建华 赵妍妮\*

(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室 西安 710071)

\*(大唐移动-飞利浦 TD-SCDMA 终端联合研发中心 北京 100083)

**摘 要:** 该文提出了在多径衰落信道环境下、宽带数字电视地面广播 BDB-T 系统中符号定时恢复的改进新算法, 导出了计算公式并设计了相应的 FPGA 硬件电路, 计算机仿真及在高清清晰度数字电视功能样机上的调试证明了改进算法的优良性能。

**关键词:** 高清清晰度数字电视, 编码的正交频分复用, 宽带数字电视地面广播, 符号定时恢复, 现场可编程门阵列

**中图分类号:** TN919.8 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)02-0266-06

## An Improved Algorithm for Symbol Timing Recovery in a Multipath Fading Channel

Ai Bo Ge Jian-hua Zhao Yan-ni\*

(National Key Lab. of Integrated Service Networks., Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

\*(Philips Datang Mobile TD-SCDMA UE R&D Cooperation Center, Beijing 100083, China)

**Abstract** This paper proposes a new improved algorithm for symbol timing recovery in a multipath fading channel through computer simulations. The computing equation is derived. Also, the correspondent FPGA hardware circuit is designed. Computer simulations and the testing process in the HDTV prototype prove its low complexity, easiness of realizing and excellent performance.

**Key words** High definition TV, Coded orthogonal frequency division multiplexing, Broad-Band Digital-Terrestrial(BDB-T), Symbol timing recovery, Field programmable gate array

### 1 引言

高清清晰度数字电视是集数字信号及信息处理、数字通信、计算机及网络、微电子等高新技术发展于一身的产物。目前全数字电视地面传输主要有 3 种制式: VSB, OFDM 以及 ISDB-T<sup>[1]</sup>。美国 ATSC 的 8-VSB 系统具有较好的载噪比, 可在较低的载噪比下运行, 为消除多径干扰采用了自适应均衡技术, 对短时延的多径干扰有较强的抵抗能力, 但不支持移动接收且计算量大、硬件结构较为复杂, 使接收机成本高。欧洲 DVB-T COFDM 系统采用多载波方式调制, 通过延长符号周期使其对多径干扰不敏感, 利用加入的保护间隔和插入的带内导频进行载波恢复、时钟恢复和快速信道均衡, 从而能更强烈地对抗变化的多径干扰, 有效消除多径。其算法简单、硬件实现容易、成本相应较低。由于有较强的抗多径干扰能力, 可以组成单频网, 能更有效地利用频率, 同时该系统具有许多可选择的参数, 本文主要研究 BDB-T, COFDM 系统中的符号定时恢复算法。

有多篇论文讨论关于符号定时同步的问题<sup>[2-8]</sup>, 可以将其归结为两类: 利用 OFDM 符号的保护间隔估计和利用导频、训练符号进行估计。文献 [9, 10] 给出 ML 估计结合门限进行符号同步的方法, 本文在 ML 估计的基础上又提出了符号定时同步的几种改进措施。

<sup>1</sup> 2002-09-23 收到, 2003-03-28 改回

国家重点科研项目: 数字视频广播关键技术研究基金资助课题

## 2 常规最大似然估计 (ML) 算法

在 COFDM 系统中, 由于符号同步偏差影响频偏估计, 而频率偏差也影响到符号定时恢复, 因此两者必须同时估计出。设经过逆傅里叶变换 (IFFT), 插入保护间隔后的 OFDM 符号为  $N+L$  长,  $N$  为 IFFT 点数,  $L$  为保护间隔长度, 其中的每个数据记为  $s_k, k = 0, \dots, N+L-1$ , 这组数据向量串行发送。在以下分析中, 假定信号  $s(k)$  经过非散布、加性复高斯白噪声信道 (AWGN), 噪声为  $n(k)$ , OFDM 符号到达时间的不确定性可以用信道响应的延迟表示, 即  $\delta(k-\theta)$ ,  $\theta$  是未知符号到达时间的整数值。载波频率偏移可用加在时域的复乘积项表示:  $e^{j2\pi\epsilon k/N}$ ,  $\epsilon$  是频率偏差, 含义为  $\epsilon$  倍的子载波间隔, 因此接收到的数据可表示为

$$r(k) = s(k-\theta) \times e^{j2\pi\epsilon k} + n(k) \quad (1)$$

经过 IFFT 得到的  $s(k)$ , 可认为是独立同分布随机变量的线性组合。如果子载波数目足够大, 由中心极限定理知,  $s(k)$  近似服从复高斯过程, 其实虚部是相互独立的。由于每符号前端的保护间隔是数据末端的复制, 故保护间隔内的数据与距离它们  $N$  点的数据相关, 这使得  $s(k)$  不再是白高斯过程, 因此接收到的  $r(k)$  也不是白高斯过程。但是因为它的概率结构,  $r(k)$  包含了时间偏移  $\theta$  和载波频率偏移  $\epsilon$  信息, 经理论推导<sup>[6]</sup>, 就可得到关于  $\theta$  和  $\epsilon$  的实时 ML 估计。

## 3 多径衰落环境中符号定时恢复的分析

在多径情况下, OFDM 符号在时间轴上被分散, 接收端收到的信号是几路信号的叠加, 多径信道的脉冲响应可近似地表示为

$$h_d(k) = \sum_{i=1}^M h_i \times \delta(k - \tau_i) \quad (2)$$

相应的接收端接收信号  $r(k)$  为

$$r(k) = \sum_{i=1}^n r_i(k) = \sum_{i=1}^n h_i e^{j2\pi[f(i)+\epsilon]k/N} + n(k) \quad (3)$$

式 (2), (3) 中,  $k$  为离散时间,  $\tau_i$  为第  $i$  路信号的延时,  $M$  为多径个数;  $h_i$  为第  $i$  路信号的幅度衰减因子,  $\epsilon$  为频偏,  $f(i)$  为第  $i$  条路径的多普勒频移, 由各条路径之间的不相关性可得:

$$E[r_i(k)r_j(k+N)^*] = \begin{cases} h_i^2 \delta_s^2 e^{-j2\pi[f(i)+\epsilon]k/N}, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad k \in \text{保护间隔} \quad (4)$$

用  $r(k)$  相关出的峰应是各条路径作似然估计峰的  $h_i^2$  加权叠加:

$$\Lambda(\theta, \epsilon) = \sum_{i=1}^n h_i^2 \Lambda(\theta_i, \epsilon) \quad (5)$$

因此峰的最大值处应是多径分布的重心位置, 当多径分布均匀时, 峰宽且顶部平坦, 加上电路中的量化效应, 会出现较宽的平顶, 每个峰顶的最大值位置不易确定; 当多径分布非均匀时, 最大位置应在贡献较大的径附近; 加上多普勒效应、时变多径, 每个归一化相关峰的最大值位置也是慢变的。在这两种情况下, 由于到达时间  $\theta$  是不确定的, 按似然估计直接得到的符号间隔在标准间隔左右摆动加大, 各个符号估计到的同步起始位置相差较大, 则 FFT 后的各符号由于符号同步估计误差带来的载波相位偏转角度不同, 从而使得定时同步估计校正不稳定, 且估计的误差也可能比较大, 影响系统性能。另外, 意外的干扰也会影响相关判决。

## 4 改进的符号定时恢复算法

通过上面的分析,提出了几种改进措施,以便使似然估计得到的符号起始位置基本相同,即符号间隔几乎一致,从而可较好地解决符号同步稳定估计的问题。

### 4.1 求相关峰中心位置

在多径分布较宽的信道中,注意到各符号采样点归一化相关和峰值的最大处位置(即重心位置)虽然波动较大,在同一门限处的峰宽也不一样,但每个峰的中心位置基本一致,因此改进的算法中不再取相关的最大值位置,而是取此门限所决定的中心位置。这样做虽然有一些估计误差,但只要估计大致在保护间隔(AWGN信道)或自由区内(多径信道),且间隔波动不大,在FFT后都可以估计校正。

改进算法中门限的选取如图1说明,先根据当前的保护间隔求出归一化相关峰 $M(\theta)$ ,消去功率的影响,再统计一定时间内系列峰的最大值,找出其中一系列最大值中的最小值并乘以一个系数作为门限,然后用此值去与当前的移动归一化相关值比较。当检测到某个时刻,归一化相关值大于或等于门限,计数器 $c$ 清零开始计数,大于门限期间计数,当归一化相关值小于门限时, $c$ 已为峰宽,此时刻向前找 $c/2$ ,定位为符号起始位置,小于门限时计数器保持。这样求出的符号间隔基本一致,波动较直接求最大位置要小得多,平均频偏与求最大值法基本一致。

图1中的 $a_1, a_2, a_3$ 为中心位置; $b_1, b_2, b_3$ 为相关峰的最大位置。为了与常规ML算法比较,利用计算机仿真将两种算法的估计效果对比于图2。仿真参数遵循DVB-T标准<sup>[11]</sup>,参数设置如下:一个OFDM符号由2048个数据和512个保护间隔采样点组成;SNR=5dB;相对频偏为 $\epsilon = -0.25$ 个子载波间隔,信道是瑞利衰落信道,有6条径,其中两条0dB径,最远两条径相距 $28\mu\text{s}$ 。

图2中虚线为常规ML法,实线部分是改进后的算法。从图中可以清楚地看到,中心位置方法估计的效果相对稳定,抖动比较小。虽然估计结果与实际同步位置有一定偏差,但这种有效范围内的偏差可以通过后面的检测估计出并加以校正。下面给出在上述参数下经仿真计算得到的符号起始位置间隔误差和频偏误差,其中,(1)为求归一化相关峰的最大值位置及对应的频偏;(2)为求归一化相关峰的中心位置及对应的频偏。估计符号间隔绝对误差的均值:(1)70.5,(2)16.07;估计符号间隔的方差:(1) $8 \times 10^3$ ,(2) $4 \times 10^2$ ;估计频偏绝对误差的均值:(1)0.04,(2)0.03;估计频偏方差:(1) $3.5149 \times 10^{-5}$ ,(2) $2.4698 \times 10^{-5}$ 。因此,在信噪比很低、多径分布较长的瑞利信道下,中心位置求得的符号间隔摆动比用最大值求得的符号间隔方差好得多,频偏估计由于信噪比低、位置不准而误差较大。将信噪比改为15dB,信道参数同上,得

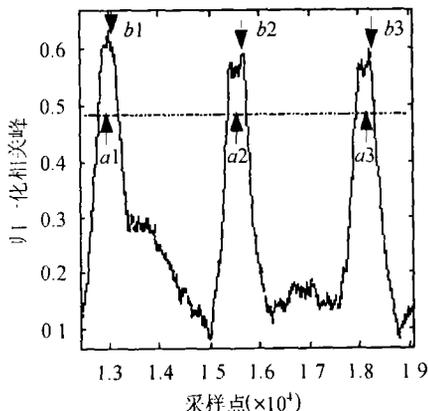


图1 中心位置法估计符号同步位置

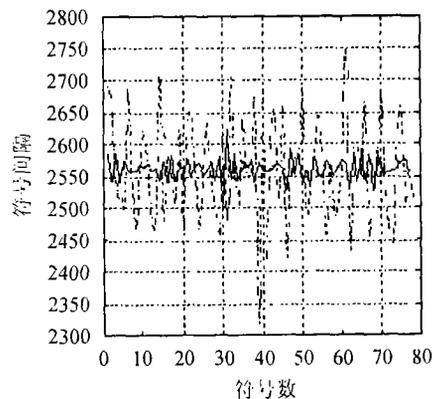


图2 两种算法得到的各符号起始位置间隔

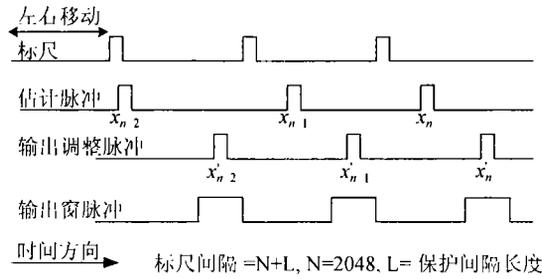


图 3 脉冲求平均原理图

到下述估计误差: 估计符号间隔绝对误差的均值: (1) 60.8, (2) 12.1; 估计符号间隔的方差: (1)  $7 \times 10^3$ , (2)  $2 \times 10^2$ ; 估计频偏绝对误差的均值: (1) 0.0023, (2) 0.0024; 估计频偏方差: (1)  $5.5081 \times 10^{-6}$ , (2)  $5.0153 \times 10^{-6}$ 。可见信噪比高时, 两种估计方法性能都有所改善, 频偏估计方差减小一个数量级, 间隔摆动仍然是相关峰中心位置法小。

#### 4.2 求平均法及其计算公式

为进一步减小符号同步位置的摆动, 还可对得到的符号同步位置取平均。

求平均算法原理如下: 假设最大似然估计的输出脉冲为  $x_n, x_{n-1}, \dots, x_1$ , 用一间隔为符号长度  $(N + L)$  的标准作为尺度, 当标尺上的  $n$  个  $x_n, x_{n-1}, \dots, x_1$  点和  $x_n, x_{n-1}, \dots, x_1$  的距离的绝对值和取得最小时, 输出的标尺即为最佳符号同步位置。如图 3 标尺间隔为  $(N + L)$  个时钟周期, 左右移动标尺, 当误差函数:  $y = \sum |x_i - x_n|$  取得最小值时, 即可求得  $x$ 。具体实现时, 令  $x'_i = x_n - (n - i) \times (N + L) - m$ , 改变  $m$  的值, 使  $y$  取得最小值, 此时  $x'_i$  即为最佳同步位置。这种平均方法实际是记忆过去的  $n - 1$  个脉冲间隔, 经过计算, 得到对当前脉冲位置调整量, 最终使间隔均匀。求平均方法在输出调整脉冲的同时, 输出以该脉冲为中心对称的窗, 用于符号定时同步跟踪。式 (6) 为改进算法导出的计算公式, 要求出  $\delta_i = x_i - x_n + (n - i) \times (N + L)$ , 只要将  $n$  至  $i$  的间隔差  $\Delta_j$  相加即可。

$$\begin{aligned}
 y &= \sum_{i=1}^n |x_i - [x_n - (n - i) \times (N + L) - m]| = \sum_{i=1}^n \left| \sum_{j=i}^{n-1} [(N + L) - (x_{j+1} - x_j) + m] \right| \\
 &= \sum_{i=1}^n \left| \sum_{j=i}^{n-1} [\Delta_j + m] \right| = \sum_{i=1}^n |\delta_i + m| \tag{6}
 \end{aligned}$$

图 4 给出用脉冲求平均法得到的间隔性能分析曲线和数据。应该注意的是, 脉冲求平均法只是对估计得到的同步脉冲间隔平均, 频偏仍用估计的值。例如, 若  $n = 8$ , 即用 7 间隔求平均。下面的曲线是在 SNR=15dB, 信道仿真参数与图 2 同, 保护间隔  $L = 512$ ,  $N = 2048$ 。估计符号间隔绝对误差的均值: (1)60.8 (2) 1.1; 估计符号间隔的方差: (1)  $7 \times 10^3$ , (2) 6.8。信噪比为 5dB 时, 其余参数同上。估计符号间隔绝对误差的均值: (1) 70.5, (2) 7.5; 估计符号间隔的方差: (1)  $8 \times 10^3$ , (2) 103.6。

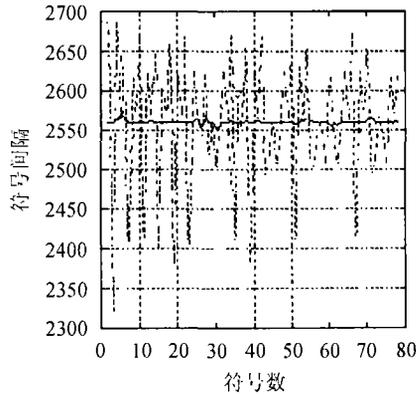


图4 两种算法得到的符号间隔比较

图4中虚线为常规ML算法,实线是求平均算法的结果。可以看出,此法对脉冲求平均效果很好,且优于求相关峰中心位置的算法,使间隔基本归为 $(N+L)$ ,但由于 $m$ 的变化范围是有限的,每次参与平均的脉冲也是有限的 $n$ ,故平均后的脉冲反映了当前似然估计的效果。应当补充的是,当似然估计间隔非常糟糕时,再平均效果也不会太好。在符号同步跟踪态,可以利用平均脉冲产生的窗,若跟踪态计数的同步脉冲超出此窗,则重新开始捕获同步脉冲。

### 4.3 对似然函数求和

在多径衰落及有多普勒现象存在的信道条件下,保护间隔和复制源的相关性减弱,加之保护间隔的数据点数有限,每个符号得到的似然函数最大化参数,即符号起始位置和频偏误差明显增大。可以用 $m$ 个符号的似然函数求和再平均,在慢变信道下参加平均的符号个数可以多一些,在快变信道下参与平均的符号个数要少些,以跟踪信道的变化, $m$ 的多少还涉及到硬件资源。仿真做法如下:将顺序计算得到的移动相关和 $\gamma(\theta)$ ,顺序取 $m$ 个符号的 $\gamma(\theta)$ 按符号长度对应位置移动求和,功率一路也如此做法,数据不用延迟,最大值时的相角即为频偏。仿真结果如图5, $N=2048$ , $L=128$ , $m$ 取8(个OFDM符号)。

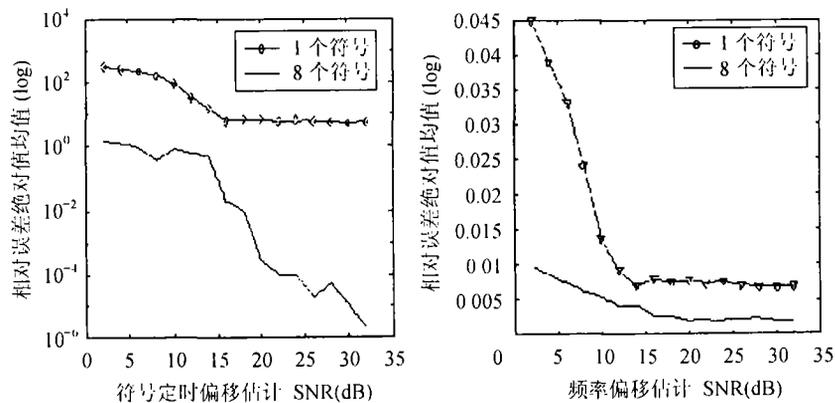


图5 似然函数求和

在有单频干扰存在时,设收到的信号为 $r(n)$ ,将其分为单频部分和非单频部分两项,假设非单频部分只有原始信号,不受到干扰,当 $n$ 属于保护间隙时,有如下推导:

$$r(n) = x(n) + \rho e^{j2\pi mn/N} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} r(n)r(n+N)^* &= [x(n) + \rho e^{j2\pi mn/N}] [x(n+N)^* + \rho e^{-j2\pi mn/N}] \\ &= x(n)x(n+N)^* + \rho x(n)e^{-j2\pi mn/N} + \rho x(n+N)^* e^{j2\pi mn/N} + \rho^2 \\ &= x(n)x(n)^* + 2\rho \text{Re}\{x(n)e^{j2\pi mn/N}\} + \rho^2 \end{aligned} \quad (8)$$

有单频干扰时使得归一化相关峰被单频干扰相关和淹没, 当单频干扰平均功率和信号功率相当时, 用 64 保护间隙相关峰已被淹没, 512 保护间隙还比较明显, 对似然函数求和能使相关峰明显好转。

## 5 结束语

本文通过算法仿真, 指出常规 ML 方法做符号定时同步所存在的不足, 在此基础上提出 3 种新的符号定时恢复的改进算法: (1) 求相关峰中心位置; (2) 求平均法; (3) 对似然函数求和。通过 Matlab 和 Quartus 软件仿真, 利用 Altera 公司生产的 APEX<sup>TM</sup>20 系列芯片完成了相应硬件电路的 FPGA 设计。整个同步部分的电路分成两部分: 以 FFT 模块为界, FFT 前的粗符号定时同步和粗频率同步等为一部分; FFT 后的频率同步 (包括整数倍和小数倍频偏), 采样钟同步和细符号定时同步等为另一部分, 分别用一片 100 万门的 FPGA 芯片实现。所设计的 BDB-T 功能样机经过室内信道模拟测试及北京实验区开路测试, 均证明了本文所提改进算法与常规 ML 算法相比, 能够稳定、准确估出符号同步起始位置, 性能优良。需要指出的是, 为了能进行更为精确的定时同步及其跟踪, 必须在快速傅里叶变换 FFT 之后进行基于导频的符号定时偏移估计。

## 参 考 文 献

- [1] J. Whitaker 著, 曹晨、杨作梅等译. 高清晰度数字视频原理与应用. 北京: 电子工业出版社, 2002, 第 1 章.
- [2] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Trans. on Communications*, 1997, COM-45(12): 1613-1621.
- [3] Daffara F, Adami O. A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques. In Proc VTC'95, Chicago, Illinois, USA, 1995: 804-809.
- [4] Oh J S, Chung Y M, Lee S U. A carrier synchronization technique for OFDM on the frequency-selective fading environment. In Proc IEEE Vehicular Technology Conference, Atlanta, GA, USA, 1996: 1574-1578.
- [5] Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Trans. on Communications*, 1994, COM-42(10): 2908-2914.
- [6] Van de Beek J J, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, SP-45(7): 1800-1805.
- [7] Roh H, Cheun K, Park J. An MMSE fine carrier frequency synchronization algorithm for OFDM systems. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 1997, 43(3): 761-766.
- [8] Lee D, Cheun K. A new symbol timing recovery algorithm for OFDM systems. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 1997, 43(3): 767-775.
- [9] 艾渤, 刘刚, 葛建华. COFDM 系统的符号定时同步算法. 高技术通讯, 2002, 12(8): 26-31.
- [10] 艾渤, 葛建华, 赵妍妮. 高清晰度数字电视中的符号定时检测算法. 华中科技大学学报 (自然科学版), 2003, 31(1): 70-74.
- [11] European Telecommunications Standard Institute, ETS 300 744 Digital video broadcasting; framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, France: European Broadcasting Union, 1997.

艾 渤: 男, 1974 年生, 博士生, IEEE 协会专业会员, 研究方向为数字通信与信息处理, 目前从事有关 OFDM 技术应用的研究工作。

葛建华: 男, 1961 年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会通信学会高级会员, 主要从事信息处理、多媒体数字电视、HDTV 数字传输、数据通信网的安全与保密等研究工作。

赵妍妮: 女, 1976 年生, 硕士, 目前在北京大唐移动 - 飞利浦 TD-SCDMA 终端联合研发中心工作。