

基于频偏补偿的 TDS-OFDM 系统同步方法

龚国强, 葛万成

(同济大学中德学院, 上海 200092)

摘要: 针对 TDS-OFDM 系统中载波频偏对基于 PN 序列自相关同步算法的影响, 提出采用双滑动窗互相关的时间标尺函数来进行符号同步, 利用该函数可以得到很好的相关峰值且不受频率偏移的影响。载波频偏由多径信道下各主要能量径的相关峰值估计得到, 该估计算法可以得到较为准确的估计值和较大的估计范围。在典型的城市场道条件下对算法进行了仿真, 结果表明: 在较大的频偏条件下, 本文方法得到了准确的符号同步和较好的频偏估计。

关键词: 正交频分复用; 符号同步; 频率偏移; 补偿

中图分类号: TP 391

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2010.12.04

Synchronization algorithm for TDS-OFDM systems using frequency offset compensation

GONG Guo-qiang, GE Wan-cheng

(Chinese-German School for Postgraduate Studies, Tongji Univ., Shanghai 200092, China)

Abstract: Since the synchronization algorithm based on the auto-correlation of pseudo-noise (PN) sequences for time-domain synchronization (TDS) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems is affected by the carrier frequency offset, a time metric function adopting the correlation of two sliding windows is proposed for signal synchronization. By using the function, well correlation peak values can be obtained and could not be affected by frequency offsets. Carrier frequency offsets are estimated by the peak values of main power paths in the multi-path channel, the proposed algorithm can get comparatively accurate estimated values and wide estimated ranges. Simulation results in the typical city channel show that the proposed algorithm gets exact signal synchronization and comparatively accurate frequency estimated values while having quite big frequency offsets.

Keywords: orthogonal frequency division multiplexing; signal synchronization; frequency offset; compensation

0 引言

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)具有高速的数据传输能力、高效的频谱利用率和抗多径干扰能力,因而在无线通信领域得到了广泛研究,并且被我国的数字电视地面广播(digital terrestrial television broadcasting, DTTB)标准采用^[1]。在该标准中采用在时间域插入 PN 序列来代替传统的循环前缀(cycle prefix, CP),使得这种 TDS-OFDM 系统具有更好的同步性能,且 PN 序列还可以作为训练序列来进行信道估计。然而,由于收发两端载波频率偏移的存在,一方面会破坏接收 PN 序列和本地 PN 序列的相关性,另一方面会引起频域符号的子载波间干扰(inter carrier interference, ICI),所以必须对频率偏移进行补偿。

TDS-OFDM 系统的同步不同于传统的 CP-OFDM 系

统,前者需要精确同步到符号的起始时刻,而后者仅需要同步到最大多径时延到符号起始时刻之间就可以保证子载波的正交性,而没有符号间干扰(inter symbol interference, ISI)。目前,文献[2-4]提出了基于 PN 序列自相关的同步算法,通常同步过程分为捕获和跟踪两个阶段,在捕获阶段通过寻找相关峰值使时间同步在一个码元间隔时间内,在跟踪阶段采用数字锁相环可以精确同步在符号的起始时刻。文献[5]提出利用接收数据中的两个重复部分进行相关运算,可以得到具有频偏鲁棒性的相关峰值,同时峰值时刻的相关函数相位可以用来进行频偏估计。通常频率偏移和信道增益共同对接收符号的相位产生影响。文献[6]给出了基于数据导频的频偏和信道响应的联合最大似然(maximum likelihood, ML)估计方法。文献[7]也采用 ML 方法,通过 PN 序列相关峰值来分别估计整数倍频偏和小数倍频偏,这两种方法在多径信道下的估计范围有限。文

献[8-10]分别提出了改进的 PN 序列帧同步算法,具有频偏鲁棒性,在多径信道下有较好的性能,但是没有考虑多能量径对相关峰值的影响。文献[11]通过跟踪 PN 相关波形,并采用多步来逐渐缩小载波频偏和采样频偏范围,得到了较好的同步精度。文献[12]提出了基于恒模调制方式下的盲频偏估计,该算法要求对多个 OFDM 符号进行统计分析,有很长的延迟时间。本文在分析以上各种同步方法的基础上,考虑到频率偏移对 PN 序列的相关性影响,提出采用双滑动窗互相关的时间标尺函数来进行符号同步,利用该函数可以得到很好的相关峰值且不受频率偏移的影响。对频偏的估计利用多径信道下的多个相关峰值,可以得到误差较低的估计值。

1 符号模型

设 OFDM 系统频域发送信号为 $\mathbf{D}^{(i)} = [D_0^{(i)}, D_1^{(i)}, \dots, D_{N-1}^{(i)}]^T$, i 表示 OFDM 符号数,经过离散傅里叶反变换,得到时域发送序列 $\mathbf{d}^{(i)} = [d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, \dots, d_{N-1}^{(i)}]^T$,在 OFDM 符号前面加入长度为 K 的前缀序列(见图 1),前缀序列由复 PN 序列 $\mathbf{c}^{(i)} = [c_0^{(i)}, c_1^{(i)}, \dots, c_{M-1}^{(i)}]^T$ 的后 M_{pre} 个符号和前 M_{post} 符号分别插入前面和后面扩展形成,则 $K = M_{pre} + M + M_{post}$ 设扩展的前缀序列为 $\mathbf{p}^{(i)} = [p_0^{(i)}, p_1^{(i)}, \dots, p_{K-1}^{(i)}]^T$,则整个时域序列长度为 $N + K$ 。

$$d_n^{(i)} = \sum_{k=0}^{N-1} D_k^{(i)} e^{-j2\pi kn/N} \quad (1)$$

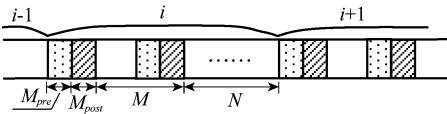


图 1 TDS-OFDM 帧结构

设发送时域信号为 $x_n^{(i)} = p_n^{(i)} + d_n^{(i)}$,其中

$$p_n^{(i)} = \begin{cases} p_n^{(i)}, & 0 \leq n \leq K-1 \\ 0, & K \leq n \leq N+K-1 \end{cases}$$

$$d_n^{(i)} = \begin{cases} 0, & 0 \leq n \leq K-1 \\ d_n^{(i)}, & K \leq n \leq N+K-1 \end{cases}$$

时域符号经过瑞利衰落信道,在存在载波频率偏移和相位偏差的情况下,接收信号 $y_n^{(i)}$ 可以表示为

$$y_n^{(i)} = e^{j2\pi\epsilon[i(N+K)+n]/N} e^{j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} x_{k+n-l}^{(i)} + \omega_n^{(i)} \quad (2)$$

式中, $\epsilon = \Delta f N T_s$ 为归一化的频偏; ϕ 为初始相位; $h_{n,l}^{(i)}$ 为信道各径增益; $\omega_n^{(i)}$ 是均值为 0 方差为 σ_n^2 的高斯白噪声。

2 载波频偏对同步性能的影响

文献[2-4]介绍了 TDS-OFDM 系统的同步方法,提出利用 PN 序列的自相关性能,通过寻找相关峰值来达到同步,但若考虑载波频偏,将会对 PN 序列的自相关峰值产生影响。

$$R_{py}^{(i)}(n) = \sum_{k=0}^{M-1} y_{k+n}^{(i)} p_k^* = \sum_{k=0}^{M-1} p_k^* (e^{j2\pi\epsilon[i(N+K)+k+n]/N} e^{j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} h_{k+n,l} x_{k+n-l}^{(i)} + \omega_n^{(i)}) \quad (3)$$

若只考虑第 i 个符号间隔内,忽略上标, $i=0$;且认为在相关运算时间间隔内信道增益不变,即 $h_{n,l} \approx h_l$ 。

$$R_{py}(n) = e^{j(2\pi\epsilon n/N + \phi)} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \sum_{k=0}^{M-1} e^{j2\pi\epsilon k/N} x_{k+n-l} p_k^* + \sum_{k=0}^{M-1} \omega_{k+n} p_k^* \quad (4)$$

由式(4)可知,当 $\epsilon=0, \phi=0$ 时,PN 序列与接收数据进行相关运算的最大值会出现在能量最大径的延时时刻 τ ,且 $R_{py}(\tau) = 2Mh_\tau - 2 \sum_{l=0, l \neq \tau}^{L-1} h_l + \omega'_\tau$;但若存在载波频偏时,相关值变为

$$R_{py}(\tau) = e^{j(2\pi\epsilon\tau/N + \phi)} \left(2h_\tau \frac{1 - e^{j2\pi\epsilon M/N}}{1 - e^{j2\pi\epsilon/N}} - \sum_{l=0, l \neq \tau}^{L-1} h_l \sum_{k=0}^{M-1} e^{j2\pi\epsilon k/N} x_{k+\tau-l} p_k^* \right) + \omega'_\tau \quad (5)$$

由式(5)可知,若 $e^{j2\pi\epsilon M/N} = 1$,即 ϵ 为 N/M 的整数倍时,第一项为 0,此时不会出现相关峰值;同时载波频偏也会使第一项的值衰减,造成检测不到最大峰值,如图 2 所示。

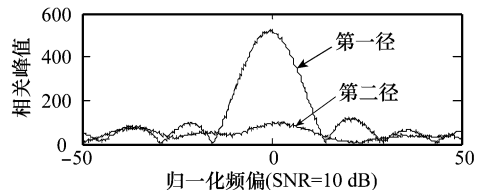


图 2 相关峰值和频偏变化曲线

3 符号和载波同步的联合算法

3.1 符号同步

由第 2 节分析,当载波不同步时,由本地 PN 序列和接收数据相关运算的同步方法不再适用,其根本原因是发送的 PN 序列经信道传输后,由于载波频偏引起的相位旋转因子破坏了 PN 序列的自相关特性。传统的采用循环前缀的同步方法,在载波频偏存在的情况下,可以得到较好的相关性能,但由于符号间干扰的存在,在多径信道下,估计误差较大。TDS-OFDM 不同于循环前缀形式的 OFDM 系统,TDS-OFDM 需要精确同步到符号的起始时刻;而 CP-OFDM 只需要同步到最大多径时延到符号起始时刻之间,仍能保证子载波的正交性。通常在不存在载波频偏的情况下,利用 PN 序列的相关性,很容易同步到起始时刻,若载波频偏存在时,要想精确同步,必须对频偏引起的相位旋转因子进行补偿。

基于时间标尺函数必须不受频偏影响的考虑,本文借鉴 CP-OFDM 的同步方法,提出采用一个双滑动窗口互相关(见图 3)的时间标尺函数来进行同步,能够保证即使在载波频偏存在的情况下,仍然具有较好的相关性。

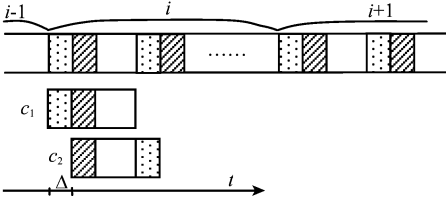


图 3 滑动相关示意图

设 c_1 表示前缀序列的前 M 项构成的 PN 序列, c_2 是前缀序列第 Δ 项开始的 M 项构成的 PN 序列。首先对接收序列的前 M 项分别与 $c_1^*(k)$ 相乘得到 $z_1(k)$, 取时间间隔为 Δ 处的 M 项分别与 $c_2^*(k)$ 相乘得到 $z_2(k)$ 。设时间 $t = i(N + K) + n$, 考虑如下相关函数

$$\Lambda([i, n]; \epsilon) = \sum_{k=0}^{M-1} z_1(k) z_2^*(k) \quad (6)$$

其中

$$z_1(k) = y_{n+k}^{(i)} c_1^*(k) =$$

$$e^{j2\pi\epsilon[i(N+K)+n+k]/N} e^{j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n+k-l}^{(i)} x_{n+k-l}^{(i)} c_1^*(k) + \omega_{n+k}^{(i)} c_1^*(k)$$

$$z_2(k) = y_{n+k+\Delta}^{(i)} c_2^*(k) =$$

$$e^{j2\pi\epsilon[i(N+K)+n+k+\Delta]/N} e^{j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n+k+\Delta-l}^{(i)} x_{n+k+\Delta-l}^{(i)} c_2^*(k) + \omega_{n+k+\Delta}^{(i)} c_2^*(k)$$

将上式代入式(6), 且认为各径增益在相关时间内近似不变, $h_{n+k,l}^{(i)} \approx h_{n+k+\Delta,l}^{(i)} = h_l^{(i)}$

$$\Lambda([i, n]; \epsilon) =$$

$$\begin{aligned} & \sum_{k=0}^{M-1} e^{-j2\pi\epsilon\Delta/N} \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{l_2=0}^{L-1} h_{l_1}^{(i)} x_{n+k-l_1}^{(i)} c_1^*(k) h_{l_2}^{*(i)} x_{n+k+\Delta-l_2}^{*(i)} c_2(k) + \\ & \sum_{k=0}^{M-1} e^{j2\pi\epsilon[i(N+K)+n+k]/N} e^{j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(i)} x_{n+k-l}^{(i)} c_1^*(k) \omega_{n+k+\Delta}^{*(i)} c_2(k) + \\ & \sum_{k=0}^{M-1} e^{-j2\pi\epsilon[i(N+K)+n+k+\Delta]/N} e^{-j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{*(i)} x_{n+\Delta+k-l}^{*(i)} c_2(k) \omega_{n+k}^{(i)} c_1^*(k) + \\ & \omega_{n+\Delta+k}^{*(i)} c_2(k) \omega_{n+k}^{(i)} c_1^*(k) \end{aligned} \quad (7)$$

由复 PN 序列的相关特性可知, $\sum_{k=0}^{M-1} c_1^*(k) c_2(k) =$

$\sum_{k=0}^{M-1} c_1(k) c_2^*(k) = -2$ 。考虑到 $x_n^{(i)}$ 和 $\omega_n^{(i)}$ 是相互独立的随机变量, 不妨认为上式后面三项都为很小的干扰噪声项。

令 $\omega(n) = \omega_1(n) + \omega_2(n) + \omega_3(n)$, 其中

$$\omega_1(n) = \sum_{k=0}^{M-1} e^{j2\pi\epsilon[i(N+K)+n+k]/N} e^{j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(i)} x_{n+k-l}^{(i)} c_1^*(k) c_2(k) \omega_{n+k+\Delta}^{*(i)}$$

$$\omega_2(n) = \sum_{k=0}^{M-1} e^{-j2\pi\epsilon[i(N+K)+n+k+\Delta]/N} e^{-j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{*(i)} x_{n+\Delta+k-l}^{*(i)} c_2(k) c_1^*(k) \omega_{n+k}^{(i)}$$

$$\omega_3(n) = \sum_{k=0}^{M-1} \omega_{n+\Delta+k}^{*(i)} c_2(k) \omega_{n+k}^{(i)} c_1^*(k)$$

式(7)在符号同步的情况下, 最大峰值会出现在 $h_{l_1}^{(i)}$ 为最大值的延迟时刻 τ_m 处, 若满足 $0 \leq \tau_m \leq M_{pre} + M_{post} - 1 - \Delta$, 此时进行相关运算的 M 项 $x_n^{(i)}$ 全部属于 PN 序列, 峰值可以表示为

$$\Lambda_{\max}([i, \tau_m]; \epsilon) = e^{-j2\pi\epsilon\Delta/N} \left[4M |h_{\tau_m}^{(i)}|^2 - 4 \sum_{\substack{l_1, l_2=0 \\ (l_1, l_2) \neq (\tau_m, \tau_m)}}^{L-1} h_{l_1}^{(i)} h_{l_2}^{*(i)} + \omega(\tau_m) \right] \quad (8)$$

3.2 频偏估计

在完成符号同步后, 相关函数峰值相位信息中含有 $-j2\pi\epsilon\Delta/N$ 项, 由此可以得到频偏估计 $\hat{\epsilon}$, 忽略上标 i , $\hat{\epsilon}$ 可表示为

$$\hat{\epsilon} = -\frac{N}{2\pi\Delta} \arg \{ \Lambda_{\max}(\tau_m; \epsilon) \} \quad (9)$$

式中, $\arg \{ \Lambda_{\max}(\tau_m; \epsilon) \} \in [-\pi, \pi]$; $\hat{\epsilon}$ 的估计范围为 $\left[-\frac{N}{2\Delta}, \frac{N}{2\Delta} \right]$ 。

观察式(8), 第二项是各径增益的互相关项, 由于共轭对称性, 其虚部为 0, 因此频偏估计误差主要是由于最后一项 $\omega(\tau_m)$ 的虚部影响。设 $\delta = \epsilon - \hat{\epsilon}$ 为频偏估计误差, 则有

$$\delta = -\frac{N}{2\pi\Delta} \arctan \left\{ \frac{\text{Im}[\omega(\tau_m)]}{\text{Re}[\omega(\tau_m)] + 4M |h_{\tau_m}|^2 - 4 \sum_{\substack{l_1, l_2=0 \\ (l_1, l_2) \neq (\tau_m, \tau_m)}}^{L-1} h_{l_1} h_{l_2}^*} \right\} \quad (10)$$

由式(10)可知, 频偏误差随着间隔 Δ 的增加而减小, 但 Δ 取的过大时, 式(7)中的自相关运算不再只有 PN 序列项, 还会受到来自数据部分的干扰, 一般 Δ 的选取应根据信道延时特性, 保证主要能量径位于 PN 序列区域, 并且结合考虑频偏的估计范围。同时频偏误差还受到式(10)中分母项的影响, 为了尽可能增大分母项, 可搜索几个主要能量径的峰值, 并做下面所述处理。为了描述方便, 假设主要能量径有三径 τ_1, τ_2, τ_3 , 第二径为能量最大径(其他多径的情况类似)。

$$\Lambda(\tau_1; \epsilon) = e^{-j2\pi\epsilon\Delta/N} \left[4M |h_{\tau_1}|^2 - 4 \sum_{\tau_i \neq \tau_j} h_{\tau_i} h_{\tau_j}^* - 4 |h_{\tau_2}|^2 - 4 |h_{\tau_3}|^2 + \omega(\tau_1) \right] \quad (11)$$

$$\Lambda(\tau_2; \epsilon) = e^{-j2\pi\epsilon\Delta/N} \left[4M |h_{\tau_2}|^2 - 4 \sum_{\tau_i \neq \tau_j} h_{\tau_i} h_{\tau_j}^* - 4 |h_{\tau_1}|^2 - 4 |h_{\tau_3}|^2 + \omega(\tau_2) \right] \quad (12)$$

$$\Lambda(\tau_3; \epsilon) = e^{-j2\pi\epsilon\Delta/N} \left[4M |h_{\tau_3}|^2 - 4 \sum_{\tau_i \neq \tau_j} h_{\tau_i} h_{\tau_j}^* - 4 |h_{\tau_1}|^2 - 4 |h_{\tau_2}|^2 + \omega(\tau_3) \right] \quad (13)$$

可采用高斯消元法, 消除几个主要能量径的影响, 具体步骤可按照式(14)和式(15)来处理以上相关峰值。

$$\Lambda'(\tau_1; \epsilon) = \Lambda(\tau_1; \epsilon) + \Lambda(\tau_3; \epsilon)/M \quad (14)$$

$$\Lambda'(\tau_2; \epsilon) = \Lambda(\tau_2; \epsilon) + \Lambda(\tau_3; \epsilon)/M + \frac{1+1/M}{M-1/M} \Lambda'(\tau_1; \epsilon) =$$

$$\begin{aligned} & e^{-j2\pi\epsilon\Delta/N} \left\{ \left[M - \frac{1}{M} - \frac{(1+1/M)^2}{M-1/M} \right] 4 |h_{\tau_2}|^2 - \right. \\ & \left. \left[1 + \frac{1}{M} + \frac{(1+1/M)^2}{M-1/M} \right] 4 \sum_{\tau_i \neq \tau_j} h_{\tau_i} h_{\tau_j}^* + \right. \\ & \left. \omega(\tau_2) + \omega(\tau_3)/M + \frac{1+1/M}{M-1/M} [\omega(\tau_1) + \omega(\tau_3)/M] \right\} \approx \\ & e^{-j2\pi\epsilon\Delta/N} \left[4M |h_{\tau_2}|^2 - 4 \sum_{\tau_i \neq \tau_j} h_{\tau_i} h_{\tau_j}^* + \omega(\tau_2) \right] \quad (15) \end{aligned}$$

比较式(15)中描述的相关函数和式(12),可以看出,由于消除了主要能量径的影响,使得 $\arctan \{ \cdot \}$ 项减小,因而能够减小估计误差。另外若采用文献[13]提出的多步估计算法,首先采用较小的 Δ 值得到较大范围内的频偏估计值,然后逐步增加 Δ 值(若各 OFDM 符号前缀序列相同,可采用信道相干时间内的 $i(N+K)+\Delta$ 值作为两相关序列的间隔),即得到更加精确的频偏估计值,在每一步估计的过程中消除相位模糊,可以得到最大的频偏估计精度和估计范围。

3.3 初始相位的估计

初始相位主要由本地晶振的相位偏差和上一符号频偏估计误差产生的累积相位构成,对所有的符号产生公共相位旋转,可以对前缀序列的频偏进行补偿后,将其作为信道增益的相位因子一起估计。由式(2)知频偏补偿后的接收序列可表示为

$$y_n = e^{j\phi} \sum_{l=0}^{L-1} h_l x_{n-l} + \omega_n \quad (16)$$

由于 TDS-OFDM 系统是利用时域导频做信道估计,由上式可见可以直接将 $e^{j\phi} h_l$ 一起作为信道增益对符号进行时域均衡。

3.4 同步算法

由于式(8)给出的时间标尺函数中存在信道增益互相关项的影响,无法搜索除最大能量径之外的其他各径时刻,为了保证同步到第一径延迟时刻处,可以对式(5)进行频偏补偿后,搜索 PN 序列相关峰值,从而得到最大峰值时刻的前向多径和后向多径时刻,按照下面步骤 5 给出的搜索前项径的方法,保证同步到第一径延迟时刻处。在得到各主要能量径延迟时刻后,按下述步骤得到精确频偏估计值。

步骤 1 设置初始 Δ 值,按照式(6)对接收到的一帧数据进行相关运算。

步骤 2 搜索最大峰值时刻,按照式(9)得到频偏的初始估计值。

步骤 3 采用文献[13]中的多步估计方法,得到较精确的频率偏移值。

步骤 4 补偿接收数据的频率偏移,即对各接收数据乘以 $e^{-j2\pi\epsilon[(N+K)+n]/N}$ 。

步骤 5 取前缀序列 p 的前 M 项作为 PN 序列与频偏补偿后的数据进行相关运算,搜索最大相关峰时刻的后向各径(保证后向各径位于 PN 序列的循环相关区域);取前缀序列 p 的后 M 项作为 PN 序列与频偏补偿后的数据进行相关运算,搜索最大相关峰时刻的前向各径(保证前向各径位于 PN 序列的循环相关区域)。

步骤 6 按照式(11)~式(15)给出的方法对步骤 1 中的相关运算数据处理,得到精确的频率偏移估计值。

4 仿真分析

仿真参数的设置按照我国的数字电视地面广播传输标准^[1]给出,PN 序列长度为 255,采用多项式 $x^8 + x^6 + x^5 +$

$x+1$ 生成,分别取前 82 个、后 83 个符号扩展成 420 个符号的帧头序列,数据长度为 3 780,OFDM 符号周期为 555.6 μ s,仿真中采用的信道模型^[14]如表 1 所示。

表 1 COST 207 典型城市信道模型

径数	增益/dB	延迟/ μ s
1	-3	0
2	0	0.2
3	-2	0.5
4	-6	1.6
5	-8	2.4
6	-10	5.0

图 4 中给出了各时刻对接收数据进行不同相关运算的峰值情况。图 4(a)中采用的是式(6)进行相关运算,可以看出,通过搜索最大值,可以将符号同步到最大能量径处,图 4(b)和图 4(c)是对接收数据进行频偏补偿后与 PN 序列进行相关运算,可以看到图 4(b)和图 4(c)中间有一段只含有 PN 序列的互相关平坦区域(循环相关区域),在图 4(b)中最大峰值之后的循环相关区域中很容易搜索后向多径,同样在图 4(c)中可搜索前向各径,这样就得到了多径信道中的径数以及各径信号的时延。

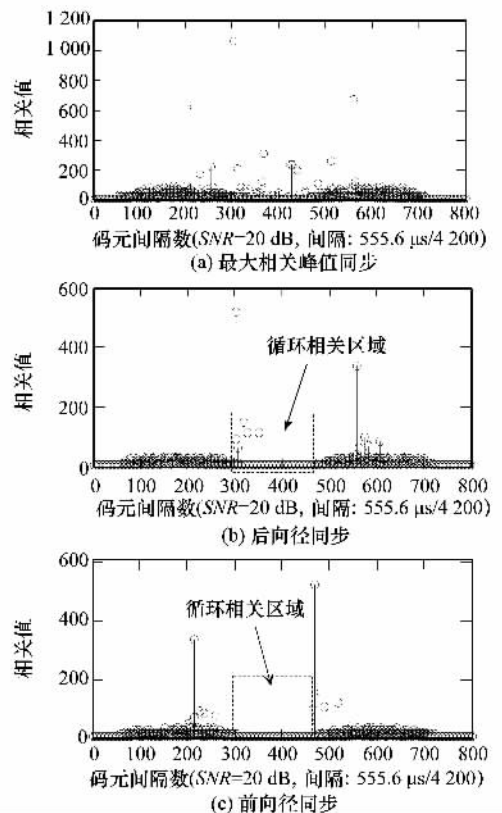


图 4 多径信道中符号同步

图 5 中给出了载波频偏的估计误差随信噪比变化的关系,设定频率偏移的实际值为 40 kHz,采用文中式(9)进行 30 次频偏估计后,取其统计平均值。如图 5(a)中所示,当 Δ 取值较小时,对频偏的估计精度有限,当采用 OFDM 符号

前后两个前缀序列(相距 4 240 个码元间隔)来进行频偏估计时,可以将频偏的估计精度控制在 10^{-3} 以下,当采用式(14)和式(15)的改进方法对主要能量径的干扰抵消后,能将频偏估计的精度进一步提高。图 5(b)中比较了文献[15]中基于自相关的频偏估计算法和本文中的频偏估计算法,可以看出,由于本文提出的算法采用了主要能量径抵消的处理办法,且通过多步估计将 Δ 值增大到两个 OFDM 符号间隔,所以能够得到更准确的频偏估计。

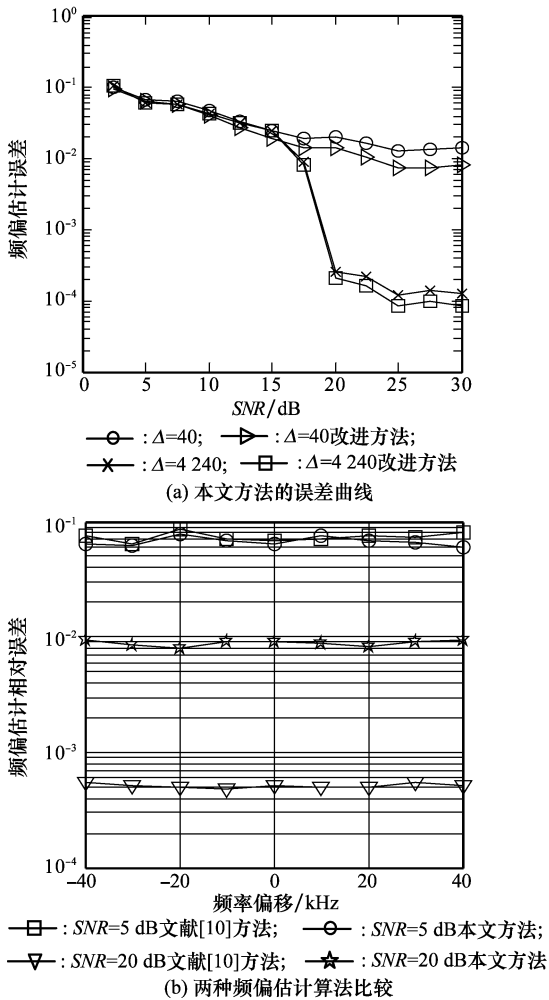


图 5 频偏估计误差曲线

5 结束语

本文详细分析了 TDS-OFDM 接收符号的二次相关特性,采用双滑动窗互相关的时间标尺函数来进行同步,同时考虑了 PN 序列的自相关特性和频率偏移的影响,得到了频偏鲁棒的符号同步方法。利用多径信道条件下产生的多个相关峰值来减小最大相关峰值的相干干扰项,得到了相当精度的频偏估计值。仿真结果表明:该同步算法在 COST 207 信道条件下具有很好的同步性能。

参考文献:

- [1] 杨庆华. 数字电视地面广播传输系统帧结构、信道编码和调制 [P]. 中国:GB20600-2006,2006,10.
- [2] Wang J, Yang Z X, Pan C Y, et al. A combined code acquisition and symbol timing recovery method for TDS-OFDM [J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2003,49(9):304-308.
- [3] Yang Z X, Wang J, Pan C Y, et al. Code acquisition and symbol timing recovery method in TDS-OFDM for broadcast channels[C]// *The 14th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings*, 2003:366-370.
- [4] Zheng Z W, Yang Z X, Pan C Y, et al. Novel synchronization for TDS-OFDM-based digital television terrestrial broadcast systems [J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2004, 50(2): 148-153.
- [5] Wang L, Chang H. A timing synchronization and frequency offset estimation for OFDM systems based on PN (pseudo-noise) sequence[C]// *The 8th International Conference on Electronic Measurement and Instruments*, 2007:652-655.
- [6] Filippo Z M, Giorgio M V. Iterative ML-based estimation of carrier frequency offset, channel impulse response and data in OFDM transmissions [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2008,56(3):497-505.
- [7] Zheng J J, Zhu W L. An algorithm for calibration of TDS-OFDM carrier frequency offset [J]. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2009,10(5):366-370.
- [8] Tang S G, Peng K W, Gong K, et al. Robust frame synchronization for chinese DTTB system [J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2008,54(3):152-158.
- [9] Zheng Z W. Robust frame synchronization scheme for the Chinese TDS-OFDM-based DTTB systems[C]// *2nd International Conference on Future Computer and Communication*, 2010:706-709.
- [10] Zheng Z W. Improved frame head mode detection and symbol detection scheme for Chinese TDS-OFDM-based DTTB systems [C]// *The 2nd IEEE International Conference on Information Management and Engineering*, 2010:27-30.
- [11] Liu G H, Zhidkov S V. A composite PN-correlation based synchronizer for TDS-OFDM receiver [J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2010,56(3):77-85.
- [12] Zeng X N, Ali G. A blind carrier frequency offset estimation scheme for OFDM systems with constant modulus signal [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2008,56(7):1032-1037.
- [13] 刘漪,黄爱苹. OFDM 系统载波频偏的低复杂度多步估计[J]. *浙江大学学报(工学版)*, 2007,41(8):1293-1297.
- [14] Jakes W C. *Microwave mobile communication* [M]. New York: IEEE Press, 1994:250-276.
- [15] 许奥林. TDS-OFDM 系统两种载波频偏估计算法及对比[J]. *电视技术*, 2007,31(12):8-10.