

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2016.12.005

引用格式:张立民,马钰,张仲凯,等.采用截断循环前缀的 OFDM 系统码元盲同步[J].电讯技术,2016,56(12):1327-1334.[ZHANG Limin, MA Yu, ZHANG Zhongkai, et al. Blind symbol synchronization using truncated cyclic prefix in OFDM systems [J]. Telecommunication Engineering, 2016, 56(12):1327-1334.]

采用截断循环前缀的 OFDM 系统码元盲同步*

张立民¹, 马钰^{**1}, 张仲凯², 刘思琦³, 王建雄¹, 吴莉强⁴

(1. 海军航空工程学院 电子信息工程系, 山东 烟台 264001; 2. 解放军 91640 部队, 广东 湛江 524054;
3. 张家口职业技术学院, 河北 张家口 075051; 4. 山西国发协同电力科技有限公司, 太原 030012)

摘要:为提高低信噪比下抗干扰能力,提出一种更加稳健的正交频分复用(OFDM)系统盲同步方案。所提方法不需要预先估计信噪比(SNR)信息,而是根据循环前缀(CP)和距离分析,进行定时偏移的盲估计。算法利用 CP 和对应码元尾部的相似性,在频域最小化码间距离。为减少计算复杂度,距离测量同样可在时域进行。为提高算法性能,剥离多径干扰,使用了截断 CP 技术。仿真结果表明,在 SNR 为 0 dB 时,算法依然可正确识别定时偏移位置,较以往基于 CP 的盲同步算法,所提方案在低信噪比下性能更加稳健。这使得所提算法更适合一些低 SNR 情况下的应用,如混合直接序列扩频技术的 OFDM 系统。

关键词:正交频分复用;码元盲同步;截断循环前缀;低信噪比

中图分类号:TN919.3 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2016)12-1327-08

Blind Symbol Synchronization Using Truncated Cyclic Prefix in OFDM Systems

ZHANG Limin¹, MA Yu¹, ZHANG Zhongkai², LIU Siqi³, WANG Jianxiong¹, WU Liqiang⁴

(1. Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China; 2. Unit 91640 of PLA, Zhanjiang 524054, China;
3. Zhangjiakou Vocational and Technical College, Zhangjiakou 075051, China;
4. Shanxi National Development Synergy Power Technology Co., Ltd., Taiyuan 030012, China)

Abstract: In order to improve the anti-interference capability of orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) systems in low signal-to-noise ratio (SNR) condition, a robust blind symbol synchronization algorithm is proposed. According to cyclic prefix (CP) and distance analysis, this algorithm realizes the blind estimation of timing offset in frequency-domain without the information of SNR. The basic idea is to explore the comparability between cyclic prefix (CP) and corresponding tail of the symbol body and minimize the distance between symbols in frequency domain. The distance may also be measured in time domain to decrease the implement complexity greatly. In order to strip the multipath interference and improve performance as much as possible, a truncated CP is used, which is shortened by cutting the top. Simulation results show that the minimum of this function necessarily points to the correct timing offset at 0 dB. The proposed algorithm is robust and outperforms previous CP-based algorithms, particularly when SNR is low. Hence, this algorithm may be more suited for low SNR applications, such as systems combining the direct sequence spread spectrum technology with OFDM.

Key words: orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM); blind symbol synchronization; truncated cyclic prefix; low SNR

* 收稿日期:2016-03-23;修回日期:2016-08-12 Received date:2016-03-23;Revised date:2016-08-12

基金项目:国家自然科学基金重大研究计划项目(91538201);山东省“泰山学者”建设工程项目(ts201511020)

Foundation Item: The Major Project of National Natural Science Foundation of China (No. 91538201); Project Supported by Taishan Scholar Special Foundation of Shandong Province (ts201511020)

** 通信作者:my7202359@126.com Corresponding author:my7202359@126.com

1 引言

正交频分复用 (Orthogonal Frequency - Division Multiplexing, OFDM) 在有线和无线通信中有着广泛应用,但如果存在同步误差,就会损害子载波之间的正交性,产生载波间干扰和码间串扰 (Intersymbol Interference, ISI)^[1-4],因此,同步成为人们关注的重点问题之一,其中码元定时偏移量的估计又是 OFDM 同步过程的关键环节。码元同步是为了确定正确的码元符号开始位置,以进行快速傅里叶逆变换 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) 解调,这等价于估计发送与接收之间的定时偏移量。本文中假设定时偏移量是一个整数并且可能位于 OFDM 码元的任意位置,一个 OFDM 码元的长度等于循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 加上码元主体的总长度。

虽然通过使用同步训练序列可以很好地达到码元同步的目的^[5-8],但为了提高带宽利用率和减少冗余,可采用盲同步技术。在零前缀的情况下,可对接收到的信号进行双滑动窗的谱熵比运算,通过寻找峰值点来实现符号盲同步^[9];亦可基于信号功率出现规律性的分布特性,采用不等长双窗口能量检测的方法进行符号盲同步^[10]。在有前缀的情况下,可采用基于 CP 的盲同步算法^[11-15]:最大似然算法^[11-12]可在平坦衰落信道下到达很好的性能,但是算法依赖信道条件,在频率选择性信道下定时偏移量存在较大波动;求秩算法^[13]可以减小波动性,但是计算量较大;二维搜索算法^[14]突破了信道条件限制,但是这种方法仅在高信噪比 (Signal-to-noise Ratio, SNR) 下可准确估计起始位置,低信噪比条件下表现欠佳。最大似然算法和二维搜索算法都需要估计 SNR 信息,错误估计 SNR 将导致算法性能下降。这些传统的基于 CP 的盲同步算法在各自假设条件下都能到达较好的性能,但是均受限限于高 SNR 假设,随着 SNR 的降低,相关性特征将淹没在噪声中。在频率选择性信道中,同一 OFDM 码元超过相干带宽的不同子载波信道之间认为是不相关的。这导致了当 SNR 低于 0 dB 时,码元同步错误概率 (Probability of Symbol Synchronization Error, PSSE) 将快速增加,并且当统计数量达到一定等级时,算法的性能很难再通过增加统计数量而提高。这将不利于一些特殊的应用情景,例如:结合了直接序列扩频技术的 OFDM 系统^[16],其中扩频信号往往淹没在背景噪声中^[1]。出于上述原因,本文将重点提高盲同步算法在低信噪比条件下的性能,并减少对信道和

SNR 信息的依赖,提高抗多径干扰能力。

本文使用符号定义如下: $j = \sqrt{-1}$; $\mathbf{a}^* \mathbf{A}^T \mathbf{A}^H$ 中的上角标 *、T、H 分别表示共轭、转置和共轭转置; * 表示卷积操作; \mathbf{I}_n 表示 $n \times n$ 的单位矩阵; \mathbb{R} 表示实数域; \mathbb{C} 表示复数域; $\text{Re}(z)$ 表示取复数 z 的实部; $\text{Im}(z)$ 表示取虚部; $\|\mathbf{y}\|_\alpha$ 表示向量 \mathbf{y} 的 α 范数; $\|\mathbf{A}\|_\beta$ 表示矩阵 \mathbf{A} 的 β 范数; $\mathbf{E}\{\cdot\}$ 表示求期望操作; $\text{Var}\{\cdot\}$ 表示求方差; $\text{Cov}\{\cdot, \cdot\}$ 表示求协方差。

2 系统模型

考虑一个拥有 $\tilde{N} = 2^m$ 个子载波的离散 OFDM 系统,其中 m 是一个正整数。假设在第 x_n 个 ($n = 0, 1, \dots, \tilde{N}-1$) 子信道上的复值信号点是独立同分布 (i. i. d.) 的, \tilde{N} 个子载波信号 $\{x_n\}$ 通过 IFFT 进行调制。定义 $N = 2\tilde{N}$ 个信息码元满足 $x_{N-k} = x_k^*$ ($k = 1, 2, \dots, \tilde{N}-1$), $x_0 = \text{Re}(x_0)$, $x_{\tilde{N}} = \text{Im}(x_0)$, 执行 N 点 IFFT 可以得到时域序列

$$s_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi nk/N}, n = 0, 1, \dots, N-1.$$

式中: $1/\sqrt{N}$ 是比例因子。

序列 $\{s_n, 0 \leq n \leq N-1\}$ 对应 \tilde{N} 个子载波信号之和 $s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi kt/T}$ ($0 \leq t \leq T$, T 是采样周期) 的时域采样值,离散序列 s_n 对应 $s(t)$ 在 $t = nT/N$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$) 处的采样值。通过添加 CP 到 N 个信号采样点 $\{s_0, s_1, \dots, s_{N-1}\}$ 的前部,可有效避免码间串扰,CP 由 $s_{N-N_{cp}}, \dots, s_{N-1}$ 组成,其中 N_{cp} 表示 CP 的长度,如图 1 所示。

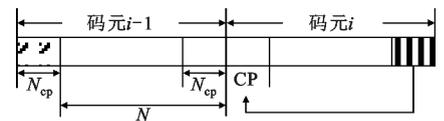


图 1 使用 CP 拓展的 OFDM 信号结构

Fig. 1 Structure of OFDM signal with cyclic prefix extend symbols

在第 p 个码元,频率选择信道的时域脉冲响应可建为延时线模型:

$$h_p(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_p(l) \delta(\tau - \frac{l}{N\Delta f}).$$

式中: $\delta(\cdot)$ 表示 Kronecker 函数; $L = \lceil \tau_m \Delta f + 1 \rceil$, τ_m 是最大多径扩展; $N\Delta f$ 是 OFDM 系统的总带宽; $h_p(l)$ 是对应第 p 个码元的第 l 阶幅度值,对应的延时为 $l/(N\Delta f)$ 。我们假定在一个码元周期内衰落信道是时不变的。由于采用 PSSE 作为评价标准,当首路

径幅度低于其他路径时, 相关算法得到的结果往往造成同步波动, 为突出比较各算法间的性能, 文中假设首路径幅度具有最大值。

在接收端, 假设已经完成时钟同步, 接收的采样信号可表示为

$$r(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)s(n-l-\theta) + w(n). \quad (1)$$

式中: $n=0, 1, \dots, N+N_{cp}-1$; θ 是未知整数, 表示码元到达时间; 频率选择性信道的响应 $h(l)$ 满足

$$\sum_{l=0}^{L-1} |h(l)|^2 = 1; \quad (2)$$

$s(n)$ 是插入 CP 后的 OFDM 信号; $w(n)$ 表示 0 均值方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN), 并且认为与 OFDM 信号 $s(n)$ 是相互独立的。

3 盲码元同步算法

虽然在信道中存在各种各样的干扰, 但在接收端仍然可以利用 CP 与码元尾部相同这一特征进行码元盲同步。利用 N 点离散傅里叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 可从采样点 $\{r(n), N_{cp} \leq n \leq N+N_{cp}-1\}$ 解调出发送信号, 记为 $\tilde{y}^T = [\tilde{y}_0, \tilde{y}_1, \dots, \tilde{y}_{N-1}]$ 。为避免 ISI, $\{r(n)\}$ 的起始 N_{cp} 个采样值被抛弃掉。但是, 为了盲码元同步, 可使用 CP 替换 $\{r(n)\}$ 的尾部得到新序列 $\{r(N_{cp}), \dots, r(N-1), r(0), \dots, r(N_{cp}-1)\}$, 使用这个新序列进行 DFT 同样可以得到一个解调序列 $\tilde{y}'^T = [\tilde{y}'_0, \tilde{y}'_1, \dots, \tilde{y}'_{N-1}]$ 。由于实际中存在各样干扰, \tilde{y} 与 \tilde{y}' 之间一定存在差异, 用向量之间的距离标识为 $\|\tilde{y} - \tilde{y}'\|_\alpha$ 。

假设 $\{r(k)\}$ ($k \in \mathbb{N}$) 为连续观测采样值 (如图 2 所示), 定义定时函数为

$$\Lambda(m) = E\{\|\tilde{y}_m - \tilde{y}'_m\|_\alpha\}. \quad (3)$$

式中: $m \in \{0, \dots, N+N_{cp}-1\}$; \tilde{y}_m 是从 $\{r(k), m+N_{cp} \leq n \leq m+N+N_{cp}-1\}$ 解调出的码元; \tilde{y}'_m 是从 $\{r(m+N_{cp}), \dots, r(m+N-1), r(m), \dots, r(m+N_{cp}-1)\}$ 解调出的码元。

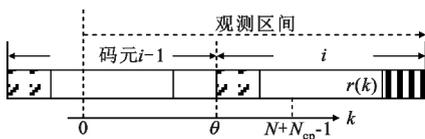


图 2 OFDM 信号的观测区间
Fig. 2 Observation of OFDM signal

在确定码元盲同步准则之前首先给出如下 3 个命题:

命题 1: 假设 $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N]^T$, 其中 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ 是 N 个 i. i. d. 的随机变量, $\alpha_i \in \mathbb{R}$ 满足 $E\{\alpha_i\} = \sigma^2, i=1, 2, \dots, N$; $\beta = P\alpha = [b_1, b_2, \dots, b_N]^T$, P 是 $n \times n$ 矩阵。如果 $P^T P = I_N$, 那么 b_1, b_2, \dots, b_N 间互不相关。

命题 2: 假设 $c = [c_1, c_2, \dots, c_N]^T$, 其中 $c_i \in \mathbb{C}$, $c_i = \alpha_i + j\beta_i, \alpha_i, \beta_i \in \mathbb{R}, i=1, 2, \dots, N$; $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N, b_1, b_2, \dots, b_N$ 是 $2N$ 个 i. i. d. 的随机变量。 $\{c_1, c_2, \dots, c_N\}$ 经过 N 点 DFT 得到 $\tilde{c} = [\tilde{c}_1, \tilde{c}_2, \dots, \tilde{c}_N]^T$, 其中 $\tilde{c}_i = \tilde{a}_i + j\tilde{b}_i, \tilde{a}_i, \tilde{b}_i \in \mathbb{R}, i=1, 2, \dots, N$, 那么 $\tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \dots, \tilde{a}_N, \tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \dots, \tilde{b}_N$ 间互不相关。

命题 3: 假设 $c = [c_1, c_2, \dots, c_N]^T$, 其中 $c_i \in \mathbb{C}$, $c_i = \alpha_i + j\beta_i, \alpha_i, \beta_i \in \mathbb{R}, i=1, 2, \dots, N$; $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N, b_1, b_2, \dots, b_N$ 是 $2N$ 个独立的随机变量, 其中 $E\{\alpha_i\} = E\{\beta_i\} = 0, i=1, 2, \dots, N$; $\text{Var}\{\alpha_i\} = \text{Var}\{\beta_i\} = \sigma_1^2, \text{Var}\{\alpha_i\} = \text{Var}\{\beta_i\} = \sigma^2, i=2, 3, \dots, N$ 。如果从 $\{\text{Re}\{c_1\}, c_2, \dots, c_N, \text{Im}\{c_1\}, c_N^*, \dots, c_2^*\}$ 经过 N 点 DFT 得到 $\tilde{c} = [\tilde{c}_1, \tilde{c}_2, \dots, \tilde{c}_N]^T$, 其中 $N = 2\tilde{N}, \tilde{c}_i = \tilde{a}_i + j\tilde{b}_i, \tilde{a}_i, \tilde{b}_i \in \mathbb{R}, i=1, 2, \dots, N$, 那么 $\tilde{b}_1 = \tilde{b}_2 = \dots = \tilde{b}_N = 0$ 。当 $\sigma_1^2 = 2\sigma^2$ 时, $\tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \dots, \tilde{a}_N$ 间互不相关; 当 $\sigma_1^2 = \sigma^2$ 时, $\{\tilde{a}_i\}$ 的奇数项 (或偶数项) 间互不相关。

上述 3 个命题易于证明, 证明过程依次使用了之前的命题, 这里不再赘述。根据上述 3 个命题, 可得到两个用于码元盲同步的属性。

属性 1: 假设信号码元 $\{x_n\}$ 间是独立同分布的, 并且首路径是最主要路径, 那么当 $m = \theta$ 时 $\Lambda(m)$ 达到最小值。

证明: 命题等价于证明当 $\theta = 0$ 时 $\Lambda(\theta)$ 具有最小值, $\theta \in \{0, 1, \dots, N+N_{cp}-1\}$ 。

首先, 考虑 AWGN 信道。此时接收信号可表示为 $r(n) = s(n) + w(n)$, 其中 $w(n)$ 是 AWGN, $m=0, \dots, N+N_{cp}-1$ 。假设 $\tilde{y}^T = y^T + \varphi^T$, 其中 y^T 是 $\{s(N_{cp}), \dots, s(N+N_{cp}-1)\}$ 经 N 点 DFT 得到的, φ^T 由 $\{w(N_{cp}), \dots, w(N+N_{cp}-1)\}$ 得到; $\tilde{y}'^T = y'^T + \varphi'^T$, 其中 y'^T 从 $\{s(N_{cp}), \dots, s(N-1), s(0), \dots, s(N_{cp}-1)\}$ 经 N 点 DFT 得到的, φ'^T 由 $\{w(N_{cp}), \dots, w(N-1), w(0), \dots, w(N_{cp}-1)\}$ 得到; $\Delta y = y - y' = W\Delta s, \Delta \varphi = \varphi - \varphi' = W\Delta w$ 。其中

$$W = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi \cdot 0}{N}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi(N-1) \cdot 0}{N}} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi \cdot (N-1)}{N}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi(N-1) \cdot (N-1)}{N}} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\Delta s^T = [0_{1 \times (N-N_{cp})}, s(N) - s(0), \dots,$$

$$s(N+N_{cp}-1)-s(N_{cp}-1)],$$

$$\Delta \mathbf{w}^T = [\mathbf{0}_{1 \times (N-N_{cp})}, w(N)-w(0), \dots,$$

$$w(N+N_{cp}-1)-w(N_{cp}-1)].$$

因此,

$$\Lambda(0) = E\{\|\tilde{\mathbf{y}}-\tilde{\mathbf{y}}'\|_\alpha\} =$$

$$E\{\|\Delta \mathbf{y}+\Delta \varphi\|_\alpha\} =$$

$$E\{\|\mathbf{W}\Delta \mathbf{s}+\mathbf{W}\Delta \mathbf{w}\|_\alpha\}. \quad (5)$$

由 CP 的重复性可得,当 $\theta=0$ 时 $\tilde{y}_0=\tilde{y}'_0, \Delta y=0, \Lambda(0)=E\{\|\Delta \varphi\|_\alpha\}$. 当 $\theta \neq 0$ 时 $\Delta y \neq 0, \Lambda(0)=E\{\|\Delta y+\Delta \varphi\|_\alpha\}$, 其中 Δy 表示码元序列 $\{s(n)\}$ 的贡献, $\Delta \varphi$ 表示噪声序列 $\{w(n)\}$ 的贡献.

其次,考虑频率选择性信道. 假设 $\mathbf{h}_i^T=[h_i(0), h_i(1), \dots, h_i(L-1)]$ 是信道在第 i 个码元周期内的信道响应, $\mathbf{s}_i^T=[s_i(N-N_{cp}), \dots, s_i(N-1), s_i(0), \dots, s_i(N-1)]$ 是第 i 个码元在发送端的信号采样点. 为了简化分析,假定 $L < N_{cp}$. $\Lambda(0)$ 的形式与式(5)相同. 因为噪声序列 $\{w(n)\}$ 对 $\Lambda(0)$ 的贡献与 AWGN 信道中的贡献相同, 所以将关注的重点放在码元序列的贡献上. 第 i 个接收码元信号的采样可表示为 $\mathbf{r}_i^T = \mathbf{s}_i^T * \mathbf{h}_i^T = [r_i(0), \dots, r_i(L-1), \dots, r_i(N_{cp}-1), r_i(N_{cp}), \dots, r_i(N+N_{cp}-1), r_i(N+N_{cp}), \dots, r_i(N+N_{cp}+L-1)]$, 其中 \mathbf{r}_i^T 是一个忽略了噪声的 $1 \times (N+N_{cp}-1)$ 维矢量,

$$r_i(0) = h_i(0)s_i(N-N_{cp}),$$

$$r_i(1) = h_i(0)s_i(N-N_{cp}+1) + h_i(1)s_i(N-N_{cp}),$$

$$\vdots$$

$$r_i(L-1) = h_i(0)s_i(N-N_{cp}+L-1) + \dots +$$

$$h_i(L-1)s_i(N-N_{cp}),$$

$$r_i(L) = h_i(0)s_i(N-N_{cp}+L) + \dots +$$

$$h_i(L-1)s_i(N-N_{cp}+1),$$

$$\vdots$$

$$r_i(N_{cp}-1) = h_i(0)s_i(N-1) + \dots + h_i(L-1)s_i(N-L),$$

$$r_i(N_{cp}) = h_i(0)s_i(0) + h_i(1)s_i(N-1) + \dots +$$

$$h_i(L-1)s_i(N-L+1),$$

$$\vdots$$

$$r_i(N_{cp}+L-2) = h_i(0)s_i(L-2) + \dots +$$

$$h_i(L-2)s_i(0) + h_i(L-1)s_i(N-1),$$

$$r_i(N_{cp}+L-1) = h_i(0)s_i(L-1) + \dots + h_i(L-1)s_i(0),$$

$$\vdots$$

$$r_i(N_{cp}+N-1) = h_i(0)s_i(N-1) + \dots + h_i(L-1)s_i(N-L),$$

$$r_i(N_{cp}+N) = h_i(1)s_i(N-1) + \dots + h_i(L-1)s_i(N-L+1),$$

$$\vdots$$

$$r_i(N_{cp}+N+L-2) = h_i(L-1)s_i(N-1),$$

令 $\Delta s_{\theta=k}^T$ 表示当 $\theta=k$ 时 Δs 的取值, $k=0, 1, \dots, N+N_{cp}-1, \Delta s_{\theta=k}^T$ 易于推导, 这里不再赘述.

由命题 3 得, $s_i(0), s_i(1), \dots, s_i(N-1)$ 间互不相关. 当载波数量较多时, 由中心极限定理得, $s_i(0), s_i(1), \dots, s_i(N-1)$ 是高斯随机变量, 并且相互独立. 当 $\theta=0$ 时首路径的影响和尽可能多的码元间干扰项被消除, 但是噪声和码间串扰的影响对于其他时刻的 θ 却几乎相当.

综上所述, 在 AWGN 和频率选择性信道条件下当 $m=\theta$ 时 $\Lambda(m)$ 达到最小值. 得证.

属性 2: 在使用酉不变范数的情况下, $\Lambda(m)$ 可在时域进行计算.

证明: 假设 $\|\cdot\|_\alpha$ 是酉不变范数, 那么 $\|\mathbf{U}\mathbf{a}\|_\alpha = \|\mathbf{a}\|_\alpha$, 其中 \mathbf{U} 为酉矩阵, \mathbf{a} 为一矢量. 因为在式(5)中 $\mathbf{W}^H\mathbf{W} = \mathbf{N}\mathbf{I}_N$, 所以可得

$$\Lambda(0) = E\{\|\tilde{\mathbf{y}}-\tilde{\mathbf{y}}'\|_\alpha\} =$$

$$E\{\|\Delta \mathbf{y}+\Delta \varphi\|_\alpha\} =$$

$$E\{\|\mathbf{W}\Delta \mathbf{s}+\mathbf{W}\Delta \mathbf{w}\|_\alpha\} =$$

$$\frac{1}{\sqrt{N}}E\{\|\Delta \mathbf{s}+\Delta \mathbf{w}\|_\alpha\}. \quad (6)$$

得证.

例如:

$$\|\mathbf{U}\mathbf{a}\|_F = \sqrt{\text{trac}((\mathbf{U}\mathbf{a})(\mathbf{U}\mathbf{a})^H)} =$$

$$\sqrt{\text{trac}(\mathbf{a}^H\mathbf{U}^H\mathbf{U}\mathbf{a})} =$$

$$\sqrt{\text{trac}(\mathbf{a}^H\mathbf{a})} = \|\mathbf{a}\|_F. \quad (7)$$

式中: trac 表示求矩阵的迹; $\|\cdot\|_F$ 是 Frobenius 范数.

考虑盲同步算法^[14-16], 特别是二维搜索算法中剥离多径干扰的思路, 使用截断 CP 并在最小错误概率准则下通过统计分析确定最佳的截断位置, 然后重新计算定时函数, 如图 3 所示, $d \in \{0, 1, \dots, N_{cp}-1\}$ 标识截断位置. 使用截断 CP 后, 不再使用整个 CP 做替换得到 \tilde{y}'_m , 而是使用截断 CP 做替换得到 $\tilde{y}'_{(m,d)}$. 重新定义定时函数为

$$\Lambda(m) = E\{\|\tilde{y}_m-\tilde{y}'_{(m,d)}\|_\alpha\}. \quad (8)$$

式中: $\tilde{y}'_{(m,d)}$ 可通过解调序列 $\{r(m+N_{cp}), \dots, r(m+N_{cp}+d-1), r(m+d), \dots, r(m+N_{cp}-1)\}$ 获得.

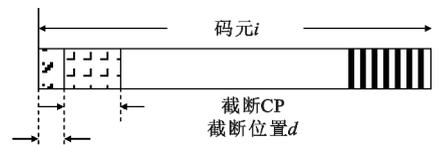


图 3 截断 CP
Fig. 3 Truncated CP

因为使用不同的截断位置会导致不同 PSSE, 使得 PSSE 达到最小的截断位置 d 可通过统计分析得到。使用 N_b 个不同的观测区间进行统计分析, 统计函数定义为

$$S(\theta, d) = \sum_{n=0}^{N_b} 1 \{ \theta = \operatorname{argmin}_m \Lambda_n(m, d) \}. \quad (9)$$

其中,

$$1 \{ \text{条件表达式} \} = \begin{cases} 1, & \text{条件表达式为真} \\ 0, & \text{条件表达式为假} \end{cases}; \quad (10)$$

$\Lambda_n(m, d)$ 是第 n 个观测区间得到的定时估计量。最优的截断位置使得统计量达到最大值:

$$\hat{d} = \operatorname{argmax}_{\theta, d} S(\theta, d). \quad (11)$$

式中: $\theta \in \{0, 1, \dots, N_{cp} + N - 1\}$; $d \in \{0, 1, \dots, N_{cp} - 1\}$ 。

执行码元盲同步算法的过程如下:

(1) 进行统计分析得到最佳截断位置 \hat{d} , 在不便进行统计分析的情况下令 $\hat{d} = 0$;

(2) 计算定时函数 $\Lambda_n(m, \hat{d})$, 其中 $\{m | m \in \{0, \dots, N + N_{cp} - 1\}\}$;

(3) 选择使得 $\Lambda_n(m, \hat{d})$ 达到最小值的 m 作为到达时刻的估计值, 即

$$\hat{\theta} = \operatorname{argmin}_m \Lambda(m, d). \quad (12)$$

以复数乘法运算为计, 最大似然算法^[11]的计算复杂度为 $O(3(N + N_{cp})N_{cp}N_{TS})$; 二维搜索算法^[14]的计算复杂度为 $O(1.5(N + N_{cp})(1 + N_{cp})N_{cp}N_{TS})$; 本文所提算法在使用时域快速算法的情况下, 计算复杂度为 $O([1.5(1 + N_{cp}) + 1](N + N_{cp})N_{cp}N_{TS})$, 与二维搜索算法的计算复杂度相当。

4 仿真验证

为了与二维搜索算法作比较, 仿真系统参数根据文献[14]进行设定, 不同的是这里采用 PSSE 作为性能评价标准。采用 64 子载波、12.5% CP 的 OFDM 仿真系统, 所有测量结果均通过 1 000 次 Monte Carlo 仿真得到。每次仿真运行中, 传输信号使用 QPSK 调制; 所有算法使用相同的数据进行码元同步; 使用时不变慢衰落信道, 随机产生每次的信道响应。采用平坦 Rayleigh 衰落信道 ($L=0$) 和频率选择性信道 ($L=11$) (12 阶独立采样 Rayleigh 衰落), 信道脉冲响应 $h(0) \sim h(11)$ 建模为 0 均值、方差分别为 $[1.956 0, 1.828 7, 1.632 1, 1.386 8, 1.117 2, 0.848 1, 0.600 7, 0.391 1, 0.228 1, 0.113 6, 0.043 4, 0.009 0]$ 的独立高斯随机变量, 同时首路径具有最大值。SNR 定义为

$$SNR = E \{ |r(n) - w(n)|^2 \} / E \{ |w(n)|^2 \}. \quad (13)$$

$\Lambda(m, d)$ 可通过统计平均的方法获得:

$$\Lambda(m, d) = E \{ \|\tilde{y}_m - \tilde{y}'_m\|_{\alpha} \} \approx \frac{1}{N_{TS}} \sum_{n=0}^{N_{TS}-1} \|\tilde{y}_{(m,n)} - \tilde{y}'_{(m,d,n)}\|_{\alpha}. \quad (14)$$

式中: N_{TS} 是连续观测的码元周期数量; $m \in \{0, 1, \dots, N + N_{cp} - 1\}$; $\tilde{y}_{(m,n)}$ 由 $\{r(k), m + N_{cp} + n(N + N_{cp}) \leq k \leq m + (n + 1)(N + N_{cp}) - 1\}$ 解调得到; $\tilde{y}'_{(m,d,n)}$ 由 $\{r(m + N_{cp} + n(N + N_{cp})), \dots, r(m + N_{cp} + n(N + N_{cp}) + d - 1), r(m + d + n(N + N_{cp})), \dots, r(m + N_{cp} + n(N + N_{cp}) + d - 1)\}$ 解调得到。

分别使用最大似然算法和二维搜索算法与本文所提算法进行性能比较, 当观测数据较少难以进行最优截断位置分析时, 直接使用完整 CP, 即令 $d=0$ 。图 4 给出了频率选择性信道下不同范数类型对所提算法性能的影响, 从图中可以看出, 范数类型的改变对性能的影响并不明显。由属性 2 的快速算法出发, 以下仿真中均使用 Frobenius 范数进行定时函数的距离测量。

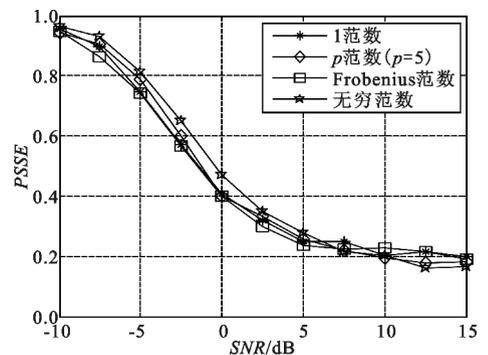


图 4 频率选择性信道 ($L=11$) 下不同范数对所提算法的影响, $N_{TS}=20$

Fig. 4 Different norm types' influence on the performance of proposed method for the frequency-selective channel ($L=11$), $N_{TS}=20$

从图 5 和图 6 可以看出, 当观测数据较少、不能使用截断 CP 时, 在 AWGN 和频率选择性信道条件下所提算法性能与最大似然算法性能相当。从图 7 可以看出, 当信噪比较高并且有一定观测数据、可运用截断 CP 时, 所提算法性能与二维搜索算法性能相当。由于低信噪比和观测数量的限制, 使得计算 $\Lambda_n(m, d)$ 的准确度不够, 很难得到最佳截断位置, 所以所提算法性能在低于 0 dB 时性能较最大似然算法略差。从图 5 ~ 7 可以看出, 通过增加观测数据量可以提高算法性能, 但是图 8 表明当统计数量增加到

一定程度,性能也很难再有明显提升,并且当 SNR 低于 0 dB 时性能变差。但是当有充分统计数据时,图 9 表明所提算法在低 SNR 下有较强的抗多径能力,在 -5 dB 时所提算法可随统计数量的增加将 PSSE 降到 10^{-3} ,而最大似然算法和二维搜索算法却没有明显性能变化。

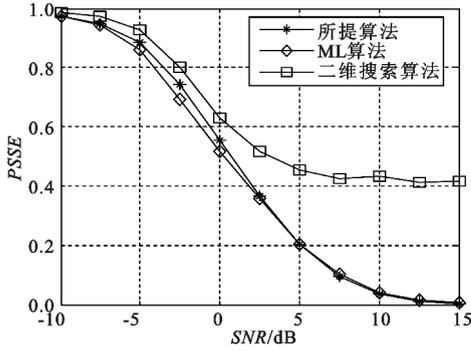


图 5 AWGN 信道下性能比较, $N_{TS}=5$

Fig. 5 Performance for the AWGN channel ($L=0$), $N_{TS}=5$

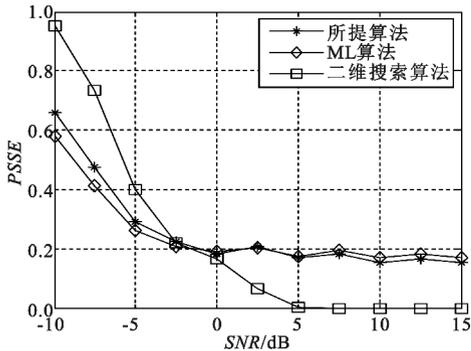


图 6 频率选择性信道下使用完整 CP 时性能比较, $N_{TS}=200$

Fig. 6 Performance for the frequency-selective channel when the whole CP is used for proposed method, and $N_{TS}=200$

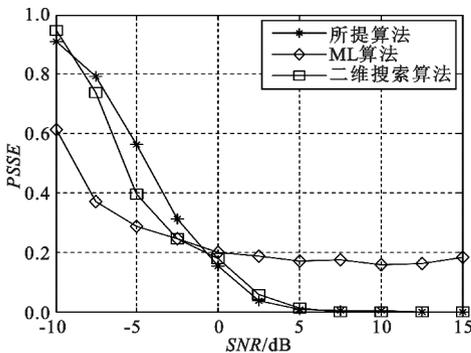
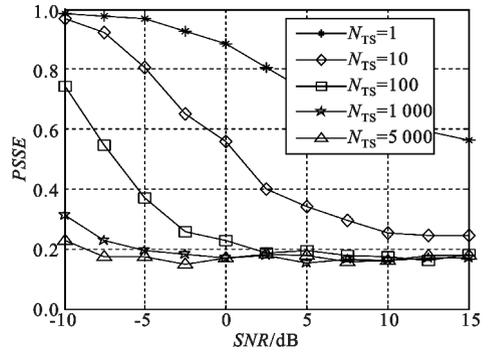
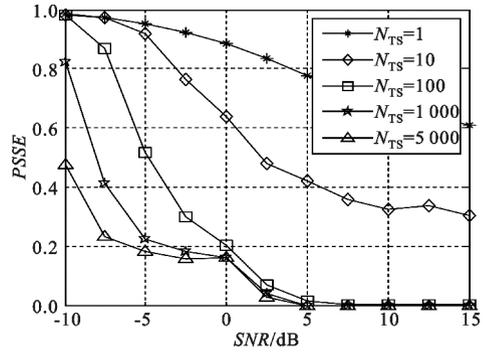


图 7 频率选择性信道下使用截断 CP 时性能比较, $N_b=10, N_{TS}=200$

Fig. 7 Performance for the frequency-selective channel when the truncated CP is used for proposed method, and $N_b=10$ and $N_{TS}=200$



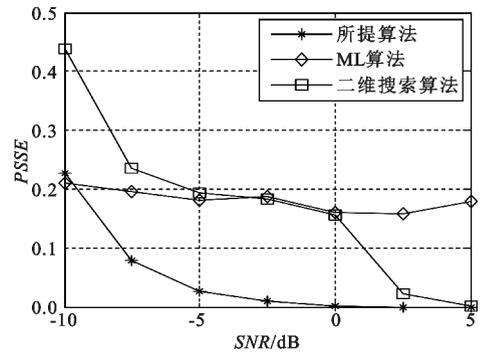
(a) 最大似然算法



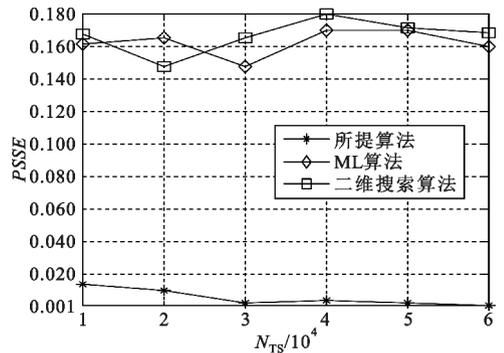
(b) 二维搜索算法

图 8 频率选择性信道中最大似然算法性能随观测数量的变化

Fig. 8 Performance of conventional methods for the frequency-selective channel



(a) $N_{TS}=5000$



(b) $SNR=-5$ dB

图 9 频率选择性信道下使用截断 CP 时性能比较, $N_b=10$

Fig. 9 Performance for the frequency-selective channel when the truncated CP is used for proposed method, and $N_b=10$

本文所提盲同步算法的意义主要在于突破了低信噪比环境下的性能极限。从图 8 可以看出, 最大似然算法和二维搜索算法随着观测数据量的增加, 性能也会得到提升, 但存在性能极限, 即当观测数据量上升到一定程度后, 数据量的成倍增加也很难得到性能较明显的改善, 特别是在信噪比低于 0 dB 后, 其同步错误概率均在 0.2 以上。图 9 表明较最大似然算法和二维搜索算法, 本文所提算法可突破低信噪比下的同步性能极限, 为验证算法的极限能力, 仿真中使用了较大的数据量 (10^4 量级)。从图 5~7 和图 9 可以看出, 在低数据量、高信噪比下, 所提算法与最大似然算法和二维搜索算法的性能相当, 但随着数据量的增加, 所提算法在低信噪比条件下的性能得到明显提升。考虑到应用场景中对于实时性的要求, 用户可根据性能需求和实时性需求折衷选择恰当的同步方案。

在 $SNR=0$ dB、 $N_{TS}=5\ 000$ 、其他条件与上述仿真环境相同的情况下, 使用文献 [13] 中求秩算法进行同步位置估计。从仿真结果 (图 9(a) 和图 10) 可以看出, 求秩算法的估计结果中存在多个最小值点, 需要进一步处理才能完成同步位置的估计, 而本文所提算法能够较为准确地直接估计出同步位置。

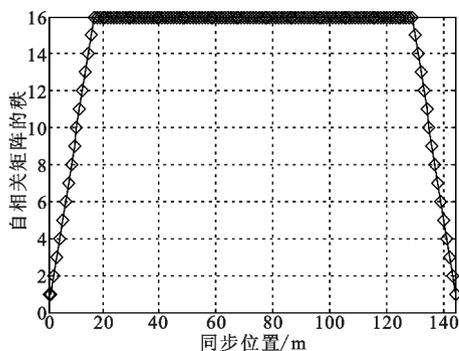


图 10 文献 [10] 中算法的仿真结果 ($N_{TS}=5\ 000$, $SNR=0$ dB)

Fig. 10 Simulation results of algorithm in Reference [10]

($N_{TS}=5\ 000$, $SNR=0$ dB)

5 结束语

使用 CP 的冗余特性, 在 AWGN 和频率选择性信道条件下, 本文提出了一种基于距离测量的 OFDM 系统时间偏移量盲估计算法, 且无需预先估计信道和 SNR 信息。经典盲算法寻找相关函数的最大值点, 但是在频率选择性信道中算法性能将受限于高信噪比假设。因此, 在假设噪声和 OFDM 码元不相关的情况下, 提出了一种尽可能去除相关性

的定时函数, 其最小值点将出现在同步位置处。为了剥离多径干扰和尽可能提高性能, 使用了截断 CP 技术。所提盲同步算法的定时函数在频域和时域均可进行计算, 但时域算法将大大降低算法的计算量。仿真结果表明, 在观测数量受限的情况下, 所提算法性能与最大似然算法和二维搜索算法相当。但是, 当有充分的数据支撑时, 所提算法具有很好的抗击多径干扰能力, 在 SNR 为 -5 dB 时仍能保持较小的 PSSE。然而, 如何在较少数据支撑的情况下寻找到最佳的截断位置, 仍需要进一步进行研究。此外, MIMO-OFDM 系统^[17]、宽带短波通信系统^[18] 中的盲同步也是十分具有挑战性的问题。

参考文献:

- [1] PROAKIS J G. Digital communication [M]. 5th ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2009: 884.
- [2] STEENDAM H, MOENECLAHEY M. Analysis and optimization of the performance of OFDM on frequency-selective time-selective fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(12): 1811-1819.
- [3] STANTCHEV B, FETTWEIS G. Time-variant distortions in OFDM [J]. IEEE Communication Letters, 2000, 4(10): 312-314.
- [4] MOSTOFI Y, COX D C. Mathematical analysis of the impact of timing synchronization errors on the performance of an OFDM system [J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(2): 226-230.
- [5] MINN H, BHARGAVA V K, LETAIEF K B. A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(4): 822-839.
- [6] AI B, YANG Z X, PAN C Y, et al. On the synchronization techniques for wireless OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2006, 52(2): 236-244.
- [7] AWOSEYILA A B, KASPARIS C, EVANS B G. Robust time-domain and frequency synchronization for OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2009, 55(2): 391-399.
- [8] HE L F, YANG F, ZHANG C, et al. Synchronization for TDS-OFDM over multipath fading channels [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2010, 56(4): 2141-2147.
- [9] 白彧, 杨晓静, 刘建成. 利用谱熵解决零前缀正交频分复用系统的符号盲同步算法 [J]. 宇航学报, 2013, 34(2): 278-285.
BAI Yu, YANG Xiaojing, LIU Jiancheng. A blind symbol synchronization algorithm for ZP-OFDM systems based on spectral entropy [J]. Journal of Astronautics, 2013, 34(2): 278-285. (in Chinese)
- [10] 刘明骞, 李兵兵, 孙珺. 多径信道下 ZP-OFDM 系统

的符号盲同步方法[J]. 北京邮电大学学报,2014,37(2):58-63.

LIU Mingqian, LI Bingbing, SUN Jun. Blind symbol synchronization scheme for ZP-OFDM systems over multipath channels[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications,2014,37(2):58-63. (in Chinese)

[11] BEEK J J, SANDELL M, BÖRJESSON P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(7): 1800-1805.

[12] 朱娟娟,王伟. OFDM 中基于 CP 的最大似然估计同步技术[J]. 信息技术,2015(1):125-128.

ZHU Juanjuan, WANG Wei. Maximum likelihood estimation synchronization technology based on CP at OFDM system[J]. Information Technology, 2015(1): 125-128. (in Chinese)

[13] NEGI R, CIOFFI J M. Blind OFDM symbol synchronization in ISI channels[J]. IEEE Transactions on Communications,2002,50(9):1525-1534.

[14] MA S D, PAN X Y, YANG G H, et al. Blind symbol synchronization based on cyclic prefix for OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009,58(4):1746-1751.

[15] CHIN W L. Blind symbol synchronization for OFDM systems using cyclic prefix in time-variant and long-echo fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2012,61(1):185-195.

[16] CHOULY A, BRAJAL A, JOURDAN S. Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems [C]//Proceedings of 1993 IEEE Globecom Conference. Houston, TX: IEEE, 1993: 1723-1728.

[17] 罗仁泽,杨娇,李芮,等. MIMO-OFDM 系统同步技术研究进展[J]. 电讯技术,2014,54(8):1171-1176.

LUO Renze, YANG Jiao, LI Rui, et al. Research progress on synchronization technology for MIMO-OFDM system[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(8):1171-1176. (in Chinese)

[18] 蒋涌,许炜阳. 一种适用于宽带短波通信 OFDM 系统符号定时同步的新方法[J]. 电讯技术,2013,53(11):1471-1475.

JIANG Yong, XU Weiyang. A new symbol timing synchronization scheme for OFDM systems in HF communication [J]. Telecommunication Engineering, 2013, 53(11):1471-1475. (in Chinese)

作者简介:



张立民(1966—),男,辽宁开原人,2005年于天津大学获博士学位,现为教授、博士生导师,主要研究方向为卫星信号处理及应用;

ZHANG Limin was born in Kaiyuan, Liaoning Province, in 1966. He received the Ph. D. degree from Tianjin University in 2005. He is now a professor and also the Ph. D. supervisor.

His research concerns signal processing for satellite communications and its application.

马钰(1986—),男,山西寿阳人,2011年于海军航空工程学院获硕士学位,现为博士研究生,主要研究方向为综合电子战系统与技术、非合作信号处理技术;

MA Yu was born in Shouyang, Shanxi Province, in 1986. He received the M. S. degree from Naval Aeronautical and Astronautical University in 2011. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research concerns integrated electronic warfare system and non-cooperation signal processing.

Email:my7202359@126.com

张仲凯(1982—),男,陕西眉县人,2009年于海军航空工程学院获硕士学位,现为工程师,主要研究方向为无源定位;

ZHANG Zhongkai was born in Meixian, Shaanxi Province, in 1982. He received the M. S. degree from Naval Aeronautical and Astronautical University in 2009. He is now an engineer. His research concerns passive location.

刘思琦(1985—),女,辽宁锦州人,2009年于沈阳航空工业学院获学士学位,现为助教,主要研究方向为电子信息工程;

LIU Siqi was in Jinzhou, Liaoning Province, in 1985. She received the B. S. degree from Shenyang Institute of Aeronautical Engineering in 2009. She is now a teaching assistant. His research concerns electronic information engineering.

王建雄(1987—),男,山西临汾人,博士研究生,主要研究方向为卫星信号盲处理;

WANG Jianxiong was born in Linfen, Shanxi Province, in 1987. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research concerns blind signal processing of satellite communication.

吴莉强(1986—),男,山西寿阳人,山西国发协同科技有限公司助理工程师,主要研究方向为电气自动化。

WU Liqiang was in Shouyang, Shanxi Province, in 1986. He is now an assistant engineer. His research concerns electrical automation.