

非数据辅助的 OFDM 系统符号同步算法

胡登鹏* 石峰 张尔扬

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 该文中研究了 OFDM 系统中的非数据辅助符号同步问题。首先, 假设 OFDM 相邻子载波信道的频域响应相同, 建立了一种基于 OFDM 系统相邻子载波间功率差值平方的代价函数, 通过对代价函数最小化得到了一种适用于基带调制为恒幅调制的 OFDM 系统的非数据辅助符号同步算法。然后, 通过对信道进一步假设, 得到了其它两种类似的代价函数, 并对载波频偏及信道噪声对算法的影响和算法的运算量进行了分析和讨论。最后, 通过计算机仿真对所得同步算法在不同代价函数及不同载波频偏时的性能进行了分析, 并同其它两种已有同类算法进行了比较。仿真结果表明, 所得算法的性能总体上优于其它两种已有同类算法。

关键词: 正交频分复用; 符号定时偏差; 符号同步; 符号间干扰; 非数据辅助

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)03-0739-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00487

Non-data-aided Symbol Synchronization Algorithm for OFDM Systems

Hu Deng-peng Shi Feng Zhang Er-yang

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Non-Data-Aided (NDA) symbol synchronization for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems is studied in this paper. Firstly, a cost function, which is based on the power difference between adjacent subcarriers of OFDM system with constant modulus signaling, is proposed by assuming that the adjacent subcarriers have the same channel frequency responses. And a NDA symbol synchronization algorithm is proposed by minimizing the cost function. Secondly, two similar cost functions are proposed. The complexity and the influence of carrier frequency offset and channel noise on the proposed algorithm are analyzed too. Finally, the performance of proposed algorithm is analyzed by computer simulation with different cost functions and different carrier frequency offset. The simulation results show that the proposed algorithm outperforms generally obviously two others previously algorithms.

Key words: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Symbol Timing Offset (STO); Symbol synchronization; Inter-Symbol Interference (ISI); Non-Data-Aided (NDA)

1 引言

以正交频分复用(OFDM)为代表的多载波技术已经成功应用于数字音频广播、数字视频广播、卫星通信、电力线通信等领域, 并被认为是下一代无线通信系统的关键技术之一^[1,2]。OFDM 符号同步用于确定 OFDM 符号的开始时刻, 以去除在每一个 OFDM 符号前为了抵抗多径而加入的循环前缀(CP), 得到进行快速傅里叶变换(FFT)所需的数据。当符号同步不理想时, 将使所得的 OFDM 频域信号中产生符号间干扰(ISI)^[3], 从而降低 OFDM 系统的误码率性能。因而, 在 OFDM 系统的接收端必须对符号进行同步, 以消除 ISI 对系统性能的影响。

在 NDA 的符号定时同步研究中, 文献[4]提出

了一种基于 OFDM 系统 CP 的符号定时同步算法, 通过对延时相关函数最大值进行搜索得到符号定时偏差(STO)的估计值, 但是这种算法受信道影响较大。文献[5]对已有的基于 CP 的符号同步算法进行改进, 提出了一种需要进行 2 维搜索的符号定时算法, 可以不需要预先知道信道的时延信息, 但是具有较大的运算量。文献[6]通过将信号建模为高斯分布, 将时域信号分为数个不相关的子集, 完成符号定时进行同步; 文献[7]根据接收信号中载波间干扰及 ISI 最小时信噪比最大, 通过对接收信号信噪比进行估计, 进而对 STO 进行估计。文献[8]通过对接收信号进行正相关和反相关, 得到了一种新的符号同步算法。

本文通过对信道进行假设, 建立了基于 OFDM 系统子载波间功率差值平方的代价函数, 通过在 OFDM 符号周期内搜索代价函数的最小值, 得到了

一种用于基带调制为恒幅调制的 OFDM 系统的 NDA 符号同步算法。该算法不需要预先知道信道时延长度,当信道时延大于 CP 长度时,算法可以使所得频域信号中的 ISI 最小。由于可使用迭代算法代替算法中的搜索过程,算法的实现复杂度较小。

2 信号模型

OFDM 系统原理框图如图 1 所示。

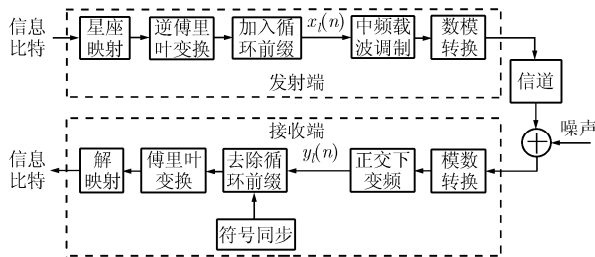


图 1 OFDM 系统原理框图

在发射端,星座映射将信息比特映射为 QPSK 等系统所需的调制样式,然后通过子载波分配将信息数据分配到有用的子载波上,再经过逆傅里叶变换(IFFT)和加入 CP 后,得到 OFDM 基带信号。

在一个 OFDM 符号间隔内,功率归一化的第 l 个 OFDM 基带信号表达式为

$$x_l(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} d_{l,k} \exp\{j2\pi nk/N\}, \quad -N_g \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

其中 $d_{l,k}$ 为第 l 个 OFDM 符号的第 k 个子载波上传输的数据, N 为系统子载波个数, N_g 为 CP 长度, $N_s = N + N_g$ 为一个 OFDM 符号的采样数。

在接收端,当无采样时钟频率及载波频率偏差(CFO)时,第 l 个 OFDM 接收符号可表示为

$$y_l(n) = \sum_{i=0}^{J-1} x_l(n+i-\tau)h_l(i) + \omega_l(n) \quad (2)$$

其中 $h_l = (h_l(0), h_l(1), \dots, h_l(J-1))$ 为传输第 l 个 OFDM 符号时的 J 阶信道时延系数, τ 为 STO, $\omega_l(n)$ 为零均值,方差为 σ_n^2 的复高斯噪声。

3 符号同步算法

在完成符号定时后,可将 OFDM 时域信号中的 CP 去除。先假设符号定时理想,即经过快速傅里叶变换(FFT)后的信号中无 ISI,不考虑噪声,FFT 后的第 l 个 OFDM 符号的第 k 个子载波信号可表示为

$$S_l(k) = H_l(k)d_{l,k} \quad (3)$$

其中 $\mathbf{H}_l = \text{diag}\{H_l(0), H_l(1), \dots, H_l(N-1)\} = \text{diag}\{\mathbf{F}_J \mathbf{h}_l\}$ 为信道的频域响应, \mathbf{F}_J 为傅里叶变换矩阵的前 J 列,定义为 $F_J[l, k] = 1/\sqrt{N} \times \exp[-j2\pi lk/N], (0 \leq l$

$< N, 0 \leq l < J)$ 。 $S_l(k)$ 的功率为

$$|S_l(k)|^2 = |H_l(k)d_{l,k}|^2 \quad (4)$$

设 OFDM 系统的基带调制方式为相位调制,其基带信息比特为单位能量,即 $|d_{l,k}|^2 = 1$, 则可得

$$|S_l(k)|^2 = |H_l(k)|^2 \quad (5)$$

当信道频域响应的幅度变化缓慢时,可设相邻子载波的信道幅度相同,即 $|H_l(k)| \approx |H_l(k-1)|$, 则

$$|S_l(k)|^2 - |S_l(k-1)|^2 = |H_l(k)|^2 - |H_l(k-1)|^2 \approx 0 \quad (6)$$

当符号定时不理想时,式(3)中将包含 ISI,式(6)将不成立,由此可对 STO 进行估计。设代价函数为

$$J_1(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left(|S_l(k)|^2 - |S_l((k-1)_N)|^2 \right)^2 \quad (7)$$

其中 $(x)_N$ 表示 x 在 $[0, N-1]$ 内循环取值。图 2 为经过 2000 次平均后的 $J_1(\tau)$ 与 τ 的关系图,其中仿真信道为加性高斯白噪声(AWGN)信道,信噪比为 20 dB, OFDM 基带调制方式为 QPSK, $N = 64$, $N_g = 16$ 。可以看出,当 $-16 \leq \tau \leq 0$ 时,经过 FFT 后所得的频域信号中无 ISI,此时 $J_1(\tau)$ 的值较小且基本不变,可得 OFDM 系统 STO 的估计式为

$$\hat{\tau} = \arg \left[\min_{0 \leq \tau_i < N+N_g} J_1((\tau - \tau_i)_{N+N_g}) \right] \quad (8)$$

其中 $(x)_{N+N_g}$ 表示 x 在 $[0, N+N_g)$ 内循环取值,采用多个 OFDM 符号进行估计时,可先将代价函数进行平均,再搜索最小值。

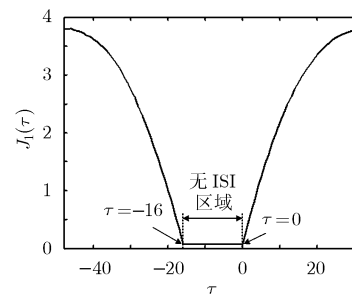


图 2 $J_1(\tau)$ 与 τ 的关系图

可以看出,所得算法不需知道信道的最大时延。当 CP 长度大于信道最大时延时,算法可将 OFDM 符号起始点定于无 ISI 区域;当 CP 长度小于信道最大时延时,算法可将 OFDM 符号起始点定于 ISI 为最小值时对应的样点。

由式(8),所得的符号同步需要进行 N_s 次搜索,为了减小运算量,在跟踪状态时,可根据系统设计指标(如采样时钟频率稳定度、系统工作的多普勒频率范围等)将搜索范围缩小。另外,对于 1 维极值搜索问题,目前已有成熟的迭代算法,如提前-延迟迭代方法^[10]等,因此,也可将式(8)中的最小值搜索过程采用迭代算法实现,本文不再赘述。

4 算法分析及讨论

下面将对符号同步算法的代价函数、载波频偏 (CFO) 对算法的影响、信道噪声对算法的影响及算法的运算量进行分析及讨论。

4.1 代价函数

由第 3 节可知, 代价函数是通过信道进行假设所得。因此, 当对信道进行不同假设时, 可得不同的代价函数, 下面将通过信道进行不同假设得到其它两种代价函数。

当信道在两个连续的 OFDM 符号之间基本不变时, 可假设两个连续 OFDM 符号相同子载波的信道频域响应相同, 即 $|H_{l,k}| \approx |H_{l-1,k}|$ 。由此可得

$$|S_l(k)|^2 - |S_{l-1}(k)|^2 = |H_{l,k}|^2 - |H_{l-1,k}|^2 \approx 0 \quad (9)$$

同理可设代价函数为

$$J_2(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (|S_l(k)|^2 - |S_{l-1}(k)|^2)^2 \quad (10)$$

更进一步, 当信道满足两种假设时, 即信道的频域响应的幅度在频域内变化缓慢且在连续的两个 OFDM 符号内基本不变, 为了充分地利用观测数据, 可将以上的时域和频域两种代价函数综合, 得到新的 2 维代价函数, 表示式为

$$J_3(\tau) = (1 - \mu)J_1(\tau) + \mu J_2(\tau) \quad (11)$$

其中 μ 为调节因子, 其取值为

$$\mu = \begin{cases} 0.5, & \mu_1 + \mu_2 = 0 \\ \mu_1 / (\mu_1 + \mu_2), & \mu_1 + \mu_2 \neq 0 \end{cases} \quad (12)$$

其中 $\mu_1 = J_1(\tau - \hat{\tau})$, $\mu_2 = J_2(\tau - \hat{\tau})$, $\hat{\tau}$ 为 STO 的前一次估计值。

由式(11)可以看出, $J_3(\tau)$ 通过迭代更新调节因子, 可以实时地根据信道变化情况对两种代价函数进行调节, 当信道只满足其中一种假设情况时, $\mu = 0$ 或 $\mu = 1$, $J_3(\tau)$ 将变为 $J_1(\tau)$ 或 $J_2(\tau)$ 。图 3 为 3 种代价函数与 τ 的关系图, $J_3(\tau)$ 中的 $\mu = 0.5$, 其它仿真条件与图 2 相同。可以看出, 当 τ 在无 ISI 区域内取值时, 3 种代价函数均具有极小值。

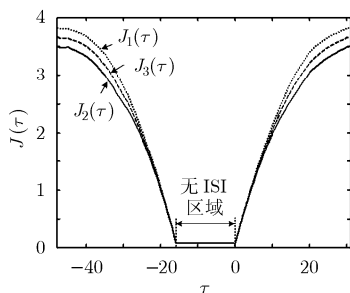


图 3 $J_1(\tau)$, $J_2(\tau)$ 及 $J_3(\tau)$ 与 τ 的关系图

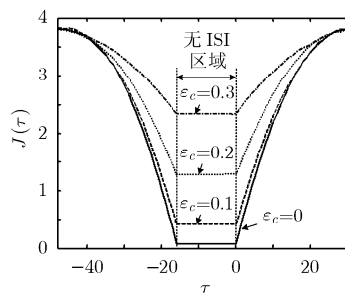


图 4 不同频偏时 $J_1(\tau)$ 与 τ 的关系图

4.2 载波频偏对算法的影响

当载波频偏未完全同步时, 式(3)中除了含有由于符号定时不理想而产生的 ISI 之外, 还含有由于 CFO 的影响而产生的 OFDM 系统子载波间干扰 (ICI)。图 4 为不同子载波干扰下 $J_1(\tau)$ 与 τ 的关系图, 其中 ϵ_c 为以子载波间隔归一化后的 CFO, 仿真条件与图 2 相同。可以看出, 当存在不同 CFO 时, τ 在无 ISI 区域内取值时所得的代价函数取值 $J_1(\tau)$ 仍比 τ 在符号周期内的其它位置取值时所得的 $J_1(\tau)$ 小。因此, 可得结论, CFO 不会影响 STO 估计的均值, 即在不同 CFO 下的 STO 估计值是无偏的。

另外, 由算法的原理可知, 所得的 OFDM 符号同步算法可方便地与文献[9,10]中的频偏估计算法结合得到联合符号定时及载波频率同步算法, 可将两种偏差同时进行估计, 本文不再详述。

4.3 信道噪声对算法的影响

由算法原理可知, 在不同信噪比下, 代价函数的取值将发生变化。图 5 为信噪比分别为 0 dB, 10 dB 及 20 dB 时 $J_1(\tau)$ 与 τ 的关系图, 其它仿真条件与图 2 相同。可以看出, 在不同的信噪下, 当 τ 在无 ISI 区域内取值时, $J_1(\tau)$ 取得极小值。因此, 同样可得结论, 信道噪声不会影响 STO 估计的均值, 即不同信道噪声时的 STO 估计值也是无偏的。

4.4 算法运算量

由算法实现可以看出, 本文算法的运算量主要在作 FFT 及求 $J_1(\tau)$ 部分, 计算 N 点的 FFT 需要作 $N \log_2 N$ 次复数乘法, $(N/2) \log_2 N$ 次复数加法, 求一次 $J_1(\tau)$ 需要作 N 次复数乘法, N 次实数乘法和 $2N$ 次实数加法, 进行一次搜索需要进行一次 N 点 FFT 和求一次 $J_1(\tau)$ 。由于一次复数乘法需作 4 次实数乘法和 2 次实数加法, 故算法进行一次搜索需作 $4N \log_2 N + 5N$ 次实数乘法, $3N \log_2 N + 4N$ 次实数加法。

5 性能仿真结果

如未特别说明, 仿真采用的 OFDM 基带调制方式为 QPSK, 系统子载波数 $N = 64$, $N_g = 16$, 在每个信噪比下进行 $T_N = 5000$ 次蒙特卡罗仿真, 每次仿真使用 20 个 OFDM 号进行平均, 所加入的 STO

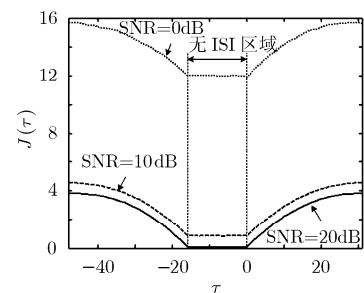


图 5 不同噪声时 $J_1(\tau)$ 与 τ 的关系图

τ 在 $[0, N_s)$ 内服从均匀分布, 无采样频率及 CFO, 算法采用的代价函数为 $J_1(\tau)$, 采用多径延时信道^[10], 延时样点为 0, 1, 2, 3, 4, 对应的增益为 0.35, 0.25, 0.18, 0.13, 0.09, 均方时延扩展(Mean Square Delay Spread, MSDS)^[10]为 1.74, 记为信道 1。

采用锁定概率和均方误差^[8]进行衡量, 设最佳 OFDM 符号起始位置为无 ISI 区域的中点, 则锁定概率(LP)和均方误差(MSE)的计算式分别为

$$LP = \frac{1}{T_N} \sum_{i=0}^{T_N-1} \text{pos} \left[\frac{1}{2} (N_g - J) - |\hat{\tau} - \tau| \right] \quad (13)$$

$$MSE = \frac{1}{T_N (N_g - J)^2} \sum_{i=0}^{T_N-1} |\hat{\tau}_i - \tau_i|^2 \quad (14)$$

其中 τ_i 为第 i 次仿真时的 STO, $\hat{\tau}_i$ 为其估计值; 当 $x \geq 0$ 时, $\text{pos}(x)$ 的取值为 1, 否则为 0。LP 反映了符号同步算法估计的准确度, 而 MSE 反映算法每次估计值之间的抖动。

图 6 和图 7 分别为算法采用 3 种不同代价函数时的 LP 和 MSE 仿真结果。可以看出, 算法性能总体相差不大, 采用 $J_3(\tau)$ 的算法性能略优于采用其它两种代价函数的算法。

图 8 和图 9 分别为不同 CFO 时算法的 LP 和 MSE 仿真结果。可以看出, 算法在不同 CFO 时的抗噪声性能不同, CFO 越大, 算法性能越差。因此, 当系统存在较大 CFO 时, 需要对 CFO 和 STO 进行联合同步。

考虑同文献[8]中基于最小二乘及文献[4]中基于

CP 的 OFDM 符号同步算法进行比较, 除了对上述信道进行仿真外, 还对文献[10]中的另外两种信道也进行了仿真, 分别为: 信道 2, 延时样点为 0, 1, 2, 6, 11, 对应的增益为 0.34, 0.28, 0.23, 0.11, 0.04, MSDS 为 6.37; 信道 3, 延时样点为 0, 4, 8, 12, 对应的增益为 0.25, 0.25, 0.25, 0.25, MSDS 为 20。图 10 和图 11 分别为 3 种算法的 LP 和 MSE 仿真结果。可以看出, 文献[8]中的算法总体上不如其它两种算法, 本文算法在信噪比大于 10 dB 时, LP 性能优于文献[4]中算法。但文献[4]中算法受信道影响较大, 在信道 2 时的 LP 基本为零。因此, 本文算法的性能总体上优于其它两种算法。

6 结论

本文首先通过对信道进行假设, 提出了一种用于基带调制为恒幅调制的 OFDM 系统的 NDA 符号同步算法。该算法不需知道信道时延的长度。当 CP 长度大于信道多径时延时, 同步算法可以将 OFDM 符号起始点定于无 ISI 区域; 当 CP 长度小于信道多径时延时, 同步算法可以将 OFDM 符号起始点定于 ISI 为最小值时所对应的样点。然后, 通过对信道进一步假设, 得到两种相近的代价函数, 并对载波频偏及信道噪声对算法性能的影响进行了分析讨论。最后通过计算机仿真对算法在不同代价函数及不同载波频偏下的性能进行了分析, 并同其它同类算法的性能进行了比较, 结果表明, 所得算法的性能总体上优于其它同类算法。

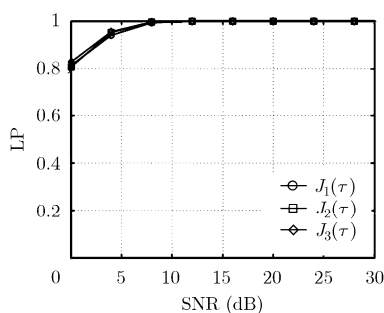


图 6 不同代价函数时算法的 LP

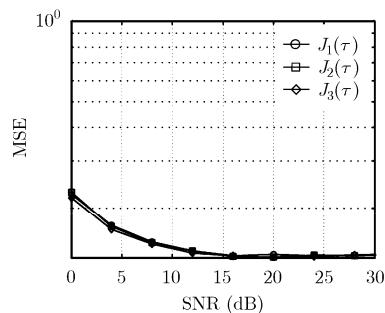


图 7 不同代价函数时算法的 MSE

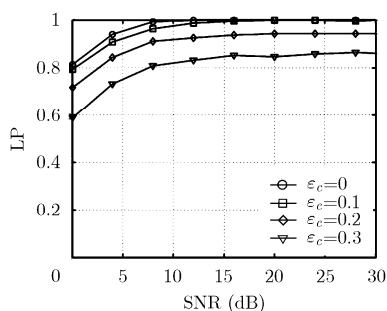


图 8 不同载波频偏时算法的 LP

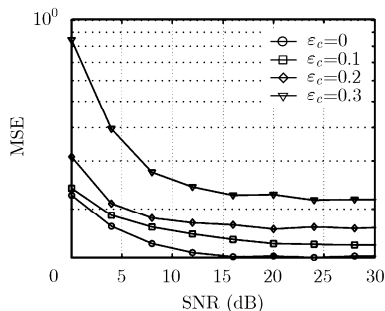


图 9 不同载波频偏时算法的 MSE

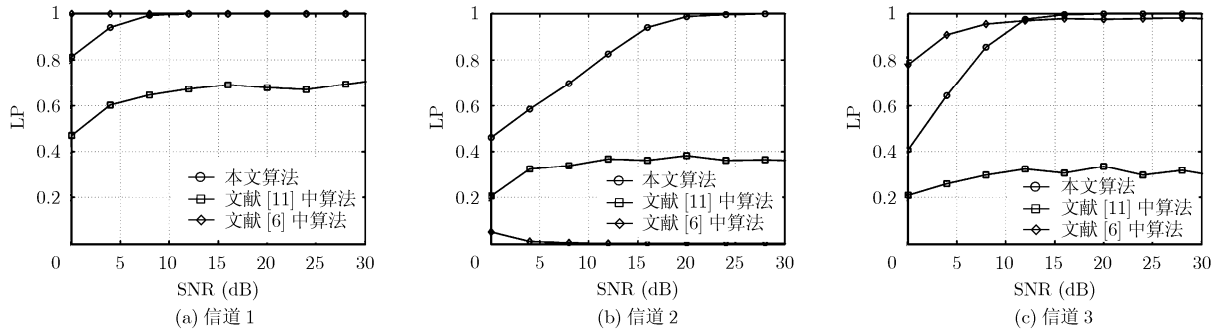


图 10 不同算法的 LP

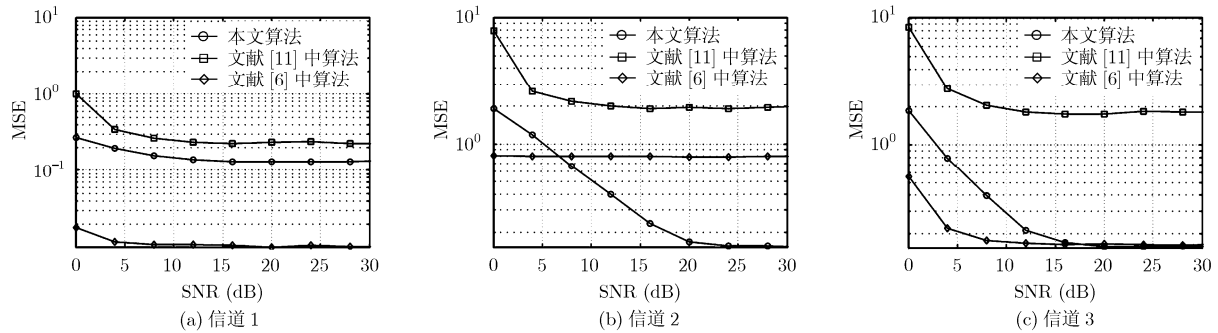


图 11 不同算法的 MSE

参考文献

- [1] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come [J]. *IEEE Communications Magazine*, 1990, 28(5): 5-14.
- [2] Chuang J and Sollenberger N. Beyond 3G: Wideband wireless data access based on OFDM and dynamic packet assignment [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2000, 38(7): 78-87.
- [3] Pollet T and Peeters M. Synchronization with DMT modulation [J]. *IEEE Communications Magazine*, 1999, 37(4): 80-86.
- [4] Van de Beek J J, Sandell M, and Börjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1800-1805.
- [5] Ma Shao-dan, Pan Xin-yue, and Yang Guang-hua, *et al.* Blind symbol synchronization based on cyclic pre x for OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(4): 1746-1750.
- [6] Mo Rong-hong and Chew Yong-huat, *et al.* A new blind joint timing and frequency offset estimator for OFDM systems over multipath fading channels [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57(5): 2947-2957.
- [7] Chin Wen-long and Chen Sau-gee. A blind synchronizer for OFDM systems based on SINR maximization in multipath fading channels [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(2): 625-635.
- [8] Fusco T and Tanda M. Blind synchronization for OFDM systems in multipath channels [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(3): 1340-1348.
- [9] Zeng Xiang-nian and Ghayeb A. A blind carrier frequency offset estimation scheme for OFDM systems with constant modulus signaling [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2008, 56(7): 1032-1037.
- [10] Al-Dweik A, Hazmi A, and Younis S, *et al.* Carrier frequency offset estimation for OFDM systems over mobile radio channels [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, 59(2): 974-979.

胡登鹏: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为 OFDM 系统的非数据辅助同步及 PAPR 抑制技术。

石峰: 男, 1976年生, 博士生, 研究方向为 OFDM/FH-OFDM 系统同步及信道估计技术。

张尔扬: 男, 1941年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信系统工程、电磁环境模拟仿真、星间通信组网、通信对抗。