

OFDM 时频捕获的联合算法

雷俊 吴乐南

(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘要 该文提出了一种 OFDM 时频捕获的联合算法: 利用周期前缀的相关性实现符号粗同步和小数频偏的纠正, 并在帧头符号插入差分导频可同时进行帧同步和整数频偏估计。在中短波信道的仿真结果验证了该算法的准确性和实用性。

关键词 正交频分复用, 同步, 符号同步, 帧同步, 频率同步

中图分类号: TN919.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)03-0400-04

A Joint Time and Frequency Acquisition Algorithm for OFDM Systems

Lei Jun Wu Le-nan

(Department of Radio Eng., Southeast Univ., Nanjing 210096, China)

Abstract A combined time and frequency acquisition algorithm for OFDM systems is derived in this paper. The proposed technique estimates the symbol beginning and the fractional frequency offset with the periodicity of Cyclic Prefix (CP), and simultaneously achieves the frame synchronization and the integral frequency offset correction based on differential pilot subcarriers in the first symbol of a transmission frame. Simulation results in MW/SW channels indicate the accuracy and practicability of this approach.

Key words OFDM, Synchronization, Symbol synchronization, Frame synchronization, Frequency synchronization

1 引言

正交频分复用(OFDM)技术以其在多径信道中高速传输信号的能力, 以及均衡简单、抗脉冲噪声和高频谱利用率的优点, 在通信领域得到广泛应用。例如: ETSI 的 DAB, DVB 和 DRM^[1]标准, 以及 IEEE 的 802.11a 协议等。

同步是数字通信系统必不可少的重要环节。OFDM 的同步包括时间同步和频率同步两部分, 时间同步用于确定 OFDM 符号和帧的起始位置, 频率同步则保证子载波间的正交性。根据工作方式的不同, OFDM 一般分突发式和连续式系统。在突发式系统中, 信息数据是打包发送的, 信道的时变性较小, 符号同步可以与帧同步等同; 因为强调传输信息的完整性, 所以对同步建立时间的要求很严格。而在连续式系统中, 信道的时变性较大, 符号同步与帧同步需分开执行; 因为信息数据是以流的方式传送, 故可以容忍较长的同步建立时间。另外, OFDM 的同步一般分捕获和跟踪两个环节, 即粗、精同步, 分别强调同步的快速和准确。

在现有的 OFDM 时频捕获算法中, 文献[2]提出一种基于 CP(Cyclic Prefix)的 ML 联合算法, 但其得到的符号起始点在多径信道中往往滞后于理想同步位置, 且频偏估计范围仅为子载波带宽的一半。而文献[3]提出的减少 ISI 影响的符号同步算法, 虽然能有效克服多径信道时延扩展的影响, 但对频率偏移非常敏感, 即使在 AWGN 信道也会导致性能严重下降。另外, 为扩大频偏估计的范围, 文献[4, 5]均使用时

间方向连续的导频, 但文献[4]的试探步进太小, 频率捕获的时间会很长, 文献[5]利用导频与数据子载波间功率的差异易受频率选择性衰落的影响。文献[6, 7]使用各自专门的导频符号来估计整数频偏, 均降低了信道带宽的利用率。文献[8]在帧头符号内插入一簇簇导频, 在完成帧同步的同时也可实现对整数频偏的估计, 但其直接相关的算法易受信道时延扩展的影响。虽然文献[9]在文献[8]使用的导频中增加了差分的方法, 但其计算欧氏距离的算法对信道衰落却非常敏感。

本文对连续式 OFDM 系统提出一种时频捕获的联合算法, 利用 CP 的相关性实现符号粗同步和小数频偏的纠正, 并在帧头符号插入差分导频可同时进行帧同步和整数频偏估计。

2 OFDM 系统的描述与同步要求

考虑由 N 个子载波组成的 OFDM 系统, 其发送信号的等效基带形式为

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} S_{l,n} \Psi_{l,n}(t) \quad (1)$$

其中 $S_{l,n}$ 表示第 l 个符号中子载波 n 的调制信息, $\Psi_{l,n}(t)$ 为子载波脉冲函数,

$$\Psi_{l,n}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi\frac{n}{T_u}(t-lT_s)}, & lT_s - T_g \leq t < (l+1)T_s - T_g \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

这里, $T_s = T_u + T_g$ 为 OFDM 符号的总长度, T_u 和 T_g 分别为符号的有用部分和 CP 的长度。若多径信道的脉冲响应为

$$h(\tau, t) = \sum_{m=1}^M h_m(t) \delta(\tau - \tau_m) \quad (3)$$

其中 $h_m(t)$ 为延时 τ_m 路径的 Rayleigh 衰落系数, M 为路径总数, 并考虑频偏 Δf 的影响, 则接收信号可表示为

$$r(t) = e^{j\frac{2\pi\Delta\epsilon}{T_u}t} \sum_{m=1}^M s(t - \tau_m) h_m(t) + w(t) \quad (4)$$

这里 $\Delta\epsilon = \Delta f T_u$ 为子载波带宽归一化后的频偏, $w(t)$ 为噪声干扰. 以 $T = T_u/N$ 的间隔采样后得到其离散形式:

$$r(i) = e^{j\frac{2\pi\Delta\epsilon}{N}i} \sum_{m=1}^M s(i - N_m) h_m(i) + w(i) \quad (5)$$

其中 $N_m = \lfloor \tau_m/T \rfloor$ 为 τ_m 对应的采样点数. 若令 $i = IN_s + k$, 并将式(1)代入式(5)得到

$$r_{i,k} = e^{j\beta_l} e^{j\frac{2\pi\Delta\epsilon}{N}k} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_{l,n} H_{l,n} e^{j2\pi\frac{n}{N}k} + w_{l,n}, \quad -N_g \leq k \leq N-1 \quad (6)$$

其中

$$\beta_l = 2\pi\Delta\epsilon \frac{IN_s}{N} \quad (7)$$

表示第 l 个符号前的累积相位, N_s 和 N_g 分别为 T_s 和 T_g 所对应的采样点数, $H_{l,n}$ 为子信道 n 的传递函数, 假设信道在一个 OFDM 符号间隔内恒定, 则

$$H_{l,n} = \sum_{m=1}^M h_m(lT_s) e^{-j2\pi\frac{\tau_m}{T_u}n} \quad (8)$$

在理想同步时, 接收端将 CP 去除, 通过 DFT 即可得到解调信号:

$$R_{l,n} = S_{l,n} H_{l,n} + W_{l,n} \quad (9)$$

其中 $W_{l,n}$ 表示复频域噪声.

式(6)中的频偏 $\Delta\epsilon$ 主要由发送和接收端振荡器频率的差异以及多普勒频移造成, 若将 $\Delta\epsilon = n_\epsilon + \epsilon$ ($|\epsilon| < 0.5$) 分为整数频偏 n_ϵ 和小数频偏 ϵ 两部分, 则它们对系统的影响不同: 整数频偏使解调信号循环移位 n_ϵ 个位置, 而小数频偏由于破坏了子载波间的正交性, 其主要影响是引入 ICI. 与单载波系统相比, OFDM 系统对频率同步的要求更高, 为避免 ICI 造成 SNR 的严重损失, 容忍频偏相对于子载波带宽应小于 1~2%^[6]. 另外, 不像对频率同步的要求那么严格, CP 使 OFDM 系统对定时误差 θ 具有一定的容忍度. 因为 CP 的长度 N_g 一般大于信道的最大时延 N_M , 则 CP 尾部的部分样点将不包含前一个符号的信息, 即存在 no-ISI 区域. 当 $N_M - N_g \leq \theta \leq 0$ 时, DFT 窗内仅包含当前符号的信息, 子载波间的正交性依然保持, θ 的影响仅仅是引入相位旋转而已, 且该影响可被信道估计环节完全消除, 故只要 DFT 窗的起点被定在 no-ISI 区域内, 均可认为是正确同步.

3 时频捕获的联合算法

本文提出的时频联合同步估计器的结构如图 1 所示. 符号同步采用文献[10]中基于文献[3]的改进算法, 估计第 1 条

到达路径的 DFT 窗起点. 由于其算法需要使用 ML 算法的结果作为参考(图中的阴影部分), 故小数频偏的估计仍然使用文献[2]的方法. 帧同步使用与文献[8, 9]中相同的位于帧头符号中的一簇簇导频, 可同时估计整数频偏, 且增加相位补偿和差分编解码, 以提高准确性并减少计算量.

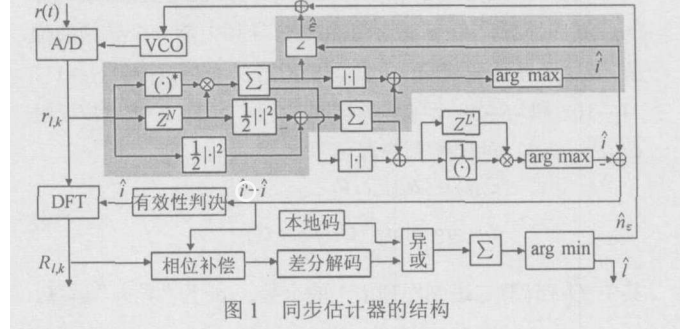


图 1 同步估计器的结构

3.1 符号同步和小数频偏估计

文献[10]中改进的符号同步算法可简单表示为

$$\hat{i} = \arg \max_i \left(\frac{A(i+L)}{A(i)} \right) \quad (10)$$

其中

$$A(i) = \frac{1}{2} \sum_{\mu=0}^{L-1} \left[|r(i+\mu)|^2 + |r(i+N+\mu)|^2 \right] - \left| \sum_{\mu=0}^{L-1} r^*(i+\mu) r(i+N+\mu) \right| \quad (11)$$

这里, L 为估计区间的长度, 与文献[2]中取值为 N_g 不同的是, 其取值需小于 no-ISI 区域的长度 $N_g - N_M$, L 取 $L/2$ 的整数值. 该算法的前提是 $N_g > N_M$, 即存在 no-ISI 区域, 以便利用 CP 在 no-ISI 区域内的样点相关性最强的性质. 当估计区间完全位于 no-ISI 区域内时, $A(i)$ 在理想情况下近似为 0; 一旦估计区间包含 no-ISI 区域外的样点, $A(i)$ 就不再近似为 0. 若 L 取值较小, 式(10)括号内的比值在 no-ISI 区域内靠近边界处将取得极大值, 得到符号同步的定位. 但该算法的性能受噪声影响较大, 故文献[10]又提出与 ML 算法相结合的进一步改进对式(10)得到的定时位置进行甄选, 即利用 ML 算法定时位置较集中的优点, 根据二者定时位置的差异, 挑选出较正确的定时位置.

虽然利用式(11)等号右边第 2 项也可完成对小数频偏的估计, 但 L 的值一般较小, 累加项太少会导致估计的性能不高. 由于符号同步中使用 ML 算法的结果作为参考, 故仍可以使用 ML 算法中的相关项来估计小数频偏, 即^[2]

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{2\pi} \angle \sum_{\mu=0}^{N_g-1} r^*(\hat{i}+\mu) r(\hat{i}+N+\mu) \quad (12)$$

注意到上式对相关性的需求, 估计窗的起点仍然使用 \hat{i} , 而非 \hat{i} , 即使用能量最大路径的信息.

3.2 帧同步和整数频偏估计

当 OFDM 信息数据以特定的帧格式发送时, 必须由帧同步来确定帧内符号的顺序. 而对于快时变信道, 要不断跟踪信道变化, 不宜在帧头插入完整的训练符号, 则帧同步与

符号同步需分开执行。由于此时信道估计并未开始，所以无信道信息可用，但可以使用差分的方法，即假定相邻子信道的传递函数相等，来消除信道对导频的影响。

本文使用 4DPSK 序列作为帧同步导频(如图 2 所示)，具体设置可参考文献[1]中 Time references 的定义。对于这样一簇簇的导频，令 p_i 表示相邻差分导频中前一个导频的位置，若定义差分值与码元 c_i 之间的对应关系为： $1 \rightarrow 01, j \rightarrow 11, -1 \rightarrow 10$ 和 $-j \rightarrow 00$ ，则收端的帧同步只需要做码组 $C=(c_1c_2\dots c_i\dots)$ 的匹配判决即可

$$\left. \begin{aligned} \hat{c}_i(l) &\leftarrow R_{l,p_i+1}/R_{l,p_i} \\ \hat{l} &= \arg \min_l (f(\hat{C}(l) \text{ xor } C)) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

其中 $f(\cdot)$ 计算二进制序列中 1 的个数，xor 为“异或”运算。

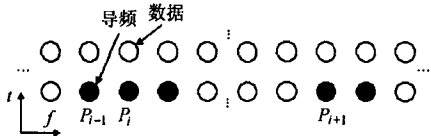


图 2 帧同步导频图样

根据流程知道，在处理帧同步的时候，系统仍存在符号定时误差、整数频偏和剩余的小数频偏。由于此时小数频偏已较小，对差分不再构成影响，可不予考虑。而整数频偏 n_e 会导致解调信号在频率方向移动，故增加频率方向的搜索 n_{trial} 后，式(13)变为

$$\left. \begin{aligned} \hat{c}_i(l, n_{\text{trial}}) &\leftarrow R_{l,p_i+n_{\text{trial}}+1}/R_{l,p_i+n_{\text{trial}}} \\ (\hat{l}, \hat{n}_e) &= \arg \min_{l, n_{\text{trial}}} (f(\hat{C}(l, n_{\text{trial}}) \text{ xor } C)) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

这样，帧同步的同时也就附带实现了对整数频偏 n_e 的估计。又由 DFT 的时移性质知，符号定时误差导致频域信号相位的旋转与定时误差和子载波位置成正比。虽然解调信号差分后的相位改变仅与定时误差有关，但在多径信道中，由于时延扩展的影响，每径信号差分相位的改变仍然不同。为提高帧同步的准确性，DFT 窗的起点应定在能量最大路径，而前述符号同步算法是以定位到第 1 条到达路径为目标的，恰好其中的 ML 算法能满足要求。再引入相位补偿后，式(14)变为

$$\left. \begin{aligned} \hat{c}_i(l, n_{\text{trial}}) &\leftarrow e^{j2\pi(\hat{l}-i)/N} R_{l,p_i+n_{\text{trial}}+1}/R_{l,p_i+n_{\text{trial}}} \\ (\hat{l}, \hat{n}_e) &= \arg \min_{l, n_{\text{trial}}} (f(\hat{C}(l, n_{\text{trial}}) \text{ xor } C)) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

4 仿真结果

在中短波信道仿真本文时频捕获联合算法的性能。数据流的格式采用文献[1]定义的模式 C(即 $N=176, N_g=64$)，每个子载波占用 68.18Hz 带宽，总带宽为 12kHz，数据单元为 64QAM 调制的随机数据。仿真信道基于 Watterson 模型^[11]建立，采用文献[1]定义的信道 3、4 和 5 的参数，其中信道 3 模拟恶劣的中波信道，信道 4 和 5 模拟恶劣的短波信道。

在时域仿真时，除多普勒频率外，3 个信道还附加了 88.64Hz(即 1.3 子载波带宽)的频率偏移，仿真数据为 10^4 个 OFDM 符号；在频域仿真时，则仅保留了多普勒频率，仿真数据为 10^4 帧(共 2×10^5 个)OFDM 符号。

本文采用的符号同步改进算法在信道 3 中的定时误差概率分布如图 3(a)所示，其主要参数 L 的取值为 6。与传统 ML 算法相比，改进算法可有效减少定位到后继路径的情况，将定时点集中到先达路径，只有当先达路径深度衰落时，也会定位到其它后继路径上。另外，先达路径前的少数错误定位说明改进算法易受噪声的影响。因为改进算法是在务必保证 $L \leq N_g - N_M$ 的前提下，选择尽可能小的 L 值，以满足系统对定时的要求，所以改进算法还将其定时位置向 no-ISI 区域移动 L 个样点，可使得对先达路径的定时全部位于 no-ISI 区域中。

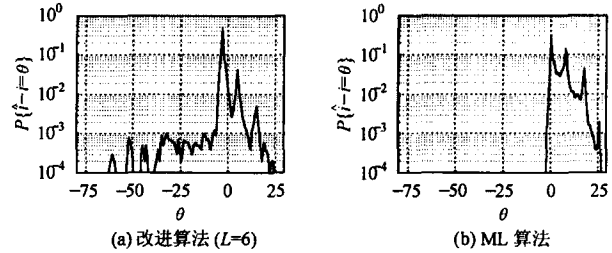


图 3 定时误差的概率分布

(SNR=15dB, 信道 3 的 no-ISI 区域为 $-38 \leq \theta \leq 0$)

符号同步在 3 个信道中的性能如图 4 所示，考虑到符号定时位置在 no-ISI 区域内即为正确同步，且改进算法的定时位置集中在 no-ISI 区域的边缘，故性能指标采用 $-6 \leq \theta \leq 0$ 的概率。可以看到，改进算法对噪声非常敏感，但在 SNR ≥ 10 dB 时性能优于传统 ML 算法，且在 SNR ≥ 15 dB 时取得非常优异的性能。

由图 5 显示的小数频偏估计的均方误差看到，本文采用的频率捕获算法并不能完全满足 OFDM 系统容忍频偏相对于子载波带宽应小于 1~2% 的要求，还必须辅以跟踪环节继续提高估计的精度，比如采用锁相环或者利用在时间方向连续的导频等。

由于噪声的影响，虽然改进的符号同步算法并不能为每个符号都提供有效定位，但在增加对定位的有效性判决和传输信息的循环冗余校验后，该算法依然实用(帧同步也是如此)，毕竟在进入跟踪阶段后粗同步即可停止，不必一直进行。为了频域仿真的方便，我们用 $[-6, 0]$ 区间内的随机整数作为 DFT 窗的起点。

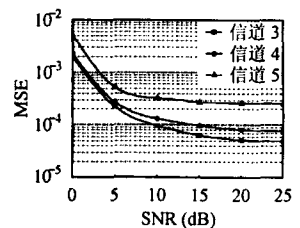
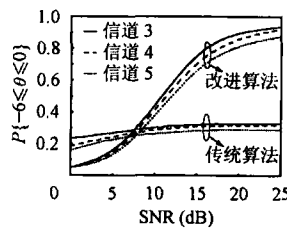


图 4 定时误差 $-6 \leq \theta \leq 0$ 的概率

图 5 小数频偏的均方误差

仔细研究文献[1]在帧头第 1 个符号定义的时间导频以及与其相邻的部分增益导频发现,在频率方向相邻导频的相位差正好包含一个 32 位的 4DPSK 序列。由图 6 显示的帧同步性能看到,本文算法在 3 个信道中均好于文献[8]中的直接相关法和文献[9]中的欧氏距离的方法(均已补偿相位)。这是因为直接相关法易受符号定时影响,即使相位补偿能消除能量最大路径信号的相位旋转,其余路径的信号由于信道时延扩展引入相位旋转后仍会减小与导频的相关性。而计算与差分导频间欧氏距离的方法则易受信道衰落中包括幅度和相位的改变的共同影响,信道中多普勒频率越大其性能也就越差。显然,差分值相关的方法会取得最好的性能,但相关运算的复数乘运算量较大,而 4DPSK 差分判决却非常简单,且仅受信道衰落中相位改变的影响。另外整数频偏的估计是在帧同步时附带实现的,错误估计的概率与误帧同步概率几乎相同,可参看图 6。

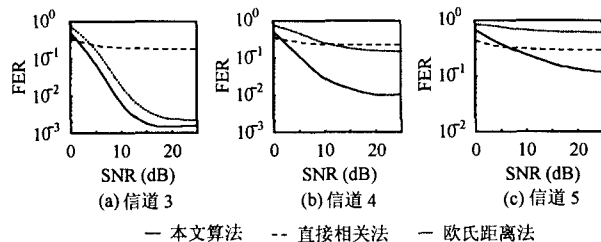


图 6 误帧同步率的比较

5 结束语

本文提出的 OFDM 时频捕获联合算法,基于周期前缀的相关性并通过减少 ISI 影响实现符号粗同步和小数频偏的纠正,其符号同步性能即使在信道 4 和 5 这样类似单频网的恶劣环境中也非常优异;同时还在帧头符号插入差分导频以同时完成帧同步和整数频偏估计,具有估计准确、计算量小的优点,且相位补偿后可进一步提高估计的准确性。虽然本文未涉及精同步的研究,但使用 PLL 或是连续导频的频率跟踪算法和估计信道脉冲响应的符号定时跟踪方法是很容易与本方案结合的。

参考文献

[1] European Telecommunications Standards Institute. Digital Radio

- Mondiale (DRM); System Specification. ETSI ES 201 980, 2002.
- [2] 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, 45(7): 1800-1805.
- [3] Takahashi K, Saba T. A novel symbol synchronization algorithm with reduced influence of ISI for OFDM systems. *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'01)*, San Antonio, Texas, USA, 2001, 1: 524-528.
- [4] Classen F, Meyr H. Frequency synchronization algorithms for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels. *IEEE 44th Vehicular Technology Conference (VTC'94)*, Stockholm, Sweden, 1994, 3: 1655-1659.
- [5] Speth M, et al.. Optimum receiver design for OFDM-based broadband transmission-Part II: A case study. *IEEE Trans. on Comm.*, 2001, 49(4): 571-578.
- [6] Nogami H, Nagashima T. A frequency and timing period acquisition technique for OFDM systems. *IEEE 6th Int. Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'95)*, Toronto, Canada, 1995, 3: 1010-1015.
- [7] Hsieh Meng-Han, Wei Che-Ho. A frequency acquisition scheme for OFDM systems. *IEEE 7th Int. Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'96)*, Taipei, Taiwan, 1996, 3: 843-847.
- [8] Hofmann F, Hansen C, Schafer W. Digital Radio Mondiale (DRM) digital sound broadcasting in the AM bands. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2003, 49(3): 319-328.
- [9] Kurpiers A, Fischer V. Open-source implementation of a Digital Radio Mondiale (DRM) receiver. *IEE 9th International Conference on HF Radio Systems and Techniques*, Bath, UK, 2003: 86-90.
- [10] 雷俊, 吴乐南. 改进的 OFDM 符号粗同步算法. *电波科学学报*.
- [11] Watterson C C, Juroshek J J, Bensema W D. Experimental confirmation of an HF channel model. *IEEE Trans. on Comm.*, 1970, 18(6): 792-803.

雷俊: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为 OFDM、频域均衡。

吴乐南: 男, 1952 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为多媒体信息处理、数字广播等研究与开发工作。