

大频偏低信噪比条件下 OFDM 系统中的符号定时估计

刘德良 王金龙

(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘要 符号定时估计是 OFDM 系统中的关键问题之一, 该文就此问题提出了一种新的基于训练符号的定时估计算法。研究表明, 新算法的性能基本不受载波频偏的影响, 且具有很强的抗噪特性。通过采用这种算法可将定时误差缩小到只有抽样时间间隔的一半。并且, 还可利用这个频域训练符号来进行载波频偏的估计, 从而只需一个训练符号就能完成符号定时和载波频偏的联合捕获。

关键词 OFDM, 符号定时估计, 载波频偏估计, 训练符号

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)04-0693-05

Symbol Timing Estimation under Large Frequency Offset and Low Signal to Noise Ratio in OFDM Systems

Liu De-liang Wang Jin-long

(Institute of Communications Engineering, PLAUST, Nanjing 210007, China)

Abstract Symbol timing estimation is one of key problems in OFDM systems. In this paper a new symbol timing estimation algorithm based on a training symbol is proposed. The study shows that the new algorithm is not affected by carrier frequency offset basically, and has strong characteristic of resisting noise. Through adopting this algorithm the timing error is shortened to a half of the sample time interval. Furthermore the frequency-domain training symbol can be used to estimate carrier frequency offset, so only a training symbol is needed to complete joint acquisition of symbol timing and carrier frequency offset.

Key words OFDM, Symbol timing estimation, Carrier frequency offset estimation, Training symbol

1 引言

在 OFDM 系统中, 同步是一个非常关键的组成部分。通常情况下, 同步包括同步捕获和同步跟踪两个阶段。在同步捕获阶段, OFDM 系统同步的主要任务是符号定时的捕获和载波频偏(CFO)的捕获。

关于符号定时估计和载波频偏估计, 出现了非常多的文献对此进行探讨^[1-10]。但通常情况下应该将这两者联合起来进行讨论, 因为它们是两个相互影响的因素。在文献[2]中, 作者提出了一种基于循环前缀的联合的符号定时和载波频偏估计算法(本文中简称为CPB算法)。由于循环前缀的长度通常是有限的, 因此该算法对信噪比的要求很高, 信噪比下降时性能下降很快。在文献[3]中, 作者基于一个由两个差分的OFDM训练符号组成的同步头, 提出了一种联合的符号定时和载波频偏估计算法(本文中简称为SCA算法)。但由于该算法利用一个训练符号中两个相等的部分来进行符号定时估计, 因此当采用该算法进行估计时受循环前缀的影响将出现一种峰值平顶现象。这种现象使得估计出现较大的误差, 因此严格地说采用这种算法只能起信号检测的作用, 而不能完成真正的符号定时估计。文献[8, 9]提出了基于伪随机序列的定时捕获算法。但定时捕获通常是在频偏捕获之前进行的, 而当频偏较大时根本就看不到期望的峰值现象。

针对上面提到的问题, 本文提出了一种新的符号定时捕获算法。这种算法首先对发送端的训练序列的相邻信号进行差分, 将差分的结果作为接收端的本地训练序列, 然后对接收端的相邻信号进行差分, 利用差分的接收信号与本地训练序列之间的时域相关特性进行符号定时估计。将该算法应用到文献[7]的训练符号中, 就能用一个训练符号完成符号定时和载波频偏的联合捕获。

2 系统原理

假设一个 OFDM 系统包含 N 个子载波, 其中 N 为偶数, 则发送的 OFDM 时域连续信号的表达式为

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_{i,k} e^{j2\pi(k/T_u)(t-iT_s)} g(t-iT_s) \quad (1)$$

其中 $X_{i,k}$ 表示第 i 个 OFDM 符号 $\mathbf{X}_i = [X_{i,0}, \dots, X_{i,N-1}]$ 的第 k 个子载波携带的信息。 T_s 为包含循环前缀的一个 OFDM 符号的周期, T_u 为不包含循环前缀的有效符号周期, 并且

$$g(t) = \begin{cases} 1, & -T_g \leq t < T_u \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

其中 T_g 为保护间隔的时间长度, 且 $T_s = T_u + T_g$ 。

假设多径信道的特性可以用数学表达式表示如下

$$h(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (3)$$

其中 $h_l(t)$ 为多径的复增益, τ_l 为多径时延, L 为路径的数

目, 则到达接收端的时域连续信号为

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) x(t - \tau_l) + w(t) \quad (4)$$

假设载波频偏为 $\Delta f = \varepsilon/T_u$, 符号定时偏移为 $\Delta t = \xi T$, 其中 ε 为归一化的载波频偏, ξ 为相对抽样间隔 $T = T_u/N$ 归一化的符号定时偏移。为了清楚地说明符号定时误差对系统性能的影响, 假设在时间间隔 $(iT_s - T_g + \Delta t, iT_s + T_u + \Delta t)$ 中 $h_l(t) \equiv h_l(iT_s)$ 。此时, 第 i 符号的 FFT 窗口内的接收抽样可以表示为

$$r_{n'} = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(iT_s) x(n'T - \tau_l) e^{j2\pi n' \varepsilon / N} + w_{n'} \quad (5)$$

其中 $w_{n'}$ 为零均值的复高斯白噪声 $w(t)$ 的抽样, $n' = n + \xi + iN_s$, $n = 0, \dots, N-1$ 。而 $N_s = N + N_g$, N_g 为抽样间隔为 T 时循环前缀中抽样的个数。

当信道为 AWGN 信道时, 不失一般性, 可以假设 $h_l(t) \equiv 1$, 此时

$$r_{n'} = e^{j2\pi n' \varepsilon / N} x_{n'} + w_{n'} \quad (6)$$

其中 $x_{n'}$ 为 $x(t)$ 在 $n'T$ 时刻的抽样。

3 符号定时估计算法

训练符号的构造方法和文献[7]中的相同: 训练符号 \mathbf{X}_0 的偶数子载波位置的信号为伪随机信号, 伪随机信号从信号星座的 4 个顶点信号中选择, 而奇数子载波位置则不携带信号。假设携带信号的子载波数为 $2M+1$, 其中 M 为偶数, 则携带信号的子载波位置可以表示为集合 $\kappa = \{0, 2, \dots, 2M, N-2M, N-2M+2, \dots, N-2\}$ 。对 \mathbf{X}_0 进行 IFFT 变换后再加上循环前缀, 则得到这个训练符号的时域信号 \mathbf{x}_0 。 \mathbf{x}_0 可以表示为

$$\mathbf{x}_0 = [\mathbf{A}' \mathbf{A} \mathbf{A}] \quad (7)$$

其中 $\mathbf{A} = [a_0, a_1, \dots, a_{N/2-1}]$ 表示时域信号的有效部分的两个相等半部的其中之一, $\mathbf{A}' = [a_{N/2-N_g}, \dots, a_{N/2-1}]$ 为通过复制 \mathbf{A} 的尾部所得到的循环前缀。

由于发送的训练符号的偶数子载波位置为伪随机的信号, 经过 IFFT 变换后在时域上形成两个相同的半部, 每个半部可认为是一个伪随机的序列。对这个伪随机序列进行差分后得到

$$d_n = a_n^* a_{n+1}, \quad n = 0, \dots, N/2 - N_g - 1 \quad (8)$$

其中 a_n^* 表示 a_n 的共轭。 d_n 可近似为伪随机序列, 具有很好的自相关特性。

定义如下的定时度量值:

$$M(n') = \left| \sum_{n=0}^{N/2-N_g-1} r_n r_{n'+1}^* d_n \right|^2 \quad (9)$$

之所以这样定义定时度量值, 是因为 $r_n r_{n'+1}^*$ 的相位近似为 $2\pi\varepsilon/N$, 因此和式 $\sum_{n=0}^{N/2-N_g-1} r_n r_{n'+1}^* d_n$ 的相位也近似为 $2\pi\varepsilon/N$ 。

在对和式取模以后, 可以去除载波频差对符号定时的影响。

由于 d_n 良好的相关特性, 当符号定时正确时 $M(n')$ 将出现明显的峰值。

为方便判决门限设定, 需对式(9)的定时度量值进行归一化。本文采用如下的归一化方法:

$$U(n') = M(n')/V(n') \quad (10)$$

其中 $V(n') = \left(\sum_{m=1}^{N/2-1} M(n'+m) \right) / (N/2-1)$, 很显然 $V(n')$ 的计算可以通过迭代实现:

$$V(n'+1) = V(n') + (M(n'+N/2) - M(n')) / (N/2-1) \quad (11)$$

根据归一化的定时度量值 $U(n')$, 在接收端可以设定一个优化的门限值, 当定时度量值 $U(n')$ 超过设定的门限值时, 就可以认为已经找到正确的符号定时位置。在这儿, 本文将找到的这个符号定时位置设为 n'_{opt} 。

在完成了符号定时估计后, 就可以进行频偏估计。归一化的频偏 ε 可以分为两部分 ε_F 和 $2\varepsilon_I$, 其中 ε_F 为归一化的小数频偏, $2\varepsilon_I$ 为归一化的整数频偏, 且 $\varepsilon = \varepsilon_F + 2\varepsilon_I$ 。由于本文采用的训练符号格式与文献[7]中的相同, 因此可以采用文献[3]中的小数频偏估计算法进行小数频偏估计, 同时采用文献[7]中的整数频偏估计算法进行整数频偏的估计。关于这两个算法的详细内容, 请参考文献[3]和文献[7], 在此不再赘述。

4 符号定时估计的性能分析

符号定时的估计过程可以表述如下: 假设正确的符号定时位置为 δ , 估计的符号定时位置为 $\hat{\delta}$, 设定的门限值为 Δ 。当符号定时度量值 $U(n')$ 超过门限值 Δ 时, 则认为已经找到正确的符号定时位置; 当符号定时度量值 $U(n')$ 小于门限值 Δ 时, 则认为还没有找到正确的符号定时位置。在这儿, 本文将算法获得正确定时位置的概率定义为捕获概率 P_A , 同时将算法没有获得正确定时位置的概率为误捕获概率 $P_{\bar{A}}$, 且捕获概率和误捕获概率之间满足 $P_A + P_{\bar{A}} = 1$ 的关系。

对符号定时估计算法进行性能分析时, 采用的 OFDM 系统参数如下: 子载波数 $N = 1024$, 有效子载波数 $N_u = 1001$, 循环前缀长度 $N_g = 64$, 调制方式为 16QAM, 带宽为 5 MHz, 系统工作的射频频率为 2.4GHz。归一化的载波频偏为 $\varepsilon = 31.2$ 。接收端的抽样时间间隔为 $T = 0.2\mu\text{s}$ 。所有仿真结果都是通过 10^4 次迭代得到的。

4.1 AWGN 信道条件下符号定时估计的性能分析

首先, 本文对符号定时估计算法在 AWGN 信道条件下的性能进行分析。在性能分析时假设抽样相位偏移不存在, 则符号定时偏移 ξ 为整数。同时定义

$$B(n') = \sum_{n=0}^{N/2-N_g-1} r_n r_{n'+1}^* d_n \quad (12)$$

$$G(n') = \sum_{m=1}^{N/2-1} M(n'+m) \quad (13)$$

4.1.1 定时估计度量值的分布 根据式(6)可知, 在接收端训练

符号所对应的 FFT 窗口的信号抽样为

$$r_{n+\xi} = e^{j2\pi\xi(n+\xi)/N} x_{n+\xi} + w_{n+\xi} \quad (14)$$

当 $\xi = 0$ 时, $B(0)$ 为

$$B(0) = \sum_{n=0}^{N/2-N_g-1} \left\{ e^{-j2\pi\xi/N} |x_n|^2 |x_{n+1}|^2 + e^{j2\pi\xi/N} |x_n|^2 x_{n+1}^* w_{n+1}^* + e^{-j2\pi\xi(n+1)/N} |x_{n+1}|^2 x_n w_n + x_n x_{n+1}^* w_n w_{n+1}^* \right\} \quad (15)$$

当信噪比 SNR 在一个合理的取值范围中时, 根据上式可得

$$|B(0)| \approx \sum_{n=0}^{N/2-N_g-1} \left\{ |x_n|^2 |x_{n+1}|^2 + \text{Re} \left(|x_n|^2 x_{n+1}^* w_{n+1}^* + |x_{n+1}|^2 x_n w_n \right) + \text{Re} \left(x_n x_{n+1}^* w_n w_{n+1}^* \right) \right\} \quad (16)$$

其中, $\text{Re}(\cdot)$ 表示取括号中参数的实部。当 $0 \leq n \leq N/2-1$ 时, $x_n = a_n$ 。而 a_n 为训练符号的两个相等半部中的时域抽样, 它可以看成是服从均值为零的复高斯分部的随机变量, 因此可假设 $E(\text{Re}^2(a_n)) = E(\text{Im}^2(a_n)) = \sigma_s^2$ 。同时假设 $E(\text{Re}^2(w_n)) = E(\text{Im}^2(w_n)) = \sigma_w^2$ 。根据中心极限定理, $|B(0)|$ 可以近似为一个高斯随机变量, 其均值和方差分别为

$$\left. \begin{aligned} \mu_{|B(0)|} &= 4(N/2 - N_g) \sigma_s^4 \\ \sigma_{|B(0)|}^2 &= (N/2 - N_g) (16\sigma_s^6 \sigma_w^2 + 8\sigma_s^4 \sigma_w^4) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

既然 $|B(0)|$ 服从高斯分布, 则 $M(0) = |B(0)|^2$ 服从自由度为 1 的非中心 $\chi^2(1, \theta_1)$ 分布, 其非中心参数 $\theta_1 = \mu_{|B(0)|}^2 / \sigma_{|B(0)|}^2$, 其均值和方差分别为

$$\left. \begin{aligned} \mu_{M(0)} &= \mu_{|B(0)|}^2 + \sigma_{|B(0)|}^2 \\ \sigma_{M(0)}^2 &= 2\sigma_{|B(0)|}^4 + 4\mu_{|B(0)|}^2 \sigma_{|B(0)|}^2 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

当 $\xi = N/2$ 时, 因为 $x_{0,n} = x_{0,n+N/2}$ ($n=0, \dots, N/2-1$), 所以 $M(N/2)$ 和 $M(0)$ 的均值和方差相同。

当 $-N_g \leq \xi \leq N/2-1$ 且 $\xi \neq 0$ 时, $B(\xi)$ 为

$$B(\xi) = \sum_{n=0}^{N/2-N_g-1} \left(e^{-j2\pi\xi/N} x_{n+\xi} x_{n+\xi+1}^* x_n^* x_{n+1} + e^{j2\pi\xi(n+\xi)/N} x_{n+\xi} x_{n+\xi+1}^* \times w_{n+\xi+1}^* x_n^* x_{n+1} + e^{-j2\pi\xi(n+\xi+1)/N} x_{n+\xi+1}^* w_{n+\xi} x_n^* x_{n+1} + w_{n+\xi} w_{n+\xi+1}^* x_n^* x_{n+1} \right) \quad (19)$$

根据中心极限定理, $B(\xi)$ 近似为一个均值为零的复高斯随机变量, 且满足

$$E(\text{Re}^2(B(\xi))) = E\{\text{Im}^2(B(\xi))\} = 8(N/2 - N_g) (\sigma_s^8 + 2\sigma_s^6 \sigma_w^2 + \sigma_s^4 \sigma_w^4) \quad (20)$$

又 $M(\xi) = \text{Re}^2(B(\xi)) + \text{Im}^2(B(\xi))$, 所以当 $-N_g \leq \xi \leq N/2-1$ 且 $\xi \neq 0$ 时 $M(\xi)$ 满足如下关系:

$$M(\xi) = 8(N/2 - N_g) (\sigma_s^8 + 2\sigma_s^6 \sigma_w^2 + \sigma_s^4 \sigma_w^4) \chi^2(2) \quad (21)$$

其中 $\chi^2(n)$ 表示自由度为 n 的中心 χ^2 分布, 其均值和方差

分别为

$$\left. \begin{aligned} \mu_{M(\xi)} &= 16(N/2 - N_g) (\sigma_s^8 + 2\sigma_s^6 \sigma_w^2 + \sigma_s^4 \sigma_w^4) \\ \sigma_{M(\xi)}^2 &= 256(N/2 - N_g)^2 (\sigma_s^8 + 2\sigma_s^6 \sigma_w^2 + \sigma_s^4 \sigma_w^4)^2 \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

当 $\xi = 0$ 时, 联合式(13)和式(21)可知 $G(0)$ 满足如下关系:

$$G(0) = 8(N/2 - N_g) (\sigma_s^8 + 2\sigma_s^6 \sigma_w^2 + \sigma_s^4 \sigma_w^4) \chi^2(N-2) \quad (23)$$

且 $G(0)$ 的均值和方差分别为

$$\left. \begin{aligned} \mu_{G(0)} &= 8(N-2)(N/2 - N_g) (\sigma_s^8 + 2\sigma_s^6 \sigma_w^2 + \sigma_s^4 \sigma_w^4) \\ \sigma_{G(0)}^2 &= 128(N-2)(N/2 - N_g)^2 (\sigma_s^8 + 2\sigma_s^6 \sigma_w^2 + \sigma_s^4 \sigma_w^4)^2 \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

因此, 当定时位置正确对应的度量值 $U(0)$ 服从如下分布

$$U(0) = 2 \frac{M(0)}{G(0)/(N-2)} = 2F(1, N-2, \lambda_1, \lambda_2) \quad (25)$$

其中非中心参数分别为 $\lambda_1 = \mu_{M(0)}^2 / \sigma_{M(0)}^2$, $\lambda_2 = \mu_{G(0)}^2 / \sigma_{G(0)}^2$ 。当信噪比 SNR 和子载波数 N 在一个合理的取值范围中时, 因为 $\mu_{G(0)}$ 总是远远大于 $\sigma_{G(0)}$, 所以 $U(0)$ 可以近似为

$$U(0) \approx \frac{M(0)}{\mu_{G(0)}/(N/2-1)} = \frac{1}{16(N/2 - N_g) (\sigma_s^8 + 2\sigma_s^6 \sigma_w^2 + \sigma_s^4 \sigma_w^4)} \chi^2(1, \theta_1) \quad (26)$$

当 $-N_g \leq \xi \leq 1$ 且 $\xi \neq 0$ 时, 联合式(13), 式(18)和式(22)可知 $G(\xi)$ 的均值为

$$\mu_{G(\xi)} = 16(N/2 - N_g)^2 \sigma_s^8 + (N/2 - N_g) (16\sigma_s^6 \sigma_w^2 + 8\sigma_s^4 \sigma_w^4) + 8(N-4)(N/2 - N_g) (\sigma_s^8 + 2\sigma_s^6 \sigma_w^2 + \sigma_s^4 \sigma_w^4) \quad (27)$$

同理, 因为当信噪比 SNR 和子载波数 N 在一个合理的取值范围中时, $\mu_{G(\xi)}$ 总是远远大于 $\sigma_{G(\xi)}$, 所以 $U(\xi)$ 可以近似为

$$U(\xi) \approx \frac{M(\xi)}{\mu_{G(\xi)}/(N/2-1)} = \frac{8(N-2)(N/2 - N_g) (\sigma_s^8 + 2\sigma_s^6 \sigma_w^2 + \sigma_s^4 \sigma_w^4)}{\mu_{G(\xi)}} \chi^2(2) \quad (28)$$

图 1 和图 2 分别显示了 AWGN 信道条件下, 采用本文建议的定时估计算法时 $\xi = 0$ 和 $\xi = 1$ 这两个位置所对应的定时度量值的均值和方差, 其中实线表示仿真结果, 而虚线表示式(26)和式(28)的理论分析的结果。对于度量值的均值, 从图 1 可以看出, 理论分析的结果和仿真结果基本上是吻合的。而对于度量值的方差, 从图 2 可知, 两者之间存在一些差距, 这是由于式(26)、式(28)中的近似所致。同时, 可以看出定时度量值对定时误差 ξ 非常敏感, 没有定时误差时所对应的定时度量值要远远大于有定时误差时的定时度量值。

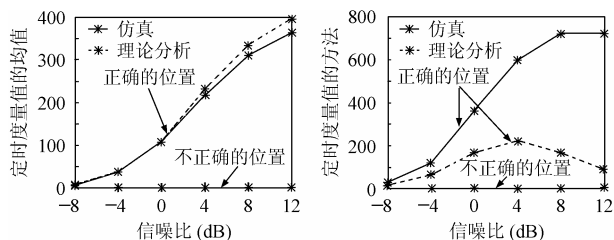


图1 AWGN信道条件下
定时度量值的均值的比较

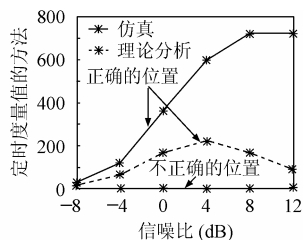


图2 AWGN信道条件下
定时度量值的方差的比较

4.1.2 符号定时的误捕获概率 由于符号定时在捕获阶段, 抽样相位偏移是不可避免的。因此, 在对符号定时算法的性能进行仿真时, 有必要将抽样相位偏移考虑在内。图3显示了门限值 $\Delta=10$ 时不同抽样相位偏移条件下的符号定时的误捕获概率。其中 ζ 表示抽样相位偏移。很显然, ζ 的绝对值的最大值为 $0.5T$ 。

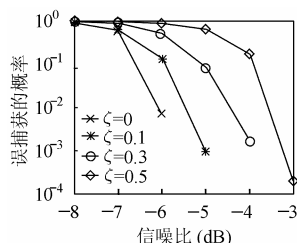


图3 AWGN信道条件下抽样
相位偏移对符号定时算法的影响的比较

由于绝对值相同的正、负两个抽样相位偏移对符号定时的影响是相同的。因此, 这儿只对正抽样相位偏移条件下的符号定时算法的性能进行了仿真。由仿真可以看出, 抽样相位偏移对符号定时算法的性能存在一定的影响, 特别是在低信噪比条件下影响更明显。然而, 当信号变换到基带以后, 完全可以通过采用过采样的方式来减小进行符号定时位置搜索的变化步长, 从而减小抽样相位偏移的影响。例如, 对于带通信号带宽为 5 MHz 的 OFDM 信号, 当变换到基带后低通信号带宽为 2.5MHz, 如果采用 2 倍的过采样, 其采样速率也只有 10MHz。但当采用 2 倍的过采样后, 其抽样相位偏移 ζ 的绝对值的最大值则只有原来的一半即 $0.25T$ 。

4.2 多径衰落信道条件下符号定时估计的性能分析

对多径衰落信道条件下符号定时算法的性能分析, 本文采用计算机仿真的方法。仿真中采用的门限值 Δ 仍然为 10。多径衰落信道包含 5 条独立的瑞利衰落路径, 路径时延为 $\{0T, 2T, 4T, 6T, 8T\}$, 相对的平均功率为 $\{0, -4, -8, -12, -16\}$ dB。图4显示了多普勒频移为 0Hz 时不同抽样相位偏移条件下的算法性能。由图可以看出, 正如 AWGN 信道条件下一样, 在多径衰落信道条件下算法的性能不可避免地受到抽样相位偏移的影响。同样, 可以通过采用过采样的方法来减小这种影响。图5显示了不考虑抽样相位偏移的情况下最大多普勒频移 f_d 分别为 0Hz、250Hz 和 500Hz 的符号定时的误捕获概率。根据仿真结果可以看出, 多普勒频移虽然会对定时算法的性能产生一定的影响, 但这种影响并不是非常

明显。

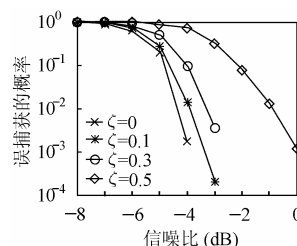


图4 多径信道条件下抽样相位偏移对符号定时算法的影响的比较

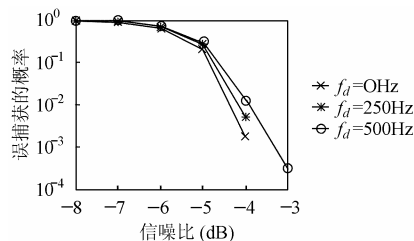


图5 不同多普勒频移条件下符号定时算法的误捕获概率的比较

4.3 和其它典型算法的性能比较

本文将建议的符号定时算法和文献[2, 3]中的符号定时算法进行性能上的比较。正如前面所述, 采用文献[2]中的算法进行符号定时估计时, 由于循环前缀长度通常是有限的, 因此在低信噪比的条件下根本无法进行精确的符号定时估计; 而采用文献[3]中的方法进行符号定时估计时, 由于其固有的峰值平台现象, 使得它只适合用来进行信号检测而不适合进行精确的符号定时估计。图6显示了这两个算法在 AWGN 信道条件下和最大多普勒频移为 500Hz 的多径衰落信道条件下的定时误差的均方值。仿真中没有考虑抽样偏移的影响, 采用的其它参数与前面的相同。由图可以看出, 相对于 CPB、SCA 算法, 采用本文建议的符号定时估计算法将具有非常明显的性能优势, 能真正做到精确的符号定时估计。

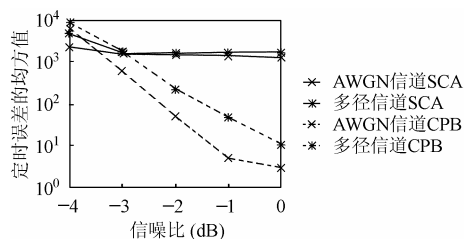


图6 CPB算法和SCA算法在不同信道条件下的定时误差的均方值

5 结束语

本文针对 OFDM 系统对同步性能要求高的特点, 提出了一种精确的符号定时估计算法。理论分析和仿真结果表明, 采用该算法能在大频偏、低信噪比的条件下正常工作, 将定时误差控制到抽样间隔的一半的范围内, 即经过定时捕获后只剩下抽样相位偏移。同时, 该算法能顺利地应用到文献[7]的训练符号中, 再结合文献[3]的小数频偏估计算法和文献[7]的整数频偏估计算法, 就可以用一个训练符号完成符号定时捕获和频偏捕获的全部工作。综上所述, 本文很好地解决了

符号定时捕获的问题,同时通过结合文献[3, 7]的研究成果,从整体上很好地解决了 OFDM 系统中同步捕获的问题。

参 考 文 献

- [1] Choi Y S, Voltz P J, Cassara F A. ML estimation of carrier frequency offset for multicarrier signals in Rayleigh fading channels[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2001, 50(2): 644 – 655.
- [2] van de Beek J J, Båorjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1800 – 1805.
- [3] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1997, 45(12): 1613 – 1621.
- [4] Liu H, Tureli U. A high-efficiency carrier estimator for OFDM Communications. *IEEE Communication Letters*[J], 1998, 2(4): 104 – 106.
- [5] Han D S, Seo J H, Kim J J. Fast carrier frequency offset compensation in OFDM Systems[J]. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 1999, 47(3): 364 – 369.
- [6] Minn H. A simple and efficient timing offset estimation for OFDM systems[A]. Proceeding of the 51th IEEE Vehicular Technology Conference[C]. Tokyo, Japan, 2000, Vol.1: 51 – 55.
- [7] Kim Y H, Song I, Yoon S. An efficient frequency offset estimator for OFDM systems and its performance characteristics[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2001, 50(5): 1307 – 1312.
- [8] 马章勇, 赵春明, 尤肖虎. 无线信道中 OFDM 系统时频同步新算法. *通信学报*, 2003, 24(2): 76 – 83.
- [9] 孙雪俊, 焦影, 曾虹虹. 一种新的 MC-CDMA 系统同步算法. *电子学报*, 2004, 29(12A): 1904 – 1907.
- [10] Barbarossa S, Pompili M, Giannakis G B. Channel-independent synchronization of orthogonal frequency division access systems[J]. *IEEE J. on SAC*, 2002, 20(2): 474 – 486.

刘德良: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为无线局域网、第四代移动通信等.

王金龙: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师. 曾获国家科技进步二等奖一项, 军队科技进步一等奖三项, 主要研究方向为短波通信、移动通信、软件无线电等.