

一种基于导频能量分布的 OFDM 频率同步算法*

尚 政,毛雪鸿,朱近康

(中国科学技术大学个人通信与扩频实验室,安徽合肥 230027)

摘要:提出了一种新的频率同步算法,并将其用于无线正交频分复用(OFDM)系统.该算法根据扩散后的导频能量分布特征,充分利用扩散到相邻子载波上的 pilot 能量,同时完成了频率粗估计和精估计.还设计了一个实用的积累流程来实现该算法,可以在估计性能和同步时间之间做较好的折中.仿真结果表明,在不同多普勒频偏下,该算法都具有良好的性能.

关键词:正交频分复用;载波频偏;频率同步;导频;子载波间干扰

中图分类号:TN929.5 **文献标识码:**A

A pilot energy distribution based frequency synchronization method for wireless OFDM systems

SHANG Zheng, MAO Xue-hong, ZHU Jin-kang

(PCN & SS Lab, USTC, Hefei 230027, China)

Abstract: A new frequency synchronization algorithm for wireless orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems has been proposed. The method is based on the distribution of the pilot energy, which utilizes the pilots' energy efficiently by collecting the energy leaking into the neighbour sub-carriers, and gives coarse and fine estimations of the frequency offset at the same time. Furthermore, an accumulator is designed to fulfill the algorithm and to make a good trade off between the performance and the synchronization time. Computer simulation results demonstrate that the proposed method performs well even at high Doppler frequency shifts.

Key words: OFDM; carrier frequency offset; frequency synchronization; pilot; ICI

0 引言

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)^[1,2]具有高速数据传输能力、高效的频谱利用率和抗多径干扰等能力,并可方便地与自适应调制、自适应功率分配等自适应技术相结合.因而引起广泛的兴趣,并被广泛地应用到无线通信系统中,例如 ETSI HiperLAN2 和 IEEE

802.11a 等.同时,OFDM 被普遍认为是下一代无线通信的有效技术之一.

在无线 OFDM 系统中,载波频率同步是一项非常关键的技术,如果不同步,就会产生子载波间干扰(inter-carrier interference, ICI),严重恶化系统的性能^[3].针对这一问题,人们提出了多种频率同步算法.根据所使用已知信息的不同,现有的算法主要可以分为三类:一是基于 OFDM 中的循环前缀(cyclic

* 收稿日期:2004-09-29;修回日期:2005-03-30

基金项目:国家“863”计划(2001AA123011)和国家自然科学基金(60241003)资助.

作者简介:尚政,男,1976年生,博士生.研究方向:OFDM 通信技术. E-mail:shangzheng@ustc.edu

通讯作者:朱近康,教授. E-mail:jkzhu@ustc.edu.cn

prefix, CP)^[4,5];二是基于为同步而插入的特殊前导信元(preamble)^[6,7];三是基于为做信道估计而插入的导频信号(pilot)^[8,9].在基于CP的方法中,不需要额外的开销,因此数据传输速率较高,但其频偏估计范围较小,为子载波间隔的一半,同时由于CP部分受到的符号间干扰(inter-symbol interference, ISI)较严重,所以估计性能一般不是很好;在基于preamble的方法中,由于已知信息较多,所以估计性能较好,一般估计范围也较大,但需要为同步目的而额外增加开销;在基于导频的频率同步算法中,利用了为做信道估计而插入的导频,不需要为同步额外增加开销.现有的基于导频的方法一般将频率粗估计和频率精估计分开处理,如文献[8]中提出了一种基于导频的频率粗同步算法,该算法处理后的残留频偏不超过子载波间隔的1/4,需要进一步的精同步处理.文献[9]中提出了一种基于导频的频率精同步算法,但当频偏大于子载波间隔的一半时就无法正常工作.若将文献[8]、[9]中的方法联合使用,则会增加同步时间.此外,文献[8]中的算法在低信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)下存在较高的误判概率,会造成残留频偏过大,不能满足精同步的要求.文献[9]中的算法需要做多个符号(symbol)的平均,同步时间较长.

本文提出了一种基于导频能量分布特征的频率同步算法,该算法充分利用了扩散到相邻子载波上的导频能量,可以同时完成频率粗估计和精估计,快速可靠地达到同步.此外,本文还设计了一个积累流程来实现该算法,可以在估计性能和同步时间之间做较好的折中.

1 系统模型

设OFDM系统的子载波数目为 N .经过快速傅里叶反变换(IFFT)后,OFDM时域信号可表示为

$$x_i(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) e^{j2\pi nk}, \quad (n = 0, \dots, N-1) \quad (1)$$

其中, i 表示OFDM符号的序号; $X_i(k)$ 表示第 i 个符号中,第 k 个子载波上的信号.

由于信道是时变的,且信道的衰落快慢是随机的.为了适应不同信道的变化情况,考虑OFDM系统的导频设计,采用梳状插入方案,即在每个OFDM符号内,导频均匀等间隔地插在子载波上.设导频占用 M 个子载波,按比率 $R=N/M$ 等间隔

地插入到 N 个子载波中,与数据符号复用为一个完整的OFDM符号,导频占用的子载波集合可以表示为

$$\beta = \{k | k = mR + K_0; m = 0, \dots, M-1\}, \quad K_0 \in [0, R) \quad (2)$$

发送的频域符号 $X_i(k)$ 可以表示为

$$X_i(k) = \begin{cases} P(k) & k \in \beta \\ D_i(k) & k \notin \beta \end{cases} \quad (3)$$

其中, $P(k)$ 表示导频, $D_i(k)$ 表示数据.不妨设 $X_i(k)$ 为零均值,且不相关.

假设接收端准确定时同步,接收端与发射端之间的载波频偏为 ϵ (相对于子载波间隔).接收信号经快速傅立叶变换(FFT)后,可以将收到的频域信号表示为导频分量、数据分量和噪声的叠加.将式(3)代入参考文献[6]中的式(7),可得接收频域信号的表示式

$$Y_i(k) = \sum_{\substack{v=0 \\ v \in \beta}}^{N-1} \tilde{P}_i(v) f(v, \epsilon, k) e^{j\theta_i} + \sum_{\substack{v=0 \\ v \notin \beta}}^{N-1} \tilde{D}_i(v) f(v, \epsilon, k) e^{j\theta_i} + W_i(k), \quad (k = 0, \dots, N-1) \quad (4)$$

其中, $f(v, \epsilon, k) = \frac{1}{N} \cdot \frac{1 - e^{j2\pi(v+\epsilon-k)N}}{1 - e^{j2\pi(v+\epsilon-k)/N}}$; $\tilde{P}_i(k) = P(k) H_i(k)$, $\tilde{D}_i(k) = D_i(k) H_i(k)$, $H_i(k)$ 为第 i 个符号中,第 k 个子载波上的频率响应; θ_i 为载波初始相位和频偏 ϵ 在第 i 个符号上引起的相位; $W_i(k)$ 为高斯白噪声; β' 为接收端的导频子载波集合.

2 算法描述

2.1 算法基本原理

载波频偏可以分解为子载波整数倍频偏和小数倍频偏,即 $\epsilon = \epsilon_{\text{int}} + \epsilon_{\text{fra}}$,其中, ϵ_{int} 为整数, $\epsilon_{\text{fra}} \in (-0.5, 0.5]$.由FFT的性质可知, ϵ_{int} 会导致子载波的循环移位, ϵ_{fra} 会导致子载波的能量扩散到其他所有子载波上.定义导频的功率分布函数为

$$C(j) = E \left[\sum_{m=0}^{M-1} Y_i^*(mR+j) Y_{i+1}(mR+j) \right] \quad (5)$$

其中, $j \in [0, R)$; $E[\cdot]$ 表示求数学期望.

因为导频、数据、噪声之间是互不相关的,且相邻两个符号间只有导频是相关的.由式(4)可知, $C(j)$ 的物理意义为导频扩散到子载波集合 $\beta_j = \{k | k = mR+j; m=0, \dots, M-1\}$ 上的功率.由于相邻符号的信道相关性很强(若非如此,则在一个OFDM符号时间内信道的变化会很大,这说明OFDM的帧结构设计不合理,或移动速度过高,

OFDM 不再适用), 可以假设信道在相邻两个符号内保持不变, 则 $C(j)$ 可以表示为

$$C(j) = E \left[\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{\substack{v=0 \\ v \in \beta}}^{N-1} |P(v)H_i(v)|^2 \cdot |f(v, \epsilon, mR + j)|^2 \right] \cdot e^{j\Delta\theta} \quad (6)$$

其中, $\Delta\theta = \theta_{i+1} - \theta_i = 2\pi\epsilon(1 + r_G)$ 是频偏 ϵ 在一个 OFDM 符号时间内积累出的相位差; r_G 为循环前缀所占的比率, 即 $r_G = N_G/N$ (N_G 为循环前缀的长度).

由 $f(v, \epsilon, k)$ 的特性可知, ϵ_{fin} 造成的能量扩散主要是扩散到相邻子载波上, 所以, $C(j)$ 的峰值位置及其相邻位置的幅度近似指示了导频能量的分布, 这个位置信息可以用来获得频偏的粗估计. 如式(7), (8)所示

$$\bar{K}_0 = \frac{|C(K_m)| \cdot K_m + |C(K_{sp})| \cdot (K_m + 1)}{|C(K_m)| + |C(K_{sp})| + |C(K_{si})|} + \frac{|C(K_{si})| \cdot (K_m - 1)}{|C(K_m)| + |C(K_{sp})| + |C(K_{si})|} \quad (7)$$

$$\hat{\epsilon}_{\text{coarse}} = \begin{cases} ((\bar{K}_0 - K_0))_R, & \text{if } ((\bar{K}_0 - K_0))_R \in \left[0, \frac{R}{2}\right] \\ ((\bar{K}_0 - K_0))_R - R, & \text{else} \end{cases} \quad (8)$$

其中, $K_m = \arg(\max_j |C(j)|)$, 表示使得 $|C(j)|$ 达到最大的 j 值, $K_{sp} = ((K_m + 1))_R$, $K_{si} = ((K_m - 1))_R$, $((k))_R$ 表示 k 对 R 取模值运算; K_0 为原始的导频子载波位置.

$C(j)$ 的峰值及其相邻位置的幅度是相邻两个符号间导频的相关值. 我们采用加权合并的方法来充分利用扩散到相邻子载波上的导频能量, 如式(9)所示

$$\bar{C} = \frac{|C(K_m)| \cdot C(K_m) + |C(K_{sp})| \cdot C(K_{sp})}{|C(K_m)| + |C(K_{sp})| + |C(K_{si})|} + \frac{|C(K_{si})| \cdot C(K_{si})}{|C(K_m)| + |C(K_{sp})| + |C(K_{si})|} \quad (9)$$

由式(6)可知, 该相关值的相位是频偏在一个 OFDM 符号内的积累值(即 $\Delta\theta$ 在主值区间的相位值). 所以, 根据合并后的相关值就可以得到频偏在一个 OFDM 符号内积累出的相位的精估计

$$\hat{\theta}_{\text{fine}} = \tan^{-1}\{\text{Im}(\bar{C})/\text{Re}(\bar{C})\}, \hat{\theta}_{\text{fine}} \in (-\pi, \pi] \quad (10)$$

用 $\hat{\epsilon}_{\text{coarse}}$ 来消除估计相差的 2π 模糊, 用 $\hat{\theta}_{\text{fine}}$ 来确定主值区间的相位值, 即可得到频偏在一个 OFDM 符号内积累出的相位差的精估计

$$\Delta\hat{\theta}_{\text{fine}} = 2m\pi + \hat{\theta}_{\text{fine}} \quad (11)$$

其中, m 为整数, 可通过式(12)计算出

$$\Delta\hat{\theta}_{\text{coarse}} = 2\pi\hat{\epsilon}_{\text{coarse}}(1 + r_G) = 2m\pi + \hat{\theta}_{\text{coarse}} \quad (12)$$

其中, $\hat{\theta}_{\text{coarse}} \in (-\pi, \pi]$.

在 π 边界会发生相位跳变的问题, 本文通过式(13)的方法来进行相位校正

$$\Delta\hat{\theta} = \begin{cases} \Delta\hat{\theta}_{\text{fine}} + 2\pi \cdot \text{sign}(\hat{\theta}_{\text{coarse}}), & \text{if } |\hat{\theta}_{\text{coarse}} - \hat{\theta}_{\text{fine}}| \geq \pi \\ \Delta\hat{\theta}_{\text{fine}}, & \text{else} \end{cases} \quad (13)$$

经过相位校正后, 即可得到相应的频偏估计值, 如式(14)所示

$$\hat{\epsilon} = \frac{\Delta\hat{\theta}}{2\pi(1 + r_G)} \quad (14)$$

2.2 算法实现

在实际系统中, 如何计算式(5)是关键. 本文设计了一个积累处理流程, 仿真结果表明, 该流程可以很好地实现目的.

图1为积累处理的流程图, 其中, $C_i(j)$ 的计算方法如式(15)所示; $\hat{\gamma}_i(j)$ 的计算方法如式(16)和(17)所示; $C(j)$ 的积累方法如式(18)所示; $\hat{\gamma}(j)$ 的积累方法如式(19)所示; $\tilde{\gamma}$ 为判决变量, 其计算方法如式(20)所示; γ_{th} 为门限值; i 表示积累的次数, 由于初始值为0, 所以 $i=2$ 表示实际上的第一次积累.

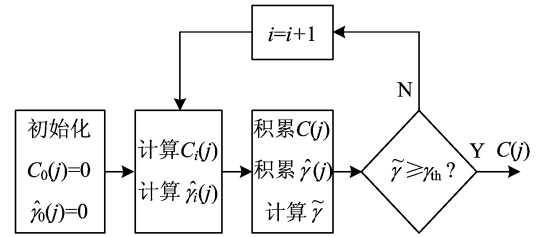


图1 积累处理流程图

Fig. 1 Block diagram of the accumulator

$$C_i(j) = \sum_{m=0}^{M-1} Y_i^*(mR + j)Y_{i+1}(mR + j) = C_{si}(j) + C_{ni}(j) \quad (15)$$

其中, $C_{si}(j)$ 表示有用信号分量; $C_{ni}(j)$ 表示干扰和噪声分量.

$$\bar{P}_i(j) = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^{M-1} [|Y_i(mR + j)|^2 + |Y_{i+1}(mR + j)|^2] \quad (16)$$

$$\hat{\gamma}_i(j) = |C_i(j)| / (\bar{P}_i(j) - |C_i(j)|) \quad (17)$$

其中, $\bar{P}_i(j)$ 表示相邻两个符号之间在子载波集合 β_j 上的平均接收功率; 由于相邻符号之间只有导频是相关的, 所以可使用 $|C_i(j)|$ 作为相邻符号内在子载波集合 β_j 上的导频的功率估计值; $\hat{\gamma}_i(j)$ 表示在子载波集合 β_j 上导频的接收 SNR 估计值。

在同一相位 j 下, 不同的 $C_{ni}(j)$ 服从同分布, 按如下式(18)对 $C_i(j)$ 进行最大比合并

$$C(j) = \sum_i |C_i(j)| C_i(j) \quad (18)$$

累积后的接收 SNR 的估计值 $\bar{\gamma}$ 用来作判决变量, 其计算方法如式(19)、(20)所示

$$\hat{\gamma}(j) = \sum_i \hat{\gamma}_i(j) \quad (19)$$

$$\bar{\gamma} = \hat{\gamma}(K_m) + \max[\hat{\gamma}(K_{sp}), \hat{\gamma}(K_{sn})] \quad (20)$$

其中, $K_m = \arg(\max_j |C(j)|)$, $K_{sp} = ((K_m + 1))_R$, $K_{sn} = ((K_m - 1))_R$ 。

当满足 $\bar{\gamma} \geq \gamma_{th}$ 时, 即结束积累处理, 输出积累结果 $C(j)$ 。

3 性能分析

在本文算法中, 估计精度由 \bar{C} 的相位决定。由于 ϵ_{int} 只产生子载波的循环移位, 所以不妨设 $\epsilon_{int} = 0$ 。在导频子载波上, 设第 i 个接收符号中导频分量的平均功率为 p_i , 噪声和 ICI 的平均功率为 σ_w^2 。由式(15)知, 在 $C_i(K_0)$ 中信号分量 $C_{si}(K_0)$ 的平均功率为 $(M \cdot p_i)^2$; 干扰分量 $C_{ni}(K_0)$ 的平均功率为 $M \cdot \sigma_w^2 \cdot (2p_i + \sigma_w^2)$ 。所以 $C_i(K_0)$ 的 SNR 为

$$\gamma_{ci}(K_0) = \frac{(M \cdot p_i)^2}{M \cdot \sigma_w^2 \cdot (2p_i + \sigma_w^2)} = \frac{M}{2} \cdot \gamma_i(K_0) \cdot \left(1 / \left(1 + \frac{1}{2\gamma_i(K_0)}\right)\right) \quad (21)$$

其中, $\gamma_i(K_0) = p_i / \sigma_w^2$ 为单个导频子载波上的接收 SNR, 可由式(17)得到其估计值 $\hat{\gamma}_i(K_0)$ 。当 $\gamma_i(K_0) \gg 0.5$ 时, $\gamma_{ci}(K_0)$ 可以近似为

$$\gamma_{ci}(K_0) \approx \frac{M}{2} \cdot \gamma_i(K_0) \quad (22)$$

在计算 $C(j)$ 时, 按式(18)进行最大比合并, 合并后 $C(K_0)$ 的 SNR 可以表示为

$$\gamma_c(K_0) = \sum_i \gamma_{ci}(K_0) \approx \frac{M}{2} \sum_i \gamma_i(K_0) = \frac{M}{2} \gamma(K_0) \quad (23)$$

其中, $\gamma(K_0) = \sum_i \gamma_i(K_0)$, 为导频子载波位置上接收 SNR 的积累值。由式(19)可知, $\hat{\gamma}(K_0)$ 即为 $\gamma(K_0)$ 的估计值。

在计算 \bar{C} 时, 按式(9)进行加权合并, 合并后 \bar{C} 的 SNR 可以近似为

$$\begin{aligned} \gamma_c &\approx \gamma_c(K_0) + \gamma_c((K_0 + 1))_R + \gamma_c((K_0 - 1))_R \approx \\ &\gamma_c(K_0) + \max[\gamma_c((K_0 + 1))_R, \gamma_c((K_0 - 1))_R] = \\ &\frac{M}{2} \cdot \bar{\gamma} \end{aligned} \quad (24)$$

其中, $\bar{\gamma} = \gamma(K_0) + \max[\gamma((K_0 + 1))_R, \gamma((K_0 - 1))_R]$ 。由式(20)知, $\bar{\gamma}$ 即为 $\bar{\gamma}$ 的估计值。

由式(15)、(18), 可以将 \bar{C} 表示为

$$\bar{C} = |C_s| e^{j\Delta\theta} + C_n \quad (25)$$

其中, $\Delta\theta = 2\pi(1 + r_G)\epsilon$, 为频偏积累出的相差; C_n 表示由噪声和 ICI 引起的干扰分量。由于 C_n 为零均值的高斯变量, 令其方差为 σ_{cn}^2 , 则有

$$\gamma_c = \frac{|C_s|^2}{\sigma_{cn}^2} \approx \frac{M}{2} \cdot \bar{\gamma} \quad (26)$$

在已知频偏的条件下, 相差的估计误差可以表示为

$$\bar{C} \cdot e^{-j\Delta\theta} = |C_s| + C_n \cdot e^{-j\Delta\theta} \quad (27)$$

相应的频偏估计误差为

$$\hat{\epsilon} - \epsilon = \frac{1}{2\pi(1 + r_G)} \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}(\bar{C} \cdot e^{-j\Delta\theta})}{\text{Re}(\bar{C} \cdot e^{-j\Delta\theta})} \right] \quad (28)$$

所以估计的均值为

$$E[\hat{\epsilon} - \epsilon] = 0, E[\hat{\epsilon}] = \epsilon \quad (29)$$

由于经过特征积累处理后, 可以保证 $\gamma_c \gg 1$, 式(28)可以近似为

$$\begin{aligned} \hat{\epsilon} - \epsilon &\approx \frac{1}{2\pi(1 + r_G)} \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}(C_n \cdot e^{-j\Delta\theta})}{|C_s|} \right] \approx \\ &\frac{1}{2\pi(1 + r_G)} \cdot \frac{\text{Im}(C_n \cdot e^{-j\Delta\theta})}{|C_s|} \end{aligned} \quad (30)$$

所以估计的均方误差为

$$\begin{aligned} E[|\hat{\epsilon} - \epsilon|^2] &= \left[\frac{1}{2\pi(1 + r_G)} \right]^2 \cdot \frac{1}{|C_s|^2} \sigma_{cn}^2 = \\ &\left[\frac{1}{2\pi(1 + r_G)} \right]^2 \cdot \frac{1}{2\gamma_c} \approx \\ &\left[\frac{1}{2\pi(1 + r_G)} \right]^2 \cdot \frac{1}{M\bar{\gamma}} \end{aligned} \quad (31)$$

在式(31)中, M 为导频子载波相关处理增益, $\bar{\gamma}$ 的值与接收 SNR 和 γ_{th} 有关。可见估计精度与导频数目、接收 SNR 和 γ_{th} 都有关系。通过设置不同的 γ_{th} 就可以在同步时间与估计性能之间做折中。由于 $\bar{\gamma}$ 为 $\bar{\gamma}$ 的估计值, 而积累结束条件为 $\bar{\gamma} \geq \gamma_{th}$, 因此可以根据式(31)得到积累门限的计算公式, 即

$$\gamma_{th} = \left[\frac{1}{2\pi(1 + r_G)} \right]^2 \cdot \frac{1}{M\sigma_\epsilon^2} \quad (32)$$

其中, σ_ϵ^2 为期望的估计均方误差值。

需要注意的是,式(32)只适用于较小的多普勒频偏,在多普勒频偏较大时,用该公式计算出的门限进行积累结束判决,得到的估计误差会明显偏大.但式(32)仍可作为积累门限的基准,在此基础上根据多普勒频偏的大小对其进行修正,修正公式可以通过仿真手段获得,步骤如下:(I)通过仿真得到期望估计均方误差下的积累门限;(II)计算仿真得到的门限值与式(32)计算值之间的偏差值;(III)构造一个关于多普勒频偏的低阶函数来逼近偏差值.为简单起见,本文采用固定的积累门限,即通过式(32)计算一个保守的门限值(例如限定 $\sigma_e^2 = 2 \times 10^{-5}$),通过使用保守门限值,保证在较大的多普勒频偏下也能得到较好的性能.

4 仿真分析

考虑一个带宽为 20 MHz,子载波数目为 2 048 的 OFDM 高速数据传输系统.其中,循环前缀占 OFDM 符号的 1/8,导频占子载波数目的 1/8.信道采用 COST207 六径模型,最大多径时延为 10 μ s,

六径在 0~10 μ s 内等间隔分布.多径强度服从指数衰减,各径的功率谱密度满足通常的 Jake 模型.

在仿真中,积累模块的门限值设为 5 dB,即 $10 \cdot \log_{10}(\gamma_{th})$;单个子载波上导频功率与单个子载波上的数据功率之比为 2.5 dB.图 2、3 分别为在 SNR=5 dB 时,载波频偏与积累时间之间、载波频偏与估计均方误差之间的关系曲线.图 4、5 分别为在载波频偏 $\epsilon = 1.5$ 时,SNR 与积累时间之间、SNR 与估计均方误差之间的关系曲线.图 6、7 为本文算法与文献[7]中算法的比较.其中, $f_D T$ 表示归一化的最大多普勒频偏值(相对于子载波间隔).

从图 2 可以看出,当小数倍频偏等于 0.5 时积累时间最长,这是因为此时子载波功率扩散最为严重,要获得同样的性能需要更多 OFDM 符号的积累;从图 3 可以看出,通过积累后,在不同载波频偏下的估计性能起伏很小;由图 4 可知,随 SNR 的增加积累次数快速减少,因此虽然接收 SNR 增加,但积累后的 SNR 可能会略微降低(或增加),这会造成图 5、6 中部分曲线的估计误差随 SNR 的增加而增

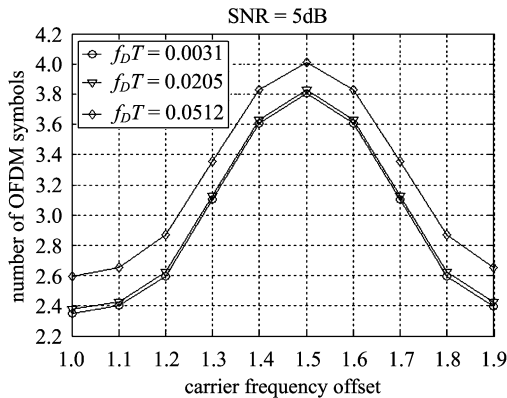


图 2 频偏与积累时间关系曲线

Fig. 2 Number of OFDM symbols versus frequency offset

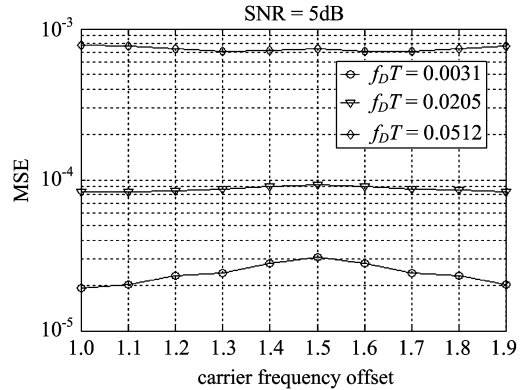


图 3 频偏与估计误差关系曲线

Fig. 3 MSE versus frequency offset

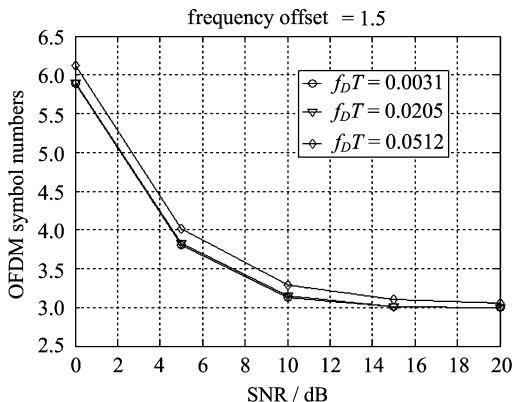


图 4 信噪比与积累时间关系曲线

Fig. 4 Number of OFDM symbols versus SNR

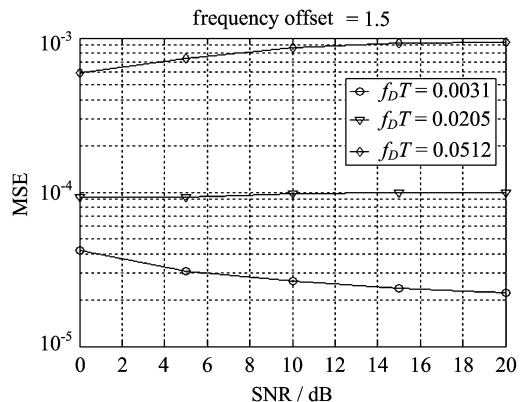


图 5 信噪比与估计误差关系曲线

Fig. 5 MSE versus SNR

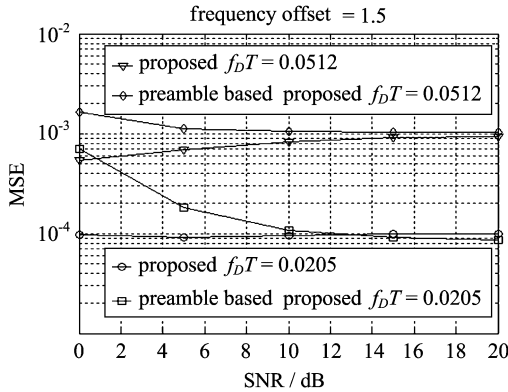


图 6 不同信噪比下的性能比较

Fig. 6 Performance comparison at different SNR

大(或减小),但这种误差的变化范围很小,这也说明该算法能较好的控制积累后的 SNR,从而控制估计的性能;在图 2、4 中,多普勒频偏对积累时间的影响较小,而相应的估计误差(图 3、5)却随多普勒频偏的增大而明显增大,这是因为在设计积累结束判决变量 $\hat{\gamma}$ 时忽略了多普勒频偏的影响,即没有考虑多普勒频偏造成的 SNR 损失,多普勒频偏越大,接收 SNR 估计值的偏差越大(偏大),但即使在 $f_b T = 0.0512$ 时,均方误差为 $10^{-4} \sim 10^{-3}$,仍具有较好的性能;从图 6、7 可以看出,在高 SNR 下两种算法性能相差很小,但在低 SNR 下本文算法性能要好于文献[7]中的算法。

5 结论

本文提出了一种新的 OFDM 频率同步算法,该算法利用扩散后的导频能量分布进行同步,并充分利用扩散到相邻子载波上导频的能量,同时完成频率粗估计和精估计,本文还设计了一个实用的积累流程,可以在估计性能和同步时间之间做较好的折中. 理论分析和仿真结果表明,本文算法的估计精度较高,同步时间较小,且便于实现。

参考文献 (References)

[1] Cimini L, et al. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing[J]. IEEE Trans. on Commun., 1985, 33

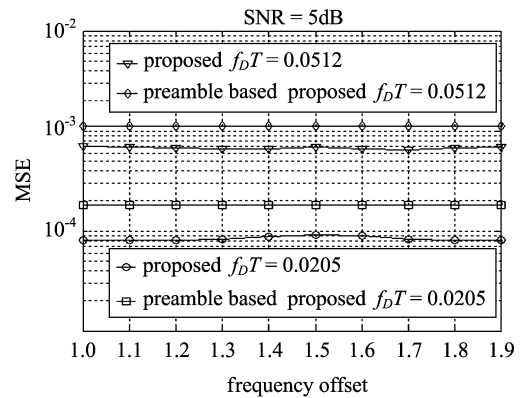


图 7 不同频偏下的性能比较

Fig. 7 Performance comparison at different frequency offset

(7):665-675.

- [2] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission; an idea whose time has come[J]. IEEE Commun. Mag., 1990, 28(5):5-14.
- [3] Pollet T, van M Bladel, et al. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise[J]. IEEE Trans. on Commun., 1995, 43(2/3/4):191-193.
- [4] van de Beek J J, Sandell M, et al. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1997, 45(7):1 800-1 805.
- [5] Lashkarian N, Kiaei S. Class of cyclic-based estimators for frequency-offset estimation of OFDM systems [J]. IEEE Trans. on Commun., 2000, 48(12):2 139-2 149.
- [6] Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction [J]. IEEE Trans. on Commun., 1994, 42(10):2 908-2 914.
- [7] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Trans. on Commun., 1997, 45(12):1 613-1 621.
- [8] Han Dong-seog, Seo Jae-Hyun, et al. Fast carrier frequency offset compensation in OFDM systems [J]. IEEE Trans. on Consumer Electronics, 2001, 47(3):364-369.
- [9] LEI Wen, LU Jian-hua, et al. A new pilot assisted frequency synchronization for wireless OFDM systems [C]//Proc. ICASSP. IEEE Press, 2003, 4:700-703.