

文章编号: 2095-4980(2021)03-0405-07

一种两步频率捕获和跟踪的载波频率恢复方案

梅容芳¹, 简鑫², 蔡百川¹

(1.宜宾职业技术学院 汽车与轨道交通学院, 四川 宜宾 644000; 2.重庆大学 微电子与通信工程学院, 重庆 400044)

摘要: 针对正交频分复用(OFDM)系统中的载波频率恢复, 本文提出了一种两步频率快速捕获和精确跟踪的恢复方案。首先基于半解析方法分析了频率偏移量对接收机性能的影响, 然后基于最大似然估计器提出了频率偏移量的估计算法。最后, 对于粗略频率捕获, 方案利用单个同步序列的已知符号作为数据辅助捕获, 一旦捕获结束, 电路切换到判决导向跟踪模式来执行精细的频率跟踪, 从而实现可靠的数据解调;对捕获算法在锁定频率范围的扩大和正确锁定性能方面进行了评价, 同时在稳态频率误差的偏差和方差方面对跟踪性能进行了评价。最后给出了频率控制回路设计的基本原则和在捕获以及跟踪模式下回路参数的选择准则, 并通过仿真验证了所提出的频率恢复系统的性能。

关键词: 正交频分复用; 多载波调制; 频率偏移; 估计误差; 误码率; 失锁概率

中图分类号: TN927.23

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2020262

A carrier frequency recovery scheme using two-step frequency acquisition and tracking

MEI Rongfang¹, JIAN Xin², CAI Baichuan¹

(1.School of Automotive Studies & Rail Transportation, Yibin Vocational and Technical College, Yibin Sichuan 644000, China;
2.College of Microelectronics and Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: A two-step frequency fast acquisition and accurate tracking recovery scheme is proposed aiming at carrier frequency recovery in Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) system. Firstly, the influence of frequency offset on receiver performance is analyzed based on semi-analytical method, and then the estimation algorithm of frequency offset based on maximum likelihood estimator is proposed. Finally, for coarse frequency acquisition, the scheme uses the known symbols of a single synchronization sequence as the data-aided acquisition. Once the acquisition is over, the circuit switches to a decision-directed mode to perform fine frequency tracking, so as to achieve reliable data demodulation. The performance of the acquisition algorithm is evaluated in terms of the expansion of the lock-in frequency range and the correct locking performance, while the tracking performance is evaluated in terms of bias and variance of the steady-state frequency error. Finally, the basic principles of frequency control loop design and the selective criteria of loop parameters in acquisition and tracking mode are provided, and the performance of the proposed frequency recovery system is verified by simulation.

Keywords: Orthogonal Frequency Division Multiplexing; multicarrier modulation; frequency offsets; estimation error; bit error rate; missed lock probability

正交频分复用(OFDM)多载波传输技术因其在频域通过载波间均衡对多径选择性衰落提供鲁棒性而受到广泛关注^[1-2]。这一技术被国际电信联盟推荐为发送数字音频的一种传输标准, 并被欧洲广播联盟用于地面数字视频广播(Digital Video Broadcasting-Terrestrial, DVB-T)^[3-4]。频率选择性多径衰落是大多数宽带无线通信所特有的。当 OFDM 子载波数 N 很大时, 由单个已调制子载波在信号频谱中所采用的每个频域都受到频率选择性衰落

收稿日期: 2020-06-04; 修回日期: 2020-07-09

基金项目: 国家自然科学基金面上项目资助(61771080); 四川省科技厅科研项目资助(2019zyd045)

作者简介: 梅容芳(1981-), 女, 硕士, 副教授, 主要研究方向为电子与通信工程。email:57524750@qq.com

的影响。假设(时变)信道响应在每个子载波上的信令符号间隔内变化不大,则可以根据相关的估计信道频率响应,在频域上通过每个(子)载波的简单幅度和相位补偿来实现信道均衡^[5-6]。采用大量子载波的 OFDM 系统的所有标准化建议都是在发送信号中插入已知符号序列(同步序列),该序列除其他功能外,还有利于捕获和跟踪频率偏移。关于 OFDM 信号载波频率恢复的研究文献较少。文献[7]通过随机梯度法,提出了一种基于似然函数迭代最大化的最大似然(Maximum Likelihood, ML)闭环频率跟踪算法;文献[8]也采用了 ML 准则通过观察两个连续同步序列来估计频率偏移,但要求在同步序列重复周期内信道响应是平稳的;文献[9]针对目前 OFDM/偏移正交幅度调制(Offset Quadrature Amplitude Modulation, OQAM)的实现仅限于带限对称滤波器的情况,提出了一种适用于 OQAM 调制的非对称共轭根(Conjugate Root, CR)滤波器,并利用 OQAM 调制实现发射分集的方法;文献[10]提出了一种迭代频域最大似然载波频偏估计算法;文献[11]提出了协作 OFDM 系统中基于载波频偏与信道信息的盲估计算法。算法将源节点与中继节点的数据发送分为两个阶段;文献[12]针对 OFDM 系统对频率偏移非常敏感的问题,提出了一种非数据辅助的残余频偏跟踪算法。算法在时域进行残余频偏纠正,无需额外插入导频信息。

在突发传输中,载波恢复是同步系统的一个关键问题。因此,为了获得精确的载波相位估计,需要进行精确的频率校正。文献[13]针对 M-进制相移键控调制信号,提出了一种基于非数据辅助(Non-Data Aided, NDA)模式的无偏前馈降低复杂度频率估计器;文献[14]针对高速全数字通信系统中接收机和发射机的本振存在差异或多普勒频移引起的频率偏移问题,设计了一种基于前导字的最大似然并行载波恢复算法。

本文提出了一种用于 OFDM 系统的载波频率恢复方案—两步频率捕获和跟踪。对于粗略频率捕获,方案利用单个同步序列的已知符号作为数据辅助捕获,使用对数据符号的判决作为判决导向跟踪。对捕获算法在锁定频率范围的扩大和正确锁定性能方面进行了评价,同时在稳态频率误差的偏差和方差方面对跟踪性能进行了评价;最后,给出了频率控制回路设计的基本原则和在捕获以及跟踪模式下得到回路参数的选择准则;还采用半解析方法评估了 OFDM 差分接收机对载波频率抖动的误码率(Bit Error Rate, BER)敏感性。

1 系统模型及频偏对接收机性能的影响分析

图 1(a)所示为 OFDM 调制器的基带功能框图。发射信号从 N 个差分编码的复值数字源符号 a_n 生成,称为频域符号,图 1(b)所示为 OFDM 帧格式,帧由 $J \gg 1$ 个连续长度为 T 的频域符号块 S_i 构成, $i=0,1,\dots,J-1$,总的持续时间 $T_f = JT$ 。每个频域符号块用于生成相应的信道符号块 $b_k, k=0,1,\dots,N-1$,也称为时域符号,通过逆离散傅里叶变换:

$$b_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right), k=0,1,\dots,N-1 \quad (1)$$

不难发现,通过离散傅里叶逆变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)输出的时域符号 b_k 与输入频域符号 a_n 的速率相同,即 $1/T_s = N/T$,比块速率快 N 倍。然后,序列 b_k 通过传输滤波器,其脉冲响应 $g_T(t)$ 依赖于信道特性。假设具有滚降因子为 α 的 Nyquist-root 余弦谱形状,可以将一般在一般块中传输的信号复包络写成:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k g_T(t - kT_s) \quad (2)$$

在帧开始,发送整个空频域符号块以简化帧同步,而在其余全部块中,前导和后缀的 N_g 个频域符号设置为零 $a_n = 0, n \in (0, N_g - 1)$ 和 $n \in (N - N_g, N - 1)$,以减少调制信号的总带宽占用。

其他块周期性地分配给已知符号的固定序列(同步序列)传输,任务是提供粗略的频率同步以及允许信道均衡所需的信道频率响应的局部估计。假设关于同步块的符号 $a_n = 0, n \in (N_g, N - N_g - 1)$,为四进制相移键控(Quaternary Phase Shift Keying, QPSK)星座 $a_n = \exp\{j\Delta\phi_n\}$,其中 $\Delta\phi_n$ 为第 n 个相位增量, $\Delta\phi_n \in \{m\pi/2\}_{m=0}^3$ 。为简化起见,假设同步序列和包含信息的序列都是由独立分布相同的 QPSK 符号构成。

在理想帧和载波频率恢复的假设下,基带变换后的接收信号为:

$$r(t) = x(t) \exp(j\theta) + w(t) \quad (3)$$

式中: $w(t)$ 为具有双边归一化功率谱密度; $N_0/2P_s$ (P_s 表示平均信号功率)的加性白高斯噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN), θ 为未经补偿的载波相移。

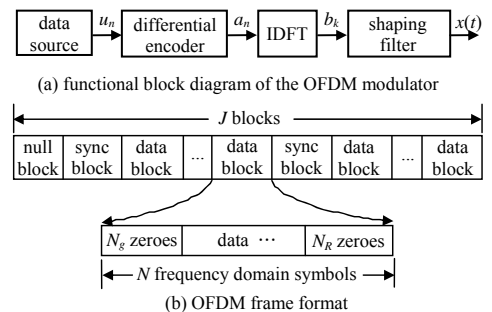


Fig.1 Functional block diagram and frame format of OFDM modulator

图 1 OFDM 调制器功能框图及帧格式

经过匹配滤波后，假设信号在零-ISI 时刻 $t_k = KT_s$ 被采样，序列 $p_k (k=0,1,\dots,N-1)$ 被输入到一个计算 N 点离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)的块中，得到序列：

$$z_m = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} p_k \exp\left(\frac{-j2\pi mk}{N}\right), m=0,1,\dots,N-1 \quad (4)$$

序列 z_m 被用于一个差分检测器，其输出最终驱动判决装置。根据上述假设，得到：

$$p_k = \exp(j\theta)b_k + n_k \quad (5)$$

式中 n_k 表示具有零均值独立实部和虚部分量的高斯噪声，每个分量都具有方差 $N_0/(2PT_s)$ ，考虑 IDFT-DFT 变换对的性质有：

$$z_m = \exp(j\theta)a_m + \mu_m, m=0,1,\dots,N-1 \quad (6)$$

式中 μ_m 具有与 n_k 相同的统计特性。

在存在载波频率偏移的情况下，OFDM 接收机的性能退化问题以前是通过仿真或近似分析^[15]来解决，而本文采用一种半解析方法，以获得更精确的结果。

在载波频率和本振频率之间存在偏移量 Δf 的情况下，式(3)应修改为：

$$r(t) = x(t)\exp(j(2\pi\Delta ft + \theta)) + w(t) \quad (7)$$

假设 Δf 是波特率 $1/T_s$ 的一小部分，则采样器输出可写为：

$$p_k = b_k \exp[j(2\pi\Delta f k T_s + \theta)] + n_k, k=0,1,\dots,N-1 \quad (8)$$

根据式(4)，快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)块输出序列为：

$$z_m = \frac{e^{j\theta}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cdot \frac{1 - \exp\{j2\pi N[\frac{k}{NT_s} - (\frac{m}{NT_s} - \Delta f)]T_s\}}{1 - \exp\{j2\pi[\frac{k}{NT_s} - (\frac{m}{NT_s} - \Delta f)]T_s\}} + \mu_m = e^{j[\theta + \pi(N-1)fT_s]} \frac{\sin(\pi N \Delta f T_s)}{N \sin(\pi \Delta f T_s)} a_m + \mu_m + \frac{e^{j\theta}}{N} \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} a_k = \frac{1 - \exp\{j2\pi N[\frac{k}{NT_s} - (\frac{m}{NT_s} - \Delta f)]T_s\}}{1 - \exp\{j2\pi[\frac{k}{NT_s} - (\frac{m}{NT_s} - \Delta f)]T_s\}}, m=0,1,\dots,N-1 \quad (9)$$

由于频率偏移，出现了 2 种不同的不利影响：1) 符号 a_m 的幅值减小因子为 $\left|\frac{\sin(\pi N \Delta f T_s)}{N \sin(\pi \Delta f T_s)}\right|$ ；2) 由于子载波间正交性的损失而产生的符号间干扰项 ($k \neq m$ 的和中的加法)。差分检测器输出的判决变量构成如下：

$$\eta_m = z_m z_{m-1}^* \quad (10)$$

由于式(10)的复杂性，对误码率理论计算困难，因此采用半解析方法计算非零失谐 Δf 的影响，细节如下。

对于给定的 Δf ，通过仿真生成一个无噪声序列 \bar{z}_m ，如式(8)和式(9)，对于每对连续样本 \bar{z}_m 和 \bar{z}_{m-1} ，从理论上计算条件误码率 $P_b(e|\bar{z}_m, \bar{z}_{m-1}, \Delta f)$ 为每比特能量与噪声频谱密度比 $E_b/N_0 = PT_s/2N_0$ 的函数^[16]，最后得到：

$$P_b(e|\bar{z}_m, \bar{z}_{m-1}, \Delta f) = \frac{Q(a,b) + Q_c(b,a)}{4} + \frac{Q(a',b') + Q_c(b',a')}{4} \quad (11)$$

式中 $Q(a,b)$ 为 Marcum Q -函数， $Q_c(b,a) = 1 - Q(b,a)$ ，其中 Marcum Q -函数是概率密度函数尾端的积分，定义为

$Q(a,b) = \int_b^\infty x \cdot \exp\left[\frac{-(x^2 + a^2)}{2}\right] \cdot I_0(ax) dx$ ，其中 $I_0(\cdot)$ 为第一类零阶修正贝塞尔函数。式(11)中：

$$\begin{cases} a = \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}(v_1 - v_2) \\ a' = \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}(v_1' - v_2') \end{cases} \quad (12a)$$

$$\begin{cases} b = \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}(v_1 + v_2) \\ b' = \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}(v_1' + v_2') \end{cases} \quad (12b)$$

$$\begin{cases} v_1 = |\bar{z}_m|^2 + |\bar{z}_{m-1}|^2 \\ v_1' = v_1 \end{cases} \quad (13a)$$

$$\begin{cases} v_2 = 2\Re\{\bar{z}_m^* z_{m-1} \exp[j(\Delta\phi_m - \pi/4)]\} \\ v_2' = 2\Re\{\bar{z}_m^* z_{m-1} \exp[j(\Delta\phi_m + \pi/4)]\} \end{cases} \quad (13b)$$

式中: $\Delta\phi_m$ 是与样本 \bar{z}_m 和 \bar{z}_{m-1} 相关联的第 m 个传输信息相移; 下一步, 对 \bar{z}_m 和 \bar{z}_{m-1} 中的数据模式通过仿真对 $P_b(e|\bar{z}_m, \bar{z}_{m-1}, \Delta f)$ 求平均值, 以得到仅受 Δf 制约的误码率 $P_b(e|\Delta f)$ 为 E_b/N_0 的函数。在稳态频率抖动存在的情况下, 假设 Δf 具有零均值和方差 σ_f^2 的高斯概率密度函数(Probability Density Function, PDF)确定了稳态频率抖动下的平均误码率曲线:

$$P_b(e) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_f}} \int_{-\infty}^{+\infty} P_b(e|\Delta f) \exp\left(-\frac{\Delta f^2}{2\sigma_f^2}\right) d\Delta f \quad (14)$$

式中的积分是借助于数值高斯求积分规则进行, 参变量为均方根(Root Mean Square, RMS)归一化频率失谐 $\sigma_f T_s$, 结果表明了 OFDM 对载波频率抖动的极端敏感性。

2 频率估计算法及频率恢复方案

2.1 频率估计算法

考虑从样本观察中求复值相位矢量 $\exp(j2\pi\Delta f t)$ 的旋转频率 Δf 的最大似然估计器的一般性问题:

$$\rho_i = \exp\{2\pi\Delta f i T_s + \phi\} + n_i, \quad 1 \leq i \leq Q \quad (15)$$

式中: $T_s \leq 1/(2\Delta f)$ 为采样间隔; ϕ 为在 $[-\pi, \pi]$ 上具有均匀概率密度的未知随机相位; n_i 为如式(5)的复高斯噪声。显然, 确定 ML 函数具有绝对最大值的精确点是一项非常艰巨的任务, 很难在实际实现中进行, 故通过寻找次优算法得到 Δf 估计器如下:

$$\hat{\Delta f} = \frac{1}{\pi T_s (M+1)} \arg\left\{\sum_{k=1}^M R(k)\right\} \quad (16)$$

式中 $R(k)$ 表示序列 ρ_i 的估计自相关:

$$R(k) = \frac{1}{Q-k} \sum_{i=k+1}^Q \rho_i \rho_{i-k}^*, \quad 1 \leq k \leq M, 1 \leq M \leq Q-1 \quad (17)$$

且整数 M 是一个设计参数。为了在估计精确度 ($M=Q/2$ 时为最大) 和算法锁定范围的扩大 (随着 M 的递减而增大) 之间得到较好的折衷, 必须对 M 的值进行选择; 另一方面, 只要式(16)右端之和的展开相位不超过 $\pm\pi$, 就可以正确确定出 $\hat{\Delta f}$, 这样 $\arg(\cdot)$ 函数就不会出现模棱两可的问题, 这就将式(16)的工作范围限制到区间:

$$|\Delta f| < \frac{1}{(M+1)T_s} \quad (18)$$

当信噪比接近无穷大时, 该估计器是渐近无偏的, 其方差与 Cramer-Rao 下界非常接近, 尤其是在 $Q/2$ 附近的 M 值。

2.2 OFDM 系统的频率恢复方案

2.2.1 频率捕获和跟踪的两步法

已指出, OFDM 对频率抖动的高度敏感性在应用式(16)和(17)时可能要求较大的 Q 值 (因而也要求较大的 M 值), 以将频率估计误差对接收机性能的影响降低到可忽略的水平, 这就需要极窄的捕获 (或锁定) 范围式(18), 相反, 这个范围又必须足够大以适应由于振荡器不稳定和/或多普勒频移而对载波频率造成的最大不确定性; 为了确保频率恢复算法在捕获和跟踪模式下正确运行, 采用两步法。具体来说, 参数 Q 和 M 最初设置为 Q_A 和 M_A 值, 以根据式(18)提供足够的锁定范围。一旦这些参数值影响到频率估计, 就进行粗略的频率校正, 并且算法切换到跟踪模式, 从而将估计器参数改变为 Q_T 和 M_T ($M_T > M_A$), 从而使稳态均方根频率抖动降至确保特定误码率性能下降的水平。由于估计误差的随机性, 初始粗略估计/校正后的剩余频率偏移可能不在跟踪算法的工作范围 (或保持范围) $|\Delta f| < [(M_T+1)T_s]^{-1}$ (失锁事件), 因此, 关键的设计问题是确定 Q_A, M_A, Q_T 和 M_T 的合适值, 使得失锁事件的概率 P_{ml} 小于给定值, 这将在下节进行讨论。

2.2.2 频率跟踪回路

图 2 所示为采用频率恢复回路的 OFDM 接收机的基带等效，其中的频率误差检测器(Frequency Error Detector, FED)是数字的，频率校正通过一个数字控制振荡器(Numerically Controlled Oscillator, NCO)来实现。NCO 频率在每个块周期的结束更新如下：令 $\hat{\Delta f}_i$ 表示 NCO 在 i 个块期间的振荡频率，因此匹配滤波器输入端的信号受残留频率误差的影响：

$$\delta f_i = \Delta f - \hat{\Delta f}_i \quad (19)$$

通过 FED 估计的这个误差是基于用于整个块周期的算法式(16)。令 $\delta \hat{f}_i$ 表示 δf_i 的估计值，则对于后续块来说，NCO 的频率更新规则如下：

$$\hat{\Delta f}_{i+1} = \hat{\Delta f}_i + \delta \hat{f}_i \quad (20)$$

这样，序列 $\hat{\Delta f}_i$ 最终趋向于 Δf 。对于 FED 块来说，它对数据块内接收到的信号进行操作。从式(8)和对图 2 的观察，第 i 个块中输入给 FED 的序列为：

$$p_k = b_k \exp[j(2\pi\delta f_i k T_s + \theta)] + \zeta_k, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (21)$$

式中： δf_i 为要估计的第 i 个残留频率误差； ζ_k 表示具有与 n_k 相同统计特性的噪声。在将式(16)应用于信号式(21)之前，必须去除影响信号式(21)的调制，这意味着信道符号 b_k 在接收机端可用，在信噪比足够高以允许可靠的数据检测时，可以合理地假设信道符号 b_k ，且 δf_i 已经减少到一个较小的值。事实上在这种情况下，信道符号序列的估计形式 $\tilde{b}_k \approx b_k$ 可以通过对估计源数据 \hat{a}_k 的 IDFT 在接收机中再生(定向判决跟踪)。注意到符号 \tilde{b}_k 不再像 \hat{a}_k 那样属于一个简单且几何规则的星座，而是分散在复平面上(见式(1))。特别地，随着指标 k 的变化，振幅 $|\tilde{b}_k|$ 受较大波动的影响，因此调制去除方案必须同时考虑式(21)中的相位和振幅波动。经过试验和误差处理，得到幅度归一化和相位校正最佳的调制去除方案为：

$$\xi_k = \exp\{j[\arg(p_k) - \arg(\hat{b}_k)]\} = \frac{p_k \hat{b}_k^*}{|p_k| |\hat{b}_k|} \quad (22)$$

序列 ξ_k 被输入到估计器式(16)，以代替 ρ_k ，从而得到第 i 个频率误差估计 $\delta \hat{f}_i$ 。后者用于式(20)以得到将用于后续块的频率补偿的估计偏移量 $\hat{\Delta f}_{i+1}$ 。注意，式(22)独立于调制器中采用的特定信号星座，因为在 ρ_k 上执行调制去除所需的唯一信息是一般时域符号 b_k 的值。

2.2.3 频率捕获

如前所述，在 OFDM 帧中通过插入专门的同步块使得频率捕获或失锁后重新捕获成为可能。在频率捕获过程中，跟踪环路是打开的，频率误差估计器输入一个受整个偏移量 Δf 影响的信号。对估计器式(16)的参数特别是 M 的值进行调节，以便按照下节给出的扩大锁定范围增强捕获能力。

3 频率恢复系统设计准则及性能评价

这部分给出在捕获和跟踪模式中频率恢复系统设计的参数选取以及算法的性能验证。

3.1 跟踪回路设计

对于在一个平稳信道上的传输，原则上应尽可能选择大的参数 Q_T ，直至块长度 N ，因为算法性能随着 Q_T 的增大而提高。在实际中， Q_T 的上限总是受算法的实现复杂度决定，如果 M_T 固定，则算法的复杂度与 Q_T 成线性增加。至于 M_T 的值，必须选择使得在残留频率误差的方差和由式(18)给出的同步范围的扩大 $f_H = [(M_T + 1)T_s]^{-1}$ 之间取得很好的折衷。图 3 所示为所得到的归一化频率误差方差作为归一化残留频率偏移的函数关系图。令 $Q_T = 1024$ ，发现当 M_T 的值超过 20 时，

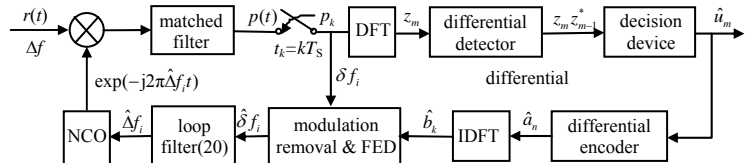


Fig.2 Functional block diagram of the OFDM demodulator with frequency recovery loop
图 2 采用频率恢复回路的 OFDM 解调器的功能框图

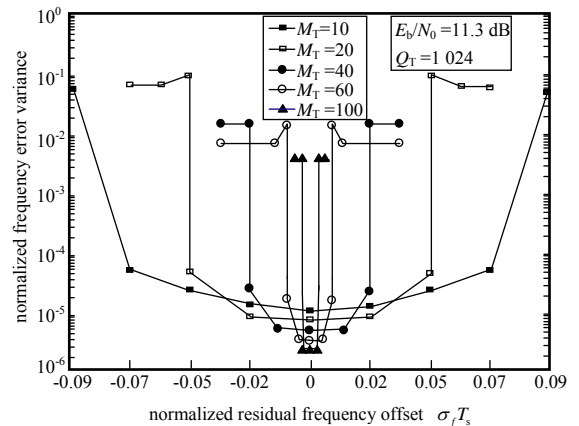


Fig.3 Curves of the frequency error variance versus frequency offset
图 3 频率误差方差与频偏的关系曲线

上述跟踪误差方差的条件就可以得到满足。谨慎选择 $M_T=100$ ，可以看到，对于频率偏移量在整个保持范围 $f_H=9\times 10^{-3}/T_s$ ，均方根误差在 $3\times 10^{-5}/T_s$ 以下，大约比 σ_f 宽 300 倍。

3.2 频率捕获设计

在捕获模式中，必须选择参数 Q_A 和 M_A ，使得：1) 锁定范围 $f_L=[(M_A+1)T_s]-1$ 足够宽，以容纳最大(开环)输入频率偏移 Δf ；2) 估计误差的方差足够小，以确保残留偏移量 $\delta f_0=\Delta f-\hat{\Delta f}_0$ 在具有近似单位概率的跟踪回路的保持范围内。根据上面的例子并保持 $Q_A=1024$ ，合理的选择是 $M_A=10$ ，这对应于大约 $f_L=9\times 10^{-2}/T_s$ 的锁定范围，其均方根误差不超过 $10^{-4}/T_s$ ，基本上在保持范围内(见图 3)。

3.3 P_{mi} 对算法性能的影响

如第 4 节所述，捕获算法的性能与 P_{mi} 有关，即影响 Δf 的初始估计值的误差超过跟踪保持范围的极限 $\pm f_H$ 的概率。 P_{mi} 的计算如下：令 Ψ 表示复数 R_{M_A} 的幅角，它代表 M_A 滞后于式(16)接收信号的自相关 $R(k)$ 的总和，即 $R_{M_A}=\sum_{k=1}^{M_A} R(k)$ 。原则上，对于一个给定的 Δf 值， P_{mi} 可以计算为 Ψ 位于跟踪器保持区间之外即 $\Psi \notin (\pi\Delta f/f_L - \pi f_H/f_L, \pi\Delta f/f_L + \pi f_H/f_L)$ 的概率。由于式(16)的复杂性，这个问题在解析上是很难处理的，但从仿真发现，在中到高的 E_b/N_0 比值时， R_{M_A} 具有很好的近似高斯统计量，因此在此假设下，可得到一个经典问题，即计算一个高斯向量在一个角扇区之外的概率。采用人工测试用例来验证高斯近似。作为一个实例，图 4 所示为对于 $Q_A=16, M_A=4$ 和 $Q_T=1024, M_T=10$ 时， P_{mi} 与归一化初始频率偏移 $\Delta f T_s$ 的关系曲线图，图中给出了在 $E_b/N_0=7$ dB 时采用本文方案得到的蒙特卡罗仿真结果、文献[11]的简单数据辅助跟踪算法和文献[12]的非数据辅助的残余频偏跟踪算法得到的结果和理论结果的对比；从图 4 可见，即使在极短的捕获窗口($Q_A=16$)下，对于 $|\Delta f T_s|$ 直至大约 $0.2/T_s$ ， P_{mi} 也不超过 10^{-4} ，即使考虑到同步序列的高重复率，本文方案也能确保接收机的正确(再)捕获能力；同时，本文方案获得的性能结果与理论结果非常接近，也明显优于文献[11]的简单数据辅助跟踪算法和文献[12]的传统非数据辅助的残余频偏跟踪算法的性能。

4 结论

本文研究了频率估计算法对于开环捕获和闭环跟踪采用两步过程的应用，它可以使得 OFDM 传输技术消除在具有典型振荡器不稳定性的低成本系统实现中可能遇到的频率偏移。特别地，本文所提出的载波恢复方案允许在整个符号速率的 $\pm 2/10$ 范围内实现可靠的频率捕获，即使在极短的同步序列下；同时还表明，通过将这些序列的长度减少到帧格式内的几十个符号，可以进一步提高所提出的 OFDM 标准的净频谱效率。

参考文献：

- [1] 赵海军,贺春林,蒲斌. OFDM 系统中基于状态空间模型的 ICI 抑制均衡算法[J]. 云南大学学报(自然科学版), 2016, 38(6):859-864. (ZHAO Haijun, HE Chunlin, PU Bin. An equalization algorithm based on state space model for ICI inhibition in OFDM system[J]. Journal of Yunnan University(Natural Sciences Edition), 2016,38(6):859-864.)
- [2] 彭聪,许鹏,陈翔,等. MIMO-OFDM 系统中相噪公共相位误差的分析与抑制[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2018,16(5): 813-820. (PENG Cong, XU Peng, CHEN Xiang, et al. Analysis and mitigation of common phase error of phase noises in MIMO-OFDM systems[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2018,16(5):813-820.)
- [3] ELLIS J D, PURSLEY M B. Integration of adaptive modulation and channel coding with fountain coding for packet radio systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015,63(5):1510-1521.
- [4] CHUNG C, UENG F B, CHANG Y K. Frequency-domain iterative SDFE for MIMO-OFDM systems[J]. Wireless Personal Communications, 2016,86(3):1121-1140.

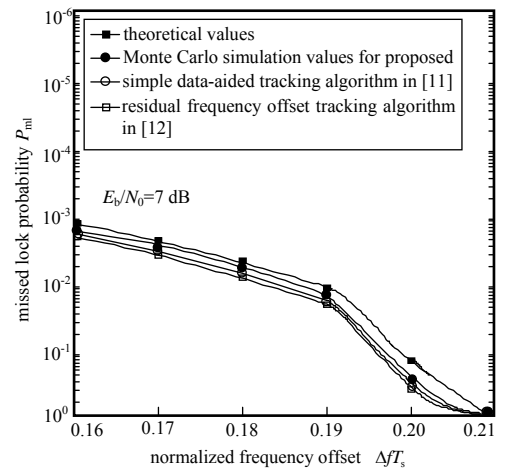


Fig.4 Curves of P_{mi} versus $\Delta f T_s$ for $Q_A=16, M_A=4, Q_T=1024, M_T=10$

图 4 $Q_A=16, M_A=4, Q_T=1024, M_T=10$ 时 P_{mi} 与 $\Delta f T_s$ 的曲线

- [5] WU C F, CHEN C H, SHIUE M T. Decision-directed beamforming and channel equalization algorithm for IEEE 802.11n OFDM systems[C]// Proceedings of 2016 International Symposium on Computer, Consumer and Control(IS3C). Xi'an, China: IEEE, 2016:220–223.
- [6] 史可显, 魏强. 基于坐标变换的 OFDM 均衡方法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2016, 14(5):688–694. (SHI Kexian, WEI Qiang. Equalization for OFDM system based on coordinate transformation[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2016, 14(5):688–694.)
- [7] GUO M Q, ZHOU J, QIAO Y J, et al. Simplified maximum likelihood detection for FTN non-orthogonal FDM system[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2017, 29(19):1687–1690.
- [8] WANG Q W, REN G L. Iterative maximum likelihood detection for initial ranging process in 802.16 OFDMA systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(5):2778–2787.
- [9] MATTHE M, FETTWEIS G. Conjugate root offset-QAM for orthogonal multicarrier transmission[J]. Eurasip Journal on Advances in Signal Processing, 2016(1):1–8.
- [10] VELJKO S. Iterative frequency domain maximum likelihood OFDM carrier frequency offset estimation[J]. Wireless Personal Communications, 2016, 91(2):975–987.
- [11] 鲍晶晶, 董华锋. 一种协作 OFDM 系统频偏与信道联合估计算法[J]. 通信技术, 2017, 50(10):2162–2166. (BAO Jingjing, DONG Huafeng. Joint estimation algorithm for frequency-offset and channel of cooperative OFDM system[J]. Communications Technology, 2017, 50(10):2162–2166.)
- [12] 段红光, 王利飞, 卢松品. 一种非数据辅助 OFDM 系统残余频偏跟踪算法[J]. 光通信研究, 2017(3):66–69. (DUAN Hongguang, WANG Lifei, LU Songpin. A NDA tracking algorithm for residual carrier frequency offset in OFDM systems[J]. Study on Optical Communications, 2017(3):66–69.)
- [13] BERGOGNE C, SEHIER P, BOUSQUET M. Reduced complexity frequency estimator for burst transmission[J]. International Journal of Satellite Communications, 2015, 14(6):455–465.
- [14] 纪晓辉. 一种基于前导字的最大似然并行载波恢复算法研究[J]. 信息通信, 2016(6):35–36. (JI Xiaohui. Research on maximum likelihood parallel carrier recovery algorithm based on preamble[J]. Information & Communication, 2016(6):35–36.)
- [15] YANG H, SHIN W J, LEE S, et al. A robust estimation of residual carrier frequency offset with I/Q imbalance in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(3):1254–1259.
- [16] YUAN H F, KAM P Y. On the LLR metrics for DPSK modulations over two-symbol observation intervals for the flat Rician fading channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(12):4950–4963.