

MB-OFDM-UWB 系统基于时域扩展的盲频率跟踪算法

戈立军¹, 吴虹²

(1. 天津工业大学 电子与信息工程学院, 天津 300387; 2. 南开大学 信息技术科学学院, 天津 300071)

摘要: 对多频带正交频分复用超宽带系统同步技术进行研究, 提出一种基于时域扩展技术(TDS)的盲载波频偏(CFO)跟踪算法。利用数据符号与其时域扩展符号的特殊映射关系, 在时域和频域分别推导出残余载波频偏的盲估计公式, 并构建相应的时频跟踪环路。仿真结果表明, 该盲算法具有比导频辅助法更优的跟踪性能。10dB 信噪比下, 基于 TDS 进行时频跟踪的残余 CFO 均方根误差均达到 2×10^{-4} , 系统误比特率可达 10^{-6} 数量级。

关键词: 多频带正交频分复用; 超宽带; 时域扩展; 同步; 载波频偏

中图分类号: TN919.34

文献标识码: B

文章编号: 1000-436X(2013)04-0138-06

Blind frequency tracking based on time-domain spreading for MB-OFDM-UWB systems

GE Li-jun¹, WU Hong²

(1. School of Electronics and Information Engineering, Tianjin Polytechnic University, Tianjin 300387, China;

2. College of Information Technical Science, Nankai University, Tianjin 300071, China)

Abstract: A blind carrier frequency offset (CFO) tracking algorithm based on time-domain spreading (TDS) was proposed for multiband orthogonal frequency division multiplexing ultra wide band systems. The scheme uses data symbols and the mapped TDS ones to develop time and frequency-domain estimators and tracking loops respectively. Simulation results indicate that the proposed scheme has a better performance in tracking accuracy than pilots-aided ones. Under the SNR of 10dB, the mean square root errors of the residual CFO reach 2×10^{-4} , and the bit error rate of the system is 10^{-6} of magnitude.

Key words: MB-OFDM; UWB; time-domain spreading; synchronization; carrier frequency offset

1 引言

超宽带(UWB)技术具有数据吞吐率高、功率谱密度低、抗多径能力强等特点, 将主要应用于高速短距离无线通信领域。多频带正交频分复用(MB-OFDM)作为高速 UWB 的主要物理层实现方案, 被美国 IEEE 802.15.3a、欧洲 ECMA-368^[1]及国际 ISO/IEC26907 等标准采纳。在 OFDM 系统中, 载波频率偏差(CFO)破坏载波间的正交性, 引起子载波间干扰(ICI), 严重影响系统性能^[2]。

载波频率同步可分为捕获与跟踪 2 个阶段。捕获阶段将大的频偏纠正到较小范围内, 跟踪阶段则进一步补偿剩余的 CFO 及振荡器的频率漂移。目前, 已有大量关于窄带 OFDM 系统载波频率跟踪的研究。基于频域梳状导频进行频偏跟踪是典型的数据辅助法, 其可利用符号内的导频估计单个符号的绝对相位偏差^[3], 也可利用连续 2 个符号相同位置的导频估计符号间的相对相位偏差^[4], 从而实现对频偏的频域跟踪。导频辅助法占用部分子载波, 造成系统频带利用率的降低。文献[5]提出基于循环前

收稿日期: 2012-04-21; 修回日期: 2013-02-04

基金项目: 天津市应用基础及前沿技术研究计划基金资助项目(13JCQNJC00900, 09JCZDJ16900); 国家自然科学基金资助项目(60872026); 天津工业大学青年基金资助项目(124030075)

Foundation Items: The Research Program of Application Foundation and Advanced Technology of Tianjin (13JCQNJC00900, 09JCZDJ16900); The National Natural Science Foundation of China (60872 6); The Youth Funds of Tianjin Polytechnic University (124030075)

缀 (CP) 的时域跟踪方法,但它并不适用于基于零间隔 (ZP) 的 UWB 系统,且其跟踪性能受 CP 长度的制约。判决反馈法是典型的非数据辅助法,其基于信息数据本身进行跟踪,但需要较长的收敛时间,难以跟踪快速的频偏变化^[6]。文献[7]针对 MB-OFDM 系统提出基于最佳线性无偏准则的频偏估计方法,文献[8]则给出基于频域扩展符号的 CFO 盲估计算法。

本文在已有算法基础上,针对欧洲 ECMA-368 标准规定的 MB-OFDM-UWB 系统,提出一种无需导频辅助的新型 CFO 盲跟踪算法。基于系统中用以实现分集的时域扩展 (TDS) 技术,利用数据符号与对应 TDS 符号的特殊映射关系,在时域和频域推导出 2 种不同的频偏估计方法。仿真表明,TDS 盲跟踪方法不但节约频率资源,而且可获得比已有导频辅助法更好的跟踪性能。

2 系统参数与 TDS 符号

欧洲 ECMA-368 标准规定 MB-OFDM 作为高速无线个人局域网的超宽带实现方案,使用未授权的 3.1~10.6GHz 频段,并将其划分为 14 个等宽子频带,每个频带 528MHz。一般 3 个频带为一组进行开发利用,基带信号按照一定的时频码样式,以 6 个符号为周期分时地跳频调制到不同频带的载波上从而实现多频带传输。系统子载波数为 128,包括 100 个数据子载波、12 个导频子载波、10 个保护子载波及 6 个空子载波。37 点 ZP 与 IFFT 输出结果一起组成长度为 M ($M=165$) 的 OFDM 符号。系统在不同的调制编码方式下可支持不同的信息传输速率,最高可达 480Mbit/s。

标准规定传输速率低于 200Mbit/s 的系统采用 TDS 技术实现时频分集,即在发送端将数据符号按照一定的方式映射到相邻符号中,实现数据信息在时域中的扩展;经时频跳频后,TDS 符号跳频到不同频带上,从而实现数据信息在频域中的扩展。TDS 技术具体可描述为:系统发送端将数字调制后的复数流划分为 N_D ($N_D=100$) 个数据为一组,并调制到系统 N_D 个数据子载波上;在 IFFT 调制前按照如下关系将第 $2l$ 个频域数据符号映射到相邻的第 $2l+1$ 个扩展符号中从而构成第 l 个 TDS 符号对

$$X_{2l+1,n} = \text{imag}(X_{2l,N_D-1-n}) + \text{jreal}(X_{2l,N_D-1-n}) \quad (1)$$

其中, $n=0, 1, \dots, N_D-1$ 为信息数据序号, $l=0, 1, \dots$

为 TDS 符号对的序号;接收机在 FFT 解调后,第 l 个频域 TDS 符号对之间的关系为

$$Y_{2l+1,n} = \text{imag}(Y_{2l,N_D-1-n}) + \text{jreal}(Y_{2l,N_D-1-n}) \quad (2)$$

由此,系统在接收端通过求两符号子载波数据的均值以提高信道均衡性能,即

$$\hat{Y}_{2l,n} = \frac{1}{2} \{ [\text{real}(Y_{2l,n}) + \text{imag}(Y_{2l+1,-n})] + \text{j}[\text{imag}(Y_{2l,n}) + \text{real}(Y_{2l+1,-n})] \} \quad (3)$$

TDS 技术使系统获得了时频分集,提高了系统抗多径干扰的能力。式(1)呈现了系统 TDS 符号对之间的关系,笔者正利用这种特殊的映射关系研究基于 TDS 的残余 CFO 盲跟踪方法,避免使用额外的导频子载波。

3 基于 TDS 的 CFO 盲跟踪算法

3.1 基于 TDS 的时域跟踪

根据标准的规定,系统 N 个子载波中的所有辅助子载波均关于中心零频点对称,且辅助数据均具有相同的实部和虚部,因此结合式(1)所述 N_D 个数据子载波的映射关系,可知频域数据符号与其对应 TDS 符号第 n 个子载波之间的数据关系为

$$X_{2l+1,n} = \begin{cases} \text{imag}(X_{2l,-n}) + \text{jreal}(X_{2l,-n}), & n = -(N/2 - 1), \dots, N/2 - 1 \\ X_{2l,n} = 0, & n = -N/2 \end{cases} \quad (4)$$

在发送端的 IFFT 变换后,第 $2l$ 个数据符号中的第 n 个数

$$\begin{aligned} x_{2l,n} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_{2l,k} \exp\left(\frac{2\text{p}jnk}{N}\right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1} \left\{ \left[\text{real}(X_{2l,k}) \cos\left(\frac{2\text{p}nk}{N}\right) - \text{imag}(X_{2l,k}) \sin\left(\frac{2\text{p}nk}{N}\right) \right] + \right. \\ &\quad \left. \text{j} \left[\text{real}(X_{2l,k}) \sin\left(\frac{2\text{p}nk}{N}\right) + \text{imag}(X_{2l,k}) \cos\left(\frac{2\text{p}nk}{N}\right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

相应地,第 $2l+1$ 个 TDS 符号的第 n 个数

$$\begin{aligned} x_{2l+1,n} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_{2l+1,k} \exp\left(\frac{2\text{p}jnk}{N}\right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1} \left[\text{imag}(X_{2l,-k}) + \text{jreal}(X_{2l,-k}) \right] \exp\left(\frac{2\text{p}jnk}{N}\right) \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1} \left\{ \begin{aligned} & \text{imag}(X_{2l,k}) \cos\left(\frac{2pnk}{N}\right) + \\ & \text{real}(X_{2l,k}) \sin\left(\frac{2pnk}{N}\right) + \\ & j \left[-\text{imag}(X_{2l,k}) \sin\left(\frac{2pnk}{N}\right) + \text{real}(X_{2l,k}) \cos\left(\frac{2pnk}{N}\right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

则由式 (5) 和式 (6) 可得时域 TDS 符号对之间的映射关系为

$$x_{2l+1,n} = \text{imag}(x_{2l,n}) + j\text{real}(x_{2l,n}) \quad (7)$$

由于系统采用时频跳频机制, 数据符号与其相邻 TDS 符号可能分布于不同频带, 例如时频码样式为 1、2、3、1、2、3 的系统中, TDS 符号对可分布于 1、2 频带, 2、3 频带及 1、3 频带。设其所在频带序号为 i 和 j , 则 CFO 对时域 TDS 符号对的影响可表示为

$$y_{2l,n} = x_{2l,n} \exp(j?_i(2lM+n)) \quad (8)$$

$$\frac{-\cos(?_{2l,n} + ?_{2l+1,n} - ?_i(2lM+n) - ?_j(2lM+M+n)) + \cos(?_{2l,n} - ?_{2l+1,n} + ?_j(2lM+M+n) - ?_i(2lM+n))}{\cos(?_{2l,n} + ?_{2l+1,n} - ?_i(2lM+n) - ?_j(2lM+M+n)) + \cos(?_{2l,n} - ?_{2l+1,n} + ?_j(2lM+M+n) - ?_i(2lM+n))} = 1 \quad (14)$$

$$\cos(?_{2l,n} + ?_{2l+1,n} - ?_i(2lM+n) - ?_j(2lM+M+n)) = 0 \quad (15)$$

$$\begin{aligned} & \tan(?_i(2lM+n) + ?_j(2lM+M+n)) \\ &= -\frac{\cos(?_{2l,n} + ?_{2l+1,n})}{\sin(?_{2l,n} + ?_{2l+1,n})} \\ &= -\frac{\text{real}(y_{2l,n}y_{2l+1,n})}{\text{imag}(y_{2l,n}y_{2l+1,n})} \\ &= -\frac{\text{real}(r_{l,n})}{\text{imag}(r_{l,n})} \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $r_{l,n} = y_{2l,n}y_{2l+1,n}$ 。由式 (16) 可得

$$\begin{aligned} \tan(?_i + ?_j) &= \tan(?_i(2lM+n+1) + ?_j(2lM+M+n+1) - \\ & \quad ?_i(2lM+n) - ?_j(2lM+M+n)) \\ &= \frac{\text{imag}(\text{conj}(r_{l,n})r_{l,n+1})}{\text{real}(\text{conj}(r_{l,n})r_{l,n+1})} \end{aligned} \quad (17)$$

在式 (17) 基础上进一步利用符号中的所有样点对高斯白噪声进行平滑, 得

$$y_{2l+1,n} = x_{2l+1,n} \exp(j?_j(2lM+M+n)) \quad (9)$$

其中, $?_i = 2\pi e_i/N$, $?_j = 2\pi e_j/N$ 为频偏引起的相位偏差。将式 (7) 引入式 (8) 和式 (9) 可得

$$y_{2l,n} = |x_{2l,n}| \exp \left\{ j \left[?_i(2lM+n) + \arctan\left(\frac{\text{imag}(x_{2l,n})}{\text{real}(x_{2l,n})}\right) \right] \right\} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} & y_{2l+1,n} \\ &= |x_{2l+1,n}| \exp \left\{ j \left[?_j(2lM+M+n) + \arctan\left(\frac{\text{real}(x_{2l+1,n})}{\text{imag}(x_{2l+1,n})}\right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

设 $y_{2l,n}$ 和 $y_{2l+1,n}$ 的相位分别为 $?_{2l,n}$ 和 $?_{2l+1,n}$, 可得

$$\tan(?_{2l,n} - ?_i(2lM+n)) \tan(?_{2l+1,n} - ?_j(2lM+M+n)) = 1 \quad (12)$$

对式 (12) 进行一系列变形可得

$$\frac{\sin(?_{2l,n} - ?_i(2lM+n)) \sin(?_{2l+1,n} - ?_j(2lM+M+n))}{\cos(?_{2l,n} - ?_i(2lM+n)) \cos(?_{2l+1,n} - ?_j(2lM+M+n))} = 1 \quad (13)$$

$$\tan(?_i + ?_j) = \frac{\text{imag}\left(\sum_{n=0}^{N_p-2} \text{conj}(r_{l,n})r_{l,n+1}\right)}{\text{real}\left(\sum_{n=0}^{N_p-2} \text{conj}(r_{l,n})r_{l,n+1}\right)} \quad (18)$$

标准中规定系统 3 个频带的载波来自同源振荡器, 则 3 个频偏与各自频带的载波频率对应成比例, 第 k 组 3 个频带的相偏关系可表示为^[9]

$$\frac{?_1}{k+11/2} = \frac{?_2}{k+13/2} = \frac{?_3}{k+15/2} \quad (19)$$

由式 (18) 和式 (19) 可推出第一频带频偏估计为

$$\hat{?}_1 = \frac{1}{C_{i,j}} \arctan \left(\frac{\text{imag}\left(\sum_{n=0}^{N_p-2} \text{conj}(r_{l,n})r_{l,n+1}\right)}{\text{real}\left(\sum_{n=0}^{N_p-2} \text{conj}(r_{l,n})r_{l,n+1}\right)} \right) \quad (20)$$

$$\hat{e}_1 = \frac{N}{2pC_{i,j}} \arctan \left(\frac{\text{imag}\left(\sum_{n=0}^{N_p-2} \text{conj}(r_{l,n})r_{l,n+1}\right)}{\text{real}\left(\sum_{n=0}^{N_p-2} \text{conj}(r_{l,n})r_{l,n+1}\right)} \right) \quad (21)$$

$$r_{l,n} = y_{2l,n} y_{2l+1,n} \quad (22)$$

在不同时频码样式下， C_{ij} 可取到的值为

$$C_{1,2} = 1 + \frac{k+13/2}{k+11/2}, C_{1,3} = 1 + \frac{k+15/2}{k+11/2},$$

$$C_{2,3} = \frac{k+13/2}{k+11/2} + \frac{k+15/2}{k+11/2}, C_{1,1} = 2,$$

$$C_{2,2} = 2 \times \frac{k+13/2}{k+11/2}, C_{3,3} = 2 \times \frac{k+15/2}{k+11/2}$$

对于具有某种时频码样式的系统，接收端可确定 C_{ij} 的取值，并利用 TDS 符号对估计出第一频带频偏，经环路滤波后按照式(19)所述比例关系求出另两频带的频偏估计值，并通过 NCO 分别对 3 频带符号在时域进行补偿。

3.2 基于 TDS 的频域跟踪

频偏对单频带 OFDM 系统频域数据的影响为^[10]

$$Y_n = X_n A(e) \exp(-jpe(N-1)/N) + ICI_{m,m \neq n} \quad (23)$$

其中， Y_n 、 X_n 分别为第 n 个子载波接收和发送的信息数据， $A(e) = \sin(pe)/(N \sin(pe/N))$ 为幅度衰减。在实际系统中时域样点的序号取值范围为 0 到正无穷，但在 IFFT 计算过程中，样点序号的取值为 0 到 $N-1$ 。因此，OFDM 符号间还存在一个固定的相位偏差，式 (23) 可修改为

$$Y_{l,n} = (X_{l,n} A(e) \exp(-jpe(N-1)/N) + ICI_{l,m,m \neq n}) \cdot \exp(-j2pel(N+N_g)/N)$$

$$= X_{l,n} A(e) \exp(-jpe[N-1+2l(N+N_g)]/N) + ICI_{l,m,m \neq n} \quad (24)$$

其中， l 表示符号序号。由文献[11,12]可知，系统在跟踪阶段只存在很小的 CFO，此时符号的幅度衰减近似为 1，而符号内的 ICI 近似为 0。符号间递增的相位偏差是跟踪阶段的主要影响因素，其累积效应会使一帧中序号较大的符号产生大的相位旋转，从而导致错误判决。对式 (24) 进行简化，得

$$Y_{l,n} = X_{l,n} \exp(jj(e,l)) \quad (25)$$

$$j(e,l) = -pe[N-1+2l(N+N_g)]/N \quad (26)$$

则两连续符号间的相位差可表示为

$$j(e,l+1) - j(e,l) = -2pe(N+N_g)/N = ?j(e) \quad (27)$$

$$e = -\frac{N}{2p(N+N_g)} ?j(e) \quad (28)$$

由式 (25) 和式 (27) 可知，同一符号的所有子载波具有相同的绝对相位偏差，其大小与频率偏

差及符号序号有关，而两连续符号之间则具有固定的相对相位偏差，其大小只与频率有关，而与符号序号无关。已有导频辅助法即利用相邻符号相同子载波位置的导频数据进行相关计算并估计符号间的相位差以对频偏进行跟踪。

这里笔者仍然利用 MB-OFDM-UWB 系统的 TDS 技术在频域对符号间的相对相位偏差进行盲估计。设数据符号与其相邻 TDS 符号分布于 3 个频带的第 i 与第 j 个频带上，由式 (25) 与式 (1) 可得

$$Y_{2l,n} = X_{2l,n} \exp(j(e_i, 2l))$$

$$= |X_{2l,n}| \exp \left\{ j \left[(e_i, 2l) + \arctan \left(\frac{\text{imag}(X_{2l,n})}{\text{real}(X_{2l,n})} \right) \right] \right\} \quad (29)$$

$$Y_{2l+1,N_D-1-n} = X_{2l+1,N_D-1-n} \exp(j(e_j, 2l+1))$$

$$= |X_{2l,n}| \exp \left\{ j \left[(e_j, 2l+1) + \arctan \left(\frac{\text{real}(X_{2l,n})}{\text{imag}(X_{2l,n})} \right) \right] \right\} \quad (30)$$

基于式 (29) 和式 (30) 进行与前文时域跟踪类似的推导，可得形如式 (16) 的关系

$$\tan(j(e_i, 2l) + j(e_j, 2l+1)) = -\frac{\text{real}(Y_{2l,n} Y_{2l+1,N_D-1-n})}{\text{imag}(Y_{2l,n} Y_{2l+1,N_D-1-n})} \quad (31)$$

由式 (31) 可得

$$\tan(f(e_i, 2l+3) - f(e_j, 2l+3) + 1) - f(e_i, 2l) - f(e_j, 2l+1)$$

$$= \tan(6?f(e_i) + 6?f(e_j))$$

$$= \frac{\text{imag}(\text{conj}(R_{l,n}) R_{l+3,n})}{\text{real}(\text{conj}(R_{l,n}) R_{l+3,n})} \quad (32)$$

其中， $R_{l,n} = Y_{2l,n} Y_{2l+1,N_D-1-n}$ 。由式 (19) 和式 (28) 式可得

$$\frac{?f(e_1)}{k+11/2} = \frac{?f(e_2)}{k+13/2} = \frac{?f(e_3)}{k+15/2} \quad (33)$$

由式 (32) 和式 (33) 推出第一频带频偏估计公式为

$$?f(e_1) = \frac{1}{6C_{i,j}} \arctan \left(\frac{\text{imag} \left(\sum_{n=0}^{N_D-1} \text{conj}(R_{l,n}) R_{l+3,n} \right)}{\text{real} \left(\sum_{n=0}^{N_D-1} \text{conj}(R_{l,n}) R_{l+3,n} \right)} \right) \quad (34)$$

$$\hat{\epsilon}_1 = -\frac{N}{12p(N+N_g)C_{i,j}} \arctan \left(\frac{\text{imag} \left(\sum_{n=0}^{N_D-1} \text{conj}(R_{l,n}) R_{l+3,n} \right)}{\text{real} \left(\sum_{n=0}^{N_D-1} \text{conj}(R_{l,n}) R_{l+3,n} \right)} \right) \quad (35)$$

$$R_{l,n} = Y_{2l,n} Y_{2l+1,N_D-1-n} \quad (36)$$

其中，系数 C_{ij} 的取值情况与前文相同。接收端利用第 l 及 $l+3$ 两组 TDS 符号对估计出第一频带符号间相位差，经环路滤波后按照式 (33) 比例关系求出另两频带的相偏估计值，并通过 NCO 分别对 3 频带符号在频域进行补偿。

4 算法仿真

基于 ECMA-368 标准仿真构建 MB-OFDM-UWB 基带系统，采用 200Mbit/s 模式、卷积编码、时频交织、QPSK 调制、TDS 等，使用第一组 3 个频带，时频码样式为 1、2、3、1、2、3。该时频码对应频偏估计公式中的系数 C_{ij} 依次取为 $C_{1,2}$ 、 $C_{1,3}$ 、 $C_{2,3}$ 、 $C_{1,2}$ 、 $C_{1,3}$ 、 $C_{2,3}$ 、...

仿真中按照比例关系加入 3 频带的频偏，其中第一频带的归一化 CFO 为 2×10^{-3} 。图 1 所示为该频偏下，基于 TDS 进行时域估计 (TDS-TDE) 频域估计 (TDS-FDE)，以及基于文献[4]所述导频估计的剩余 CFO 均方根误差 (MSRE) 曲线。可以看出，本文提出的 TDS 时频估计性能均优于导频辅助法。当 MSRE 为 6×10^{-3} 时，系统可节省约 8dB 信噪比 (SNR) 并且，信噪比越高 TDS 估计对于性能的提升效果就越明显，这是因为 TDS 估计利用 OFDM 符号的所有数据，而导频辅助法只基于数目十分有限的导频信息。此外，基于 TDS 的时频域估计性能十分相近，当信噪比为 10dB 时，时频估计的均方根误差均达到 2×10^{-4} 。

图 2 所示为信噪比为 10dB、20dB 时，系统分别采用 TDS 时域估计、频域估计及导频辅助估计情况下，不同 CFO 对应残余频偏的均方根误差曲线。可以看出，随着 CFO 的增大，各种方法的估计精度均缓慢下降。相同信噪比下，所提出的 TDS 时频估计性能均好于现有的导频估计方法，且 TDS 时域估计性能略好于频域估计。

图 3 所示为 AWGN 信道下，归一化 CFO 为 2×10^{-3} 时，不同跟踪方法对应的系统误比特率 (BER) 曲线。可以看出，未加入频率跟踪时，即使很小的频偏也会对系统性能造成较大的影响，频

偏跟踪可以极大地提高系统差错性能。当信噪比为 10dB 时，基于 TDS 频域跟踪的系统误比特率约为 2×10^{-6} ，TDS 时域跟踪使系统具有更优的误比特率性能，而基于导频跟踪的系统误比特率为 8×10^{-6} 。

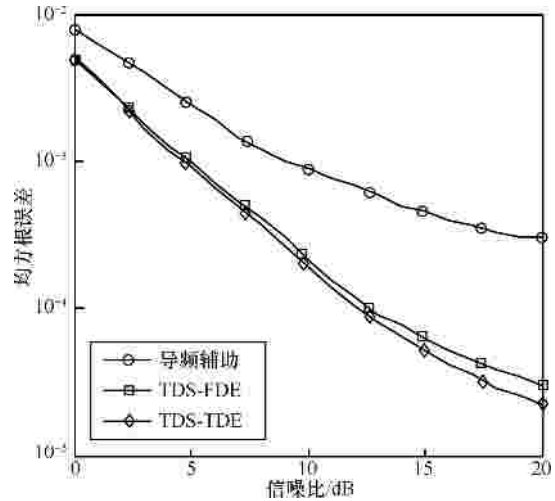


图 1 不同信噪比下跟踪后的残余频偏均方根误差性能

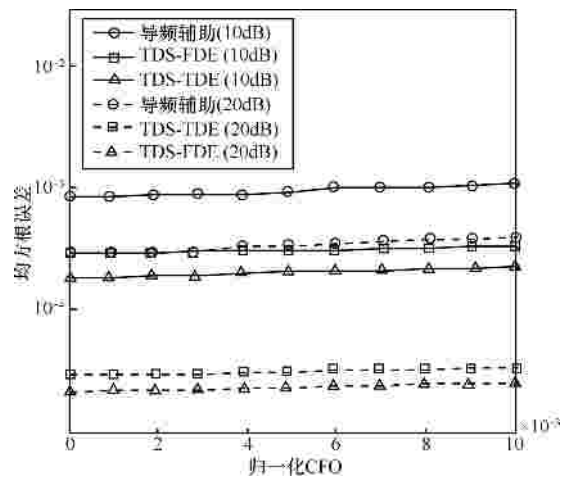


图 2 不同 CFO 下跟踪后的残余频偏均方根误差性能

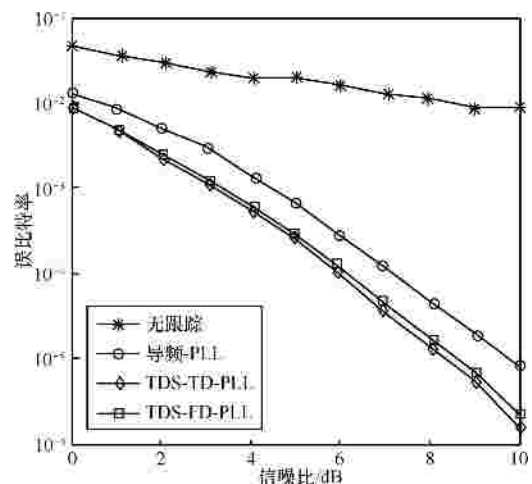


图 3 不同信噪比下跟踪后的系统误比特率性能

5 结束语

本文利用 MB-OFDM-UWB 系统实现时频分集的 TDS 技术, 提出残余 CFO 的盲跟踪算法。利用数据符号与其 TDS 符号的特殊映射关系, 在时域与频域分别推导出 CFO 盲估计方法并进行跟踪补偿。与已有导频辅助法相比, 基于 TDS 的盲跟踪可节约频带资源, 且具有更高的跟踪精度。信噪比为 10dB 时, TDS 时频跟踪后残余 CFO 的均方根误差均达到 2×10^{-4} , 系统误比特率可达 2×10^{-6} 。

参考文献：

- [1] ECMA International. ECMA-368 High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard[S]. 2007.
- [2] DHARMAWANSA P, RAJATHEVA N, MINN H. An exact error probability analysis of OFDM systems with frequency offset[J]. IEEE Transactions on Communication, 2009, 57(1):26-31.
- [3] TSAI P Y, KANG H Y, CHIUUEH T D. Joint weighted least-squares estimation of carrier-frequency offset and timing offset for OFDM systems over multipath fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005, 54(1):211-223.
- [4] SUN P F. Low complexity pilot aided frequency synchronization for OFDMA uplink transmission[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(7):3758-3769.
- [5] CHI C K, RONGHONG M, MIAO S. A new data rotation based CP synchronization scheme for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2005, 51(3):315-321.
- [6] ZHENG L B, CAO Y W. Improvement of the decision-directed frequency tracking algorithm for OFDM systems[A]. WRI International Conference on Communications and Mobile Computing[C]. Kunming, China, 2009.293-297.
- [7] LI Y H, MINN H, JACOBS T, *et al.* Frequency offset estimation for MB-OFDM-based UWB systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(6):968-979.
- [8] YOU Y H, KIM J H, SONG H K. A blind fine CFO synchronization for UWB-OFDM[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2008, 15: 529-532.
- [9] LAURENTI N, RENNA F. Estimation of carrier and sampling frequency offset for ultra wide band multiband OFDM systems[A]. International Conference on Ultra-Wideband[C]. Hannover, Germany, 2008. 49-54.
- [10] ZHENG J J, ZHU W L. An algorithm for calibration of TDS-OFDM carrier frequency offset[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2009, 55(2):366-370.
- [11] MORELLI M, IMBARLINA G, MORETTI M. Estimation of residual carrier and sampling frequency offsets in OFDM-SDMA uplink transmissions[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(2):734-744.
- [12] GE L J, ZHAO Y X, WU H, *et al.* Joint frequency offset tracking and PAPR reduction algorithm in OFDM systems[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2010, 21(4):557-561.

作者简介：



戈立军(1984-),男,天津人,博士,天津工业大学讲师,主要研究方向为 OFDM 及 OFDM-UWB 无线通信技术。



吴虹(1967-),女,天津人,博士,南开大学教授,主要研究方向为无线通信技术。