

超宽带系统非理想因素的联合估计算法

周 军, 刘 亮, 叶 凡, 李 巍, 李 宁, 任俊彦

(复旦大学专用集成电路与系统国家重点实验室/微纳创新平台, 上海 201203)

摘 要: 分析基于正交频分复用调制技术的超宽带无线通信系统中物理层受到的模拟前端非理想因素, 提出一种联合估计算法。该联合估计算法能在存在频率相关性 I/Q 失配的情形下准确获得载波频率偏差和采样频率偏差的估计, 并获得频率相关性 I/Q 失配和信道冲击响应的联合估计信息。系统仿真证明, 该算法能较好地适用于多载波正交频分复用超宽带系统。

关键词: 正交频分复用; 超宽带; 载波频率偏差; 采样频率偏差; I/Q 失配

Joint Estimation Algorithm of Non-ideal Effects in Ultra-wide Band System

ZHOU Jun, LIU Liang, YE Fan, LI Wei, LI Ning, REN Jun-yan

(State Key Lab of ASIC & Systems, Micro-/Nano-Electronics Innovation Platform, Fudan University, Shanghai 201203)

【Abstract】 This paper investigates the non-ideal analog front-end effects in Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) based Ultra-wide Band(UWB) system and proposes a joint estimation algorithm for Multi-Band OFDM(MB-OFDM) based UWB system. The proposed algorithm can deal with Carrier Frequency Offset(CFO) and Sampling Frequency Offset(SFO) estimation with the presence of frequency dependent In-phase and Quadrature-phased(I/Q) imbalance. Then frequency dependent I/Q imbalance and channel response are jointly estimated. Simulation results show that the proposed joint estimation and compensation algorithm is competent in practical MB-OFDM based UWB system.

【Key words】 Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM); Ultra-wide Band(UWB); Carrier Frequency Offset(CFO); Sampling Frequency Offset(SFO); In-phase and Quadrature-phased(I/Q) imbalance

1 概述

超宽带(Ultra-wide Band, UWB)无线通信是一种新型的短距离无线通信技术, 它在高速短距离无线互联、雷达和精确定位等方面有广泛的应用前景。超宽带系统拥有很大的带宽(3.1 GHz~10.6 GHz), 而正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)调制技术提供了很高的频谱利用率以及灵活的对抗多径干扰等优点, 因此, 基于多载波正交频分复用调制技术的超宽带系统(MB-OFDM UWB)可以实现高速率数据传输。MB-OFDM UWB 系统架构被 WiMedia 采纳为超宽带系统的物理层协议^[1], 并被选择作为新一代短距离高速无线通信的物理层规范, 如: 无线 USB, 蓝牙 3.0 等。

然而, 实际的 OFDM 系统容易受到诸多模拟前端非理想因素的干扰, 如载波频率偏差(CFO)、采样频率偏差(SFO)和 I/Q 失配。CFO 通常由发射机和接收机载波频率偏差和多普勒频移引起, 而 SFO 通常由发射机和接收机的数模/模数转换器采样频率不同导致。CFO 和 SFO 会引入 OFDM 符号内子载波间干扰(ICI), 并严重影响系统性能^[2]。此外, 直接变频接收机(DCR)由于具有低成本、低功耗等优点, 被认为是理想的 UWB 接收机结构。但是, DCR 技术容易受到模拟前端硬件失配的干扰, 如 I/Q 失配。在 MB-OFDM UWB 系统中, I/Q 失配引入了镜像频率干扰, 并分为频率相关性和频率无关性 2 个部分^[3]。当 CFO, SFO 和 I/Q 失配并存时, 由 CFO 和 SFO 引起的 ICI 也会映射到镜像频率的子载波数据上, 降低了 CFO 和 SFO 的估计精度。如果不对模拟前端非

理想因素进行补偿消除, CFO, SFO 和 I/Q 失配引入的干扰会严重影响系统性能。

文献[2-4]介绍了若干种在数字基带消除模拟前端非理想因素的方法。但是, 目前还没有一种有效的适用于实际 MB-OFDM UWB 系统的联合估计和补偿算法。文献[2]介绍了一种基于自相关算法的时域 CFO 和 SFO 估计方案, 但是忽略了频率相关性 I/Q 失配的影响。文献[3]介绍了一种基于自适应干扰消除的 I/Q 失配补偿方案, 但是忽略了 CFO 和 SFO 的影响。文献[4]介绍了一种能够对抗相位噪声的时域 I/Q 失配估计算法, 但是它不能够适用于频率相关性 I/Q 失配的环境中。

本文针对 MB-OFDM UWB 系统中模拟前端非理想因素提出了一种联合估计算法, 利用导频序列在频域进行 CFO, SFO 和 I/Q 失配等参数估计。系统仿真结果证明在频率相关性 I/Q 失配影响下, 本文方法相比传统的 CFO 和 SFO 估计算法能够提供更高的估计精度, 并且 MB-OFDM UWB 系统的误包率性能在不同信道环境下接近理想估计时的性能。

2 MB-OFDM UWB系统

MB-OFDM UWB 系统采用基于包的数据传输模式^[1]。在

基金项目: 国家科技重大专项课题基金资助项目“载波体制超宽带高速无线通信芯片研发与应用示范”(2009ZX03006-007)

作者简介: 周 军(1985—), 男, 硕士研究生, 主研方向: 无线通信系统设计; 刘 亮, 博士; 叶 凡, 讲师; 李 巍, 副教授; 李 宁、任俊彦, 教授

收稿日期: 2009-11-23 **E-mail:** 072021057@fudan.edu.cn

每个数据包起始部分包含 30 个 OFDM 符号组成的导频序列组，其中，前 24 个相同的导频序列用于跳频系统中包检测、符号同步以及模拟前端非理想因素的参数估计，后 6 个导频序列用于信道估计。数据符号，包括帧头和帧负载信息在导频序列组后传输。

在发送端，基带信号 $s(t)$ 表示为

$$s(t) = \sum_i \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_{i,k} e^{j2\pi k(t-iMT)/NT} \quad (1)$$

其中， $X_{i,k}$ 表示第 i 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上发送的复数数据符号； T 是发射机采样周期； N 是 OFDM 符号中包含的子载波数目； M 是一个 OFDM 符号中的数据总数，包括数据、导频和零前缀。

在 MB-OFDM UWB 系统中，发射机在发送数据之前需要将基带数据上变频到载波频率 f_c 。依照文献[1]定义，数据包内的每个 OFDM 符号将根据具体的时频码(TFC)在一组特定的子频带上依次传输。文献[5]描述了 UWB 的信道模型，并且根据不同的信道特征表述为 CM1~CM4 这 4 种信道环境。如果引入了频率选择性衰落信道 $h(t)$ 和加性高斯白噪声 $w(t)$ ，接收端的基带信号可以表述为

$$y(t) = s(t) \otimes h(t) + w(t) \quad (2)$$

其中， \otimes 表示卷积运算。在本文中，大写字母表示频域信号，小写字母表示对应的时域信号。

3 模拟前端非理想因素信号模型

在 MB-OFDM UWB 系统的模拟前端信号处理过程受到诸多非理想因素的干扰，如 CFO, SFO 和 I/Q 失配等。CFO 可以看作由上变频和下变频过程中载波中心频率失配导致。发射机和接收机使用不同的晶振产生本地时钟，因此，存在频率偏差 Δf_c 。SFO 由发射机的数模转换器和接收机的模数转换器中采样频率不同导致。

定义归一化的 CFO 和 SFO 分别为 ε_c 和 ε_s 。引入 CFO 和 SFO 干扰，经过快速傅里叶变换(FFT)后第 i 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上的接收端基带复数数据符号可以表示为

$$Z_{i,k} = H_{i,k} Y_{i,k} I_{i,0} + \sum_{l=-N/2, l \neq k}^{N/2-1} H_{i,l} Y_{i,l} I_{i,l-k} + W_k \quad (3)$$

其中， $Y_{i,k}$ 表示引入 CFO 和 SFO 导致的相位旋转后的基带信号； $I_{i,l-k}$ 表示文献[2]中定义的 ICI 系数； W_k 表示频域的噪声样本。

$$Y_{i,k} = X_{i,k} e^{j2\pi M(\varepsilon_c + k\varepsilon_s)/N} \quad (4)$$

$$I_{i,l-k} = e^{j\pi[(l-k)\varepsilon_s + \varepsilon_c](1-1/N)} \frac{\sin \pi((l-k)\varepsilon_s + \varepsilon_c)}{N \sin \pi((l-k)\varepsilon_s + \varepsilon_c)/N} \quad (5)$$

为了简化表示，以后本文中符号 $\sum_{l=-N/2, l \neq k}^{N/2-1}$ 将表示为 $\sum_{l \neq k}$ 。

此外，DCR 中相互正交的 I, Q 两支路的硬件失配将导致 I/Q 失配。使用文献[3]中定义参数符号， g 和 ϕ 分别表示 I, Q 两支路的本地时钟信号间幅度和相位的失配， $H_{I,k}$ 和 $H_{Q,k}$ 分别表示频率相关性失配。引入 I/Q 失配后，第 i 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上的复数数据符号可以表示为

$$\tilde{Z}_{i,k} = G_{1,k} Z_{i,k} + G_{2,k} Z_{i,-k}^* \quad (6)$$

$$G_{1,k} = \frac{1}{2} [H_{I,k} + g e^{-j\phi} H_{Q,k}]$$

$$G_{2,k} = \frac{1}{2} [H_{I,k} - g e^{j\phi} H_{Q,k}]$$

其中， $\{\cdot\}^*$ 表示共轭运算。联合式(3)，引入 CFO, SFO 和 I/Q 失配干扰后接收端基带信号可以表示为

$$\tilde{Z}_{i,k} = G_{1,k} \left(H_{i,k} Y_{i,k} I_{i,0} + \sum_{l \neq k} H_{i,l} Y_{i,l} I_{i,l-k} + W_k \right) + G_{2,k} \left(H_{i,-k}^* Y_{i,-k}^* I_{i,0}^* + \sum_{m \neq -k} H_{i,m}^* Y_{i,m}^* I_{i,m+k}^* + W_{-k}^* \right) \quad (7)$$

在式(7)中，后 3 项表示由于 I/Q 失配引入的镜像频率的干扰。定义在第 k 子载波上的镜像抑制系数(IRR)为

$$IRR_k = \left| \frac{G_{1,k}}{G_{2,k}} \right|^2 \quad (8)$$

在通常情况下，在跳频系统中不同的子频带具有不同的频率特性。CFO 和 I/Q 失配可能会在不同的子频带间互不相同，但是 SFO 一般是固定的，因为它由固定的采样时钟偏差导致。尽管如此，CFO 和 SFO 都是由于发射机和接收机晶振频率不一致引起的，因此，它们是同源的。

4 估计和补偿算法

4.1 CFO和SFO估计

MB-OFDM UWB 系统中训练序列被用来作为包检测、同步和模拟前端非理想因素的参数估计。假设信道在连续 2 个 OFDM 符号的时间间隔内是静态不变的，那么在接收端连续 2 个训练序列之间相位差异将由两部分导致，即 CFO 和 SFO。传统的基于数据辅助的 CFO 估计算法使用时域连续的 2 个训练序列^[2]：

$$\hat{\varepsilon}_{c,n} = \frac{\angle \{z[n] z^*[n+3N]\}}{6\pi M/N} \quad 1 \leq n \leq N \quad (9)$$

其中， $\angle(\cdot)$ 表示复数的俯角； $z[n]$ 和 $z[n+3N]$ 表示连续 2 个训练序列的离散时间样本。然而，传统的 CFO 估计方法在 I/Q 失配存在时将遭受严重的性能损失。在式(7)中，I/Q 失配引入与 CFO 和 SFO 相反的相位旋转，而这部分相反的相位旋转分量将与原有的 CFO 和 SFO 相位旋转相互叠加。这部分镜像频率带来的干扰将会使得式(9)中自相关运算的估计精度降低，严重时将得到错误的估计结果。本文提出一种能够灵活对抗频率相关性 I/Q 失配的联合 CFO, SFO 估计算法。将式(4)和式(5)代入式(3)，可以得到：

$$Z_{3(i+1),k} = Z_{3i,k} e^{j2\pi 3M(\varepsilon_c + k\varepsilon_s)/N} \quad (10)$$

$$Z_{3(i+2),k} = Z_{3i,k} e^{j2\pi 6M(\varepsilon_c + k\varepsilon_s)/N} \quad (11)$$

其中，根据文献[1]， $X_{3i,k} = X_{3(i+1),k} = X_{3(i+2),k}$ ， $H_{3i,k} \approx H_{3(i+1),k} \approx H_{3(i+2),k}$ 。

联合式(10)和式(11)，得

$$\tilde{Z}_{3i,k} + \tilde{Z}_{3(i+2),k} \approx \left(e^{-j2\pi 3M(\varepsilon_c + k\varepsilon_s)/N} + e^{j2\pi 3M(\varepsilon_c + k\varepsilon_s)/N} \right) \left(G_{1,k} Z_{i,k} e^{j2\pi 3M(\varepsilon_c + k\varepsilon_s)/N} + G_{2,k} Z_{i,-k}^* e^{-j2\pi 3M(\varepsilon_c - k\varepsilon_s)/N} \right) \quad (12)$$

在式(12)中，假设 $IRR \gg 1$ 。通常情况下，在实际的 DCR 中该假设是成立的^[3]。

因此，式(12)可以改写为

$$\tilde{Z}_{3i,k} + \tilde{Z}_{3(i+2),k} = \tilde{Z}_{3(i+1),k} \left(e^{-j2\pi 3M(\varepsilon_c + k\varepsilon_s)/N} + e^{j2\pi 3M(\varepsilon_c + k\varepsilon_s)/N} \right) = 2\tilde{Z}_{3(i+1),k} \cos(2\pi \cdot 3M(\varepsilon_c + k\varepsilon_s)/N) \quad (13)$$

因此，可以得到接收端连续 3 个经历模拟前端非理想因素的训练序列间存在关系：

$$\Delta\theta_k = \varepsilon_c + k\varepsilon_s = \frac{N}{6\pi M} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{\tilde{Z}_{3i,k} + \tilde{Z}_{3(i+2),k}}{2\tilde{Z}_{3(i+1),k}} \right) \quad (14)$$

在式(14)中,虽然不能得到 ε_c 和 ε_s 的最大似然估计,但是通过比较相邻子载波间相角差异可以分别得到 ε_c 和 ε_s 的估计值:

$$\hat{\varepsilon}_{s,\Delta d} = \Delta\theta_k - \Delta\theta_l \quad (15)$$

其中, Δd 表示子载波间隔。为了有效对抗噪声干扰,在本文中 Δd 选取为 $(N/2-1)$ 。归一化 SFO 估计值为

$$\hat{\varepsilon}_s = \frac{2}{N-2} \sum_{\Delta d=N/2-1} \hat{\varepsilon}_{s,\Delta d} \quad (16)$$

根据式(14),则归一化 CFO 估计值为

$$\hat{\varepsilon}_c = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \frac{N}{6\pi M} \cos^{-1} \left(\frac{\tilde{Z}_{3i,k} + \tilde{Z}_{3(i+2),k}}{2\tilde{Z}_{3(i+1),k}} \right) - k\hat{\varepsilon}_s \quad (17)$$

4.2 I/Q失配估计

如第3节所述,I/Q失配引入镜像频率的干扰。传统的频率相关性 I/Q 失配估计算法利用相对直流载波对称的2个子载波间信息。然而,由于CFO和SFO引入了ICI,这种关系将会被破坏。在这一部分,介绍一种能够灵活对抗CFO和SFO的频域 I/Q 失配估计算法。利用上一部分得到的归一化 CFO 和 SFO 估计 $\hat{\varepsilon}_c$ 、 $\hat{\varepsilon}_s$,对接收到的导频序列进行正向部分补偿 $POS(\cdot)$ 和负向部分补偿 $NEG(\cdot)$:

$$\begin{aligned} POS\{\tilde{Z}_{3(i+1),k}\} &= \tilde{Z}_{3(i+1),k} \cdot e^{-j2\pi 3M(\varepsilon_c + k\varepsilon_s)/N} = \\ &G_{1,k} Z_{3i,k} + G_{2,k} Z_{3i-k}^* e^{-j2\pi 6M\varepsilon_c/N} \\ NEG\{\tilde{Z}_{3(i+1),k}\} &= \tilde{Z}_{3(i+1),k} \cdot e^{j2\pi 3M(\varepsilon_c - k\varepsilon_s)/N} = \\ &G_{1,k} Z_{3i,k} e^{j2\pi 6M\varepsilon_c/N} + G_{2,k} Z_{3i-k}^* \end{aligned} \quad (18)$$

根据文献[1]定义的训练序列组结构,信道估计序列的符号序号是已知的。因此,在帧同步完成后, $Y_{3i,k}$ 和 Y_{3i-k}^* 的信息在接收端是已知的。在频域得到信道冲击响应和 I/Q 失配的联合估计:

$$\begin{aligned} \hat{G}_{1,k} &= \frac{NEG\{\tilde{Z}_{3(i+1),k}\} - \tilde{Z}_{3i,k}}{Y_{3i,k} (e^{j2\pi 6M\varepsilon_c/N} - 1)} \\ \hat{G}_{2,k} &= \frac{POS\{\tilde{Z}_{3(i+1),k}\} - \tilde{Z}_{3i,k}}{Y_{3i-k}^* (e^{-j2\pi 6M\varepsilon_c/N} - 1)} \end{aligned} \quad (19)$$

在式(19)中,正确的联合估计结果要求 ε_c 不能等于0。尽管现有工艺水平可以将CFO限制在100 ppm(point per million)之内,在实际的OFDM系统中,CFO和SFO都是不可避免的。根据文献[1]给出的接收机规范,式(19)的约束在通常情况下都是成立的。即使在极端情况下,也可以通过引入附加相位旋转得到正确的联合估计。

图1给出了本文提出的模拟前端非理想因素估计算法的框图。其中,CE表示用于信道估计的OFDM符号,CE1和CE2分别表示接收到的第1个和第2个信道估计序列。

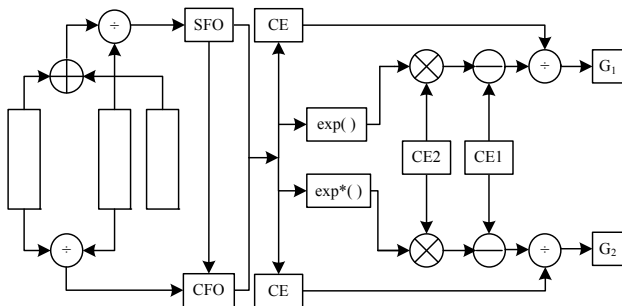


图1 模拟前端非理想因素联合估计算法框图

5 系统仿真

为了验证所提出的算法性能,本文基于文献[1]构建了MB-OFDM UWB系统。在仿真中,针对3种典型的数据率选取了不同的信道环境:53.3 Mb/s于CM4下,200 Mb/s于CM2下,480 Mb/s于CM1下。对于每种仿真情况,仿真1000个数据包,每个数据包长度1024 Byte。不失一般性,选取频带组4下TFC等于1时情形,即3个子频带的载波频率分别为 $f_{c1}=8184$ MHz, $f_{c2}=8712$ MHz和 $f_{c3}=9240$ GHz。CFO和SFO均设定为40 ppm。最大的幅度和相位失配分别为1 dB和 10° ,频率相关性I/Q失配以3插头低通滤波器表示。所有的系统仿真均在理想的符号同步下进行。

图2和图3分别表示了CFO和SFO的估计均方误差(MSE)相对于信噪比(SNR)的关系。为了作对比,图中列出了在信道环境CM1下数据率为480 Mb/s时本文提出的联合估计算法和文献[2]的传统估计算法性能比较。在图2中,CFO1~CFO3分别表示第10子频带~第12子频带CFO估计结果。在图2和图3中,可以看到文献[2]提出的传统估计算法在I/Q失配存在时将导致误差基底。这主要是由于I/Q失配引入了镜像频率干扰,损害了CFO和SFO估计精度。然而,本文提出的联合估计算法在实际的MB-OFDM UWB系统中可以得出准确的CFO和SFO估计。

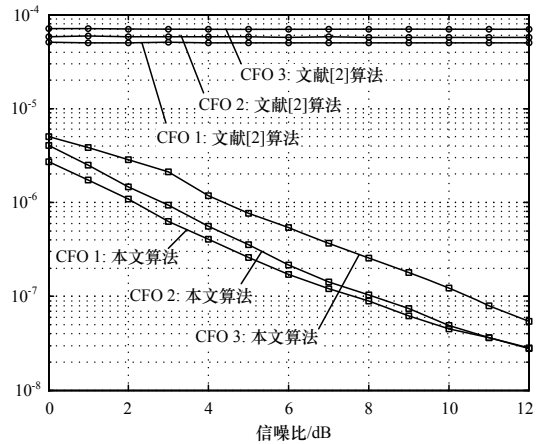


图2 跳频系统不同子频带 CFO 估计均方误差

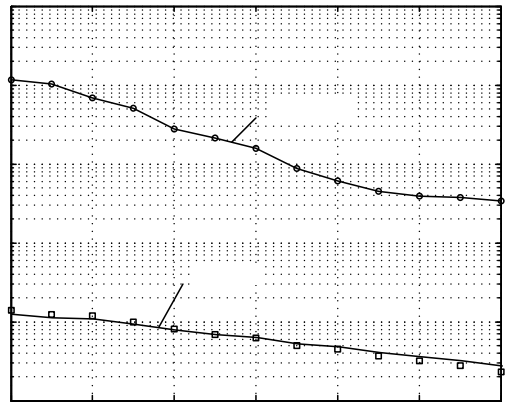


图3 跳频系统 SFO 估计均方误差

图4表示了MB-OFDM UWB系统的误包率性能。为了比较估计算法性能,对比了失配参数理想估计情形和使用本

文提出的联合估计算法情形下系统的误包率性能。系统仿真
(下转第 102 页)