·移动互联与通信技术·　　文章编号：1000-3428(2015)04-0102-05　　文献标识码：A　　中图分类号：TN925

正交频分复用系统中的载波频偏估计方案

林　婧，叶　凡，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电子科技创新平台，上海 201203）

摘　要：针对正交频分复用（OFDM）系统中模拟前端的非理想因素（包括载波频偏和 I/Q 失配等）对系统性能的影响，提出一种在频域对非理想因素进行载波频偏估计的方案。根据 ECMA-368 标准建立信号模型，在频域对3 个连续前导符进行处理，并采用余弦函数算法与正切函数算法对载波频偏进行估计。仿真结果证明，与传统载波频偏估计方案相比，当噪声干扰或 I/Q 失配程度较大时，该方案仍具有较高的估计精度，增强了 OFDM 系统的鲁棒性。

关键词：正交频分复用；宽带系统；载波频偏估计；I/Q 失配；阈值

中文引用格式：林　婧，叶　凡，任俊彦. 正交频分复用系统中的载波频偏估计方案[J]. 计算机工程，2015，41(4)：102-106，111.

英文引用格式：Lin Jing，Ye Fan，Ren Junyan. Estimation Scheme of Carrier Frequency Offset in Orthogonal Frequency Division Multiplexing System[J]. Computer Engineering，2015，41(4)：102-106，111.

Estimation Scheme of Carrier Frequency Offset in Orthogonal Frequency Division Multiplexing System

LIN Jing，YE Fan，REN Junyan

（Micro-Nano Electronics Science and Technology Innovation Platform，
State Key Lab of ASIC and System，Fudan University，Shanghai 201203，China）

【Abstract】In order to solve the problem of non-ideal factors（including Carrier Frequency Offset（CFO），I/Q imbalance，etc.）introduced from analog front-end in bandwidth Orthogonal Frequency Division Multiplexing（OFDM）system，an effective CFO estimation scheme in frequency domain is proposed. Based on ECMA-368 standard，the signal model is built. Processing three consecutive preambles in the frequency domain，cosine function algorithm and tangent function algorithm can be adopted to estimate CFO. Simulation results verify that，compared with the traditional schemes，the proposed scheme is robust to big CFO and I/Q imbalance，thus it can provide better performance and enhance the robustness of the system.

【Key words】Orthogonal Frequency Division Multiplexing（OFDM）；bandwidth system；Carrier Frequency Offset（CFO）estimation；I/Q imbalance；threshold

DOI：10.3969/j.issn.1000-3428.2015.04.019

1　概述

目前，正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM）技术已被广泛地应用于宽带无线通信系统中。相对于窄带系统，基于 OFDM 的宽带无线通信系统在频谱利用的灵活性和抗干扰能力方面都得到了提升，并且发射功率低、保密性高，可以在室内密集多径的传输环境中提供高速高质量的信息传输[1]。

然而，OFDM 系统中模拟前端非理想因素（比如载波频率偏差（Carrier Frequency Offset，CFO）和 I/Q 失配[2]）对系统性能影响较大。CFO 通常是由发射端和接收端所采用的载波频率不一致引起，它的存在会引入载波间干扰并导致采样的最大信号幅度下降。另外，在宽带通信系统中广泛应用的直接变频接收机（Direct Conversion Receivers，DCR）由于无法确保载频的 I 路信号和 Q 路信号正交，因此导致 I/Q 失配，它会在频域引发镜像子载波干扰。I/Q 失配分为 2 种情况：频率无关性（F-I）和频率相关性（F-D）[3]。传统对 CFO 进行估计的算法没有考虑

基金项目：国家科技重大专项基金资助项目（2011ZX03004-001-02）。

作者简介：林　婧（1989－），女，硕士研究生，主研方向：无线通信，集成电路设计；叶　凡，副教授、博士研究生；任俊彦，教授、博士生导师。

收稿日期：2014-05-06　　**修回日期：**2014-06-04　**E-mail：**diana_0926@126.com

F-D 型的 I/Q 失配,然而该失配广泛存在于实际通信系统中,所以,需要一种算法对 F-I 型和 F-D 型的 I/Q 失配均有效。

目前很多文献在估计 CFO 时已经考虑了 I/Q 失配。文献[4]算法适用于 I/Q 失配的影响占主导地位的情况,然而当信噪比的影响超过 I/Q 失配时,该算法性能下降。文献[5]提出一种 CFO 估计和补偿的方案,但运算复杂度较大,同时对 CFO 的补偿能力差。文献[6]通过 OFDM 信号的正交结构对 CFO 进行估计,但不能适应信噪比低的情况。上述文献在估计 CFO 时,仅考虑了 F-I 型的 I/Q 失配,当系统存在 F-D 型失配时,估计精度会进一步降低。为此,本文提出一种可以对抗 F-I 型和 F-D 型的 I/Q 失配方案,利用 3 个前导符在频域中对 CFO 进行估计。

2　系统模型

本文研究基于 ECMA-368 标准[7]定义的多带正交频分复用(Multi-Band OFDM, MB-OFDM)系统。在该系统中,数据以帧为单位传输。在每帧开始传送数据负载前,系统先传送 30 个前导符,其中,前 24 个OFDM 符号重复发送,用于包检测、符号同步以及载波频偏恢复等;后 6 个用于信道估计。数据帧头和数据负载紧随其后传送。OFDM 系统根据时频码(Time Frequency Code, TFC)采取跳频的方式在3 个子频带上交替传输。对于每个子频带,共分配 10 个前导符,前 8 个 OFDM 符号用于频偏恢复和符号同步,后 2 个 OFDM 符号用于信道估计。

无线信道模型由 IEEE 802.15.3a 工作组定义,包括 4 种信道模型[8]:CM1, CM2, CM3 和 CM4。表 1描述了这 4 种信道模型的传输特性。

表 1　信道模型

信道模型	信道特性
CM1	距离:0 ~ 4 m;视距传输
CM2	距离:0 ~ 4 m;非视距传输
CM3	距离:4 m ~ 10 m;非视距传输
CM4	密集多径;非视距传输

根据文献[9],发送的基带信号可表示为:

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

其中,$X_{i,k}$表示第 i 个 OFDM 符号中的第 k 个子载波上发送的复数数据;N 是一个 OFDM 符号中的子载波数目;M 是 OFDM 符号中的采样点总数;T 是采样周期。

该基带信号 $s(t)$在发射前首先被上变频到载波频率,然后通过无线信道传输到接收端。接收端收到的基带等效信号是信道输出和高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)之和。

$$y(t) = r(t) + n(t) \tag{2}$$

$$r(t) = \frac{1}{N}\sum_{i}\sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H_{i,k}X_{i,k} e^{j2\pi k(t-iMT)/NT} \tag{3}$$

其中,$r(t)$表示信道输出;$n(t)$表示高斯白噪声;$H_{i,k}$表示第 i 个 OFDM 符号中第 k 个子载波的信道频域响应。

定义归一化的 CFO(Normalized CFO, Norm-CFO)为 ε,引入 CFO 干扰,经过快速傅里叶变换(FFT)后第 i 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上的复基带信号为:

$$Z_{i,k} = H_{i,k}X_{i,k}e^{j2\pi iM\varepsilon/N}I + \sum_{l=-N/2,l\neq k}^{N/2-1} H_{i,l}X_{i,l}e^{j2\pi iM\varepsilon/N}I + W_{i,k} \tag{4}$$

其中,$W_{i,k}$是独立同分布高斯白噪声的频域形式;I 表示载波间干扰系数:

$$I = e^{j\pi\varepsilon(1-1/N)}\frac{\sin(\pi\varepsilon)}{N\sin(\pi\varepsilon/N)} \tag{5}$$

除此之外,I/Q 失配会在频域导致镜像子载波干扰。假定 2 个正交载波间的幅度偏差为 g,相位偏差为 θ,$H_{I,k}$和 $H_{Q,k}$分别表示 I 路和 Q 路的频率相关性失配。那么,引入 I/Q 失配后,第 i 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上的复基带信号为:

$$\hat{Z}_{i,k} = G_{1,k}Z_{i,k} + G_{2,k}Z^{*}_{i,-k} \tag{6}$$

$$G_{1,k} = \frac{H_{I,k} + ge^{-j\theta}H_{Q,k}}{2} \tag{7}$$

$$G_{2,k} = \frac{H_{I,k} - ge^{j\theta}H_{Q,k}}{2} \tag{8}$$

其中,$\{\cdot\}^{*}$表示共轭运算。结合式(4)与式(6),可以得到经过 CFO 干扰和 I/Q 失配后的第 i 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上的复基带信号:

$$\hat{Z}_{i,k} = G_{1,k}H_{i,k}X_{i,k}e^{j2\pi iM\varepsilon/N}I + G_{2,k}H^{*}_{i,-k}X^{*}_{i,-k}e^{-j2\pi iM\varepsilon/N}I^{*} + I_{i,k} + W \tag{9}$$

其中,$I_{i,k}$表示 $\hat{Z}_{i,k}$中载波间干扰的叠加;W 表示高斯白噪声的叠加。

式(6)中的 $G_{2,k}Z^{*}_{i,-k}$表示由 I/Q 失配引入的镜像子载波干扰。为衡量 I/Q 失配对通信系统的影响程度,定义镜像抑制系数(Image Rejection Ratio, IRR)[10]:

$$IRR_k = |G_{1,k}|^2/|G_{2,k}|^2 \tag{10}$$

在一般情况下,DCR 引起的 I/Q 失配为:幅度失配 1% ~5%,相位失配 1° ~5°,相应的镜像抑制系数为 20 dB ~40 dB[10]。

3　载波频偏估计

3.1　基于 Cosine 和 Tangent 的载波频偏估计算法

在 MB-OFDM 系统中,可以认为信道在连续 3 个OFDM 符号的传送时间内保持不变,则 $H_{i,k} = H_{i+1,k} = H_{i+2,k}$。在每传送一帧时,对于一个子频带

而言,前 8 个 OFDM 符号重复发送,可以获得 $X_{i,k}=X_{i+1,k}=X_{i+2,k}$。为简化推导过程,令 $\varphi=2\pi M\varepsilon/N$,$G_{1,k}H_{i,k}X_{i,k}I=P_1$,$G_{2,k}H^*_{i,-k}X^*_{i,-k}I^*=P^*_2$,可以对接收到的连续 3 个前导符的实部进行如下操作:

$$\mathrm{Re}\{\hat{Z}_{i+2,k}+\hat{Z}_{i,k}\}=[(P_1+P_2)\mathrm{e}^{\mathrm{j}(i+1)\varphi}+(P^*_1+P^*_2)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(i+1)\varphi}]\cdot\cos(\varphi)+N_s \tag{11}$$

$$\mathrm{Re}\{\hat{Z}_{i+1,k}\}=\frac{1}{2}[(P_1+P_2)\mathrm{e}^{\mathrm{j}(i+1)\varphi}+(P^*_1+P^*_2)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(i+1)\varphi}]+N_s \tag{12}$$

其中,$\mathrm{Re}\{\cdot\}$ 表示复数的实部;N_s 包含载波间干扰及高斯白噪声。如果忽略 N_s,则可以得到:

$$\cos\varphi=\frac{\mathrm{Re}\{\hat{Z}_{i+2,k}+\hat{Z}_{i,k}\}}{2\cdot\mathrm{Re}\{\hat{Z}_{i+1,k}\}} \tag{13}$$

同理,可以对接收到的前导符的虚部进行类似处理,从而得到:

$$\cos\varphi=\frac{\mathrm{Im}\{\hat{Z}_{i+2,k}+\hat{Z}_{i,k}\}}{2\cdot\mathrm{Im}\{\hat{Z}_{i+1,k}\}} \tag{14}$$

其中,$\mathrm{Im}\{\cdot\}$ 表示复数的虚部。

Norm-CFO 可通过对式(13)和式(14)中的 cos 函数求反得到。然而,这样直接得到的结果误差较大。为了有效对抗噪声的干扰,对 ε 的估计需要建立在多个样本上并求其均值。在通信系统中,通常使用最大比值合并(Maximal Ratio Combining,MRC)[3]的方法来解决这类问题。MRC 采用分集合并,其核心是将接收到的各支路信号进行加权求和,实现接收端的信号改善。注意到在 MB-OFDM 系统中,一个 OFDM 符号中有 N 个点。因此,应用 MRC 的方法可以得到:

$$\cos\varphi=\frac{\sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1}R_1}{2\cdot\sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1}R_2} \tag{15}$$

$$R_1=\mathrm{Re}\{\hat{Z}_{i+2,k}+\hat{Z}_{i,k}\}\mathrm{Re}\{\hat{Z}_{i+1,k}\}+\mathrm{Im}\{\hat{Z}_{i+2,k}+\hat{Z}_{i,k}\}\mathrm{Im}\{\hat{Z}_{i+1,k}\} \tag{16}$$

$$R_2=|\hat{Z}_{i+1,k}|^2 \tag{17}$$

φ 可由式(18)求得:

$$\varphi=\cos^{-1}\left(\frac{\sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1}R_1}{2\cdot\sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1}R_2}\right) \tag{18}$$

然而,观察式(18)可以看出,当 φ 趋于 0 时,$\cos^{-1}$ 的导数为 $-1/\sin\varphi$,该值接近无穷大。也就是说,在式(15)中对 $\cos\varphi$ 的计算上即使有一个小的偏移,都会给最终结果 φ 造成很大的偏差。

为解决这个问题,考虑将式(18)中的 $\cos^{-1}$ 函数换成 $\sin^{-1}$ 或 $\tan^{-1}$。因为 $\sin^{-1}$ 和 $\tan^{-1}$ 的导数分别为 $1/\cos\varphi$ 及 $\cos^2\varphi$,当 φ 接近 0 时,两者都趋近于 1,即 $\sin^{-1}$ 和 $\tan^{-1}$ 的斜率趋于 1。因此,对 φ 的求解不会对 $\sin\varphi$ 或 $\tan\varphi$ 的计算误差过于敏感。考虑到 $\sin\varphi$ 受 I/Q 失配的影响较大,所以,采用 $\tan\varphi$。求解 $\tan\varphi$ 的具体过程如下:

$$\mathrm{Im}\{\hat{Z}_{i+2,k}\}-\mathrm{Im}\{\hat{Z}_{i,k}\}\approx[(P^*_1-P^*_2)\mathrm{e}^{\mathrm{j}(i+1)\varphi}+(P_1-P_2)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(i+1)\varphi}]\cdot\sin\varphi \tag{19}$$

$$\mathrm{Re}\{\hat{Z}_{i+1,k}\}\approx\frac{1}{2}([(P_1+P_2)\mathrm{e}^{\mathrm{j}(i+1)\varphi}+(P^*_1+P^*_2)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(i+1)\varphi}] \tag{20}$$

根据文献[3],当传输的前导符为实数时,即 $X_{i,k}=X^*_{i,-k}$,存在 $H_{i,k}=H^*_{i,-k}$,$G_{1,k}\approx G^*_{1,-k}$,$I=I^*$,所以,$P_1\approx P^*_1$,而且 $|G_{1,k}|^2\gg|G_{2,k}|^2$,相对于 P_1 而言,式(19)和式(20)中的 P_2 和 P^*_2 可以忽略。于是:

$$\sin\varphi\approx\frac{\sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1}(\mathrm{Im}\{\hat{Z}_{i+2,k}\}-\mathrm{Im}\{\hat{Z}_{i,k}\})}{2\cdot\sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1}\mathrm{Re}\{\hat{Z}_{i+1,k}\}} \tag{21}$$

类似地:

$$\sin\varphi\approx\frac{\sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1}(\mathrm{Re}\{\hat{Z}_{i,k}\}-\mathrm{Re}\{\hat{Z}_{i+2,k}\})}{2\cdot\sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1}\mathrm{Im}\{\hat{Z}_{i+1,k}]} \tag{22}$$

对式(21)和式(22)求平均,得到 $\sin\varphi$ 的值。根据式(15)、式(21)和式(22)可得:

$$\tan\varphi=\frac{\sin\varphi}{\cos\varphi} \tag{23}$$

则 φ 为:

$$\varphi=\tan^{-1}\left(\frac{\sin\varphi}{\cos\varphi}\right) \tag{24}$$

至此,求解 Norm-CFO 已经有 2 种方法:$\cos\varphi$ 和 $\tan\varphi$。为找到这 2 种方法各自的应用范围,需要求出对应阈值。

3.2 阈值设计

基于 $\cos\varphi$ 的载波频偏的估计值对 I/Q 失配具有较好的鲁棒性,但是当 ε 很小时,它的鲁棒性变差。而基于 $\sin\varphi$ 的载波频偏的估计值正好相反,即使是对很小的 φ 仍然有较好的容错性,然而对 I/Q 失配很敏感。根据这 2 种估值方法的特性,可以对这 2 种方法分别计算各自适合的工作区间。

注意到,如果系统不存在 I/Q 失配和噪声干扰,$s=\sin^2\varphi+\cos^2\varphi=1$,所以,可以用 s 偏离 1 的大小来表示 I/Q 失配和噪声干扰的程度。当 I/Q 失配程度高时,$\sin\varphi$ 的估算误差较大,s 偏离 1;当 I/Q 失配程度低时,主要受噪声干扰的影响,s 趋近于 1,此时 $\cos\varphi$ 的估算误差较大。因此,需要设计一个阈值来区分这 2 种情况。考虑到 I/Q 失配程度较难估算,

可以在阈值中体现出噪声的影响,设阈值为 k/SNR,其中,k 是系数。

$$|s-1| \leqslant \frac{k}{SNR}, \varepsilon = \frac{N}{2\pi M}\tan^{-1}\left(\frac{\sin\varphi}{\cos\varphi}\right)$$

$$|s-1| > \frac{k}{SNR}, \varepsilon = sign(\sin\varphi) \cdot \frac{N}{2\pi M}\cos^{-1}(\cos\varphi) \quad (25)$$

其中,第 1 种情况其算法本身就包含了 ε 的符号;在第 2 种情况中,需要另外求出 ε 的符号,根据文献[3],ε 的范围在[-0.1,0.1],因此,$\varphi = 2\pi M\varepsilon/N$ 的符号与 $\sin\varphi$ 相同:

$$sign(\sin\varphi) = \sin\varphi/|\sin\varphi| \quad (26)$$

该方案考虑到系统受 I/Q 失配以及噪声干扰的影响程度不同,采取 2 种估值方法并设计了各自适合的工作区间,从而提升系统鲁棒性,大幅降低了噪声干扰以及 I/Q 失配对估计 Norm-CFO 的影响。

4　仿真结果与分析

为验证本文方案的性能,根据 ECMA-368 标准[7]搭建 MB-OFDM 系统仿真平台。

在该系统中,信道模型 CM1,CM3 分别用来仿真 2 种典型的速率模式:480 Mb/s 和 53.3 Mb/s。TFC 码设为 1,对应的中心载波频率为:f_0 = 3 432 MHz,f_1 = 3 960 MHz,f_2 = 4 488 MHz,即按照这 3 种载波频率进行跳频传输。每组仿真采用1 000个长度为 1 024 Byte的数据帧,并且选择2 种I/Q 失配情形:典型 I/Q 失配和严重 I/Q 失配,具体参数设置见表 2和表 3。

表 2　仿真参数设置

参数	数值
帧长/Byte	1 024
仿真包数	1 000
信道模型	CM1,CM3
速率传输模式/(Mb·s^{-1})	480,53.3
TFC 失配	1
I/Q 失配	典型,严重

表 3　I/Q 失配参数设置

I/Q 失配程度	典型	严重
F-I 型 I/Q 失配参数	g = 0.5 dB θ = 5°	g = 2 dB θ = 20°
F-D 型 I/Q 失配参数	h_i = [1,0.01, -0.01] h_q = [1, -0.01,0.01]	h_i = [1,0.01, -0.01] h_q = [1, -0.1,0.1]

图 1 给出了 Norm-CFO 估计值的均方误差(Mean Square Error,MSE)相对于其准确值的变化规律,并选择了 3 种大小不同的阈值系数分别进行仿真。信噪比设定为 20 dB,选择信道 CM1 的 480 Mb/s速率模式。从图 1 中可以看出,当 k = 0.03 时,由于此时阈值的设置过小,导致对较小的 CFO 的估计也使用反余弦函数,因此 Norm-CFO 等于 0.00时,估计误差很大。当 k = 0.04 时,与 k = 0.03 时情况相反,此时阈值设置过大,导致 Norm-CFO 等于 ±0.01 时,也认定需要使用反正切函数,使得 ±0.01这 2 点的误差很大。相比之下,发现当阈值系数k = 0.035时,对 CFO 的估计最准确。因此,在下文的仿真中,k 值都设为 0.035。

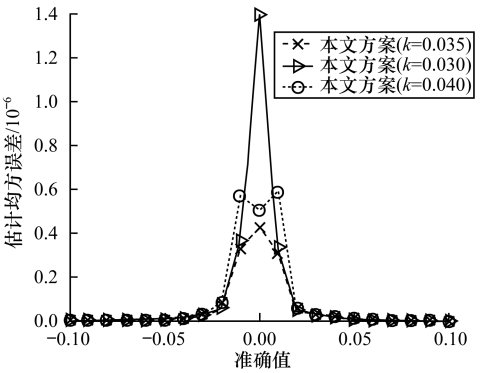


图 1　Norm-CFO 估计均方误差相对于其准确值的变化规律

图 2(a)和图 2(b)分别显示了在 CM1 和 CM3 这 2 种信道模式下,Norm-CFO 的估计值相对于 Norm-CFO 的准确值的变化规律。设定信噪比为 20 dB,并选择典型的 I/Q 失配设置。

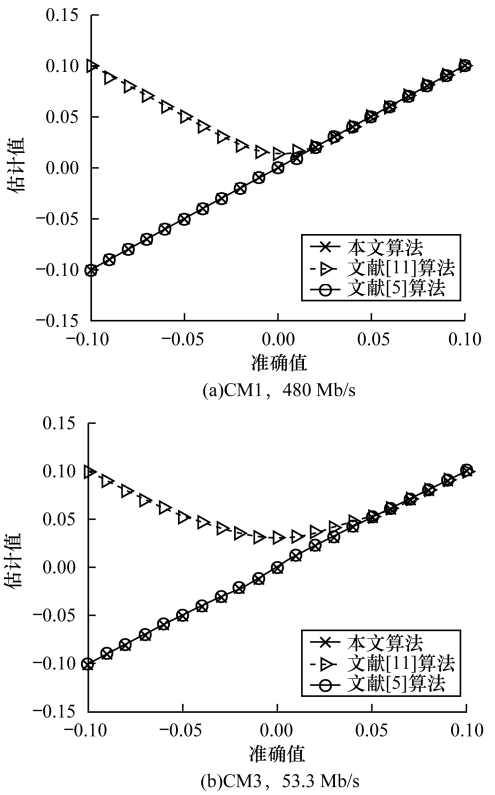


图 2　Norm-CFO 的估计值与其准确值的关系

将本文方案与文献[5]方案、文献[11]方案进

行比较,可以看出,当 Norm-CFO 的准确值为正数时,文献[5]方法、文献[11]方案和本文方案的估计值都很接近准确值,而当 Norm-CFO 的准确值为负数时,文献[11]方案失效,因为其未考虑 CFO 估计值的符号问题。对比图 2(a)和图 2(b),随着信道情况变差,尤其是在 Norm-CFO 的准确值接近 0.00 时,文献[11]方案相比于本文方案,性能恶化较明显。

图 3(a)和图 3(b)分别显示了在 2 种 I/Q 失配的情形下,CFO 估计值的均方误差相对于 Norm-CFO 的准确值的变化规律,其中,信噪比设定为 20 dB,速率模式选择信道 CM1 下的 480 Mb/s。由于文献[11]方案在 Norm-CFO 为负数时失效,因此其左半轴的曲线未画出。观察图 3(a)和图 3(b),可以看出文献[12]方案的估计精度相对较低,并且当 I/Q 失配程度高时,其性能大幅降低。这是由于其估计方案没有考虑 I/Q 失配的影响。文献[5]方案在整个区间内估计精度都较好,但当 Norm-CFO 接近 0.00 时,其误差明显增大。相比之下,本文方案在整个估计区间内误差较低,并且能够对抗大范围的 I/Q 失配。

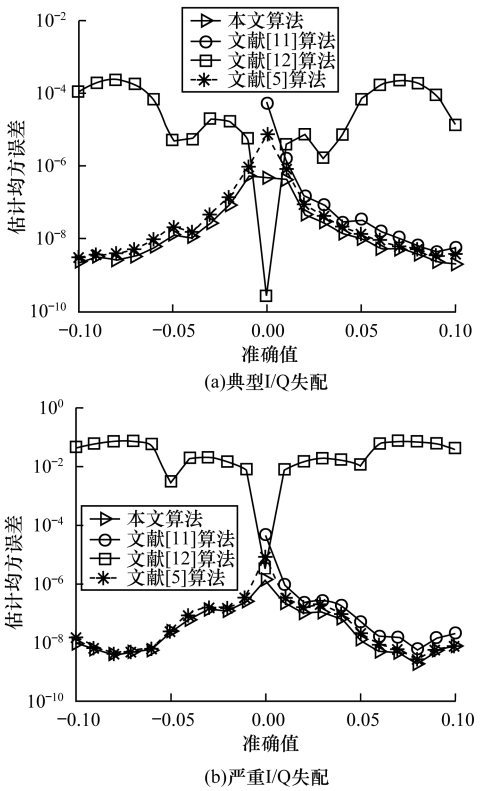


图 3 Norm-CFO 估计均方误差与其准确值的关系

图 4 显示了在 2 种 I/Q 失配情形下,CFO 估计值的均方误差相对于信噪比的变化规律。其中,Norm-CFO 设定为 0.08。通过图 4 观察到在 2 种 I/Q失配情况下,文献[12]方案都出现了误差基底。这主要是由于 I/Q 失配导致的镜像频率干扰,降低了对频偏的估计精度。而无论 I/Q 失配程度是典型还是严重,本文方案相对于文献[11-12]方案,在整个信噪比区间估计精度更高,能够提供更好的系统性能。

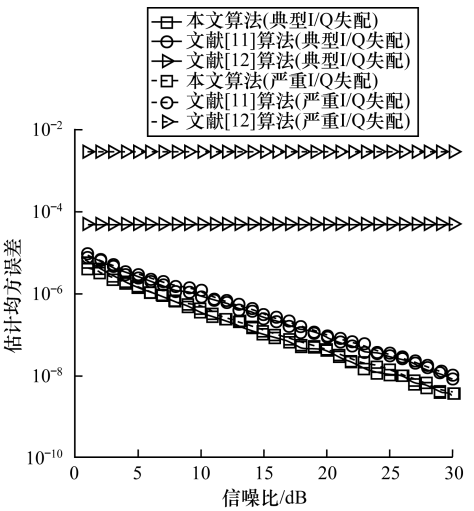


图 4 载波频偏估计均方误差(CM1)

5 结束语

本文提出一种在频域对载波频偏进行估计的方案。针对 I/Q 失配程度的不同,该方案分别采用 2 种算法来提高载波频偏估计精度,并设计了相应阈值来限定 2 种算法的应用范围。系统仿真结果证明,即使在恶劣的非理想环境下,本文算法仍具有较高的频偏估计性能。由于目前本文只研究了存在 I/Q失配情形的 CFO 估计算法,下一步将研究 I/Q 失配的估计补偿算法,滤除频率相关性的 I/Q 失配对系统的影响。

参考文献

[1] 刘 亮,周 军,叶 凡,等. MB-OFDM 超宽带系统中模拟前端非理想因素的估计与补偿[J]. 通信学报,2009,30(10):1-7.

[2] de Rore S, Lopez-Estraviz E, Horlin F, et al. Joint Estimation of Carrier Frequency Offset and IQ Imbalance for 4G Mobile Wireless Systems[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communications. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2006: 2066-2071.

[3] Wang Xiaolong, Xue Yuankun, Liu Liang, et al. Carrier Frequency Offset Estimation in the Presence of I/Q Mismatch for Wideband OFDM Systems[J]. Wireless Personal Communications, 2013, 71(2): 1095-1107.

[4] Sun Mingfu, Yu Jui-Yuan, Hsu Terng-Yin. Estimation of Carrier Frequency Offset with I/Q Mismatch Using Pseudo-offset Injection in OFDM Systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2008, 55(3): 943-952.

(下转第 111 页)

数据中心网络中的吞吐量急剧下降和时延问题,在研究 DCTCP 的基础上提出一种新的协议 FFDTCP,并通过 NS2 仿真实验对该问题的几种解决方案进行比较分析,发现 FFDTCP 能够很好地解决 TCP Incast 问题,并能提高数据中心网络中传输协议的性能。下一步工作将增加评测的指标和环境的复杂度,并考虑增加背景流量,构建更符合实际网络的评测环境。

参考文献

[1] Alizadeh M,Greenberg A,Maltz D A,et al. Data Center TCP (DCTCP)[J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review,2010,40(4):63-74.

[2] Phanishayee A, Krevat E, Vasudevan V, et al. Measurement and Analysis of TCP Throughput Collapse in Cluster-based Storage Systems[C]//Proceedings of the 6th USENIX Conference on File and Storage Technologies, February 26-29, 2008, San Jose USA. Berkeley,USA:USENIX Association,2008:1-14.

[3] Rewaskar S,Kaur J,Smith F D. A Performance Study of Loss Detection/Recovery, in Real-world TCP Implementations[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Network Protocols. Washington D. C., USA:IEEE Press,2007:256-265.

[4] Alizadeh M, Javanmard A, Prabhakar B. Analysis of DCTCP: Stability, Convergence, and Fairness[C]//Proceedings of ACM SIGMETRICS Joint International Conference on Measurement and Modeling of Computer Systems. New York,USA:ACM Press,2001:73-84.

[5] Wu Haitao, Feng Zhenqian, Guo Chuanxiong, et al. ICTCP: Incast Congestion Control for TCP in Data Center Networks[J]. IEEE/ACM Transactions on Networking,2013,21(2):345-358.

[6] Alizadeh M, Atikoglu B, Kabbani A, et al. Data Center Transport Mechanisms: Congestion Control Theory and IEEE Standardization[C]//Proceedings of the 46th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing, October 1-5, 2008, Allerton, USA. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2008: 1270-1277.

[7] McCanne S, Floyd S. Network Simulator——NS-2[EB/OL]. [2014-03-15]. http://www. isi. edu/nsnam/ns/.

[8] Ghemawat S,Gobioff H,Leung Shun-Tak. The Google File System[C]//Proceedings of ACM Symposium on Operating Systems Principles. New York, USA: ACM Press,2003:29-43.

[9] de Candia G, Hastorun D, Jampani M, et al. Dynamo: Amazons Highly Available Key-value Store[C]//Proceedings of the 21st ACM Symposium on Operating Systems Principles, October 14-17, 2007, Skamania Lodge, USA. New York,USA:ACM Press,2007:205-220.

[10] 李　震,杜中军. 云计算环境下的改进型 Map-Reduce 模型[J]. 计算机工程,2012,38(11):27-29,37.

[11] Vasudevan V, Phanishayee A, Shah H, et al. Safe and Effective Fine-grained TCP Retransmissions for Datacenter Communication[C]//Proceedings of SIGCOMM'09, August 17-21, 2009, Barcelona, Spain. New York, USA: ACM Press,2009:303-314.

[12] Podlesny M, Williamson C. An Application Level Solution for the TCP-incast Problem in Data Center Networks[C]//Proceedings of the 19th International Workshop on Quality of Service, June 16-18, 2011, San Jose, USA. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2011:1-23.

编辑　金胡考

(上接第 106 页)

[5] Chen Ying, Jayalath A. Low-complexity Estimation of CFO and Frequency Independent I/Q Mismatch for OFDM Systems[EB/OL]. (2009-05-17). http://jwcn.eurasipjournals. com/content/2009/1/542187.

[6] Sharma R, Lalitha H, Kumar N. Design and Development of Non Data Aided Estimation Algorithm for Carrier Frequency-offset and I/Q Imbalancing in OFDM-based Systems[C]//Proceedings of the 10th International Conference on Wireless and Optical Communications Networks. Washington D. C., USA: IEEE Press,2013:1-4.

[7] ECMA. ISO/IEC 26907-2005 ECMA-368 High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard[S]. 2005.

[8] Molisch A F, Foerster J R, Pendergrass M. Channel Models for Ultra Wideband Personal Area Networks[J]. IEEE Wireless Communications, 2003, 10(6):14-21.

[9] 周　军,刘　亮,叶　凡,等. 超宽带系统非理想因素的联合估计算法[J]. 计算机工程,2010,36(9):97-99.

[10] Zhou Jun, Liu Liang, Ye Fan, et al. Design of New Training Sequence and Estimation Scheme for Frequency Dependent I/Q Imbalance in MB-OFDM Based UWB Systems[C]//Proceedings of ASICON'09. Washington D. C.,USA:IEEE Press,2009:509-512.

[11] Zhou Jun,Liu Liang,Ye Fan,et al. Joint Estimation and Compensation for Front-end Imperfection in MB-OFDM UWB Systems[C]//Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Washington D.C., USA:IEEE Press,2010:2135-2138.

[12] Moose P H. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction[J]. IEEE Transactions on Communications,1994,42(10):2908-2914.

编辑　陆燕菲