



一种 LTE-Advanced 系统频偏估计中的极性翻转消除方法

贾国庆¹, 陈善继¹, 陈超¹, 纪小红¹, 房卫东²

(1. 青海民族大学物理与电子信息工程学院 西宁 810007;

2. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所 上海 201899)

摘要:在分数倍频偏(fractional frequency offset, FFO)估计中, 噪声和信道衰落的影响可能会导致 FFO 估计结果的极性翻转, 使得 FFO 估计精度大大降低, OFDM 系统的同步性能不可避免地恶化。针对 LTE-Advanced 系统, 设计了一种有效的利用主同步信号(primary synchronization signal, PSS)的镜像对称特性的 FFO 极性估计算法, 联合基于 CP 的 FFO 绝对值估计方法, 给出了一种高精度的 FFO 估计方法。仿真结果表明, 所提方法能有效地降低 FFO 估计精度翻转的问题, 保证了同步性能。

关键词:频率同步; 极性翻转消除; LTE-Advanced; 下行链路; 分数倍频偏

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2015204

A Polarity Reversion Elimination Method for LTE-Advanced Frequency Offset Estimation

Jia Guoqing¹, Chen Shanji¹, Chen Chao¹, Ji Xiaohong¹, Fang Weidong²

(1.College of Physics and Electronic Information Engineering, Qinghai University for Nationalities,

Xining 810007, China; 2.Shanghai Institute of Micro-System and Information Technology,

Chinese Academy of Science, Shanghai 201899, China)

Abstract: Traditional fractional frequency offset(FFO) estimation algorithm pay less attention to FFO polarity estimation. Noise and channel fading induced FFO estimation polarity reversion degrades the frequency synchronization performance inevitably. An efficient FFO polarity detection method was proposed in LTE-Advanced system to solve the problem, which utilized the mirror symmetry property of time-domain primary synchronization signal (PSS). Numerical results show that the proposed method can depress FFO polarity reversion efficiently.

Key words: frequency synchronization, polarity reversion elimination, LTE-Advanced, downlink, fractional frequency offset

收稿日期: 2015-03-20; 修回日期: 2015-08-03

基金项目: 青海省国际科技合作项目 (No.2013-H-811, No.2014-HZ-821), 青海省应用基础研究计划基金资助项目 (No.2015-ZJ-721)

Foundation Items: International Science & Technology Cooperation of Qinghai Province(No.2013-H-811, No.2014-HZ-821), Application Basic Research Plan of Qinghai Province(No.2015-ZJ-721)

论文引用格式: 贾国庆, 陈善继, 陈超等. 一种 LTE-Advanced 系统频偏估计中的极性翻转消除方法. 电信科学, 2015204

Jia G Q, Chen S J, Chen C, *et al.* A polarity reversion elimination method for LTE-Advanced frequency offset estimation. Telecommunications Science, 2015204

1 引言

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术已成为 B3G 和 4G 无线通信系统的关键技术,是一种可以有效对抗符号间干扰的多载波通信技术。与传统的频分多路传输方法不同,OFDM 系统各个子载波之间相互正交,各个子载波的频谱部分重叠,从而可以更大限度地利用频域带宽。OFDM 技术已经成功地应用于对称数字线路(asymmetric digital subscriber line, ADSL)、无线本地环路(wireless local loop, WLL)、数字音频广播(digital audio broadcasting, DAB)、无线局域网(wireless local area network, WLAN)、3GPP LTE-Advanced(以下简称 LTE-A)等系统中,获得了很好的性能。

与传统单载波通信系统不同的是,OFDM 系统对于频率偏移非常敏感,频率偏移会引入子载波间干扰,破坏 OFDM 系统中子载波间的正交性,从而大大降低 OFDM 系统的性能。OFDM 系统频率同步的过程中,一般将频率同步分为整数倍频偏(integer frequency offset, IFO)估计和分数倍频偏(fractional frequency offset, FFO)估计^[1]。一般情况下,IFO 基于频域导频序列^[1,2],而 FFO 可以采用基于循环前缀(cyclic prefix, CP)的方法^[3]和基于频域导频序列的方法^[4]。所有这些方法的基本思路都是基于由于频偏引入的序列相位差,通过对相位差求反正切函数得到。对于不同的系统结构,需要特别联合设计这些方案,从而达到最优的频率同步性能。

LTE-A 系统估计频偏的方法有:基于重复序列的方法,如基于 CP 的方法;基于参考序列的方法,如基于 PSS(primary synchronization signal, 主同步信号)、SSS(secondary synchronization signal, 二次同步信号)和 RS(reference signal, 参考信号)的方法。不同的分数倍频偏估计方法的倍频偏估计范围是不同的,其估计范围取决于所用参考序列对之间的时间间隔;估计精度也不同,主要取决于序列间的信道相关性和信号量的大小。当参考信号时间上并不连续时,频偏估计范围根据时间间隔的增大线性地减小。在实际 LTE-A 系统中,通用 RS 时间间隔为 3 个或 4 个 OFDM 符号(含 CP),利用通用解调参考信号估计频偏所能估计到的分数倍频偏范围为 1/6 或 1/8 的子载波间隔;PSS-SSS 在频分双工(frequency division duplex, FDD)模式下间隔约 1 个 OFDM 符号,其频偏估计范围为约 1/2 的子载波间隔,而时分双工(time division duplex, TDD)模式下

间隔约 3 个 OFDM 符号,其频偏估计范围为约 1/6 的子载波间隔。总的来说,这些方法都是通过分析可用以估计频偏的一些接收到的参考信号,通过差分处理获取因频偏导致的相位信息,从该相位信息中处理得到频偏的估计值^[5-10]。

对于 LTE-A 系统而言,一般采用基于 CP 的 FFO 估计和补偿办法^[2]。然而,基于 CP 的 FFO 估计方法有一个很大的缺陷,即由于噪声等信号的干扰,可能会导致所估计的 FFO 的极性(正负)发生翻转,从而导致频偏估计结果误差很大,造成系统性能的急剧恶化,数学分析如下所示。

接收到的时域 OFDM 信号 $y(n)$ 可表示为:

$$y(n) = \sum_{\tau=0}^{L_h-1} h(\tau) x(n-\tau) e^{-j \frac{2\pi n \varepsilon}{N \Delta f_c}} + w(n) \quad (1)$$

其中, $x(n)$ 是发射的 OFDM 符号, $h(\tau)$ 为最大多径时延为 L_h 的信道衰落系数, N 为 OFDM 符号的 FFT 大小, ε 为频率偏移, Δf_c 为子载波间隔, $w(n) \sim \mu(0, \sigma^2)$ 为加性高斯白噪声, $n = \{0, 1, \dots, N-1\}$ 。从而基于 CP 的 FFO 估计为:

$$\hat{\varepsilon}_{\text{CP}} = -\frac{\Delta f_c}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im} \left(\sum_{i=0}^{N_g-1} y(i) y^*(i+N) \right)}{\text{Re} \left(\sum_{i=0}^{N_g-1} y(i) y^*(i+N) \right)} \right\} \quad (2)$$

其中, N_g 为 CP 长度。

由于反正切函数 $\tan^{-1}\{\text{Im}(x), \text{Re}(x)\} \in (-\pi, \pi]$, 从而有 $\hat{\varepsilon} \in \left(-\frac{1}{2}\Delta f_c, \frac{1}{2}\Delta f_c\right)$ 。

分数倍频偏估计就是参数相位的估计,上述算法都是通过对于反正切函数求解得到频偏估计值。反正切函数在第二和第三象限的函数值不连续,而是关于 x 轴极性跳变的。也就是说当系统分数倍频偏接近频偏估计方法所估计范围的边缘(正好处于第二象限和第三象限的过渡区域)时,由于受噪声的干扰,估计值极易发生极性的翻转,从而使得频偏估计误差可达两倍的分数倍频偏估计范围,从而严重损伤系统的性能。也就是说,在相位的第二和第三象限之间,由于噪声影响导致对于频偏估计有一个模糊区域,当系统频偏位于该模糊区域(如图 1 所示)时,极易发生频偏估计结果的极性翻转。例如当系统的 FFO 接近于 $0.5\Delta f_c$ 时,可能会导致一个正的 FFO 会被判定为一个负的 FFO,导致系统频偏估计误差很大、同步性能很差,而现有的文献中并没有解决相应问题的算法可供使用。

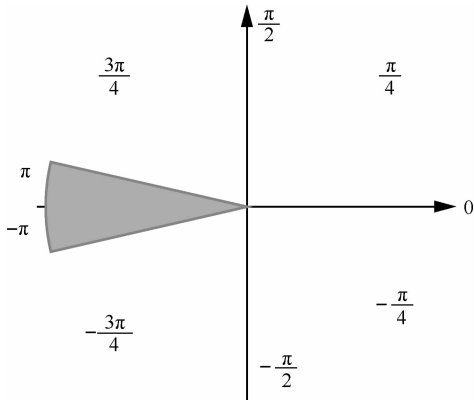


图1 频偏估计中相位模糊区域

2 一种新的频偏估计方法

3GPP LTE-A 系统中的 PSS^[1]是一种 CAZAC 序列,具有良好的自相关和互相关特性,主要用于时间及频率同步,也可用于小区识别等。该信号在频率域上生成,生成方式为:

$$pss(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi u n(n+1)}{63}}, & n=0,1,\dots,30 \\ e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{63}}, & n=31,32,\dots,61 \end{cases} \quad (3)$$

其中, $u=\{25,29,34\}$ 为上层系统参数。频域 PSS 经 IFFT 调制后变换到时域,表示为 $x_{pss}(n)=pss(n)$, $n=\{0,1,\dots,N-1\}$ 。 $pss(n)$ 是镜像对称的序列,即有 $pss\left(\frac{N}{2}+l\right)=pss\left(\frac{N}{2}-l\right)$,其中 $l=\{1,2,\dots,\frac{N}{2}-1\}$,对称情况如图 2 所示。

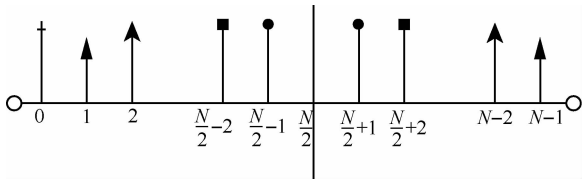


图2 PSS 的时域镜像对称性质

时域 PSS x_{pss} 通过信道传输后到达接收端,从式(1)中可以发现:接收到的 PSS y_{pss} 中包含了频率偏移导致的相位信息,可利用该信息进行 FFO 的估计。为分析简便,假设在一个 OFDM 符号期间,信道静态并且无多径干扰存在。利用 PSS 的镜像对称特性定义如下的 FFO 估计变量。

$$\begin{aligned} \zeta &= \frac{2}{L} \sum_{l=1}^{\frac{L}{2}-1} y_{pss}\left(\frac{N}{2}+l\right) y_{pss}^*\left(\frac{N}{2}-l\right) \times y_{pss} \\ &\quad \left(\frac{N}{2}+l-L\right)^* y_{pss}\left(\frac{N}{2}-l+L\right) \\ &= C_L e^{j\rho\pi} + \omega_L \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $\rho = \frac{4L\varepsilon}{N\Delta f_c}$, $1 \leq L \leq \left(\frac{N}{2}-1\right)$, y_{pss} 为接收到的 PSS, ω_L 为噪声分量。

$$C_L = \frac{L}{2} \sum_{l=1}^{\frac{L}{2}-1} |h(n)|^4 \left| pss\left(\frac{N}{2}+l\right) \right|^2 \left| pss\left(\frac{N}{2}+l-L\right) \right|^2 \quad (5)$$

其中, C_L 定义为信道响应和 PSS 乘积求和后所得的标量,故基于 PSS 的 FFO 估计结果为:

$$\hat{\varepsilon}_{PSS} = -\frac{\Delta f_c}{4\pi L} \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}(\zeta)}{\text{Re}(\zeta)} \right\} \quad (6)$$

从式(4)不难发现变量 C_L 为实数,从而 FFO 极性估计结果可表示为:

$$\lambda = \text{sign}(\text{Im}(\zeta)) = \text{sign}(\cos(\rho\pi) + \text{Im}(\omega_L)) \quad (7)$$

其中, $\text{Im}\{\zeta\}$ 为高斯分布的随机变量,其均值为 $\sin(\rho\pi)$, 方差为 $\frac{(2(2\sigma^2+\sigma^4)+(2\sigma^2+\sigma^4)^2)}{2}$, $\text{sign}()$ 用来计算变量的极性。

通过分析不难发现,基于时域 PSS 的 FFO 估计方法,其对 FFO 绝对值的估计精度并不高。主要是由于可用于统计计算的信号量太少并且估计的 FFO 范围也很窄。估计范围的大小由参数 L 给定,其获得最大频率的估计范围为 $\left(-\frac{1}{4L}\Delta f_c, \frac{1}{4L}\Delta f_c\right)$ 。经过简单的分析可以发现,随着参数 L 的增加,估计范围越来越窄,但精度越来越高。

因此可以考虑如下的 FFO 估计方法:基于 CP 的方法来计算 FFO 的绝对值,利用 PSS 镜像对称特性给出 FFO 的极性。所提的 FFO 估计结果由式(8)给定:

$$\hat{\varepsilon} = \lambda |\hat{\varepsilon}_{CP}| = \lambda \left| \frac{\Delta f_c}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im} \left(\sum_{i=0}^{N_g-1} y(i) y^*(i+N) \right)}{\text{Re} \left(\sum_{i=0}^{N_g-1} y(i) y^*(i+N) \right)} \right\} \right| \quad (8)$$

采用基于 PSS 镜像对称特性计算 FFO 极性时,参数 L 的选择非常重要,分析如下:FFO 估计结果的极性在估计范围的边界翻转情况如图 3 所示,图 3 中 $\text{Re}()$ 为求实部的计算方法。当参数 L 增大时,通过统计平均噪声,干扰随之降低,但是变量 $\sin(\rho\pi)$ 越来越小,导致 FFO 估计的极性 λ 翻转的概率增大。因此在综合考虑上述问题后,可以给出一个最优的参数 L 。

通过图 3 中分析,FFO 极性的检测概率 P 可以通过式(9)推导得出:

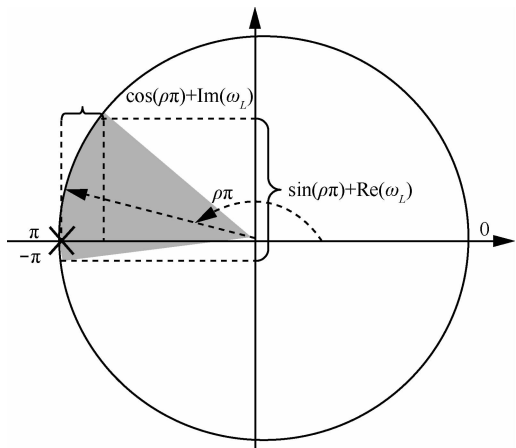


图 3 FFO 估计中的相位分析

$$\begin{aligned} P &= Prob\{\lambda > 0 | \varepsilon > 0\} p\{\varepsilon > 0\} + \\ &\quad Prob\{\lambda < 0 | \varepsilon < 0\} p\{\varepsilon < 0\} \quad (9) \\ &\simeq Prob(\text{Im}(\zeta) > 0 | \sin(\rho\pi) > 0) \end{aligned}$$

因此,极性检测概率可以表示为:

$$P = \frac{(1 + \text{erf}(\sin(\rho\pi)/\mathcal{G}))}{2} \quad (10)$$

$$\text{其中, } \mathcal{G} = \sqrt{\frac{4(2\sigma^2 + \sigma^4) + 2(2\sigma^2 + \sigma^4)^2}{L}}, \text{erf}()$$

为误差函数。

图 4 给出了低信噪比 (-3.5 dB、-2.5 dB、-1.5 dB、-0.5 dB、0.5 dB、1.5 dB) 时不同参数 L 下极性检测的正确概率。不论是理论分析结果,还是仿真结果,参数 $L=38$ 的时候,极性检测概率(polarity detection probability)最优。对于多径衰落信道,多径干扰会降低该检测概率,但是参数 L 的最优

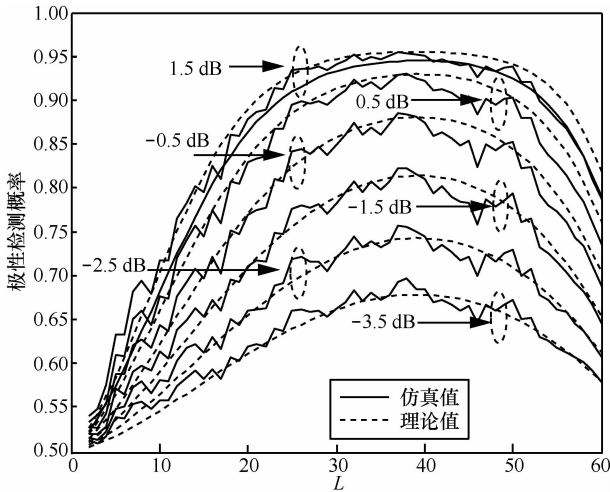


图 4 不同 L 下理论和仿真分析的极性翻转概率

值不会改变。

3 仿真分析

本文所提的 FFO 估计方法,在 3GPP LTE-A TDD 模式下行接收机链路中进行了仿真,仿真参数由表 1 给出。传统的基于 CP 的 FFO 估计方法和本文所提的新型估计方法的对比仿真结果由图 5 给出。

表 1 仿真参数配置

参数类型	配置
信道类型	ETU
最大多普勒偏移/Hz	300
FFT 大小	128
带宽/(Mbit·s ⁻¹)	1.4
上下行配置模式	5
CP 模式	通用 CP
TDD/FDD	TDD
发射天线数	1
接收天线数	1

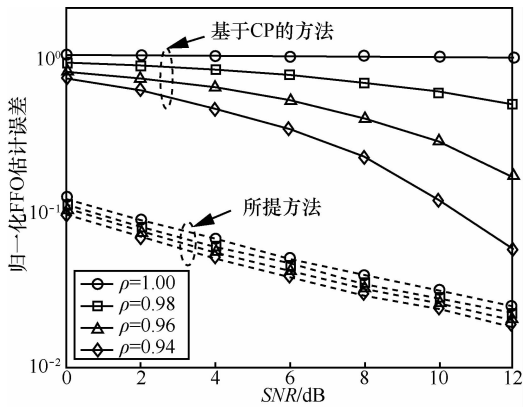


图 5 所提 FFO 估计方法跟传统 CP 方法的性能仿真对比

对比结果发现,所提方法由于有效克服了 FFO 极性翻转的问题,从而使得系统的归一化 FFO 估计误差(normalized FFO estimation error)得到了有效的提升,尤其是在低信噪比的情况下,性能提升尤其明显,FFO 估计的归一化误差降低了一个数量级。从信噪比改善的角度看,在信噪比(signal noise ratio, SNR)为 5 dB 的时候提升了 8 dB 的性能,从而可以看出所提方法在性能提升方面的优势。从算法复杂度增加的角度看,由于所提方法仅仅是每半帧增加了次乘法和次加法,因此复杂度增加微乎其微,完全可以接受。



4 结束语

本文利用 LTE-A 系统中 PSS 的镜像对称特性提出了一种 FFO 极性检测算法,并联合基于 CP 的 FFO 估计方法,给出了一种 FFO 估计的新方法。所提方法由于可以有效降低 FFO 估计中的极性翻转问题,使得系统 FFO 估计误差得到了有效降低。通过在 LTE-A 系统多径信道下的仿真发现,跟传统方法相比性能增益明显,特别适合应用在低信噪比情况下的频偏估计。

参考文献

- 1 Woseyila A B, Kasparis C, Evans B G. Robust time-domain timing and frequency synchronization for OFDM systems. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2009, 55(2): 391~399
- 2 Myung J S. A frequency synchronization method for 3GPP LTE OFDMA system in TDD mode. Proceedings of the 9th International Conference on Communications and Information Technologies, Incheon, Korea, 2009
- 3 Qi W, Chritian M. Carrier frequency synchronization in the downlink of 3GPP LTE. Proceedings of the 21st Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Istanbul, Turkey, 2010
- 4 Konstantinos M, David M G E, Volker J. A closed concept for synchronization and cell search in 3GPP LTE systems. Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference, Budapest, Spain, 2009
- 5 Tsai Y M, Zhang G D. Estimation of integer carrier frequency offset in OFDM systems based on the maximum likelihood principle. IEEE Transactions on Broadcasting, 2009, 55(1): 95~108
- 6 Wang Q, Mehlhruer C, Rupp M. SNR optimized residual frequency offset compensation for WiMAX with throughput evaluation. Proceedings of the 17th European Signal Processing Conference, Glasgow, Scotland, 2009
- 7 Athaudage C R N, Sathananthan K. Cramer-rao lower bound on frequency offset estimation error in OFDM systems with timing error feedback compensation. Proceedings of the 5th International Conference on Information, Communications and Signal Processing, Bangkok, Thailand, 2005
- 8 Minn H, Bhargava V K, Letaief K B. A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 2(4):822~829
- 9 Minn H, Bhargava V K, Letaief K B. A combined timing and frequency synchronization and channel estimation for OFDM.

IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(3): 416~422

- 10 Tsai Y M, Zhang G D. Time and frequency synchronization for 3GPP long term evolution systems. Proceedings of the IEEE 65th Vehicular Technology Conference, Dublin, Ireland, 2007
- 11 3GPP TS36-211 (v10.1.0). Physical Channels and Modulation, 2011

[作者简介]



贾国庆,男,博士,青海民族大学物理与电子信息工程学院院长助理、副教授,主要研究方向为 MIMO-OFDM 系统物理层关键技术、算法以及 3GPP 标准化研究。



陈善继,男,青海民族大学物理与电子信息工程学院院长、教授,主要研究方向为智能信号处理、物联网研究及应用。



陈超,男,青海民族大学物理与电子信息工程学院副教授,主要研究方向为信号处理与物联网技术。



纪小红,女,青海民族大学物理与电子信息工程学院助教,主要研究方向为 3GPP 标准化。



房卫东,男,博士,中国科学院上海微系统与信息技术研究所高级工程师,主要研究方向为无线传感器网络可信传输、无线传输性能测试。