

doi:10.13756/j.gtxyj.2017.01.007

光通信系统与网络技术

一种基于多步插值的频偏估计法

李海涛¹, 辛 鹏², 李垠韬³, 黄丽艳¹, 安慧蓉², 袁卫国³, 雷学义⁴

(1. 武汉光迅科技股份有限公司, 武汉 430205; 2. 中国电力科学研究院, 北京 102401;

3. 国网冀北电力有限公司信息通信分公司, 北京 100053; 4. 国家电网公司信息通信分公司, 北京 100761)

摘要:提出了一种基于多步插值的频偏估计算法,用于相干光通信中数字相干接收机的频偏估计补偿。该算法首先采用少量的数据点作 FFT(快速傅里叶变换),粗估计出频偏值,然后采用 DFT(离散傅里叶变换)进行多步插值计算,降低了计算复杂度。在一个 28 GBaud 的 QPSK(正交相移键控)仿真系统中进行了仿真验证,结果表明,与最新报道的 LS(最小二乘)算法相比,该文所提算法可以大大降低现有算法的复杂度。

关键词:相干光通信;频偏估计;快速傅里叶变换;多步插值

中图分类号:O436 **文献标志码:**A **文章编号:**1005-8788(2017)01-0019-04

A Frequency Offset Estimation Algorithm Based on Multi-steps Interpolation

LI Hai-tao¹, XIN Peng², LI Yin-tao³, HUANG Li-yan¹, AN Hui-rong², YUAN Wei-guo³, LEI Xue-yi⁴

(1. Accelink Technologies Co., Ltd., Wuhan 430205, China; 2. China Electric Power Research Institute,

Beijing 102401, China; 3. State Grid Jibei Electric Power Company, Beijing 100053, China;

4. State Grid Information and Telecommunication Brand, Beijing 100761, China)

Abstract: A Frequency Offset Estimation (FOE) algorithm based on multi-steps interpolations is proposed for coherent optical systems. Firstly, the proposed algorithm implements Fast Fourier Transform (FFT) operation with a small number of samples to obtain the coarse FOE. Then, it adopts Discrete Fourier Transform (DFT) to reduce the computational complexity. In a 28 GBaud coherent Quaternary Phase-Shift Keying (QPSK) system, compared with Least-Squares (LS) FOE algorithm, the proposed algorithm can significantly reduce the complexity.

Key words: coherent optical communication; frequency offset estimation; FFT; multi-steps interpolation

0 引 言

近几年,人们将 DSP(数字信号处理)技术应用于基于 PM-QPSK(偏振复用-正交相位键控)的相干光通信系统中,实现了较高的频谱效率^[1-2]。

盲频偏估计算法可以分为两类^[3],第一类是对去调制信息后的相邻数据点的相位作差分运算,并取均值得到频偏估计值,该类算法复杂度低,但估计精度差^[4-5]。为了提高估计精度,有人提出了两步法^[3]以及精度更高的 LS(最小二乘)法^[5],但这种算法的复杂度较高。第二类是基于 FFT(快速傅里叶变换),这类算法的缺点是 FFT 存在栅栏效应,估计精度受到了限制。而有效解决栅栏效应的一种方法就是采用 DFT(离散傅里叶变换)插值算法^[6-7],即在最大谱线两边的两个频率点上用 DFT 计算其对应的幅值,然后通过计算出误差值来减缓栅栏效应的影响,但这类算法的复杂度也较高。

事实上,我们并不需要精确地计算每一个频谱分量,只需精确计算出峰值处的频率即可。基于这

个思想,我们提出了多步插值的频偏估计算法,即采用少量的数据点通过 FFT 找到最大值的初步位置,然后不断地用增多的数据点来计算插值处的频偏幅值。本文对 28 GBaud 的 QPSK 系统进行了仿真,结果表明:在 SNR(信噪比)门限以上,本文提出的算法达到了传统的 DFT 插值算法及 LS-64 相同的估计精度,但复杂度却降低了。

1 基本原理

对于 QPSK 系统,考虑到 ASE(自激发射放大)噪声、载波频偏和相位噪声的情况下,接收到的第 k 个数据点可以表示为^[3]

$$y_k = A \exp[j(\theta_k + 2\pi\Delta f k T_s + \varphi_k)] + n_k, \quad k = 1, 2, \dots, L, \quad (1)$$

式中, A 为数据点的幅值; $\theta_k \in \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 为第 k 个数据点的相位; Δf 为频偏值; T_s 为符号周期; φ_k 为相位噪声; n_k 为加性高斯噪声; L 为数据点个数。

对 y_k 作 4 次方运算,移除调制信息,得到

收稿日期:2016-07-12

作者简介:李海涛(1976—),男,河南驻马店人。高级工程师,硕士,主要研究方向为光纤通信和超长距离大容量光传输技术。

通信作者:黄丽艳,高级工程师。E-mail:liyan.huang@accelink.com

$$y_k^4 = A^4 \exp[j(8\pi\Delta f k T_s + 4\varphi_k)] + n'_k, \quad (2)$$

式中, n'_k 表示噪声项。根据傅里叶变换性质可知, y_k^4 的频谱存在一个峰值, 该峰值所对应的频率值即为 $4\Delta f$ 。

因为我们要搜寻最大峰值的位置, 所以只关心峰值处的分辨率。为了降低计算复杂度, 我们在最大峰值两边进行多步插值来逐步提高估计精度。首先用较少数据点 (N_0) 作 FFT 运算, 找到最大值对应的频率, 得到粗频偏估计值 $\Delta\hat{f}_0$; 然后采用 N_0 个数据点在 $\Delta\hat{f}_0$ 两边作 DFT 插值运算, 计算出残余频偏值, 得到频偏估计值 $\Delta\hat{f}_1$, 即为第 1 步插值过程; 然后采用 $2N_0$ 个数据点在 $\Delta\hat{f}_1$ 两边作 DFT 插值运算, 计算出残余频偏值, 得到频偏估计值 $\Delta\hat{f}_2$, 即为第 2 步插值过程; 依次类推, 即用 L_m ($L_m = N_0 \cdot 2^{m-1}$, $m=1, 2, \dots$) 个数据点在 $\Delta\hat{f}_{m-1}$ 两边作 DFT 插值运算, 得到频偏估计值 $\Delta\hat{f}_m$, 重复这个过程, 直到 $\Delta\hat{f}_m$ 满足系统所需要的估计精度。具体理论推导过程如下:

首先, 利用 FFT 运算得到粗估计频偏值^[8]:

$$\Delta\hat{f}_0 = \frac{1}{4} \arg \max_{f \in [-R_s/2, R_s/2]} \left| \frac{1}{N_0} \sum_{k=0}^{N_0-1} y_k^4 e^{-j2\pi f k T_s} \right|, \quad (3)$$

式中, R_s 为采样速率。由 DFT 计算公式可得^[6]:

$$Y_n = |FFT(y_k^4)| = \left| A \frac{\sin(\pi\delta)}{\sin(\pi\delta/N_0)} \right| \approx \frac{AN_0 |\sin(\pi\delta)|}{\pi |\delta|}, \quad (4)$$

式中, Y_n 表示 DFT 后频域的第 n 个幅值, $n=0, 1, \dots, N_0-1$; $\delta=4\Delta f N_0 T_s - n$ 。式(3)得到的粗估计频偏值也可以表示为

$$\Delta\hat{f}_0 = \frac{n_0}{4N_0 T_s} = \frac{\text{int}(4\Delta f N_0 T_s)}{4N_0 T_s}, \quad (5)$$

式中, n_0 即为最大谱线所对应的位置。记 $\delta_0 = 4\Delta f N_0 T_s - n_0$, 则 δ_0 ($|\delta_0| < 0.5$) 即为粗估计频偏值与真值之间的误差。下面我们利用多步插值算法来计算 δ_0 。

根据式(4), 有

$$Y_{n_0 \pm 0.5} = \frac{AN_0 |\sin[\pi(\delta_0 \pm 0.5)]|}{\pi |\delta_0 \pm 0.5|} = \frac{AN_0 |\cos(\pi\delta_0)|}{\pi(0.5 \mp \delta_0)}, \quad (6)$$

对式(6)变形, 得:

$$\delta_0 = 0.5 \cdot \frac{Y_{n_0+0.5} - Y_{n_0-0.5}}{Y_{n_0+0.5} + Y_{n_0-0.5}}, \quad (7)$$

在式(7)中, $Y_{n_0 \pm 0.5}$ 的值可以通过 DTFT(离散时域傅里叶变换)计算得到:

$$Y_{n_0 \pm 0.5} = \left| \frac{1}{N_0} \sum_{k=0}^{N_0-1} y_k^4 e^{-j2\pi(4\Delta\hat{f}_0 k T_s \pm 0.5)} \right|, \quad (8)$$

所以, 联立式(8)和式(7), 即可得到一步插值计算出的频偏值:

$$\Delta\hat{f}_1 = \Delta\hat{f}_0 + \frac{\delta_0}{4N_0 T_s}. \quad (9)$$

然而, 一步插值得到的 δ_0 值是不够准确的, 受噪声的影响较大。对于多步插值的计算, 只需将式(7)~式(9)代换为式(10)~式(12):

$$Y_{m, \Delta\hat{f}_{m-1} \pm 0.5} = \left| \frac{1}{L_m} \sum_{k=0}^{L_m-1} y_k^4 e^{-j2\pi(4\Delta\hat{f}_{m-1} k T_s \pm 0.5)} \right|, \quad (10)$$

$$\delta_{m-1} = 0.5 \cdot \frac{Y_{m, \Delta\hat{f}_{m-1}+0.5} - Y_{m, \Delta\hat{f}_{m-1}-0.5}}{Y_{m, \Delta\hat{f}_{m-1}+0.5} + Y_{m, \Delta\hat{f}_{m-1}-0.5}}, \quad (11)$$

$$\Delta\hat{f}_m = \Delta\hat{f}_{m-1} + \frac{\delta_{m-1}}{4L_m T_s}, \quad (12)$$

式中, $m=1, 2, 3, \dots$, 代表了多步插值的阶次, 它决定了总的数据点个数 L_m 和算法的估计精度。

2 仿真结果

我们对一个 28 Gbaud 的 QPSK 相干光通信系统进行了仿真。仿真中设激光器线宽为 100 kHz。首先, 我们比较了多步插值算法和传统的 DFT 插值算法(只做了一次插值运算)。图 1 所示为仿真得到的归一化 MSE(均方误差, 定义为 $E(|\Delta\hat{f}T_s - \Delta fT_s|^2)$) 与 SNR 之间的关系曲线。图中, $N_0=128$ 、 $N_0=256$ 和 $N_0=512$ 分别对应于 $m=4$ 、 $m=3$ 和 $m=2$ 。

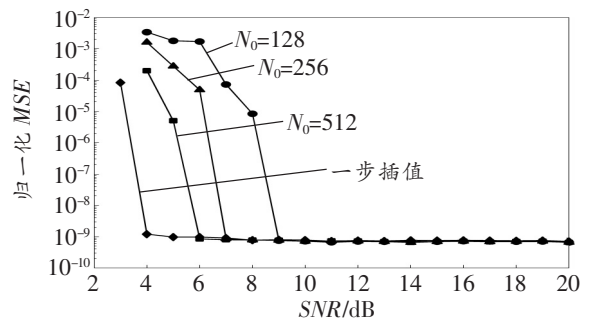


图 1 归一化 MSE 与 SNR 的关系

为了模拟实际情况, 仿真时, 图 1 所用频偏值从 $[-3.4 \text{ GHz}, 3.4 \text{ GHz}]$ 范围内随机选取, 每个 SNR 值都进行了 2 000 次仿真, 数据的总长度 $L=1\,024$ 。从图 1 中可以看到, 在采用相同数据点 L 的情况下, 不同多步插值算法和传统 DFT 插值算法具有相同的估计精度。只是 SNR 门限不同。参数 N_0 决定了 SNR 门限的大小, 我们可以根据实际系统对 SNR 门限的需求来选取 N_0 的值。当 $N_0=L$ 时,

SNR 门限值最低,此时多步插值算法即为传统的 DFT 插值算法。

为了进一步研究多步插值算法在 QPSK 系统中的性能,我们与最近报道的 LS 法频偏估计算法 (LS-4、LS-16 和 LS-64)^[5]进行了对比,结果如图 2 所示。在图 2 的仿真中,频偏值从 $[-3 \text{ GHz}, 3 \text{ GHz}]$ 范围内随机选取,每个 SNR 值都进行了 2 000 次仿真, N_0 取 256。

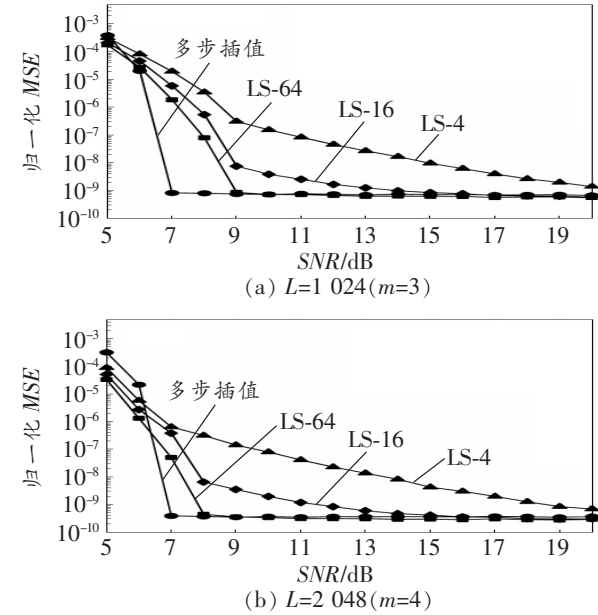


图 2 归一化 MSE 与 SNR 的关系

图 3 所示为归一化 MSE 与频偏的关系曲线。在图 3 的仿真中,SNR 为 10 dB,总的数据点个数为 $L=1024$,每个频偏值都进行了 2 000 次仿真, N_0 取 256 ($m=3$)。从图 2 和图 3 可以看出,多步插值算法可以和 LS-64 达到相同的估计精度,而且 SNR 门限要低于 LS-64;多步插值算法的估计范围为 $[-3.4 \text{ GHz}, 3.4 \text{ GHz}]$,大于 LS-M 的估计门限 $[-3 \text{ GHz}, 3 \text{ GHz}]$ ^[6]。另外,与 LS-M 相比,多步插值算法不需要相位解扰操作,简化了实现过程。

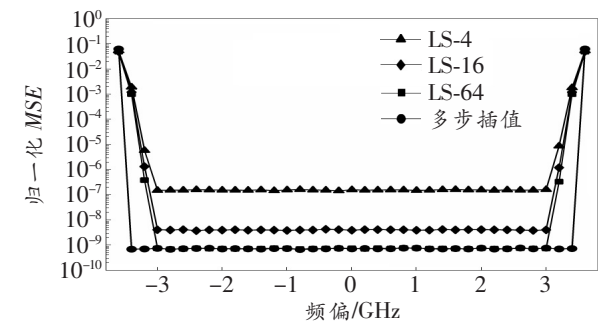


图 3 归一化 MSE 与频偏的关系

3 计算复杂度分析

通过 4 次方运算去调制信息之后,对于传统 DFT 插值算法,只进行了一次插值运算,设总的数点长度为 L ,则其所需复数乘法次数为

$$MUL_{\text{one-step}} = \frac{L}{2} \log_2 L + 2L \quad ; \quad (13)$$

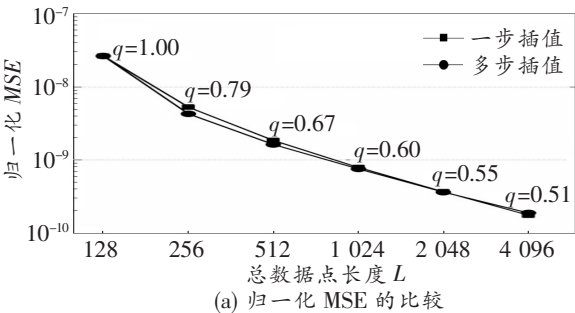
对于多步插值算法,只用了 N_0 个数据点作 FFT 运算,所以当总数据点长度为 L 时,其所需复数乘法次数为

$$MUL_{\text{multi-steps}} = \frac{N_0}{2} \log_2 N_0 - 2N_0 + 4L \quad ; \quad (14)$$

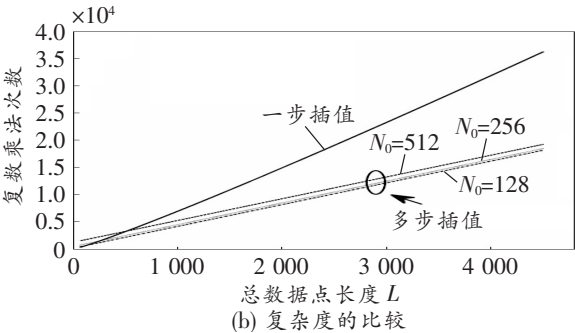
对于 LS-M 算法,当总数据点长度为 L 时,其所需复数乘法次数为

$$MUL_{\text{LS-M}} = M(L - 0.5M) - 0.25M \quad . \quad (15)$$

图 4 为多步插值算法与传统 DFT 插值算法的复杂度比较。在图 4(a) 的仿真中,频偏值从 $[-3.4 \text{ GHz}, 3.4 \text{ GHz}]$ 范围内随机选取,每个 L 值都进行了 2 000 次仿真, N_0 取 256, SNR 取 10 dB。从图中可以看出,在采用相同总数据点长度 L 的情况下,两种算法的估计精度近似相等,但多步插值算法的幅值度要低于传统 DFT 插值算法。由图(b)可知,数据点越多,多步插值算法的复杂度降低得越多。随着 L 的增加, q 值逐渐减小 ($q = MUL_{\text{multi-steps}} / MUL_{\text{one-step}}$)。



(a) 归一化 MSE 的比较



(b) 复杂度的比较

图 4 多步插值算法与传统 DFT 插值算法的复杂度比较

表 1 为多步插值算法和 LS-M 算法所需复数乘

法次数的比较。由表 1 可知,多步插值算法所需实数乘法次数与 LS-4 近似相同,而与 LS-64 相比,当 $L=1\ 024$ ($m=3$) 和 $L=2\ 048$ ($m=4$) 时,只需要 LS-64 的 7.26% 和 6.75%。

表 1 所需复数乘法次数的比较

	复数乘法次数	
	$L=1\ 024$	$L=2\ 048$
MUL_{LS-4}	4 087	8 183
MUL_{LS-16}	16 252	32 636
MUL_{LS-64}	63 472	129 008
$MUL_{multi-steps}(N_0=256)$	4 608	8 704

4 结束语

本文提出了一种多步插值算法,用于降低传统 DFT 插值算法的复杂度。该算法首先采用少量的数据点作 FFT 运算,得到粗估计频偏值,然后逐渐增加采样点进行多步插值计算,逐步提高估计精度。仿真结果表明,当 SNR 大于阈值门限时,多步插值算法可以用较少的复数乘法步数来达到与传统 DFT 插值算法相同的估计精度。与 LS- M 算法相比,多步插值算法可以和 LS-64 达到相同的估计精度,但复杂度却只与 LS-4 相当。因此,与传统 DFT 插值算法和 LS- M 算法相比,本文提出的多步插值算法在频偏估计方面是一个更好的选择。

参考文献:

[1] Thomsen B C, Maher R, Millar D S ,et al. Burst mode

receiver for 112 Gb/s DP-QPSK [C]//ECOC 2011. Geneva,Switzerland:OSA,2011;2. A. 5.

[2] Winzer P J, Raybon G, Song Haoyu, et al. 100-Gb/s DQPSK transmission: From laboratory experiments to field trials [J]. J Lightwave Technol, 2008, 26(20): 3388—3402.

[3] Huang D, Cheng T H, Yu C,et al. Accurate two-stage frequency offset estimation for coherent optical systems [J]. IEEE Photon Technol Lett, 2013, 25(2): 179—182.

[4] Leven A, Kaneda N, Ut-Va Koc,et al. Frequency estimation in intradyne reception [J]. IEEE Photon Technol Lett, 2007, 19(6): 366—368.

[5] Li M, Zhao J, Chen L K, et al. Least-squares carrier frequency offset estimation for coherent optical QPSK receivers [C]//CSNDSP, 9th International Symposium on. Manchester, UK;IEEE,2014;40—43.

[6] Xiao J, Feng J, Han J, et al. Low complexity FFT-based frequency offset estimation for M -QAM coherent optical systems [J]. IEEE Photon Technol Lett, 2015, 27(13): 1371—1374.

[7] Rife D C,Boorstyn R R. Multiple Tone Parameter Estimation From Discrete - Time Observations [J]. Bell System Technical Journal, 1976, 55(9): 1389 — 1410.

[8] Meiyappan A, Kam P Y, Kim H. On decision aided carrier phase and frequency offset estimation in coherent optical receivers [J]. J Lightwave Technol, 2013, 31(13): 2055—2069.

(上接第 15 页)

护倒换时间约为 20 ms,统计多组测试数据,验证了环网保护的倒换时间满足工程要求,方案切实可行。

4 结束语

本文讨论了一种基于 Wrapping 保护机制的环网保护方案的设计实现,将环上的业务报文增加一层独立的环标签,为各节点分配 4 种不同的环标签,设备根据其终结标签匹配报文携带的环标签来确定业务是否下环;当监测到环通道链路发生故障时能迅速、有效地进行保护倒换,保障业务的正常传输,提高了网络的稳定性。本方案能满足常用环网保护

组网网络级保护的需求。

参考文献:

[1] 薛莲. PTN 网络常用保护方式及组网应用的探讨 [J]. 光通信研究,2012,(4):25—27.

[2] 叶雯,李晗. PTN 环网保护和双规保护机制的研究 [J]. 电信网技术,2012,(16):16—18.

[3] 郭雄飞,张优训. PTN 组网的保护技术选择 [J]. 移动通信,2010, 34(24):32—36.

[4] 党志俊. PTN 环网保护技术的新方向 [J]. 通信世界, 2012,(30):25—28.