

基于自适应卡尔曼滤波的频偏估计研究

李伟征¹, 涂秀梅²

(1.南京工业大学 计算机科学与技术学院, 南京 211800; 2.中兴通信南京研发中心, 南京 210012)



摘要: 频偏估计能够有效提升接收机性能。将自适应卡尔曼滤波的方法应用到频偏估计中, 由测量数据对频率偏移变量进行动态更新, 并不断地估计和修正噪声的统计特性。同时考虑到连0或连1长序列传输的问题, 提出在解调输出频率峰值点上进行卡尔曼滤波, 改善频偏估计的精度。采用仿真实验测试了算法的性能, 实验结果表明, 该算法获得了较好的频偏估计精度, 克服了连续传输相同符号的无法实时进行频偏估计的问题, 减小了通信系统的误码率和误包率, 改善了通信系统性能。

关键词: 卡尔曼滤波; 自适应滤波; 频偏估计; 频偏补偿

中图分类号: TP713

文献标识码: A

Study on Frequency Offset Estimation Based on Adaptive Kalman Filter

LI Wei-zheng¹, TU Xiu-mei²

(1. Computer Science & Technology school, Nanjing Technology University, Nanjing 211800, China; 2. Nanjing R&D Center of ZTE Company, Nanjing 210012, China)

Abstract: Frequency offset estimation can effectively improve the receiver performance. The adaptive Kalman filter is applied to frequency offset estimation and the frequency offset variable is updated dynamically by the measuring data. Meanwhile, the statistical characteristics of the noise are estimated and corrected continuously. Considering the problem of 0 or 1 long sequence transmission, Kalman filtering is put forward at the peak point of demodulation output frequency to improve the accuracy of frequency offset estimation. The performance of the algorithm is tested by simulation experiments. The experimental results show that this algorithm can obtain good estimation accuracy, overcome the real-time frequency estimation problem caused by continuous transmission of the same signal, and reduce the bit error rate and packet error rate of the communication system. Therefore, it improves the performance of the communication system.

Keywords: Kalman filter; adaptive filter; frequency offset estimation; frequency offset compensation

1 引言

在数据通信系统中, 准确、快速的频偏估计是蓝牙、WiFi、LTE等技术进行可靠、高效通信的基础。但是由于传输过程中存在频率偏移和漂移的问题, 会使得误码率和误包率大大上升。在最差情况下, 会使抽样判决的结果全为正值或者负值, 导致通信性能退化。因此在接收机需要使用频偏估计算法, 对接收信号进行频偏补偿^[1]。

通过对频偏两倍频的方法, 计算出差积信号直接进行正交两路相位的卡尔曼滤波, 来实现频偏估计^[2]。这种方法避免了相位模糊, 便于数字实现, 但由于引入了倍频器等电路, 增加了实现的难度。通过建立载波频偏的非线性状态空间模型, 实现了

一种基于粒子滤波的载波频偏估计算法^[3]。

该算法利用高斯密度函数来逼近状态变量的后验和预测分布, 避免了粒子退化的缺陷, 但其近似过程将会影响频偏估计的精度。文献[4-6]在最大似然估计 MLE 基础上, 提出了几种频偏估计算法。这些算法可以在一定信噪比 (SNR) 条件下, 估计误差的方差接近克拉美-罗限, 但是这些算法难以同时兼顾频差估值精度和估值范围, 而且计算量也较大。

文献[7]提出了利用滤波异常判据来获得滤波状态因子, 动态调整噪声的统计特性实现自适应滤波, 得到了较好的滤波精度和稳定性。文献[8]提出

收稿日期: 2015-08-17; 修回日期: 2016-04-12

基金项目: 国家自然科学基金项目(60673185); 江苏省未来网络前瞻性研究基金项目(BY2013095-4-09)

作者简介: 李伟征(1976-), 河南许昌人, 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为通信信号处理与图像处理; 涂秀梅(1978-), 江苏省南通人, 女, 研究生, 工程师, 主要从事通信网与融合通信等方面的教学与科研工作。

了 q-AKF 自适应卡尔曼滤波算法, 利用观测值构造自适应测量噪声协方差矩阵, 提高了数据解算的精度。

本文研究了自适应卡尔曼滤波的在频偏估计中应用, 提出在解调输出频率峰值点进行频偏估计, Matlab 仿真结果表明该方法具有较好的估计精度。

2 接收机模型

2.1 接收机简化模型

我们以 GFSK 收发信机为例, 说明频偏对于接收机性能的影响, GFSK 解调的一般过程, 如图 1 所示。

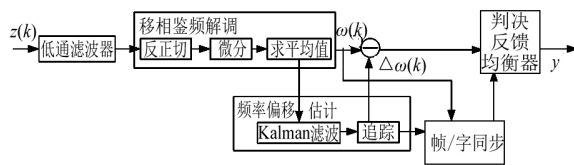


图 1 GFSK 解调过程

Fig. 1 GFSK demodulation process

GFSK 解调过程由如下几大主要模块组成: 分别是低通滤波模块; 实现 GFSK 解调的移相鉴频器; 实现频偏估计与补偿的频率偏移估计模块; 完成符号同步和帧同步的同步电路; 实现抽样判决的判决反馈均衡器。

2.2 接收机数学描述

接收机进行解调数学模型, 如图 2 所示。

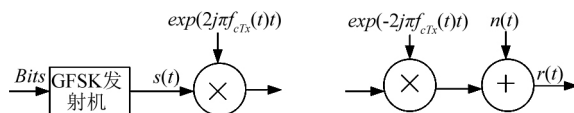


图 2 GFSK 解调数学模型

Fig. 2 Mathematical model of GFSK demodulation

发射机信号经过空口传递后, 因为信道的非线性特性, 会造成载波频率偏移。

另外用于产生载波的晶振还会发生漂移, 所以实际过程中, 发射机载频 $f_{cTX}(t)$ 与从接收信号提取得到的接收载频 $f_{cRX}(t)$ 之间存在一个差值, 记为频偏 $f_o(t)$:

$$f_o(t) = f_{cRX}(t) - f_{cTX}(t) \quad (1)$$

频偏 $f_o(t)$ 是一个随时间发生变化的函数。

根据图 2, GFSK 发射信号可以表示为

$$s(t) = \exp(i \int_{-\infty}^t \omega(\tau) d\tau) \quad (2)$$

式中, $\omega(t) = \sum_m a_m g(t - mT)$, T 为符号的时间宽度,

a_m 为发送的比特序列, $g(t)$ 为高斯成型脉冲。

而接收机信号为

$$r(t) = \exp(2i\pi f_o t + i \int_{-\infty}^t \omega(\tau) d\tau) + n(t) \quad (3)$$

从上式可以看出, 频偏的存在会引入附加相位 θ_o , 导致信号直流偏置变化, 影响信号的解调和判决, 造成误码率和误包率的上升, 所以必须进行频偏估计和补偿。

接收信号 $r(t)$ 送入移相鉴频器进行解调, 首先提取接收信号的相位:

$$\varphi(t) = \arctg(r(t)) = \int_{-\infty}^t \omega(\tau) d\tau + \theta_o(t) + n'(t) \quad (4)$$

然后进行微分处理, 从中获得包含频偏的接收信号的载波频率。

$$\hat{\omega}(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega(t) + f_o(t) + n''(t) \quad (5)$$

3 自适应卡尔曼滤波的频偏估计

卡尔曼滤波法在估计载波频偏时, 如果假设噪声为高斯白噪声, 且载波频率漂移较小时, 则效果较好。

而实际的信道噪声统计特性是未知的, 且变化迅速, 因而可以采用卡尔曼滤波法无法取得较好的性能。

为此在卡尔曼滤波法基础上, 设计了一种自适应卡尔曼滤波法, 该方法由测量数据对状态变量进行动态估计。

并不断地估计和修正噪声的统计特性, 进而准确地估计频偏。

3.1 自适应卡尔曼滤波的算法过程

根据卡尔曼滤波公式, 分别用 x 和 y 表示状态变量和输出变量。

其中, y_k 代表 k 时刻移相鉴频器输出的角频率观测值 ω_k , 而 x_k 代表 k 时刻的角频率估计值 $\hat{\omega}_k$, 同时也是 k 时刻的系统状态。

$$y_k = \hat{x}_k + v_k \quad (6)$$

式中, 观测矩阵 $H=1$, v_k 为 k 时刻的观测噪声, 其均值和协方差为 r_k, R_k , r_k, R_k 均未知, 通过自适应卡尔曼滤波进行预测和估计。

我们如果忽略系统噪声的情况下, 则时间更新方程:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_k^- = \hat{\mathbf{x}}_{k-1} \\ P_k^- = P_{k-1} \end{cases} \quad (7)$$

状态更新方程为

$$\begin{cases} K_k = P_k^- (P_k^- + R_k)^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + K_k (y_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-) \\ P_k = (1 - K_k) P_k^- \end{cases} \quad (8)$$

对于 GFSK 信号, 采用自适应卡尔曼滤波估计频偏的步骤如下:

① 设初始状态估计初值 x_{0_est} 和初始状态误差的协方差 P_0 分别为

$$x_{0_est} = E[x_0] \quad (9)$$

$$P_0 = E[(x - x_{0_est})^2] \quad (10)$$

② 由 $k-1, (k=1, 2, 3, \dots)$ 时刻的状态和误差协方差对 k 时刻的状态和误差协方差矩阵进行时间更新:

$$P_k^- = P_{k-1}, \quad \hat{\mathbf{x}}_k^- = \hat{\mathbf{x}}_{k-1} \quad (11)$$

求卡尔曼增益系数:

$$K_k = P_k^- (P_k^- + R_{k-1})^{-1} \quad (12)$$

④ 用 k 时刻的输出误差对 k 时刻的状态和协方差进行时间更新。

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + K_k (y_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (13)$$

$$P_k = (1 - K_k) P_k^- \quad (14)$$

⑤ 过程噪声和测量噪声的均值和协方差的更新:

$$r_k = (1 - d_{k-1}) r_{k-1} + d_{k-1} (y_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (15)$$

$$R_k = (1 - d_{k-1}) R_{k-1} + d_{k-1} (y_k - \hat{\mathbf{x}}_k^- - P_k^-) \quad (16)$$

式中, b 为遗忘因子, $0 < b < 1$ 。

这里可以

取:

$$b = 0.98, \quad d_k = (1 - b) / (1 - b^k)。$$

由上述第 5 步在线实时估计 r_k, R_k , 对状态变量估计值进行修正, 进一步的来提高频偏估计的精度。为了解决连续传输 1 或 0 长序列时, 无法实时进行频偏估计的问题, 提出在鉴频器输出的频率信

号峰值点 (最大值或最小值) 上进行频偏估计的, 最大最小频偏估计, 如图 3 所示。

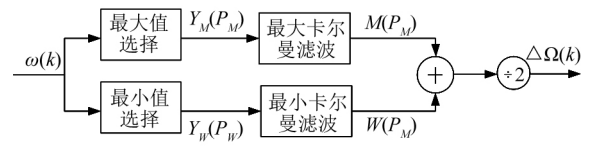


图 3 最大最小频偏估计

Fig. 3 Maximum and minimum frequency offset estimation

在最大值和最小值点上状态更新方程可写为

$$[\hat{\mathbf{x}}_k]_{\max} = [\hat{\mathbf{x}}_k^-]_{\max} + [K_k]_{\max} ([y_k]_{\max} - [\hat{\mathbf{x}}_k^-]_{\max}) \quad (18)$$

$$[\hat{\mathbf{x}}_k]_{\min} = [\hat{\mathbf{x}}_k^-]_{\min} + [K_k]_{\min} ([y_k]_{\min} - [\hat{\mathbf{x}}_k^-]_{\min}) \quad (19)$$

最终频偏估计结果为:

$$\hat{\mathbf{x}}_k = ([\hat{\mathbf{x}}_k]_{\max} + [\hat{\mathbf{x}}_k]_{\min}) / 2 \quad (20)$$

4 仿真结果与分析

采用 Matlab 对自适应卡尔曼滤波的频偏估计进行仿真, 仿真主要参数如下:

- ① 发射机天线输出功率 $AntPower = [-91, -86]$ dbm。
- ② 预设载波频偏: 150 KHz, 载波漂移 40 KHz。
- ③ 调制指数: 0.32。
- ④ 传输速率为 1 Mbps。

取信噪比 $SNR=14$ db, 载干比 $CIR=9$ db, 移相鉴频器输出频率的仿真波形, 如图 4 所示。

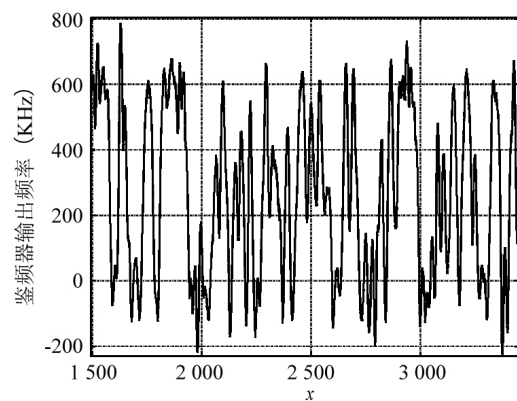


图 4 移相鉴频器的输出波形

Fig. 4 Output waveform of phase shift discriminator

根据第 4 节描述的自适应卡尔曼滤波算法, 首先在移相鉴频器的输出波形中确定峰值点, 也就是找出最大值和最小值点, 然后分别在最大值和最小值点上利用自适应卡尔曼滤波进行最大频偏跟踪和最小频偏跟踪。

相应结果,如图5所示。

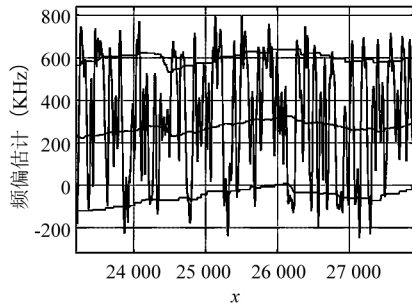


图5 自适应卡尔曼滤波的频偏估计

Fig. 5 Frequency offset estimation of adaptive Kalman filter

图中水平方向上最上面的线是根据卡尔曼滤波器进行跟踪得到的一系列频偏最大值,最下面的线是频偏最小值。将最大频偏与最小频偏求和平均后,得出中间线即为最终的频偏估计。利用平均后的频偏估计值对图4中输出频率波形进行补偿,补偿前和补偿后的信号波形,如图6所示。

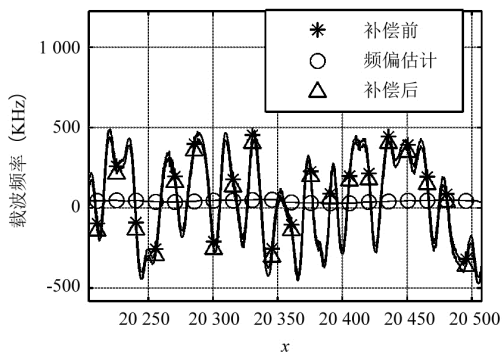


图6 频偏估计补偿前后的信号波形

Fig. 6 Signal waveform before and after frequency offset estimation and compensation

蓝牙 DH5 分组作为传输帧时,接收机误码率和误包率的仿真曲线,如图7所示。

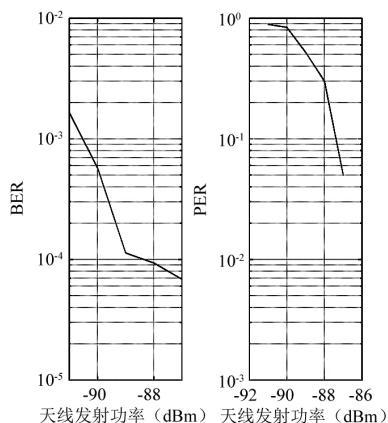


图7 基于自适应频偏补偿的误码率与误包率仿真

Fig. 7 BER vs. PER Simulation based on adaptive frequency offset compensation

由图6可知,完成补偿后的频率信号在沿 $y=0$ 横轴基本上下对称,而补偿前的信号不具备这一对称特点,这说明补偿后的频率信号其直流偏置接近于0,而且也基本消除了频偏对于后续抽样判决的影响。由图可知,在发射机天线功率为-91 dBm 时,误码率 $BER = 0.001\ 646\ 6$,而误包率 PER 达到了 89%,说明发射机功率较低时,仅靠频偏估计等技术无法解决 PER 高的问题。而随着发射机功率的不断提高,达到-87 dBm 时,若不使用频偏补偿,则:

$$BER = 0.000103, PER = 32\% \quad (21)$$

而使用自适应频偏补偿:

$$BER = 6.8424E-5, PER = 5\% \quad (22)$$

从式(21)和(22)可以看出,伴随发射功率的增加,BER 和 PER 会显著下降。而使用本文提出的自适应频偏估计和补偿算法,会使得 BER 和 PER 降到较小的值,从而极大地改善了接收机的性能。

5 结 论

本文提出了将自适应卡尔曼滤波的方法应用到频偏估计中,由测量数据对状态变量进行动态估计,并不断地估计和修正噪声的统计特性。同时在解调输出频率的峰值点上,进行最大和最小卡尔曼滤波,改善频偏估计的精度。采用 Matlab 仿真实验测试了算法性能。实验结果表明,该算法获得了较好的频偏估计精度,减小了通信系统的误码率和误包率,极大地改善了通信系统性能。

参考文献(References)

- [1] John G. Proakis. 数字通信(第四版)[M]. 北京:电子工业出版社,2004.
John G. Proakis. Digital Communications(Fourth Edition) [M]. Beijing: Electronics Industry Press, 2004
- [2] 王鹏宇,吕善伟. Kalman滤波在频率估计中的应用与仿真[J]. 宇航计测技术,2008,28(5): 23-46.
Wang P Y, Lv S W. The Application and Simulation of Kalman Filter on Frequency Estimation [J]. Journal of Astronautic Metrology and Measurement, 2008, 28(5): 23-46.
- [3] 焦玲,蒋磊,许华,等. 一种优化高斯粒子滤波的载波频偏估计算法[J]. 微电子学与计算机,2016,33(5): 67-71.
Jiao L, Jiang L, Xu H, et al. Carrier Frequency Offset Estimation Algorithm Based on Improved Gaussian Particle Filtering [J]. Microelectronics & Computer, 2016, 33(5): 67-71.
- [4] Lovell B C, Williamson R C. The statistical Performance of some instantaneous frequency estimators [J]. IEEE Trans on Acoustics, Speech, Signal Processing, 1992, 40 (7): 1708-1723.
- [5] Mengali U, D' Andrea Aldo N. Synchronization techniques for digital receivers [M]. New York: Plenum Press, 1997.
- [6] Lusie M, Reggiani R. Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmission [J]. IEEE trans on Communications, 1997, 45(1): 23-25.

- [7] 赵龙, 吴康. 新型自适应Kalman滤波算法及其应用[J]. 压电与声光, 2009, 31(6): 908-911.
Zhao L, Wu K. A new type of adaptive Kalman Filtering Algorithm and Its Application [J]. Piezoelectrics & Acousto optics, 2009, 31(6): 908-911.
- [8] 刘和平, 徐巧巧, 胡银全,等. 自适应卡尔曼滤波法磷酸铁锂动力电池剩余容量估计 [J]. 重庆大学学报, 2014, 37(1): 68-74.
Liu H P, Xu Q Q, Hu Y Q, et al. State of charge estimation of lithium iron phosphate batteries based on adaptive Kalman filters [J]. Journal of Chongqing University, 2014, 37(1): 68-74.
- [9] 吴迪松, 张公礼, 郑国. 一种高阶QAM信号载波频偏估计算法 [J]. 电讯技术, 2006, (4): 5144-149.
Wu D S, Zhang G L, et al. An algorithm for Estimating frequency deviation of High Order QAM Carrier [J]. Telecommunication Technology , 2006, (4): 5144-149.
- [10] 吴天琳, 彭华, 黄艳艳,等. 高阶QAM信号多状态自适应卡尔曼滤波载波同步算法 [J]. 信号处理, 2014, 30(6): 718-727.
Wu T L, Peng H, Huang Y Y, et al. High-order QAM Carrier Synchronization Algorithm by a Multi-stages Adaptive Kalman Filter [J]. Journal of Signal Processing, 2014, 30(6): 718-727.
- [11] 郑大春, 项海格. 一种全数字化载波频偏估计器算法 [J]. 电子学报, 1999, 27(1):78-80.
Zheng D C, Xiang H G. An Algorithm to Estimate Frequency Deviation [J]. ACTA Electronica SINICA, 1999, 27(1):78-80.
- [12] 周新力, 龚岳洲, 孔小东,等. 一种的复杂度的频偏估计算法 [J]. 计算机工程, 2013, 39(3): 128-145.
zhou X L, Gong Y Z, Sun X D, et al. A low-complexity frequency offset estimation algorithm [J]. Computer Engineering, 2013, 39(3): 128-145.
- [13] 刘世刚, 葛临东. 一种宽范围高精度前向载波频偏估计算法[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(18):4968-4970.
Gu Y J, Jia Z H, Tan X Z, et al. Feedforward Carrier Frequency Offset Estimator with Wide Range and High Accuracy [J]. Journal of System Simulation, 2008, 20(18): 4968-4970.