doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.10.013

引用格式:胡冰舟,张蓉,雷维嘉,等.一种基于平均周期图的频域信噪比估计算法[J].电讯技术,2014,54(10):1385-1390.[HU Bing-zhou, ZHANG Rong,LEI Wei-jia, et al. A Frequency-domain SNR Estimation Algorithm Based on Averaged Periodogram[J]. Telecommunication Engineering,2014,54(10):1385-1390.]

一种基于平均周期图的频域信噪比估计算法*

胡冰舟**,张 蓉,雷维嘉,谢显中

(重庆邮电大学 移动通信技术重庆市重点实验室,重庆 400065)

摘 要:在信噪比估计算法中,频域估计法是一种经典算法。为了降低算法复杂度并在低信噪比条件下准确估计,在频域估计法的基础上,结合平均周期图的思想,通过分段运算、累加合并的方法,给出一种改进的频域信噪比估计法。仿真结果表明,在实际信噪比为[-16 dB,-6 dB]时,估计均方误差不超过0.4 dB;通过与最大似然法仿真对比可知,该算法不受多普勒频移影响,应用范围更广。同时,该算法运算量少,复杂度低,易于在工程中实现。

关键词:通信信号处理;频域信噪比估计;平均周期图

中图分类号:TN911.7 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2014)10-1385-06

A Frequency-domain SNR Estimation Algorithm Based on Averaged Periodogram

HU Bing-zhou, ZHANG Rong, LEI Wei-jia, XIE Xian-zhong

(Key Laboratory of Mobile Communications Technology of Chongqing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: In Signal-to-Noise ratio (SNR) estimation algorithms, the frequency-domain estimation is a classical algorithm. To reduce complexity and estimate accurately in the condition of low SNR, this paper proposes an improved frequency-domain SNR estimation algorithm based on the Averaged periodogram by data striping operation and accumulation. The simulation results show that the estimated Mean Square Error (MSE) of this method is less than 0.4 dB when the actual SNR ranges from -16 dB to -6 dB. Compared with the maximum likelihood method, the proposed method is not affected by Doppler-shift and can be widely used. Also, it has less complexity, and can be implemented easily in practical projects.

 $Key \ words: {\rm communication\ signal\ processing; frequency-domain\ SNR\ estimation; averaged\ periodogram$

1 引 言

信噪比作为衡量信道质量的重要参数之一,其 研究一直受到广泛的关注。在通信系统中,很多环 节都需要信噪比的先验知识来进行性能优化,如调 制和编码方式的选择,蜂窝网中越区切换、功率控制 和信道分配等。

现有的信噪比估计算法从采用的信号处理方法 的角度可以分为最大似然估计法^[1-4]、二阶四阶矩 (*M*₂*M*₄)估计法^[5-6]、高阶累积量估计法^[7]、多项式 拟合法^[8-9]和频域估计法^[10-11]等,其中前4种都是

^{*} 收稿日期:2014-04-23;修回日期:2014-07-25 Received date:2014-04-23;Revised date:2014-07-25

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61271259,61301123);长江学者和创新团队发展计划资助项目(IRT1299) Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China(No. 61271259,61301123); Project Supported by Changjiang Scholars and Innovative Research Team in University of Ministry of Education of China(IRT1299)

^{**} 通讯作者:15825974936@163.com Corresponding author:15825974936@163.com

时域算法。最大似然估计法可对输入匹配滤波器的 过采样数字信号进行估计,也可对输入判决器的符 号间隔采样数字信号进行估计。文献[2]针对 MPSK信号,对使用上述两种信号时,在复AWGN条 件下的信噪比估计性能进行对比,证明在数据辅助 条件下,最大似然算法最优;而无数据辅助时,在高 信噪比时有较好的性能,但低信噪比时性能明显下 降。文献[3]提出一种基于迭代的信号幅度和信噪 比联合估计算法,改善了由判决错误导致的估计偏 差,性能接近数据辅助类算法。该方法提高了低信 噪比时的估计精度,但复杂度也增加了。最大似然 法估计精度较高,但其不适用于非恒包络信号。接 收机的本地载波与接收信号载波有频差时,最大似 然算法也不适用。

文献[5]给出一种改进的 M₂M₄估计法,在一定 的信噪比范围内估计偏差很小,但该信噪比范围较 小。文献[7]研究了高阶统计量的盲信噪比估计算 法,改善了 M₂M₄算法在高阶调制时和高信噪比下 的性能,但是其估计范围也不大。多项式拟合法是 一种重要的盲信噪比估计法,文献[8]利用数据曲 线拟合的方法对基于矩特征的信噪比估计进行了改 进,得到了较好的估计性能。频域估计算法使用符 号采样前的信号,在频域中对信噪比进行估计。此 算法利用只有噪声的频段计算出噪声功率,信号功 率可由总功率与噪声功率的差得到。文献[10-11] 比较了频域信噪比估计法和其他方法的性能,与其 他方法相比,频域估计法处理过程简单,计算量相对 较少,有较高的估计精度。

由于上述文献中信噪比估计算法出现复杂度 高、估计范围窄、低信噪比下估计精度低或者应用范 围有限等问题,本文对低信噪比条件下的频域估计 算法进行分析,给出一种基于平均周期图的频域估 计算法,该算法运算量少,复杂度低。Matlab 仿真结 果表明,本文算法在低信噪比下可以实现较准确估 计,并且应用范围广,不受多普勒频移影响。

2 频域信噪比估计算法

频域估计法适用于白噪声并已知信号频带的情况,如果信号频带未知,也可通过信号的频谱特性估计出来。白噪声信道下的接收信号中,噪声功率谱密度在整个频带内为均匀分布,而信号的功率则集中在低频段。利用这一特性,可先用无信号功率分

布的频段估计出噪声的功率谱密度,再利用其估计 出噪声功率,然后将总功率减去噪声功率得到信号 功率,即可求得信噪比值。

电讯技术

设信号带宽为B,双边功率谱密度为 $D_s(f)$,接 收信号在抽样前经过了一个带宽为 B_{LPF} 的低通滤波 器。经过滤波器后的噪声虽然已不是严格意义上的 白噪声,但在带宽 B_{LPF} 范围内其功率谱密度仍然近 似为常数,设为 $D_a(双边谱密度)$;接收信号的总功 率为P,如图1所示。



Fig. 1 Power spectrum of receiving signals

总功率 P 可根据帕斯瓦尔定理从频域计算 得到:

$$P = \int_{-B_{\rm LPF}}^{B_{\rm LPF}} \left[D_s(f) + D_n \right] df =$$

$$\int_{-B_{\rm LPF}}^{B_{\rm LPF}} D_s(f) df + \int_{-B_{\rm LPF}}^{B_{\rm LPF}} D_n df =$$

$$\int_{-B}^{B} D_s(f) df + \int_{-B}^{B} D_n df +$$

$$\int_{-B_{\rm LPF}}^{B_{\rm LPF}} D_n df + \int_{-B_{\rm LPF}}^{-B} D_n df \qquad (1)$$

最后一个等号右边第一项为信号功率 P_s ,第 二、三、四项之和为噪声功率 P_n ,总功率 P 和等式右 边第三、四项(记为 P_{n1})的值都可通过 DFT 求取,算 法的关键在于求出噪声的功率谱密度 D_n 。

随机信号的功率谱密度定义为

$$D(f) = \lim_{M \to \infty} E\left\{ \frac{1}{2M+1} \left| \sum_{n=-M}^{M} x(n) \exp(-j2\pi fn) \right|^2 \right\}$$
(2)

式中,*E*为期望运算。如果忽略期望运算并利用一 组随机数据信号{*x*(0),*x*(1),…,*x*(*N*-1)}进行计 算,则周期图谱估计器定义为

$$\hat{D}(f) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j2\pi f n) \right|^2$$
(3)

周期图在频域上的采样可用 DFT 求出:

$$\hat{D}(k) = \frac{1}{N} |X(k)|^2$$
(4)

其中,*X*(*k*)是输入信号*x*(*n*)的*N*点DFT。信号总 功率为

2014 年

· 1386 ·

$$P = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{N} |X(k)|^2$$
(5)

式(1)右边第三、四项只有噪声频段的功率为

$$P_{n1} = \sum_{k=N_s}^{N-N_s} \frac{1}{N} |X(k)|^2 = D_n \times (N-2N_s)$$
 (6)

式中,N₃为信号带宽B对应的数字角频率的采样点 序号:

$$N_s = \frac{B}{f_s} \times N \tag{7}$$

式中,f_s为采样频率,f_s>2B_{LPF}。噪声功率谱密度为

$$D_{n} = \frac{P_{n1}}{N - 2N_{s}} = \frac{\sum_{k=N_{s}}^{N - N_{s}} \frac{1}{N} |X(k)|^{2}}{N - 2N_{s}}$$
(8)

则噪声功率估计值为

$$P_{n} = D_{n} \times N = \frac{\sum_{k=N_{s}}^{N-N_{s}} |X(k)|^{2}}{N-2N_{s}}$$
(9)

信号功率估计值为

$$P_{s} = P - P_{n} = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{N} |X(k)|^{2} - \frac{\sum_{k=N_{s}}^{N-N_{s}} |X(k)|^{2}}{N - 2N_{s}} \quad (10)$$

信噪比为

$$\gamma = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} |X(k)|^2 - \frac{N \times \sum_{k=N_s}^{N-N_s} |X(k)|^2}{N-2N_s}}{\frac{N \times \sum_{k=N_s}^{N-N_s} |X(k)|^2}{N-2N_s}}$$
(11)

DFT 运算点数 N 越大,通过式(8)估计得到的 D_n越准确,相应信噪比的估计结果就越准确。若要 进行低信噪比条件下的精确估计,需要做很大点数 的 DFT,这在用 FPGA 等方法具体实现时需要消耗 大量的硬件资源;另一方面 DFT 的点数需要根据输 入信号条件变化,实现时也不方便。

3 频域估计算法的改进

文献[12]中证明式(3)得到周期图的方差不随 记录数据 N 的长度增大而减小,也就是说周期图不 是一致估计。尽管当 N→∞ 时均值收敛到真实的功 率谱密度,但是方差并没有趋于零,原因是缺少公式 (2)中的期望运算。为了改进周期图的统计特性, 可以近似地用一组周期图进行平均的方法完成期望 运算。假定在区间 0 ≤ $n \le L - 1$ 上有 K 组独立记录 的数据,并且都是同一随机过程的实现,若数据是 $\{x_0(n), 0 \le n \le L - 1; x_1(n), 0 \le n \le L - 1; \cdots; x_{K-1}(n), 0 \le n \le L - 1\}, 则平均周期图估计器定义为$

$$\hat{D}_{a}(f) = \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{K-1} \hat{D}_{m}(f)$$
(12)

其中, $\hat{D}_m(f)$ 是第 m个数据组的周期图:

$$\hat{D}_{m}(f) = \frac{1}{L} \left| \sum_{n=0}^{L-1} x_{m}(n) \exp(-j2\pi f n) \right|^{2}$$
(13)

按照平均周期图估计器方案,上节中算法可做如下改进:对长度为 $K \times N$ 的输入序列x(n)分段进行K次N点的 DFT,得到K个 DFT 序列 $X_1(k)$, $X_2(k), \dots, X_K(k)$,分别求模平方后累加并求平均,得到平均周期图

$$\hat{D}_{a}(k) = \frac{1}{K \times N} \sum_{i=1}^{K} |X_{i}(k)|^{2}$$
(14)

再将 $\hat{D}_{a}(k)$ 作为式(5)~(10)中的 $\frac{|X(k)|^{2}}{N}$ 进行噪 声功率和信号功率的估计。信号总功率为

$$P = \sum_{k=0}^{N-1} \hat{D}_a(k)$$
 (15)

噪声功率为

$$P_n = \frac{N \times \sum_{k=N_s}^{N-N_s} \hat{D}_a(k)}{N - 2N_s}$$
(16)

信号功率估计值

$$P_{s} = P - P_{n} = \sum_{k=0}^{N-1} \hat{D}_{a}(k) - \frac{N \times \sum_{k=N_{s}}^{N-N_{s}} \hat{D}_{a}(k)}{N - 2N_{s}}$$
(17)

信噪比为

$$\gamma = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \hat{D}_a(k) - \frac{N \times \sum_{k=N_s}^{N-N_s} \hat{D}_a(k)}{N-2N_s}}{\frac{N \times \sum_{k=N_s}^{N-N_s} \hat{D}_a(k)}{N-2N}}$$
(18)

相比于之前的算法,若要进行低信噪比条件下的精确估计,该算法不需要做很大点数 DFT,通过做 多次 DFT,将结果累积合并后再进行估计,这在用 FPGA 等方法实现时可以节省较多的硬件资源。

4 仿真结果及分析

仿真中信噪比估计的性能通过估计的均值和误差的均方根值来衡量。仿真中信号为 BPSK 信号,并经过4倍上采样后用滚降系数为0.6的根升余弦滤波器进行波形成形,最后按照信噪比要求叠加上高斯白噪声得到待进行信噪比估计的信号。其中数据速率为3 Mb/s,采样速率为12 MHz,信号带宽2.4 MHz。共进行 500 次仿真,最终结果为各次仿真结果的平均值。

图2和图3为只做一次DFT(即周期图法)时信 噪比估计的仿真结果。图中,N为DFT 点数,即 DFT 计算用到的数据样值数。仿真结果表明,频域 估计算法的性能随DFT 计算的数据量的增加而改 善,即使是在低信噪比下,也可以通过增加数据量获 得需要的性能。



Fig. 3 RMSE for different SNR estimation

图 4 和图 5 是采用平均周期图的方法,对多次 DFT 运算得到的功率谱进行平均后再进行信噪比估 计的仿真结果。图中,DFT 运算点数 N 分别为 2⁸、 2¹⁰、2¹²,作为对比,图中也绘出了只做一次 DFT 时的 估计结果,数据长度 KN 分别为 2¹⁶和 2²⁰。





图 5 改进算法信噪比估计均方根值 Fig. 5 RMSE for improved algorithm

从仿真结果可以看出,同等的数据量下,DFT运 算点数越大,性能越好,但差别不大。当 DFT 点数 达到 2¹⁰时,平均周期图估计算法的性能与只做一次 DFT 的估计性能基本一样,但两者复杂度却相差 甚远。

下面比较两种算法的运算量,假设两种算法仿 真数据长度都是2²⁰,本文算法 DFT 运算点数为2¹⁰, 那么前一种算法需要进行复数乘法运算2¹⁹×20次, 复数加法运算2²⁰×20次;本文算法需要进行复数乘 法运算2¹⁹×10次和复数加法运算2²⁰×10次。由于 乘法运算所需时间较多,故以乘法运算为例,在假定 情况下本文算法可以减少至少一半的运算量,有效 节约了运算时间,降低了复杂度。

我们也对存在残余多普勒频移时本文的算法性 能进行了仿真,结果如图 6 和图 7 所示,其中 DFT 的长度为 2¹⁰。作为对比,给出了文献[2]中的具有 数据辅助的最大似然算法性能的仿真结果,仿真数 据长度为 2¹⁶,最大多普勒频移为50 kHz。



图 6 不同算法信噪比估计均值 Fig. 6 Mean for different algorithms



图 7 不同算法信噪比估计均方根值 Fig. 7 RMSE for different algorithms

同样条件下,两种算法在无多普勒频移时的仿 真结果如图 8 和图 9 所示。



由图 8 和图 9 看出,无多普勒频移时信噪比值 越大,两种方法估计值越接近,最大似然算法更优, 但条件是需要数据辅助;同时可看出本文算法在有 多普勒频移时的估计值和无多普勒频移时的估计基 本一致,说明该算法不受多普勒频移影响。由图 6 ~9 可以看出最大似然算法在存在多普勒频移时, 估计均值和均方根差都偏差很大,说明该算法不适 用于存在多普勒频移的情况。可见,频域估计算法 不仅不需要数据辅助,而且适用范围也比最大似然 法更广。

5 结 论

针对已有算法出现的低信噪比下估计精度低、 复杂度高、估计范围窄、适用条件有限等问题,本文 首先介绍了频域信噪比估计算法,后采用平均周期 图的思想给出一种新的频域估计法。该算法运算量 减少,复杂度降低。仿真结果表明,该算法可以在较 大信噪比范围内实现精确估计;在低信噪比条件下, 随着信噪比的降低,估计精度有所下降,但可以通过 适当增加数据量来实现准确估计;其适用范围广,不 受残余多普勒频移的影响,与信号采用的调制方式 无关。在后续研究中,我们将考虑当噪声功率谱密 度不是均匀分时算法的改进。

参考文献:

- [1] 张金成,彭华,赵国庆. 信噪比估计算法研究[J]. 信息工程大学学报,2011,12(5):535-543.
 ZHANG Jin-cheng, PENG Hua, ZHAO Guo-qing. Research on SNR Estimation Algorithms[J]. Journal of Information Engineering University,2011,12(5):535-543. (in Chinese)
- [2] Pauluzzi D R, Beaucieu N C. A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel [J]. IEEE Transactions on Communications, 2000,48(10):1681–1694.
- [3] 潘申富,李振东,梁庆林. AWGN 信道下 PSK 信号幅度与 信噪比的估计[J]. 通信学报,2004,25(3):167-173.
 PAN Shen-fu, LI Zhen-dong, LIANG Qing-lin. Amplitude and SNR estimate for PSK signal in AWGN channel
 [J]. Journal of China Institute of Communications,2004, 25(3):167-173. (in Chinese)
- [4] 许华,王爱粉,杨晓宇.常规数字通信信号信噪比估计综述[J].信号处理,2013,29(6):723-733.
 XU Hua,WANG Ai-fen,YANG Xiao-yu. Survey of the SNR Estimation of Conventional Digital Communication Signals[J]. Journal of Signal Processing, 2013, 29(6): 723-733. (in Chinese)
- [5] Ren G L, Chang Y L, Zhang H. A new SNR's estimator for QPSK Modulations in an AWGN Channel [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II, 2005, 52 (6): 336-338.
- [6] 杜瑜. 一种基于矩特性的 SNR 估计方法[J]. 电讯技术,2008,48(8):102-104.
 DU Yu. A SNR Estimation Method Based on Moments
 [J]. Telecommunication Engineering,2008,48(8):102-104.(in Chinese)

- [7] Mosquera C, Lopez-valcarce R, Alvarez-diaz M. SNR Estimation for Multilevel Constellations Using Higher-Order Moments[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(3):1515-1526.
- [8] 许华,樊龙飞,郑辉. 一种精确的 QPSK 信号信噪比估 计算法[J]. 通信学报,2004,25(2):55-60.
 XU Hua, FAN Long-fei, ZHENG Hui. A precise SNR estimation algorithm for QPSK signals[J]. Journal on Communications, 2004,25(2):55-60. (in Chinese)
- [9] 叶淦华,张邦宁,陆锐敏. 基于曲线拟合的信噪比估计校正方法[J]. 电讯技术,2007,47(5):86-88.
 YE Gan-hua,ZHANG Bang-ning,LU Rui-min. Revised SNR Estimator Based on Curve Fitting[J]. Journal of Telecommunication Engineering, 2007, 47(5):86-88. (in Chinese)
- [10] Morelli M, Moretti M, Imbarlina G, et al. Low complexity SNR estimation for transmissions over time-varying flatfading channels [C]// Proceedings of 2009 Wireless Communications and Networking Conference. Budapest: IEEE,2009:1-4.
- [11] Kosinski J, Su W, Shi Y Q, et al. An investigation of non -data-aided SNR estimation techniques for analog modulation signals [C]//Proceedings of 2010 IEEE Sarnoff Symposium. Princeton, NJ: IEEE, 2010:1-5.
- [12] Kay S M. 现代谱估计:原理与应用[M]. 黄建国,武延祥,杨世兴,译.北京:科学出版社,1994:48-58.
 Kay S M. Modern Spectral Estimation:theory and application[M]. Translated by HUANG Jian-guo, WU Yan-xiang, YANG Shi-xing. Beijing: Science Press, 1994:48-58. (in Chinese)

作者简介:

电讯技术



胡冰舟(1989—),男,安徽怀远人,2012 年于重庆邮电大学获学士学位,现为重庆邮 电大学硕士研究生,主要研究方向为数字信 号处理;

HU Bing-zhou was born in Huaiyuan, Anhui Province, in 1989. He received the B. S. degree from Chongqing University of Posts and Tel-

ecommunications in 2012. He is now a graduate student. His research direction is DSP.

Email:15825974936@163.com

张 蓉(1988—),女,重庆万州人,重庆邮电大学硕士 研究生,主要研究方向为物理层安全;

ZHANG Rong was born in Wanzhou, Chongqing, in 1988. She is now a graduate student. Her research concerns physical security.

Email:ronger0916@163.com

雷维嘉(1969—),男,云南元谋人,博士,重庆邮电大学 教授,主要研究方向为无线和移动通信技术;

LEI Wei-jia was born in Yuanmou, Yunnan Province, in 1969. He is now a professor with the Ph. D. degree. His research concerns wireless and mobile communication technology.

Email:leiwj@cqupt.edu.cn

谢显中(1966—),男,四川通江人,博士,重庆邮电大学 教授,主要研究方向为无线和移动通信技术。

XIE Xian-zhong was born in Tongjiang, Sichuan Province, in 1966. He is now a professor with the Ph. D. degree. His research concerns wireless and mobile communication technology.

Email:xiexzh@cqupt.edu.cn

¥**** ¥简讯 #

本刊编辑部发布《<电讯技术>竞争力与发展研究报告》

近日,由本刊副总编赵勇编写的《<电讯技术>竞争力与发展研究报告》正式发布,以期为主管单位和主 办单位提供参考信息,同时也为本刊的长远发展提出意见和建议。该报告弥补了长期以来缺乏对本刊全面 系统研究的不足。

该报告从本刊发展历史出发,针对本刊的特点和优势,以丰富的数据和材料分析了本刊的竞争力,提出 了本刊中长期发展规划以及保障措施和建议。报告中多份本刊相关的历史资料系首次发布。

(本刊编辑部)