

文章编号: 2095-4980(2014)03-0445-05

基于整体经验模态分解的信噪比估计方法

邢 辉, 李国汉

(中国人民解放军 69079 部队 博士后工作站, 新疆 乌鲁木齐 830013)

摘要: 为了提高未知样式信号的信噪比估计性能, 提出一种基于噪声辅助的信噪比估计新算法, 通过固有模态函数(IMF)分量平均周期的变化判断信号与噪声界限, 给出了基于噪声辅助估计法的工作原理和流程图, 分析了基于噪声辅助估计法的性能。仿真结果表明, 基于噪声辅助估计法能够实现盲信号信噪比估计, 在 0 dB 信噪比下均方误差不超过 0.2 dB。

关键词: 信噪比估计; 经验模态分解; 整体经验模态分解

中图分类号: TN911.4

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201403.0445

A novel Ensemble Empirical Mode Decomposition-based algorithm of Signal to Noise Ratio estimation

XING Hui, LI Guo-han

(Postdoctoral Science Research Workstation of 69079 Troop, Urumqi Xijiang 830013, China)

Abstract: To enhance the Signal to Noise Ratio(SNR) estimation performance of unknown type signals, a novel algorithm based on noise-assisted is proposed, in which the boundary of the signal and noise is determined according to the average period curve of Intrinsic Mode Functions(IMF). The algorithm principle and its flow chart are presented, and the performance of noise-assisted method is also analyzed. Simulation results show that, noise-assisted method is adapted to unknown signals SNR estimation, and the mean square error is below 0.2 dB under SNR of 0 dB.

Key words: Signal to Noise Ratio estimation; Empirical Mode Decomposition(EMD); Ensemble Empirical Mode Decomposition(EEMD)

信噪比(SNR)作为表征信号传播质量的参数, 它在许多通信信号处理技术中得到应用, 如自适应功率调整、通信模式的切换等。在非合作通信领域, 如认知无线电、电磁监测、通信侦察, 信噪比估计的精确度直接影响调制方式盲识别和参数估计的效果。对于任何通信接收机的设计, 信噪比的估计值是影响解调或者识别算法性能的先验参数^[1]。

对信噪比估计方法的研究随通信技术发展而发展。作为一种比较简单的 SNR 估计法, 二阶矩、四阶矩法能在加性高斯白噪声通道中用于某些单载波信号, 如正交相移键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)信噪比估计^[2]。基于多阶矩的信号方差比估计法可用于多径传输信道的质量监控, 但该算法只对于多进制数字相位调制(Multiple Phase Shift Keying, MPSK)信号较为有效。除上述已知信号样式的信噪比估计算法外, 随着通信应用需求领域的扩展, 涌现出一些 SNR 盲估计算法^[3-4]。Andersin 针对窄带时分多址(Time Division Multiple Access, TDMA)蜂窝通信系统首次提出信号子空间(Signal Subspace, SB)分解算法, 其后系列文章对该算法进行改进^[5-7]。子空间分解法无需先验知道信号调制方式, 通过对含噪接收信号序列构造协方差矩阵的特征值分解, 构建信号子空间和噪声子空间, 进而估计信噪比。相比前述几种算法, 子空间分解法适合于盲信号 SNR 估计。但该算法在确定信号与噪声的边界时误差大, 导致随着信噪比降低, 估计算法性能下降快。经验模态分解(EMD)通过提取信号内蕴分量分离噪声和信号。将 EMD 分解引入信噪比估计, 可改善低信噪比时子空间分解法性能, 适合盲信号处理领域。EMD 分解进行固有模态函数(IMF)分量分解时, 存在模式混合的问题, 针对这一问题本文提出噪声辅助法的盲信号 SNR 估计算法。

1 基于 EMD 分解的 SNR 估计

1.1 EMD 分解

Huang 认为任何信号都是由一系列不同的 IMF 组成, 并基于此提出了将任意信号分解成各个 IMF 叠加的方法, 称为经验模态分解^[8]。与以往几乎所有方法不同, EMD 是一种直接的、自适应、无需先验基函数的分解法。

Huang 采用信号相邻的局部极值之间的时延来定义特征尺度参数, 这样的定义不但可以得到更好的分辨力, 而且对那些不是以零为均值的信号也适用。但是采用这种特征尺度的定义也导致了模态混淆现象的出现。EMD 的具体过程又被称为“筛分”(Sifting Process), 其步骤如下^[9], 在此不详细列出, 只给出图 1 的基本框图。

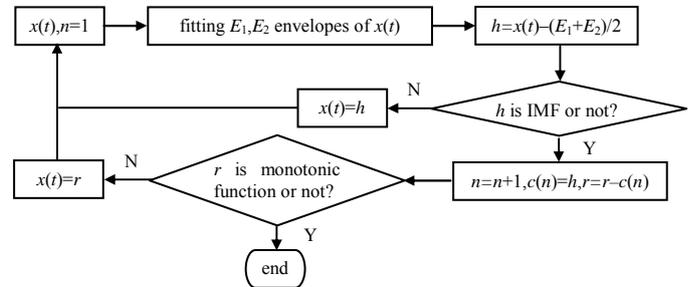


Fig.1 Flow chart of EMD
图 1 EMD 分解流程

1.2 固有模态函数判据的选择

在 EMD 分解信号的过程中, 当信号分解的余项是一个单调函数或者余项比预定值小时, 分解就会停止。这一准则的选取应适当, 选取得过于严格会使分解得到的后几阶 IMF 失去意义, 同时会增加计算的时间; 选取得过于宽松又会使分解不完全, 造成余项中包含有用的信号分量。Huang 采用前后相邻 2 次分解结果之间的标准差(Standard Deviation, SD)作为判据:

$$SD = \sum_{t=0}^T \frac{[h_{k-1}(t) - h_k(t)]^2}{h_{k-1}^2(t)} \quad (1)$$

根据标准差的大小来控制迭代次数。Huang 指出, 固有模态函数判据 SD 的值通常选在 0.2~0.3 之间^[9]。

文献[10]详细推导了白噪声序列经 EMD 分解后各 IMF 分量的性质, 得出结论: 第 k-1 个噪声 IMF 的平均周期大约是第 k 个 IMF 的一半。

1.3 基于 EMD 的 SNR 估计

在实际使用场合, EMD 分解针对离散序列进行, 假设一段信号 x(t) 采样 $\mathbf{x} = x(j)\{j=1,2,\dots,M\}$, 分解出 N 个 IMF 分量, 其中前 k 个 IMF 由噪声能量支配, 那么信噪比 R_{SN} 为:

$$R_{SN} = 10 \lg \frac{\text{var}(\mathbf{x}) - \sum_{i=1}^k \text{var}(IMF_i)}{\sum_{i=1}^k \text{var}(IMF_i)} \{ \mathbf{x} = x(j), j=1,2,\dots,M \} \quad (2)$$

可以看出, 估计信号信噪比关键在于确定信号 IMF 分量与噪声 IMF 分量, 具体方法可先求 IMF_1 的平均周期, 记为 T_1 :

$$T_1 = \frac{M}{\text{length}(\max(IMF_1))} \quad (3)$$

式中分母表示 IMF_1 的极大值点数, 分子项为采样序列样本数。重复计算得到各个 IMF 分量的 T_1, T_2, \dots, T_N 。令:

$$D(k) = \frac{T_k}{T_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, N \quad (4)$$

按照文献[10], $D(k)$ 开始值为 2, 随着 k 的增加, 将突然偏离 2。在这之前的 k 个 IMF 功率和作为噪声功率估计, 进而求出信噪比, 如式(2)所示。

2 基于噪声辅助的信噪比估计

2.1 基于噪声辅助的 EMD 分解

模态混淆是困扰 EMD 发展和应用的一个重要问题。在分解得到的 IMF 分量中, 会出现同一频率成分被分解到相邻的 IMF 分量中, 或者一阶 IMF 分量包含有差异极大的频率成分, 表现为相邻的 IMF 分量波形混叠。Huang 先提出了间断检测^[8]来解决模态混淆问题, 但这给 EMD 带来主观因素, 随后又提出了总体经验模态分解^[11]。

整体经验模态分解(EEMD)是一种噪声辅助分析法,通过对加入不同高斯白噪声的信号进行 EMD 分解,再多次平均以抵消所加白噪声的方法抑制模态混淆。Wu 和 Huang 在利用 EMD 对白噪声进行分解时发现 EMD 具有二阶滤波器组(Dyadic Filter Bank)的性质^[12],但是当信号中含有间断成分时,EMD 的这一性质就会受到影响。白噪声是在整个频域上均匀分布的,加入白噪声可以使信号中的各个时间尺度均匀地展开,这样就可以修复 EMD 受到间断成分影响的二阶性质。加入不同的白噪声后分解得到的 IMF 分量是互不相关的,利用白噪声零均值的性质,通过将加入不同白噪声后分解出的 IMF 分量进行多次平均就可以使其中的白噪声相互抵消。

2.2 基于噪声辅助估计信噪比具体步骤

EEMD 算法步骤如下:

- 1) 将待分析信号加一定强度的零均值白噪声进行预处理;
- 2) 将预处理后信号进行 EMD 分解;
- 3) 重复执行步骤 1)和步骤 2),每次添加不同的白噪声序列,进行 L 次;
- 4) 对 L 次分解得到的 IMF 分量整体平均,平均值作为原始信号的 IMF 修正值,即:

$$\overline{IMF}_i = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \text{var}(IMF_{li}), \quad \{i=1,2,\dots,L\} \quad (5)$$

最后将修正后的信号分量 \overline{IMF}_i 作为最终分量,代入式(2)和式(3)可以得到基于噪声辅助的信噪比估计值。

3 仿真结果与分析

3.1 确定信号与噪声 IMF 分量的仿真

仿真条件:加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道,采用 DVB-T 的一个工作模式,载频 $f_c=90$ MHz,符号周期 $T_u=244 \mu\text{s}$,保护间隔填充循环前缀 $T_g=0.25T_u$,子载波数 $N=1705$, $R_{SN}=10$ dB。

图 2 为信号与白噪声平均周期比曲线,可以发现,纯噪声信号的 EMD 分解如文献[11]推导,前后 IMF 分量 T 的比值为 2,而含噪信号的分量 T 在第 6 个分量处有一个突变,选噪声分量数 $k=6$ 。

3.2 基于噪声辅助分解对 IMF 分量的改善

整体平均次数 $L=50$,添加白噪声幅度均为原信号功率 0.2 倍。仿真对比 EMD 分解和基于噪声辅助分解法分解 IMF 分量的性能。先给出信号相似度,即去噪信号与原始参考信号的互相关系数 R :

$$R = \frac{\text{cov}(s, \bar{x})}{\sigma_{\bar{x}}\sigma_s} \quad (6)$$

式中: $\text{cov}(\bar{x}-s)$ 为重构信号 \bar{x} 与原始信号 s 之间的协方差; $\sigma_{\bar{x}}$ 和 σ_s 分别为重构信号 \bar{x} 与原始信号 s 的方差; \bar{x} 为依照 EMD 法去除前面 k 个 IMF 分量再求和。

从图 2 和表 1、表 2 重构性能对比仿真结果可以看出,基于噪声辅助滤波的去噪方法从含噪声的信号本身尺度出发,逐级分解出含高频噪声 k 个 IMF 分量,剩余的信号即为去噪后的信号,把分解剩余的 IMF 分量功率相加即为信号估计功率 \bar{P}_s ,未加辅助噪声混合信号功率减去 \bar{P}_s 得到噪声功率 \bar{P}_N 。基于噪声辅助改善了 EMD 分解模式混叠问题,因此它具有更好的精确度和稳定性。

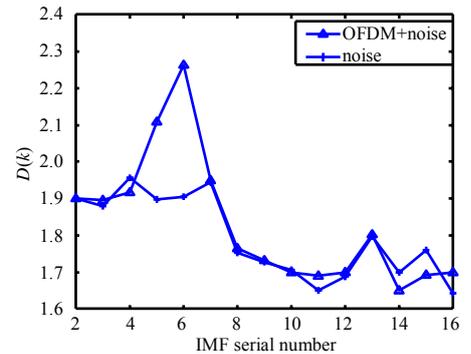


Fig.2 IMF average T of white noise and OFDM signal
图 2 白噪声与 OFDM 信号 EMD 分解 T 曲线

表 1 EEMD 重构信号性能

Table1 Reconstructed signal performance of EEMD

R_{SN}/dB	R	P_s	\bar{P}_s
8	0.996 0	1	0.995 3
2	0.986 1	1	0.983 1
0	0.838 3	1	0.826 8

表 2 EMD 重构信号性能

Table2 Reconstructed signal performance of EMD

R_{SN}/dB	R	P_s	\bar{P}_s
8	0.980 2	1	0.978 1
2	0.924 7	1	0.903 6
0	0.756 3	1	0.728 6

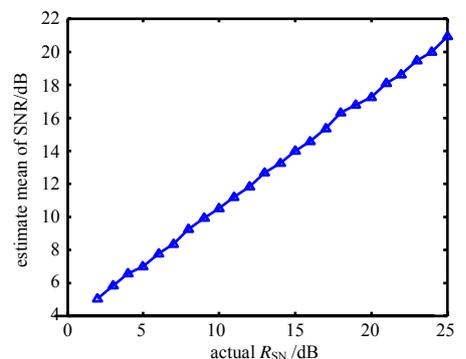


Fig.3 SNR estimation curve of noise-assisted method
图 3 噪声辅助分析法 SNR 估计曲线

3.3 噪声辅助分析法估计 SNR 的性能仿真

仍以 AWGN 信道的 DVB-T 信号为研究对象,设定信噪比 0 dB~25 dB,通过噪声辅助分析方法提取噪声分量,然后估计信噪比。图 3 显示了用 EMD 法及噪声辅助分析法估计的性能,可以看出噪声辅助分析和 EMD 法均能实现信噪比有效估计,在整个信噪比范围内,估计误差不超过 0.5 dB,该估计法不依赖于具体信号样式。这里使用 OFDM 信号进行仿真,可见该方法对非恒模信号信噪比估计有效。

图 4 对比了 EMD 法和噪声辅助分析法的性能。间隔 1 dB,每 dB 上进行 100 次仿真统计各自信噪比估计均方误差。仿真结果表明,两者性能均随信噪比的增加而改善,但噪声辅助分析法比 EMD 性能更优,从图 4 可看出在信噪比为 0 dB 附近,随着信噪比降低 EMD 法误差明显扩大,而噪声辅助分析法误差不超过 0.2 dB。

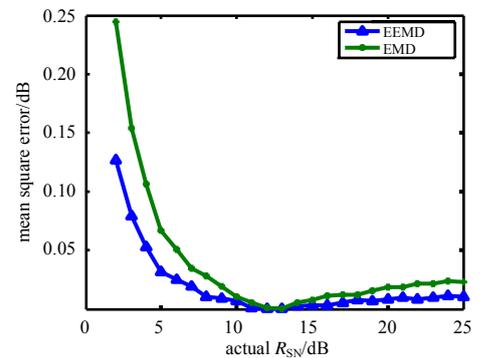


Fig.4 Performance of EMD and EEMD MSE(100 trials)
图 4 估计均方误差性能(100 次)

4 结论

随着认知无线电、自适应通信、通信侦察等领域的迅速发展,盲信号信噪比估计技术应用日益广泛。本文将集成经验模态分解法引入信号信噪比估计,提出了基于噪声辅助的信噪比估计法,理论分析和仿真表明,该方法无需知道信号样式,因此可以估计目前常用的一般的模拟和单载波数字通信信号而不同于 OFDM 信号,相同条件下比 EMD 分解法的精确度更高,适合于电磁监测、认知无线电的信号质量估计。

参考文献:

- [1] Pauluzzi D R,Beaulieu N C. A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000,48(10):1681-1691.
- [2] REN Guang-liang,CHANG Yi-lin,ZHANG Hui. A new SNR's estimator for QPSK modulation in an AWGN channel[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II, 2005,52(6):336-338.
- [3] 范海波,陈军,曹志刚. AWGN 信道中非恒包络信号 SNR 估计算法[J]. 电子学报, 2002,30(9):1369-1371. (FAN Hai-bo, CHEN Jun,CAO Zhi-gang. An Algorithm of SNR Estimation for Non-Constant Envelope Signal in the AWGN Channel[J]. Acta Electronica Sinica, 2002,30(9):1369-1371.)
- [4] 詹亚锋,曹志刚,马正新. 无线数字通信的盲信噪比估计[J]. 清华大学学报:自然科学版, 2003,43(7):957-960. (ZHAN Ya-feng,CAO Zhi-gang,MA Zheng-xin. Blind SNR estimates in wireless digital communications[J]. Journal of Tsinghua University:Science and Technology, 2003,43(7):957-960.)
- [5] Andersin M,Mandayam N B,Yates R D. Subspace based estimation of the signal to interference ratio for TDMA system[C]// IEEE VTC96 ICI. Atlanta,USA:[s.n.], 1996:1155-1159.
- [6] 顾学迈,吴丹. 一种基于联合信息标准的盲信噪比估计算法[J]. 南京航空航天大学学报, 2007,39(3):363-367. (GU Xue-mai,WU Dan. Signal to Noise Ratio Algorithm Based on CIC[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2007,39(3):363-367.)
- [7] 隋丹,葛临东. 一种新的基于改进 PASTd 的中频信号盲信噪比估计算法[J]. 电子与信息学报, 2007,29(7):1657-1661. (SUI Dan,GE Lin-dong. A Novel Blind SNR Estimator Based on the Modified PASTd Algorithm for IF Signals[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007,29(7):1657-1661.)
- [8] HUANG N E,SHEN Z, LONG S R, et al. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis[J]. Proc. R. Soc. Lond. A, 1998,454(1971):903-995.
- [9] Flandrin P,Rilling G,Goncalves P. Empirical mode decomposition as a filter bank[J]. IEEE Signal Process Lett., 2004,11(2): 112-114.
- [10] HUANG N E,SHEN Z, LONG S R. A new view of nonlinear water waves:The Hilbert spectrum[J]. Annual Review of Fluid Mechanics, 1999,31:417-457.
- [11] WU Z H,HUANG N E. Ensemble Empirical Mode Decomposition:a noise-assisted data analysis method[J]. Advances in Adaptive Data Analysis, 2009,1(1):1-41.