

基于时域分段处理的单频信号检测算法分析

邹时禧¹, 彭华甫², 满 欣², 魏蛟龙¹

(1 华中科技大学 电子信息与通信学院, 湖北 武汉 430074;

2 海军工程大学 电子工程学院, 湖北 武汉 430033)

摘 要: 首先对基于时域分段处理的单频信号检测方法进行了理论分析, 然后结合计算机仿真, 分析了信号频率、分段长度、采样率、分段个数等参数对算法性能产生的影响, 最后提出了检测性能最佳时参数选择的标准, 为该算法的实际应用提供了有益的参考依据。

关键词: 单频信号; 信号检测; 时域; 分段处理; 低信噪比

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2017)04-0060-05

Performance Analysis of Single Frequency Signal Detection Algorithm Based on Segment Processing in Time Domain

ZOU Shi-xi¹, PENG Hua-fu², MAN Xin², WEI Jiao-long¹

(1 School of Electronic Information and Communications, Huazhong University of Science & Technology, Wuhan 430074, China; 2 College of Electronic Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: In this paper, we analyze the performance of the single frequency signal detection method based on segment processing in time domain from both theory and computer simulation, which illustrates the impact of parameters such as signal frequency, segment length, sampling rate and segment number on detection performance, and gives out the criterion of optimal parameter selection for the practical application of the algorithm.

Key words: single frequency signal; signal detection; time domain; segment processing; low SNR

1 引言

微弱信号的捕获与测量在航天远距离导航和制导、军事侦察和预警、应急救援、工业测量及生物医学等领域, 有着十分广泛的需求和应用^[1-2]. 微弱单频信号检测作为其中的一个重要课题, 在故障检测、水下潜艇检测等方面具有重要意义。

随着电子技术、计算机技术和信号处理技术的迅猛发展, 微弱信号的检测理论和方法也得到了长足的发展. Ataie 等提出了一种基于频域分解合成原理的信号检测接收算法, 有效抑制了噪声的影响^[3]; P. M. Shi 等提出了一种基于随机共振原理的强噪声背景下微弱信号的检测方法^[4]; Chang 等针对混沌系统中频率未知

的微弱信号检测问题, 基于最大方差法和粒子群优化构建了信号检测方法^[5]; 刘红星等对基于信号时域分段平均处理的检测方法进行了分析, 探讨了截取长度误差对平均结果的影响^[6]; 文献^[7-8]对基于时域分段 DFT 处理的单频信号检测方法进行了分析, 同时与能量检测、自相关检测、FFT 分析和自适应谱线增强等信号检测方法进行了比较, 指出基于时域分段处理的检测方法能有效检测强干扰背景噪声下的单频信号, 且对频率漂移不敏感。

对已有方法分析可知, 基于时域分段处理的单频信号检测算法能有效抑制噪声, 且工程实现简单, 具有广泛的应用前景. 然而, 目前学者仅分析了数据长度及分段长度对该类算法的影响, 没有分析算法

中其他参数的影响,也没有给出追求最佳检测性能时参数选择的标准,这在一定程度上限制了算法的实际应用.本文针对该问题,对基于时域分段处理的单频信号检测方法进行了理论分析,并通过计算机仿真分析了信号频率、分段长度、采样率、分段个数等参数对算法性能的影响,给出了参数选择的依据,为该算法的实际应用提供了参考.

2 单频信号检测算法

2.1 信号模型

高斯背景下的单频信号模型为^[8]

$$\begin{aligned} s(k) &= A \cos(2\pi f_0 k T_s + \varphi) \\ x(k) &= s(k) + n(k) \end{aligned} \quad (1)$$

式中, A 为信号幅度; f_0 为单频信号频率; $T = 1/f_s$ 为采样周期; $n(k)$ 为均值是 μ 、方差是 σ^2 的高斯白噪声; $s(k)$ 与 $n(k)$ 相互独立; φ 为信号初始相位; $k = 0, 1, \dots, L$, 其中 $L = MN$ 为观测数据总长度.

接收信号 $r(k)$ 的信噪比可表示为

$$\text{SNR} = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (2)$$

2.2 时域分段处理信号检测算法

将长为 $L = MN$ 的接收信号 $x(k) = \{x(0), x(1), \dots, x(MN-1)\}$ 分为互不重叠的 M 段, 每段长度为 N , 即

$$x(k) = \{x_0(k), x_1(k), \dots, x_{M-1}(k)\} \quad (3)$$

式中

$$\begin{aligned} x_0(k) &= \{x(0), x(1), \dots, x(N-1)\} \\ x_1(k) &= \{x(N), x(N+1), \dots, x(2N-1)\} \\ &\dots \\ x_{M-1}(k) &= \{x((M-1)N), x((M-1)N+1), \\ &\dots, x(MN-1)\} \end{aligned} \quad (4)$$

令

$$g(k) = \begin{cases} 1, & 0 \leq k < N \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (5)$$

则

$$\begin{aligned} x_0(k) &= x(k) \cdot g(k) \\ x_1(k) &= x(k+N) \cdot g(k) \\ &\dots \\ x_{M-1}(k) &= x(k+(M-1)N) \cdot g(k) \end{aligned} \quad (6)$$

分别对其进行 FFT 变换, 得

$$\begin{aligned} X_0(f) &= X(f) * G(f) \\ X_1(f) &= [X(f) \cdot e^{j2\pi f N T_s}] * G(f) \\ &\dots \\ X_{M-1}(f) &= [X(f) \cdot e^{j2\pi f (M-1) N T_s}] * G(f) \end{aligned} \quad (7)$$

式中, $X(f) = \text{FFT}[x(k)]$, $G(f) = \text{FFT}[g(k)]$.

对式(7) 两边分别求和, 可得

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{M-1} X_i(f) &= \sum_{i=0}^{M-1} S_i(f) + \sum_{i=0}^{M-1} N_i(f) \\ &= [X(f) \cdot \sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi f i N T_s}] * G(f) \\ &= [X(f) \cdot \sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi i \{f N T_s\}}] * G(f) \end{aligned} \quad (8)$$

式中, $\{y\}$ 表示 y 的小数部分, $S_i(f) = \text{FFT}[s_i(k)]$, $N_i(f) = \text{FFT}[n_i(k)]$, $x_i(k) = s_i(k) + n_i(k)$, $i = 0, 1, \dots, M-1$.

对于 $\sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi i \{f N T_s\}}$, 当 $\{f_0 N T_s\} = 0$, 即 $N T_s = q/f_0$, $q \in R$, 各子序列长度为信号周期的整数倍, 此时

$$e^{j2\pi i \{f_0 N T_s\}} = 1, \quad i \in \{0, 1, \dots, M-1\} \quad (9)$$

因此

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{M-1} X_i(f_0) &= \max \left\{ [X(f) \cdot \sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi i \{f N T_s\}}] * G(f) \right\} \Big|_{f=f_0} \\ &= M \cdot [X(f) * G(f)] \Big|_{f=f_0} \end{aligned} \quad (10)$$

为最大值. 此时信号叠加效果最明显, 检测性能最佳.

当 $\{f_0 N T_s\} \neq 0$ 时, 若 $i \{f_0 N T_s\} \big|_{i=M-1} < 1/2$, 则 $e^{j2\pi i \{f_0 N T_s\}}$ 各分量位于第一、二象限, 会相互叠加, 检测性能随子序列个数 M 的增大而增强; 若 $1/2 \leq i \{f_0 N T_s\} \big|_{i=M-1} \leq 1$, 则随着 M 的增大, $e^{j2\pi i \{f_0 N T_s\}}$ 位于第三、四象限的分量也随之增多, 这些分量将会与第一、二象限的分量相互抵消, 检测性能会逐渐减弱.

因此, 我们在参数选择时, 应尽量满足 $\{f_0 N T_s\} = 0$, 以获取最佳检测性能, 在难以满足的条件下, 应保证 $i \{f_0 N T_s\} \big|_{i=M-1} < 1/2$, 尽量避免出现 $1/2 \leq i \{f_0 N T_s\} \big|_{i=M-1} \leq 1$ 的情况.

3 仿真分析

通过计算机仿真分析待检测信号频率 f_0 、子序列长度 N 、采样率 f_s 以及子序列个数 M 这四个参数对单频信号检测性能的影响. 仿真过程中, 采用单变量分析方法, 每次只分析一个参数的取值变化对检测性能的影响, 假设其余三个参数固定不变.

3.1 信号频率对检测性能的影响

仿真参数如下: 采样率 $f_s = 1\,500$ Hz, 分段数

$M = 16$, 子序列长度 $N = 1\ 000$, 信噪比 $\text{SNR} = -10$ dB. 图 1 给出了在上述参数条件下, 不同信号频率时算法的检测效果. 其中图 1(a) 和图 1(c) 对应的信号频率分别为 $f_0 = 300$ Hz 和 $f_0 = 150$ Hz, 此时有 $\{f_0 NT_s |_{f_0=300}\} = 0$, $\{f_0 NT_s |_{f_0=150}\} = 0$, 因此 $\sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi f_0 i NT_s} = 16$ 取最大值, 信号能量叠加效果最强, 因此具有最佳的检测效果; 而图 1(b) 对应的信号频率为 $f_0 = 200$ Hz, 此时有 $\{f_0 NT_s |_{f_0=200}\} = 1/3$, 因此 $\sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi f_0 i NT_s} = 1$, 叠加后的信号能量相互抵消, 检测效果很差.

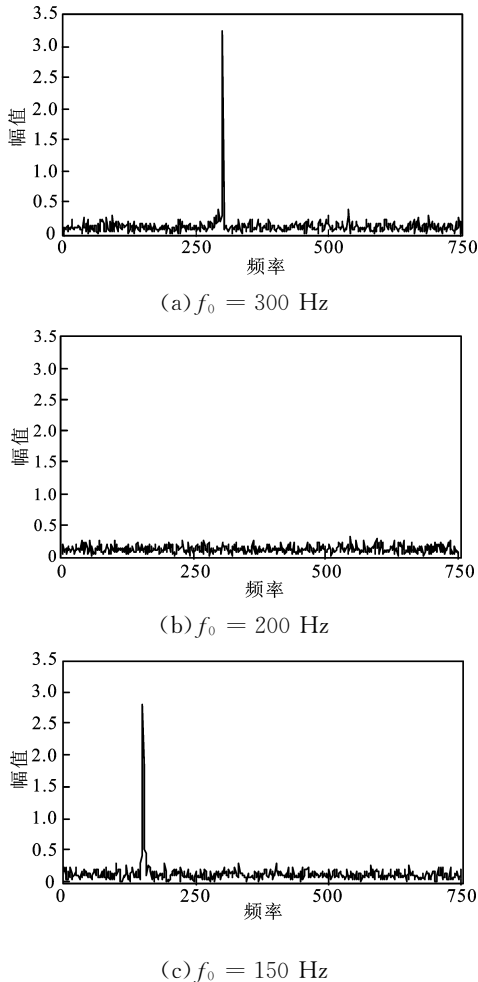


图 1 不同信号频率时对检测效果的影响

3.2 子序列长度对检测性能的影响

仿真参数如下: 采样率 $f_s = 1\ 500$ Hz, 分段数 $M = 16$, 信号频率 $f_0 = 302$ Hz, 信噪比 $\text{SNR} = -10$ dB. 图 2 给出了在上述参数条件下, 不同子序列长度时算法的检测效果. 其中图 2(a) 对应子序列长度 $N = 1\ 000$, 此时 $(M-1)\{f_0 NT_s |_{N=1\ 000}\} = 5$, 因此 $e^{j2\pi\{f_0 NT_s\}}$, $i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 各分量叠加后大部

分能量相互抵消, 检测效果很差; 图 2(b) 对应子序列长度 $N = 934$, 此时 $(M-1)\{f_0 NT_s |_{N=934}\} = 0.68 > 1/2$, 因此 $e^{j2\pi\{f_0 NT_s\}}$, $i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 有大量分量落入一、二象限, 少量分量落入三、四象限, 信号叠加后小部分能量相互抵消, 影响信号检测效果; 图 2(c) 对应子序列长度 $N = 909$, 此时 $(M-1)\{f_0 NT_s |_{N=909}\} = 0.18 < 1/2$, 因此 $e^{j2\pi\{f_0 NT_s\}}$, $i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 全部落入一、二象限, 信号能量叠加效果明显, 具有较好的检测效果.

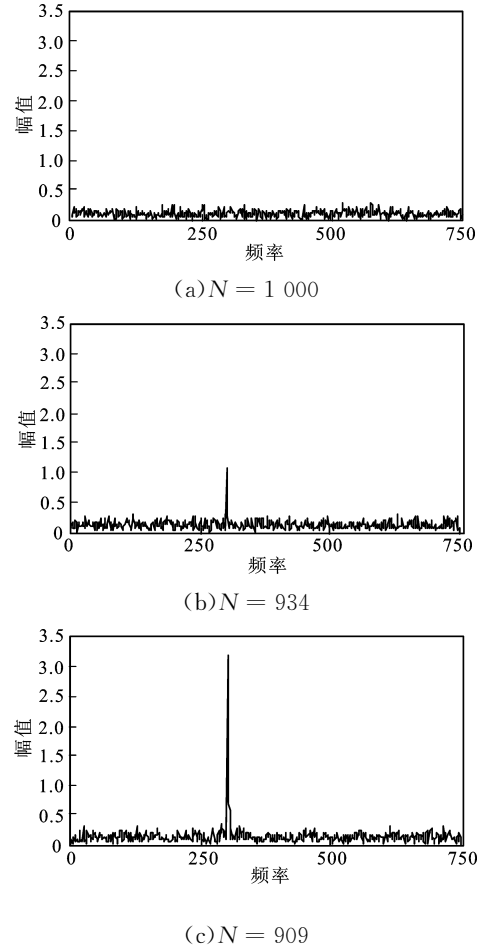


图 2 不同子序列长度对检测效果影响

3.3 采样率对检测性能的影响

仿真参数如下: 分段数 $M = 16$, 子序列长度 $N = 909$, 信号频率 $f_0 = 302$, 信噪比 $\text{SNR} = -10$ dB. 图 3 给出了在上述参数条件下, 不同采样率时算法的检测效果. 其中图 3(a) 对应采样率为 $f_s = 1\ 500$ Hz, 此时 $(M-1)\{f_0 NT_s |_{T_s=1/1\ 500}\} = 0.18 < 1/2$, 因此 $e^{j2\pi\{f_0 NT_s\}}$, $i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 全部落入一、二象限, 信号能量叠加效果明显, 具有较好的检测效果; 图 2(b) 对应采样率为 $f_s = 1\ 400$ Hz, 此时 $(M-1)\{f_0 NT_s |_{T_s=1/1\ 400}\} = 1.264$, 因此 $e^{j2\pi\{f_0 NT_s\}}$, $i \in$

$\{0, 1, \dots, M-1\}$ 各分量叠加后能量会部分抵消, 检测效果较差; 图 3(c) 对应采样率为 $f_s = 1\,000$ Hz, 此时 $(M-1)\{f_0 NT_s |_{T_s=1\,000}\} = 7.77$, 因此 $e^{j2\pi\{f_0 NT_s\}}, i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 各分量叠加后大部分能量会相互抵消, 检测效果很差。

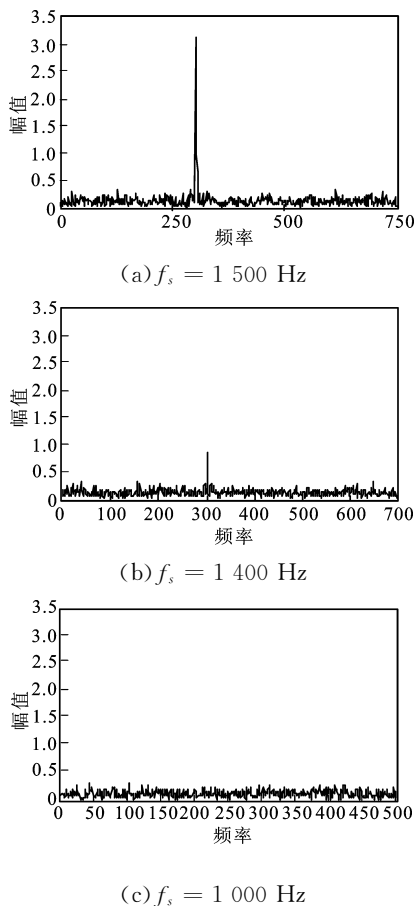


图3 不同采样率对检测效果的影响

3.4 子序列个数对检测性能的影响

(1) 当 $\{f_0 NT_s\} = 0$ 时

仿真参数如下: 采样率 $f_s = 1\,500$ Hz, 信号频率 $f = 300$ Hz, 子序列长度 $N = 1\,000$, 信噪比 $SNR = -19$ dB. 图 4 给出了上述参数条件下, 子序列个数取不同值时算法的检测效果. 随着子序列个数 M 的增大, 检测效果会逐步增强. 这与根据式(10)分析的结果是一致的. 当 $\{f_0 NT_s\} = 0$ 时, M 越大, 信号能量叠加效果越明显, 检测性能越好.

(2) 当 $\{f_0 NT_s\} \neq 0$ 时

仿真参数如下: 采样率 $f_s = 1\,500$ Hz, 信号频率 $f = 302$ Hz, 子序列长度 $N = 934$, 信噪比 $SNR = -10$ dB. 图 5 给出了上述参数条件下, 子序列个数取不同值时算法的检测效果. 图 5(a) 和图 5(b) 对应的子序列个数分别为 $M = 4$ 和 $M = 11$, 此时 $(M-1)\{f_0 NT_s |_{M=4}\} = 0.136 < 1/2$,

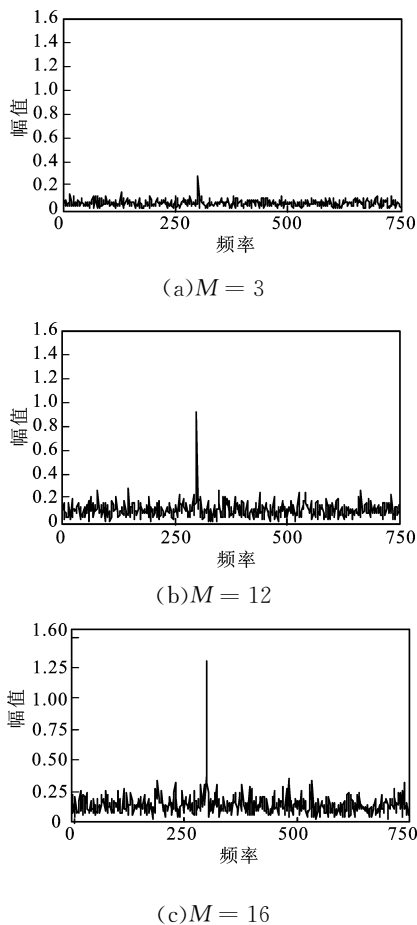


图4 $\{f_0 NT_s\} = 0$ 时, M 对检测性能的影响

$\{(M-1)\{f_0 NT_s\}\} |_{M=11} = 0.453 < 1/2$, 因此 $e^{j2\pi\{f_0 NT_s\}}, i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 全部落入一、二个象限, 信号能量叠加效果明显, 且随着 M 的增大, 信号能量不断累计, 检测性能增强; 图 5(c) 对应的子序列个数为 $M = 16$, 此时 $\{(M-1)\{f_0 NT_s\}\} |_{M=16} = 0.68 > 1/2$, 因此 $e^{j2\pi\{f_0 NT_s\}}, i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 有大量分量落入一、二个象限, 少量分离落入三、四象限, 信号叠加后小部分能量相互抵消, 影响信号检测效果。

4 结束语

基于时域分段叠加原理的单频信号检测方法, 能有效抑制高斯白噪声的影响, 在低信噪比时, 通过选择合适的参数, 仍能获得较好的检测效果, 具有良好的工程应用前景. 本文通过理论分析和计算机仿真实验, 分别对信号频率 f_0 、子序列长度 N 、采样率 f_s 以及子序列个数 M 这四个参数进行了详细分析, 得到了一些有益的结论, 我们在参数选择时, 应尽量满足 $\{f_0 NT_s\} = 0$, 以获取最佳检测性能, 在难以满足的条件下, 应保证 $(M-1)\{f_0 NT_s\} < 1/2$, 尽量

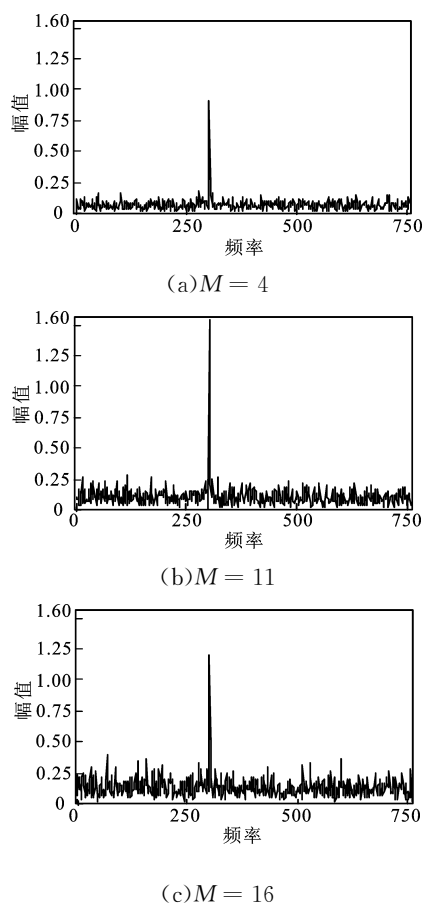


图5 $\{f_0 NT_s\} \neq 0$ 时, M 对检测性能的影响

避免出现 $(M-1)\{f_0 NT_s\} \geq 1/2$ 的情况. 这些结论为我们参数的设计提供了标准, 也为基于时域分段处理的单频信号检测方法在工程中实用提供了参考依据.

参考文献:

- [1] 宋青平, 刘荣科. 一种用于深空高动态微弱信号的频率估计算法[J]. 宇航学报, 2013, 34(11): 1496-1501.

- [2] Georgoulas G, Loutas T, Stylios C D, et al. Bearing fault detection based on hybrid ensemble detector and empirical mode decomposition[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2013, 41(1): 510-525.
- [3] Ataie V, Esman D, Kuo B P, et al. Subnoise detection of a fast random event. Science, 2015, 350(6266): 1343-1346.
- [4] Shi P M, Ding X J, Han D Y. Study on multi-frequency weak signal detection method based on stochastic resonance tuning by multi-scale noise[J]. Measurement, 2014, 47: 540-546.
- [5] Chang Y, Hao Y, Li C. Phase dependent and independent frequency identification of weak signals based on duffing oscillator via particle swarm optimization[J]. Circuits, Systems, and Signal Processing, 2014, 33(1): 223-239.
- [6] 刘红星, 林京, 屈梁生, 等. 信号时域平均处理中若干问题探讨[J]. 振动工程学报, 1997, 10(4): 446-450.
- [7] 李启虎, 李敏, 杨秀庭. 水下目标辐射噪声中单频信号分量的检测: 数值仿真[J]. 声学学报, 2008, 33(4): 289-293.
- [8] 李启虎, 李敏, 杨秀庭. 水下目标辐射噪声中单频信号分量的检测: 理论分析[J]. 声学学报, 2008, 33(3): 193-196.

作者简介:

邹时禧 男, (1971-), 博士研究生, 高级工程师. 研究方向为信息系统、信息对抗等.

彭华甫 男, (1987-), 博士研究生. 研究方向为信息对抗.

满欣(通讯作者) 男, (1984-), 博士, 讲师. 研究方向为通信与网络对抗技术、高速数据传输与 FPGA 电路设计等.

E-mail: manxin09@163. com.

魏蛟龙 男, (1965-), 博士, 教授, 博士生导师. 研究方向为现代网络通信技术、人工智能、计算机测量控制等.