

参差重复频率分析和设计

刘 涛, 龚耀寰

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】 雷达工作于脉冲工作状态时不可避免的会出现盲速现象。可通过参差重频的方法减少盲速带来的影响。在推导频率响应的基础上, 该文采用最优化设计的方法进行参差周期的设计, 详细考虑并推导得到了最优化搜索中几个重要参数, 给出了其解析表达式。仿真结果和频率响应图表明, 该方法得到的参差周期能将慢速扩大到原来盲速的数倍以上, 有效地减少了盲速的影响。

关键词 盲速; 非均匀采样; 脉冲重复频率; 参差

中图分类号 TN951

文献标识码 A

doi: 10.3969/j.issn.1001-0548.2009.02.04

Staggered PRF Analysis and Design

LIU Tao and GONG Yao-huan

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract When radar operates on pulse state, it will inevitably encounter the phenomenon of blind speed. The staggered pulse repetition frequency (PRF) is one of the most important methods to suppressing the blind speed. Based on the derivation of frequency response, this paper proposes a method of optimum design for staggered periods, among which the considerations and derivation for several essential parameters of optimal search are also given out in detail. The simulation results and the frequency response figures show that the proposed method can achieve satisfactory suppression performance of blind speed.

Key words blind speed; nonuniform sampling; pulse repetition frequency; stagger

参差重频即参差脉冲重复周期或参差脉冲重复频率技术, 用于解决脉冲雷达盲速问题。盲速是雷达处于脉冲工作状态时不可避免的数字处理问题。盲速使得在某些速度点处对消器输出为零^[1]。

盲速的产生是数字采样和数字处理的必然结果。解决盲速的方法之一就是采用参差重频。关于参差重频的设计方法, 文献[2-4]提出了各自的观点。本文分析了盲速产生的原因, 提出使用参差重频抑制盲速影响, 并对参差重频的频率响应作了详细的分析, 就实际雷达系统较关心的参差重频设计问题, 给出了基于最优化设计(特别是梯度算法)的设计方法。仿真结果给出了一组性能较优的参差重频设计结果。

1 盲速与参差重频

1.1 盲速的产生

当雷达处于脉冲工作状态时, 将发生有别于连续工作状态的一个特殊问题——盲速。盲速是指目标虽有一定的径向速度, 但其回波经过相位检波后, 输出为一串等幅脉冲, 与固定目标的回波相同, 此时的目标速度称为盲速^[1]。盲速是脉冲雷达的数字

式处理方法产生的必然结果。以两脉冲对消为例, 均匀采样时, 设相位检波器在零时刻的输出为:

$$u = U_0 \cos(2\pi f_d t - \varphi_0)$$

则下一采样时刻的输出为:

$$u' = U_0 \cos[2\pi f_d (t - T_r) - \varphi_0]$$

式中 T_r 为脉冲重复周期; f_d 为目标多普勒频率; φ_0 为初始相位。经对消器后的输出为:

$$\Delta u = u' - u =$$

$$2U_0 \sin(\pi f_d T_r) \sin(2\pi f_d t - \pi f_d T_r - \varphi_0)$$

经过低通处理后的振幅为:

$$|\Delta u| = |2U_0 \sin(\pi f_d T_r)|$$

当 $f_d T_r = k$, $k = 1, 2, \dots$ 时, 对消器的输出为0, 此时的 f_d 对应的目标速度即为盲速。在脉冲雷达中, 不能完全解决盲速, 只能在一定程度上降低盲速带来的影响。一种解决盲速的有效方法就是参差重频。

1.2 参差重频的基本概念

参差重频是将脉冲的重复周期由均匀的 T_r 变为一组时变值 T_i , 按照一定的规律交替变化。通过改变脉冲重复周期, 只要 T_i 在 T_r 的基础上稍微改变,

收稿日期: 2008-02-19; 修回日期: 2008-10-11

基金项目: 部级重点实验室基金

作者简介: 刘 涛(1977-), 男, 博士生, 主要从事自适应信号处理、雷达信号处理方面的研究。

即 $T_i = T_r + \Delta_i$, 其中 Δ_i 相对于 T_r 是一个很小的值, 便可以将盲速点增大到原盲频的数十倍甚至更高。

一种直观的理解就是: 可以将参差重频看成是多个单独的MTI滤波器并行工作, 每个MTI滤波器工作在各自的均匀脉冲重复周期, 且周期分别为 T_i 。当目标的多普勒频率刚好处于其中某一个MTI滤波器的盲速点时, 由于参差错位, 其他几个滤波器同时处于盲频的几率将减小。简而言之, 一个滤波器没有输出, 但是其他滤波器仍有可能输出, 整体的MTI滤波器仍然能正常工作。

1.3 频率响应

功率型频率响应是参差重频性能分析及设计的基础, 本文中提及的参差重频的MTI频率响应, 如不加特别申明, 一般都指的是功率型的频率响应。

通过将脉冲分为 N 组进行分析, 可以很容易得到频率响应。以双脉冲对消模式下的3参差重频为例, 如图1所示, 可以拆分成3组均匀PRF, 组内按周期 $T = T_1 + T_2 + T_3$ 重复, 组之间有固定的延时。

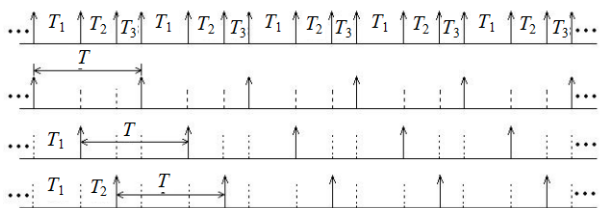


图1 参差重频等效分组示意图

第一组采样脉冲的频率响应为:

$$H_1(\omega) = 1 - \exp(-j\omega T_3)$$

第二组相对于第一组有一个延时 T_1 , 则频响为:

$$H_2(\omega) = [1 - \exp(-j\omega T_1)] \exp(-j\omega_0 T_1)$$

同理第三组的频响为:

$$H_3(\omega) = [1 - \exp(-j\omega T_2)] \exp[-j\omega_0 (T_1 + T_2)]$$

定义功率型频率响应为:

$$|H(\omega)|^2 = (|H_1(\omega)|^2 + |H_2(\omega)|^2 + |H_3(\omega)|^2) / 3$$

化简并归一化(即除以滤波器的均方增益)后得到:

$$|H(\omega)|^2 = 1 - (\cos \omega T_1 + \cos \omega T_2 + \cos \omega T_3) / 3$$

同理, 双脉冲对消模式下 N 参差重频的频率响应为:

$$R_2(\omega) = |H(\omega)|^2 = 1 - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \cos(\omega T_i) \quad (1)$$

三组脉冲对消模式下 N 参差重频的功率型频率响应为:

$$R_3(\omega) = |H(\omega)|^2 = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N W(i) \quad (2)$$

$$W(i) = 3 - 2 \cos \omega T_i - 2 \cos \omega T_{i-1} + \cos \omega (T_i + T_{i-1})$$

其中, 令 $T_N = T_0$ 。

1.4 非均匀采样频谱

理论上, 参差重频可以看作是非均匀采样的一个特例。通过Dirichlet变换^[5], 非均匀采样信号的频谱(Dirichlet谱)可以表示为:

$$X(\Omega) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} F_m^*(\Omega) X^1(\Omega + m\Omega_0)$$

式中 $F_m(\Omega)$ 为参差周期偏移量的傅里叶谱, $X^1(\Omega)$ 为原信号的连续谱。文献[6-7]进一步结合MTI中的参差重频进行频谱分析, 其中将MTI滤波器的频率响应定义为:

$$A^2 = \frac{1}{N^2} \sum_{m=0}^{N-1} |F_m(\Omega)|^2 |X^1(\Omega + m\Omega_0)|^2$$

文献[8-11]也采用其他方法对非均匀采样信号频谱进行了分析。

2 参差重频的优化设计

参差重频的设计还没有一般性的规律可循, 其中文献[12]提出了一种简单的搜索方法构造参差重频用于MTI滤波器。MTI的参差重频与滤波器权系数共同决定了系统的频率响应, 二者相互制约, 设计困难。通用的做法是固定滤波器权系数再设计参差周期。实验证明, 采用固定权系数对速度响应的通带特性影响不大。本文中参差重频所采用的MTI滤波器都是采用了二项式系数。

在最优化方法中, 梯度法是一种古老而又十分基本的数值方法。它的迭代过程简单, 使用方便, 对初始点要求不严, 本文采用该优化算法。其他的优化算法^[13]均可以类似地得到。

2.1 优化指标函数

指标函数相当于一种最优准则。在优化过程中, 指标函数是出发点和求解的核心。它的设计直接影响最优解的结果, 而且“最优性”也是表现在该指标函数的最优准则下的。对于 N 参差重频, 根据式(1)双脉冲对消模式下的功率型传递函数的定义, 可以设计一个优化指标函数为:

$$F(T) = \sum_{\omega_k} \frac{1}{|H(\omega_k)|^{2M}} \quad (3)$$

式中 $T_i = (\bar{n} + \Delta n_i) T_b$, T_i 为参差周期, 也是需要优化设计的变量; $\bar{n} = \frac{f_b}{\text{PRF}}$; $\sum_{i=1}^N \Delta n_i = 0$ 。式(3)中的求和变量 ω_k 取 $[\pi \text{PRF}, 2\pi(\bar{n} - 0.5)\text{PRF}]$ 区间中的足够多个均匀采样点。

2.2 梯度的计算

梯度法是沿着负梯度方向进行迭代搜索, 梯度求解一般分为解析法和非解析法。利用解析函数的

求导方法求出偏导数为:

$$\frac{\partial F(T)}{\partial T_i} = \sum_{\omega_k} \frac{-\frac{M}{N} \omega_k \sin(\omega_k T_i)}{\left[1 - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \cos(\omega_k T_i)\right]^{M+1}}$$

则梯度为:

$$\nabla F(T) = \left[\frac{\partial F(T)}{\partial T_1}, \frac{\partial F(T)}{\partial T_2}, \dots, \frac{\partial F(T)}{\partial T_N} \right]^T$$

2.3 步长h的计算

步长h是指沿着负梯度方向, 下一步前进的距离。它对优化速度有着直接的影响。从整个搜索过程来看, 步长固定、太大或太小都不利于整个搜索。比较合理的步长方案是在搜索过程中, 根据求解变量X和梯度等信息进行自适应的调整。

步长的求解一般分为解析法和搜索法。解析法是指通过最佳步长公式直接求出h的最佳解析值, 此法适用于性能指标函数F(T)为简单的解析形式, 求解速度最快。搜索法是采用任何一种一维搜索方法, 如黄金分割法, 二次插值法等, 搜索出h的最佳值, 搜索过程需要耗费一部分时间。

(1) 在解析法中, 采用最佳步长计算公式得到的步长为:

$$h = \frac{[\nabla F(T)]^T \nabla F(T)}{[\nabla F(T)]^T \text{He} \nabla F(T)}$$

式中 He为海森矩阵(二阶导数矩阵):

$$\text{He} = [a_{ij}]_{N \times M} \quad a_{ij} = \frac{\partial^2 F(T)}{\partial T_j \partial T_i}$$

当*i* ≠ *j* 时,

$$\frac{\partial^2 F(T)}{\partial T_j \partial T_i} = \sum_{\omega_k} \frac{M(M+1) \left(\frac{\omega_k}{N}\right)^2 \sin(\omega_k T_i) \sin(\omega_k T_j)}{\left[1 - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \cos(\omega_k T_i)\right]^{M+2}}$$

当*i* = *j* 时,

$$\frac{\partial^2 F(T)}{(\partial T_i)^2} = \sum_{\omega_k} \frac{F(\omega_k)}{|H(\omega_k)|^{2M+4}}$$

$$F(\omega_k) = M(M+1) \left(\frac{\omega_k}{N} \sin(\omega_k T_i)\right)^2 - \frac{M}{N} \omega_k^2 \cos(\omega_k T_i) |H(\omega_k)|^2$$

(2) 在搜索法中, 设当前的迭代变量为X_k, 且通过梯度方法求出的梯度为∇F(X_k)。此时将X_k及∇F(X_k)看成是固定值, 而将步长h看成是变量(搜索

变量), 利用黄金分割法等一维搜索法, 迭代求解h的最佳值h_k使得:

$$F[X_k - h_k \nabla F(X_k)] \rightarrow \min$$

其中h_k为一维搜索的迭代变量。

3 参差重频设计仿真结果

3.1 设计指标

根据常见的MTI雷达的工作参数设定以下的设计指标:

- (1) PRF=350 Hz, 工作波长λ=0.05 m;
- (2) 参差重频后第一盲速v大于或等于3倍音速;
- (3) 最大变比γ ≤ 1.15;
- (4) 第一凹口深度d₀ ≥ -16 dB;
- (5) 脉间5参差重频。

根据以上设计指标, 可以计算得到优化设计的中间变量:

$$\text{新盲速 } f_b = \frac{2v}{\lambda} = \frac{2 \times 3 \times 340}{0.05} = 40\,800 \text{ (Hz)}, \quad \bar{n} =$$

$$\frac{f_b}{\text{PRF}} = \frac{40\,800}{350} \approx 116.57, \quad \text{原脉冲重复周期 } T_{\text{or}} = 1/\text{PRF} = 1/350 \approx 2.86 \text{ (ms)},$$

$$\text{新脉冲重复周期 } T_b = 1/f_b = 1/40\,800 \approx 24.5 \text{ (}\mu\text{s)}, \quad \text{根据最优化搜索得到参差周期(单位: } \mu\text{s)约为:}$$

$$\{2\,708.4, 2\,976.8, 2\,757.2, 2\,952.4, 2\,879.2\}$$

3.2 性能分析

(1) 最大变比:

$$\gamma = \frac{\max(T_i)}{\min(T_i)} \approx 1.0991, \quad \text{满足设计指标(3).}$$

(2) 第一凹口深度d₀:

将ω = 2πPRF = 700π 带入式(7)可得凹口深度d₀ = -15.69 dB, 该深度满足设计指标(4)。

通过数学分析和Matlab仿真图的放大图均可看出, 频率响应曲线的第一凹口并非恰好位于ω = 700π, 而是略小于这个值。在实际优化设计时, 可以忽略该误差。

3.3 频率响应曲线

采用双脉冲对消时, R₂(ω)的响应曲线如图2所示。采用三组脉冲对消时, R₃(ω)的响应曲线如图3所示。

图2和图3中, 横坐标都采用了归一化频率, 以便于分析。这样, 横坐标等于1的位置即对应原盲频(即原PRF), 曲线的最右边对应新盲频, 其横坐标对应于新旧盲频之比或盲频的扩大倍数。从图中可以清楚地看出, 盲速被扩大了约120倍。

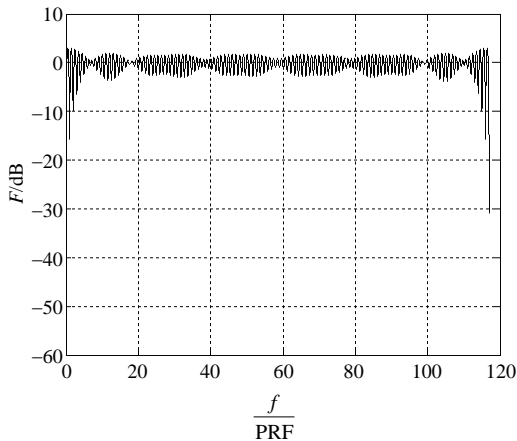


图2 双脉冲对消模式下5参差重频的频率响应曲线

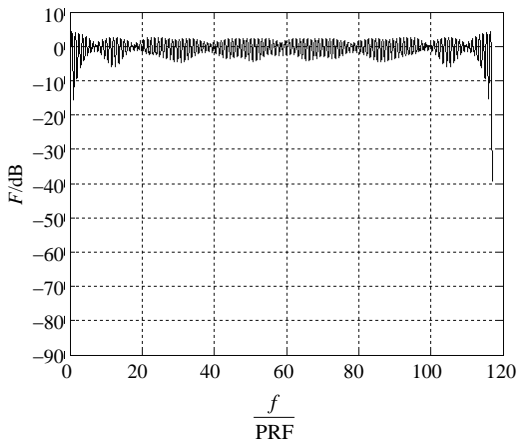


图3 三脉冲对消模式下5参差重频的频率响应曲线

4 结论

本文详细介绍了盲速产生的机理,并提出解决方法。对采用参差重频设计中最关键的公式——频率响应,进行了推导并给出了通式。使用梯度法最优化设计进行参差重频的设计,给出了其中最关键的几个参数的表达式。仿真结果表明,该方法能针对设计指标给出满意的设计结果,对雷达接收机设计的工程应用有实际意义。

参考文献

- [1] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理[M]. 3版. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002.
DING Lu-fei, GENG Fu-lu. Radar principle. [M]. 3rd ed. Xi'an: Xidian Press, 2002.
- [2] 赵长虹, 赵国庆, 刘东霞. 对参差脉冲重复间隔脉冲列的重频分选[J]. 西安电子科技大学学报, 2003, 30(3): 381-385.
ZHAO Chang-hong, ZHANG Guo-qing, LIU Dong-xia. The deinterleaving of radar pulse trains with stagger PRI[J]. Journal of Xidian University, 2003, 30(3): 381-385.

- [3] 张磊, 张继东, 曹立新. 利用双脉冲重复频率解速度模糊的初步探讨[J]. 新疆气象, 2004, 27(1): 25-26.
ZHANG Lei, ZHANG Ji-dong, CAO Li-xin. Pilot research on solution of fuzzy velocity utilizing repeat frequency of double pulse[J]. Bimonthly of Xinjiang Meteorology, 2004, 27(1): 25-26.
- [4] 陶海红, 王伶, 廖桂生. 基于遗传算法的最优参差码搜索[J]. 系统工程与电子技术, 2004, 26(6): 711-713.
TAO Hai-hong, WANG Ling, LIAO Gui-sheng. Optimal selection of nonuniform code of radar using the genetic algorithm[J]. Systems Engineering and Electronics, 2004, 26(6): 711-713.
- [5] WOJTKIEWICZ A, TUSZYNSKI M. Application of the dirichlet transform in analysis of nonuniformly sampled signals[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. San Francisco: [s.n.], 1992.
- [6] WOJTKIEWICZ A, TUSZYNSKI M. Frequency domain analysis of nonuniformly sampled signals by dirichlet transform[C]//Proc Eusipco90. Barcelona: [s.n.] 1990: 1763-1766.
- [7] MICHAL T, ANDRZEJ W, WIESLAW K. Bimodal clutter MTI filter for staggered PRF radars[C]//IEEE 1990 International Radar Conference. Arlington: [s.n.], 1990: 176-180.
- [8] MARVASTI F. Nonuniform sampling theorems for bandpass signals at or below the Nyquist Density[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1996, 44(3): 572-576.
- [9] FERREIRA P J S G. Nonuniform sampling of nonbandlimited signals[J]. IEEE Signal Processing Letters, 1995, 2(5): 89-91.
- [10] 汪安民, 王殊, 陈明欣. 基于小波变换的非均匀采样信号频谱的研究[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(3): 427-430.
WANG An-min, WANG shu, CHEN Ming-xin. Study on spectrum of nonuniform sampling signals based on wavelet transform[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2005, 27(3): 427-430.
- [11] 袁聿海. Jurkevich方法在非均匀采样频谱分析中的应用[J]. 湖南文理学院学报(自然科学版), 2006, 18(3): 26-27.
YUAN Yu-hai. Use jurkevich method to the spectrum analysis of nonuniformly sampled signals[J]. Journal of Hunan University of Arts and Science(Natural Science Edition), 2006, 18(3): 26-27.
- [12] 陶海红, 廖桂生, 王伶. 一种基于优化参差比的改进MTI滤波器[J]. 现代雷达, 2004, 26(6): 44-47.
TAO Hai-hong, LIAO Gui-sheng, WANG Ling. An improved MTI filter based on the optimal stagger-code ratio[J]. Modern Radar, 2004, 26(6): 44-47.
- [13] 卞文良, 焦宝聪. 一类基于Grippo线搜索的共轭梯度法[J]. 首都师范大学学报, 2004, 25(2): 4-10.
BIAN Wen-liang, JIAO Bao-cong. A class of conjugate gradient methods based on grippo line search[J]. Journal of Capital Normal University, 2004, 25(2): 4-10.

编辑 税红