

准随机跳频信号的二维处理

位寅生,刘永坦,许荣庆

(哈尔滨工业大学电子工程技术研究所,黑龙江哈尔滨 150001)

摘要: 高频雷达工作的波段十分拥挤,因而可用的连续带宽比较窄,雷达获得距离分辨力极为有限.为避开干扰频段能够提高系统带宽,本文采用了一种频带不连续的准随机跳频信号.并根据信号的特点,系统地提出了该信号的二维信号处理方案.仿真表明,这种方案具有解距离-速度模糊的能力,能有效地抑制最大距离旁瓣,较好地实现了距离速度二维分辨.

关键词: 随机跳频;旁瓣抑制;信号处理

中图分类号: TN957.51 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 06-0801-04

A Novel 2-D Signal Processing Scheme for Quasi-Random Step Frequency Signal

WEI Yin-sheng, LIU Yong-tan, XU Rong-qing

(Research Institute of Electronic Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

Abstract: Due to the heavy congestion in HF bands, HF radars are restricted to operating within very narrow bands, thus obtain a poor range resolution. A quasi-random step frequency signal with discontinuous bands is presented to improve the system bandwidth while avoiding the heavy interference bands. A two-dimension signal processing scheme for this signal is proposed on the basis of signal analysis. Simulation results demonstrate that the scheme could decouple the range-Doppler ambiguity, thus successfully realize the range-Doppler resolution and effectively suppress maximal sidelobe.

Key words: random step frequencies; sidelobes suppression; signal processing

1 引言

高频雷达工作的频段(3 - 30M)存在着较严重的电磁干扰,系统很难找到一段连续可用的“寂静”频带来满足信号的带宽要求,因此雷达的距离分辨率极为有限.此外,高频雷达在比较窄的频带上集中了较高的能量,其工作频段容易被发现.因此,提高恶劣电磁环境下高频雷达的可靠工作能力变得十分重要.国内外研究者们除在抑制干扰,如自适应旁瓣对消、极化滤波、频谱实时监测等方面寻求解决的途径外,相应地在与系统抗干扰能力密切相关的波形设计上也进行了深入的研究^[1,2].相关文献表明,在干扰严重的环境下,为解决可用带宽窄的问题,高频雷达在工作频带的选取上需摆脱连续带宽的限制,而使用多个不连续频带来提高系统带宽^[3,4].单站的高频雷达发射机是断续工作的,在一个波形周期内,频带不连续的信号脉间载频会出现跳变.由于可用频带的时频分布是变化的,不同时间段内载频跳变的组合是不同的;为保持系统相干性,要求在一定的时间段内,通常是一个系统积累周期,跳频的组合不变.由于上述的频率跳变具有一定的确定性和随机性,我们称其为准随机跳频.

跳频信号处理常受到速度的影响,出现目标距离单元徙动和距离模糊现象^[5],而频谱不连续又引起了很高的距离旁瓣,因而随机跳频信号的处理更加困难.本文提出了一种二维信号处理方案:首先对回波信号进行速度处理,经过速度门校正和相位补偿消除速度距离耦合后,在同一个速度单元上采用改进的具有自适应门限的迭代加权最小二乘法(IRLS)算法进行最大距离旁瓣抑制,从而实现二维分辨并有效地提高了信号的动态范围.

2 信号分析

首先分析可用频带的分布特点.电磁干扰的分布往往随着时间和频率随机变化着,因此在一段时间内可用频带沿频率轴的分布是不规则的.图1表示一个波形周期内某一段时间段内,频率 f_0 到 $f_0 + B$ 之间的可用频段分布示意图.在下一个时间段内,可用频带的分布将发生变化.由于可用频带一般很窄(几个kHz),因而脉内一般无频率和相位调制.从时域来看,准随机跳频信号为具备时域滤波能力宜采用常规的等间隔的脉冲串.

根据以上对信号的时间、频率分析,一个积累周期内的准

随机跳频信号可表示成:

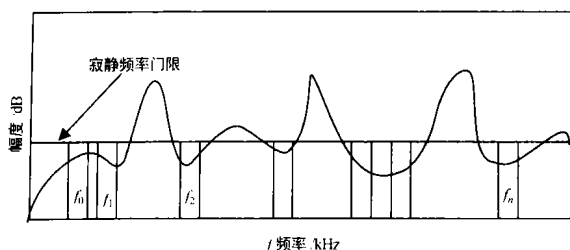


图1 可用频段分布示意图

$$U_T(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} u_1(t - nT_{PP} - mT_{WP}) e^{j2f_n t + \phi_0}, \quad n=0, 1, \dots, N-1; m=0, 1, \dots, M-1 \quad (1)$$

其中
$$u_1(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T_{PW}/2}{T_{PW}}\right) \quad (2)$$

T_{PW} 为脉冲宽度, T_{PP} 为脉冲重复周期, 波形周期为 $T_{WP} = N \cdot T_{PP}$, N 为一个波形周期脉冲个数, M 为积累周期内波形周期个数, f_n 为各脉冲的载频, ϕ_0 为初始相位. 为简化分析, 假定接收信号的幅度为1, 则回波信号表示为:

$$U_R(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} u_1(t - nT_{PP} - mT_{WP} - \tau) e^{j2f_n(t - \tau) + \phi_0} \quad (3)$$

其中 $\tau = \left(\frac{2R_0}{c} - \frac{2vt}{c}\right)$, R_0 是初始距离, v 表示目标径向速度, c 表示光速. 解调后, 点目标回波在第 m 个波形周期中的第 n 个脉冲回波的相位表示为:

$$\phi_{mn}(t) = -2f_n \left(\frac{2R_0}{c} - \frac{2vt}{c}\right) \quad (4)$$

假定采样时间为 $t = mT_{WP} + nT_{PP} + \frac{T_{PW}}{2}$. 那么, 式(4)可以转化为:

$$\begin{aligned} \phi_{mn}(t) &= -2f_n \left[\frac{2R_0}{c} - \frac{2v}{c} \cdot (mT_{WP} + nT_{PP} + \frac{T_{PW}}{2}) \right] \\ &= \phi_0 + \phi_R + \phi_V + \phi_{RV} \end{aligned} \quad (5)$$

对于积累周期中每个同载频信号来说, 上式的各相位项分别表示

$$\text{常数项} \quad \phi_0 = 2f_n \frac{T_{PW}}{c} v \quad (6)$$

$$\text{速度项} \quad \phi_V = \frac{4vf_n}{c} \cdot mT_{WP} \quad (7)$$

$$\text{距离项} \quad \phi_R = -2f_n \frac{2R_0}{c} \quad (8)$$

$$\text{交叉项} \quad \phi_{RV} = \frac{4vf_n}{c} \cdot nT_{PP} \quad (9)$$

可以看出, 速度信息的提取可通过处理载频相同的 M 个脉冲采样来实现, 而距离信息的提取可通过处理同一个速度单元中载频不同的 N 个脉冲采样来实现.

3 距离速度二维处理

本文假定只在一个原始分辨单元内(即一个脉宽所对应的距离)进行二维分辨处理, 按照同样地处理方式可以得到雷达探测范围内其它原始距离单元的距离-速度信息.

3.1 速度处理

重新排列一个积累周期中内的采样数据, 从每个波形周期中抽取载频 f_n 的脉冲采样, 按照时间顺序排列成行向量 s_{vn} , 依次得到 N 个这样的向量后组成矩阵 S_v . 从公式(7)可以看出, n 固定时, 速度谱可由 s_{vn} 的点傅立叶变换得到; n 变化时, 可以得到 N 行每行包含 M 个速度谱线的矩阵 Y_v .

下式中, $Y_v(n, k)$ 表示载频率号为 n 的回波信号经速度处理(FFT)后得到的第 k 个速度谱线.

$$Y_v(n, k) = \sum_{m=0}^{M-1} s_{vn}(m) e^{-j2\frac{kv}{M}m}, \quad m, k=0, 1, \dots, M-1 \quad (10)$$

$$s_{vn} = e^{j(\phi_0 + \phi_R + \phi_V)} \left(1, e^{j\frac{4v}{c}T_{WP}f_n}, \dots, e^{j\frac{4v}{c}(M-1)T_{WP}f_n} \right) \quad (11)$$

进一步分析可知, 由于矩阵 Y_v 中每行信号的载频不同, 相同速度所引起的多普勒频率也就不同. 这样矩阵 Y_v 中的列向量中每个元素的速度单元序号虽然相同, 但对应的目标速度却不同, 在作距离处理之前必须通过插值来校正速度门的位置, 否则会严重影响测距. 假定速度为 v , 那么第 n 个载频的多普勒频率 $f_{d_n} = \frac{2v}{c}f_n$, 对其载频进行归一化处理得到 $f_{d_n} = \frac{2v}{c} \cdot \frac{f_n}{f_0} \cdot f_0$, 可以看出多普勒频率随载频不同会出现线性偏移.

这里, 我们定义偏移因子 $\alpha_n = \frac{f_n}{f_0}$, 于是重新定义公式(10), 写作

$$Y_v(n, k) = \begin{cases} \sum_{m=0}^{M-1} s_{vn}(m) e^{-j2\frac{k(\alpha_n+1)m}{M}}, & k=0, 1, \dots, M/2-1 \\ \sum_{m=0}^{M-1} s_{vn}(m) e^{-j2\frac{k-(k-M/2)(\alpha_n+1)m}{M}}, & k=M/2, \dots, M-1 \end{cases} \quad (12)$$

回波经过上述处理后, 矩阵 Y_v 中的列向量的每个元素代表的速度都是相同的. 接下来, 考虑交叉项 ϕ_{RV} 的影响. 由于每个波形周期中相邻脉冲的起始时间相差 T_{PP} , 因此经过信号抽选和速度处理后, 矩阵 Y_v 相邻行的相位差是 $\frac{4vf_n}{c} \cdot T_{PP}$. 在做距离处理以前, 可以在有目标的速度门上进行精确地相位补偿, 类似地常数相位可以同样处理.

假定目标所在的速度门对应的速度为 ϕ , 那么二维谱写成

$$\tilde{Y}_v(n, k) = Y_v(n, k) e^{-j\frac{4\phi}{c}f_n n T_{PP}} e^{-j\frac{2\phi}{c}f_n T_{PW}}, \quad n=0, 1, \dots, N-1, \forall k \in [0, M-1] \quad (13)$$

经过速度门对准和相位补偿后, 矩阵 \tilde{Y}_v 的每一列就只包含距离相位信息 ϕ_R .

3.2 距离处理

距离处理的关键是旁瓣抑制滤波器的设计, 而滤波器的性能与所采用的准则密切相关. 现有的旁瓣抑制准则主要有两种, 一种是以均方差最小为准则的积分旁瓣(ISL)最小, 另一种以Minimax为准则的最大旁瓣(PSL)最小^[6]. 本文在文献[2, 6]的工作基础上, 提出了改进的最大旁瓣抑制算法.

算法描述 依前面所述,每个速度门上的目标都来自同一个原始距离分辨单元,按波形参数把它分成 L 个距离单元,对每个基本距离单元设计相应的滤波器.当来自某个特定基本距离单元范围内的回波出现时,滤波器的响应最大且为恒值 1,而对来自其它距离的回波,滤波器的响应尽量小,期望值为零.

假定第 l 个基本距离单元对应的回波信号为 s_H ,那么 L 个距离门上回波信号矩阵 $S_r \in C^{L \times N}$ 表示如下:

$$S_r = (s_{r0}^T, s_{r1}^T, \dots, s_{r(L-1)}^T)^T \quad (14)$$

$$s_H = (e^{-j2f_0 T_{PW} \cdot n/L}, e^{-j2f_1 T_{PW} \cdot n/L}, \dots, e^{-j2f_{N-1} T_{PW} \cdot n/L}) \quad (15)$$

记第 l 个距离门上滤波器表示为 f_l , L 个滤波器写成矩阵的形式表示为 $F \in C^{N \times L}$.每个滤波器的输出为 L 维行向量,期望输出矩阵可以用 $D \in C^{N \times L}$ 来表示.如果以均方旁瓣最小为准则,那么上述问题可以转化为寻求最优解 F 使得实际输出 $S_r \times F$ 与期望输出 D 之间的距离最小.进一步地,需要在一定约束下求解,那么第 l 个距离单元的滤波器可以描述为:

$$\begin{cases} \min_{i=0,1,\dots,L-1} |s_H \cdot f_l|^2 = f_l^H \tilde{S}^H \tilde{S} f_l \\ \text{s. t. } s_H \cdot f_l = 1 \end{cases} \quad (16)$$

其中, \tilde{S} 表示去除第 l 行的 S_r ,那么最优解可以写成 $f_l = (\tilde{S}^H \tilde{S})^{-1} \cdot s_H^H \cdot f_l \cdot s_H \cdot (\tilde{S}^H \tilde{S})^{-1} \cdot s_H^H \cdot f_l^{-1}$, $l=0,1, \dots, L-1$ (17)

最终可以得到 F ,于是一个原始分辨单元内回波的二维谱 Y_v 表示如下:

$$Y_v(k, l) = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{Y}_v(n, k) \cdot F(n, l), \quad l=0,1, \dots, L, \forall k \in [0, M-1] \quad (18)$$

3.3 应用 IRLS 实现最大旁瓣抑制

准随机跳频引起的距离旁瓣的分布是很不均匀的,因而均方差最小准则下的 ISL 最小时,PSL 往往还是很高,不能满足检测要求.最大旁瓣抑制一般通过加权迭代实现,其原理是通过目标函数加权,有选择地强化对较大旁瓣的抑制,使得在迭代的过程中,优化目标在 ISL 和 PSL 之间折衷,最后逼近 PSL.

本文通过采用自适应门限来改进加权迭代最小二乘(IRLS)算法的收敛速度,有效地抑制了最大旁瓣.

算法描述如下

(1) 初始化:初始加权因子 $w^0 = [1, 1, \dots, 1]^T \in R^{L \times 1}$, 初始门限 $TH^0 = 0$, 数据矩阵 $\tilde{S}^0 = \tilde{S}$, 利用公式 (17) 计算初始滤波器值 f^0 .

(2) k 时刻参数计算

$$\begin{aligned} k \text{ 时刻误差, } \text{err}^k &= |\tilde{S} f_l| \\ k \text{ 时刻滤波器, } f_l &= [(\tilde{S}^k)^H \tilde{S}^k]^{-1} \cdot s_H^H \\ &\quad \cdot [s_H \cdot f_l \cdot (\tilde{S}^k)^H \tilde{S}^k]^{-1} \cdot s_H^H \cdot f_l^{-1} \end{aligned}$$

(3) 状态更新

$k+1$ 时刻的门限, $TH^{k+1} = \mu \cdot \max(\text{err})$, 其中 μ 为收敛常数.

$k+1$ 时刻数据矩阵, $\tilde{S}^{k+1}(i, j) = \tilde{S}^k(i, j) \cdot w^k(i), i =$

$0, 1, \dots, L-1, \forall j \in [0, N-1]$

$k+1$ 时刻加权因子, $w^{k+1}(i) = \begin{cases} w^k(i) + \alpha \cdot \text{err}^k(i), & \text{err}^k(i) > TH^k \\ w^k(i), & \text{else} \end{cases}$, 为常数.

(4) 检验判据:如果 $TH^{k+1} \leq E_{PSL}$, 结束, 否则回到 2. 其中 E_{PSL} 为期望最大旁瓣.

4 仿真结果与分析

为比较算法的优劣,做距离处理时,我们分别采用点距离匹配算法^[2](记为算法 A)和本文的距离处理算法(记为算法 B)进行对比.

选取的波形与信号处理参数如下:设载频 $f_0 = 6\text{MHz}$, 脉冲宽度 $T_{PW} = 0.5\text{ms}$, 脉冲重复周期 $T_{PP} = 15.625\text{ms}$, 脉冲个数 $N = 32$, 波形周期 $T_{WP} = 0.5\text{s}$, 波形重复个数 $M = 128$, 跳频总带宽 $B = 300\text{kHz}$, 脉间频谱无混叠.基本距离单元数 $L = 75$, 背景噪声为复高斯白噪声.

假定存在三个点目标,均为匀速运动且无起伏.目标 1, 2 初始距离分别为 35km, 45km, 速度均为 $+12.5\text{m/s}$; 目标 3 初始距离 45km, 速度为 -12.5m/s . 图 2 表是采用算法 A 得到的目标距离-速度谱图, 图 3 表示采用算法 B 得到的距离-速度谱图.

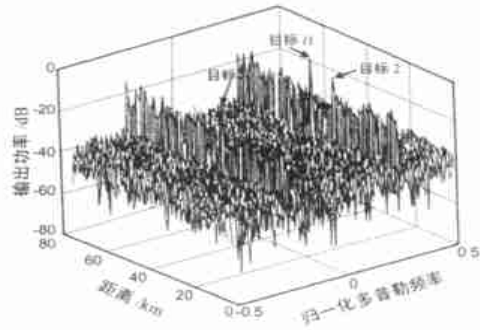


图 2

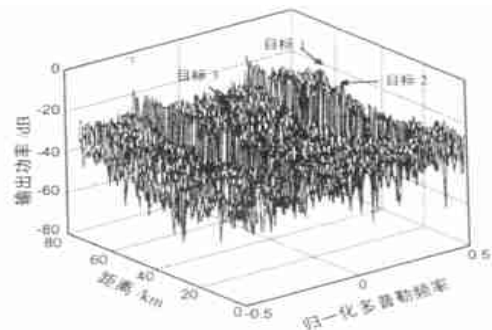


图 3

为对比清楚,我们分别考察这两幅图的距离和速度剖面图.

图 4 表示目标 1, 2 在图 2 中的距离维剖面图, 图 5 表示目标 1, 2 在图 3 的距离剖面图. 图 6 表示目标 3 在图 2 中的距离维剖面图, 图 7 表示目标 3 在图 3 的距离剖面图. 对比图 4 和 5 我们可以看出处理后的距离旁瓣较为平坦, 尤其是最大

旁瓣得到抑制. 进一步对比图 6 和 7, 可以看出单目标的旁瓣经抑制后更加平坦, 这是因为多目标情况下, 两个目标互为干扰, 影响抑制效果.

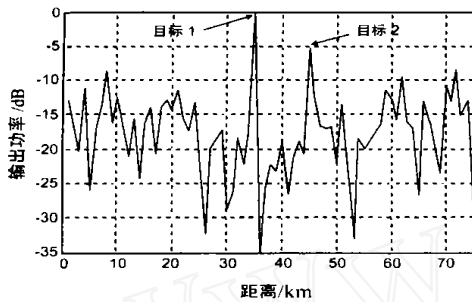


图 4 距离剖面图

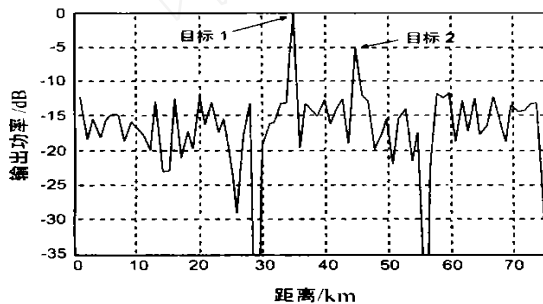


图 5 距离剖面图

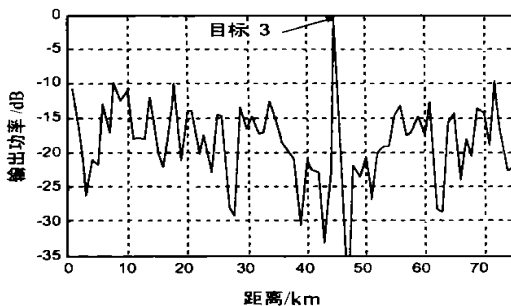


图 6 距离剖面图

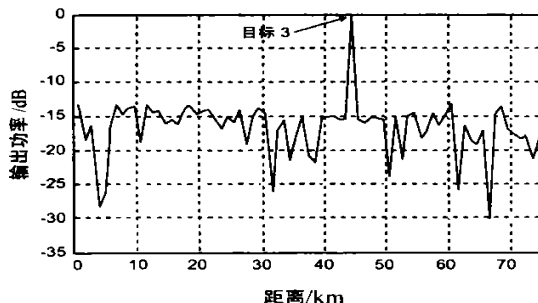


图 7 距离剖面图

表 1 中可以定量地比较上面处理结果. 由于距离旁瓣和背景噪声共同对检测造成影响, 而旁瓣可以看作自杂波, 因而本文采用信号干扰噪声比、处理前后的最大干扰噪声和平均干扰噪声作为性能评价参数.

仿真结果表明, 算法 B 在信干比损失很小的代价下, 能有效的抑制最大距离旁瓣, 其中平均干扰噪声损失是由算法

信噪比损失引起的. 需要说明的是本文仿真时采用的频谱是完全不连续的, 当频谱部分连续时, 将会得到更好的结果.

表 1 算法 A 和算法 B 性能比较

参数/dB	信干比			最大干扰噪声		平均干扰噪声	
	目标 1	目标 2	目标 3	目标 1,2	目标 3	目标 1,2	目标 3
算法 A	15.48	10.64	16.18	-8.31	-9.47	-16.67	-17.30
算法 B	15.22	10.46	16.18	-11.45	-13.24	-15.87	-16.45
改善或损失	-0.26	-0.18	0.00	+3.14	+3.77	-0.8	-1.3

5 结论

由于准随机跳频信号能够利用处于干扰频带之间的不连续寂静频带, 因此提高了高频雷达的可用带宽和抗干扰能力. 文中提出的信号处理方案, 较好地消除了距离-速度耦合, 实现了多目标环境下的距离-速度二维分辨, 改进的 IRLS 算法能有效地抑制最大旁瓣, 提高了信号的动态范围.

参考文献:

- [1] Khan R H, Mitchell P K. Waveform analysis for high-frequency FMICW radar [J]. IEE Proceeding-F, 1991, 138(5): 411 - 419.
- [2] Wei Yinsheng, Liu Yongtan. New anti-jamming waveform designing and processing for HF radar [A]. Wu Shunjun. 2001 CIE International Conference on Radar [C]. Beijing: IEEE Conference Publication, 2001. 281 - 284.
- [3] Kutuzov V M. Synthesis of non-regular multitone signals and algorithms of their processing [A]. IEEE. 3rd International Conference on Signal Processing [C]. Beijing: Conference Publication, 1996. 813 - 816.
- [4] Green S D, Kingsley S P. Improving the range/time sidelobes of large bandwidth discontinuous spectra HF radar waveforms [A]. IEE Proceedings of the 7th International Conference on HF Radio Systems and Techniques [C]. Nottingham, UK: Conference Publication, 1997. 246 - 250.
- [5] Gill G S. Step frequency waveform design and detection of moving targets in clutter [A]. IEEE International Conference on Radar [C]. Alexandria, USA: Conference Publication, 1995. 573 - 578.
- [6] Zrnec B M, Zejak A J, Petrovii A. Pulse compression radar: self-clutter suppression using modified RLS algorithm [A]. IEEE International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services [C]. Yugoslavia: IEEE Conference Publication, 1999. 363 - 366.

作者简介:



位寅生 男, 1974 年生于黑龙江, 博士生, 主要研究方向雷达信号设计和处理等.

刘永坦 男, 1936 年生于江苏南京, 中国科学院院士, 中国工程院院士, 从事新体制雷达系统等方面的研究与教学工作.