

应用时频分析进行高频雷达射频干扰抑制

周 浩¹, 文必洋¹, 吴世才¹, 刘晓峰²

(11 武汉大学电子信息学院, 湖北武汉 430079; 21 上海交通大学电子工程系, 上海 200030)

摘 要: 射频干扰是困扰高频雷达工作的难题之一. 本文基于雷达基带采样信号中射频干扰和有用目标信号的时频分布的差异, 提出了一种新的射频干扰抑制方法. 将该方法应用于高频地波雷达的回波信号处理中, 能有效地抑制射频干扰却不损失目标信号, 从而使回波距离²多普勒谱的质量得到改善, 大大提高了系统的抗干扰能力. 该方法也可视为自动实时选频系统的一种软实现.

关键词: 高频雷达; 射频干扰; 时频分析; 线性调频

中图分类号: TN911.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 09-1546-03

HF Radar Radio Frequency Interference Suppression Based on Time-Frequency Analysis

ZHOU Hao¹, WEN Biyang¹, WU Shicai¹, LIU Xiaofeng²

(11 Electronic Information School, Wuhan University, Wuhan, Hubei 430079, China;

21 Electronic Engineering Dept., Shanghai Jiaotong Univ., Shanghai 200030, China)

Abstract: Radio frequency interference (RFI) often causes great trouble to HF radars. We propose a novel method for RFI suppression based on the discrepancies of the time-frequency distributions of the RFI and the target signals. The method suppresses RFI effectively while hardly brings any loss to the target signals so that the qualities of the echo range-Doppler spectra are greatly improved and the anti-jamming abilities of the HF radars are greatly enhanced. The method can also be regarded as a soft realization of the real time radar frequency selection.

Key words: HF radar; radio frequency interference; time-frequency analysis; chirp

1 引言

高频段内密集的短波通信和广播等形成的射频干扰(RFI)是困扰高频雷达的难题之一. 通常采用的抗射频干扰措施为实时选频^[1]和用自适应波束形成方法在干扰方向陷零^[2]. 然而, 实时选频只能选择一个相对寂静的频段而不能完全避开干扰, 波束形成方法也不能很好解决与干扰源同方向的目标探测问题. 对于小型阵列雷达而言, 射频干扰抑制则更为困难, 若不能对干扰进行有效抑制, 将严重影响雷达的探测能力. 高频地波雷达 OSMAR2000 的回波数据分析表明, 该系统面临的射频干扰主要源于短波通信信号, 通信载波导致距离多普勒谱上出现频率对称的沿距离轴平行分布的脊(如图1所示, 约0.168 Hz, 约0.131 kHz和约0.1564 Hz处谱脊为射频干扰. 其中0.131 kHz处干扰正处于海浪一阶谱区, 将直

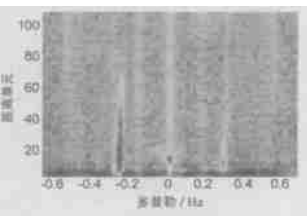


图1 实测距离²多普勒谱

接影响海态诸参数的提取). 我们分析了射频干扰进入接收机与线性调频本振混频后的时频分布, 并基于射频干扰与目标时频分布的差异, 提出一种新的射频干扰抑制方法. 实测数据处理表明, 在一般条件下该方法能准确有效地抑制射频干扰, 改善回波谱的质量, 提高雷达的工作性能.

2 目标和射频干扰的时频差异

高频雷达通常采用线性调频的脉冲压缩方式, 用两次傅立叶变换(DFT)分离距离和多普勒信息, 且为了减小系统复杂度, 常采用零中频采样^[3]. 下面具体分析目标信号和射频干扰经与接收机本振混频后的时频分布形式的差异.

2.1 信号形式

线性调频连续波(FMCW)雷达的发射信号在一个扫频周期 $0 \leq t < T$ 内可以写为^[4]

$$s_T(t) = \cos[2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} k t^2)] \quad (1)$$

式中 f_0 和 k 分别为本振信号的初始频率和线性调频斜率. 其瞬时频率可表示为

$$f_{Ti}(t) = f_0 + kt \quad (2)$$

扫频带宽为 $B = kT$. 雷达本振信号与发射信号形式相同. 雷达接收信号为

$$s_R(t) = A_T s_T(t - t_d)$$

$$= A_T \cos[2P(f_0(t - t_d) + \frac{1}{2}k(t - t_d)^2) + U_0]$$

(3)

其中 t_d 为目标回波信号延迟时间, A_T 为接收信号的幅度. 接收信号与本振信号混频后经过截止频率为 f_L 的低通滤波器. f_L 由最大探测距离 $R_{\max}$ 确定, 即 $f_L = 2kR_{\max}/c$, 其中 c 为光速, 且 $f_L \ll B$. 滤波器输出基带目标信号 $s_i(t)$ 为

$$s_i(t) = A_T \cos[2P(kt_d t + f_0 t_d - \frac{1}{2}kt_d^2)] \quad (4)$$

其频率为一恒定值

$$f_i = kt_d \quad (5)$$

考虑由短波通信载波信号产生的射频干扰 $s_j(t)$, 具有以下形式

$$s_j(t) = A_j \cos(2\pi f_j t + U_j) \quad (6)$$

式中 A_j 、 f_j 和 U_j 分别是射频干扰的幅度、频率和初相. 射频干扰 $s_j(t)$ 与本振混频输出的差频信号为(和频成分被滤除)

$$s_{jm}(t) = A_j \cos\{2P[(f_j - f_0)t - \frac{1}{2}kt^2] + U_j\} \quad (7)$$

这是一斜率为 k 的 Δ 形分段线性调频信号. 令 $f_{j0} = f_j - f_0$, 则 $s_{jm}(t)$ 在时间 $t_j = f_{j0}/k$ 处存在频率零点, 其瞬时频率为

$$f_{ji} = \begin{cases} f_{j0} - kt, & \text{当 } 0 \leq t < t_j \\ k(t - t_j), & \text{当 } t_j \leq t < T \end{cases} \quad (8)$$

经过低通滤波器后频率高于截止频率 f_L 的成分被衰减. 对低通滤波器输出的基带信号以频率 $f_s (> 4f_L)$ 进行采样, 在一个扫频周期内进行一次 DFT 得到距离信息, 以此为基础进行后续处理获取方位和多普勒信息.

2.1.2 功率分析

目标信号和干扰在功率分布上也有显著区别. 目标回波功率随探测距离迅速衰减, 当超过雷达最大探测距离 $R_{\max}$ 时则相当弱, 在第一次 DFT 谱上的表现就是回波带外(频率大于截止频率 f_L)的信号成分很弱. 而射频干扰则有所不同, 混频将其功率扩展到全频带上, 且射频干扰通常是有源的, 在其持续时间内功率保持稳定, 因此干扰带外的频率分量依然很强. 虽然带外射频干扰和目标信号均被低通滤波器衰减, 然而二者功率对比关系却没有改变, 在带外干扰功率仍显著占优. 从时域上看, 低通输出目标信号持续时间为整个扫频周期, 而射频干扰的功率则集中分布在非常短的时间段. 以 Nyquist 频率(即 $f_s/2$)度量, 则干扰功率集中时间为

$$t_{N1} = 2\pi f_s / 2k = f_s / kN T.$$

综上所述, 经过低通滤波后射频干扰具有显著的短时性和频率拖尾性, 与有用目标信号在时频分布上存在极大的差异. 利用二者的这些差异, 就可以在时频面上对射频干扰进行检测和抑制.

3 射频干扰的检测和抑制

对采样信号的时频分布 $P(t, f)$ 在频率尾部区间 $f_L < f <$

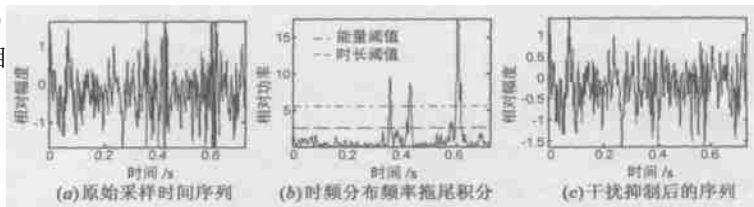


图2 某扫频周期的信号处理结果

$f_s/2$ 上沿频率轴进行积分, 可以得到该频率区间的瞬时信号能量 $P_T(t)$. 通过设定阈值, 即可判定射频干扰存在的时间区间. 实际中我们采用能量和时长双阈值进行检测. 能量阈值 T_p 保证检测出的干扰有足够大的能量. 对 $P_T(t)$ 统计均值 M 和标准差 R , T_p 定为均值以上 r 倍标准差处, 即 $T_p = M + rR$. 信号能量 $P_T(t)$ 高于 T_p 的各时间区间判定为干扰的存在时间区间. 时长阈值 T_t 设定系统能够处理的干扰的时间长度. 当干扰的时间区间长度大于 T_t 时, 则放弃后续处理. 这样可以保证系统在射频干扰非常密集和严重时(如晚上干扰几乎覆盖整个扫频周期)仍有一定的探测距离而不至于因干扰的自动抑制处理而完全失效.

检测出射频干扰的存在时间区间后, 利用各区间两边的无干扰信号数据在该区间上进行插值, 可恢复出被干扰的信号. 干扰数据段截除及其用无干扰数据外推(或内插)补齐的干扰抑制方法已被应用于高频雷达瞬时冲击干扰抑制中^[5], 其基本思想是将无干扰目标信号用线性自回归(AR)模型建模, 并对干扰区间进行内插. 为了最大限度地利用有限长的无干扰数据进行外推, 可用前2后向预测的 LMS 算法(FBLP2LMS)求解各预测系数, 同时利用所有被干扰分隔的无干扰数据段进行预测外推, 从而具有良好的外推能力.

4 实测信号处理结果

图2是图1中数据某扫频周期的采样信号时间序列及其干扰抑制结果. 其中(a)为原始采样序列, (b)为信号时频分布的频率拖尾能量积分, (c)为干扰抑制后的序列. (b)中点划线表示能量阈值, 虚线表示时长阈值, 由此可以检测出3个射频干扰区间, 它们均与原始采样序列中有剧烈振荡的强信号段相对应.

图3是用本文方法对图1中数据的全部扫频周期进行干扰检测和抑制处理后生成的距离2多普勒谱, 其动态范围与图1相同, 为80dB到123dB. 射频干扰已基本被抑制, 最大抑制量约为8dB. 在01310Hz处的干扰被抑制, 而同一位置的海浪一阶谱则被保留, 且没有损失信噪比. 值得一提的是, 经过干扰抑制处理, 整个谱图质量也得到了改善. 这是因为, 雷达实际数据不可避免地存在各种扰动, 而瞬时强扰动在时频面上具有与射频干扰相类似的分布, 也具有短时性和频率拖尾, 因此自动处理也能有效地抑制这类瞬时扰动.

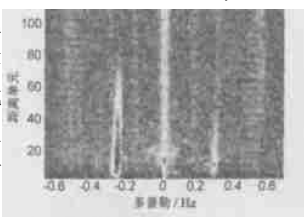


图3 射频干扰抑制后的距离2多普勒谱

从图3中也可看到, 射频干扰仍有少许残余未被完全抑制, 这与检测阈值的选取有关. 当阈值过高时, 则干扰存在泄漏不能被充分抑制, 继而用含有干扰的数据段进行外推, 又将导致有用信号的损失; 当阈值过低时, 则需要预测外推的数据区间过长, 外推算法的预测能力的限制亦将导致信号的损失, 这一损失在外部射频干扰十分严重时尤为突出, 甚至使后续信号处理无法进行. 因此, 在实际数据处理中, 应在满足一定干扰抑制性能的前提下, 尽量将阈值设得高一些.

5 结束语

射频干扰抑制一直是高频雷达要解决的难题. 小型相控阵雷达必须充分利用干扰和目标信号在其它域诸如时间和频率域而不仅仅是空间域中的分离度来进行干扰抑制. 本文从射频干扰和目标信号的时频差异出发, 提出了一种新的应用时频分析的射频干扰抑制方法. 该方法能够有效地抑制由射频干扰产生的谱脊却不损失有用目标信号, 而且对于一类由数据瞬时扰动引起的多普勒谱附加基底噪声亦能有效抑制, 从而使回波谱的质量也得到很大改善, 大大提高了雷达在干扰下的目标探测能力. 这种方法实际上也可看作是雷达自动实时选频系统的一种软实现.

参考文献:

- [1] 位寅生, 刘永坦. 随机断续高频雷达波形设计和处理[J]. 电子学报. 2002, 30(3): 437-440.

- [2] 陈志群, 权太范, 赵淑清. 高频雷达射频干扰自适应对消[J]. 电子学报. 2001, 29(10): 1439-1441.
- [3] Barrick D E. FM/CW Radar Signals and Digital Processing R]. NOAA Technical Report ERL 283 WPL 26. 1973.
- [4] 吴世才, 杨子杰, 文必洋等. 高频地波雷达信号波形分析[J]. 武汉: 武汉大学学报(理学版). 2001, 47(5): 519-527.
- [5] 权太范, 李健巍. 高频雷达抗瞬时干扰研究[J]. 现代雷达. 1999, 21(2): 1-6.

作者简介:



周浩男, 1978年8月出生于湖北省, 武汉大学电子信息学院博士研究生, 主要研究方向为自适应信号处理, 阵列信号处理, 时频分析等.



文必洋男, 1963年11月出生于湖北省, 武汉大学电子信息学院教授, 博士生导师, 感兴趣的研究方向为高频地波雷达海洋环境监测, 目标检测与跟踪, 自适应信号处理, 阵列信号处理等.