

基于 LFM 雷达时延 - 频移耦合性的间歇采样转发改进方法

张翔, 李彦志, 鲁建华, 郭毓鹏

(空军航空大学, 长春 130022)

摘要: 结合线性调频雷达的时延-频移耦合的特性, 改进了传统间歇采样干扰, 弥补了传统方法在应对某些新型抗干扰方式上的不足。改进方法运用频域拓展信号和时延信号共轭的乘积, 经过理论推导, 给出了假目标出现位置的控制模型, 发现假目标出现位置与调频斜率无关, 证明了改进方法相对于传统方法的优越性, 最后通过仿真实验验证了改进方法的有效性。从干扰功率和假目标位置设置的灵活性两方面进行了仿真分析以及论述, 结果表明应首先确定拓展阶数再根据需要计算所需延迟, 这样不仅可以获得一个较大的干扰信号增益, 同时在假目标设置上也更为灵活。

关键词: 欺骗干扰; 调频斜率; 间歇采样; 频域拓展

中图分类号: TN972 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2017)03-0098-04

Improved Intermittent Sampling and Forwarding Interference Based on LFM Radar Delay and Frequency Shift Coupling

ZHANG Xiang, LI Yan-zhi, LU Jian-hua, GUO Yu-kun

(Aviation University of Air Force, Changchun 130022, China)

Abstract: Based on the characteristics of time delay and frequency shift of linear frequency modulation radar, the traditional intermittent sampling jamming is improved, which makes up for the shortcomings of traditional methods in dealing with some new type of anti-interference modes. The improved method uses the product of time domain signals and signal delay conjugate, and false target position controlling model is given through theoretical derivation. It is found that position of false target is unrelated to the frequency modulation slope. So it is proved that the improved method is superior to the traditional method. Finally, the effectiveness of the improved method is verified through simulation experiment. The simulation analysis and discussion are carried out from two aspects of the interference power and the flexibility of the false target position setting. The results show that it would be better to determine firstly the number of extended order and then calculate the required delay, which can not only obtain a larger signal gain, but also more flexible in the false target setting.

Key words: deception jamming; slope of frequency modulation; interrupted sampling; frequency domain

0 引言

相比于压制干扰, 欺骗干扰对干扰功率使用效率更高^[1]。欺骗干扰可以在真目标之前或者之后定向产生一个迷惑性很强的假目标从而掩护真实目标突防^[2]。灵活使用欺骗干扰能极大地帮助夺取制信息权, 也因此欺骗干扰成为国内在电子对抗方面的重要研究课题, 国外也有诸多研究成果在公开资料上发表。

随着雷达的发展, 雷达信号越来越复杂, 传统手段的作用愈发受到局限。文献[3]从模糊函数角度分析了线性调频雷达(LFM)频移和时延的强耦合性; 文献[4-5]中分别利用移频干扰, 实现对线性调频和相位编码的干扰。但是该方法在面对频率捷变和频率分集雷达时, 会出现频率变化率失配, 因此效果并不好, 另外该方法会导致中心频率的偏移, 这会被当作干扰识别手段之一; 文献[6-7]研究了基于 DRFM 对线性调频雷达干扰的方法以及效果; 文献[8]中提出对信号及其时延信号进行 N 阶扩展, 取得了较好的干扰效果; 文献[9-10]中提出了卷积干扰, 但是卷积干扰实

收稿日期: 2016-03-31

修回日期: 2016-04-17

作者简介: 张翔(1993—), 男, 湖南岳阳人, 硕士生, 研究方向为信息对抗技术与效能评估。

质是频域上的窗函数处理,假目标出现位置具有随机性,不适用于制定更灵活的干扰策略,比如更高层次的航迹欺骗;文献[11-12]提出间歇采样预测转发干扰方法,实现了对相位编码雷达的导前假目标干扰,根据有限域侦察理论,只需侦测 $2k-1$ 个码元序列就能恢复长度为 $2k-1$ 码元序列,因此能提前预测转发,很好地解决了相位编码雷达的导前干扰。但是针对 LFM 雷达,这一改进则无法产生很好的效果。

针对上述方法的不足,本文提出在间歇干扰的基础上进行信号频谱拓展。经过理论分析和仿真实验,发现该方法保留了间歇干扰的优点,同时能很好地实现假目标导前和滞后,并且假目标位置与调频斜率无关,降低了干扰平台对实时侦察能力的需求,实用性很强。

1 改进型干扰信号模型

基于 LFM 信号的一般表达式,结合已有文献中关于其时延-频移的线性关系,推导出改进干扰信号的数学模型。通过时序分析得到干扰信号幅度衰减的计算式,推导出导前干扰所需满足的基本条件。

设线性调频基带信号为

$$s_L(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp[j\pi kt^2] \quad (1)$$

式中, T 为时宽,设信号带宽为 B ,调频斜率 $k = B/T$ 。由于 LFM 信号时延和频移的强耦合性,发现存在关系^[6-7]

$$\Delta f + k\tau = 0 \quad (2)$$

式中: Δf 为频移量; k 为调频斜率; τ 为频移信号经脉冲压缩后与回波在时域上的偏移量。那么真假目标之间距离为

$$\Delta R = \frac{c\tau}{2} = \frac{c\Delta f}{2k} \quad (3)$$

由式(1)和式(2)不难看出,假目标位置受频移量和调频斜率控制。下面讨论改进方法,采样信号为

$$s_s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_w}\right) \cdot \sum_{i=1}^n \delta(t - iT_s) \quad (4)$$

原信号经采样信号采样结果为

$$s_{L_s}(t) = s_L(t) \times s_s(t) = \sum_{i=1}^n \text{rect}\left(\frac{t - iT_s}{T}\right) \cdot \exp(j\pi kt^2) \quad (5)$$

信号经采样信号采样、转发,时延为 $\tau_s = T_w + \Delta t$,其中, Δt 是干扰机处理固有延迟。干扰信号为

$$s_j = [s_{L_s}(t - \tau)]^N [s_{L_s}^*(t - \tau_s)]^{N-1} = \text{rect}\left(\frac{t - \frac{(\tau + \tau_s)}{2} - nT_s}{\tau_w}\right) \cdot \exp[j\pi Nk(t - \tau)^2] \cdot$$

$$\exp[-j\pi(N-1)k(t - \tau_s)^2] \quad (6)$$

式中, s^* 表示共轭。经推导化简得

$$\begin{cases} s_j(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_w}\right) \exp(j\pi kt^2 + j2\pi\Delta f t + j\Delta\phi) \\ \Delta\tau = (\tau + \tau_s)/2 + nT \\ \Delta f = k[N(\tau_s - \tau) - \tau_s] \\ \Delta\phi = k[N(\tau^2 - \tau_s^2) + \tau_s^2] \end{cases} \quad 0 \leq \tau < \tau_s \quad (7)$$

其中, τ_w 为干扰信号脉冲宽度。从时序图容易求出该值,图1为干扰信号构造时序图。

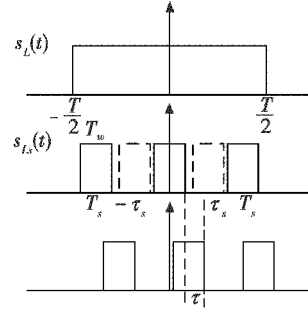


图1 干扰时序图

Fig. 1 Interference timing diagram

虚线脉冲表示采样转发的信号,延时为 τ_s 。从时序图中可以看出干扰信号时宽 τ_w 为延迟 τ 与系统处理时间之差,即 $\tau_w = \tau - \tau_s + T_w$, T_w 为采样信号时宽。时序图也体现该方法一个不足之处,由于时域的损失,使得干扰能量减少,缩减倍数为

$$M = \frac{\tau - \tau_s + T_w}{T_w} \quad (8)$$

将式(7)频移表达式 $\Delta f = k[N(\tau_s - \tau) - \tau_s]$ 代入式(3)得

$$\Delta R = \frac{c\tau}{2} = \frac{c\Delta f}{2k} = \frac{c(N(\tau_s - \tau) - \tau_s)}{2} \quad (9)$$

由式(8)可以看出假目标与真目标之间的距离由阶数 N 和延迟 τ 控制,并且当满足

$$N(\tau_s - \tau) - \tau_s < 0 \Rightarrow N < \frac{\tau_s}{\tau_s - \tau} \quad 0 \leq \tau \leq \tau_s \quad (10)$$

时,可以构造出一个导前的假目标。

2 匹配滤波器增益分析

将上文推导得到的干扰信号模型通过匹配滤波器,得到输出信号,并以此分析假目标出现位置控制模型以及干扰增益表达式。

根据式(7)中 $s_j(t)$ 的表达式,可以将干扰信号视为对移频后信号的采样。设采样信号为 $s_{si}(t)$,基带信号为 s_{L_i} ,即

$$s_{si}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_w}\right) \cdot \sum_{i=1}^n \delta(t - \Delta\tau) \quad (11)$$

$$s_{Li}(t) = \exp(j\pi kt^2 + j2\pi\Delta f t + j\Delta\phi) \quad (12)$$

由文献[13]可知, $BT \geq 1$ 时, 线性调频信号归一化频谱可写为

$$S_j(f) = \exp\left\{j\left[-\frac{\pi(f-\Delta f)^2}{k} + \Delta\phi + \frac{\pi}{4}\right]\right\} \quad (13)$$

采样信号与基带信号混合作为匹配滤波器输入端输入信号, 匹配滤波器为

$$H(f) = \exp\left[j\left(\frac{\pi f^2}{k} - \frac{\pi}{4}\right)\right] \quad -\frac{B}{2} \leq f \leq \frac{B}{2} \quad (14)$$

干扰信号经过匹配滤波器结果为

$$s_{j0}(t) = \left(1 - \frac{\tau_s - N(\tau_s - \tau_0)}{T}\right) Sa(\pi[B - \Delta f - k(\tau - \tau_s)]) \exp\{j\pi[k(\tau - \tau_s) + \Delta f]t + \Delta\phi'\} \quad (15)$$

由式(15)可以得到输出信号延迟为

$$t = \tau_s - N(\tau_s - \tau) \quad (16)$$

根据式(16)可以得出距离偏移量为

$$\Delta R = \frac{ct}{2} = \frac{c[\tau - (N-1)\tau_s]}{2} \quad (17)$$

通过匹配滤波器能获得的匹配增益为

$$G = 1 - \frac{\tau_s - N(\tau_s - \tau)}{T} \quad (18)$$

综合考虑时域能量损耗, 噪声能获得的增益为

$$G_J = \frac{\tau - \tau_s + T_w}{T_w} \cdot \left(1 - \frac{|\tau_s - N(\tau_s - \tau)|}{T}\right) \quad (19)$$

由式(19)可以看出, 噪声增益受阶数和延迟量控制。为了方便讨论, 忽略系统处理时间, 即采样频移 τ_s 等于采样脉宽 T_w , 式(19)可变换为

$$G_J = \frac{\tau}{T_w} \cdot \left(1 - \frac{|\tau_s - N(\tau_s - \tau)|}{T}\right) \quad (20)$$

3 仿真分析

3.1 干扰有效性分析

仿真试验中设定雷达参数如下: 雷达信号脉宽 $T = 50 \mu\text{s}$; 采样信号脉宽和采样延迟 $\tau_s = T_w = 2 \mu\text{s}$; 信号带宽 $B = 15 \text{ MHz}$, 那么, 此时调频斜率为 $k = 0.3 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ 。固定拓展阶数为 $N = 6$, 分别设置时延为 $1.2 \mu\text{s}, 1.4 \mu\text{s}, 1.6 \mu\text{s}, 1.8 \mu\text{s}$, 得到仿真结果如图 2a 所示; 固定时延为 $1.5 \mu\text{s}$, 分别设置拓展阶数为 $2, 6, 8, 12$, 得到仿真结果如图 2b 所示。

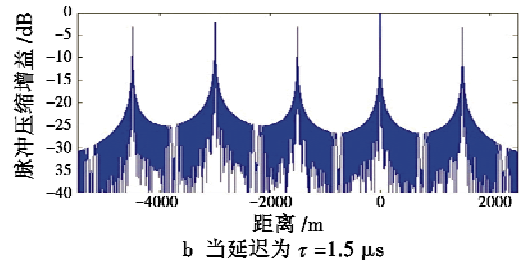
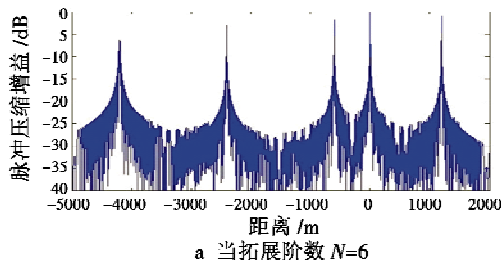


图2 干扰信号通过脉冲压缩滤波器结果

Fig.2 Output of pulse compression filter

仿真结果证明, 该干扰方式能很好地干扰线性调频雷达, 同时制造出超前假目标。

3.2 干扰控制参数分析

经过公式推导, 发现拓展阶数 N 和延迟 τ 均可控制假目标出现位置。分析两个参数对增益的影响。设时延为 $\tau = 1.2 \mu\text{s}$, 阶数分别为 $4, 5, 6, \dots, 12$, 得到增益变化如图 3 所示。

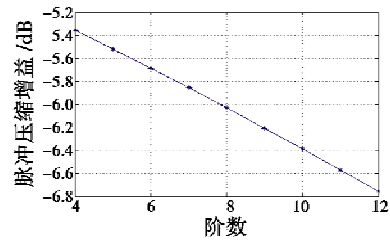


图3 阶数与增益变化关系

Fig.3 Order vs power-gain

设阶数为 7 , 时延分别为 $0.5 \mu\text{s}, 0.6 \mu\text{s}, 0.7 \mu\text{s}, \dots, 1.3 \mu\text{s}$, 仿真结果如图 4 所示。

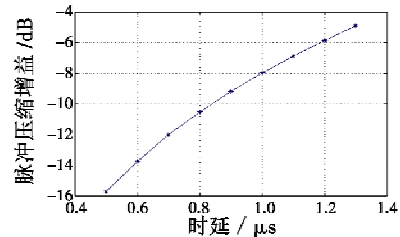


图4 时延与增益变化关系

Fig.4 Time-delay vs power-gain

由实验结果可以看出, 时延对于增益影响相对较大。如果运用时延控制假目标远离真目标, 干扰信号功率会明显减小, 相应的干扰机则需要更大的干扰机发射功率。同时在研究的过程中发现由于阶数必须是整数, 因此如果先确定时延, 那么可能会出现有些位置对应的拓展阶数不为整数, 即该位置无法制造假目标; 但是如果先确定阶数, 即使由于干扰时间分辨率限制, 能制造的假目标位置的数量也是更多的。综上所述, 在制造假目标时, 根据现实需要, 首先确定一个比较合适的拓展阶数, 在此基础上, 计算对应的延时。

4 结论

针对传统移频干扰在应对调频斜率捷变雷达时的种种限制,结合间歇采样干扰和线性调频信号的频率-时延耦合性,提出了一种新的方法。该方法不再以移频量为干扰控制参数,同时经过理论推导发现,假目标出现位置与调频斜率无关,弥补了传统方法的不足。推导了假目标出现位置的控制模型,并且讨论了模型中两个可以人为控制的参数 N 和时延 τ 对最终干扰增益的影响,经过分析,在干扰中应该先确定一个较为合适的拓展阶数,再选择相应的时延。

参考文献

- [1] 赵国庆. 雷达对抗原理[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,1999.
- [2] 李飞,周中良,苟新宇,等. 基于多机协同航迹欺骗的组网雷达突防技术[J]. 系统工程与电子技术,2013,35(11):2308-2313.
- [3] 黄翀鹏. 针对防空电扫描雷达的有源干扰及其分布式协同研究[D]. 无锡:江南大学,2013.
- [4] 杨绍全,张正明. 对线性调频脉压雷达的干扰[J]. 西安电子科技大学学报,1991,18(3):24-30.
- [5] 杨绍全,余志斌. 对相位码雷达的移频干扰[J]. 西安电子科技大学学报,1992,19(3):41-49.
- [6] 刘建成,刘忠,王雪松,等. 基于群延迟的前移干扰研究[J]. 自然科学进展,2007,17(1):99-105.
- [7] WANG X S, LIU J C, ZHANG W M. Mathematic principles of interrupted-sampling repeater jamming (ISRJ) [J]. Science China, 2007, 50(1):113-123.
- [8] 王玉军,赵国庆. 对 LFM 雷达的 N 阶 SSC 盲移频干扰算法[J]. 电路与系统学报,2011,16(4):70-74.
- [9] 王煜,杨绍全. 对线性调频雷达的卷积干扰技术[J]. 电子与信息学报,2007,29(6):1408-1411.
- [10] 徐晓阳,包亚先,周宏宇. 基于卷积调制的灵巧噪声干扰技术[J]. 现代雷达,2007,29(5):28-31.
- [11] 徐乐涛,冯德军,赵晶. 对相位编码体制雷达的导前假目标干扰[J]. 宇航学报,2013,34(1):133-138.
- [12] 张鹏程,王杰贵. 基于 DRFM 的间歇采样预测转发干扰分析[J]. 系统工程与电子技术,2015,37(4):795-801.
- [13] 张明友,汪学刚. 雷达系统[M]. 北京:电子工业出版社,2006.

(上接第 63 页)

号的自适应跟踪微分器改进的实现方法。该方法基于滑动窗口标准差估计算法,对跟踪微分器速度、滤波因子中引入的噪声进行抑制,兼顾系统跟踪的快速性和收敛性,在宽信噪比范围内具有很好的噪声抑制能力,仿真证明了该方法的有效性。该方法适用于标量系统,对于矢量系统的应用,亦可进一步推导研究。

参考文献

- [1] 姚天任,孙洪. 现代数字信号处理[M]. 武汉:华中科技大学出版社,1999.
- [2] 陈怡然,孙秀霞,彭建亮. 一种简洁的离散快速无震荡跟踪-微分器的设计[J]. 电光与控制,2011,18(1):77-81.
- [3] 武利强,林浩,韩京清. 跟踪微分器滤波性能研究[J]. 系统仿真学报,2004,16(4):651-652,670.
- [4] 韩京清,王伟. 非线性跟踪-微分器[J]. 系统科学与数学,1994,14(2):177-183.
- [5] 奉景水,梁自泽,侯增广,等. 自适应跟踪微分器的研究[C]//第二十一届中国控制会议论文集,2002:319-322.
- [6] QIAO G, SUN M, ZHANG R, et al. An improved self-adaptive tracking differentiator[C]//Information and Automation, 2009:22-24.
- [7] 范宏伟,王洪福,张伟明. 基于跟踪-微分器的宽动态测速系统设计[J]. 电光与控制,2012,19(8):59-62.
- [8] 韩京清,袁露林. 跟踪-微分器的离散形式[J]. 系统科学与数学,1999,19(3):268-273.
- [9] 韩京清. 自抗扰控制技术-估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京:国防工业出版社,2008.
- [10] 冯长辉,齐晓慧,苏立军,等. 四旋翼无人机 TD-PD 控制律设计[J]. 电光与控制,2016,23(3):36-40.
- [11] 杨辉华,郭拓,马晋芳,等. 一种近红外光谱在线监测新方法及其在中药柱层析过程中的应用[J]. 光谱学与光谱分析,2012,32(5):1247-1250.

欢迎订阅期刊 欢迎刊登广告