2019 年 10 月 Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology

# 文章编号: 2095-4980(2019)05-0782-06

# 间歇采样转发干扰的关键参数估计

周 畅<sup>1</sup>,范甘霖<sup>2</sup>,汤子跃<sup>1</sup>,朱振波<sup>1</sup>

(1.空军预警学院 一系, 湖北 武汉 430019; 2.中国人民解放军 93251 部队, 黑龙江 齐齐哈尔 161000)

摘 要: 间歇采样转发干扰主要利用宽带信号的多普勒容限特性实现多假目标干扰, 雷达亟 需有效的干扰先验知识进行对抗。针对该问题, 以间歇采样转发干扰原理为基础, 推导出干扰信 号经雷达匹配接收后的互模糊函数, 在深入分析函数定量关系后, 基于 Radon 变换、最小二乘估 计法对干扰采样周期和干扰占空比 2 个关键参数进行了估计。仿真结果分析了干噪比(JNR)和采样 数据长度等因素对参数估计性能的影响, 并验证了参数估计的有效性。

关键词:间歇采样转发干扰;互模糊函数;Radon变换;最小二乘估计;参数估计
 中图分类号:TN973
 文献标志码:A
 doi: 10.11805/TKYDA201905.0782

# Parameter estimation of intermittent sampling repeater jamming

ZHOU Chang<sup>1</sup>, FAN Ganlin<sup>2</sup>, TANG Ziyue<sup>1</sup>, ZHU Zhenbo<sup>1</sup>

(1.The First Department, Air Force Early Warning Academy, Wuhan Hubei 430019, China;2.Unit 93251, Chinese People's Liberation Army, Qiqihaer Heilongjiang 161000, China)

**Abstract:** Intermittent sampling repeater jamming is a new jamming technology of sending and receiving, in which the Doppler tolerance of the broadband signal is the main character utilized to achieve multiple false targets, therefore the priori knowledge of the jamming is in urgent need for radar antijamming. Aiming for this problem, firstly, the cross ambiguity function of the interference after matching filter is derived based on the principle of the intermittent sampling repeater jamming. Secondly, on the basis of the quantitative relationship of function, the sampling period and disturbance duty cycle are estimated by means of the Radon transform and least square estimation techniques. Finally, simulation results demonstrate the influence of the Jamming to Noise Ratio(JNR) and sampling data length on the parameter estimation performance, and also show the effectiveness of the proposed algorithm.

**Keywords:** intermittent sampling repeater jamming; cross ambiguity function; Radon transform; least square estimation; parameter estimation

随着信号处理技术的发展,先进的欺骗干扰由于兼具密集压制干扰效果,受到电子干扰领域的青睐,但是 转发式干扰机通常工作在全发全收模式,收发隔离始终限制着最优的雷达干扰效果。间歇采样转发干扰正是基 于这一背景提出的<sup>[1]</sup>,该干扰技术基于收发分时和欠采样技术,大大降低了系统隔离度的指标要求,同时还弥 补了全脉冲转发干扰时延较大的缺点,克服了短脉冲循环转发时假目标展宽的劣势,是一种充分结合数字射频 存储器(Digital Radio Frequency Memory, DRFM)存储性能的新型干扰方法。

针对线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号的间歇采样转发干扰的原理、干扰效果以及参数、硬件配置已有详细分析<sup>[1-2]</sup>,但并未具体推导干扰经雷达匹配接收后的表达式,定量分析具有一定局限性。现阶段该干扰技术的研究热点主要集中在两方面:一是拓展到不同雷达体制的干扰中,如文献[3-6]对合成孔径雷达 (Synthetic Aperture Radar, SAR)体制雷达的间歇采样转发二维干扰进行了深入研究,文献[7]提出了针对去斜体制雷达的宽带雷达干扰方法;二是根据作战需求,对干扰进行组合、变形,以达到不同的干扰效果<sup>[8-10]</sup>。然而,现有的针对抗间歇采样转发干扰的研究还比较少<sup>[11-12]</sup>。

实际上,间歇采样转发干扰利用 LFM 的距离—多普勒耦合特性,巧妙利用欠采样技术,在时域上形成的假目标群具有实时性、逼真性和密集性,目前对这种干扰信号尚无有效对抗方法。因此,针对这种干扰的

收稿日期: 2018-01-30; 修回日期: 2018-05-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51309232, 61671469); 空军"十二五"预研基金资助项目(402040406)

### 1 间歇采样转发干扰信号模型

假设 LFM 信号的表达式为:

$$r(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi \left[f_0 t + (1/2)kt^2\right]}, & |t| \le \frac{T}{2} \\ 0, & |t| > \frac{T}{2} \end{cases}$$
(1)

式中:T为脉冲长度;f<sub>0</sub>为信号载频;k为调频率。

考虑基本的间歇采样转发干扰模型(其他间歇采样干扰样式均在此基本模型下组合使用),即干扰机侦收某 段脉冲后立即转发,转发完成后立即侦收。

令 $T_x$ 为采样周期, $T_r$ 为转发干扰时间。发射信号持续时间 |t| ≤ T,则采样脉冲信号可以写成:

$$p(t) = rect\left(\frac{t}{T}\right)\sum_{m=-\infty}^{\infty} rect\left(\frac{t-mT_{\rm s}}{T_{\rm r}}\right)$$
(2)

综上,干扰信号形式为s(t) = p(t)r(t),根据文献[2]中的结论:

$$S(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n R(f - mf_s)$$
<sup>(3)</sup>

式中: S(f)和 R(f)分别表示干扰信号和原 LFM 信号的傅里叶变换;  $a_n$ 为各项系数;  $f_s = 1/T_s$ 。

可以看出,干扰信号为发射信号经过多次多普勒频移后的输出。因此,当雷达出现密集假目标干扰后,可 以通过变换波形的方式进行识别,如发射 LFM 信号时遭受干扰,变换发射多普勒容限较小的信号(如二相编码 信号),若同一脉冲内仍能实现干扰,但干扰数量大幅减小,可以基本判断为间歇采样转发干扰。

## 2 互模糊函数

互模糊函数<sup>[15]</sup>通常用于分析信号波形的时频分辨力,且能够去除载频的影响,实质上模糊函数可以理解为 不同多普勒频移时信号的匹配输出。本文将干扰信号 *s*(*t*)代入发射信号 *r*(*t*)的匹配滤波器中,得到互模糊函数 结果,如式(4)所示。

$$AF_{s}(\tau,\xi) = \frac{e^{j2\pi t_{0}\tau}}{T} \int_{a}^{b} e^{j2\pi kt\tau} \operatorname{rect}\left(\frac{t+\tau/2}{T}\right) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \operatorname{rect}\left(\frac{t+\tau/2-mT_{s}}{T_{r}}\right) e^{-j2\pi\xi t} dt$$
(4)

根据傅里叶变换性质, 令 
$$A = e^{j2\pi kt\tau}$$
,  $B = \operatorname{rect}\left(\frac{t+\tau/2}{T}\right)_{m=-\infty}^{+\infty}\operatorname{rect}\left(\frac{t+\tau/2-mT_s}{T_r}\right)$ , 则:  

$$AF_s(\tau,\xi) = \frac{e^{j2\pi f_0\tau}}{T} \int_a^b AB e^{-j2\pi\xi t} dt = \frac{e^{j2\pi f_0\tau}}{T} \operatorname{FFT}(A) \otimes \operatorname{FFT}(B)$$
(5)

s(t)与r(t)均为时限信号,需要讨论积分范围(a,b)。不失一般性,假设 $T = NT_s$ ,且N为奇数,则:

$$B = \sum_{m=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} \operatorname{rect}\left(\frac{t+\tau/2 - mT_{\rm s}}{T_{\rm r}}\right)$$
(6)

根据采样信号的对称性和周期性,可得

当 
$$\tau \in \left[ -\frac{T_{s} - T_{r}}{2} + mT_{s}, \frac{T_{s} - T_{r}}{2} + mT_{s} \right]$$
时,有:  
FFT(A) = Z(N - |m|)  
当  $\tau \in \left[ \frac{T_{s} - T_{r}}{2} + mT_{s}, \frac{T_{s} + T_{r}}{2} + mT_{s} \right]$ 时,有:
$$(7)$$

第 17 卷

(8)

 $FFT(A) = Z(N-1-|m|) + e^{-j\pi(k\tau-\xi)\left(T-\frac{T_s+T_r}{2}-|mT_s|\right)} \frac{\sin\pi(k\tau-\xi)\left(\frac{T_s+T_r}{2}+|mT_s|-|\tau|\right)}{\pi(k\tau-\xi)}$ 

又根据式(6)可得:

$$FFT(B) = e^{j\pi\xi\tau} \sum_{n=-\infty}^{\infty} T_r f_s Sa(\pi n f_s T_r) \delta(\xi - n f_s)$$
(9)

综合式(5)、(7)~(9)可得  $AF_{s}(\tau,\xi)$ 的表达式。

#### 3 间歇采样转发干扰参数估计

由互模糊函数的推导结果可知,干扰输出主要取决于间歇采样周期*T*<sub>s</sub>和采样占空比*r*=*T*<sub>r</sub>/*T*<sub>s</sub>,通过对 2 个参数的调制,能形成距离间隔不同、幅度参差的假目标群,因此,通过分析回波数据得到干扰先验信息,对雷达抗间歇采样转发干扰极其重要,下面分别对这 2 个关键参数进行估计。

#### 3.1 间歇采样周期T。估计

目标信号的模糊函数能够去除载频对信号分析的影响,根据不等式 |a+b|≤|a|+|b|可推导得到:

1) 
$$\stackrel{\text{\tiny $\underline{1}$}}{=} \tau \in \left[ -\frac{T_{\text{s}} - T_{\text{r}}}{2} + mT_{\text{s}}, \frac{T_{\text{s}} - T_{\text{r}}}{2} + mT_{\text{s}} \right] \text{II}^{\dagger},$$
  

$$\left| AF_{\text{s}}(\tau, \xi) \right| \leq \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_{n}T_{\text{r}}(N - |m|)$$
(10)
2)  $\stackrel{\text{\tiny $\underline{1}$}}{=} \tau \in \left[ \frac{T_{\text{s}} - T_{\text{r}}}{2} + mT_{\text{s}}, \frac{T_{\text{s}} + T_{\text{r}}}{2} + mT_{\text{s}} \right] \text{II}^{\dagger},$ 

$$\left|AF_{s}(\tau,\xi)\right| \leq \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_{n}\left[\left(\frac{T_{s}+T_{r}}{2}+\left|mT_{s}\right|-\left|\tau\right|\right)+T_{r}(N-\left|m\right|-1)\right]$$
(11)

式(10)和(11)在 $k\tau - \xi + nf_s = 0$ 时取等号。

图 1 给出了当 $T_r/T_s = 0.5$ 时(无噪声)间歇采样转发的互模 糊函数。图中结果与式(10)~(11)的推导相同,满足 $k\tau = \xi - nf_s$ 的点 $(\tau,\xi)$ 在 $|AF_s(\tau,\xi)|$ 的等高线图中表示一列斜线的集合,且 在此斜线集上的点能够取得极大值。

根据以上的极大值关系,易知斜线间的距离为 $f_s$ ,据此本文考虑对 $|AF_s(\tau,\xi)|$ 进行 Radon 变换,将参数估计问题转化成频率维上的峰值搜索问题,从而实现对 $T_s$ 的估计。

若采用线性检波(也可用平方律检波),对推导的互模糊函数进行 Radon 变换,其结果为:

$$R\left\{\left|AF_{s}(\tau,\xi)\right|\right\} = \int_{\xi}^{\xi_{2}} \int_{\tau}^{\tau_{2}} \left|AF_{s}(\tau,\xi)\right| \delta\left(k\tau = \xi - nf_{s}\right) d\tau d\xi$$
(12)

根据式(12), Radon 变换实现了对模糊函数上任意斜线的非相参积累,对雷达方来说,调制斜率k = B/T已知,这为积累提供了可行性。

实际上 Radon 变换无法在无限长度上积累,其积累范围是有限的。文献[15]中给出,非起伏目标的非相干积累增益  $G \uparrow = N^{0.7}$ 和  $N^{0.8} 之间(N 为积累点数),且随着 N 增大, G 逐渐趋近于 <math>\sqrt{N}$ 。为了实现低干噪比 (Jamming to Noise Ratio, JNR)条件下的参数估计,可以采用 2 种途径: 1)提高 Radon 变换的积累范围,实质上即调整积累窗的长度,在非起伏目标的条件下,非相参积累增益随着窗的长度增加而增加; 2)在窗的长度一定的条件下,提高采样点数 N。

图 2 给出了 *n*=0 时互模糊函数中心斜线的切面图。由图 2 可知,斜线上的干扰幅度随 |z| 增大呈梯形减小,即干扰信号平均干噪比(JNR)随着窗的长度的增加而减小,这会直接影响非相参积累增益 *G*,只有当窗的长度



因此,本文首先在低采样率下确定积累窗的长度,然后在工程 允许的条件下提高窗内局部信号 A/D 采样率,提高非相参积累点 数 N 以提高积累增益 G。结合式(12)和 Albersheim 方程<sup>[15]</sup>容易推 导得到窗的长度与相参积累增益的具体关系,但是估计前干扰的 T<sub>s</sub> 和 T<sub>r</sub>未知,且采样噪声对统计量产生随机误差影响,因此实际利用 不同长度的窗积累后,计算平均功率进行取大选择。

#### 3.2 采样占空比的估计



对满足  $m_0 \tau = \xi - n f_s$  的点, 其幅度可由式(12)确定, 当 $\tau - c$ 

时,满足 $k\tau = \xi - nf_s$ 的点,其幅度完全由 $b_n$ 决定,而 $b_n$ 的取值又由n和 $T_rf_s$ 决定。因此本文利用最小二乘法对占 空比 $r = T_rf_s$ 进行估计。

在噪声和量化误差的影响下,一般只有 n=0,±1三条斜线上的点幅度比较大,因此主要利用这 3 条直线上的点进行最小二乘估计。

1) 当 n = 0 时, 令  $Y_0 = |AF_s(k\tau = \xi)|$ , 噪声向量为  $n_0$ ; 2) 当 n = -1时, 令  $X_1 = |AF_s(k\tau = \xi - f_s)|$ , 噪声向量为  $n_1$ ; 3) 当 n = 1时, 令  $X_2 = |AF_s(k\tau = \xi + f_s)|$ , 噪声向量为  $n_2$ 。 易得 Y = wX + n, 再根据误差平方和最小准则,可以得到

$$w = \left(\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{X}\right)^{-1}\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Y}$$
(13)

式中:  $Y = \begin{bmatrix} Y_0 \\ Y_0 \end{bmatrix}$ ;  $X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix}$ ;  $n = \begin{bmatrix} n_0 \\ n_0 \end{bmatrix} - w \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$ ;  $n_0$ ,  $n_1$  和  $n_2$  均为向量。 由于  $|b_1| = |b_{-1}|$ , 则  $w = b_0 / b_1$  为 r 的函数,可估计出采样占空比。估计的均方误差<sup>[16]</sup>为:

$$\varepsilon^{2} = \left(\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{X}\right)^{-1} \boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{C}_{n}\boldsymbol{X}\left(\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{X}\right)^{-1}$$
(14)

式中 $C_n$ 为n的均方误差阵。

当可采样的样本数较少时,噪声容易引起采样数据的起伏,因此在进行最小二乘估计前,可以先对采样信号进行划窗平滑,然后再进行估计。

#### 4 仿真分析

仿 真 参 数 设 置 如 下 : LFM 信 号 带 宽 B = 10 MHz , 时 宽  $T = 10 \,\mu\text{s}$  , 采 样 频 率  $f_\text{s} = 2B$  , 干 扰 采 样 周 期  $T_\text{s} = 0.2T$  , 占 空 比 r = 0.5 , 模糊函数的中心干噪比为 11.2 dB, 背景为高斯白噪声。

模糊函数中心干噪比表示  $|AF_s(0,0)|$  的值,即干扰经雷达匹配接收后主假目标的干噪比。文献[10]中推导得到:虚警率  $p_f = 10^{-6}$ ,信噪比 $R_{SN} = 11.2$  dB 左右时,检测概率 $P_d$  约等于 50%。 主假目标的干噪比JNR = 11.2 dB 表示在一次间歇采样转发干扰后,至少有一个主假目标被检测到,该条件为干扰临界条件。图3 给出了模糊函数中心干噪比JNR = 11.2 dB 时的互模糊函数等高线图 可以看出 在此条件下 植糊图中仅 $n = 0 \pm 1$  可见其轮廓 其





图,可以看出,在此条件下,模糊图中仅n=0,±1可见其轮廓,其余斜线均不清晰。

图 4 表示在 n = 0的中心斜线上进行 Radon 变换时采样窗的长度对积累信号平均功率的影响。由 3.1 节的分析可知,当窗的长度  $l \in [0, T_s - T_r]$  时干扰信号的平均功率最大,如图 6 中的理论曲线;当窗的长度继续增加时, 干扰的平均功率减小。考虑到采样点过小时,容易造成估计量的起伏过大,在平均功率减小尽可能少的条件下 取窗的长度的最大值,图中"拐点" ( $f = 1/(T_s - T_r) = 1$  MHz)是理论的最优值,本文估计时将窗的长度提高到 1.5 MHz,以减小噪声对估计量的影响。



图 5 Radon 变换结果 图 4 Radon 变换采样窗的长度对积累幅度的影响

图 5 给出了 Radon 变换后的结果,由于 $b_n = \frac{T_r f_s Sa(\pi n f_s T_r)}{T} \pm f_s T_r < 1$ ,因此 $n = 0, \pm 1$ 时, $b_n$ 不可能为 0,而n取其他值有可能为 0, 如仿真条件下, n为偶数时, b<sub>n</sub>=0, 无峰值。因此, 检测 n=0,±1 即中心峰和 2 个相邻峰 值不会造成估计的模糊现象,且这3个峰值的幅度是相对最大的。当f<sub>x</sub>=2B时,中心峰的JNR在15dB左右, 相邻峰"淹没"在噪声中;提高 f<sub>s</sub> = 8B,中心峰的 JNR 提高到 26 dB 左右,3 个峰值均能清晰检测,证明该方 法是有效的。



图 6 为 100 次蒙特卡洛仿真的占空比估计结果。为了克服噪声起伏的影响,在最小二乘估计前,先进行滑 窗处理,统计 100 次的估计均方差平均值  $\hat{\varepsilon}^2 = 0.105^2$ ,而由式(14)得到的理论均方差  $\varepsilon^2 = 0.087^2$ ,由于样本数量 有限、噪声功率的估计存在偏差、仿真方差结果略高于理论水平。

图 7 为 R<sub>JN</sub>=11~25 dB 时分别进行 100 次蒙特卡洛仿真估计,每个 JNR 估计权值的均方误差。随着 JNR 的 增加,最小二乘估计的均方误差减小,当干噪比提高 10 dB 时,均方误差减小一个量级,说明 JNR 越大,权值 估计越准确。

#### 5 结论

间歇采样转发干扰大大降低了干扰机的系统收发隔离度要求,且在欠采样的条件下,能够实现高度逼真的 假目标群干扰。本文以间歇采样转发干扰的模型为基础,推导出干扰经过匹配接收的互模糊函数,然后通过 Radon 变换和最小二乘法对干扰采样周期和干扰占空比 2 个关键参数进行估计。仿真结果可以看出,在主假干 扰能正常检测的条件下,提高采样率,采样周期T。估计的准确率较高;而最小二乘法估计的占空比r虽然存在 一定误差,但随着 JNR 增加,估计的均方误差减小。由于间歇采样转发能够通过调整参数形成不同的干扰样 式,且兼具欺骗和密集压制性,难以对抗;同时,Radon 变换的复杂度较高,进一步提高干扰参数的估计精确 度、降低运算复杂度,以及针对雷达方对抗间歇采样转发干扰是下一步研究的方向。

#### 参考文献:

[1] 王雪松,刘建成,张文明,等. 间歇采样转发干扰的数学原理[J]. 中国科学 E辑:信息科学, 2006,36(8):891-901. (WANG Xuesong, LIU Jiancheng, ZHANG Wenming, et al. The mathematical principle of intermittent sample repeater

normalized amplitude/dB

interference[J]. Science in China Series E Information Sciences, 2006,36(8):891-901.)

- [2] 刘忠. 基于 DRFM 的线性调频脉冲压缩雷达干扰新技术[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2006. (LIU Zhong. Jamming technique for countering LFM pulse compression radar based on digital radio frequency memory[D]. Changsha, China: National University of Defense Technology, 2006.)
- [3] SOUMEKH M. SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer penalization[J]. IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems, 2006,42(1):191-205. doi:10.1109/TAES.2006.1603414.
- [4] 蔡幸福,宋建社,郑永安,等. 二维间歇采样延迟转发 SAR 干扰技术及其应用[J]. 系统工程与电子技术, 2015,37(3): 566-571. (CAI Xingfu,SONG Jianshe,ZHENG Yongan, et al. SAR jamming technology based on 2-D intermittent sampling delay repeater and its application[J]. Systems Engineering and Electronics, 2015,37(3):566-571.)
- [5] 陈思伟,代大海,李永祯,等. SAR 二维余弦调相转发散射波干扰原理[J]. 电子学报, 2009,37(12):2620-2625. (CHEN Siwei,DAI Dahai,LI Yongzhen, et al. The theory of 2-D cosinusoidal phase-modulated repeater scatter-wave jamming to SAR[J]. Acta Electronica Sinica, 2009,37(12):2620-2625.)
- [6] 杨伟宏,刘进,王涛. SAR 间歇采样散射波干扰[J]. 宇航学报, 2012,33(3):367-373. (YANG Weihong,LIU Jin,WANG Tao. Intermittent sampling scatter-wave jamming against SAR[J]. Journal of Astronautics, 2012,33(3):367-373.)
- [7] 冯德军,陶华敏,杨勇,等. 对去斜体制雷达的间歇采样转发干扰[J]. 中国科学:信息科学, 2012,42(2):184-193.
   (FENG Dejun,TAO Huamin,YANG Yong, et al. Intermittent sampling and repeater interference for de-skewing radar[J].
   Science in China Series E Information Sciences, 2012,42(2):184-193.)
- [8] 张养瑞,李云杰,李曼玲,等. 间歇采样非均匀重复转发实现多假目标压制干扰[J]. 电子学报, 2016,44(1):46-53. (ZHANG Yangrui,LI Yunjie,LI Manling, et al. Suppress jamming technique of multiple false targets on interruptedsampling and non-uniform periodic repeater[J]. Acta Electronica Sinica, 2016,44(1):46-53.) doi:10.3969/j.issn.0372-2112.2016.01.008.
- [9] 朱宇,罗景青. 基于卷积调制的间歇采样干扰技术研究[J]. 电子信息对抗技术, 2013,28(3):41-46. (ZHU Yu,LUO Jingqing. Sub-sampling jamming based on convolution modulation[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2013, 28(3):41-46.) doi:10.3969/j.issn.1674-2230.2013.03.010.
- [10] 郭雷,李宏,李青山. 相参雷达间歇采样灵巧干扰方法[J]. 现代防御技术, 2013,41(3):111-116. (GUO Lei,LI Hong,LI Qingshan. Interrupted sampling smart jamming method for coherent radar[J]. Modern Defence Technology, 2013,41(3): 111-116.) doi:10.3969/j.issn.1009-086x.2013.03.021.
- [11] YUAN H,WANG C Y,LI X,et al. A method against interrupted-sampling repeater jamming based on energy function detection and band-pass filtering[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2017(1):1-9.
- [12] GONG S,WEI X,LI X. ECCM scheme against interrupted sampling repeater jammer based on time-frequency analysis[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2014,25(6):996-1003. doi:10.1109/JSEE.2014.00114.
- [13] 李强,王其申. 基于小波-Radon 变换的线性调频信号检测与参数估计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2005,3(3):
   192-196. (LI Qiang,WANG Qishen. LFM signal detection and parameter estimation based on WT-Radon transform[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2005,3(3):192-196.)
- [14] 黄响,唐世阳,张林让,等. 一种基于高效 FrFT 的 LFM 信号检测与参数估计快速算法[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(12):2905-2911. (HUANG Xiang,TANG Shiyang,ZHANG Linrang, et al. A fast algorithm of LFM signal detection and parameter estimation based on efficient FrFT[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017,39(12):2905-2911.)
- [15] RICHARDS M A. Fundamental of radar signal processing[M]. Beijing:Publishing House of Electronics Industry, 2008.
- [16] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2013. (ZHANG Xianda. Matrix analysis and applications[M].
   Beijing:Tsinghua University Press, 2013.)

# 作者简介:

第5期



周 畅(1989-),男,湖北省鄂州人,在 读博士研究生,主要研究方向为雷达抗新型 干扰技术、雷达系统.email:zc\_radar@sohou. com.

范甘霖(1988--),男,四川省资阳市人,工程师,主要研究方向为雷达系统、装备效能评估.

**汤子跃**(1966-),男,浙江省湖州市人,教授,博士生导师,主要研究方向为雷达系统、雷达信号处理.

**朱振波**(1977-),男,山东省潍坊市人,副教授,主要研究方向为雷达系统、雷达干扰技术.