

## 波形对数字信道化接收机测频性能影响分析

刘寅\* 黄秀琼 王亚涛  
(中国西南电子技术研究所 成都 610036)

**摘要:** 对于典型的数字信道化接收机之后级联相位差分法测频的处理架构, 现有的测频精度表达式未考虑波形复包络对测量精度的影响。该文针对这一问题, 推导了考虑波形复包络影响的新的测频精度表达式, 并进行了仿真。仿真分析的结果与推导的精度表达式一致, 表明改进的测频精度表达式能够有效反映信号波形对测频性能的影响。

**关键词:** 射频隐身; 波形; 数字信道化; 测频

中图分类号: TN973

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)10-2531-05

DOI: 10.11999/JEIT170028

## Impact of Waveforms on Frequency Measurement Performance for Digital Channelized Receivers

LIU Yin HUANG Xiuqiong WANG Yatao

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

**Abstract:** For a classical architecture consisting of a digital channelized receiver followed by frequency measurement using phase difference, the existing precision equation of frequency measurement does not consider the impact of waveform complex envelop on measurement performance. A new precision equation of frequency measurement considering the impact mentioned above is derived in this paper. The consistency of analytical results by the proposed precision equation with simulation results is verified. The simulation results indicate that the proposed equation can exhibit the impact of waveform on frequency measurement performance.

**Key words:** Radio frequency stealth; Waveform; Digital channelized receivers; Frequency measurement

### 1 引言

现代战争对飞行器的隐身性能提出了越来越高的要求。射频隐身<sup>[1]</sup>, 即通过控制雷达、数据链等辐射源的特征以减少辐射源被敌方无源探测系统截获、识别、定位跟踪的概率或降低其性能, 也越来越引起更多的关注<sup>[1-8]</sup>。现有文献从不同角度研究了辐射特征控制对射频隐身性能的影响。文献[2]研究了雷达跟踪状态下的辐射能量控制方法。文献[3]通过优化设计雷达跟踪状态的采样周期以减少雷达信号辐射时间。文献[4,5]从提高射频隐身性能的角度研究了 MIMO 雷达搜索、跟踪模式下如何对天线划分的子阵数、信号占空比、波束驻留时间以及搜索帧周期等进行优化的问题。文献[6]研究了对辐射功率和辐射时间进行联合优化的问题。文献[7]通过优化跳频信号的跳频周期和跳频间隔, 增大波形的不确定性, 以提高其抗截获、抗分选性能。文献[8]从低截获概率角度对隐身波形的设计展开了研究。

除了上述的研究视角, 如何通过射频隐身的设

计来降低敌方无源探测系统的参数测量(例如测频、测向等)性能也是射频隐身需要研究的主要问题之一。现有文献在这方面研究较少。现有的对无源探测系统测频性能的影响分析<sup>[9,10]</sup>主要考虑信噪比, 未能反映出信号的波形特征对无源探测系统测频性能的影响。信号波形对测频性能影响如何, 是一个值得研究的问题。本文主要分析了信号波形对典型的无源探测接收机——数字信道化接收机<sup>[11,12]</sup>的测频性能影响关系。分析表明, 在相同的信噪比情况下, 不同的波形对测频性能影响不同。通过对波形的优化设计, 可能降低敌方无源探测系统的测频性能, 获得改善的射频隐身效果。

### 2 典型数字信道化接收机级联测频流程

#### 2.1 数字信道化接收机级联测频处理流程概述

数字信道化接收机<sup>[11,12]</sup>可作为现代无源探测系统的一种主流接收机, 因而也作为本文的主要研究对象。图 1 给出了典型的数字信道化接收机级联测频处理的框图<sup>[10,11]</sup>。首先对中频信号进行 AD 采样。AD 之后进行数字信道化处理, 得到多个并行的子信道。对每一路子信道的输出进行取包络、取相位处理之后, 进行门限检测。当检测到有信号存在时,

启动参数测量的处理流程,完成脉冲幅度、脉冲到达时间、脉宽宽度、载频等参数的测量,形成除脉冲到达角之外的脉冲描述字(PDW)。后续可进一步级联干涉仪完成测向功能,获取脉冲到达角信息。然后将形成的脉冲描述字送至后续的分选识别环节进行处理。

## 2.2 数字信道化输出信号模型

为了考察信号复包络对数字信道化接收机之后级联的相位差分法测频性能的影响,这里首先从数字信道化接收机输出信号的模型<sup>[12]</sup>展开分析。暂假设不存在噪声。AD之前的中频输入模拟信号可以表示为

$$s(t) = a(t) \exp(j2\pi(f_c - f_m)t) = a(t) \exp(j2\pi f_0 t) \quad (1)$$

式中,  $f_m$  表示将射频信号下变频到中频过程中的混频本振,  $f_0 = f_c - f_m$  表示信号的中频。  $f_c$  表示信号的载频,  $a(t)$  表示信号的复包络。AD之后的采样信号可表示为

$$s(n) = a(n/f_s) \exp(j2\pi f_0 n/f_s) \quad (2)$$

$f_s$  表示AD的采样频率。将采样后的信号通过数字信道化处理,得到的第  $k$  信道的输出信号可表示为

$$\begin{aligned} y_k(n) &= \exp(-j\theta_k Mn) \cdot \sum_{r=0}^{N-1} s(Mn-r) h_k(r) \\ &= \exp(-j\theta_k Mn) \cdot \sum_{r=0}^{N-1} s(Mn-r) h_0(r) \exp(j\theta_k r) \end{aligned} \quad (3)$$

其中,  $M$  表示信道的个数,  $\theta_k = \frac{2\pi k}{M}$  表示数字角频率。  $h_0(n)$  表示低通滤波器的冲激响应,  $h_k(n) = h_0(r) \exp(j\theta_k r)$  表示带通滤波器的冲激响应。  $N$  是滤波器长度。将输入信号的表达式  $s(n)$  代入式(3),整理后可得:

$$\begin{aligned} y_k(n) &= \sum_{r=0}^{N-1} a\left(\frac{Mn-r}{f_s}\right) \exp\left[j2\pi\left(k_0 \frac{f_s}{M} + \delta_k \frac{f_s}{M}\right) \right. \\ &\quad \left. \cdot \frac{Mn-r}{f_s}\right] h_0(r) \exp\left(j \frac{2\pi k}{M} r\right) \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)使用了这一关系:  $f_0 = k_0 f_s/M + \delta_k f_s/M$ ,  $k_0$  是

一个整数,  $\delta_k$  是一个分数,  $0 \leq \delta_k < 1$ 。  $k_0$  对应为信号中频所在的信道号。信道化之后的门限检测将选取出超过检测门限的信道,然后利用这些信道的输出信号进行后续的参数测量。由于信号中频所在的信道通常具有相对较高的信噪比,因而在后续的分析中可主要考虑信号中频所在的信道。即当  $k = k_0$  时,它的输出信号具有如式(5)的表达式。

$$y_{k_0}(n) = a_b(n) \exp\left[j2\pi f_1 \frac{Mn}{f_s}\right] \quad (5)$$

式中,  $f_1 = (\delta_k/M)f_s$  表示信号中频  $f_0$  相对第  $k_0$  个子信道的中心频率的偏差频率。第  $k_0$  信道(信号中频所在信道)的输出信号,可以看成是一个频率为  $f_1$ , 复包络为  $a_b(n)$  的信号。其中,复包络  $a_b(n)$  表达式为

$$a_b(n) = \sum_{r=0}^{N-1} a\left(\frac{Mn-r}{f_s}\right) h_0(r) \exp\left[-j2\pi f_1 \frac{r}{f_s}\right] \quad (6)$$

## 3 波形对数字信道化接收机测频性能影响

### 3.1 测频原理

精测频主要对已检测出存在目标的信道中的信号频率进一步精测<sup>[10]</sup>。如前文所述,信号中频所在信道的输出具有相对较高的信噪比,假设至少该信道的信号幅度超过检测门限。利用该信道中位于脉冲前、后沿之间的脉内时间范围内不同时刻的信道化输出信号的相位,采用相位差分的方法<sup>[10]</sup>,对输出信号的频率进行最小二乘拟合,从而获得该脉冲的频率精测值。实际处理时,为了满足实时性要求,通常会对用于精测频的脉内时间范围进行限制。这里假设只取从脉冲前沿开始的最多  $1 \mu\text{s}$  的脉内时间用于精测频。若实际脉宽小于  $1 \mu\text{s}$ ,则取实际脉宽。这里为叙述方便,将用于精测频的脉内时间部分的起始点与结束点分别称为脉冲前沿和脉冲后沿。信号中频所在的信道,即第  $k_0$  信道的输出信号可写成式(7)的形式:

$$y_{k_0}(n) = a_b(n) \exp(j2\pi f_1 Mn/f_s) + n_{k_0}(n) \quad (7)$$

令  $\varphi_{k_0}(n) = \text{angle}(y_{k_0}(n))$  表示第  $k_0$  信道输出信号的相位,  $\varphi_a(n) = \text{angle}(a_b(n))$  表示复包络  $a_b(n)$  的相位,  $n_{k_0}(n)$  表示第  $k_0$  信道的输出噪声。设  $\varphi_n(n)$  表

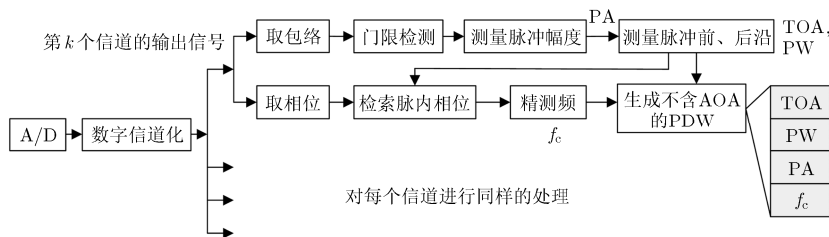


图1 典型数字信道化接收机检测流程框图

示由于噪声的存在所引起的相位偏差。脉内不同时刻的信道化输出信号的相位具有式(8)的关系:

$$\varphi_{k_0}(n) = \varphi_a(n) + 2\pi f_1 M n / f_s + \varphi_n(n),$$

$$n = n_1, n_2, \dots, n_p \quad (8)$$

式中,  $n_1$  和  $n_p$  分别对应脉冲前沿时刻和后沿时刻的采样点序号。由  $\varphi_{k_0}(n_i) - \varphi_{k_0}(n_1), i = 2, 3, \dots, p$  可得:

$$\Delta\varphi_{i-1} = \varphi_{k_0}(n_i) - \varphi_{k_0}(n_1)$$

$$= 2\pi f_1(i-1)M/f_s + \varphi_a(n_i) - \varphi_a(n_1)$$

$$+ \varphi_n(n_i) - \varphi_n(n_1) \quad (9)$$

这里,  $\varphi_a(n), \varphi_n(n), n = n_1, n_2, \dots, n_p$  均未知。 $\varphi_a(n)$  与  $\varphi_n(n)$  一样, 看成某种噪声的影响。当辐射源信号为窄带信号时,  $\varphi_a(n_1) \approx \varphi_a(n_2) \approx \dots \approx \varphi_a(n_p)$ , 则可只考虑噪声引起的相位  $\varphi_n(n)$  的影响。利用上述  $p-1$  个等式, 对频率  $f_1$  (信号中频相对该信道的中心频率的频偏) 进行如下的最小二乘拟合。令

$$J = \left( \Delta\varphi_1 - 2\pi f_1 \frac{M}{f_s} \right)^2 + \left( \Delta\varphi_2 - 2\pi f_1 \frac{2M}{f_s} \right)^2 + \dots$$

$$+ \left( \Delta\varphi_{p-1} - 2\pi f_1 \frac{(p-1)M}{f_s} \right)^2 \quad (10)$$

则信号中频相对信道中心频率的频偏  $f_1$  的最小二乘估计  $\tilde{f}_1$  可表示为

$$\tilde{f}_1 = \arg \min_{f_1} J = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\sum_{i=1}^{p-1} T_i \Delta\varphi_i}{\sum_{i=1}^{p-1} T_i^2}$$

$$= \frac{f_s}{2\pi M} \frac{\sum_{i=1}^{p-1} i \left( \angle(y_{k_0}(n_{i+1})) - \angle(y_{k_0}(n_1)) \right)}{\sum_{i=1}^{p-1} i^2} \quad (11)$$

式中,  $T_i = iM/f_s$ 。设  $f_{k_0} = k_0 f_s / M$  表示第  $k_0$  信道的中心频率,  $f_m$  表示将射频混频到中频的混频本振,  $\tilde{f}_0$  表示对信号中频的估计值。根据

$$\tilde{f}_0 = f_{k_0} + \tilde{f}_1 \quad (12)$$

$$\tilde{f}_c(i) = \tilde{f}_0 + f_m \quad (13)$$

可得出载频的精测值  $\tilde{f}_c(i)$ 。

### 3.2 波形对测频性能的影响

信号中频相对信道中心频率的频偏的估计  $\tilde{f}_1$  可以表示为式(11)的形式。对式(11)取微分, 可得

$$d\tilde{f}_1 = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^{p-1} T_i \cdot d\Delta\varphi_i / \sum_{i=1}^{p-1} T_i^2 \quad (14)$$

这里, 将相位差重新表示为

$$\Delta\varphi_i = \varphi_{k_0}(n_{i+1}) - \varphi_{k_0}(n_1)$$

$$= 2\pi f_1 \frac{iM}{f_s} + \varphi_a(n_{i+1}) - \varphi_a(n_1)$$

$$+ \varphi_n(n_{i+1}) - \varphi_n(n_1) \quad (15)$$

令

$$\Delta\varphi_{ai} = \varphi_a(n_{i+1}) - \varphi_a(n_1) \quad (16)$$

$$\Delta\varphi_{ni} = \varphi_n(n_{i+1}) - \varphi_n(n_1) \quad (17)$$

分别表示由子信道输出的射频目标信号的复包络和噪声引起的相位差。因而  $d\tilde{f}_1$  的表达式中  $d\Delta\varphi_i$  可表示为

$$d\Delta\varphi_i = \Delta\varphi_{ai} + \Delta\varphi_{ni} \quad (18)$$

设噪声为零均值, 方差为  $\sigma^2$  的圆对称独立同分布高斯白噪声, 则可推导得出

$$E[\Delta\varphi_{ni}] = 0 \quad (19)$$

$$\text{Var}(\Delta\varphi_{ni}) = \frac{\sigma^2}{2} \left( \frac{1}{\|a_b(n_1)\|_2^2} + \frac{1}{\|a_b(n_{i+1})\|_2^2} \right) \quad (20)$$

因而, 频率估计  $\tilde{f}_1$  的偏差和误差方差可分别表示为

$$\text{bias}(\tilde{f}_1) = \frac{f_s}{2\pi M} \frac{\sum_{i=1}^{p-1} i \cdot \Delta\varphi_{ai}}{\sum_{i=1}^{p-1} i^2} \quad (21)$$

$$\sigma_f^2(\tilde{f}_1) = \left( \frac{f_s}{2\pi M} \right)^2 \frac{\sigma^2}{2} \cdot \frac{\sum_{i=1}^{p-1} i^2 \left( \frac{1}{\|a_b(n_1)\|_2^2} + \frac{1}{\|a_b(n_{i+1})\|_2^2} \right)}{\left( \sum_{i=1}^{p-1} i^2 \right)^2} \quad (22)$$

因此, 测频精度可表示为

$$\delta_f = \frac{f_s}{2\pi M \sum_{i=1}^{p-1} i^2} \cdot \sqrt{\left( \sum_{i=1}^{p-1} i \Delta\varphi_{ai} \right)^2 + \frac{\sigma^2}{2} \sum_{i=1}^{p-1} i^2 \left( \frac{1}{\|a_b(n_1)\|_2^2} + \frac{1}{\|a_b(n_{i+1})\|_2^2} \right)} \quad (23)$$

对于窄带波形的辐射源,  $\Delta\varphi_{ai} \approx 0$ , 则有测频偏差  $\text{bias}(\tilde{f}_1) \approx 0$ , 测频精度为

$$\delta_f \approx \frac{f_s}{2\pi M \sum_{i=1}^{p-1} i^2} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^{p-1} i^2 \cdot \left( \frac{1}{\text{SNR}(n_1)} + \frac{1}{\text{SNR}(n_{i+1})} \right)} \quad (24)$$

而对于宽带波形, 可能需要考虑由波形产生的  $\Delta\varphi_{ai}$  项对测频精度的影响。

## 4 仿真分析

这里首先给出以下仿真中所采用的共用参数: AD 采样率为 1 GHz, 共分成 32 个子信道。信道化

输入信号的信噪比为 0 dB，这使得未出现跨信道情况下的子信道输出信噪比为 12 dB，满足一般的检测灵敏度要求。信号脉宽均取为 10 μs。以下的仿真中，在每一带宽或码元宽度取值下，均进行 1000 次 Monte Carlo 仿真。

需要说明的是，以下仿真结果中，标注为“统计”的曲线指对信道化级联相位差分法测频过程进行 Monte Carlo 仿真，对其测频结果进行统计。标注为“本文提出表达式”的曲线仅对信道化处理进行 Monte Carlo 仿真，这是用于获得子信道输出的信号复包络，然后根据本文提出的表达式进行测频精度的计算。标注为“仅考虑信噪比”的曲线也仅包含对信道化处理的 Monte Carlo 仿真，这是用于统计子信道输出的信噪比。

首先对线性调频(LFM)信号进行仿真分析。图 2(a)和图 2(b)给出了调制带宽对测频精度的影响关系。当 LFM 信号带宽较窄时，例如小于 0.1 MHz 时，3 条曲线在这一区间非常接近，此时信号复包络对测频精度的影响较小，可以主要考虑信噪比对测频精度的影响。这与先前的理论分析是一致的。

观察图 2(b)的曲线，可以看到测频精度会经历一个变化过程。根据本文提出表达式计算的结果与 Monte Carlo 测频仿真的结果一致，可以较准确地反映这一变化过程。而仅考虑信噪比的测频精度表达式未能反映这一过程。随着 LFM 信号带宽的增加，LFM 信号将按时间顺次通过不同的子信道，但落在每个子信道中的信号功率并不改变，因而子信

道输出端的信噪比保持不变。“仅考虑信噪比”的曲线只说明了信噪比的影响，与图 2 中“统计”的结果有明显差距。

接下来再考察其它调制类型的脉冲信号。图 3 和图 4 分别给出了 QPSK 信号和 FSK-PSK 复合调制信号的测频精度随码元宽度的变化曲线。这里 FSK-PSK 复合调制信号是指，将 FSK 调制信号每个码元再划分成若干个较窄码元，对较窄码元进行 PSK 调制。图 4 中 FSK-PSK 的码元宽度指其中 PSK 调制对应的较窄码元的宽度。这里 FSK-PSK 复合调制中的 FSK 为 4FSK, PSK 为 QPSK。

从图(3)，图(4)可以看出，由本文提出的表达式计算的测频精度与 Monte Carlo 测频仿真统计得到的结果基本一致，而仅考虑信噪比计算得出的测频精度与 Monte Carlo 测频仿真的结果有一定差距。

在相同的码元宽度下，FSK-PSK 复合调制信号，相当于对单纯的 PSK 调制按一定的时间周期增加了频率跳变，进一步增加了相位随时间的非线性变化程度，相比单纯的 PSK 信号，能够使测频精度变得更差。

另外，若将 PSK 信号和 FSK-PSK 复合调制信号的码元宽度的倒数近似看为带宽，并与 LFM 的仿真结果进行比较可以发现，尽管具有相同的带宽，但波形复包络不同，其对测频精度的影响也不相同。

### 5 结束语

本文针对相位差分测频法，推导了可以反映信

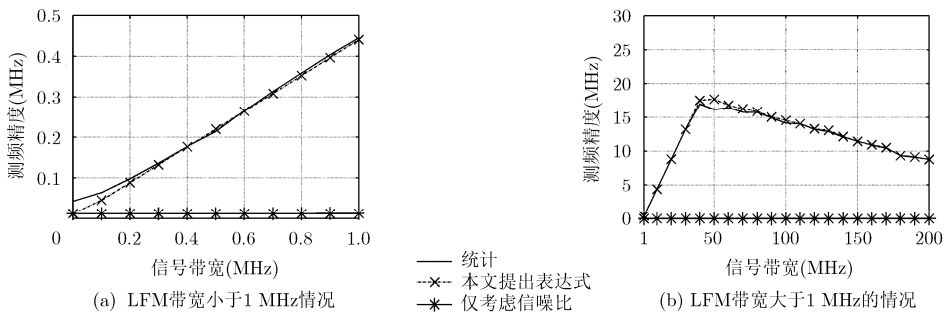


图 2 LFM的调频带宽对测频精度的影响

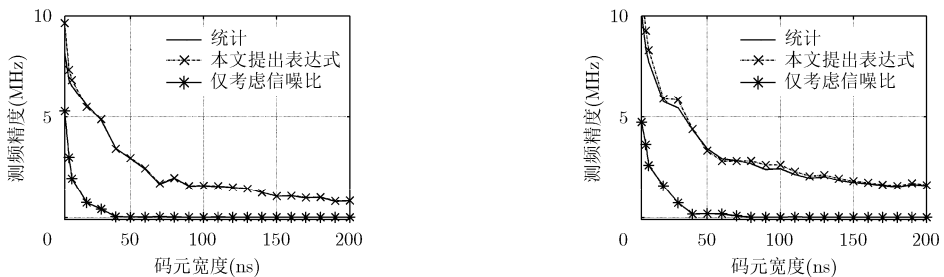


图 3 QPSK 信号码元宽度对测频精度的影响

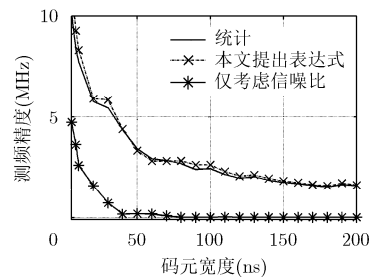


图 4 FSK-PSK 复合调制信号的码元宽度对测频精度的影响

号波形影响的新的测频精度表达式, 并在此基础上对波形对数字信道化接收机的测频性能影响进行了初步分析。相比现有的仅考虑信噪比的测频精度表达式, 本文提出的测频精度表达式能够更准确反映实际的测频性能。初步分析发现, 信号带宽只是对波形特征的一种粗略的描述, 相同信号带宽情况下, 不同的频谱分布对无源探测系统的测频性能将产生不同的影响。如何基于测频的性能分析, 优化设计具有更好的隐身性能的波形还有待于进一步的深入研究。

### 参 考 文 献

- [1] LYNCH D. 沈玉芳, 等译. 射频隐身导论[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 2009: 128-129.  
LYNCH D. SHEN Yufang, *et al.* Introduction to RF Stealth[M]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University Press, 2009: 128-129.
  - [2] 刘宏强, 魏贤智, 李飞, 等. 基于射频隐身的雷达跟踪状态下单次辐射能量实时控制方法[J]. 电子学报, 2015, 43(10): 2047-2052. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.10.025.  
LIU Hongqiang, WEI Xianzhi, LI Fei, *et al.* The real time control method of radar single radiation power based on RF stealth at the tracking[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2015, 43(10): 2047-2052. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.10.025.
  - [3] 李邱斌, 张贞凯, 田雨波. 目标跟踪时基于射频隐身的采样周期设计[J]. 信号处理, 2015, 31(9): 1112-1116.  
LI Qiubin, ZHANG Zhenkai, and TIAN Yubo. Design of sampling period based radio frequency stealth for target tracking[J]. *Journal of Signal Processing*, 2015, 31(9): 1112-1116.
  - [4] 杨少委, 程婷, 何子述. MIMO 雷达搜索模式下的射频隐身算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(5): 1017-1022. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00994.  
YANG Shaowei, CHENG Ting, and HE Zishu. Algorithm of radio frequency stealth for MIMO radar in searching mode[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(5): 1017-1022. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00994.
  - [5] 廖雯雯, 程婷, 何子述. MIMO 雷达射频隐身性能优化的目标跟踪算法[J]. 航空学报, 2014, 35(4): 1134-1141. doi: 10.7527/S1000-6893.2013.0368.  
LIAO Wenwen, CHENG Ting, and HE Zishu. A target tracking algorithm for RF stealth performance optimization of MIMO radar[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2014, 35(4): 1134-1141. doi: 10.7527/S1000-6893.2013.0368.
  - [6] 李邱斌, 张贞凯, 田雨波. 基于射频隐身的采样周期和辐射功率控制方法研究[J]. 电讯技术, 2016, 56(4): 430-435. doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2016.04.014.  
LI Qiubin, ZHANG Zhenkai, and TIAN Yubo. Study on sampling period and radiation power control method for radio frequency stealth[J]. *Telecommunication Engineering*, 2016, 56(4): 430-435. doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2016.04.014.
  - [7] 杨宇晓, 汪飞, 周建江, 等. 跳频周期和跳频间隔的最大条件辐射隐身设计方法[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(4): 841-847. doi: 10.11999/JEIT140892.  
YANG Yuxiao, WANG Fei, ZHOU Jianjiang, *et al.* RF stealth design method for hopping cycle and hopping interval based on conditional maximum entropy[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(4): 841-847. doi: 10.11999/JEIT140892.
  - [8] 孙志勇, 姜秋喜, 莫翠琼, 等. 分段 LFM 调制随机波形反侦察设计[J]. 雷达科学与技术, 2015, 13(6): 577-586. doi: 10.3969/j.issn.1672-2337.2015.06.004.  
SUN Zhiyong, JIANG Qiuxi, MO Cuiqiong, *et al.* A design of counter reconnaissance based on subsection LFM modulation random waveform[J]. *Radar Science and Technology*, 2015, 13(6): 577-586. doi: 10.3969/j.issn.1672-2337.2015.06.004.
  - [9] HUANG Xiangdong and XIA Xianggen. A fine resolution frequency estimator based on double sub-segment phase difference[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(8): 1055-1059.
  - [10] 杨静, 吕幼新. 高效数字信道化 IFM 接收机的研究[J]. 电子科技大学学报, 2005, 34(4): 444-447.  
YANG Jing and LÜ Youxin. Efficient digital channelized IFM receiver research[J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2005, 34(4): 444-447.
  - [11] TUSI J, 杨小牛, 陆安南, 等译. 宽带数字接收机[M]. 第二版, 北京: 电子工业出版社, 2002: 20-21.
  - [12] HARRIS F J, DICK C, and RICE M. Digital receivers and transmitters using polyphase filter banks for wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2003, 51(4): 1395-1412.
- 刘寅: 男, 1979年生, 博士, 工程师, 研究方向为阵列信号处理、雷达信号处理、稀疏信号重构。  
黄秀琼: 女, 1971年生, 高级工程师, 研究方向为航空电子信息系统设计。  
王亚涛: 男, 1981年生, 硕士, 高级工程师, 研究方向为无源定位、射频隐身。