

基于互补相位与离散混沌频率联合编码的低截获概率雷达波形设计

张顺生¹, 杜 龙¹, 王文钦²

(1. 电子科技大学 电子科学技术研究院, 成都 611731; 2. 电子科技大学 信息与通信工程学院, 成都 611731)

摘 要: 为了降低雷达辐射的信号被敌方无源探测系统侦测的概率, 本文提出了一种相位与频率联合编码的低截获雷达波形设计方法。该方法在线性调频信号的基础上, 利用互补二相码以及混沌序列分别对脉内调制进行相位编码和频率编码。数值仿真实验结果表明: 本文所设计波形在时频域上呈现出伪随机性的特点, 低识别性能得到提高; 该信号在匹配滤波后具有极低的峰值旁瓣电平, 表现出优良的低截获性能; 其三维模糊函数图呈现出理想的“图钉型”, 具有良好的距离、速度分辨力及抗干扰特性。

关键词: 信号与信息处理; 低截获雷达; 射频隐身; 互补码; 混沌序列; 联合编码

中图分类号: TN974 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5497(2025)07-2434-10

DOI: 10.13229/j.cnki.jdxbgxb.20231089

Low probability of interception radar waveform design based on joint coding of complementary phase and discrete chaotic frequency

ZHANG Shun-sheng¹, DU Long¹, WANG Wen-qin²

(1. Research Institute of Electronic Science and Technology, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China; 2. School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: To reduce the probability of radar radiation signals being detected by enemy passive detection systems, this paper proposes a low-intercept radar waveform design method that employs phase and frequency joint coding. The method utilizes complementary two-phase codes and chaotic sequences to encode the phase and frequency within the pulse based on linear frequency modulation signals. Numerical simulation results show that the designed waveform exhibits pseudo-randomness in the time-frequency domain and improves the low-identification performance. The signal has a very low peak side lobe level after pulse compression, which demonstrates excellent low intercept performance. Its three-dimensional ambiguity function graph shows an ideal "peg shape" with good distance and speed resolution and anti-interference characteristics.

Key words: signal and information processing; low-intercept radar; radio-frequency stealth; complementary codes; chaotic sequence; joint coding

收稿日期: 2023-10-11.

基金项目: 国家部委基金项目.

作者简介: 张顺生 (1980-), 男, 研究员, 博士. 研究方向: 雷达信号处理. E-mail: zhangss@uestc.edu.cn

0 引言

无源探测系统凭借单路程测距的优势,其最大侦测距离已远大于一般的雷达系统,现代雷达对于提高射频隐身能力的需求日益增加。射频隐身技术也被称为低截获概率(Low probability of interception, LPI)技术或者有源目标特征减缩技术^[1],该技术是指通过各种手段,使搭载于机载或车载平台的雷达、通信等电子设备的射频信号特征降到最小,造成敌方电子侦察系统不能及时发现和定位辐射源^[2]。

目前,对于射频隐身波形设计的研究主要集中于复合信号波形设计、参数随机化信号波形设计以及基于优化算法的信号波形设计3个方面。针对基于复合信号的射频隐身波形设计,文献[3]提出了一种脉间Costas频率编码、脉内非线性调频的复合信号。然而,该信号具有较高的峰值旁瓣电平(Peak side lobe level, PSL)。文献[4]提出了锯齿形线性调频和伪码调相的复合信号。然而,这种信号容易被敌方无源侦测系统截获。针对基于参数随机化的射频隐身波形设计,文献[5]提出了一种合成类似于噪声信号的方法,但该方法对计算复杂度和硬件具有一定要求。针对基于优化算法的射频隐身波形设计,文献[6]以实现LPI的同时保持雷达检测性能为目标,建立了与优化目标相对应的非凸四次优化问题。文献[7]考虑发射波形和接收波束成形的联合设计,以最大化输出信号与干扰加噪声之比,同时以控制目标区域的发射功率为目标,建立了非凸优化问题。但是,这类基于优化算法的射频隐身波形设计技术存在着难以准确地对问题进行建模以及难以在多项式时间内求得最优解的问题。

针对上述问题,本文提出了一种基于线性调频(Linear frequency modulation, LFM)信号的互补相位与离散混沌频率联合编码的LPI雷达波形设计方法。本文主要贡献如下:①将混沌思想引入波形设计中,增强了波形的LPI性能。量化后的混沌序列被用于频率调制过程,一方面增强了信号的伪随机性,另一方面得益于混沌序列的初值敏感性,信号的捷变能力也得到提升;②将互补码技术运用到LPI波形设计中,有效降低了信号的PSLL。得益于互补码自相关函数的正交特性,通过交替发送由互补码调相的脉冲,并在接收端进行特殊处理,提高了信号的检测、跟踪能力;

③利用频率、相位联合编码技术,在改善雷达LPI性能的同时,探测性能也得到提升。本文所设计波形有效解决了相位编码信号的多普勒敏感问题和LFM信号的距离-多普勒耦合问题,提升了雷达探测性能。

1 互补相位编码

互补码,也称为二元互补序列,最早是由Golay和Erickson提出的一种特别的序列,旨在减少有限长二进制序列的长度^[8,9]。互补码序列包含了2组具有相同长度的序列,分别称为正码序列和补码序列。当2组序列的自相关函数相加时,其旁瓣电平全部归零,同时主瓣峰值电平加倍,因此互补码是一种具有理想自相关函数特性的序列码。

互补二相码是具有以下特性的序列:假定有2组长度为 N 的二相码序列(只包含+1和-1的序列),分别为正码序列 $A=\{a_1, a_2, \dots, a_N\}$ 和补码序列 $B=\{b_1, b_2, \dots, b_N\}$ 。互补码中这2组序列的长度应该满足 $N=2^r 10^s 26^t$,其中 r, s, t 均为非负整数^[10]。正码序列 A 和补码序列 B 的非周期自相关函数分别表示为 R_A 和 R_B ,它们应该满足以下关系:

$$R_A(\tau) + R_B(\tau) = \begin{cases} 2N, & \tau = 0 \\ 0, & \tau \neq 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: τ 为时延单元。此时,正码序列 A 和补码序列 B 组成一个互补二相码组。一组32位的互补二相码对应的自相关函数如图1所示。

从图1中可以看出,正码序列和补码序列的自相关函数在延时为0时幅度一致且达到最大值

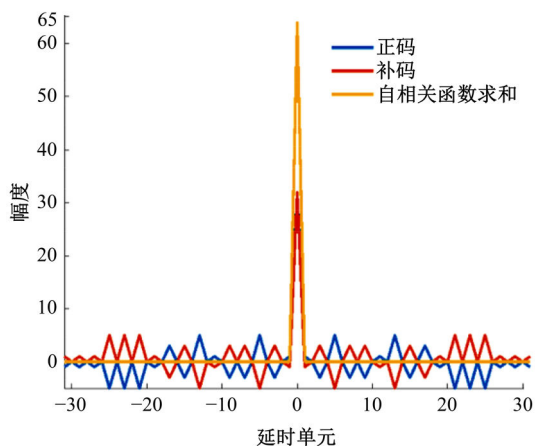


图1 互补码的自相关函数

Fig. 1 Autocorrelation function of complementary codes

N , 在其余旁瓣处的幅度对称。因此, 当正码序列和补码序列的自相关函数相加时, 其旁瓣电平全部变为 0, 而在时延为 0 时幅度加倍, 具有理想的自相关函数电平。

采用互补码调制的脉冲发射模式如图 2 所示, 即交替发送由正码序列 A 和补码序列 B 调制的脉冲。采取这种发射模式的好处在于, 能够利用互补码自相关函数正交的特性来压制回波匹配滤波结果的旁瓣电平。

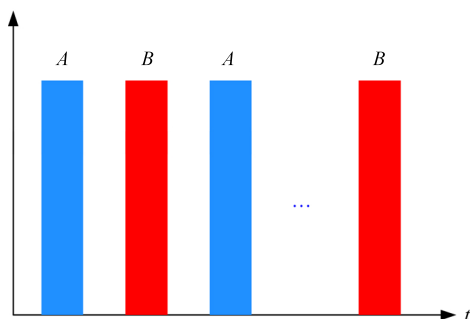


图 2 脉冲交替发射模式

Fig. 2 Alternate pulse transmission mode

2 离散混沌频率编码

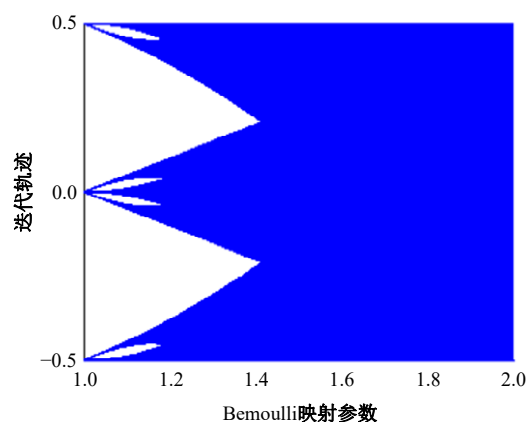
混沌系统是一种具有伪随机性、初值敏感性、遍历性等特点的确定系统, 但对外却表现出无序和混乱的运动^[11]。伪随机性是指混沌系统对外表现的状态具有随机特性, 该特性是由非线性动力学方程所导致的。初值敏感性是指混沌系统中初值即使只有细微的改变, 也会导致混沌系统的状态变得完全不同。这一特性意味着混沌系统具有长期不可预测性, 只有当其初值和用于迭代的参数确定以后, 才能够使得整个混沌系统状态得以确定。遍历性是指混沌系统的轨迹能够遍历其定义域内部全部的状态点。这些特性能够很好地满足雷达对于 LPI、低识别 (Low identification, LI) 以及抗干扰性能的需求, 因此混沌调制目前已经成为一种新的雷达波形调制方式, 得到了各领域学者们的广泛研究^[12]。

本文采用 Bernoulli 混沌映射来生成混沌离散序列, 该映射是一种直线型映射, 其表达式为:

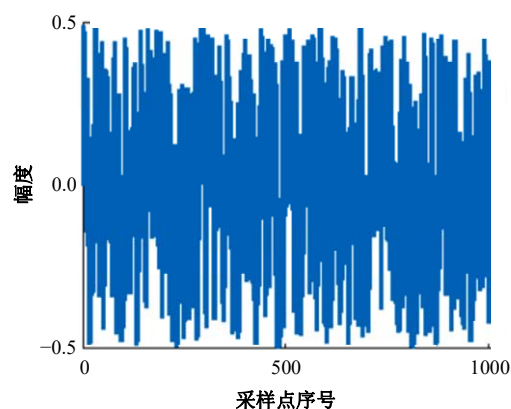
$$x_{n+1} = \begin{cases} ax_n + \frac{1}{2}, & x_n < 0 \\ ax_n - \frac{1}{2}, & x_n \geq 0 \end{cases} \quad (1)$$

$$1.4 < a \leq 2, x_n \in \left[-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right] \quad (2)$$

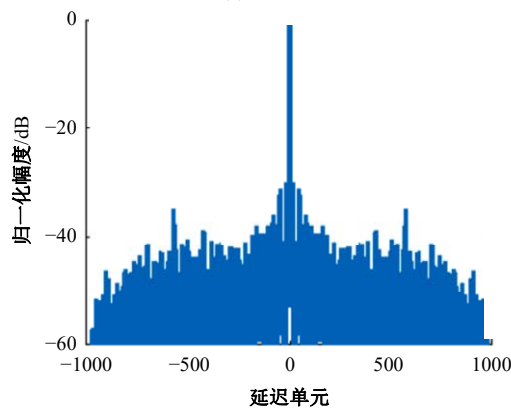
式中: x_n 为第 n 个混沌序列值; a 为 Bernoulli 混沌映射的参数。该混沌映射的分岔图如图 3(a) 所示。从图 3(a) 中可以看出, 当 Bernoulli 映射的参数值 $1 \leq a \leq 1.4$ 时, 其产生的混沌映射的取值只存在于部分状态点中, 不具有遍历性。而当 Bernoulli 映射的参数值 $a > 1.4$ 时, 该映射取值



(a) Bernoulli映射分岔图



(b) 序列波形图



(c) 自相关函数

图 3 Bernoulli映射

Fig. 3 Bernoulli mapping

能够遍历 $[-0.5, 0.5]$ 全部的状态点, 从而具备遍历性。现假定 Bernoulli 映射的参数 $a = 2$, 初始值 $x_0 = -0.005$, 图 3(b) 为利用混沌映射迭代

1 024 次后得到的序列波形图。从图 3(b) 中可以看出, Bernoulli 映射产生的混沌序列在时域上呈现出类似于噪声的伪随机性, 并且其序列值分布在 $[-0.5, 0.5]$ 之间。图 3(c) 为混沌序列对应的归一化自相关函数图, 可以看出混沌序列具备了良好的自相关特性。

为了能够便于工程实现, 本文对所生成的混沌序列进行量化处理。假定由混沌映射生成的混沌序列取值范围为 $[l, h]$, 量化电平数为 N , 采用均匀量化时的量化间隔为:

$$\Delta v = \frac{h-l}{N} \quad (3)$$

量化间隔的端点为:

$$m_i = l + i \times \Delta v, \quad i = 0, 1, \dots, N \quad (4)$$

量化输出电平 d_i 取值为量化间隔的左端点值减去 l 再除以量化间隔, 即:

$$d_i = \frac{m_{i-1} - l}{\Delta v}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

Bernoulli 混沌序列经过量化后便生成 DCFC 码字序列, 记作 $C_{\text{DCFC}} = \{d_1, d_2, \dots\}$ 。

3 LFM-CPC-DCFC 信号

3.1 LFM-CPC-DCFC 信号模型

本文提出的 LFM-CPC-DCFC 信号联合频移键控、相移键控技术对 LFM 信号进行调制。该信号首先将每个脉冲进一步划分为 N 个子脉冲, 在每一个子脉冲中传输 LFM 信号。一个脉冲宽度内的信号时域复包络可以表示为:

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{N\tau_0}} \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t - n\tau_0}{\tau_0}\right) e^{j\pi k(t - n\tau_0)^2} \quad (6)$$

$$0 < t < N\tau_0$$

式中: τ_0 为子脉冲宽度; $k = B/\tau_0$ 为调制系数, 其中 B 为信号带宽; $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形函数, 即:

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1, & \left|\frac{t}{T}\right| \leq \frac{1}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

式中: T 为矩形的宽度。

利用第 2 节中由 Bernoulli 混沌序列生成的 DCFC 码字序列 C_{DCFC} 对式(6)在脉内进行调频, 从而生成线性调频-离散混沌频率编码(Linear frequency modulation-discrete chaos frequency coding, LFM-DCFC)信号, 其复包络的时域表达式为:

$$u_{\text{LFM-DCFC}}(t) = \frac{1}{\sqrt{MN\tau_0}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j\pi k(t - \tau_{m,n})^2 + j2\pi f_{m,n}t) \text{rect}\left(\frac{t - \tau_{m,n}}{\tau_0}\right) \quad (8)$$

式中: M 为脉冲个数; $\tau_{m,n} = n\tau_0 + mT_r$, 其中 T_r 为脉冲重复周期; $f_{m,n} = C_{\text{DCFC}}(m \times N + n) \cdot \Delta f$ 为第 $m+1$ 个脉冲中第 $n+1$ 个子脉冲的编码频率, 其中 $C_{\text{DCFC}}(n)$ 为 DCFC 码字序列中的第 $n+1$ 个元素, Δf 为频率间隔。

在对式(6)的信号进行频率调制的同时, 利用 CPC 码字序列对信号进行相位调制, 最后生成本文提出的 LFM-CPC-DCFC 信号。其复包络的时域表达式为:

$$u_{\text{CPC-DCFC}}(t) = \frac{1}{\sqrt{MN\tau_0}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n} \exp(j\pi k(t - \tau_{m,n})^2 + j2\pi f_{m,n}t) \text{rect}\left(\frac{t - \tau_{m,n}}{\tau_0}\right) \quad (9)$$

式中: $a_{m,n}$ 为第 $m+1$ 个脉冲中第 $n+1$ 个子脉冲的编码相位, 满足以下关系:

$$a_{m,n} = \begin{cases} A(n), & m \text{ 为偶数} \\ B(n), & m \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (10)$$

式中: $A(n)$ 为 CPC 码字序列中的正码序列 A 的第 $n+1$ 个元素; $B(n)$ 为 CPC 码字序列中的补码序列 B 的第 $n+1$ 个元素。

图 4 展示了 LFM-CPC-DCFC 联合编码信号的生成过程。本流程首先需要确定信号的基本参数, 并利用选定好的混沌映射及其初值和参数, 产生混沌序列。其次, 对混沌序列进行量化处理后得到 DCFC 码字序列。再次, 利用互补码的基础码组和构造方法生成指定长度大小的 CPC 码字序列。最后, 利用前面步骤中生成的 DCFC 码字序列和 CPC 码字序列分别对 LFM 信号进行频率调制和相位调制。

3.2 LFM-CPC-DCFC 信号的模糊函数

模糊函数描述的是一个有限持续时间信号通过匹配接收机的响应, 当与相同雷达反射截面积的参考目标进行比较时, 其描述了目标的距离与多普勒频移产生的影响, 是一种用于研究波形分辨力性能的工具^[13]。信号 $u(t)$ 的模糊函数定义为其二维自相关函数的模值, 即:

$$\chi(\tau, f_d) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) u^*(t - \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right| \quad (11)$$

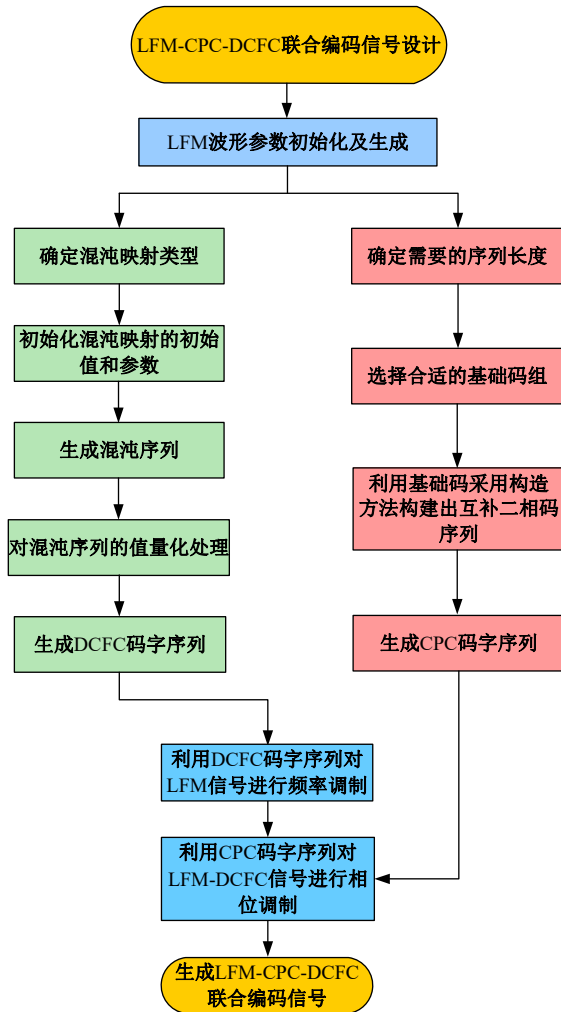


图 4 LFM-CPC-DCFC 信号生成流程图

Fig. 4 LFM-CPC-DCFC signal generation flow chart

式中: τ 为信号的回波时延; f_d 为信号的回波多普勒频率偏移; $|\cdot|$ 为取模运算; $(\cdot)^*$ 为共轭运算。

由于 LFM-CPC-DCFC 信号采用互补码进行相位编码, 因此具有两种不同相位编码的脉冲波形。根据模糊函数的定义可知, 联合编码波形的模糊函数应该由两种不同相位编码的脉冲波形的模糊函数组合而成^[14], 即:

$$\chi_{A,l}(\tau, f_d) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} u_{A,l}(t) u_{A,l}^*(t - \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right| \quad (12)$$

$$l = 1, 2, \dots, L$$

$$\chi_{B,l}(\tau, f_d) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} u_{B,l}(t) u_{B,l}^*(t - \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right| \quad (13)$$

$$l = 1, 2, \dots, L$$

$$\chi_{\text{Comp},l}(\tau, f_d) = \frac{\chi_{A,l}(\tau, f_d) + \chi_{B,l}(\tau, f_d)}{2} \quad (14)$$

式中: $\chi_{\text{Comp},l}(\tau, f_d)$ 为第 l 对脉冲信号的模糊函数; $u_{A,l}(t)$ 和 $u_{B,l}(t)$ 分别为 LFM-CPC-DCFC 信号

第 l 对脉冲组中的正码序列联合编码脉冲和补码序列联合编码脉冲。其复包络的时域表达式为:

$$u_{A,l}(t) = \frac{1}{\sqrt{N\tau_0}} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j2\pi f_{n,l} t} e^{j\pi k(t - n\tau_0)^2} \text{rect}\left(\frac{t - n\tau_0}{\tau_0}\right) \quad (15)$$

$$u_{B,l}(t) = \frac{1}{\sqrt{N\tau_0}} \sum_{n=0}^{N-1} b_n e^{j2\pi f_{n,l} t} e^{j\pi k(t - n\tau_0)^2} \text{rect}\left(\frac{t - n\tau_0}{\tau_0}\right) \quad (16)$$

将式(15)代入式(12)中得:

$$\chi_{A,l}(\tau, f_d) = \left| \frac{1}{N\tau_0} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi f_d t} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j2\pi f_{n,l} t} e^{j\pi k(t - n\tau_0)^2} \text{rect}\left(\frac{t - n\tau_0}{\tau_0}\right) \sum_{m=0}^{N-1} a_m e^{-j2\pi f_{m,l}(t - \tau)} e^{-j\pi k(t - m\tau_0 - \tau)^2} \text{rect}\left(\frac{t - m\tau_0 - \tau}{\tau_0}\right) dt \right| \quad (17)$$

为了简化式(15), 交换积分求和顺序, 并定义:

$$\begin{cases} A_{n,m} = \frac{a_n a_m}{N\tau_0} \\ \phi_{n,m,l}(\tau, f_d) = e^{j2\pi [f_{n,l}(\tau - n\tau_0) + (f_{n,l} + f_d)n\tau_0]} \\ \epsilon_{n,m,l}(f_d) = f_{n,l} - f_{m,l} + f_d \\ \epsilon_{n,m}(\tau) = (m - n)\tau_0 + \tau \end{cases} \quad (18)$$

则联合编码信号的模糊函数可以进一步表示为:

$$\chi_{A,l}(\tau, f_d) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} A_{n,m} \phi_{n,m,l}(\tau, f_d) \chi_{\text{LFM}}(\epsilon_{n,m}(\tau), \epsilon_{n,m,l}(f_d)) \right|, \quad |\tau| < N\tau_0 \quad (19)$$

式中: $\chi_{\text{LFM}}(\tau, f_d)$ 为 LFM 信号的模糊函数, 表示为:

$$\chi_{\text{LFM}}(\tau, f_d) = \begin{cases} e^{j2\pi k \tau^2} \frac{e^{-j\frac{\omega_d}{2}\tau}}{\tau_0} (\tau_0 - |\tau|) \cdot \sin \frac{\omega_d - 2k\pi\tau}{2} (\tau_0 - |\tau|) & |\tau| < \tau_0 \\ \frac{\omega_d - 2k\pi\tau}{2} (\tau_0 - |\tau|) & \\ 0, & |\tau| > \tau_0 \end{cases} \quad (20)$$

式中: $\omega_d = 2\pi f_d$ 。同理, 可得 $\chi_{B,l}(\tau, f_d)$ 的模糊函数表达式。

观察式(19)可知, 联合编码信号的模糊函数由多个在时延、频偏轴移位的 LFM 信号的模糊函数加权组合。由于混沌序列具有伪随机性的特

点,因此LFM-CPC-DCFC信号在每个脉冲中的时频域分布都会有所不同。如果仅仅对一对脉冲信号进行模糊函数分析,将难以准确地评估LFM-CPC-DCFC信号的分辨力特性。考虑到混沌序列具有遍历性的特点,因此,本文利用平均模糊函数来表示信号的模糊函数性能^[15],即:

$$\overline{\chi_{\text{Comp}}(\tau, f_d)} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \chi_{\text{Comp},l}(\tau, f_d),$$

$$L = M/2 \quad (21)$$

4 仿真与分析

为定性分析本文所设计波形的射频隐身性能,采用数值仿真方法对波形从频域分布、时频域分布、匹配滤波结果和模糊函数4个方面进行性能分析。在数值仿真实验中,生成信号的参数设置如表1所示。

表1 信号仿真参数

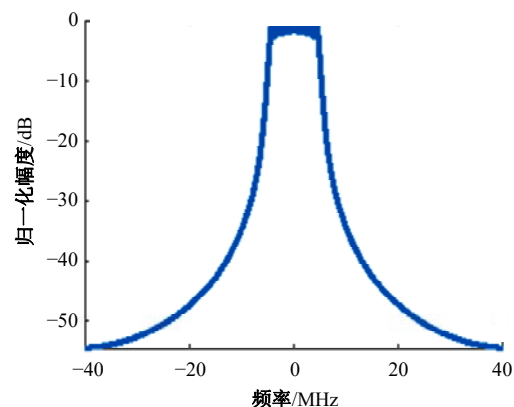
Table 1 Signal simulation parameters

参数	参数值
脉冲重复频率/Hz	2 500
子脉冲宽度/ μs	10
带宽/MHz	10
频率间隔/MHz	1
脉冲个数/个	32
子脉冲个数/个	32
采样率/MHz	84
混沌映射类型	Bernoulli映射
混沌映射初值	-0.096
混沌映射参数	2
混沌序列长度	1 024

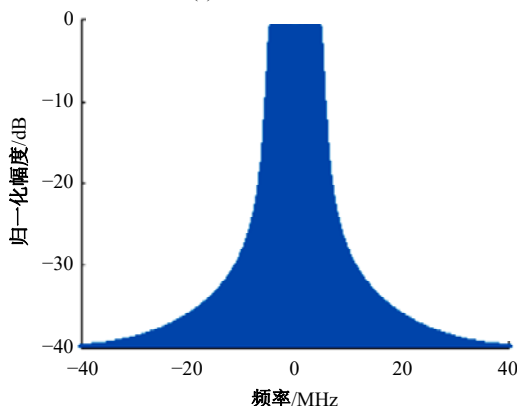
4.1 信号频谱分析

图5分析了LFM信号、线性调频-互补相位编码(Linear frequency modulation-complementary phase coding, LFM-CPC)信号、LFM-CPC-DCFC信号的频谱特性。从图5(b)中可以看出,由于采用了互补码相位调制的原因,LFM-CPC信号相比于图5(a)中的LFM信号产生了许多“毛刺”,增加了其在频域上的复杂性,然而LFM-CPC信号却依然保留了LFM信号的基本形式。图5(c)为LFM-CPC-DCFC联合编码信号的频谱特性,可以看出,在利用DCFC码字序列对LFM-CPC信号进行频率调制后,信号已经完全失去了LFM信号的频谱形状,并且信号带宽也得到了展宽。这意味着当敌方无源探测系统接收到该信号时,难以对其进行长时间的积累,从而会更

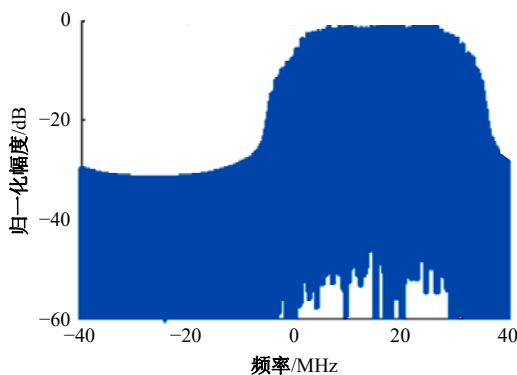
容易将信号识别为噪声,因此提高了雷达信号的LPI性能。



(a) LFM信号的频谱特性



(b) LFM-CPC信号的频谱特性



(c) LFM-CPC-DCFC信号的频谱特性

图5 不同信号的频谱特性

Fig. 5 Spectral characteristics of different signals

4.2 信号时频域分析

现代的电子支援措施(Electronic support measure, ESM)系统除了能够分析截获信号的频谱信息,还能够产生截获信号的时频域分布图^[16]。因此,ESM系统能够很轻易地截获LFM信号及其变体非线性调频(Nonlinear frequency modulation, NLFM)信号,即LPI雷达信号^[5]。研究信号的时频域分布特性也是检验信号LPI性能

的重要方法之一,而短时傅里叶变换(Short-time Fourier transform, STFT)则是一种常用的对信号进行时频域分析的工具。

对 LFM-CPC-DCFC 联合编码信号进行 STFT 得到其时频域特性。由于混沌系统的伪随机性、遍历性,使得由其调频产生的 LFM-CPC-DCFC 信号在三维时频域中呈现出了参差不齐的“山峦”状,如图 6 所示。从图 6 中可以看出,在整个持续时间内,信号都呈现出了复杂且无序的状态,并且其能量很好地分布在整个时频域平面上,这得益于 DCFC 码字序列对信号的调频作用。LFM-CPC-DCFC 有效地增加了信号的复杂度,使得电子侦察系统想要对该信号进行时频域分析变得不切实际。

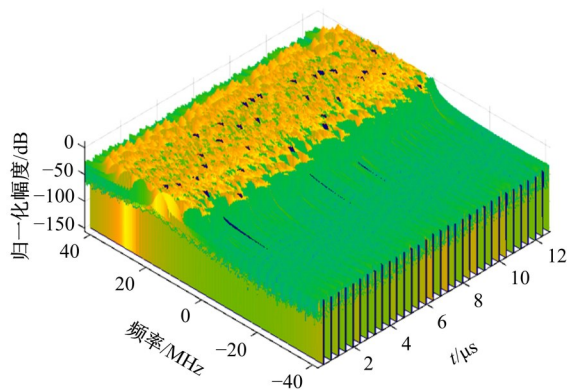


图 6 LFM-CPC-DCFC 信号三维时频域分布图

Fig. 6 3D time-frequency domain distribution of LFM-CPC-DCFC signal

图 7 为 LFM-CPC-DCFC 信号单个脉冲中的时频域分布图,从图 7 中可以清楚地看到, LFM-CPC-DCFC 信号在脉冲内呈现出无规律

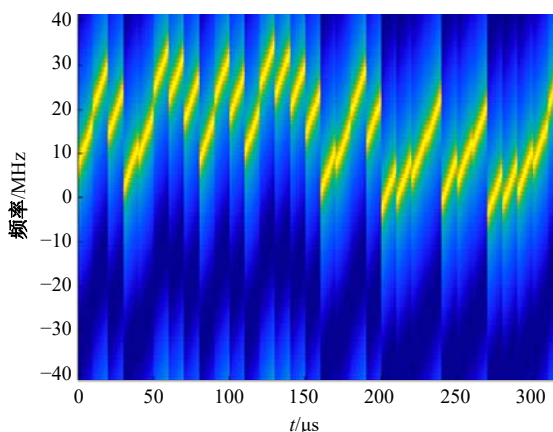


图 7 LFM-CPC-DCFC 信号单个脉冲中的时频域分布图

Fig. 7 Time-frequency domain distribution in a single pulse of LFM-CPC-DCFC signal

的跳频现象,这有效地提升了信号的时宽带宽积和随机性,从而提升了雷达系统的 LPI、LI 性能。因此,可以推断出 ESM 系统是难以从 LFM-CPC-DCFC 联合编码信号中提取信号特征的。

4.3 匹配滤波结果分析

图 8 为 LFM-CPC-DCFC 信号的匹配滤波结果,其具有 -40.75 dB 极低的 PSLR、积分旁瓣电平以及窄的主瓣宽度。因此,本文提出的联合编码信号有效地改善了 LFM 信号的 LPI 性能和探测目标的性能。

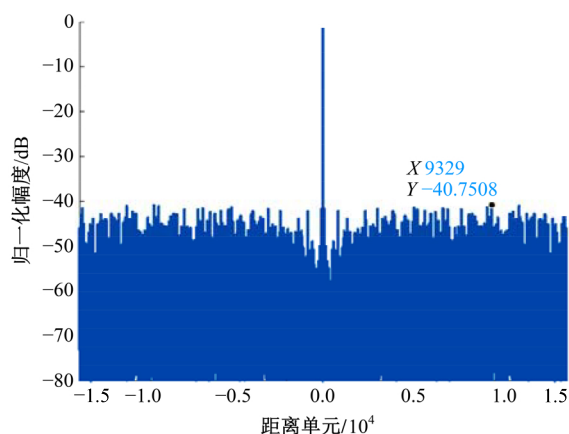


图 8 LFM-CPC-DCFC 信号的匹配滤波结果

Fig. 8 Matched filtering result for LFM-CPC-DCFC signal

4.4 模糊函数分析

现将子脉冲宽度设置为 $0.5 \mu\text{s}$,基带信号带宽设置为 5 MHz ,频率间隔设置为 0.5 MHz ,其余参数保持不变。图 9(b)为 LFM-CPC-DCFC 信号的三维模糊函数图,其模糊函数呈现出具有优良性能的“图钉”形状。相比于如图 9(a)所示的具有“倾斜刀刃形”模糊函数的 LFM 信号,联合编码信号有效地降低了其距离-多普勒耦合程度。图 9(c)、图 9(d)分别为当 $\tau = 0$ 和 $f_d = 0$ 时的模糊函数切面图,从图 9 中可以看出,本文所提出的联合编码信号具有较高的距离和速度分辨力,以及极低的旁瓣电平。这些特性能够提高雷达信号的抗干扰能力和测距、测速的精度,可以更好地检测和定位微弱或远距离目标。

5 低截获性能分析

第 4 节通过仿真实验定性分析了 LFM-CPC-DCFC 信号的性能,本节将通过截获因子、峰值旁瓣比和截获概率来对所设计的联合编码信

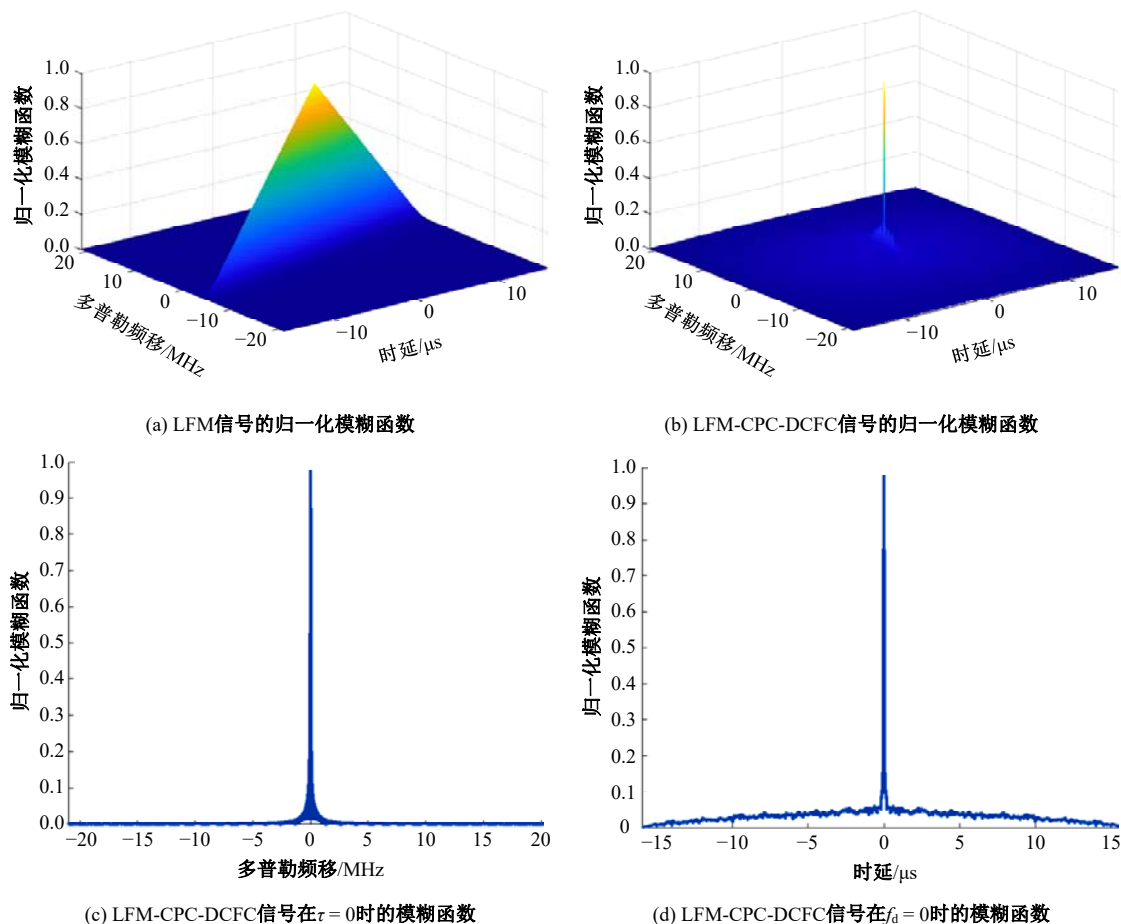


图 9 LFM-CPC-DCFC 信号的模糊函数分析

Fig. 9 Ambiguity function analysis of LFM-CPC-DCFC signal

号的 LPI 性能进行定量分析。

5.1 截获因子

截获因子是由施里海尔 (Schleher) 提出的用于定量分析 LPI 性能的指标^[17], 其定义为:

$$\alpha = \frac{R_l}{R_m} \quad (22)$$

式中: R_l 为截获机最大截获距离; R_m 为雷达的最大探测距离。假定发射信号脉冲宽度为 τ , 脉冲宽度失配系数为 U , 发射信号的带宽为 B , 且己方雷达接收机的带宽和发射信号相匹配, 则由文献 [18] 可得:

$$\alpha \propto \left(\frac{1}{\tau UB} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (23)$$

式 (23) 表示截获因子与信号的时宽带宽积的四次方根成正比, 因此大时宽带宽积信号能够有效地提高雷达的低截获性能。相比于 LFM 信号的时宽带宽积 $\tau_0 B$, 本文提出的 LFM-CPC-DCFC 极大地增加了信号的时宽带宽积 $N\tau_0 (B +$

$(N-1)\Delta f)$ 。特别的, 当 $\Delta f = B$ 时, LFM-CPC-DCFC 信号的时宽带宽积为 LFM 信号的 N^2 倍, 具备更加良好的低截获性能。

表 2 对比了 LFM-CPC-DCFC 信号与其他常用 LPI 信号在相同雷达、截获机参数下的时宽带宽积和截获因子, 其中假定信号的发送时间相同。由表 2 可知, LFM-CPC-DCFC 信号相比于其他 LPI 信号, 具有更大的时宽带宽积和更小的截获因子, 并且其截获因子小于 1, 这意味着该信号具有较强的射频隐身性能。

表 2 截获因子比较

Table 2 Comparison of interception factors

LPI 信号	时宽带宽积/(s·Hz)	截获因子
LFM-CPC-DCFC	8 330	0.82
LFM	2 948	1.06
NLFM	1 766	1.21
LFM-CPC	2 957	1.06
LFM-DCFC	7 860	0.83
文献[1]所设计波形	2 944	1.06
文献[3]所设计波形	4 618	0.95

5.2 峰值旁瓣比

当选择 $u^*(-\tau)$ 作为匹配滤波的参考信号时,其匹配滤波结果的时域表达式为:

$$R_f(\tau)=u(\tau)*u^*(-\tau)=\int_{-\infty}^{+\infty}f(t)f^*(t-\tau)dt \quad (24)$$

由式(24)可知,当式(11)中的 $f_d=0$ 时,其结果即为信号的匹配滤波结果的模值。由于本文提出的 LFM-CPC-DCFC 联合编码波形采用互补码序列对脉内进行调相,因此会产生两种不同相位编码的脉冲波形。这两种不同的相位编码波形在接收端应该统一进行处理,以此才能最大化地利用互补码序列中正交自相关函数的特性。具体来说,首先在接收端将接收到的脉冲进行两两分组,形成多对脉冲组。在脉冲组中,分别用对应的参考波形对正码联合编码脉冲和补码联合编码脉冲进行匹配滤波。最后将 2 个脉冲的匹配滤波结果结合,以此作为 LFM-CPC-DCFC 信号中一对脉冲组的匹配滤波结果,达到压低 PSLL 的目的。同样,根据混沌序列的遍历性,本文采用对各个脉冲组的匹配滤波结果相加取平均的方法来分析信号的匹配滤波结果^[15]。

传统雷达需要对反射面相差很大的许多目标进行探测,较高的旁瓣会干扰或者掩盖信号的反射回波,不利于雷达的探测^[13]。因此,表 3 将 LFM-CPC-DCFC 信号与几种 LPI 信号匹配滤波之后的 PSLL 以及积分旁瓣电平进行了对比。由表 3 可知,LFM 信号 PSLL 较高为 -13.29 dB 的,不利于对微弱目标的检测。LFM-DCFC 信号相比于 LFM 信号其匹配滤波结果的 PSLL 下降了约 13 dB,这得益于 DCFC 码字序列的伪随

表 3 匹配滤波结果比较

Table 3 Comparison of matched filtering results		
LPI 信号	PSLL/dB	积分旁瓣电平/dB
LFM-CPC-DCFC	-40.75	-49.85
LFM	-13.29	-33.28
NLFM	-26.90	-43.22
LFM-CPC	-13.41	-41.40
LFM-DCFC	-26.40	-34.43
文献[1]所设计波形	-23.06	-35.18
文献[3]所设计波形	-28.32	-38.96

机性,增加了码字之间的正交性。本文提出的 LFM-CPC-DCFC 信号在 LFM-DCFC 信号的基础上,利用 CPC 码字序列对脉冲进行相位编码,得益于 CPC 码字序列具有正交的自相关函数特性以及特殊的信号处理方式,其匹配滤波结果的

PSLL 进一步降到了 -40.75 dB,这有利于提高信号对微弱目标的检测能力。

5.3 截获概率

图 10 反映了不同信号被截获机截获的概率随己方雷达发射机功率的变化情况。从图 10 中可以看出,LFM-CPC-DCFC 信号相比于其他 LPI 信号在不同发射功率下都具有更低的截获概率,不易被敌方截获机侦测到,因此拥有更加优良的低截获性能。

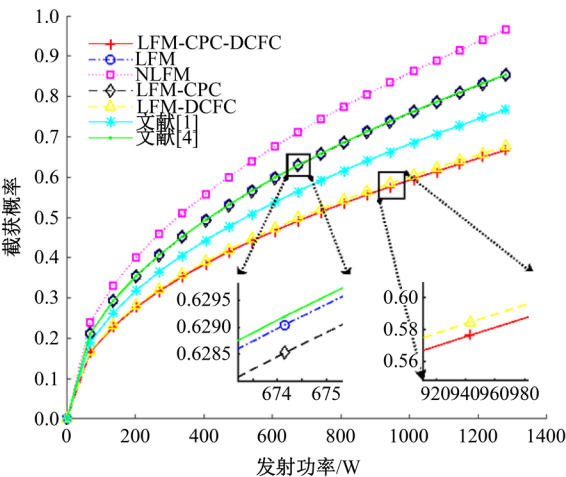


图 10 截获概率随发射功率的变化

Fig. 10 Intercept probability versus transmit power

6 结束语

为提升雷达辐射信号的射频隐身性能,本文提出了一种利用具有正交自相关函数特性的互补码序列以及具有伪随机性、初值敏感性、遍历性的混沌序列,分别对脉内进行相位和频率联合编码调制的波形生成方法。所生成的信号经数值仿真实验表明,其在频域上具有大带宽和类似于噪声的频谱;在时频域分布无序且随机,使得侦察接收机难以截获并分析出其信号特性;所生成信号在匹配滤波后具有极低的 PSLL 以及“图钉型”的模糊函数,表明了信号具有良好的探测性能和较高的距离、速度分辨力,有效改善了 LFM 信号存在的较高 PSLL 和距离-多普勒耦合的问题。因此,本文提出的联合编码信号是一种具有良好射频隐身性能的信号,能够满足现代雷达对于 LPI、LI、抗干扰性能的要求。本文所设计的联合编码波形可能会增加雷达系统对于硬件的要求,且在现实场景中的 LPI 性能没有通过实测数据验证。因此,上述问题有待于进一步研究。

参考文献:

- [1] 路晴辉. 机载认知雷达射频隐身波形设计及处理方法[D]. 成都: 电子科技大学信息与通信工程学院, 2022.
Lu Qing-hui. Radio frequency stealth waveform design and processing method for airborne cognitive radar[D]. Chengdu: School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, 2022.
- [2] 贾金伟, 刘利民, 韩壮志, 等. 射频隐身雷达波形设计技术研究综述[J]. 电光与控制, 2022, 29(8): 57-64, 78.
Jia Jin-wei, Liu Li-min, Han Zhuang-zhi, et al. A survey on waveform design technology of RF stealth radar[J]. Electronics Optics & Control, 2022, 29(8): 57-64, 78.
- [3] 付银娟, 李勇, 徐丽琴, 等. NLFM-Costas 射频隐身雷达信号设计及分析[J]. 吉林大学学报: 工学版, 2019, 49(3): 994-999.
Fu Yin-juan, Li Yong, Xu Li-qin, et al. Design and analysis of NLFM-Costas RF stealth radar signal[J]. Journal of Jilin University(Engineering and Technology Edition), 2019, 49(3): 994-999.
- [4] 潘玮. LPI雷达信号波形设计与分析[D]. 郑州: 解放军信息工程大学信息工程学院, 2012.
Pan Wei. Design and analysis on signal waveform for LPI radar[D]. Zhengzhou: School of Information Engineering, PLA Information Engineering University, 2012.
- [5] Savci K, Galati G, Pavan G. Low-PAPR waveforms with shaped spectrum for enhanced low probability of intercept noise radars[J]. Remote Sensing, 2021, 13(12): No. 2372.
- [6] Liu X Y, Zhang T X, Yu X X, et al. LPI waveform design for radar system against cyclostationary analysis intercept processing[J]. Signal Processing, 2022, 201: No. 108681.
- [7] Gong P C, Zhang Z Y, Wu Y T, et al. Joint design of transmit waveform and receive beamforming for LPI FDA-MIMO radar[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2022, 29: 1938-1942.
- [8] Golay M. Complementary series[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1961, 7(2): 82-87.
- [9] Sivaswamy R. Multiphase complementary codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1978, 24(5): 546-552.
- [10] Song Y X, Wang Y, Xie J Y, et al. Ultra-low side-lobe waveforms design for LPI radar based on joint complementary phase-coding and optimized discrete frequency-coding[J]. Remote Sensing, 2022, 14(11): No. 2592.
- [11] Wang Z, Ahmadi A, Tian H G, et al. Lower-dimensional simple chaotic systems with spectacular features[J]. Chaos, Solitons & Fractals, 2023, 169: No. 113299.
- [12] 杨启伦. 混沌噪声雷达信号模型及其应用研究[D]. 北京: 中国科学院研究生院(空间科学与应用研究中心), 2015.
Yang Qi-lun. Study on signal model for chaotic noise radar and its application[D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences(Center for Space Science and Applied Research), 2015.
- [13] 丁鹭飞, 耿富录, 陈建春. 雷达原理[M]. 4版. 北京: 电子工业出版社, 2009: 478, 497-498.
- [14] Jia J W, Liu L M, Liang Y Y, et al. Chaotic mapping-based anti-sorting radio frequency stealth signals and compressed sensing-based echo signal processing technology[J]. Entropy, 2022, 24(11): No. 1559.
- [15] 吴华, 史忠亚, 沈文迪, 等. 基于混沌理论的低截获概率雷达波形设计[J]. 计算机工程与应用, 2017, 53(11): 241-244.
Wu Hua, Shi Zhong-ya, Shen Wen-di, et al. Design of LPI radar waveform based on chaos theory[J]. Computer Engineering and Applications, 2017, 53(11): 241-244.
- [16] Faundez-Zanuy M. On the vulnerability of biometric security systems[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2004, 19(6): 3-8.
- [17] Schleher D C. Low probability of intercept radar[C]// IEEE International Radar Conference, New York, USA, 1985: 346-349.
- [18] 张文恒. 低截获概率雷达技术研究[D]. 成都: 电子科技大学信息与通信工程学院, 2013: 10.
Zhang Wen-heng. Research on the low probability of intercept radar technology[D]. Chengdu: School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, 2013: 10.