

基于循环谱的隐蔽通信性能分析

燕贺云, 蒯小燕

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 成都 611731)

摘要: 研究了基于扩频技术的隐蔽通信波形设计, 采用大信号掩盖技术和跳码扩频技术, 其中大信号和隐蔽信号分别以直接序列扩频 (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) 和随机跳码扩频方式产生。对 DSSS 信号和随机跳码扩频信号的二阶循环平稳特性进行了理论分析, 并通过仿真证明了循环平稳特性可用于隐蔽通信波形循环谱分析。首先, 理论分析揭示 DSSS 信号的循环谱在与数据符号速率和码片速率相关的循环频率上, 具有由信号的循环平稳性所产生的一系列特征峰值; 然而, 在随机跳码直扩信号中, 扩频码带来的循环平稳性被破坏, 导致其循环谱仅在与码片速率相关的循环频率上存在特征峰值; 最后, 利用循环平稳特性, 结合判决门限进行隐蔽信号检测的仿真和分析。

关键词: 隐蔽通信; 循环谱分析; 信号检测

中图分类号: TN918

文献标志码: A

文章编号: 2096-4080 (2023) 03-0027-08

Performance Analysis of Covert Communication Based on Cyclic Spectrum

YAN Heyun, KUAI Xiaoyan

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communication of UESTC, Chengdu 611731, China)

Abstract: In this paper, based on the covert communication waveform of spread spectrum technology, the second-order cyclostationarity properties of direct sequence spread spectrum (DSSS) signal and random code hopping direct spread signal are theoretically analyzed respectively, and the cyclic spectrum simulation proves that these properties that can be used to analyze the cyclic spectrum characteristics of spread spectrum covert communication waveform. Firstly, the theoretical analysis shows that the cyclic spectrum of DSSS signal has a series of peaks generated by the cyclostationarity of the signal at the cyclic frequency related to data symbol rate and chip rate; However, the cyclostationarity caused by the spread spectrum code is disrupted in the random code hopping direct spreading signal, its cyclic spectrum only has the peak value at the cyclic frequency related to chip rate. Finally, the simulation results and analysis of covert signal detection using cyclic spectrum combined with decision threshold are given.

Key words: Covert communication; Cycle spectrum analysis; Signal detection

0 引言

随着电磁信号监听技术的快速发展, 无线通

信信号的隐蔽性和抗截获性能已经成为波形设计的关注重点之一。而综合扩展频谱技术广泛应用于各类抗截获通信系统, 可以为航天领域提供时

收稿日期: 2022-09-01; 修订日期: 2023-04-21

基金项目: 四川省自然科学基金 (2022NSFSC0939); 中央高校基础研究项目 (ZYGX2020J031)

作者简介: 燕贺云 (1993-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为隐蔽通信。E-mail: 202121220311@std.uestc.edu.cn

通信作者简介: 蒯小燕 (1989-), 女, 博士, 副教授, 主要研究方向为抗干扰通信。E-mail: xy_kuai@uestc.edu.cn

域、频域和码域的多域隐蔽通信能力，成为当下隐蔽通信技术的主流之一。常见的基于合作扩频技术的抗截获方法有：跳时（Time Hopping, TH）技术、短时突发技术^[1]、直接序列扩频（Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS）技术、跳频（Frequency Hopping, FH）技术、跳码扩频技术^[2]和混沌序列^[3]等。然而，随着隐蔽通信技术的发展，以信号非合作检测为基础的各类被动侦收技术也在不断发展，出现许多性能优良的检测算法，比如一种基于随机信号循环平稳特征的循环谱分析。

循环平稳理论不再受限于传统随机信号分析的随机平稳特性，而是将其延伸为随机或周期平稳性。1998年，Gardner^[4]最先正式提出了应用于信号处理循环谱理论。1992年，Gardner等^[5]指出循环谱具有有效抑制噪声和干扰的性质，可用循环谱对强噪声背景下的信号或被严重干扰的信号进行检测分析和特征参数估计。1994年，Gardner^[6]基于随机信号系统地阐述了循环平稳性的相关内容，为后续循环平稳检测与估计的发展奠定了基础。Roberts^[7]分析了几种常见的循环谱高效实现的方法：FAM算法^[8]、SSCA算法和FSM算法^[9]，同时对它们的并行实现结构和算法优劣展开了研究。

循环谱的相关理论和算法可应用于信号检测和估计，文献[10-12]准确估计直接序列扩频信号的码片速率，可以在低信噪比的恶劣监测环境下对直接序列扩频信号进行参数估计。除扩频信号检测与估计之外，循环谱的相关算法常用于各类其他单载波和多载波通信系统的参数估计之中^[13-15]，其对以OFDM技术为基础的多载波系统也有良好的检测和估计性能。除此之外，也逐渐被应用到多用户波束形成与信道均衡^[16]、系统同步辅助^[17]、频谱感知与认知无线电^[18]，甚至延伸到了雷达信号处理领域^[19]。

尽管循环谱理论已在很多领域得到较好的应用^[10-19]，但对基于循环谱理论的隐蔽通信性能分析还较少。为填补基于综合扩频的隐蔽通信在循环谱平稳特性理论分析与仿真性能之间的研究空白，本文主要基于扩频隐蔽通信波形，分别研究了DSSS信号和随机跳码扩频信号的二阶循环平稳特征，对两者信号的循环谱函数进行了理论推导和参数特征分析，并通过FAM算法仿真进行了验证。二者的结果均表明DSSS信号在符号速率和码

片速率倍数的循环频率位置上具有循环平稳性，而随机跳码扩频信号仅在码片速率倍数的循环频率位置上具有循环平稳性。仿真结果与理论分析基本一致。最后，分析了采用判决门限对隐蔽信号进行循环谱检测的仿真结果。

1 隐蔽波形设计

为了有效地应对各类非合作信号截获技术，本文研究了隐蔽通信波形设计方法，采用大信号掩盖技术和跳码扩频技术，其中大信号的“大”是指具有强功率直扩星座映射特征，该信号由直接序列扩频方式产生，将隐蔽信号与大信号叠加获得输出的隐蔽通信波形。如图1所示，将采用跳码扩频的非平稳隐蔽信号寄生于采用传统直扩（Direct Spread, DS）、特征明显的平稳大信号上。具体地，由非平稳扩频码发生器产生扩频码，隐蔽信号参数信息控制跳码扩频，将隐蔽信号数据信息通过跳码扩频，再经过低功率直扩星座映射获得隐蔽信号；考虑联合设计，直接利用大信号上所承载的数据信息作为隐蔽信号的跳码控制序列，从而将隐蔽信号的参数信息隐藏于大信号的常规业务数据中，该数据经过直接序列扩频后，采用强功率直扩星座映射产生大信号。特别地，大信号和隐蔽信号的设计目标和思路存在不同：在设计大信号时，须要考虑其作为隐蔽信号的控制序列传输波形，所以其核心要求是近似最优的解调误码性能和较为显著的平稳特征（具有一定的辅助同步保持的能力）；而隐蔽信号在设计时，则优先考虑隐蔽性，采用多域联合的非平稳处理方式。

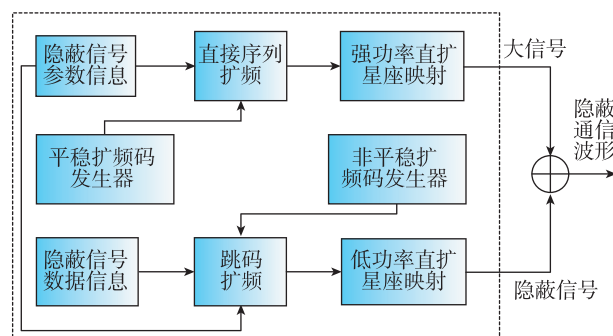


图1 隐蔽通信波形生成流程图

Fig. 1 The flow chart of covert communication waveform generation

由上述方法生成的隐蔽通信波形的基带信号可以建模如下

$$A_{bb}(t) = [\sqrt{P_1}s(t) + \sqrt{P_2}x(t)] \quad (1)$$

式中, $s(t)$ 和 $x(t)$ 分别为隐蔽信号和 DSSS 信号的基带时域函数, P_1 和 P_2 分别为隐蔽信号 (随机跳码扩频信号) 和 DSSS 信号的合并功率, 隐蔽信号和 DSSS 信号均采用二进制相移键控 (Binary Phase Shift Keying, BPSK) 调制。

2 随机跳码扩频信号循环谱

对于隐蔽信息传输的随机跳码扩频信号而言, 由于跳码直扩的扩频码在有限数目的数据符号内不重复, 因此由扩频码引起的循环平稳特征会被破坏, 所以在推导其循环谱的过程中, 其信号建模与以码片速率为符号速率的 BPSK 调制信号并无差异^[20]。因此, 其信号可以进行如下表示

$$r_1(t) = y_1(t) + n(t) = s(t) \cdot p(t) + n(t)$$

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a(nT_{sym}) \cdot q(t - nT_{sym} - t_0) \quad (2)$$

$$p(t) = \cos(2\pi f_0 t + \theta), y_1(t) = s(t) \cdot p(t)$$

式中, $r_1(t)$ 为接收信号, $y_1(t)$ 为发送信号, $s(t)$ 为随机跳码扩频的等效基带信号, $p(t)$ 为载波部分, $n(t)$ 为加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN), $a(nT_{sym})$ 为基带脉冲序列, t_0 为信号的起始时间, T_{sym} 为与码片速率相等的等效符号速率, f_0 为载波频率, θ 为初始相位, $q(t)$ 为扩频信号的成型滤波时域函数, 采用根升余弦滤波器的时域函数。

由成型滤波器的基本原理可得, 等效基带信号 $s(t)$ 可被表示为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a(nT_{sym}) \cdot q(t - nT_{sym} - t_0)$$

$$= q(t - t_0) \otimes \sum_n a(t) \cdot \delta(t - nT_{sym}) \quad (3)$$

式中 \otimes 为线性卷积。

根据文献 [2] 给出的循环谱离散化和理想抽样的性质, 可得基带脉冲序列 $a(nT_{sym})$ 的循环谱和 $a(t)$ 以周期 T_{sym} 理想抽样后循环谱分别为

$$\tilde{S}_a^\alpha(f) = \frac{1}{T_{sym}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_a^{\alpha+m/T_{sym}} \left(f - \frac{m}{2T_{sym}} - \frac{n}{T_{sym}} \right)$$

$$\tilde{S}_a^\alpha(f) = \frac{1}{T_{sym}^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_a^{\alpha+m/T_{sym}} \left(f - \frac{m}{2T_{sym}} - \frac{n}{T_{sym}} \right),$$

$$m, n \in \mathbf{Z} \quad (4)$$

式中 \mathbf{Z} 为整数集合。

而对于与随机跳码基带码片等效的先验等概率双极性的基带符号序列 $a(n)$ 而言, 可知其循环

谱为

$$\tilde{S}_a^\alpha(f) = \begin{cases} 1, & \alpha = m/T_{sym} \\ 0, & \alpha \neq m/T_{sym} \end{cases} \quad (5)$$

利用随机信号通过线性时不变 (Linear Time-Invariant, LTI) 系统后的循环谱的性质^[2], 等效基带信号的循环谱可以展开为

$$S_s^\alpha(f) = \frac{1}{T_{sym}} \cdot Q(f + \alpha/2) \cdot Q^*(f - \alpha/2) \cdot e^{-j2\pi\alpha t_0} \cdot \tilde{S}_a^\alpha(f) \quad (6)$$

式中 $Q(f)$ 为 $q(t)$ 的傅里叶变换。

由于载波分量 $p(t)$ 本身为周期函数, 所以可直接利用循环自相关函数和循环谱的定义与傅里叶级数的关系, 可得其循环谱为

$$S_p^\alpha(f) = \begin{cases} \frac{1}{4} e^{\pm j2\theta} \delta(f) & \alpha = \pm 2f_0 \\ \frac{1}{4} [\delta(f + f_0) + \delta(f - f_0)] & \alpha = 0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

根据随机信号相乘所得循环谱的性质, 可得 $y_1(t)$ 的循环谱为

$$S_{y_1}^\alpha(f) = \sum_{\beta} S_p^\beta(f) \otimes S_s^{\alpha-\beta}(f)$$

$$= \frac{1}{4} [S_s^\alpha(f + f_0) + S_s^\alpha(f - f_0) + e^{j2\theta} S_s^{\alpha-2f_0}(f) + e^{-j2\theta} S_s^{\alpha+2f_0}(f)] \quad (8)$$

通过上式可知, 乘载波在循环谱上仅有频谱搬移的作用, 与在传统频域上类似; 不同之处在于, 其不仅将基带循环谱沿频率轴搬移到了 $\pm f_0$ 的位置, 还沿循环频率轴搬移到了 $\pm 2f_0$ 的位置。

将式 (4) 代入式 (6) 可得

$$S_{y_1}^\alpha(f) = \frac{1}{4T_{sym}} \left\{ \begin{array}{l} Q(f + f_0 + \alpha/2) Q^*(f + f_0 - \alpha/2) \\ \tilde{S}_a^\alpha(f + f_0) \cdot e^{-j2\pi\alpha t_0} + Q(f - f_0 + \alpha/2) \\ Q^*(f - f_0 - \alpha/2) \tilde{S}_a^\alpha(f - f_0) \cdot e^{-j2\pi\alpha t_0} + \\ Q(f + f_0 + \alpha/2) Q^*(f - f_0 - \alpha/2) \\ \tilde{S}_a^{\alpha+2f_0}(f) \cdot e^{-j[2\pi(\alpha+2f_0)t_0+2\theta]} + Q(f - f_0 + \alpha/2) \\ Q^*(f + f_0 - \alpha/2) \tilde{S}_a^{\alpha-2f_0}(f) \cdot e^{-j[2\pi(\alpha-2f_0)t_0-2\theta]} \end{array} \right\} \quad (9)$$

而对于理想的 AWGN 而言, 当且仅当 $\alpha = 0$ 时, 其循环谱不为零, 因此随机跳码扩频信号的等效循环谱可以近似表示为

$$S_{r_1}^\alpha(f) = \begin{cases} S_{y_1}^\alpha(f) + S_n^\alpha(f), & \alpha = 0 \\ S_{y_1}^\alpha(f), & \alpha \neq 0 \end{cases}$$

$$S_n^a(f) = \begin{cases} N_0/2, & \alpha = 0 \\ 0, & \alpha \neq 0 \end{cases} \quad (10)$$

式中, N_0 为 AWGN 噪声的单边带功率谱密度。

综上所述, 由式 (8) 可知, 随机跳码扩频信号的循环谱会在 $f = 0$, $\alpha = \pm 2f_0$ 处和 $\alpha = 0$, $f = \pm f_0$ 处存在 4 个主峰, 并且在 $f = 0$, $\alpha = \pm 2f_0 + m/T_{sym}$ 处和 $f = \pm f_0$, $\alpha = m/T_s$ 处存在一系列的次峰。

3 DSSS 信号循环谱

从上一直到而对于大信号的 DSSS 信号, 没有使用跳码操作, 可以将其接收信号建模为

$$\begin{aligned} r_2(t) &= y_2(t) + n(t) = x(t) \cdot p(t) + n(t) \\ x(t) &= \{v(t) \otimes q_2(t - t_0)\} \\ y_2(t) &= x(t) \cdot p(t) \end{aligned} \quad (11)$$

式中, $r_2(t)$ 为接收的 DSSS 信号, $y_2(t)$ 为发送的 DSSS 信号, $x(t)$ 为 DSSS 基带信号, $q_2(t)$ 为扩频信号的成型滤波时域函数, 同样使用根升余弦滤波器的时域函数。

$$v(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a(k) d(t - kT_b) \quad (12)$$

式中, $\{a(k)\}_{k \in \mathbf{Z}}$ 为独立同分布数据符号序列(双极性序列), T_b 为数据符号周期, $d(t)$ 为直接序列扩频信号, 定义为

$$d(t) \triangleq \sum_{l=0}^{N_c-1} c(l) q_1(t - lT_c) \quad (13)$$

式中, \triangleq 符号为定义的意思, $\{c(l)\}_{l=0}^{N_c-1}$ 为长度为 N_c 扩频序列, $T_c = 1/f_c$ 是码片周期, 即 $T_b = N_c T_c$ 。 $q_1(t)$ 为码片成型滤波函数。通常, 令 $q_1(t)$ 为矩形成型滤波器的时域函数, 即 $q_1(t) = \text{rect}(t/T_c)$ 。

通过利用随机信号通过 LTI 系统后的循环谱的性质^[2], DSSS 基带信号的循环谱可以展开为

$$\begin{aligned} S_x^a(f) &= Q_2 \left(f + \frac{\alpha}{2} \right) \cdot \\ &Q_2^* \left(f - \frac{\alpha}{2} \right) \cdot e^{-j2\pi\alpha t_0} \cdot S_v^a(f) \end{aligned} \quad (14)$$

式中, α 为循环谱中的循环频率, $Q_2(f)$ 为 $q_2(t)$ 的傅里叶变换, $S_x^a(f)$ 和 $S_v^a(f)$ 分别为 $x(t)$ 和 $v(t)$ 的循环谱。

而根据傅里叶变换和循环谱的相关公式和性质推导可知^[2,21], $S_v^a(f)$ 的表达式如下

$$S_v^a(f) = \frac{1}{T_b} \cdot \delta_{(aT_0) \bmod 1} \cdot Q_1 \left(f + \frac{\alpha}{2} \right) \cdot$$

$$\begin{aligned} &Q_1^* \left(f - \frac{\alpha}{2} \right) \cdot \Gamma_c^{\bar{a}}(\nu) \Big|_{\bar{a}=aT_c, \nu=fT_c} \\ &= \frac{1}{T_b} \cdot \delta_{(aT_0) \bmod 1} \cdot Q_1 \left(f + \frac{\alpha}{2} \right) \cdot \\ &Q_1^* \left(f - \frac{\alpha}{2} \right) \cdot \Gamma_c^{aT_c}(fT_c) \end{aligned} \quad (15)$$

式中, δ_p 为克罗内克 δ 函数, $a \bmod b$ 为 a/b 的余数。 $\delta_{(aT_0) \bmod 1}$ 意为: 当 aT_b 为整数时, $\delta_{(aT_b) \bmod 1} = 1$; 而在其他情况下, $\delta_{(aT_b) \bmod 1} = 0$ 。 $Q_1(f)$ 为 $q_1(t)$ 的傅里叶变换。 $\Gamma_c^{aT_c}(fT_c)$ 是一个与扩频码相关的循环谱函数, 可以写为

$$\Gamma_c^{\bar{a}}(\nu) \triangleq C \left(\nu + \frac{\bar{a}}{2} \right) C^* \left(\nu - \frac{\bar{a}}{2} \right) \quad (16)$$

其中, $C(\nu) \triangleq \sum_{l=0}^{N_c-1} c(l) e^{-j2\pi\nu l}$ 。

根据文献 [2] 中给出的循环谱离散化的性质, 从式 (14) ~ (16), 可得 $x(t)$ 的离散循环谱为

$$\begin{aligned} \tilde{S}_x^a(\nu) &= \frac{1}{T_s} \cdot \sum_{q,p} S_x^{a-\frac{q}{T_s}} \left(f - \frac{p}{T_s} \right) \Big|_{f=vf_s, a=\bar{a}f_s} \\ &= \frac{1}{T_b T_s} \cdot \sum_{q,p} \left\{ \delta \left[\left(\frac{\bar{a}}{T_s} - \frac{q}{T_s} \right) T_b \right] \bmod 1 \cdot \right. \\ &\quad \left. \Psi \cdot \Omega \cdot e^{-j2\pi \left(\frac{\bar{a}}{T_s} - \frac{q}{T_s} \right) t_0} \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Psi &\triangleq Q_1 \left(\frac{2\nu - 2p + \bar{a} - q}{2T_s} \right) \cdot Q_1^* \left(\frac{2\nu - 2p - \bar{a} + q}{2T_s} \right) \cdot \\ &Q_2 \left(\frac{2\nu - 2p + \bar{a} - q}{2T_s} \right) \cdot Q_2^* \left(\frac{2\nu - 2p - \bar{a} + q}{2T_s} \right) \\ &\Omega \triangleq \Gamma_c^{\left(\frac{\bar{a}}{T_s} - \frac{q}{T_s} \right) T_c} \left[\left(\frac{\nu - p}{T_s} \right) T_c \right] \end{aligned} \quad (17)$$

式中, T_s 为采样间隔, f_s 为采样频率, $f_s \cdot T_s = 1$; \bar{a} 为离散化循环频率 ($\bar{a} = \alpha/f_s$), ν 为离散化频率 ($\nu = f/f_s$)。由上式可知, $x(t)$ 的离散循环谱主要受 3 部分影响, 其一是数据符号速率相关的克罗内克 δ 函数, 其二是码片和信号成型滤波器的离散循环谱相关的 Ψ 部分, 最后是扩频码的离散循环谱相关的 Ω 部分。

根据克罗内克 δ 函数的性质和上式可知, 直接短码扩频基带信号的循环谱将在 $\bar{a} = q + \frac{iT_s}{T_b} i$, $q \in \mathbf{Z}$ 处, 即 $\alpha = qf_s + if_b i$, $q \in \mathbf{Z}$ 处存在峰值, 如果考虑在循环谱域 $\alpha \in [-f_s, f_s]$, 能够观察到以信号的数据符号频率 f_b 为周期的幅度峰值现象。

同时, 考虑到 $\Gamma_c^{\left(\frac{\bar{a}}{T_s} - \frac{q}{T_s} \right) T_c} \left[\left(\frac{\nu - p}{T_s} \right) T_c \right]$ 函数对

p, q 求全累和的情况, 为了便于分析, 可以先不考虑滤波器和相位分量的整体影响, 对下式部分进行分析。

$$\begin{aligned} \Lambda &= \frac{1}{T_b T_s} \cdot \sum_{q,p} \left\{ \delta \left[\left(\frac{a}{T_s} - \frac{q}{T_s} \right) T_0 \right]_{\text{mod}1} \cdot \Omega \right\} \\ &= \frac{1}{T_b T_s} \cdot \sum_{q,p} \left\{ \Gamma_{\frac{N_c}{T_s}}^i \left[\left(\frac{v-p}{T_s} \right) T_c \right] \right\} \\ &= \frac{1}{T_b T_s} \cdot \sum_p \left\{ \left[\sum_{l_1=0}^{N_c-1} c(l_1) \cdot e^{-j2\pi \left(\frac{v-p}{T_s} \right) T_c l_1} \right] \cdot \right. \\ &\quad \left. \left[\sum_{l_2=0}^{N_c-1} c(l_2) \cdot e^{-j2\pi \left(\frac{v-p}{T_s} - \frac{i}{N_c} \right) T_c l_2} \right]^* \right\} \quad (18) \end{aligned}$$

根据离散傅里叶变换的性质可得

$$\Lambda = \frac{1}{T_b T_s} \cdot (\mathbf{c}_i^H \cdot \mathbf{DFT}^H \cdot \mathbf{DFT} \cdot \mathbf{c}) \quad (19)$$

式中, \mathbf{DFT} 为离散傅里叶变换矩阵, \mathbf{c} 为由扩频序列组成的长度为 N_c 的列矢量, \mathbf{c}_i 是列矢量经过 i 位的循环移位的结果。因此, 根据扩频序列的自相关性质可得

当 $i = kN_c, k \in \mathbf{Z}$, 即 $\alpha = qf_s + kf_c, k, q \in \mathbf{Z}$ 时, $|\Lambda| = \frac{N_c^2}{T_b T_s}$ 出现幅度峰值; 而在其他情况

下, 可以近似表示为 $|\Lambda| = \frac{N_c \cdot \text{aver}_{\text{corr}}[c(l)]}{T_b T_s}$, 其中, $\text{aver}_{\text{corr}}[c(l)]$ 为扩频序列的非对齐自相关均值。

DSSS 信号的载波部分和 AWGN 噪声对循环谱的影响与上一节相同, 即

$$\begin{aligned} S_{y_2}^{\tilde{\alpha}}(v) &= \frac{1}{4} [S_x^{\tilde{\alpha}}(v + f_0/f_s) + S_x^{\tilde{\alpha}}(v - f_0/f_s) + \\ &\quad e^{j2\theta} S_x^{\tilde{\alpha}-2f_0/f_s}(v) + e^{-j2\theta} S_x^{\tilde{\alpha}+2f_0/f_s}(v)] \quad (20) \end{aligned}$$

$$S_{r_2}^{\tilde{\alpha}}(v) = \begin{cases} S_{y_2}^{\tilde{\alpha}}(v) + S_n^{\tilde{\alpha}}(v), & \tilde{\alpha} = 0 \\ S_{y_2}^{\tilde{\alpha}}(v), & \tilde{\alpha} \neq 0 \end{cases} \quad (21)$$

综上所述, DSSS 信号的循环谱不仅在 $f=0, \alpha = \pm 2f_0$ 处和 $\alpha=0, f = \pm f_0$ 处存在 4 个主峰, 在 $f=0, \alpha = \pm 2f_0 + m/T_c$ 处和 $f = \pm f_0, \alpha = m/T_c$ 处存在以信号的码片频率为周期的次幅度峰值现象。还在 $f=0, \alpha = \pm 2f_0 + n/T_b$ 处和 $f = \pm f_0, \alpha = n/T_b$ 处存在以信号的符号频率为周期的小幅度峰值现象, 其中, 次峰和小峰的幅度比值保持稳定, 为 $N_c/\text{aver}_{\text{corr}}[b(l)]$ 。

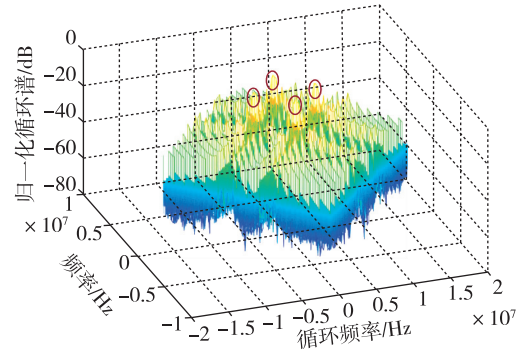
4 循环谱仿真结果与分析

本章将对随机跳码信号和 DSSS 信号的循环谱仿真结果和采用判决门限进行信号检测的仿真结

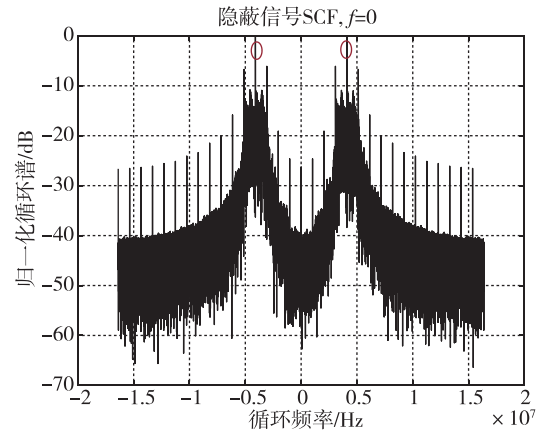
果进行分析。

循环谱仿真的部分参数如下: 大信号扩频因子为 512; 隐蔽信号扩频因子为 4096; 大信号和隐蔽信号的合并功率比为 (P_1/P_2) 10 dB; 基带扩频码速率为 1.024 Mchips/s; 载波频率为 2.048 MHz; 采样频率为 16.384 MHz; 调制方式采用 BPSK; 信号成型滤波器采用根升余弦滤波器、滚降系数为 0.25、滤波器持续长度 6 个码片、上采样率 8 倍; 码片成型滤波器采用矩形脉冲滤波器; SNR 范围为 $-30 \sim 0$ dB; 循环谱生成算法为时间平滑 FFT 累加算法 FAM^[8], 具有频率分辨率 512 kHz 和循环频率分辨率 250 Hz。

随机跳码信号的循环谱 (无噪声) 整体和主要切面如图 2 所示, 为避免较小数值无法图像示出, 纵坐标采用归一化循环谱。归一化循环谱是对归一化的循环谱值取对数后的结果。图中明显地展现出了第 2 节中理论推导的循环谱特征, 图 2 (a) 显示存在 4 个主峰和一系列次峰的位置与理论推导的结果基本一致, 分别在 $f=0, \alpha = \pm 2f_0$ 和



(a) 三维分析图



(b) $f=0$ 切面图

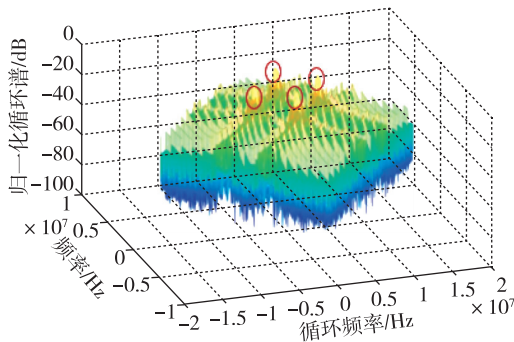
图 2 随机跳码直扩信号循环谱幅度图

Fig. 2 The cyclic spectrum amplitude for random hop code direct spread signal

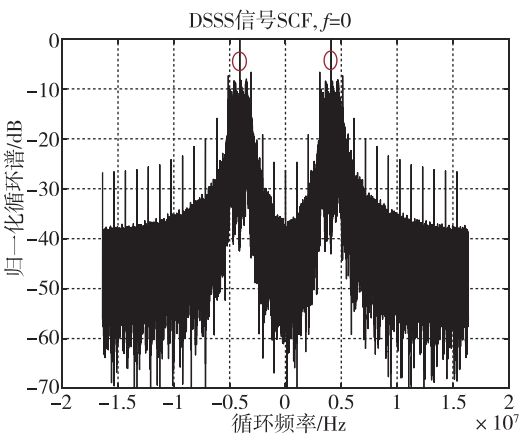
$\alpha=0$, $f=\pm f_0$ 。图2(b)为 $f=0$ 切面图表示,也可以看出2个主峰的位置在 $f=0$, $\alpha=\pm 2f_0$ 处与理论推导一致。

DSSS 信号的循环谱(无噪声)整体和主要切面如图3所示,图中明显地展现出第3节中理论推导的循环谱特征,4个主峰和一系列次峰的位置与理论推导的结果相符合。而小峰并不明显,原因主要是数字成型滤波器存在、扩频因子偏高和循环频率分辨率不足,当通过对循环谱主带区域的局部放大后的对比还是能够展现小峰的存在,如图4所示。

考虑到实际的成型滤波器对循环谱的影响、离散化过程中各个部分产生的带外泄露,循环谱生成算法本身会导致的误差,随机跳码直扩信号实际可能存在的部分循环平稳特征,噪声与理想的 AWGN 噪声存在差距等诸多因素,通过仿真得到的循环谱结果会与理论推导和分析结果存在部分差异。



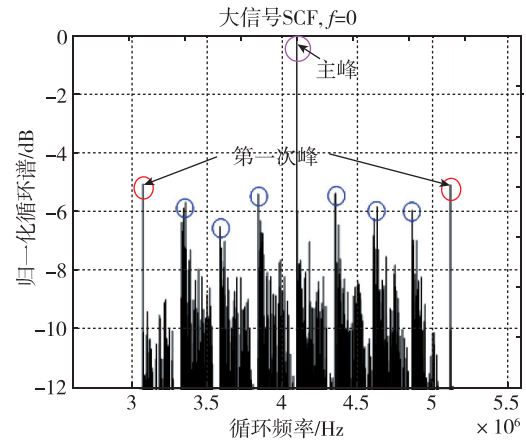
(a) 三维分析图



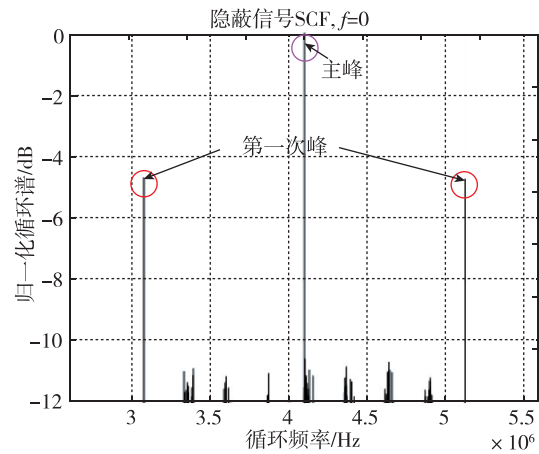
(b) $f=0$ 切面图

图3 DSSS 信号循环谱幅度图

Fig. 3 The cyclic spectrum amplitude for direct sequence spread spectrum signal



(a) 在 $f=0$ 切面的随机跳码扩频信号局部循环谱



(b) 在 $f=0$ 切面的 DSSS 信号局部循环谱

图4 主带区域局部放大的幅度图

Fig. 4 Zoom in the amplitude of main band area

尽管循环谱检测算法能够有效地在较低 SNR 的情况下进行信号检测,但是当噪声过大时,信号的循环谱特征最终也会被噪声所掩盖,图5给出了基于判决门限的循环谱检测算法的信号截获性能曲线。信号存在性检测的核心是对主峰旁的第一(对)次峰进行门限检测,当检测到存在高于门限的次峰时,检测算法判定存在有效信号。DSSS 信号的存在性检测是在信号存在性检测的基础上通过比对第一(对)次峰和主带内循环谱的均值的插值,当插值小于判决门限时,检测算法判定为存在 DSSS 信号(大信号)。而隐蔽信号的扩频码循环平稳性被破坏,致使其循环谱无法有效的同一般的 BPSK 信号进行区分;同时,功率占优的 DSSS 大信号的循环谱特征会将其特征完全覆盖,因此系统只能在一定的 SNR 下判断有信号的存在,但是无法识别出其为随机跳码直扩这一类型,故隐蔽信号的循环谱检测概率理论上

始终近似为 0。从图 5 中可得,采用基于判决门限的循环谱检测方法进行存在性检测,检测概率会随着 SNR 的不断增大,存在一个从 0% 到 100% 的较为陡峭的迅速上升趋势。

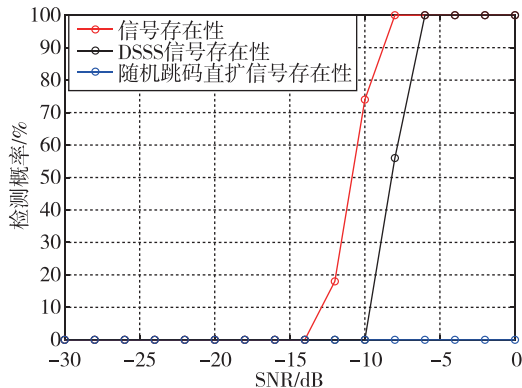


图 5 基于判决门限的循环谱检测性能曲线

Fig. 5 Cyclic spectral interception detection based on decision threshold

综上所述,本文推导了基于循环谱理论的特征分析,从图 2~图 4 的仿真结果可以看出,仿真结果与理论分析一致。并基于推导的循环谱特征分析结论,在低信噪比范围,基于判决门限的循环谱检测算法进行信号截获性能分析。从图 5 中可以看出,随机跳码信号的检测概率为零(蓝色曲线),换言之其信息无法被非合作方截获,验证了所设计的隐蔽信号具有优良的隐蔽性。

5 结束语

本文基于大信号掩盖的扩频抗截获通信系统设计,对直接扩频大信号和随机跳码扩频隐蔽信号的循环谱进行了分析。在航天领域的隐蔽通信方面具有潜在应用,如各种低轨侦察/监视/通信卫星、火箭等,这些军事资源有着重要的战略价值,相关的通信信息将有着较高的抗截获需求。传统依赖单一维度的抗截获方法受资源限制,抗截获的潜能有限,采用提出的大信号掩盖技术和跳码扩频技术联合的隐蔽通信波形设计具有多维度的隐蔽通信能力,克服了单一维度的抗截获方法性能受限挑战,对实现航天领域的隐蔽通信提供了坚实的理论基础。

参考文献

[1] 邵尤榜. 短时猝发通信系统基带设计与 FPGA 实现[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2017.

[2] Suehiro N, Hatori M. Modulatable orthogonal sequences and their application to SSMA systems[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1988, 34(1): 93-100.

[3] Rovatti R, Setti G, Mazzini G. Chaotic complex spreading sequences for asynchronous DS-SSMA. Part II. Some theoretical performance bounds [J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems I Fundamental Theory & Applications, 1998, 45(4): 496-506.

[4] Gardner W A. Signal interception: a unifying theoretical framework for feature detection[J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(8): 897-906.

[5] Gardner W A, Spooner C M. Signal interception: performance advantages of cyclic-feature detectors[J]. IEEE Transactions on Communications, 1992, 40(1): 149-159.

[6] Gardner W A. Cyclostationarity in communications and signal processing[M]. New York: IEEE Press, 1994.

[7] Roberts R S. Architectures for digital cyclic spectral analysis[D]. Davis, CA, USA: University of California, Davis, 1989.

[8] Brown W A. On the theory of cyclostationarity signals [D]. Davis, CA, USA: University of California, 1987.

[9] Gardner W A. Statistical spectral analysis: a nonprobabilistic theory[D]. Davis, CA, USA: University of California, 1987.

[10] 张贤达, 保铮. 非平稳信号分析与处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 1998.

[11] 张天骐, 陈显露, 孟莹, 等. 带残余频偏的 QPSK-DSSS 信号参数盲估计[J]. 信号处理, 2022, 38(2): 375-383.

[12] 司海飞, 胡兴柳, 史震, 等. 基于联合特征参数提取的非合作信号调制识别算法[J]. 通信学报, 2020, 41(7): 172-185.

[13] 程文帝, 程郁凡, 陆炫宇, 等. 单载波 MPSK/MQAM 调制信号参数盲估计改进算法研究[J]. 信号处理, 2019, 35(1): 39-48.

[14] Socheleau F X. Cyclostationarity of communication signals in underwater acoustic channels [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2022(99): 1-23.

[15] Zerhouni K, Elbahhar F, Ellassali R, et al. Influence of pulse shaping filters on cyclostationary features of 5G waveforms candidates [J]. Signal Processing, 2019, 159: 204-215.

[16] Koumpouzi C, Spasojević P, Dagefu F T. Improved LPD characteristics for QS-DS-SSMA employing randomization techniques[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2021, 16: 4762-

- 4771.
- [17] 高玉龙. 基于循环谱的调制方式识别与高动态同步技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2007.
- [18] Sutton P D, Nolan K E, Doyle L E. Cyclostationary signatures in practical cognitive radio applications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2008, 26(1): 13-24.
- [19] Li L, Ji H B. Radar emitter recognition based on cyclostationary signatures and sequential iterative least-square estimation[J]. *Expert Systems with Applications*, 2011, 38(3): 2140-2147.
- [20] Fusco T, Izzo L, Napolitano A, et al. On the second-order cyclostationarity properties of long-code DS-SS signals[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(10): 1741-1746.
- [21] Napolitano A, Tanda M. Blind parameter estimation in multiple-access systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2001, 49(4): 688-698.

引用格式: 燕贺云, 蒯小燕. 基于循环谱的隐蔽通信性能分析[J]. *宇航总体技术*, 2023, 7(3): 27-34.

Citation: Yan H Y, Kuai X Y. Performance analysis of covert communication based on cyclic spectrum [J]. *Astronautical Systems Engineering Technology*, 2023, 7(3): 27-34.