

# 基于循环平稳差异的直扩信号 盲提取抗干扰方法

朱行涛<sup>1,2</sup>, 刘郁林<sup>3</sup>, 栗铁桩<sup>2</sup>

(1. 国防信息学院, 湖北武汉 430010; 2. 重庆通信学院, 重庆 400035; 3. 总参通信工程设计研究所, 辽宁沈阳 110005)

**摘 要:** 提出一种基于循环平稳差异的直扩信号盲提取抗干扰方法. 针对源信号在统计域上的近似独立性, 构建直扩通信盲源分离抗干扰模型, 基于源信号的循环平稳差异, 利用循环自相关函数的典型极值点定义一个用于区分直扩信号和干扰的二阶循环差异度特征参数, 通过比较该特征参数的大小进行模式识别, 提取出直扩信号而抑制掉干扰, 达到抗干扰的目的. 仿真结果表明: 当信干比 (SJR) 为  $-40\text{dB}$ 、归一化信噪比 (NSNR) 为  $9\text{dB}$  时, 直接解扩/解调信号的误比特率约为  $1\text{E}-0.3$ , 而本文所提抗干扰算法误比特率 (BER) 低至  $1\text{E}-3$ , 可从强干扰中有效分离并提取出直扩信号.

**关键词:** 阻塞干扰; 扫频干扰; 循环平稳; 盲源分离; 抗干扰

**中图分类号:** TN911.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2017)06-1506-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.06.032

## Anti-jamming Method by Blindly Extracting of Direct Sequence Spread Spectrum Signal Based on Cyclostationary Difference

ZHU Xing-tao<sup>1,2</sup>, LIU Yu-lin<sup>3</sup>, LI Tie-zhuang<sup>2</sup>

(1. Academy of National Defense Information, Wuhan, Hubei 430010, China;

2. Chongqing Communication College, Chongqing 400035, China;

3. Institute of Communication Engineering Design of General Staff, Shenyang, Liaoning 110005, China)

**Abstract:** This paper presents a cyclostationary difference-based anti-jamming method by blindly extracting direct sequence spread spectrum signal. Aiming at approximate independence among source signals, an anti-jamming model based on blind source separation is established for direct sequence spread spectrum communication. And then, by using typical extreme points of cyclic autocorrelation function, a characteristic parameter called second-order cyclic difference degree is defined based on cyclostationary difference to distinguish between direct sequence spread spectrum signal and jamming. Finally pattern recognition is used to extract expected signal and suppress jamming by comparing the values of characteristic parameter, so as to achieve the purpose of anti-jamming. Simulation results show that, when the NSNR (Normalized Signal to Noise Ratio) is  $9\text{dB}$  and the SJR (Signal to Jamming Ratio) is  $-40\text{dB}$ , the direct de-spreading / demodulation signal achieves the bit error rate (BER) of nearly  $1\text{E}-0.3$ , while the proposed algorithm achieves the bit error rate of as low as  $1\text{E}-3$ , which can extract the direct spread signal from the strong jamming effectively.

**Key words:** barrage jamming; sweep-spot jamming; cyclostationary; blind source separation; anti-jamming

## 1 引言

由于具有抗干扰能力强、隐蔽性好、易于组网等优点, 直接序列扩频 (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) 通信广泛应用于微波、超短波、短波等通信领

域<sup>[1-3]</sup>. 但随着电子侦察技术和通信干扰技术的发展, 常规的直扩通信通常会面临阻塞干扰<sup>[4]</sup>、扫频干扰<sup>[5]</sup>等人为恶意干扰的影响, 造成直扩通信质量急剧下降, 严重时几乎瘫痪, 因此对直扩通信的抗干扰问题进行研究具有重要意义.

实际通信中,通信信号和干扰一般是由相互独立的发射机产生的,故在统计域上近似独立,因此可考虑利用盲源分离技术分离出通信信号而抑制掉干扰,这为解决直扩通信的抗干扰问题提供了一种可能的途径<sup>[6,7]</sup>.文献[8]针对全球定位系统容易被干扰的弱点,利用 GPS 信号和干扰的独立性,提出一种基于盲源分离的 GPS 信号抗干扰方法,文献[9]针对部分频带噪声阻塞干扰对通信的影响,构建基于二阶统计量的盲分离代价函数,提出一种基于盲源分离的跳频通信抗方法,这些方法较好地实现了信号和干扰的分离,而对后续的信号提取问题研究甚少,考虑到盲分离存在着“次序模糊”问题,为达到抗干扰目的,还必须从干扰中识别并提取出通信信号.

针对上述问题,本文提出一种基于循环平稳差异的直扩信号盲提取抗干扰方法.该方法利用时延协方差矩阵联合对角化对直扩信号和干扰进行分离,尔后为解决盲分离后的“次序模糊”难题,基于源信号的循环平稳差异,选取循环自相关函数的典型极值点设计出一种用于特征提取的参数(二阶循环差异度),利用其识别并提取出直扩信号,达到抗干扰的目的.仿真结果验证了该方法的有效性.

## 2 直扩通信盲源分离抗干扰模型

一个典型的直扩通信盲源分离抗干扰系统包括盲源分离、信号提取和解扩/解调三个基本单元,其模型如图 1 所示.

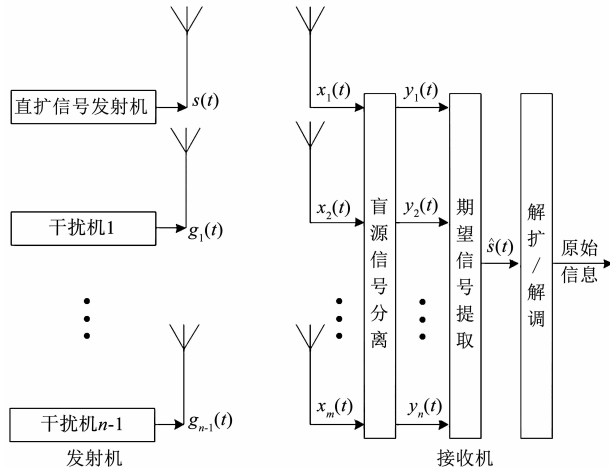


图1 直扩通信盲源分离抗干扰系统模型

为便于分析,这里仅考虑双发双收的情况即  $n = m = 2$ ,则两路接收信号可表示为:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} s(t) \\ g(t) \end{bmatrix}}_S + \underbrace{\begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_1(t) \end{bmatrix}}_V \quad (1)$$

式中: $\mathbf{X}(t)$ 、 $\mathbf{S}(t)$ 、 $\mathbf{V}(t)$ 分别接收信号矢量、发射信号矢

量和噪声矢量, $\mathbf{A}$ 为瞬时混合矩阵, $a_{11}$ 、 $a_{12}$ 、 $a_{21}$ 、 $a_{22}$ 为瞬时混合系数.显然,上式为一含噪的线性瞬时混合模型,可通过迭代寻找到一个分离矩阵  $\mathbf{W}$  来实现信号  $s(t)$  和干扰  $g(t)$  的分离,这一过程称为盲源分离<sup>[10,11]</sup>.考虑到  $\mathbf{S}(t)$  和  $\mathbf{V}(t)$  相互独立,且  $s(t)$  和  $g(t)$  统计独立,则  $\mathbf{X}(t)$  的协方差矩阵为:

$$\mathbf{C}_{XX}(\tau) = \mathbf{E}\{\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^T(t-\tau)\} = \mathbf{A}\mathbf{A}_{SS}(\tau)\mathbf{A}^T + \delta(\tau)\sigma^2\mathbf{I} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{A}_{SS}$ 为一对角阵, $\mathbf{I}$ 为一单位阵.因此可通过对角化协方差矩阵  $\mathbf{C}_{XX}(\tau)$  来获得分离矩阵  $\mathbf{W}$ ,并最终实现信号和干扰的分离.为获得更好的分离效果,这里把多个  $\mathbf{C}_{XX}(\tau_i)$  ( $i=0, \dots, K-1$ ) 组成时延协方差矩阵集合:

$$\phi = \{\mathbf{C}_{XX}(\tau_0), \mathbf{C}_{XX}(\tau_1), \dots, \mathbf{C}_{XX}(\tau_{K-1})\} \quad (3)$$

通过对时延协方差矩阵集合  $\phi$  进行联合对角化来获得联合对角化矩阵  $\mathbf{U}$ :

$$\mathbf{U} = \min_U \left\{ \sum_{i=0}^{K-1} \text{off}(\mathbf{U}^T \mathbf{C}_{XX}(\tau_i) \mathbf{U}) \right\} \quad (4)$$

式中: $\text{off}(\cdot)$ 表示取非对角元素的平方和,通常利用 Givens 旋转即可求得联合对角化的酉阵  $\mathbf{U}$ .盲分离后得到的 2 路分离信号为:

$$\mathbf{Y}(t) = [y_1(t), y_2(t)]^T = \mathbf{W}\mathbf{X}(t) = \mathbf{U}^T \mathbf{X}(t) \quad (5)$$

考虑到盲分离存在固有的“次序模糊”问题,为达到抗干扰的目的,还必须从分离信号中识别并提取出通信信号,送入解扩/解调单元以恢复原始信息.

## 3 基于二阶循环平稳差异的直扩信号盲提取方法

### 3.1 特征分析

假设一个周期的 PN 码序列  $\{p_1, \dots, p_N\}$  调制一位信息码  $a_i \in \{\pm 1\}$ ,这就意味着每个信息码对应  $N$  个 chip 的 PN 码,则以 chip 率发送的直扩信号解析形式为:

$$s(t) = A_m \left( \sum_{i=-\infty}^{+\infty} b_i q(t - iT_{PN}) \right) \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (6)$$

式中: $A_m$ 是信号的幅度,通常为一正实数; $a_i \in \{\pm 1\}$ 为二进制信息码元序列, $T_a$ 为信息码元宽度, $p_i \in \{\pm 1\}$ 为扩频 PN 码序列, $T_{PN}$ 为 PN 码码元宽度,PN 码序列的周期  $T_{sq} = NT_{PN}$ , $N$ 为 PN 码位数, $q(t)$ 为矩形脉冲, $e^{j\omega_0 t}$ 为载波项, $\omega_0$ 为载波频率, $b_i = a_{\lfloor i/N \rfloor} p_i$ 是以 chip 率发送的离散时间符号( $\lfloor \cdot \rfloor$ 为取整运算符),且满足:

$$\mathbf{E}\{b_i\} = 0 \quad \text{and} \quad \mathbf{E}\{b_i b_j\} = \delta_{i,j} \quad (7)$$

式中: $\delta_{i,j}$ 为离散 Dirac 函数.

直扩信号  $s(t)$  的自相关函数为:

$$R_s(t, \tau) = e^{-j\omega_0 \tau} A_m^2 \sum_i q\left(t - \frac{\tau}{2} - iT_{PN}\right) \cdot q\left(t + \frac{\tau}{2} - iT_{PN}\right)$$

$$= R_s(t + T_{\text{PN}}, \tau) \quad (8)$$

即  $R_s(t, \tau)$  是以  $T_{\text{PN}}$  为周期的函数, 则  $s(t)$  为一循环平稳<sup>[12]</sup> 随机过程, 其循环频率为  $\alpha = k/T_{\text{PN}}, k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ , 理论上, 当  $\beta \notin \alpha$  时,  $R_s^\beta(\tau) = 0$ ; 当  $\beta \in \alpha$  时,  $R_s^\beta(\tau)$  都有取值.

考虑 chip 成形脉冲波形  $q(t)$  的一种最简单情况——矩形脉冲, 于是求得  $s(t)$  在循环频率  $\alpha$  处的循环自相关函数的模值为:

$$|R_s^\alpha(\tau)| = \frac{A_m^2}{\pi \cdot |k|} \left| \sin\left(\pi k \left(1 - \frac{|\tau|}{T_{\text{PN}}}\right)\right) \right| \leq \frac{A_m^2}{\pi \cdot |k|} \cdot \frac{|\tau|}{T_{\text{PN}}} < 1 \quad (9)$$

上式表明:

当  $|k| = 1$  时即  $\alpha = \pm 1/T_{\text{PN}}$ ,  $|R_s^\alpha(\tau)|$  在  $\tau = \pm T_{\text{PN}}/2$  处取得最大值  $\left| R_s^\alpha(\tau) \right|_{\tau = \pm \frac{T_{\text{PN}}}{2}}^{\alpha = \pm 1/T_{\text{PN}}} = A_m^2/\pi$ ;

当  $|k| = 2$  时即  $\alpha = \pm 2/T_{\text{PN}}$ ,  $|R_s^\alpha(\tau)|$  在  $\tau = \pm 3T_{\text{PN}}/4$  处取得最大值  $\left| R_s^\alpha(\tau) \right|_{\tau = \pm \frac{3}{4}T_{\text{PN}}}^{\alpha = \pm 2/T_{\text{PN}}} = A_m^2/(2\pi)$ ;

当  $|k| = P$  时即  $\alpha = \pm P/T_{\text{PN}}$ ,  $|R_s^\alpha(\tau)|$  在  $\tau = \pm (2P - 1)T_{\text{PN}}/2P$  处取得最大值  $\left| R_s^\alpha(\tau) \right|_{\tau = \pm \frac{2P-1}{2P}T_{\text{PN}}}^{\alpha = \pm P/T_{\text{PN}}} = A_m^2/(P\pi)$ .

### 3.2 特征选择

由上节的特征分析可知: 对直扩信号  $s(t)$  的循环自相关函数  $R_s^\alpha(\tau)$  来说, 随着  $|k|$  的增加,  $|R_s^\alpha(\tau)|$  取得的最大值迅速减小, 尤其是当  $P \geq 3$  后,  $\left| R_s^\alpha(\tau) \right|_{\tau = \pm \frac{2P-1}{2P}T_{\text{PN}}}^{\alpha = \pm P/T_{\text{PN}}}$  取值要远小于  $\left| R_s^\alpha(\tau) \right|_{\tau = \pm \frac{T_{\text{PN}}}{2}}^{\alpha = \pm 1/T_{\text{PN}}}$  或  $\left| R_s^\alpha(\tau) \right|_{\tau = \pm \frac{3}{4}T_{\text{PN}}}^{\alpha = \pm 2/T_{\text{PN}}}$ . 利用直扩信号循环自相关函数的这一变化规律, 通过选取循环自相关函数的两个主要极值点, 特定义二阶循环差异度这一特征参数来提取分离信号  $y_i(t)$  的特征:

$$K_{y_i-\text{cp}} = \left| R_{y_i}^\alpha(\tau) \right|_{\tau = \pm \frac{T_{\text{PN}}}{2}}^{\alpha = \pm 1/T_{\text{PN}}} + \left| R_{y_i}^\alpha(\tau) \right|_{\tau = \pm \frac{3}{4}T_{\text{PN}}}^{\alpha = \pm 2/T_{\text{PN}}} \quad (10)$$

下面具体分析所选特征参数的有效性. 当分离信号  $y_i(t)$  为直扩信号时, 理论上其二阶循环差异度如下:

$$K_{y_i-\text{cp}} = K_{s-\text{cp}} = A_m^2/\pi + A_m^2/2\pi = 3A_m^2/(2\pi) \quad (11)$$

当分离信号  $y_i(t)$  为干扰信号时, 这里分两种情况讨论:

(1) 当干扰信号不是循环平稳随机过程, 或者干扰信号为循环平稳随机过程但具有与直扩信号完全不同的循环频率时, 则在直扩信号的循环频率  $\alpha$  处, 干扰信号的循环自相关函数  $R_g^\alpha(\tau) = 0$ , 理论上此时的二阶循环差异度为:

$$K_{y_i-\text{cp}} = K_{g-\text{cp}} = 0 + 0 = 0 \quad (12)$$

(2) 当干扰信号为循环平稳随机过程且其循环频率与直扩信号的循环频率重叠时, 这里以单音干扰和多音干扰为例来分析特征参数的有效性. 由于多音干扰是多个单音干扰线性组合而成, 这里仅针对单音干扰的情况进行说明(多音干扰的情况可以类推). 单/多音干扰按下式产生:

$$g(t) = \sum_{i=1}^L \gamma_i(t) \cos(2\pi f_i t + \theta_i) \quad (13)$$

式中:  $L$  为多音干扰的频点个数, 当  $L = 1$  时即为单音干扰;  $\gamma_i(t)$ 、 $f_i$ 、 $\theta_i$  分别表示第  $i$  个频点对应信号的幅度、频率和初始相位,  $\gamma_i(t)$  为一平稳序列(特殊情况下可取为一常数).

单音干扰在循环频率  $\beta$  处的循环自相关函数为:

$$R_g^\beta(m) = \frac{e^{j2\theta_i + j\omega_i m}}{4} R_{\gamma_i}^{\beta-2f_i}(m) + \frac{e^{-j\omega_i m}}{4} R_{\gamma_i}^\beta(m) + \frac{e^{j\omega_i m}}{4} R_{\gamma_i}^\beta(m) + \frac{e^{-j2\theta_i - j\omega_i m}}{4} R_{\gamma_i}^{2f_i+\beta}(m) \quad (14)$$

由于  $\gamma_i(t)$  为一平稳序列, 其循环自相关函数只在循环频率 0 处才有取值, 故有下式成立:

$$\beta - 2f_i = 0 \quad \text{or} \quad \beta + 2f_i = 0 \quad \text{or} \quad \beta = 0 \quad (15)$$

因此, 单音干扰的循环频率集为  $\Psi = \{\beta | \beta = 0, \pm 2f_i\}$ .

当单音干扰的循环频率与直扩信号的循环频率重叠时即  $f_i = 1/T_{\text{PN}}$  或  $f_i = 1/(2T_{\text{PN}})$ , 为便于分析, 令单音干扰的幅度  $\gamma_i(t)$  为一常数  $\gamma_{1m}$ , 利用单音干扰的解析形式在时间窗  $T_{\text{wd}}$  内计算得到干扰信号的二阶循环差异度为:

$$K_{y_i-\text{cp}} = K_{g-\text{cp}} = \gamma_{1m}^2 |S_a(2\pi f_i T_{\text{wd}})| = \begin{cases} \gamma_{1m}^2 \left| S_a\left(\frac{2\pi T_{\text{wd}}}{T_{\text{PN}}}\right) \right| \\ \text{or} \\ \gamma_{1m}^2 \left| S_a\left(\frac{\pi T_{\text{wd}}}{T_{\text{PN}}}\right) \right| \end{cases} \quad (16)$$

由  $S_a(\cdot)$  函数的性质可知: 随着所取时间窗长度  $T_{\text{wd}}$  的增加, 干扰信号的特征参数急剧减小. 实际仿真时, 为准确估计直扩信号的特征参数, 所取时间窗长度  $T_{\text{wd}}$  应为多个信息符号长度即  $T_{\text{wd}} \geq kT_a = kNT_{\text{PN}}$  ( $k$  为大于 1 的整数), 此时单音干扰的特征参数已衰减到接近于 0.

上述理论分析表明: 当干扰信号不是循环平稳随机过程, 或者干扰信号为循环平稳随机过程但具有与直扩信号完全不同的循环频率时, 直扩信号和单音干扰的特征参数具有显著差异, 即使在单/多音干扰的循环频率与直扩信号的循环频率重叠的情况下, 特征参数也能较好地地区分两者的差异, 因此本文所定义的特征参数是有效的.

### 3.3 识别算法

考虑到分离信号需要实时提取并处理, 故识别算

法的复杂度不能太高. 因此,一方面在计算特征参数时,可采用时间窗函数截取部分数据进行处理,避免处理整段分离数据而增加识别算法的计算量;另一方面在辨别是通信信号还是干扰时,可采用如下简单的判决准则:

$$\hat{s}(t) = \max_{y(t)} \{K_{y-\text{cp}}, y(t) \in \{y_1(t), \dots, y_n(t)\}\} \quad (17)$$

式中:  $\max \{K_{y-\text{cp}}\}$  表示抽取集合  $\{K_{y-\text{cp}}, y(t) \in \{y_1(t), \dots, y_n(t)\}\}$  中  $K_{y-\text{cp}}$  取得最大值时对应的信号  $y(t)$ . 识别算法的具体步骤如下:

#### 步骤 1 归一化处理

对经盲分离算法处理后的  $n$  路分离信号  $\{y_1(t), \dots, y_n(t)\}$  分别进行归一化处理:

$$y_i(t) = (y_i(t) - E\{y_i(t)\}) / \sqrt{D\{y_i(t)\}}, i = 1, 2, \dots, n \quad (18)$$

#### 步骤 2 特征提取

(1) 对步骤 1 中经过归一化处理的  $n$  路分离信号进行希尔伯特变换:

$$\bar{y}_i(t) = \text{HT}(y_i(t)) = y_i(t) \otimes \frac{1}{\pi t}, i = 1, 2, \dots, n \quad (19)$$

式中:  $\text{HT}(\cdot)$  为希尔伯特变换符,  $\otimes$  为卷积运算符. 求得分离信号  $y_i(t)$  的解析形式  $z_i(t)$  为:

$$z_i(t) = y_i(t) + j\bar{y}_i(t), i = 1, 2, \dots, n \quad (20)$$

(2) 利用时间窗  $T_{\text{wd}}$  从信号  $z_i(t)$ , ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) 中取出数据, 时间窗内包含  $M$  个采样点, 计算出分离信号  $y_i(t)$ , ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) 在时间窗  $T_{\text{wd}}$  内的二阶循环差异度为:

$$K_{y_i-\text{cp}} = \frac{1}{M} \left| \sum_{m=M_{\text{g}}+1}^{M_{\text{g}}+M} z_i(m) z_i^*(m+\tau) e^{-j2\pi m\alpha} \right|_{\substack{\alpha = \pm 1/T_{\text{PN}} \\ \tau = \pm \frac{T_{\text{PN}}}{2}}} + \frac{1}{M} \left| \sum_{m=M_{\text{g}}+1}^{M_{\text{g}}+M} z_i(m) z_i^*(m+\tau) e^{-j2\pi m\alpha} \right|_{\substack{\alpha = \pm 1/T_{\text{PN}} \\ \tau = \pm \frac{3}{4}T_{\text{PN}}}} \quad (21)$$

式中:  $M = T_{\text{wd}} \times f_{\text{sample}}$ ,  $M_{\text{g}} = T_{\text{wd起}} \times f_{\text{sample}}$ ,  $M_{\text{止}} = T_{\text{wd止}} \times f_{\text{sample}}$ ,  $f_{\text{sample}}$  为信号的采样率,  $T_{\text{wd起}}$ 、 $T_{\text{wd止}}$  分别表示时间窗的起、止时刻, 时间窗长度  $T_{\text{wd}} = T_{\text{wd止}} - T_{\text{wd起}}$ , \* 表示共轭转置.

#### 步骤 3 模式识别

以二阶循环差异度  $K_{y_i-\text{cp}}$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$  为模式特征, 通过比较其大小来进行模式识别, 提取出期望的直扩信号即  $\hat{s}(t) = \max_{y_i(t)} \{K_{y_i-\text{cp}}, i = 1, \dots, n\}$ .

## 4 仿真及结果

仿真条件设定如下: 混合矩阵  $\mathbf{A} = [0.4611, 0.3967; 0.4381, -0.7534]$ , 直扩信号采用载波频率  $f_0 = 70\text{kHz}$  的 BPSK 调制, 信息符号码元宽度  $T_a = 0.001\text{s}$ , 信息码序列和 PN 码序列同步, 且满足一周期 PN 码序列调制一位信息码即 PN 码序列周期  $T_{\text{sq}} = T_a$ , 一周期

PN 码序列长度  $N = 31$ , PN 码码元宽度  $T_{\text{PN}} = T_a/31$ , 直扩信号带宽  $B = 62\text{kHz}$ , 接收信号采样率  $f_{\text{sample}} = 1240\text{kHz}$ .

仿真中宽带噪声阻塞干扰由高斯白噪声经 48 阶巴特沃斯滤波器并经带通放大器产生; 单/多音干扰按式 (13) 产生; 线性扫频干扰是瞬时频率随时间成线性变化的线性调频信号形式的干扰, 单次线性扫频干扰具有如下形式:

$$g(t) = \gamma(t) \cos(\pi\mu t^2 + 2\pi f_g t + \theta_0), 0 \leq t \leq T_u \quad (22)$$

式中: 幅度  $\gamma(t)$  为一平稳随机过程 (特殊情况下也可取为一常数), 初相  $\theta_0 \in [0, 2\pi]$ , 初始频率  $f_g = 69\text{kHz}$ , 扫频率 (调频率)  $\mu = 0.62\text{MHz}$ , 单次线性扫频干扰重复周期  $T_\mu = 0.1\text{s}$ .

### 4.1 特征参数有效性仿真

(1) 循环频率重叠/不重叠对特征参数的影响

以单音干扰为例, 仿真时取  $\text{SJR} = -40\text{dB}$ ,  $\text{NSNR} = 24\text{dB}$ , 待分离信号块时长  $T = 2\text{s}$ , 考虑循环频率重叠与不重叠两种情况, 得到特征参数随时间窗长度  $T_{\text{wd}}$  变化的曲线如图 2 所示.

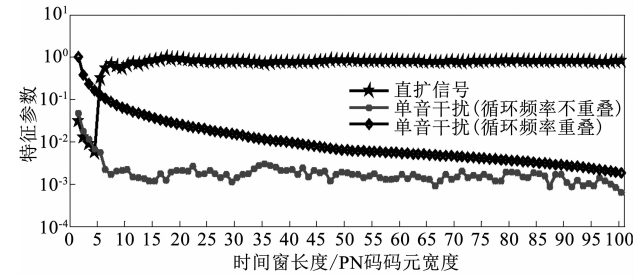


图2 特征参数与时间窗长度的关系曲线

从图 2 中可看出: 在循环频率不重叠的情况下, 当时间窗长度  $T_{\text{wd}} \geq 10T_{\text{PN}}$  时, 直扩信号的特征参数稳定在 100 附近, 而单音干扰的特征参数稳定在  $10^{-3}$  附近; 在循环频率重叠的情况下, 直扩信号的特征参数变化趋势与循环频率不重叠时的一致, 而单音干扰的特征参数随特征窗长度的增加逐渐下降, 当  $T_{\text{wd}} \geq 100T_{\text{PN}}$  时, 单音干扰的特征参数下降到  $10^{-3}$  附近, 与循环频率不重叠时的基本一致. 这就意味着仿真中只要所取时间窗长度  $T_{\text{wd}} \geq 100T_{\text{PN}}$ , 不管循环频率重叠与否, 本文所定义的特征参数都能较好地地区分直扩信号和干扰的差异.

(2) 循环频率估计误差对特征参数的影响

以单音干扰为例, 仿真时令  $\text{SJR} = -40\text{dB}$ 、 $\text{NSNR} = 24\text{dB}$ , 待分离信号块时长  $T = 2\text{s}$ , 所选时间窗长度  $T_{\text{wd}} = 0.01\text{s}$ , 当循环频率估计误差以标称循环频率 ( $\alpha_0 = 1/T_{\text{PN}} = 31\text{kHz}$ ) 的 1% 为步长进行等间隔的变化时, 得到特征参数随其变化的曲线如图 3 所示.

从图 3 中可看出: 干扰信号的特征参数基本不受

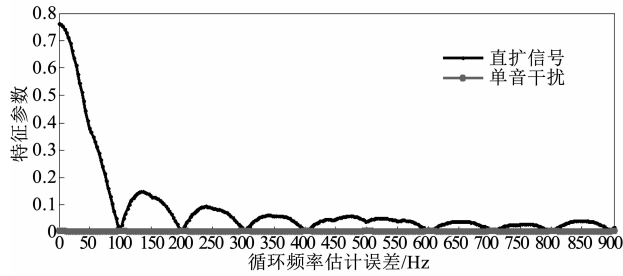


图3 特征参数与循环频率估计误差的关系曲线

循环频率估计误差的影响,并维持在一个较低的取值水平;而直扩信号的特征参数随循环频率估计误差的增大呈现出近似 $S_a(\cdot)$ 函数式的衰减,当循环频率估

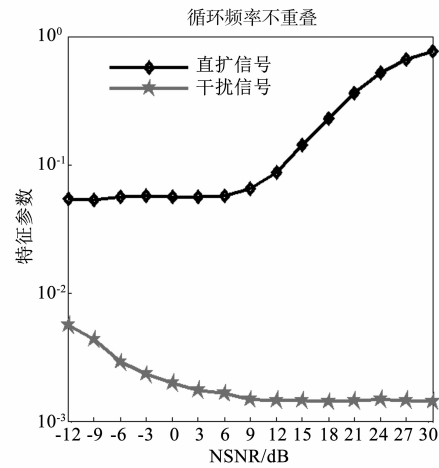
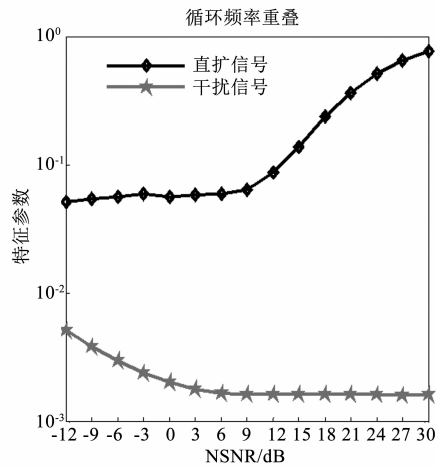


图4 特征参数与归一化信噪比的关系曲线

从图4中可看出:对于单音干扰来说,在循环频率重叠与不重叠两种情况下,特征参数随NSNR变化的趋势基本一致,即在NSNR较低的情况下( $NSNR = -12\text{dB}$ ),信号和干扰的特征参数比值以10倍为单位,随着NSNR的增加,这种倍数急剧增加,这主要是因为,随着NSNR的增加,分离效果渐好,期望信号中直扩信号成分渐增,干扰中直扩信号成分渐减.进一步说明了在循环频率重叠的恶劣情况下,即使SJR和NSNR都较低,本文所定义的特征参数也能较好地地区分直扩信号和干扰的差异.

#### 4.2 抗干扰效果仿真

(1) 固定信干比条件下误比特率与归一化信噪比的关系

设定 $SJR = -40\text{dB}$ ,当NSNR从 $-12\text{dB}$ 以 $3\text{dB}$ 的步长递增至 $15\text{dB}$ 时,得到四种干扰样式下BER随NSNR变化的曲线如图5所示.

图5分别给出了单音干扰、10音干扰、阻塞干扰、扫频干扰下的BER与NSNR的关系曲线.仿真结果表明:在 $SJR = -40\text{dB}$ 的情况下,盲分离提取抗干扰方法

计误差为 $100\text{Hz}$ 时,直扩信号的特征参数经过 $S_a(\cdot)$ 函数的第一个零点,此后直扩信号和干扰的特征参数越来越接近,造成提取越发困难.因此,为准确、有效地完成提取任务,循环频率估计误差应被控制在一个较小的范围.

(3) 固定信干比条件下特征参数与归一化信噪比的关系

以单音干扰为例,仿真时固定 $SJR = -40\text{dB}$ ,待分离信号块时长 $T = 2\text{s}$ ,所选时间窗长度 $T_{\text{wd}} = 0.01\text{s}$ ,考虑循环频率重叠与不重叠两种情况,得到特征参数随归一化信噪比变化的曲线如图4所示.

的BER性能均要好于直接解扩/解调信号,其中直接解扩/解调信号在强干扰的影响下,其BER几乎不随NSNR变化,并维持在 $10^{-0.3}$ 的高位,通信完全失效;而随着NSNR的增加,盲分离提取抗干扰方法的BER逐渐降低,当 $NSNR = 9\text{dB}$ 时,盲分离提取抗干扰方法的误比特率可低至 $10^{-3}$ .

(2) 固定归一化信噪比条件下误比特率与信干比的关系

设定 $NSNR = 10\text{dB}$ ,当SJR从 $-100\text{dB}$ 以 $10\text{dB}$ 的步长递增至 $-10\text{dB}$ 时,得到四种干扰样式下BER随SJR变化的曲线如图6所示.

图6分别为单音干扰、10音干扰、阻塞干扰和扫频干扰下的BER与SJR的关系曲线.从图中可看出,在 $NSNR = 10\text{dB}$ 的情况下,盲分离提取抗干扰方法的BER性能均要好于直接解扩/解调信号:对盲分离提取抗干扰方法来说,其BER几乎不随SJR变化,并维持在 $10^{-3} \sim 10^{-4}$ 的低位,通信顺畅;对直接解扩/解调信号来说,当 $SJR \leq -30\text{dB}$ 时,其BER也不随SJR变化,并维持在 $10^{-0.3}$ 的高位,意味着此时强干扰已超过直扩通信的干

扰容限,通信基本失效,而当  $SJR > -30\text{dB}$  时,随着  $SJR$  的增加,干扰强度逐渐降低,此时直接解扩/解调信号

的 BER 逐渐减小,但仍大于盲分离提取抗干扰方法.

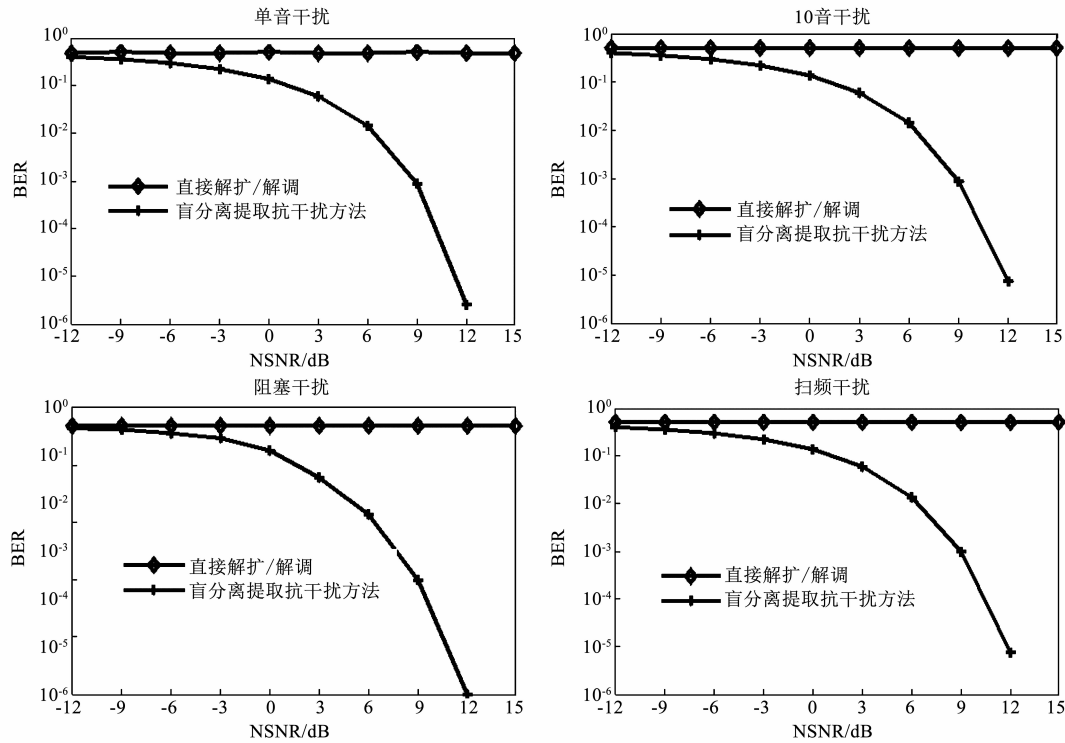


图5 误比特率与归一化信噪比的关系曲线

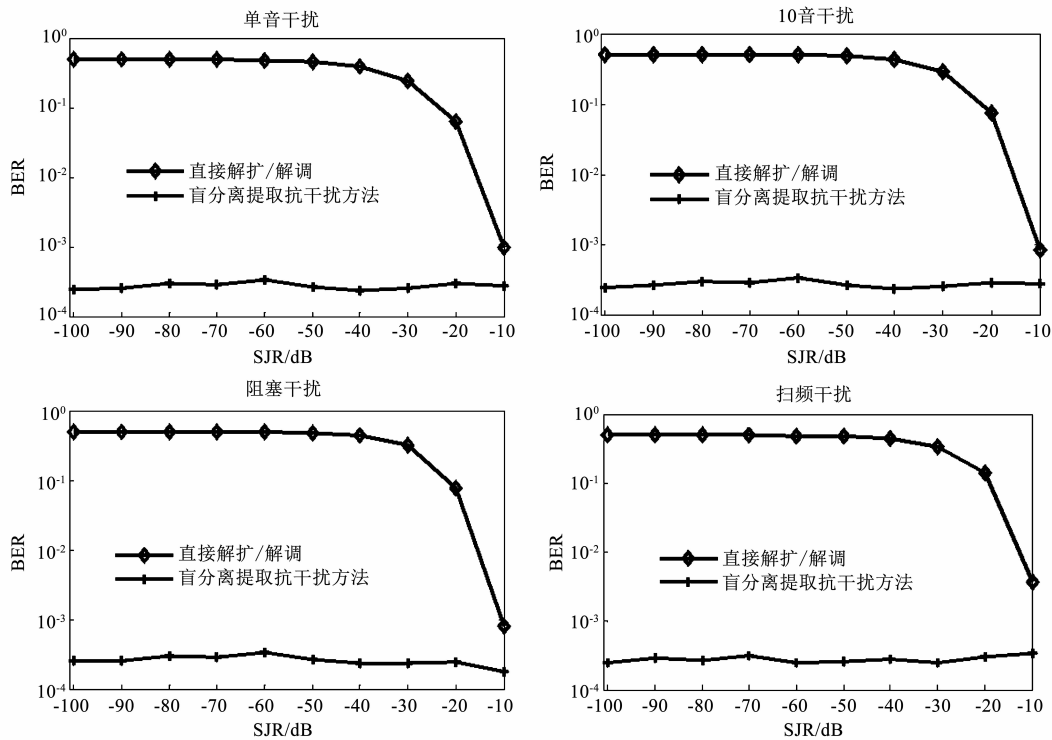


图6 误比特率与信干比的关系曲线

## 5 结论

常规直扩通信难以有效抵抗时/频域重叠的恶意干扰和动态干扰的影响,通信质量随着干扰功率的增大而急剧下降.针对这一问题,本文提出了一种基于循环平稳差异的直扩信号盲提取抗干扰方法,利用源信号在统计域上的独立性,构建盲源分离抗干扰模型,并通过定义合适的特征参数进行模式识别来提取直扩信号而抑制干扰.仿真结果表明,本文算法有效提高了直扩通信的抗干扰能力,尤其是在信干比较低及先验信息较少的情况下,可以较好地解决盲分离后直扩信号的提取问题.

### 参考文献

- [1] 张天骐,李立忠,张刚,高陈强.直扩信号的盲处理[M].北京:国防工业出版社,2012.1-26.
- [2] DE S. Spread Spectrum System[M]. Saarbrücken: LAP Lambert Academic Publishing,2011.1-56.
- [3] 姚富强.通信抗干扰工程与实践(第二版)[M].北京:电子工业出版社,2012.1-138.
- [4] 孙亮.阻塞干扰在 GSM-R 干扰测试中的实例[J].铁路通信信号工程技术,2015(3):41-42.
- [5] MAO W L, MA W J, CHIEN Y R, et al. New adaptive all-pass based notch filter for narrowband/FM anti-jamming GPS receivers[J]. Circuits Systems & Signal Processing, 2011, 30(3): 527-542.
- [6] 信子君.通信信号与干扰信号的半盲分离算法研究[D].成都:电子科技大学,2013.19-22.
- [7] 朱行涛,刘郁林,何为,等.基于跳频信号短时平稳的二阶特征窗盲分离抗干扰方法[J].重庆邮电大学学报(自然科学版),2015,27(1):49-54.  
ZHU Xing-tao, LIU Yu-lin, HE Wei, et al. Second-order characteristic window of BSS anti-jamming method based on frequency hopping signal's short-time stationary[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2015, 27(1): 49-54. (in Chinese)
- [8] LIAO X B, ZHANG W. A novel method for GPS anti-jamming based on blind source separation[A]. Seventh International Symposium on Computational Intelligence and Design[C]. Hangzhou, China: IEEE, 2014. 208-211.
- [9] 于淼,王曰海,汪国富.基于 BSS 的跳频通信抗部分频带噪声阻塞干扰方法[J].系统工程与电子技术,2013,35(5):1079-1084.
- [10] YU Miao, WANG Yue-hai, WANG Guo-fu. BSS based anti-jamming method for frequency hopping communication against partial-band noise jamming[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(5): 1079-1084. (in Chinese)
- [11] SHIBLEE M, CHANDRA B. Novel approach for blind source separation[A]. Sixth International Conference on Developments in eSystems Engineering[C]. Abu Dhabi, UAE: IEEE, 2013. 204-208.
- [12] MANISH K, ASHOK K. A novel method for blind source separation[J]. International Journal of Electronics & Communication Technology, 2011, 2(4): 103-106.
- [13] 黄知涛,周一宇,姜文利.基于最小方差谱估计的循环平稳信号到达角估计方法[J].电子学报,2005,33(9):1590-1593.  
HUANG Zhi-tao, ZHOU Yi-yu, JIANG Wen-li. Direction-of-arrival estimation method for cyclostationary signals using the minimum-variance spectral estimate[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(9): 1590-1593. (in Chinese)

### 作者简介



**朱行涛** 男,1982 年生于湖北随州.现为国防信息学院博士研究生.主要研究方向为军事信息学、智能信号处理及通信抗干扰等.  
E-mail: mynazhu@126.com



**刘郁林** 男,1971 年生于四川简阳.现为总参通信工程设计研究所教授、博士生导师.主要研究方向为盲信号处理、无线传感器网络等.  
E-mail: spliuy@ uestc.edu.cn



**栗铁桩** 男,1979 年生于河南泌阳.现为重庆通信学院军事信息网络工程教研室主任.主要研究方向为网络工程等.  
E-mail: li\_tiezhuang@126.com