

# 基于有效干扰系数的 MSK 干扰效能分析

陈增茂, 闫倩, 孙志国, 孙溶辰

(哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

**摘要:** 针对无线通信系统干扰效能评估问题, 基于干扰和通信信号关联程度提出了将有效干扰系数作为干扰评估参数, 分析了其对正交接收机的影响。具体地, 以最小频移键控 (MSK) 信号为通信信号, 以几种典型二进制数字调制信号为干扰信号, 利用所提干扰效能分析方法, 通过推导其理论误码率进行 MSK 干扰效能分析。特别地, 针对相干干扰场景, 系统分析了 MSK 相干干扰信号存在相位差、频差和时延对 MSK 干扰效能的影响。通过分析发现, 为取得更好的干扰效果, 干扰方应根据被干扰信号的信噪比选取不同的干扰样式。所提方法的理论与数值仿真结果具有较好的符合度, 证明了其准确性和有效性。

**关键词:** 干扰效能; 最小频移键控; 数字调制; 有效干扰系数

中图分类号: TN911.6

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022215

## Analysis of MSK jamming effectiveness based on effective jamming coefficient

CHEN Zengmao, YAN Qian, SUN Zhiguo, SUN Rongchen

College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China

**Abstract:** For the problem of communication jamming effectiveness, an effective jamming coefficient was proposed as an evaluation metric based on the correlation between jamming and communication signals, and the impact of orthogonal receivers was analyzed. Specially, minimum shift keying (MSK) and several typical binary modulation signals were chosen as the target communication and jamming signals, respectively. Jamming effectiveness evaluation was performed for the above mentioned scenario by deriving its theoretical bit error rate (BER) formulas. Moreover, for coherent jamming scenario with MSK being the jamming signal, the impact of its phase difference, frequency difference and delay on the jamming effectiveness were also systematically analyzed. The analysis suggests that to achieve better jamming effectiveness, different jamming modulation scheme should be chosen according to the signal-to-noise (SNR) of the jamming communication signal. Simulation has also shown that there is a good match between the derived theoretical analysis and numerical simulation of the proposed method effectiveness, which has proven its accuracy and validity.

**Keywords:** jamming effectiveness, minimum shift keying, digital modulation, effective jamming coefficient

## 0 引言

无线电通信对抗已成为现代作战的一种重要手段, 在现代战争中发挥着越来越重要的作用。通信对抗表现形式为敌对双方对传输通信信号的破坏和保护, 即通信干扰与抗干扰相互博弈的过程<sup>[1]</sup>。

在通信对抗中, 干扰效能是评估干扰方破坏能力或削弱通信方通信能力的重要手段。

通信干扰效能的评估指标很多, 包括能量、空间、频率等, 目前尚无公认的统一标准。根据评估指标数量的多少, 通信干扰效能评估可分为多指标评估和单指标评估。在多指标评估中, 潘志丽等<sup>[2]</sup>

收稿日期: 2022-08-01; 修回日期: 2022-10-12

通信作者: 孙志国, sunzhiguo@hrbeu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62001139)

**Foundation Item:** The National Natural Science Foundation of China (No.62001139)

提出以有效干扰效果评估因子衡量干扰效果，干扰效果评估因子与能量、空间、时间和干扰方式等因素有关；辛晓晟等<sup>[3]</sup>提出通过干扰距离、通信压制距离、干通比、通信有效区域面积 4 个指标评估干扰效能。在单指标评估中，刘广建等<sup>[4]</sup>通过计算接收信号和有用信号的相关系数来衡量干扰效果；李源等<sup>[5]</sup>把相关系数的概念引入二维数组，对干扰图像和目标真实图像做相关系数分析，衡量干扰效果。在通信干扰效能评估中，很多学者以被干扰接收机的误码性能作为衡量标准<sup>[6-25]</sup>。目前，通信干扰效能分析大多针对非相干接收机和非正交接收机，鲜有文献分析正交接收机的误码性能。

通信干扰技术的另一个发展趋势是以相干干扰为代表的高效干扰<sup>[18]</sup>技术应用越来越广。因此，本文借鉴文献[4-5]中接收信号与通信信号的相关系数思想，提出了将有效干扰系数作为干扰效能评估指标，分析其对正交接收机的影响，通过推导接收机理论误码率进行干扰效能评估。

最小频移键控 (MSK, minimum shift keying) 广泛应用于各种通信系统，但现有针对 MSK 信号的干扰效能分析大多基于传统的单音干扰<sup>[17]</sup>和多音干扰<sup>[14-16]</sup>。因此，本文针对相干干扰场景下的 MSK 正交接收，利用所提有效干扰系数，通过推导理论误码率进行 MSK 干扰效能分析。假设干扰方已通过通信侦察获取了通信信号的部分特征信息，包括载波频率、信号带宽、调制进制，根据侦察所得先验信息，干扰方对通信方施加一系列相干干扰。以干扰信号和通信信号的相关分析为依据，以响应与激励的关系为出发点，分析干扰信号对通信系统造成有效干扰的机理，并推导理想情况下二进制频移键控 (2FSK, binary frequency shift keying)、MSK、二进制相移键控 (2PSK, binary phase shift keying) 和二进制振幅键控 (2ASK, binary amplitude shift keying) 干扰对 MSK 通信系统的影响，以及非理想情况下干扰对 MSK 通信系统的影响。

### 1 干扰响应与干扰效能分析

如图 1 所示，将正交接收机看作线性时不变(LTI, linear time invariant)系统，不同激励作用于 LTI 系统时会产生不同的响应。当高效干扰和噪声存在时，可将接收机视为多输入多输出的线性时不变系统。设通信信号为  $s(t)$ ，其经过接收机后输出为通信响应

$\alpha(t)$ 。干扰信号  $j(t)$  与噪声信号  $n(t)$  经过接收机后输出为干扰响应  $\beta(t)$  和噪声响应  $\gamma(t)$ 。

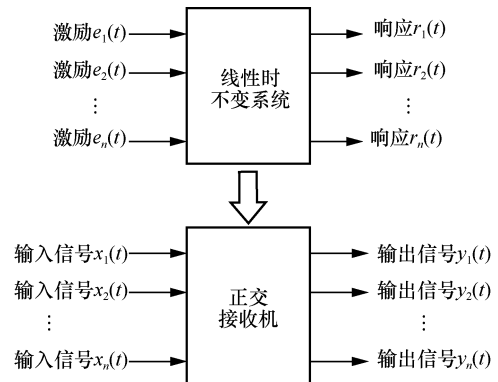


图 1 LTI 系统与正交接收机

#### 1.1 正交接收机干扰响应模型分析

信号与多维矢量的表达形式类似，因此可借助二者之间的相似性，将信号中的抽象问题化解为容易理解的矢量问题进行分析，利用数学推导解决实际工程中的问题。假设信号可以分解为  $x$  与  $y$  二维的形式，且  $x$  方向为通信信号的方向。由于通信信号和接收机是合作关系， $x$  方向也是信号能顺利通过接收机的方向。如图 2 所示， $j_1(t)$  和  $j_2(t)$  为 2 个能量大小相同的干扰信号，其对于  $x$  方向的投影分别为  $x_1$  和  $x_2$ 。尽管 2 个干扰信号对通信接收机作用的能量相同，产生的干扰效果却不同。显然  $j_1(t)$  对通信方的破坏能力更强。

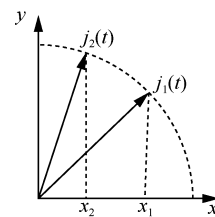


图 2 不同干扰的空间映射示意

本文借鉴相关系数理论<sup>[4-5]</sup>，将干扰与通信信号相关干扰系数  $c_{js}$  定义为

$$c_{js} = \frac{\int_{t_1}^{t_2} j(t)s(t)dt}{\int_{t_1}^{t_2} s^2(t)dt} \quad (1)$$

将  $c_{js}$  理解为干扰信号  $j(t)$  中含有通信信号  $s(t)$  方向的分量，即  $j(t)$  在  $s(t)$  方向上的投影。因此，干扰信号通过接收机后产生的干扰响应为  $\beta(t)=c_{js}\alpha(t)$ ，接收机的总响应为  $z(t)=\alpha(t)+c_{js}\alpha(t)+\gamma(t)$ 。

当接收机为正交接收机时，应分别考虑 I、Q 两路接收情况。此时，两路的相关干扰系数组成有效干扰系数共同对接收系统造成影响。本文以 MSK 信号的正交解调为例做出相关分析。

当通信信号  $s(t)$  为 MSK 时，已调信号可表示为

$$s(t) = A \cos\left(\omega_0 t + a_i \frac{\pi t}{2T} + \phi_i\right) \quad (2)$$

其中， $A$  为调制幅度， $\omega_0 = 2\pi f_0$  为中心角频率， $a_i$  为第  $i$  个码元的双极性数据信息，取值为  $\pm 1$ ， $T$  为基带信号码元宽度，即码元传输速率  $R_b$  的倒数， $\phi_i$  为初始相位。 $s(t)$  可以通过正交调制表示为

$$s(t) = Ad_1(t) \cos(\omega_0 t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) - Ad_Q(t) \sin(\omega_0 t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \quad (3)$$

其中， $d_1(t)$  和  $d_Q(t)$  分别为载荷信息， $\cos(\omega_0 t)$  和  $\sin(\omega_0 t)$  分别为两路信号的载波， $\cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right)$  和  $\sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right)$  分别为两路信号的加权函数。式(3)表明，MSK 已调信号可以分解为同向和正交 2 个分量。

MSK 信号正交解调过程如图 3 所示，此时可将解调过程分为 I、Q 路 2 个不同接收机分析。I 路接收机中信号  $r(t)$  与  $\cos(\omega_0 t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right)$  相乘后进入积分区间为  $[(2i-1)T, (2i+1)T]$  的积分器，得到判决值  $Z_1(t)$ ，再经过抽样判决后得到数据序列  $\{b_1\}$ 。通信信号  $s(t)$  经过 I 路接收机后的响应为  $\alpha_1(t) = Ad_1(t)$ 。尽管  $s(t)$  由同相和正交分量两部分构成，但对于 I 路接收机而言，允许通过的信号仅为同向分量。因此，I 路的有效信号为  $s_1(t) = A \cos(\omega_0 t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right)$ ，同理，Q 路的有效信号为  $s_Q(t) = -A \sin(\omega_0 t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right)$ 。

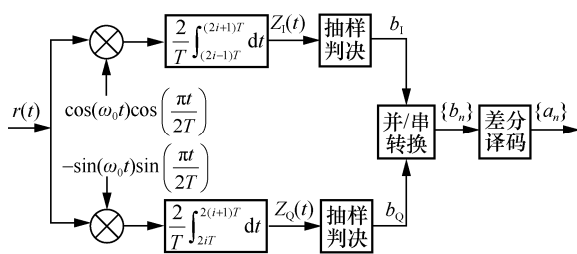


图 3 MSK 信号正交解调过程

当接收信号  $r(t)$  中包含干扰信号  $j(t)$  时，可根据式(1)求得 MSK 正交接收机 I、Q 路的相关干扰系数分别为

$$c_{js_1} = \frac{\int_{(2i-1)T}^{(2i+1)T} j(t) s_1(t) dt}{\int_{(2i-1)T}^{(2i+1)T} s_1^2(t) dt} \quad (4)$$

$$c_{js_Q} = \frac{\int_{2iT}^{2(i+1)T} j(t) s_Q(t) dt}{\int_{2iT}^{2(i+1)T} s_Q^2(t) dt} \quad (5)$$

其中， $c_{js_1}$  和  $c_{js_Q}$  为有效干扰系数。干扰信号通过 I、Q 路接收机后产生的干扰响应分别为  $\beta_1(t) = c_{js_1} \alpha_1(t)$  和  $\beta_Q(t) = c_{js_Q} \alpha_Q(t)$ 。

分析 MSK 信号误码性能时，分别计算 I 路和 Q 路误码率  $P_{ei}$  和  $P_{eq}$ ，并由差分译码规则得到总误码率为

$$P_e = P_{ei}(1 - P_{eq}) + P_{eq}(1 - P_{ei}) \quad (6)$$

### 1.2 整体干扰效能分析

为分析 MSK 信号在加性白高斯噪声 (AWGN, additive white Gaussian noise) 下施加高效干扰时的干扰效能，搭建 MSK 正交调制解调干扰效能分析整体模型，如图 4 所示。

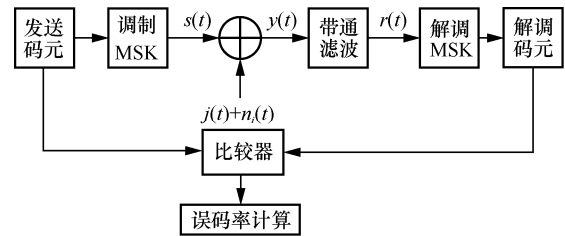


图 4 MSK 正交调制解调干扰效能分析整体模型

图 4 中， $n_i(t)$  为高斯白噪声，经过带通滤波器后为窄带高斯白噪声  $n(t)$ ，其均值为 0、方差为  $\sigma_n^2$ 。 $n(t)$  可分解为

$$n(t) = n_c(t) \cos(\omega_0 t) - n_s(t) \sin(\omega_0 t) \quad (7)$$

其中， $j(t)$  为施加的干扰信号，则接收机输入端的信号为

$$r(t) = s(t) + j(t) + n(t) \quad (8)$$

设通信信号、干扰信号经过 I 路接收机后产生的响应为  $\xi$ ，则  $\xi = (1 + c_{js_1}) Ad_1(t)$ 。噪声信号进入 I 路接收机产生的噪声响应为

$$\gamma_1(t) = \frac{2}{T} \int_{(2i-1)T}^{(2i+1)T} n_c(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos(\omega_0 t) dt \quad (9)$$

经计算,  $\gamma_1(t)$  是均值为 0、方差为  $\frac{n_0}{2T}$  的高斯白噪声, 则图 3 中的判决值  $Z_1(t)$  是均值为  $\xi$ 、方差为  $\frac{n_0}{2T}$  的高斯白噪声。

接收机未能察觉干扰信号存在, 仍会按照最佳判决门限判决。因此判决信号的概率密度函数为

$$f(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\alpha}} \exp\left(-\frac{(z-\xi)^2}{2\sigma_\alpha^2}\right) \quad (10)$$

其中,  $\sigma_\alpha^2 = \frac{n_0}{2T}$ 。通信信号等概率发送“+1”和“-1”时, I 路接收机的误码率为

$$P_{ei} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{r}(1+c_{js1})\right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{r}(1-c_{js1})\right] \quad (11)$$

其中,  $r = \frac{A^2}{2\sigma_\alpha^2}$  为每比特信号噪声比, 简称信噪比。

Q 路接收机的分析与 I 路类似, 因此可求得 Q 路信号的误码率为

$$P_{eq} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{r}(1+c_{jsq})\right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{r}(1-c_{jsq})\right] \quad (12)$$

下面, 对误码率的增减性进行讨论。

**性质 1**  $P_{ei}$  是关于  $|c_{js1}|$  的增函数,  $P_{eq}$  是关于  $|c_{jsq}|$  的增函数。

**证明** 由式(11)可知,  $P_{ei}$  是关于  $c_{js1} = 0$  的偶函数。将式(11)中  $P_{ei}$  对  $c_{js1}$  求偏导, 有

$$\frac{\partial P_{ei}}{\partial c_{js1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{r}{\pi}} \left\{ \exp\left[-r(1-c_{js1})^2\right] - \exp\left[-r(1+c_{js1})^2\right] \right\} \quad (13)$$

当  $c_{js1} > 0$  时,  $-r(1-c_{js1})^2 > -r(1+c_{js1})^2$ , 且指数函数为增函数, 因此  $\frac{\partial P_{ei}}{\partial c_{js1}} > 0$ , 即  $P_{ei}$  为增函数。

综上,  $P_{ei}$  是关于  $|c_{js1}|$  的增函数。

同理可证,  $P_{eq}$  是关于  $|c_{jsq}|$  的增函数。

**性质 2**  $P_e$  是关于  $P_{ei}$  的增函数, 也是关于  $P_{eq}$  的增函数。

**证明** 将式(6)中  $P_e$  对  $P_{ei}$  求偏导, 有

$$\frac{\partial P_e}{\partial P_{ei}} = 1 - 2P_{eq} \quad (14)$$

由于  $P_{ei} \leq 0.5$ , 可求得  $\frac{\partial P_e}{\partial P_{ei}} \geq 0$  恒成立, 因此  $P_e$  是关于  $P_{ei}$  的增函数。同理可证,  $P_e$  是关于  $P_{eq}$  的增函数。

由性质 1 和性质 2 可知,  $P_e$  分别是关于  $|c_{js1}|$  和  $|c_{jsq}|$  的增函数。

当  $j(t) = 0$  时, 可求得  $c_{js1} = c_{jsq} = 0$ , 此时 MSK 信号在 AWGN 信道下的误码率为

$$P_{e\_awgn} = \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) \left[ 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) \right] \quad (15)$$

## 2 典型数字调制干扰下干扰效能分析

### 2.1 理想情况下干扰效能分析

对于二进制通信系统, 理论上干扰机发送与发射机完全相反的码元可获得最佳干扰效果。但是实际上干扰方无法预知通信方的发送码元信息, 因此本文分析典型二进制调制方式的随机码元干扰对通信信号误码性能的影响。当干扰信号为 2FSK 时, 时域表达式为

$$j(t) = A_j \left[ \sum_n a_n g(t-nT) \right] \cos(\omega_1 t) + A_j \left[ \sum_n \bar{a}_n g(t-nT) \right] \cos(\omega_2 t) \quad (16)$$

其中,  $a_n = \begin{cases} 0, & \text{概率为 } p \\ +1, & \text{概率为 } 1-p \end{cases}$ ,  $p = 0.5$ ;  $A_j$  为干扰信号的调制幅度,  $g(t)$  为持续时间为  $T$  的矩形脉冲,  $\omega_1 = 2\pi f_1$  和  $\omega_2 = 2\pi f_2$  分别为与 MSK 的 2 个载波频率相对应的角频率。

MSK 两条支路码元持续时间都为  $2T$ , 而 2FSK 干扰信号的码元持续时间为  $T$ 。因此, 在 I 路积分区间内干扰信号发送 2 个码元信息  $a_1$  和  $a_2$ 。此时, I 路相关干扰系数  $c_{js1}$  的分子可以拆分成两部分

$$c_{js1} = \frac{\int_{(2i-1)T}^{2iT} j(t)s_1(t)dt + \int_{2iT}^{(2i+1)T} j(t)s_1(t)dt}{\int_{(2i-1)T}^{(2i+1)T} s_1^2(t)dt} = c_{js11} + c_{js12} \quad (17)$$

假设 JSR (jamming to signal ratio) 为每比特干扰与通信信号能量比, 简称干信比, 定义  $JSR = \frac{A_j^2}{A^2}$ 。

经计算可得  $c_{js1} = \sqrt{JSR}$ , 此时  $c_{js1}$  与  $a_1$  和  $a_2$  的取值无关。当  $d_1(t)$  等概率发送“+1”和“-1”时, I 路接收机的误码率为

$$P_{ei\_2fsk} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{r}(1+\sqrt{JSR})\right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{r}(1-\sqrt{JSR})\right] \quad (18)$$

同理，Q 路相关干扰系数  $c_{js_Q}$  为

$$c_{js_Q} = \frac{\int_{2iT}^{(2i+1)T} j(t)s_Q(t)dt + \int_{(2i+1)T}^{2(i+1)T} j(t)s_Q(t)dt}{\int_{2iT}^{2(i+1)T} s_Q^2(t)dt} = c_{js_{Q1}} + c_{js_{Q2}} \quad (19)$$

经计算可得， $c_{js_{Qm}} = \frac{(-1)^{a_m}}{2} \sqrt{JSR} (m=1,2)$ 。

当  $d_Q(t)$  发送“+1”时，干扰信号、相关干扰系数以及 Q 路误码率关系如表 1 所示。

表 1 干扰信号、相关干扰系数以及 Q 路误码率关系

$k$	$a_1$	$a_2$	$c_{js_Q}$	$P_{eq\_2fsk}(-1 +1)$
1	+1	+1	$-\sqrt{JSR}$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{r}(1-\sqrt{JSR})]$
2	+1	0	0	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$
3	0	+1	0	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$
4	0	0	$\sqrt{JSR}$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{r}(1+\sqrt{JSR})]$

当  $d_Q(t)$  等概率发送“+1”和“-1”时，Q 路接收机的误码率为

$$P_{eq\_2fsk} = \frac{1}{8} \operatorname{erfc}[\sqrt{r}(1-\sqrt{JSR})] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}[\sqrt{r}(1+\sqrt{JSR})] \quad (20)$$

当干扰信号为 2ASK、2PSK、MSK 时，按照类似的方法可求出误码率通式，如表 2 所示。

表 2 干扰信号每路误码率通式

干扰信号	载波频率	I 路误码率	Q 路误码率
2ASK	$f = f_0$	$0.5B_1 + 0.5B_4 + B_2$	$2B_1$
2PSK	$f = f_0$	$B_1 + B_4$	$2B_1$
2FSK	$f_1 = f_0 + \frac{1}{4T}$	$2B_3$	$B_1 + B_3$
	$f_2 = f_0 - \frac{1}{4T}$	$2B_3$	$B_1 + B_3$
MSK	$f_1 = f_0 + \frac{1}{4T}$	$2B_3$	$2B_3$
	$f_2 = f_0 - \frac{1}{4T}$	$2B_3$	$2B_3$

表 2 中， $B_1 = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$ ， $B_2 = \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{r}\left(1 + \frac{2}{\pi} \sqrt{JSR}\right)\right] + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{r}\left(1 - \frac{2}{\pi} \sqrt{JSR}\right)\right]$ ， $B_3 = \frac{1}{8} \operatorname{erfc}[\sqrt{r} \cdot$

$$(1 + \sqrt{JSR})] + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}[\sqrt{r}(1 - \sqrt{JSR})]$$
， $B_4 = \frac{1}{8} \operatorname{erfc}[\sqrt{r} \cdot (1 + \frac{4}{\pi} \sqrt{JSR})] + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{r}\left(1 - \frac{4}{\pi} \sqrt{JSR}\right)\right]$ 。

### 2.2 非理想情况下干扰效能分析

2.1 节是在理想状态下得到的结论，然而在实际情况下干扰信号的传输过程并非理想信道，干扰与通信信号往往存在不完全同步问题，这会严重影响干扰信号对接收机的干扰效能。为完善数学模型，本节分析干扰信号为 MSK 时相位差、频差和时延对干扰效能的影响。

#### 2.2.1 相位差对干扰效能的影响

当干扰信号与通信信号存在相位差时，假设随机相位偏移量为  $\psi$ ，干扰信号可表示为

$$j_p(t) = Ad_1(t) \cos(\omega_0 t + \psi) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) - Ad_Q(t) \sin(\omega_0 t + \psi) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \quad (21)$$

其中， $\psi$  在  $0 \sim 2\pi$  随机分布。通信码元与 MSK 干扰码元的时序关系如图 5 所示。

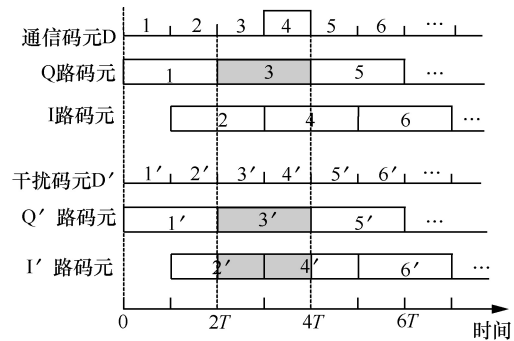


图 5 通信码元与 MSK 干扰码元的时序关系

以计算通信码元  $D_4$  误码率为例进行分析。 $D_4$  的解调与  $Q_3$  和  $I_4$  有关。首先分析  $Q_3$  的误码率，当干扰信号存在相位差时，解调  $Q_3$  与干扰信号的  $2'$ 、 $3'$ 、 $4'$  码元均有关。因此  $Q_3$  的相关干扰系数为

$$c_{js_Q} = \frac{\int_{2T}^{4T} j_p(t)s_Q(t)dt}{\int_{2T}^{4T} s_Q^2(t)dt} = \frac{\int_{2T}^{3T} I_2 \cos(\omega_0 t + \psi) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) s_Q(t)dt + \int_{3T}^{4T} I_4 \cos(\omega_0 t + \psi) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) s_Q(t)dt}{\int_{2T}^{4T} s_Q^2(t)dt}$$

$$\frac{\int_{2T}^{4T} -Q'_3 \sin(\omega_0 t + \psi) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) s_Q(t) dt}{\int_{2T}^{4T} s_Q^2(t) dt} = \left[ -\left(\frac{I'_2}{\pi}\right) \sin(\psi) + \left(\frac{I'_4}{\pi}\right) \sin(\psi) + Q'_3 \cos(\psi) \right] \sqrt{\text{JSR}} \quad (22)$$

此时，码元 2'、3'、4' 与  $c_{js_Q}$  的关系如表 3 所示。

表 3 码元 2'、3'、4' 与  $c_{js_Q}$  的关系

$k$	2'	3'	4'	$c_{js_Q}$
1	+1	+1	+1	$\cos(\psi)\sqrt{\text{JSR}}$
2	+1	+1	-1	$\left[ \cos(\psi) - \frac{2}{\pi} \sin(\psi) \right] \sqrt{\text{JSR}}$
3	+1	-1	+1	$-\cos(\psi)\sqrt{\text{JSR}}$
4	+1	-1	-1	$\left[ -\cos(\psi) - \frac{2}{\pi} \sin(\psi) \right] \sqrt{\text{JSR}}$
5	-1	+1	+1	$\left[ \cos(\psi) + \frac{2}{\pi} \sin(\psi) \right] \sqrt{\text{JSR}}$
6	-1	+1	-1	$\cos(\psi)\sqrt{\text{JSR}}$
7	-1	-1	+1	$\left[ -\cos(\psi) + \frac{2}{\pi} \sin(\psi) \right] \sqrt{\text{JSR}}$
8	-1	-1	-1	$-\cos(\psi)\sqrt{\text{JSR}}$

Q 路接收机的误码率为

$$P_{\text{eq\_msk\_p}} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{8} \sum_{k=1}^8 \text{erfc} \left[ \sqrt{r} (1 + c_{js_{Qk}}) \right] \right) \quad (23)$$

同理，可以求出 I 路接收机的误码率与 Q 路相同，即

$$P_{\text{ei\_msk\_p}} = P_{\text{eq\_msk\_p}} \quad (24)$$

### 2.2.2 频差对干扰效能的影响

当接收机或干扰机有一方非固定时，多普勒效应接收机接收到的干扰信号频率与干扰机发射频率有所不同。假设在接收机输入端干扰信号与通信信号的频差为  $\Delta f$ ，则干扰信号可表示为

$$j_r(t) = Ad_1(t) \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t] \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) - Ad_Q(t) \sin[(\omega_0 + \Delta\omega)t] \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \quad (25)$$

其中， $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ 。分析过程与 2.2.1 节类似，可求出 Q 路接收机的相关干扰系数为

$$\begin{aligned} c_{js_Q} = & Q'_1 \sqrt{\text{JSR}} \left[ \frac{\sin C_1}{4(C_1 - \pi)} - \frac{\sin C_1}{4(C_1 + \pi)} + \frac{\sin(\Delta\omega T)}{4(\Delta\omega T - \pi)} - \frac{\sin(\Delta\omega T)}{4(\Delta\omega T + \pi)} \right] + \\ & I'_2 \sqrt{\text{JSR}} \left[ -\frac{\sin(\Delta\omega T)}{2(\Delta\omega T + \pi)} - \frac{\sin(\Delta\omega T)}{2(\Delta\omega T - \pi)} - \frac{\sin C_1}{2(C_1 + \pi)} - \frac{\sin C_1}{2(C_1 - \pi)} + \text{Sa}(\Delta\omega T) + \text{Sa}(C_1) \right] + \\ & Q'_3 \sqrt{\text{JSR}} \left[ \frac{\sin C_1}{4(C_1 - \pi)} - \frac{\sin C_1}{4(C_1 + \pi)} + \frac{\sin(\Delta\omega T)}{4(\Delta\omega T - \pi)} - \frac{\sin(\Delta\omega T)}{4(\Delta\omega T + \pi)} \right] \end{aligned} \quad (26)$$

其中， $C_1 = (2\omega_0 + \Delta\omega)T$ ， $\text{Sa}(x) = \frac{\sin x}{x}$ 。

同理，I 路接收机的相关干扰系数为

$$\begin{aligned} c_{js_I} = & I'_2 \sqrt{\text{JSR}} \left[ \frac{\sin C_1}{4(C_1 - \pi)} - \frac{\sin C_1}{4(C_1 + \pi)} + \frac{\sin(\Delta\omega T)}{4(\Delta\omega T - \pi)} - \frac{\sin(\Delta\omega T)}{4(\Delta\omega T + \pi)} \right] + \\ & Q'_3 \sqrt{\text{JSR}} \left[ \frac{\sin 2C_1}{4(C_1 + \pi)} + \frac{\sin 2C_1}{4(C_1 - \pi)} + \frac{\sin(2\Delta\omega T)}{2\Delta\omega T} - \frac{\sin(2C_1)}{2C_1} + \frac{\sin(2\Delta\omega T)}{4(\Delta\omega T - \pi)} - \frac{\sin(2\Delta\omega T)}{4(\Delta\omega T + \pi)} \right] + \\ & I'_4 \sqrt{\text{JSR}} \left[ \frac{\sin(2\Delta\omega T) + \sin(\Delta\omega T)}{4(\Delta\omega T + \pi)} - \frac{\sin(2\Delta\omega T) + \sin(\Delta\omega T)}{4(\Delta\omega T - \pi)} + \frac{\sin 2C_1 + \sin C_1}{4(C_1 + \pi)} - \frac{\sin 2C_1 + \sin C_1}{4(C_1 - \pi)} \right] \end{aligned} \quad (27)$$

与 2.2.1 节计算方法类似，可求出 MSK 干扰存在频差时的误码率公式。

### 2.2.3 时延对干扰效能的影响

虽然干扰机能够获得通信信号的调制方式、载

波等关键信息，但是干扰机处理信息需要时间且信道有很多不确定性，干扰信号无法与通信信号完全对齐。假设接收机输入端的干扰信号与通信信号的时延为  $\tau$ ，因此干扰信号可表示为

$$j_d(t) = Ad_I(t+\tau)\cos[\omega_0(t+\tau)]\cos\left(\frac{\pi(t+\tau)}{2T}\right) - Ad_Q(t+\tau)\sin[\omega_0(t+\tau)]\sin\left(\frac{\pi(t+\tau)}{2T}\right) \quad (28)$$

其中,  $\tau$  在  $0\sim 2T$  随机分布。

存在时延的通信码元与 MSK 干扰码元的时序关系如图 6 所示。设通信信号第一个码元到达接收机时刻为 0, 干扰信号滞后通信信号  $\tau$ 。与 2.2.1 节类似, 对通信码元  $Q_3$  的解调进行分析, 由于时延的存在, 干扰码元  $Q'_1$ 、 $Q'_3$ 、 $I'_2$ 、 $I'_4$  都将对  $Q_3$  产生影响, 且干扰区间分别为  $[2T, 2T+\tau]$ 、 $[2T+\tau, 4T]$ 、 $[2T, 3T+\tau]$  和  $[3T+\tau, 4T]$ 。

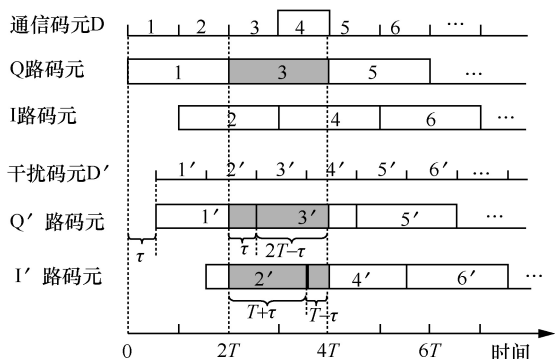


图 6 存在时延的通信码元与 MSK 干扰码元的时序关系

因此, 可求出 Q 路相关干扰系数为

$$c_{js_Q} = Q'_1\sqrt{JSR}\cos(\omega_0\tau)\left[\frac{\tau}{2T}\cos\left(\frac{\pi\tau}{2T}\right) - \frac{1}{\pi}\sin\left(\frac{\pi\tau}{2T}\right)\right] + Q'_3\sqrt{JSR}\cos(\omega_0\tau)\left[\frac{2T-\tau}{2T}\cos\left(\frac{\pi\tau}{2T}\right) + \frac{1}{\pi}\sin\left(\frac{\pi\tau}{2T}\right)\right] + I'_2\sqrt{JSR}\sin(\omega_0\tau)\left[-\frac{1}{\pi}\cos\left(\frac{\pi\tau}{2T}\right) - \frac{T+\tau}{2T}\sin\left(\frac{\pi\tau}{2T}\right)\right] + I'_4\sqrt{JSR}\sin(\omega_0\tau)\left[\frac{1}{\pi}\cos\left(\frac{\pi\tau}{2T}\right) - \frac{T-\tau}{2T}\sin\left(\frac{\pi\tau}{2T}\right)\right] \quad (29)$$

此时, 干扰码元共有  $2^4$  种取值, 假设  $l=1$  时  $l'=+1$ 、 $2'=+1$ 、 $3'=+1$ 、 $4'=+1$  (取值规则与表 3 类似), 则 Q 路误码率为

$$P_{eq\_msk\_d} = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{16}\sum_{l=1}^{16}\text{erfc}\left[\sqrt{r}\left(1+c_{js_{Ql}}\right)\right]\right) \quad (30)$$

同理, 可求得 I 路误码率为

$$P_{ei\_msk\_d} = P_{eq\_msk\_d} \quad (31)$$

### 3 仿真分析

为验证本文理论分析的正确性, 本节仿真 4 种典型数字调制干扰信号在理想情况下通信系统的误码性能, 以及 MSK 干扰存在频差、相位差和时延情况下通信系统的误码性能。本文仿真中, 载波中心频率为 1 MHz, 码元宽度为 1 ms。

不同干信比下干扰样式对干扰效能的影响如图 7 所示, 具体参数如下: 信噪比为 0 dB, 干信比为  $-20\sim 20$  dB。从图 7 可以看到, 2ASK 与 2PSK 干扰效能相近, 2FSK 与 MSK 干扰效能相近。因此, 将干扰分为两组进行对比分析。

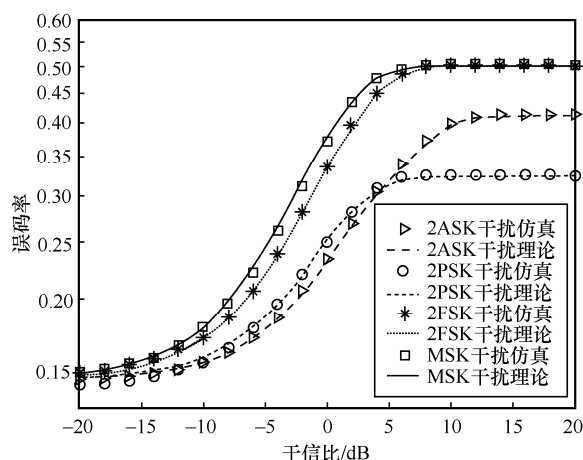


图 7 不同干信比下干扰样式对干扰效能的影响

#### 1) 2ASK 与 2PSK 干扰分析

由表 2 可知, 2ASK 与 2PSK 这 2 种干扰样式下的 Q 路误码率相同, 为 AWGN 下的干扰效能。由于这 2 种干扰信号均为余弦形式与 Q 路的正弦载波正交, 因此对 Q 路不产生影响。2ASK 与 2PSK 的干扰效能主要取决于 I 路。当 JSR 较小时, 2PSK 的干扰效能优于 2ASK。从时域角度分析, 对于通信信号的 I 路, 同样是发送“0”码时, 2ASK 信号不会对通信信号产生影响, 但是 2PSK 信号依然会持续发送波形, 从而影响通信信号接收机的接收质量。

#### 2) 2FSK 与 MSK 干扰分析

2FSK 与 MSK 这 2 种干扰对 I 路的影响相同, 主要区别为 Q 路。当 JSR 较小时, MSK 的干扰效能优于 2FSK, 从频域角度分析, 2FSK 信号虽然与 MSK 信号同频, 但因为 MSK 信号具有相位连续的特点, 能量更加集中, 从而在干扰时能对接收机接收到的信号造成更大的干扰。

将信噪比 0 dB 代入表 2, 当 JSR 足够大时, 干

扰信号完全破坏通信系统的传输，接收机将按照干扰机的发送波形解调。此时，MSK 和 2FSK 干扰效能相同，误码率约为 0.5；2ASK 干扰效能优于 2PSK，误码率分别约为 0.41 和 0.32。

图 8 和图 9 仿真了干扰样式和信噪比对干扰效能的影响，信噪比为-10~20 dB，干信比分别为 0 dB 和-5 dB。从图 8 和图 9 可以看出，当干信比较大时，干扰效能的主要影响因素为干扰样式。干扰效能由强到弱排序为 MSK、2FSK、2PSK、2ASK。

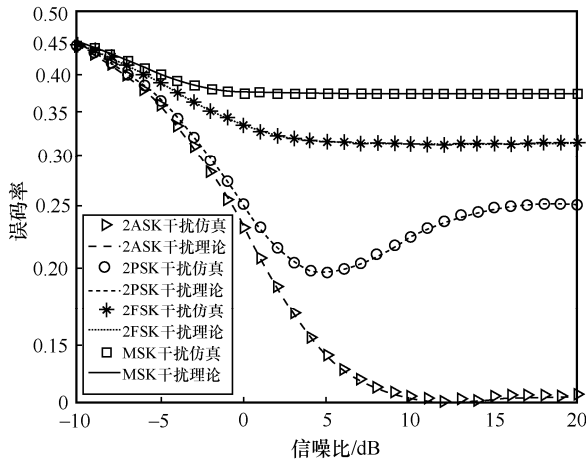


图 8 干信比为 0 dB 时干扰样式和信噪比对干扰效能的影响

从图 9 可以看出，当信噪比小于 10 dB 时，4 种干扰样式中 MSK 的干扰效能最强；当信噪比大于 10 dB 时，2PSK 的干扰效能最强。因此，此分析结论对干扰决策具有重要的指导意义，为获得更佳的干扰效果，应根据被干扰信号的信噪比，选取不同的干扰样式。

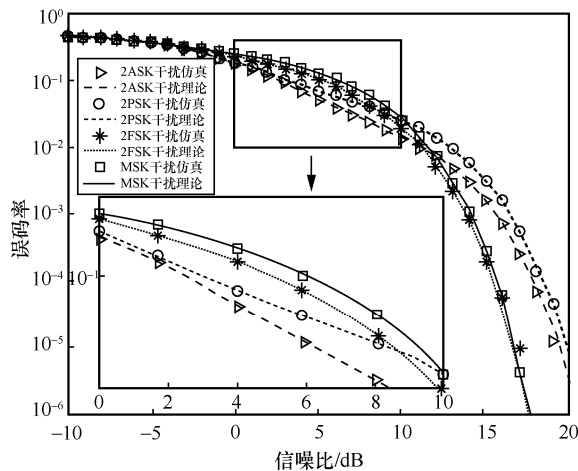


图 9 干信比为-5 dB 时干扰样式和信噪比对干扰效能的影响

图 10~图 12 仿真了非理想情况下通信系统的误码性能，选取 MSK 为干扰样式，干信比为-5 dB，

信噪比为-10~10 dB。

图 10 为相位差对干扰效能的影响，相位差分别选取  $0$ 、 $\frac{\pi}{4}$ 、 $\frac{3\pi}{8}$  和  $\frac{\pi}{2}$ 。从图 10 可以看出，当相位差为  $\frac{\pi}{2}$  时，误码率最小。原因是接收机只解调与通信信号同向的信号，当相位差为  $\frac{\pi}{2}$  时，干扰与通信信号正交，此时干扰效能最差。

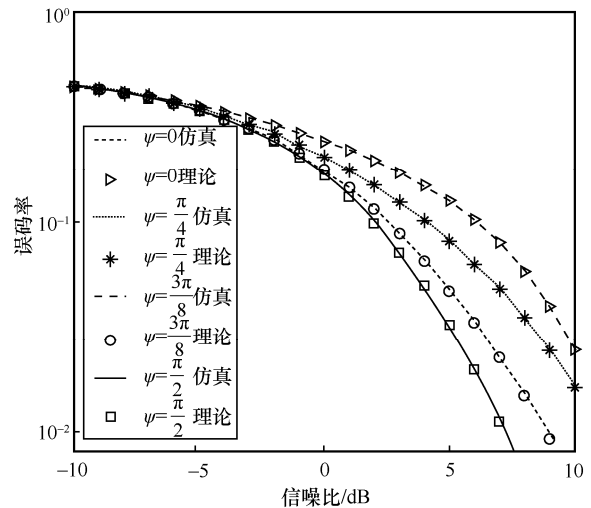


图 10 相位差对干扰效能的影响

图 11 为频差对干扰效能的影响，频差分别选取  $0$ 、 $0.3f_0$ 、 $0.5f_0$  和  $0.8f_0$ 。从图 11 可以看出，当存在频差时，误码率曲线几乎重合，干扰效能逊于无频差时。原因是干扰效能对频差较为敏感，当干扰信号与 MSK 通信信号存在频差时，相干接收机几乎可以滤除全部干扰。分析式(26)和式(27)可得，相关干扰系数约为 0 时，干扰效能和 AWGN 时近似。

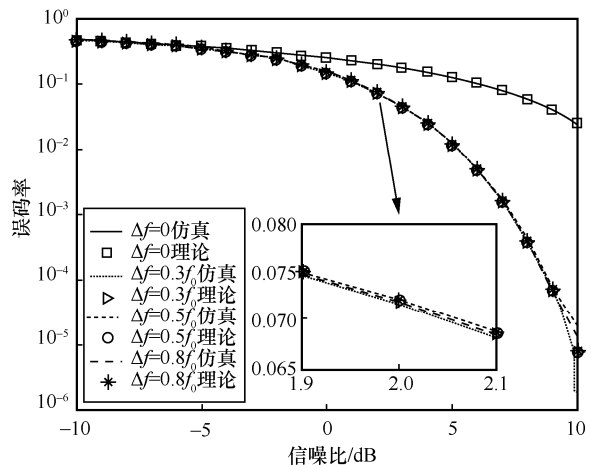


图 11 频差对干扰效能的影响

图 12 为时延对干扰效能的影响, 时延分别选取 0、0.3T、0.5T 和 0.8T。从图 12 可以看出, 时延对干扰效能的影响较大且比较有规律。随着时延的减小, 干扰效能逐渐增强。当时延为 0 时, 干扰效能最强。

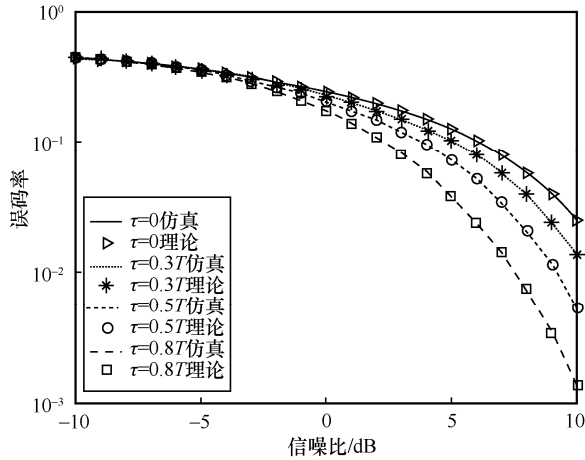


图 12 时延对干扰效能的影响

受限于篇幅原因, 非理想情况时本文仅仿真干信比为-5 dB 时的情况。当干信比增加或减小时, 误码性能整体随干信比增加或减小, 但相对误码性能与干信比-5 dB 时基本一致。

#### 4 结束语

本文针对正交接收机干扰效能评估问题, 通过计算干扰和通信信号的关联程度, 提出了有效干扰系数作为干扰评估参数, 进而推导了接收误码率进行干扰效能分析。本文以 MSK 通信信号为例, 考虑多种典型二进制数字调制信号作为相干干扰源的场景下, 利用所提有效干扰系数, 进行 MSK 干扰效能分析。另外, 本文还考虑了非理想通信侦察场景下相干 MSK 的干扰效能, 推导得到相应误码率修正公式。数值仿真结果验证了本文方法的准确性和有效性。通过分析发现, 在典型二进制数字调制干扰中, MSK 并非总是最佳干扰样式; 为获得最佳干扰效果, 干扰机应根据被干扰 MSK 信号的信噪比选择不同的干扰调制样式。本文的研究对通信干扰引导和干扰决策具有较好的现实指导意义。

#### 参考文献:

[1] 郭黎利, 孙志国. 通信对抗应用技术 (第 2 版) [M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2007.  
GUO L L, SUN Z G. Communication countermeasure technique[M]. 2nd ed. Harbin: Harbin Engineering University Press, 2007.

[2] 潘志丽, 张宏科, 张思东. 现代电子干扰理论与效能评估的研究[J]. 通信学报, 2003, 24(11): 40-45.  
PAN Z L, ZHANG H K, ZHANG S D. Research on modern electronic jamming theory and efficiency evaluation[J]. Journal on Communications, 2003, 24(11): 40-45.

[3] 辛晓晟, 张花国, 魏平, 等. 机载通信干扰航线建模与效能评估[J]. 电子对抗, 2017(6): 22-25, 31.  
XIN X S, ZHANG H G, WEI P, et al. Modeling and effectiveness evaluation of airborne communication jamming routes[J]. Electronic Warfare, 2017(6): 22-25, 31.

[4] 刘广建, 王伯昶. 基于相关系数的语音通信干扰效果评估[J]. 电子对抗, 2004(3): 28-31.  
LIU G J, WANG B C. Jamming effectiveness evaluation of speech communication based on correlation coefficient[J]. Electronic Warfare, 2004(3): 28-31.

[5] 李源, 陈惠连. 基于相关系数的 ISAR 干扰效果评估方法[J]. 电子科技大学学报, 2006, 35(4): 468-470.  
LI Y, CHEN H L. Evaluation method of jamming effect on ISAR based on correlation coefficient[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2006, 35(4): 468-470.

[6] 王满喜, 聂焱, 黎力, 等. 基于信号分析的通信对抗干扰效果评估方法[J]. 信息与电子工程, 2012, 10(4): 426-430.  
WANG M X, NIE H, LI L, et al. Jamming effect assessment method by signal analysis in communication-counterwork[J]. Information and Electronic Engineering, 2012, 10(4): 426-430.

[7] XU J, DUAN L J, ZHANG R. Transmit optimization for symbol-level spoofing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(1): 41-55.

[8] JANG H S, JUNG B C. Performance analysis of reactive symbol-level jamming techniques[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(12): 12432-12437.

[9] JANG Y, PARK J, KIM I. BER expression of QAM for symbol-level jamming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(2): 1037-1048.

[10] HAN Y, TEH K C. Error probabilities and performance comparisons of various FFH/MFSK receivers with multitone jamming[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(5): 769-772.

[11] TEH K C, KOT A C, LI K H. Performance analysis of an FFH/BFSK product-combining receiver under multitone jamming[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1999, 48(6): 1946-1953.

[12] AHMED S, YANG L L, HANZO L. Mellin-transform-based performance analysis of FFH M-ary FSK using product combining for combatting partial-band noise jamming[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(5): 2757-2765.

[13] ZHENG H O, ZHANG N T. Performance analysis of hybrid DS-SFH/MSK spread-spectrum system under multitone jamming[C]//Proceedings of IEEE Conference on Military Communications. Piscataway: IEEE Press, 1999: 567-570.

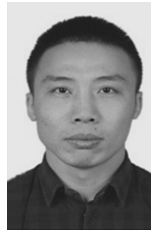
[14] DOYLE S W, MARSHALL J W. Performance of frequency hopped MSK signals in multitone jamming and additive white Gaussian noise[C]//Proceedings of IEEE Conference on Military Communications. Piscataway: IEEE Press, 1990: 415-419.

[15] SHANG F, GAO B Q, LIU G, et al. Bit error performance analysis of FH/MSK system in different multi-tone noise jamming[C]//Proceedings of 2005 IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Prop-

agation and EMC Technologies for Wireless Communications. Piscataway: IEEE Press, 2005: 1398-1401.

- [16] GAMBLE J T. MSK performance under various fading conditions in the presence of worst-case CW interference[C]//Proceedings of IEEE Conference on Military Communications. Piscataway: IEEE Press, 1992: 390-394.
- [17] LI H L, PEI B, HUANG Y F, et al. Performance of the direct sequence spread spectrum system with single-tone jamming[C]//Proceedings of 2010 IEEE International Conference on Information Theory and Information Security. Piscataway: IEEE Press, 2010: 458-461.
- [18] 姚富强. 通信抗干扰工程与实践(第2版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2012.  
YAO F Q. Communication anti-jamming engineering and practice[M]. 2nd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2012.
- [19] SADEK B, LIN Y, CHI X W. Research on interference of conventional communication signals[C]//Advanced Hybrid Information Processing. Berlin: Springer, 2018: 417-424.
- [20] AMURU S, BUEHRER R M. Optimal jamming strategies in digital communications—impact of modulation[C]//Proceedings of 2014 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2014: 1619-1624.
- [21] AMURU S, BUEHRER R M. Optimal jamming against digital modulation[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2015, 10(10): 2212-2224.
- [22] LIU H Z, LIAO R B, WEI Z C, et al. BER analysis of a hybrid modulation scheme based on PPM and MSK subcarrier intensity modulation[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(4): 1-10.
- [23] XU Z G. A novel hybrid MSK modulation scheme for additional data transmission[C]//Proceedings of 2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [24] CHEN Z, ZHAI R, LI D C, et al. Performance evaluation of a tactical data-link system based on MSK and 16QAM[J]. IEEE Access, 2021, 9: 84316-84326.
- [25] LU J H, TANG Y L, TANG B. A dynamic conflict analysis method for EW effectiveness evaluation based on conditional state space[J]. Electronics, 2020, 10(1): 24.

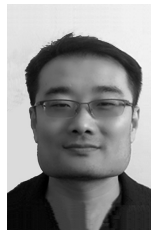
## [作者简介]



陈增茂(1981-), 男, 河北宁晋人, 博士, 哈尔滨工程大学副教授, 主要研究方向为通信对抗、通信干扰建模、认知无线电技术等。



闫倩(1990-), 女, 河北武强人, 哈尔滨工程大学硕士生, 主要研究方向为通信对抗、MSK 干扰分析等。



孙志国(1977-), 男, 黑龙江哈尔滨人, 博士, 哈尔滨工程大学教授, 主要研究方向为认知数据链、无线通信与防护等。



孙溶辰(1988-), 男, 黑龙江鸡西人, 博士, 哈尔滨工程大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为通信信号识别、无线信道建模。