

ASK Analysis of Noise to Jamming the Signal of BPSK

FU guangchun, ZANG wei, ZHAO mingfu, CHEN yanfeng

School of Mechanical and Electrical Engineering, Henan Institute of Science and Technology, Xinxiang, China

Abstract: In the light of the characteristics of the power spectrum of BPSK, it is put forward for the efficient methods that ASK jamming the BPSK. Because ASK possesses the same characteristics of shape of the power spectrum, and the same BAUD rate, it could get to the efficient disturb. In term of coherent demodulation on receiver, the formula of error rate is deduced. The simulations and the formula show that ASK jamming is to excel that of white noise.

Key words: ASK BPSK; jamming; the power spectrum

ASK 噪声对 BPSK 信号的干扰分析

付广春, 赵明富, 陈艳锋,

河南科技学院机电学院, 新乡, 中国, 453003

摘 要: 本文针对 BPSK 信号的功率谱的特点, 提出了基于 ASK 噪声对 BPSK 信号进行有效的干扰方法。ASK 噪声与 BPSK 信号有相似的功率谱密度曲线, 有相同的波特率, 具有较好的干扰效果。在接收端采用相干解调的条件下, 推导了其干扰 BPSK 信号的误码率的公式, 仿真结果与理论分析都表明 ASK 其效果优于白噪声的干扰。

关键词: ASK; BPSK; 干扰; 功率谱

1 引言

随着数字通信技术和信息对抗技术的发展, 以及现在大量无线接收和发射设备的使用, 电子干扰的类型和强度都呈现出了不断增加的现象。

电子干扰中的方法有很多种, 一般采用频域全覆盖, 调制方式包括常见的 ASK、FSK 和 BPSK 以及采用干扰效果比较好的扩频、QPSK 等等。这些干扰一般与信号是独立, 不相关。本文中的干扰是有针对性的, 干扰噪声与信号有相同的码元周期, 有相同的载波频率。该噪声与 BPSK 有非常相似的功率谱密度和相同的波特率, 对 BPSK 有较好的干扰效果。

本文详细论述了 ASK 干扰信号的统计特性。在接收机完成同步的情况下, 推导出了在 ASK 干扰下的 BPSK 信号的误码率公式, 并且进行了理论分析和仿真。仿真的结果表明, ASK 信号在实际应用中, 干扰效果优于白噪声的干扰, 而且其干扰的特点: 1 或者 0 的比例在极限情况下, 达到 0.75 或者 0.25 (较高信噪比)。

2 ASK 噪声的统计特性与功率谱特性

均匀分布的随机码 ASK 噪声, 服从 $[0, 2\pi]$ 上均匀分布的振幅键控噪声。其表达式如下:

$$N(t) = \sum_n b_n g(t - nT) \cos[\omega_c t + \theta_{n0}] \quad (1)$$

$$b_n = \begin{cases} +B & \text{发送1时} \\ 0 & \text{发送0时} \end{cases}$$

其中, $\omega_c = 2\pi f_c$, f_c 被干扰信号的 BPSK 的载频; $g(t)$ 是长度为 T 的矩形函数; θ_{n0} 为噪声的初始相位。

ASK 信号的相关函数为

$$\begin{aligned} R_N(t) &= E\{N(t)N(t+\tau)\} \\ &= E\left\{\sum_n b_n g(t-nT) \cos[\omega_c t + \theta_{n0}] \right. \\ &\quad \left. \times \sum_n b_n g(t+\tau-nT) \cos[\omega_c (t+\tau) + \theta_{n0}] \right\} \end{aligned} \quad (2)$$

上式中, $|\tau| > T$, $N(t)$ 与 $N(t+\tau)$ 一定属于二个码元; $|\tau| \leq T$ 可能属于同一个码元, 也可能属于二个码元。

如果属于 2 个码元, 那么 $R_N(t) = 0$ 。如果属于同一个码元, 那么

$$R_N(t) = 0.5 \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \cos(\omega_c \tau) \quad |\tau| \leq T$$

基带信号的双边功率谱密度为:

$$P(f) = f_c P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2$$

$$+ \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_c [PG_1(mf_c) + (1-P)G_2(mf_c)]|^2 \delta(f - mf_c) \quad (3)$$

其中 P 为 $g(t)$ ($|t| \leq \frac{T}{2}$) 的出现的概率; $G_1(f)$ 为 $g(t)$ 的傅立叶变换; $G_2(f) = 0$, 所以上式化简为

$$P(f) = f_c P(1-P) |G_1(f)|^2 + \delta(f) \quad (4)$$

其中, $m \neq 0$ 时, 单极性非归零码的傅立叶变换 $G_1(mf_c) = 0$; 所以上式又可以简化为

$$P(f) = f_c P(1-P) |G_1(f)|^2 + \delta(f) \quad (5)$$

$$G_1(f) = T \text{Sa}(\pi f T)$$

所以,

$$P(f) = TP(1-P) \text{Sa}^2(\pi f T) + \delta(f)$$

那么调制信号的傅立叶变换为

$$P_A(f) = \frac{1}{4} [P(f + f_c) + P(f - f_c)] \quad (6)$$

将各参数归一化后, 比较一下 ASK 和 PSK 在概率 P 相同时的功率谱密度的曲线。图 1 为 ASK 的功率谱密度曲线, 图 2 是 PSK 的功率谱密度曲线。它们服从 0 和 1 等概。从图中可以看出, 除了在主瓣处 ASK 多一个冲激脉冲, 它们的是非常的相似, 主要的差别在于幅度相差 4 倍。等概分布的 ASK 和 PSK 具有相似的谱形, 很容易对正常信号的接收和解调造成干扰。

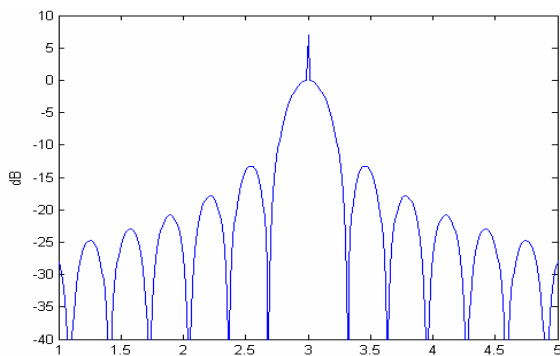


图 1. ASK 的功率谱密度的曲线

Figure 1. The power spectrum chart of ASK

3 ASK 噪声对 BPSK 接收机的干扰

BPSK 信号的载波频度和码元周期这两个参数可以通过小波变换, 和瞬时频度估计等方法先验获得 [1-4]。

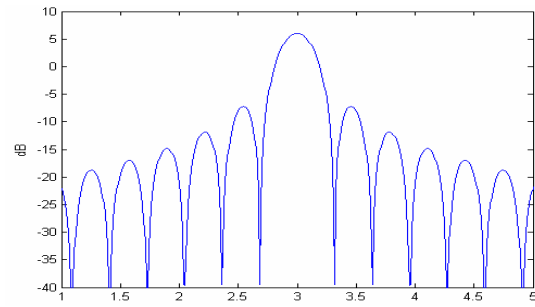


图 2. PSK 的功率谱密度曲线

Figure 2. The power spectrum chart of PSK

假设接收到的 BPSK 有效信号 $s(t)$, 进入接收机的信道噪声为窄带的高斯噪声 $n(t)$ 。信号可以表示为

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \cos[\omega_c t + \theta_0] \quad (7)$$

其中 $a_n = \begin{cases} +A & \text{概率为 } P \\ -A & \text{概率为 } 1-P \end{cases}$, T 为码元周期, θ_0 为初始噪声。对于相干解调, 接收端带通滤波器输出的波形包括干扰、信号和噪声。其表达式为:

$$\begin{cases} [1 + n_I(t) + b_n] \cos \omega_c t - n_Q(t) \sin \omega_c t & \text{发送1时} \\ [-1 + n_I(t) + b_n] \cos \omega_c t - n_Q(t) \sin \omega_c t & \text{发送0时} \end{cases} \quad (8)$$

经过乘法器后的波形为:

$$\begin{cases} \text{发送1时} \\ [A + n_I(t) + b_n] \cos^2 \omega_c t - \frac{1}{2} n_Q(t) \sin 2\omega_c t \\ \text{发送0时} \\ [-A + n_I(t) + b_n] \cos^2 \omega_c t - \frac{1}{2} n_Q(t) \sin 2\omega_c t \end{cases} \quad (8)$$

经过低通滤波器后的波形为:

$$y(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} [A + n_I(t) + b_n] & \text{发送1时} \\ \frac{1}{2} [-A + n_I(t) + b_n] & \text{发送0时} \end{cases} \quad (9)$$

假定判决器的门限为最佳判决门限值 0, 也说是说当 $y(t) > 0$ 时, 判决为 1, $y(t) < 0$ 时, 判决为 0。在发送 1 时, 当高斯噪声和干扰信号 ASK 的双重影响, 使得 $y(t)$ 在判决时刻, 极性发生反转, 导致误码的产生 [5-7]。

3.1 当前码元为 1 时误码率

$$P_{10} = P\{y(t) < 0, y(t) = \frac{1}{2} [A + n_I(t) + b_n]\} = P\{n_I(t) < -(b_n + A)\}$$

$$= \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{(x - (A + b_n))^2}{2\sigma_n^2}} dx \quad (11)$$

干扰信号 ASK 当前码元为 1 时的误码率 (即 $b_n = B$)

时为:

$$\begin{aligned} P_{101} &= P\{y(t) < 0, y(t) = \frac{1}{2}[A + n_l(t) + b_n]\} \\ &= \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-(x-A-B)^2/2\sigma_n^2} dx \\ &= \int_{-\infty}^{\frac{(B+A)}{\sigma_n}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy \\ &= \int_{\frac{(B+A)}{\sigma_n}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy = Q\left(\frac{B+A}{\sigma_n}\right) \end{aligned}$$

$$\text{其中 } y = \frac{x - (B+A)}{\sigma_n}$$

干扰信号 ASK 当前码元为 0 时的误码率 (即 $b_n = 0$) 时为:

$$\begin{aligned} P_{100} &= P\{y(t) < 0, y(t) = \frac{1}{2}[A + n_l(t) + b_n]\} \\ &= \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-(x-A)^2/2\sigma_n^2} dx \\ &= \int_{-\infty}^{\frac{A}{\sigma_n}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy \\ &= \int_{\frac{A}{\sigma_n}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy = Q\left(\frac{A}{\sigma_n}\right) \end{aligned}$$

其中 $Q(x)$ 为标准的正态分布。总的发送 1 误判为 0 的概率为:

$$P_{10} = P_{1b} \times P_{101} + P_{0b} \times P_{100} \quad (10)$$

由于 0 和 1 等概出现, 所以,

$$P_{101} = P_{100} = 0.5$$

式(10)可以化简为:

$$\begin{aligned} P_{10} &= 0.5(P_{101} + P_{100}) \\ &= \frac{1}{2} \left[Q\left(\frac{B+A}{\sigma_n}\right) + Q\left(\frac{A}{\sigma_n}\right) \right] \end{aligned}$$

3.2 当前码元为 0 时误码率

同理可以得到接收当前码元为 0 时的误码率为 0 误判为 1 的错误概率

$$P_{01} = P\{y(t) > 0, y(t) = \frac{1}{2}[-A + n_l(t) + b_n]\} \quad (11)$$

$$= \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-(x+A+b_n)^2/2\sigma_n^2} dx$$

干扰信号 ASK 当前码元为 1 时的误码率 (即 $b_n = B$) 时为:

$$\begin{aligned} P_{011} &= P\{y(t) > 0, y(t) = \frac{1}{2}[-A + n_l(t) + b_n]\} \\ &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-(x-A+B)^2/2\sigma_n^2} dx \\ &= \int_{\frac{B-A}{\sigma_n}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-y^2/2} dy \\ &= Q\left(\frac{B-A}{\sigma_n}\right) \end{aligned}$$

干扰信号 ASK 当前码元为 0 时的误码率 (即 $b_n = 0$) 时为:

$$\begin{aligned} P_{010} &= P\{y(t) > 0, y(t) = \frac{1}{2}[-A + n_l(t) + b_n]\} \\ &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-(x-A)^2/2\sigma_n^2} dx \\ &= \int_{-\frac{A}{\sigma_n}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-y^2/2} dy \\ &= Q\left(-\frac{A}{\sigma_n}\right) \\ P_{01} &= \frac{1}{2} \left[Q\left(\frac{B-A}{\sigma_n}\right) + Q\left(-\frac{A}{\sigma_n}\right) \right] \end{aligned}$$

3.3 系统的总的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} [P_{10} + P_{01}] \quad (12)$$

$$= \frac{1}{4} \left[Q\left(\frac{B+A}{\sigma_n}\right) + Q\left(\frac{A}{\sigma_n}\right) + Q\left(\frac{B-A}{\sigma_n}\right) + Q\left(-\frac{A}{\sigma_n}\right) \right]$$

4 仿真与分析

不同的干信比的情况下的误码率曲线。本文采用的是载频为 40MHz; 采样速率为 200MHz。信噪比为 10 dB, 干信比为 -10~10dB。

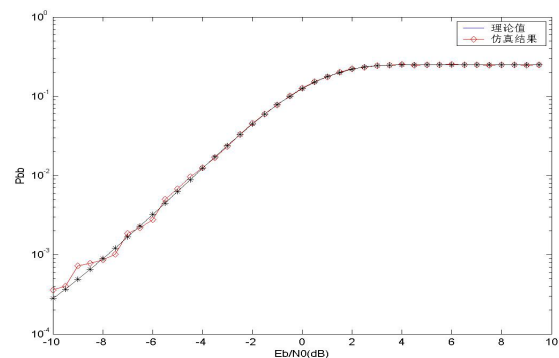


图 3. 仿真的误码率与理论误码率的对比

Figure 3. The BER comparison with simulation and theory

从图中可以看出,理论值与仿真结果非常的接近,基本重合在一起。随着干信比的不断增加,理论误码率逐渐增加,大约在 0.27 处达到其最大值,也说明了 ASK 信号对 PSK 的干扰效果。

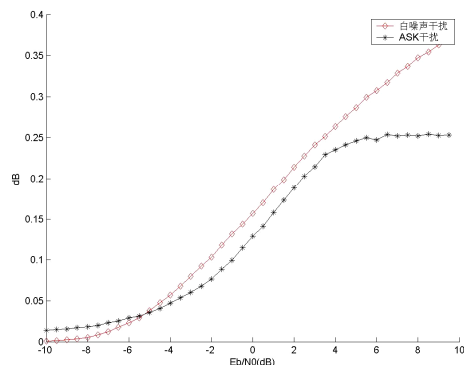


图 4. 不同信噪比下误码率的变化

Figure 4. The changes under different SNR

图 4 是在不同信噪比和不同干信比条件下,误码率曲线变化图。从图中可以看出,在相同干扰信号功率条件下,信噪比越高,误码率越高;随着干扰信号的增强,误码率也不断增加,但增加的幅度大概在 2dB 时候开始缓慢增加。在信噪比较高的情况下,其极限误码率大约为 0.25 左右,与理论值非常的接近;在信噪比较低的情况下,与干扰信号和白噪声的功率有关。

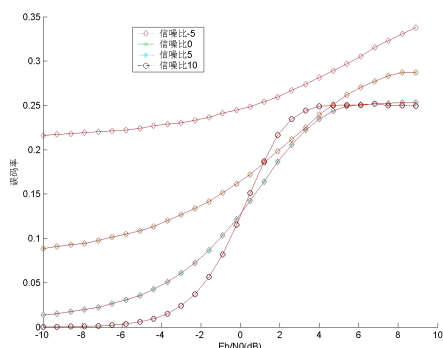


图 5. 相同干扰功率下误码率的曲线比较

Figure 5. The chart comparison under the same noise power

图 5 是信噪比等于 5 dB 时,在相同的信噪比的情况下,干扰信号为白噪声和 ASK 时的误码率的变化曲线图。在 $SNR \leq -6dB$ 时,ASK 的干扰效果优于白噪声,超过这个值,白噪声的干扰效果优于 ASK 干扰。在干扰功率达到 4dB 时,ASK 干扰信号接近极限值。而白噪声的误码率还在增加,直到 0.5 左右。实际上,在 $SNR = -6dB$ 是在实际应用中,信号的由于误码率过

高,已经没有任何实用价值,也可说 ASK 的干扰效果明显优于白噪声的。

随着通信技术和调制方式的发展,振幅键控噪声作为一种常见的干扰,特别是其码元周期与的信号一致,而且调制一致的情况下,能够较好地干扰正常接收的信号,导致其误码率过高。本文中详细讨论和分析了 ASK 干扰对 BPSK 的性能的影响,推导了在 ASK 干扰下的误码率的公式。理论分析和 MATLAB 仿真表明,ASK 对 BPSK 信号能够有效干扰,而且优于窄带的白噪声的干扰。

References (参考文献)

- [1] Ho. K. C, Prokopiw. W, Chart. Y. T. Modulation identification of digital signals by the wavelet transform [J]. Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings-Publication, 2000, 147 (4): 169-176.
朱孝武 唐斌. 基于 DS-SS 信号相位特性的参数估计[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(9): 1425-1428.
- [2] ZHU Xiaowu, Tang Bin. A novel parameter estimation approach to the DS-SS signal with low signal noise ratio[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2005, 27(9): 1425-1428.
罗明 杨绍全. 一种多进制频移键控信号的调制分类及解调方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2005, 32(1): 52-55.
- [3] LUO Ming; YANG Shaoquan. On modulation classification and demodulation of MFSK signals[J]. Journal of Xidian University, 2005, 32(1): 52-55.
和昆英, 李麒, 郭虹, 等. 3PSK、QPSK 与 OQPSK、UQPSK 调制识别方法初探[J]. 微计算机信息. 2006: 286-288.
- [4] HE Kunying, Li Qi, GUO Hong Li, et al. Automatic Modulation Recognition of BPSK, QPSK, OQPSK, UQPSK[J]. Microcomputer Information, 2006: 286-288.
苑小华, 罗武忠, 罗来源. MPSK 信号载波频率盲估计[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(5): 1148-1150.
- [5] ZHAO Fucai, HU Yihua, ZHANG Li. Blind Carrier Frequency Estimation for MPSK Signal[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(5): 1148-1150.
金艳, 姬红兵. 基于循环自相关的 PSK 信号码速率估计的噪声影响分析[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(2): 505-508.
- [6] JIN Yan, Ji Hongbing. Influence of Stationary Noise on Cyclic -Autocorrelation Based PSK Symbol Rate Estimation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(2): 505-508.
郑文秀, 赵国庆, 张煜. 均匀分布随机码调相噪声对 PSK 信号的干扰分析[J]. 信号处理, 2008. 24(4): 538-541.
- [7] ZHENG Wenxiu, ZHAO Guoqing, ZHANG Yu. Jamming analysis of the phase-modulated noise by the evenly distributed random code on the PSK signal[J]. Signal Processing, 2008. 24 (4): 538-541.