

多音干扰环境中时频二维扩频系统的性能

周 健 唐友喜 谢胜琳 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

摘 要 该文分析并仿真了加性白高斯噪声信道多音干扰环境中的时频二维扩频的比特误码率性能。理论分析发现,当多音干扰在子载波中心频率上、且二维扩频矩阵多音干扰所在的子载波对应的时间轴所对应的行元素之和为零时,多音干扰被完全抵消。同时给出了计算机仿真结果。结果表明,理论分析与仿真结果吻合。

关键词 多音干扰,直接序列扩频,MC-CDMA,时频二维扩频,抗干扰,误码率

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)11-2107-04

Performance of Time-Frequency Two Dimensional Spread Spectrum System in Multi-tone Jamming Environment

Zhou Jian Tang You-xi Xie Sheng-lin Li Shao-qian

(Nat. Key Lab. of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract This paper investigates the Bit Error Rate (BER) of the time-frequency 2-Dimensional Spread Spectrum (2DSS) in Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel with the presence of multi-tone jamming. Analytical results indicate that the harmful effect caused by the multi-tone jamming can be completely eliminated when the jamming signals are placed on certain sub-carriers' central frequencies and if the corresponding row sums of the 2-dimensional spreading code matrix are equal to zero. The simulation results are provided, which show the agreement between theoretical analysis and simulation results.

Key words Multi-tone jamming, Direct sequence spread spectrum, MC-CDMA, Time-frequency domain spread spectrum, Anti-jamming, Bit Error Rate (BER)

1 引言

随着无线通信技术的发展,扩频技术得到了越来越广泛的应用。相对于文献[1,2]提出的将时域扩频与频域扩频串联起来的二维扩频概念,文献[3]提出的广义时频二维扩频方法,由于其二维扩频矩阵在任两列可以是非相关的,在某些特殊应用领域,如军事保密通信中,具有更好的性能。

扩频技术优越的抗干扰能力是扩频通信得到迅速发展的重要原因,而常见的单音和多音干扰对扩频通信性能的影响始终是人们关心的问题。单音及多音干扰对一维扩频系统的影响已有很多分析和研究^[4,5],但是二维扩频在单音及多音干扰中性能如何,未见报道。本文将给出广义时频二维扩频系统在多音干扰环境中的性能分析及仿真结果。

本文其余部分是这样安排的:第2节给出二维扩频在多音干扰环境中的系统模型;第3节是模型的误码率分析;第4节是分析及仿真结果对比;最后是本文的结论。

2 系统模型

根据文献[3],时频二维扩频在多音干扰环境中的系统模型,如图1所示。速率为 T_b 的输入比特序列 $b(t)$ 分别经时域

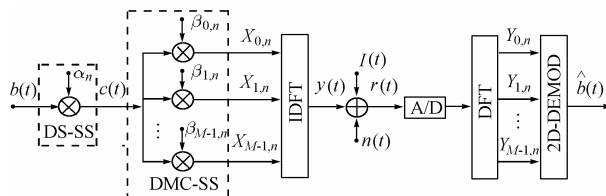


图1 二维扩频在多音干扰环境中的系统模型

Fig.1 The system model of the two dimensional spread spectrum system in multi-tone jamming environment

直接序列扩频(DS-SS)和频域离散多载波扩频(DMC-SS)后,被复制为 M 路信号,其中与时域扩频第 n 个码片所在的时间区间对应的第 m 路信号 $X_{m,n}$ 可表示为

$$X_{m,n} = \alpha_n \beta_{m,n} b(t) \quad (1)$$

其中 α_n 表示时域扩频的第 n 个码片值, $n=0,1,\dots,N-1$, N 为时域扩频增益; $\beta_{m,n}$ 表示与时域扩频第 n 个码片所在的时间区间对应的频域扩频第 m 路的扩频码片值, $m=0,1,\dots,M-1$, M 为频域扩频增益。

设 $\alpha = \text{diag}(\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n, \dots, \alpha_{N-1})$; $\beta = (\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_n, \dots, \beta_{N-1})$,其列向量对应不同时段上的频域扩频序列,即 $\beta_n = (\beta_{0,n}, \beta_{1,n}, \dots, \beta_{m,n}, \dots, \beta_{M-1,n})^T$, $(\cdot)^T$ 表示向量转置;设 T_c 为每个时域扩频码片的时间宽度, $g(t)$ 为宽度 T_c 的单位幅度脉冲, $U = \text{diag}(g(t), g(t-T_c), \dots, g(t-(N-1)T_c))$,则二维扩频矩阵 $S = \beta U \alpha$ 可表示为

2005-03-10收到,2005-08-30改回

国家自然科学基金(60272009, 60472045, 60496313),国家“863”计划(2003AA12331006)和教育部博士点基金(20020614001)资助课题

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} \alpha_0\beta_{0,0} & \alpha_1\beta_{0,1} & \cdots & \alpha_{N-1}\beta_{0,N-1} \\ \alpha_0\beta_{1,0} & \alpha_1\beta_{1,1} & \cdots & \alpha_{N-1}\beta_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_0\beta_{M-1,0} & \alpha_1\beta_{M-1,1} & \cdots & \alpha_{N-1}\beta_{M-1,N-1} \end{pmatrix} \quad (2)$$

经过 DMC 扩频后的各路信号送入 IDFT 模块, 设每个子载波的发射功率为 P_T , 则经过 IDFT 后, 对应于时域扩频第 n 个码片时间区间的输出为

$$y(t) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{P_T} X_{m,n} e^{\frac{j2\pi mt}{T_c}} \quad (3)$$

如图 1 所示, $y(t)$ 在信道中叠加了复加性白高斯噪声 $n(t)$ 和多音干扰 $I(t)$; 其中 $n(t) = n_c(t) + jn_s(t)$, $n_c(t)$ 和 $n_s(t)$ 是相互独立的白高斯噪声过程, 双边功率谱密度均为 $N_0/2$ (W/Hz)。 $I(t)$ 为 Ω 个相互独立的单音组成的多音干扰:

$$I(t) = \sum_{i=1}^{\Omega} \sqrt{J_i} e^{j(2\pi f_i t + \theta_i)} \quad (4)$$

其中 J_i , f_i , θ_i 分别为第 i 个单音的功率、频率和初相位, θ_i 服从 $[0, 2\pi)$ 均匀分布。

于是, 接收信号 $r(t)$ 的表达式为

$$r(t) = y(t) + n(t) + I(t) \quad (5)$$

3 误码率分析

在接收端, $r(t)$ 分别经过 A/D 变换和 DFT 模块, 结合式(3)和式(5), 得到与时域扩频第 n 个码片所在的时间区间对应的第 m 路(对应于第 m 个子载波)的输出 $Y_{m,n}$ 为

$$Y_{m,n} = \sqrt{P_T} X_{m,n} + N_{m,n} + I_{m,n} \quad (6)$$

其中 $N_{m,n}$ 为零均值复高斯随机变量^[6]

$$N_{m,n} = N_{I,m,n} + jN_{Q,m,n} \quad (7)$$

其实部与虚部的方差 $\text{var}(N_{I,m,n}) = \text{var}(N_{Q,m,n}) = N_0/2T_c$; $I_{m,n}$ 为叠加在与时域扩频第 n 个码片所在的时间区间对应的第 m 个子载波上的多音干扰:

$$I_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{F}_M \mathbf{A}_{m,n} \mathbf{U} \quad (8)$$

在式(8)中, \mathbf{F}_M 为 DFT 矩阵:

$$\mathbf{F}_M = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & W_M^{-1} & \cdots & W_M^{-M-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_M^{M-1} & \cdots & W_M^{(M-1)(M-1)} \end{pmatrix} \quad (9)$$

其中 $W_M = e^{-j\frac{2\pi}{M}}$; $\mathbf{A}_{m,n}$ 为输入 DFT 模块的多音干扰的矩阵表达:

$$\mathbf{A}_{m,n} = \begin{pmatrix} Ue^{j\theta_i} & Ue^{j(V+\theta_i)} & \cdots & Ue^{j(V(N-1)+\theta_i)} \\ Ue^{j(V\frac{1}{M}+\theta_i)} & Ue^{j(V(\frac{1}{M}+1)+\theta_i)} & \cdots & Ue^{j(V(\frac{1}{M}+N-1)+\theta_i)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Ue^{j(V\frac{M-1}{M}+\theta_i)} & Ue^{j(V(\frac{M-1}{M}+1)+\theta_i)} & \cdots & Ue^{j(V(\frac{M-1}{M}+N-1)+\theta_i)} \end{pmatrix} \quad (10)$$

式中 $U = \sum_{i=1}^{\Omega} \sqrt{J_i}$, $V = 2\pi f_i \frac{T_b}{N}$ 。

然后, $Y_{m,n}$ 分别进行频域 DMC 解扩和时域 DS 解扩, 解扩后的表达式为^[3]

$$\tilde{b}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_n^* \beta_{m,n}^* Y_{m,n} \quad (11)$$

将式(1)、式(6)和式(8)代入式(11), 整理得

$$\begin{aligned} \tilde{b}(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_n^* \beta_{m,n}^* (\sqrt{P_T} X_{m,n} + N_{m,n} + I_{m,n}) \\ &= \sqrt{P_T} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} |\alpha_n|^2 |\beta_{m,n}|^2 b(t) + \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_n^* \beta_{m,n}^* N_{m,n} \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_n^* \beta_{m,n}^* \mathbf{F}_M \mathbf{A}_{m,n} \mathbf{U} \end{aligned} \quad (12)$$

不失一般性, 令 $|\alpha| = |\beta| = 1$, 考虑到式(10)中的求和符号可以提出, 设

$$\boldsymbol{\Theta}_{i,m,n} = \begin{pmatrix} 1 & e^{j(2\pi f_i \frac{T_b}{N})} & \cdots & e^{j(2\pi f_i \frac{T_b}{N}(N-1))} \\ e^{j(2\pi f_i \frac{T_b}{N} \frac{1}{M})} & e^{j(2\pi f_i \frac{T_b}{N} (\frac{1}{M}+1))} & \cdots & e^{j(2\pi f_i \frac{T_b}{N} (\frac{1}{M}+N-1))} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(2\pi f_i \frac{T_b}{N} \frac{M-1}{M})} & e^{j(2\pi f_i \frac{T_b}{N} (\frac{M-1}{M}+1))} & \cdots & e^{j(2\pi f_i \frac{T_b}{N} (\frac{M-1}{M}+N-1))} \end{pmatrix} \quad (13)$$

于是, 式(12)可以进一步化简为

$$\begin{aligned} \tilde{b}(t) &= \sqrt{P_T} M N b(t) + \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_n^* \beta_{m,n}^* N_{m,n} \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^{\Omega} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_n^* \beta_{m,n}^* \sqrt{J_i} \mathbf{F}_M \boldsymbol{\Theta}_{i,m,n} \mathbf{U} e^{j\theta_i} \\ &= \sqrt{P_T} M N b(t) + N + \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^{\Omega} \sqrt{J_i} \text{tr}(\mathbf{S}^H \mathbf{K}_i) e^{j\theta_i} \\ &= \sqrt{P_T} M N b(t) + N + I \end{aligned} \quad (14)$$

其中

$$N = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_n^* \beta_{m,n}^* N_{m,n} \quad (15)$$

$$\mathbf{K}_i = \mathbf{F}_M \boldsymbol{\Theta}_{i,m,n} \mathbf{U} \quad (16)$$

$$I = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^{\Omega} \sqrt{J_i} \text{tr}(\mathbf{S}^H \mathbf{K}_i) e^{j\theta_i} \quad (17)$$

$(\cdot)^H$ 表示共轭转置, $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹, N 和 I 分别代表高斯噪声与多音干扰对数据符号的影响。

由式(14), 最后的判决信号表达式为

$$\begin{aligned} \hat{b}(t) &= \text{Re}(\sqrt{P_T} M N b(t) + N + I) \\ &= \sqrt{P_T} M N b(t) + N_R + I_R \end{aligned} \quad (18)$$

其中 $\text{Re}(\cdot)$ 表示求实部运算; $N_R = \text{Re}(N)$, 结合式(7), N_R 的方差为

$$\sigma_n^2 = E\{|N_R|^2\} = M N N_0 / (2T_c) \quad (19)$$

将式(17)代入 $I_R = \text{Re}(I)$, 可得

$$I_R = \operatorname{Re} \left(\frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^{\Omega} \sqrt{J_i} \operatorname{tr}(\mathbf{S}^H \mathbf{K}_i) e^{j\theta_i} \right) \\ = \sum_{i=1}^{\Omega} \sqrt{J_i} \sqrt{\operatorname{Re}^2(w_i) + \operatorname{Im}^2(w_i)} \cos(\theta_i + \lambda_i) \quad (20)$$

其中 $\operatorname{Im}(\cdot)$ 表示求虚部运算, 且有

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{M}} \operatorname{tr}(\mathbf{S}^H \mathbf{K}_i) \quad (21)$$

$$\tan \lambda_i = \frac{\operatorname{Im}(w_i)}{\operatorname{Re}(w_i)} \quad (22)$$

设 $\Pr(b(t)=1) = \Pr(b(t)=-1) = 1/2$, 则平均比特误码率为

$$P_e = \Pr(\hat{b}(t) < 0 | b(t)=1) \Pr(b(t)=1) \\ + \Pr(\hat{b}(t) > 0 | b(t)=-1) \Pr(b(t)=-1) \\ = \Pr(\hat{b}(t) > 0 | b(t)=-1) \quad (23)$$

设 Z 为零均值、方差为 1 的标准高斯分布随机变量, 利用式(19), 应有^[5]

$$N_R = \sqrt{\frac{MNN_0}{2T_c}} Z \quad (24)$$

由式(20), 当各单音的频率 f_i 确定时, I_R 为各个单音的初相位 θ_i 的函数, 故条件比特误码率为

$$P_e(\theta_i) = \Pr \left(-\sqrt{P_T} MN + \sqrt{\frac{MNN_0}{2T_c}} Z + I_R > 0 \right) \\ = Q \left(\sqrt{\frac{2MNP_T T_c}{N_0}} (1 - \omega) \right) \quad (25)$$

其中

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (26)$$

$$\omega = \frac{I_R}{\sqrt{P_T} MN} = \sum_{i=1}^{\Omega} \omega_i \quad (27)$$

在式(27)中

$$\omega_i = \frac{1}{MN} \sqrt{\frac{J_i}{P_T}} \sqrt{\operatorname{Re}^2(w_i) + \operatorname{Im}^2(w_i)} \cos(\theta_i + \lambda_i) \quad (28)$$

设随机变量 ω_i 的概率密度函数为 $f_i(x)$, 由于 θ_i 服从 $[0, 2\pi)$ 均匀分布, 则

$$f_i(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{\Phi_i^2 - x^2}}, & |x| < \Phi_i \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (29)$$

其中

$$\Phi_i = \Phi \frac{1}{MN} \sqrt{\frac{J_i}{P_T}} \sqrt{\operatorname{Re}^2(w_i) + \operatorname{Im}^2(w_i)} \quad (30)$$

设 $f(x)$ 为随机变量 ω 的概率密度函数, 由于组成多音干扰的各个单音相互独立, 即 ω_i 为相互独立的随机变量, 结合式(27), 应有

$$f(x) = f_1(x) * f_2(x) * \dots * f_{\Omega}(x) \quad (31)$$

其中 “*” 表示求卷积运算。

由式(25)和式(31)可得, 平均比特误码率为

$$P_e = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) Q \left(\sqrt{\frac{2MNP_T T_c}{N_0}} (1-x) \right) dx \quad (32)$$

4 一种特殊的抗多音干扰参数

理论分析发现, 当组成多音干扰的各个单音正好在任意子载波的中心频率上时, 若干扰所在子载波对应的二维扩频矩阵 \mathbf{S} 的相应行元素之和为零, 多音干扰对系统的影响可被完全抵消。这是时频二维扩频通信的突出优点, 具有重要的实际意义。

对 I 作进一步分析, 当第 i 个单音的频率 f_i 在第 l_i+1 个子载波的中心频率上, 即 $f_i T_c = l_i$ (l_i 为不大于 $M-1$ 的非负整数) 时, $\boldsymbol{\theta}_{i,m,n}$ 矩阵各列同行元素相同。设此时 \mathbf{K}_i 矩阵任一列第 $m+1$ 行元素为 $K_i(m)$, 则有

$$K_i(m) = \sum_{q=0}^{M-1} e^{j2\pi l_i \frac{q}{M}} W_M^{qm} = \begin{cases} M, & m = l_i \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (33)$$

此时 \mathbf{K}_i 矩阵仅有第 l_i+1 行元素非零且相同, 即在一个 T_b 时间宽度内, 对应于时域扩频序列的 N 个码片时间区间, 第 i 个单音经过 DFT 后在其所在子载波上的 N 个输出相同, 在其他子载波上的输出为零。这时, 由式(17), 当二维扩频矩阵 \mathbf{S} 第 l_i+1 行元素之和等于零, 即 $\sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \beta_{l_i n} = 0$ 时,

$\operatorname{tr}(\mathbf{S}^H \mathbf{K}_i) = 0$, 第 i 个单音被完全抵消。若组成多音干扰的 Ω 个单音满足干扰抵消的条件:

(1) 多音干扰在子载波的中心频率上;

(2) 二维扩频矩阵多音干扰所在的子载波对应的时间轴所对应的行元素之和为零。

则有 $I=0$ 。于是, 多音干扰对系统的影响被消除, 系统仅受白高斯噪声影响, 平均比特误码率为

$$P_e = Q \left(\sqrt{\frac{2MNP_T T_c}{N_0}} \right) \quad (34)$$

5 分析及仿真结果

为验证分析的正确性, 用 MATLAB 的 SIMULINK 平台进行了仿真。本节的仿真结果是基于以下的基本参数设置: 时域扩频码片宽度 $T_c = 125\mu\text{s}$, 时域扩频增益 $N=8$, 频域扩频增益 $M=8$, 任意相邻两个子载波间距 8kHz 。

不失一般性, 仿真首先在单音干扰环境中进行, 即 $\Omega=1$ 。设每比特输入信号能量为 E_b , 信噪比 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$, 分别得到了当单音干扰频率为 9365Hz , 29580Hz 和 52360Hz 时, 在不同干信比下系统平均比特误码率的 3 组理论和仿真曲线, 如图 2 所示。图 2 中的仿真曲线与理论曲线吻合。由仿真参数, 扩频增益约为 18dB , 信噪比为 10dB , 从图 2 中可见, 当干信比 J/P_T 约为 28dB 时, 系统的性能已不可接受。又因在频域上, 频率为 9365Hz 的单音干扰距离与其最近的子载波中心频率较另两个单音干扰距离其对应的最近子载波中心频率更近, 故在相同信噪比和干信比下其对数据符号

的干扰更大,系统误码率较在另两种干扰环境中更高。同理,在相同信噪比和干信比下,系统在频率为 52360Hz 的单音干扰环境中误码率相对较低。由此可知,干扰的功率和频率共同影响了系统误码率。

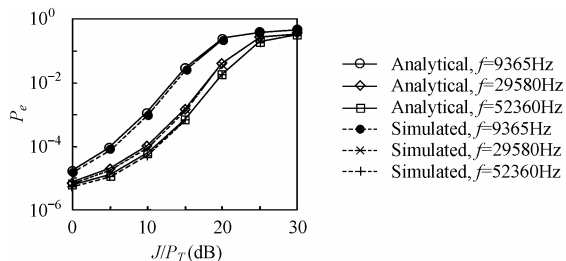


图2 单音干扰频率分别为 9365Hz, 29580Hz 和 52360Hz 时系统的误码率($E_b/N_0=10\text{dB}$)

Fig.2 BER of the system when the frequencies of the single-tone jamming are 9365Hz, 29580Hz and 52360Hz, respectively ($E_b/N_0=10\text{dB}$)

图3和图4分别给出了系统在频率为 9365Hz 的单音干扰和由频率为 9365Hz 和 29580Hz 的两个相互独立的单音组成的多音干扰环境中,在不同信噪比和干信比下平均比特误码率的三维图。其中,组成多音干扰的两个单音功率相等,且总干扰功率 J 为两个单音功率之和。比较图3和图4可见,随着 E_b/N_0 的减小, J/P_T 的增大,误码率迅速增大,并逐渐趋于稳定。进一步观察可知,系统在多音干扰环境中具有更好的性能。这是因为多音干扰的干扰功率是两个单音功率之和,而相比于频率为 9365Hz 的单音,频率为 29580Hz 的单音与其对应的最近子载波中心频率之间距离较远,在相同的信噪比和干信比下对数据符号的干扰较小。

图5给出了多音干扰在子载波中心频率上时,多音干扰影响被抵消的情况。仿真中,设 $\Omega=3$,各独立单音的功率相等,且总干扰功率 J 为各干扰功率之和;各单音频率分别为 16kHz, 32kHz 和 40kHz,即干扰分别第 3, 5, 6 个子载波的中心频率上。根据第4节的分析,选定二维扩频矩阵

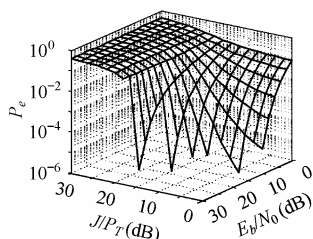


图3 单音干扰频率为 9365Hz 时系统在不同信噪比和干信比环境中的误码率
Fig. 3 BER of the system under different Signal-to-Noise Ratio and Jamming-to-Signal Ratio when the frequency of the single-tone jamming is 9365Hz

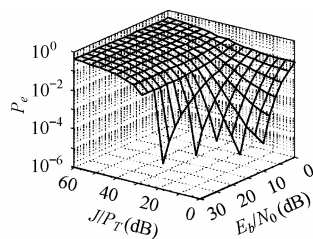


图4 多音干扰由频率为 9365Hz 和 29580Hz 的单音组成时系统在不同信噪比和干信比环境中的误码率
Fig.4 BER of the system under different Signal-to-Noise Ratio and Jamming-to-Signal Ratio when the multi-tone jamming is composed by two single tones whose frequencies are 9365Hz and 29580Hz

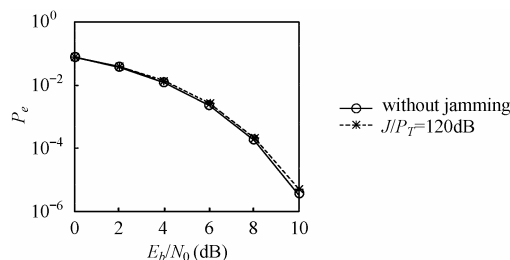


图5 多音干扰(16kHz, 32kHz, 40kHz)被抵消时系统的误码率
Fig.5 BER of the system when the multi-tone jamming (16kHz, 32kHz, 40kHz) is eliminated

的第3, 5, 6 行元素之和为零,在干信比 $J/P_T=120\text{dB}$ 时得到了仿真曲线。为比较多音干扰被抵消的效果,不加多音干扰,得到了系统仅受加性白高斯噪声影响时的误码率仿真曲线。从图5可以看出,多音干扰被抵消时的仿真曲线和不加多音干扰时的仿真曲线吻合。

6 结束语

本文分析了时频二维扩频通信方法在加性白高斯噪声信道多音干扰环境中的误码率,给出了多音干扰被抵消的条件,并进行了计算机仿真验证。结果表明,分析值与仿真结果吻合。在衰落信道中,二维扩频抗干扰性能的研究具有十分重要的意义,我们将在后续工作中给出一些回答。

参考文献

- [1] Xing H, Rinne J. The performance analysis of a two dimensional CDMA system for frequency selective channels [A]. GLOBECOM 1998 [C]. Sydney, Australia, Nov. 8-12, 1998, vol 5: 2537-2542.
- [2] Xiao L, Liang Q L. A novel MC-2D-CDMA communication systems and its detection methods [A]. ICC 2000 [C]. New Orleans, USA, June 18-22, 2000: 1223-1227.
- [3] 唐友喜, 李少谦. 广义时频二维扩频在加性白高斯噪声信道中的性能[J]. 电子与信息学报, 2004, 26(2): 248-253.
- [4] Tang Youxi, Cha Guangming. The performance of a kind of CDMA receivers in single-tone jamming environment [A]. IEEE ISSSTA'96[C]. Mainz, Germany, Sept. 1996: 22-25.
- [5] Nazari N, Ziemer R E. Computationally efficient bounds for the performance of direct-sequence spread-spectrum multiple-access communications systems in jamming environments [J]. IEEE Trans. on Commun., 1988, 36(5): 577-587.
- [6] Chang Mingxian, Su Yu T. Performance analysis of equalized OFDM systems in Rayleigh fading [J]. IEEE Trans. on Wireless Commun., 2002, 1(4): 721-732.

周 键: 男, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为扩频通信、OFDM、MIMO 技术。
唐友喜: 男, 1964 年生, 博士后, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为数字通信、扩频通信, 包括 CDMA, OFDM, B3G, UWB, 分布 MIMO, 传感器网络等。
李少谦: 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室主任、移动通信与个人通信信息产业部重点实验室主任, 主要研究方向为扩频通信、移动通信等。