

# 衰落信道中二维扩频系统的抗单音干扰性能

谢胜琳, 唐友喜, 邵士海, 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】针对二进制相移键控调制的二维扩频系统, 分析了其抗单音干扰的性能。通过采用导引符号辅助相干解调进行信道估计的方法, 给出了二维扩频系统在单音干扰环境中的误比特率分析结果, 并对理论分析进行了仿真。仿真结果表明二者能够吻合及单音干扰对于系统性能的影响。

关键词 二维扩频; 误码率; 导引符号辅助解调; 单音干扰  
中图分类号 TN914 文献标识码 A

## Performance of Two Dimensional Spread Spectrum System with Single-tone Jamming Environment in Rayleigh Channels

XIE Sheng-lin, TANG You-xi, SHAO Shi-hai, LI Shao-qian

(National Key Laboratory of Communication, Univ. of Electron. Sci. & Tech. of China Chengdu 610054)

**Abstract** The current analysis focuses on the performance of BPSK modulation on 2-dimensional spread spectrum system with single-tone jamming. The Bit Error Ratio (BER) of the system is analyzed with the method of pilot symbol assisted modulation. Also the simulation result of the BER is provided and shows that the simulation and the analytical result are almost the same. The result derives the effect of the jamming on the system.

**Key words** 2-dimension spread spectrum; bit error rate; pilot symbol assisted modulation; single-tone jamming

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, 而常见的单音干扰对扩频通信系统性能的影响始终是人们关心的问题。文献[1]提出了扩频矩阵任意两列均是非相关的时频二维扩频(2D-CDMA)系统。文献[2-3]研究了一维扩频系统中的抗干扰性能: 文献[2]研究了白高斯信道中抗单音干扰的性能, 文献[3]研究了关于瑞利衰落信道中抗单音干扰的性能。本文分析了多径瑞利信道中二维扩频系统在单音干扰环境中的性能, 并进行了仿真。

### 1 系统模型

#### 1.1 发射机模型

本文研究了二维扩频通信系统抗单音干扰性能<sup>[4]</sup>。对周期为  $T$  的导引序列  $b_p(t)$  分别进行时域扩频和频域扩频。令  $\alpha_n^p$  和  $\beta_{mn}^p$  分别为时域扩频的第  $n$  个码片及频域扩频的第  $m$  路扩频码片,  $N_t$ 、 $N_f$ 、 $T_c$  分别为直接序列(Direct Sequence, DS)、离散多载波(Discrete Multi-Carrier, DMC)扩频的处理增益以及

DS 扩频后的码片宽度<sup>[5]</sup>。经过离散傅里叶反变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)后第  $n$  个码片对应的输出为<sup>[1]</sup>:

$$f_p(t) = \sum_{m=1}^{N_f} X_{mn}^p \exp(j2\pi mt/T_c) \quad (1)$$

式中  $X_{mn}^p = \alpha_n^p \beta_{mn}^p b_p(t)$ ;  $n=1, 2, \dots, N_t$ ;  $m=1, 2, \dots, N_f$  为第  $n$  个码片对应的时间区间上的第  $m$  路信号。将式(1)中的  $P$  改为  $D$ , 即可得数据符号  $f_D(t)$  的表达式。  $f_p(t)$  和  $f_D(t)$  通过累加器合成一路信号为:

$$f(t) = f_p(t) + f_D(t) = \sum_{m=1}^{N_f} (X_{mn}^p + X_{mn}^D) \exp(j2\pi mt/T_c) \quad (2)$$

#### 1.2 信道模型

假设进入信道的信号为  $f'(t)$ , 系统的信道模型如图1所示。图中,  $h(t)$  为多径瑞利衰落信道;  $r(t)$  为经过信道后的信号;  $n(t)$  为双边功率谱密度为  $N_0/2$  的加性白高斯噪声;  $j(t) = \sqrt{J} \exp[j(2\pi f_j t + \theta)]$  为发射信号在信道中遇到的复单音干扰<sup>[2]</sup>, 本文

收稿日期: 2005-03-22

资助项目: 国家自然科学基金资助项目(60272009; 60496313; 60472045); 教育部博士点基金项目(20020614001)

作者简介: 谢胜琳(1980-), 女, 硕士生, 主要从事数字无线通信和扩频通信方面的研究。

假设单音干扰与信号经过同样的信道衰落； $J$ 、 $f_j$ 、 $\theta$  分别为干扰的功率、频率及相位， $\theta$  在  $[0, 2\pi)$  内均匀分布。 $h_l(t)$  建模为广义平稳的窄带复高斯随机过程，不同路径的  $h_l(t)$  相互独立，并且其相关函数  $\rho_l(\Delta t)$  相同，则可得信道的相关函数为：

$$\rho_H(n-n', m-m') = E\{H_{mn}H_{m'n'}^*\} = \sigma_H^2 \rho_f(n-n')\rho_f(m-m') \quad (3)$$

令  $\Delta f$  表示 IDFT 变换中相邻子载波之间的频差， $H_{mn} = \sum_{l=1}^L h_l(n) \exp(-j2\pi m \Delta f \tau_l)$ 、 $f_d$ 、 $J_0(x)$ 、 $\sigma_f^2$ 、 $\sigma_H^2$  分别为离散形式的信道频率响应、多普勒频移、第一类零阶贝塞尔函数、第  $l$  条径的平均功率和各径的平均功率和，即有：

$$\rho_f(m-m') = \sum_{l=1}^L (\sigma_H^2)^{-1} \sigma_l^2 \exp[-j2\pi(m-m')\Delta f \tau_l]$$

$$\rho_l(n-n') = J_0[(n-n')2\pi T_c f_d]$$

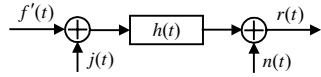


图1 单音干扰信道模型

1.3 接收机模型

对于接收机模型<sup>[4]</sup>，去掉保护时隙后的信号  $r'(t)$  为：

$$r'(t) = \sum_{l=1}^L h_l(t)(f(t-\tau_l) + j(t-\tau_l)) + n(t) \quad (4)$$

令经过离散傅里叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 处理器后的第  $n$  个码片上的第  $m$  个子载波输出为：

$$Y_{mn}(\theta) = H_{mn}(X_{mn}^P + X_{mn}^D + J_{mn}(\theta)) + N_{mn}$$

$$n = 1, 2, \dots, N_f, m = 1, 2, \dots, N_f \quad (5)$$

经过 DFT 后的单音干扰分量变为：

$$J_{mn}(\theta) = [2\pi j T_c (f_j - m \Delta f)]^{-1} \sqrt{J/N_f} \exp\{j[2\pi(f_j - m \Delta f)(2n-1)T_c + 2\theta]\} \quad f_j \neq m \Delta f$$

或者

$$J_{mn}(\theta) = \sqrt{J/N_f} \quad f_j = m \Delta f$$

式中  $|f_j| < N_f T_c$  (即单音干扰在子载波所占的频带内才会对系统有干扰)； $N_{mn}$  为零均值复高斯随机过程。将导引符号的扩频矩阵作用在信号  $Y_{mn}(\theta)$  上，可得解扩后的导引符号为<sup>[1]</sup>：

$$\hat{b}_p(t, \theta) = \sum_{n=1}^{N_f} \sum_{m=1}^{N_f} \alpha_n^P \beta_{mn}^P Y_{mn}(\theta) \quad (6)$$

令扩频码序列的值都为  $\pm 1$ ，并且假设  $\pm 1$  等概率出现。将式(1)和式(5)代入式(6)，可得：

$$\hat{b}_p(t, \theta) = Hb_p(t) + Wb_D(t) + J_p(\theta) + N_p \quad (7)$$

式中

$$H = \sum_{n=1}^{N_f} \sum_{m=1}^{N_f} H_{mn}$$

$$W = \sum_{n=1}^{N_f} \sum_{m=1}^{N_f} H_{mn} (\alpha_n^P \beta_{mn}^P \alpha_n^D \beta_{mn}^D)$$

$$J_p(\theta) = \sum_{n=1}^{N_f} \sum_{m=1}^{N_f} \alpha_n^P \beta_{mn}^P H_{mn} J_{mn}(\theta)$$

$$N_p = \sum_{n=1}^{N_f} \sum_{m=1}^{N_f} \alpha_n^P \beta_{mn}^P N_{mn}$$

噪声功率  $\sigma_n^2 = N_t N_f N_0$ ，干扰  $J_p(\theta)$  的功率为：

$$\sigma_{J_p}^2(\theta) = E\{|J_p(\theta)|^2\} = \sigma_H^2 \sum_{n=1}^{N_f} \sum_{m=1}^{N_f} \sum_{n'=1}^{N_f} \sum_{m'=1}^{N_f} \alpha_n^P \beta_{mn}^P \alpha_{n'}^P \beta_{m'n'}^P J_{mn}(\theta) J_{m'n'}^*(\theta) \rho_f(n-n') \rho_f(m-m') \quad (8)$$

若二维扩频区域不超过信道的相关区<sup>[7]</sup>，可将式(7)简化为<sup>[4]</sup>：

$$\hat{b}_p(t, \theta) = Hb_p(t) + J_p(\theta) + N_p \quad (9)$$

$\hat{b}_p(t, \theta)$  通过低通滤波器对噪声进行抑制<sup>[6]</sup>，假设为理想低通滤波器并且通带宽度为  $f_d$ ，则干扰分量的功率分别降为  $\sigma_{nL}^2 = \lambda \sigma_n^2$  和  $\sigma_{JpL}^2(\theta) = \lambda \sigma_{Jp}^2(\theta)$ ，其中  $\lambda = 2f_d T$ 。由此可得信道  $H$  的估计值为：

$$\hat{H}(\theta) = \hat{b}_p(t, \theta) / b_p(t) = H + J_{pL}(\theta) / b_p(t) + N_{pL} / b_p(t) \quad (10)$$

数据符号的解扩类似于导引符号解扩过程，由式(9)可以得到解扩后的数据符号为：

$$\tilde{b}_D(t, \theta) = Hb_D(t) + N_D + J_D(\theta) \quad (11)$$

式中  $N_p$ 、 $J_p(\theta)$  和  $\sigma_{Jp}^2(\theta)$  的下标  $P$  分别改为  $D$ ，即可得  $N_D$ 、 $J_D(\theta)$  和  $\sigma_{Dl}^2(\theta)$  的表达式。

将  $\tilde{b}_D(t, \theta)$  与  $\hat{H}^*(\theta)$  相乘，可以得到数据符号的判决变量为：

$$\hat{b}_D(t, \theta) = \tilde{b}_D(t, \theta) \hat{H}^*(\theta) = \{Hb_D(t) + N_D + J_D(\theta)\} \hat{H}^*(\theta) \quad (12)$$

2 性能分析

根据信道统计特性的假设， $\hat{H}$  的方差  $m_{HH}$  以及  $\tilde{b}_D(t)$  和  $\hat{H}$  的协方差  $m_{DH}$  为<sup>[8]</sup>：

$$\begin{cases} m_{HH}(\theta) = E\{|\hat{H}(\theta)|^2\} = \sigma_1^2 + \frac{\lambda}{E_{pc}} \sigma_n^2 + \frac{\lambda}{E_{pc}} \sigma_{Jp}^2(\theta) \\ m_{DH} = E\{\tilde{b}_D(t, \theta) \hat{H}^*(\theta)\} = \sqrt{E_{Dc}} \sigma_1^2 \end{cases} \quad (13)$$

式中  $E_{Dc}$  和  $E_{pc}$  分别代表一个数据符号和一个导引符号的能量； $\sigma_1^2$  和  $\tilde{b}_D(t)$  的方差分别为：

$$\sigma_1^2 = E\{|H|^2\} = \sigma_H^2 \sum_{n=1}^{N_f} \sum_{m=1}^{N_f} \sum_{n'=1}^{N_f} \sum_{m'=1}^{N_f} \rho_f(n-n') \rho_f(m-m')$$

$$m_{DD}(\theta) = E_{Dc} \sigma_1^2 + \sigma_n^2 + \sigma_{Dl}^2(\theta) \quad (14)$$

由式(13)~(14)可得非精确信道估计下采用 BPSK

调制、且在  $\theta$  已知的情况下, 条件差错概率为:

$$P_b(\theta) = (1 - m_{DH} / \sqrt{m_{DD}(\theta)m_{HH}(\theta)}) / 2 = (1 - \mu(\theta)) / 2 \quad (15)$$

$$\mu(\theta) = \left( \sqrt{\left( 1 + \frac{1 + \beta}{E_c} \frac{\sigma_n^2}{\sigma_1^2} + \frac{1 + \beta}{E_c} \frac{\sigma_{Dj}^2(\theta)}{\sigma_1^2} \right) \left( 1 + \frac{\lambda(1 + \beta)}{\beta E_c} \frac{\sigma_n^2}{\sigma_1^2} + \frac{\lambda(1 + \beta)}{\beta E_c} \frac{\sigma_{Pj}^2(\theta)}{\sigma_1^2} \right)} \right)^{-1} \quad (16)$$

由于  $\theta$  的概率密度函数为  $f(\theta) = 1/2\pi$ ,  $\theta \in [0, 2\pi)$ , 则非条件差错概率为:

$$P_b = \int_0^{2\pi} (1 - \mu(\theta)) f(\theta) d\theta / 2 \quad (17)$$

### 3 数值及仿真结果

本文采用 Matlab 仿真平台进行了仿真实验。参数设置为: 发送数据比特  $T=2$  ms, 扩频因子为 128,  $N_t=8$ ,  $N_f=16$ , 保护时隙  $T_g=125$   $\mu$ s, 瑞利信道  $L=7$ , 相邻各径相对时延为 2  $\mu$ s, 各径增益为 0 dB, 发射频率为 1.8 GHz, 最大多普勒频移  $f_d=100$  Hz (移动速率  $v=60$  km/h), 低通滤波器的截止频率为 100 Hz, 过渡带为 20 Hz 的等波纹滤波器, 由公式计算出的  $\beta$  值近似为 0.7 ( $\beta$  值由对式(16)的分母求导而得)。

将单音干扰的频点取为 4 044.7 Hz (此频点左右干扰较大), 此时不在子载波上 (即  $f_j \neq m\Delta f$ ), 仿真结果如图 2 和图 3 所示。图 2 给出了干信比 ( $J/P$ ) 分别为 0、10、20 dB 时系统误码率曲线的仿真结果, 表明在干信比一定的情况下, 随着信噪比 ( $E_b/N_0$ ) 的增大, 系统性能趋于经典的 BPSK 调制下的瑞利信道的曲线。图 3 所示为不同信噪比时系统误码率的对比图, 从图中可以看出, 当信噪比一定时, 随着干信比的增大系统性能降低, 当干信比为 35 dB 时, 远远大于系统扩频增益 ( $10\lg 128 = 21.07$ ); 当系统误码率大于 0.4 时, 抗干扰性能很差。

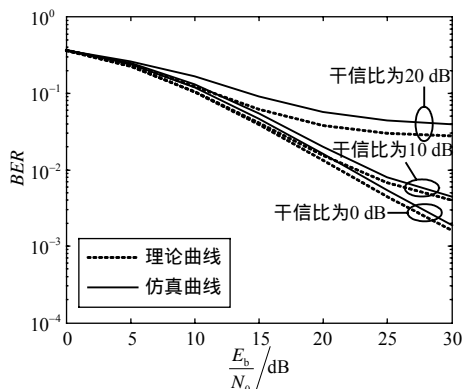


图2 BER与信噪比的误码率曲线

若单音干扰的频点在子载波上 (即  $f_j = m\Delta f$ ),

式(15)为条件差错概率, 令系统总的发射功率  $E_c$  一定, 设导符号与数据符号功率比为  $\beta$ , 则有:

理论与仿真结果对比如图 4 所示 (任取干信比分别为 10、20、30 dB)。由图可知, 当单音干扰的频点不在子载波上时对于系统的干扰可忽略不计。

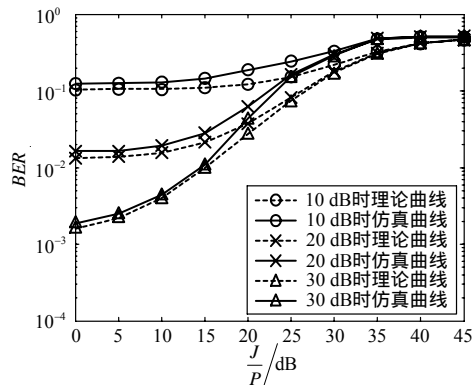


图3 BER与干信比的误码率曲线

由于理论分析时将数据符号与导符号之间的相互干扰  $W$  近似为零, 并且假设低通滤波器为理想低通滤波器, 导致了理论和仿真曲线的差异。

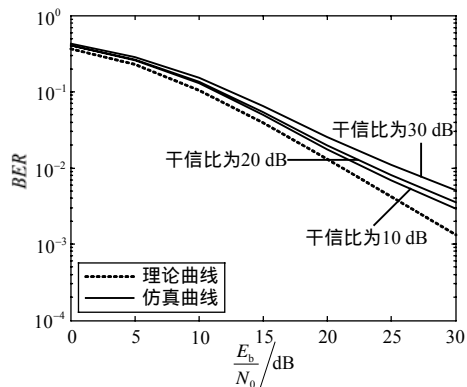


图4 BER与信噪比的误码率曲线

### 4 结束语

在 多 径 瑞 利 信 道 下, 本 文 针 对 二 维 扩 频 在 单 音 干 扰 环 境 中 的 性 能 进 行 了 理 论 分 析 和 仿 真 验 证, 结 果 表 明 两 者 能 够 吻 合。说 明 在 单 音 干 扰 功 率 小 于 系 统 扩 频 增 益 范 围 内; 若 其 频 率 在 子 载 波 上, 对 于 系 统 性 能 基 本 无 影 响; 若 单 音 干 扰 的 频 率 不 在 子 载 波 上, 对 于 系 统 性 能 的 影 响 由 其 功 率 决 定。

(下转第185页)

噪比均为10 dB, 循环频率误差为0。取遗忘因子 $\beta=1$ , CCAB算法与改进的CCAB算法作仿真后得到的波形如图3所示。通过比较可发现在较强信号和循环相关系数较大的环境下, 两种算法的波形都较好, 波形基本重合, 差别只是增益倍数不同。

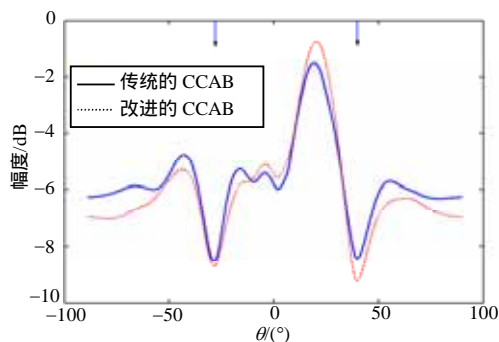


图2 试验(1)

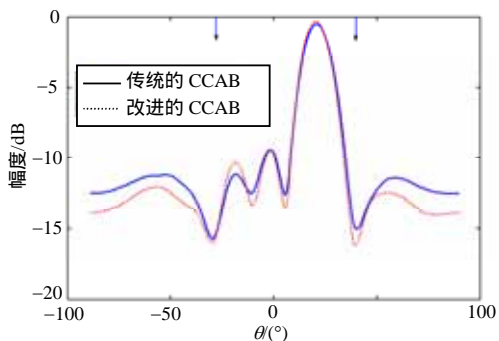


图3 试验(2)

## 4 结论

本文针对原CCAB算法的相关矩阵对循环平稳

信号的阵列输出不尽合理地提出一种新的阵列相关矩阵迭代式, 新迭代式仅通过在原估计式基础上乘以遗忘因子, 因而实现结构简洁, 没有增加额外的计算量。本文从理论分析和试验仿真证明了在弱信号、一定的循环频率误差的环境下, 改进的CCAB算法对干扰抑制能力更强, 对期望信号的接收性能更好, 即鲁棒性得到增强、对循环频率误差不敏感。改进的算法还可在以CCAB算法为基础的盲自适应算法如ECAB等算法上扩充应用。

## 参考文献

- [1] GARDNER W A. Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals[J]. IEEE SP Magazine, 1991, 8(2):14-36.
- [2] AGEE B G, SCHELL S V, Gardner W A. Spectral self-coherence restoral: a new approach to blind adaptive signal extraction using antenna arrays[J]. Pro IEEE, 1990, 78:753-767
- [3] WU Q, WONG K M. Blind adaptive beamforming for cyclostationary signals[J]. IEEE Trans on SP, 1996, 44(11): 2757-2767.
- [4] 何振亚, 陈宇欣. 一种基于特征空间的盲波束形成算法[J]. 数据采集与处理, 1999, 14(3): 263-266.
- [5] 安毅, 吕昕, 高本庆. CAB盲自适应波束形成性能分析及改进算法[J]. 北京理工大学学报, 2001, 21(6): 737-741
- [6] 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, 1999.
- [7] SCHELL S V. Performance analysis of the cyclic MUSIC method of direction estimation for cyclostationary signals[J]. IEEE Trans on SP, 1994, 42(11): 3043-3050.

编辑 刘文珍

(上接第169页)

## 参考文献

- [1] 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.
- [2] TANG You-xi, CHA Guang-ming. The performance of A kind of CDMA receivers in single-tone jamming environment[C]// IEEE ISSSTA'96. Mainz, Germany: [出版者不祥], 1996: 22-25.
- [3] MILSTEIN L, SCHILLING D. Performance of a spread spectrum communication system operating over a frequency-selective fading channel in the presence of tone interference[J]. IEEE Transactions, 1982, 30(1): 240-247.
- [4] 邵士海, 唐友喜, 戚骥, 等. 多径衰落信道中导引符号辅助的二维扩频相干解调的性能分析[J]. 电子学报, 2005, 33(4): 688-691.
- [5] CHANG Ming-xian, YU T S. Performance analysis of equalized OFDM systems in Rayleigh fading[J]. IEEE Trans. on Wireless Commun., 2002, 1(4): 721-732.
- [6] LI Y, CIMINI L J, SOLLENBERGER R N. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels[J]. IEEE Trans. Commun., 1998, 46(7): 902-914.
- [7] SCHRAMM P. Analysis and optimization of pilot-channel-assisted BPSK for DS-CDMA systems[J]. IEEE Trans. Commun., 1998, 46(9): 1122-1124.
- [8] PROAKIS J G. Digital communications [M]. 4th Edition Columbus, OH: McGraw-Hill, 2001.

编辑 黄莘