

广义时频二维扩频在加性白高斯噪声信道中的性能¹

唐友喜 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: 该文提出了一种广义时频二维扩频的概念,在加性白高斯噪声信道中,给出了这种二维扩频通信方式的发射机、接收机工作原理,分析了二维扩频通信方式的误比特率,同时,给出了二维扩频通信方法的误比特率的仿真结果。结果表明,分析结果与仿真结果相近。

关键词: 直接序列扩频, MC-CDMA, 时频二维扩频, 误码率

中图分类号: TN914.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)02-0248-06

The Performance of Generalized Time-Frequency Domain Two Dimensional Spread Spectrum in AWGN Channel

Tang You-xi Li Shao-qian

(*Nat. Key Lab of Comm., Univ. of Electron. Sci. and Tech. of China, Chengdu 610054, China*)

Abstract In this paper, a conception of general time-frequency domain 2-Dimensional Spread Spectrum (2DSS) is proposed. The principles of the transmitter and receiver of the 2DSS communications for additive white Gaussian noise channels are discussed, the Bit Error Rate (BER) of this scheme is also analyzed. The simulation result of the BER of the 2DSS communications is provided. It shows that the simulation result and analyzed result are almost the same.

Key words Direct sequence spread spectrum, MC-CDMA, Time-frequency domain spread spectrum, Bit Error Ratio(BER)

1 引言

近年来,随着无线通信技术的发展,扩频通信得到了广泛的应用。传统的扩频方法,均是一维的,如时间域扩频^[1],频率域扩频^[1]。一维扩展频谱技术具有广泛的应用前景。如:一维扩展频谱技术应用于抗干扰通信^[2-5]、高精度测距雷达^[2,3]、测速^[2]、定位^[3]、低截获概率通信^[2,3]、低截获概率雷达^[2,3]、深空通信^[2,3]、深空探测^[3]、微弱通信^[3]、矿井通信^[2]、电力线通信^[3]、低强度超声波成像^[2,3]等,均可显著提高性能。

分别在时域、频域二维空间上采用时域扩频、频域扩频的扩频方法,称为时频二维扩频^[6,7],这种系统分别在时域频域上对原始信号进行频谱扩展,是传统的时间域频谱扩展^[1]、频率域频谱扩展^[1]的推广。文献[6,7]的二维扩频方法是相同的,它是时间域扩频^[1]、频率域扩频^[2]的串联。这种二维扩频方式的扩频矩阵,其任两列均是相关的。这个特性决定了文献[6,7]的二维扩频方法在某些领域如军事中的应用有很大的局限性,如由于这种二维扩频矩阵任两列均是相关的,这使得检测这种信号是否存在的检测方法简单了,因而影响了其低截获概率(Low Probability of Intercept, LPI)特性。为此,我们提出一种广义的时频二维扩频方法,其扩频矩

¹ 2002-07-25 收到, 2003-05-06 改回

国家自然科学基金(60272009)、教育部博士点基金(20020614001)及“863”(2001AA1230131)资助课题

阵中任两列均是非相关的。本文只侧重于分析、仿真扩频矩阵任两列均是非相关的这种二维扩频方法在加性白高斯信道中的性能。

本文的其余部分是这样安排的: 第 2 节给出所提出的广义二维扩频模型; 第 3 节是所提模型的误码率分析; 第 4 节是分析及仿真结果的对比; 最后是本文的结论。

2 系统模型

广义时频二维扩频的系统模型, 如图 1 所示, 其中 DS(Direct Sequence) 为直接序列扩频, DMC(Discrete Multi-Carrier) 为离散多载波, IDFT(Inverse Discrete Fourier Transform), DFT 为逆离散傅里叶变换及离散傅里叶变换。DMC 离散多载波扩频的模型如图 2 所示; IDFT 的原理如图 3 所示。

为了方便, 这里以 BPSK 调制为例, 说明广义时频二维扩频的思想。图 1 中, $b(t)$ 为二维扩频的输入信息, 经直接序列 (DS) 扩频后, 输出 $d(t)$:

$$d(t) = \sum_{j=1}^N b(t)\alpha_j p(t - (j - 1)T_c) \tag{1}$$

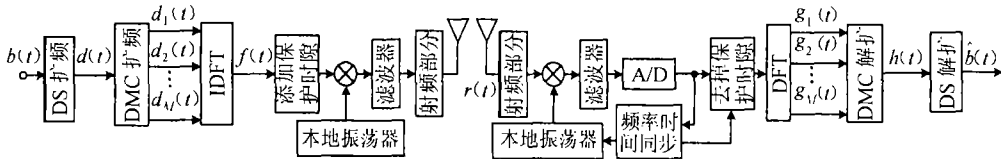


图 1 时频二维扩频模型

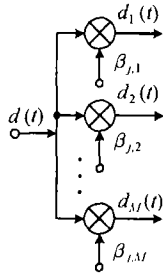


图 2 离散多载波扩频模型

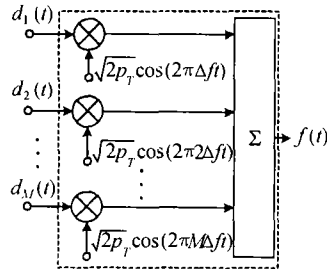


图 3 IDFT 的原理

其中 α_j 为直接序列扩频序列中的元素, $j = 1, 2, \dots, N$, N 为直接序列扩频的处理增益, $p(t)$ 为宽度等于 T_c 的单位幅度脉冲:

$$p(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T_c] \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \tag{2}$$

当然, $p(t)$ 也可以为其它形式的脉冲形状, 式 (2) 的假定不影响这里所提出的广义二维扩频的一般性。

直接序列扩频之后的信号送到 DMC 扩频单元。图 2 为 DMC 的模型, 它为频域扩频方式扩展频谱。图 2 输入的 1 个码元 (chip), 在 DMC 中将该码元分为 M 路相同宽度的信号, 每路信号再分别与频域扩频序列 $\beta_{j,i}$ 相乘, 输出:

$$d_i(t) = d(t)\beta_{j,i}p(t - (j - 1)T_c), \quad i = 1, 2, \dots, M; j = 1, 2, \dots, N \tag{3}$$

其中

$$\beta_j = (\beta_{j,1}, \beta_{j,2}, \dots, \beta_{j,M})^T, \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

$$\beta = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_N) \quad (5)$$

β 为 DMC 的扩频序列组成的矩阵, 其列向量分别对应于频域扩频时不同数据位 (二维扩频中为码元宽度) 的一扩频序列。

二维扩频基带信号送至 IDFT 模块处理。实际工程中, IDFT 一般使用 FFT 算法; 这里为了说明广义时频二维扩频的思想, 只用了 IDFT 来描述; 但不论是 IDFT, 还是 FFT, 均不影响这里提出的二维扩频的一般性。IDFT 的工作原理如图 3 所示。

图 3 中 P_T 为一个子载波的发射功率, Δf 为任意的最近两个子载波的间距, 共有 M 个子载波, 所以总的频带宽度为 $M\Delta f$ 。IDFT 单元的输出为

$$f(t) = \sum_{i=1}^M \sqrt{2P_T} d_i(t) \cos(2\pi i \Delta f t) \quad (6)$$

将式 (1), 式 (3)~(5) 代入式 (6), 则 IDFT 单元的输出为

$$f(t) = \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^M \sqrt{2P_T} b(t) \alpha_j \beta_{j,i} p(t - (j-1)T_c) \cos(2\pi i \Delta f t) \quad (7)$$

$f(t)$ 的矩阵表达式为

$$f(t) = s \beta U \alpha p \sqrt{2P_T} b(t) \quad (8)$$

其中

$$s = (\cos(2\pi \Delta f t), \cos(2\pi 2 \Delta f t), \dots, \cos(2\pi M \Delta f t)) \quad (9)$$

$$U = \text{diag}\{p(t), p(t - T_c), \dots, p(t - (N-1)T_c)\} \quad (10)$$

$$\alpha = \text{diag}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) \quad (11)$$

$$p = (p(t), p(t - T_c), \dots, p(t - (N-1)T_c))^T \quad (12)$$

为了形象地表述二维扩频矩阵的物理意义, 将传统的一维扩频序列 $\alpha' = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N)$ 中的元素, 映射到对角矩阵 α 的主对角线上; 这样虽然 $\alpha = \text{diag}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N)$ 是二维矩阵, 但由于 α 非主对角线上的元素均是零, 从主对角线所形成的直线上看直接序列扩频, 它仍是一维的。

考虑到式 (2), 显然, 二维扩频矩阵 $H = \beta U \alpha p$ 为

$$H = \begin{pmatrix} \alpha_1 \beta_{1,1} & \alpha_2 \beta_{2,1} & \dots & \alpha_N \beta_{N,1} \\ \alpha_1 \beta_{1,2} & \alpha_2 \beta_{2,2} & \dots & \alpha_N \beta_{N,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_1 \beta_{1,M} & \alpha_2 \beta_{2,M} & \dots & \alpha_N \beta_{N,M} \end{pmatrix} \quad (13)$$

IDFT 的输出, 送到添加保护时隙单元。添加保护时隙单元的功能是为了减轻信道多径引起的码间干扰。保护时隙的添加原理如图 4 所示。其中 G 表示保护时隙的长度。

添加保护时隙单元的输出, 送至射频发射部分经天线辐射至电磁波传输介质中。

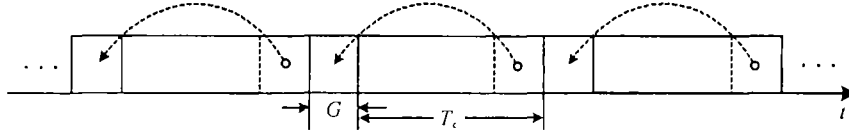


图 4 添加保护时隙的原理

3 误码率分析

接收机的原理如图 1 所示, 接收机中的接收天线接收到发射机发射的信号, 经过 A/D 变换后, 在去保护时隙模块中去掉保护时隙, 送至 DFT。射频接收部分输出的另一路信号送至频率、时间同步单元, 得到时间频率同步信息, 用于二维解扩及本振的频率校正。

不失一般性, 不考虑射频、中频对信号的影响, 则接收机送到 DFT 的输入信号 $r(t)$ 为

$$r(t) = f(t) + n(t) = s\beta U\alpha p\sqrt{2P_T}b(t) + n(t) \quad (14)$$

其中 $n(t)$ 为单边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性白高斯噪声。根据图 1 所示模型, $r(t)$ 经过 DFT 的信号为

$$\begin{aligned} g &= \int_0^{T_c} [s^T s\beta U\alpha p\sqrt{2P_T}b(t) + s^T n(t)] dt \\ &= \mathbf{I}_{M \times M} \frac{T_c}{2} \beta U\alpha p\sqrt{2P_T}b(t) + \int_0^{T_c} s^T n(t) dt = \beta U\alpha p \frac{T_c\sqrt{P_T}}{\sqrt{2}} b(t) + \int_0^{T_c} s^T n(t) dt \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $\mathbf{I}_{M \times M}$ 为 $M \times M$ 单位矩阵, $\mathbf{g} = (g_1, g_2, \dots, g_M)^T$ 。 \mathbf{g} 送至 DMC 解扩进行处理, 对 \mathbf{g} 左乘 $(\beta U)^T$, 得 DMC 解扩的输出 $\mathbf{h}(t)$:

$$\mathbf{h}(t) = (\beta U)^T \beta U\alpha p \frac{T_c\sqrt{P_T}}{\sqrt{2}} b(t) + (\beta U)^T \int_0^{T_c} s^T n(t) dt \quad (16)$$

据式 (2) 中定义的 $p(t)$ 在时间轴上的性质, 式 (16) 可以化简为

$$\mathbf{h}(t) = \Omega\alpha p \frac{T_c\sqrt{P_T}}{\sqrt{2}} b(t) + (\beta U)^T \int_0^{T_c} s^T n(t) dt \quad (17)$$

其中 Ω 为

$$\Omega = \text{diag}\{|\beta_1|^2 p(t), |\beta_2|^2 p(t - T_c), \dots, |\beta_N|^2 p(t - (N - 1)T_c)\} \quad (18)$$

其中 $|\beta_j|^2 = \beta_j^T \beta_j$, $j = 1, 2, \dots, N$ 。

$\mathbf{h}(t)$ 送至 DS 解扩, 在 DS 解扩中对输入信号左乘 $(\alpha p)^T$ 并积分, 输出 $\hat{b}(t)$:

$$\begin{aligned} \hat{b}(t) &= (\alpha p)^T \mathbf{h}(t) = p^T \alpha^T \Omega\alpha p \frac{T_c\sqrt{P_T}}{\sqrt{2}} b(t) + (\beta U\alpha p)^T \int_0^{T_c} s^T n(t) dt \\ &= \frac{T_c\sqrt{P_T}}{\sqrt{2}} b(t) \sum_{j=1}^N \alpha_j^2 |\beta_j|^2 p(t - (j - 1)T_c) + (\beta U\alpha p)^T \int_0^{T_c} s^T n(t) dt \end{aligned} \quad (19)$$

将式 (2) 代入式 (19), 不失一般性, 设 $\alpha_i = \pm 1, \beta_{j,i} = \pm 1, j = 1, 2, \dots, M, i = 1, 2, \dots, N$, 则有

$$\hat{b}(t) = NMT_c \sqrt{\frac{P_T}{2}} b(t) + (\beta U \alpha p)^T \int_0^{T_c} s^T n(t) dt \quad (20)$$

显然 $\hat{b}(t)$ 是 $b(t)$ 的无偏估计, 系统总的处理增益为时域扩频增益 N 、频域扩频处理增益 M 的乘积。据式 (20), 由于 $n(t)$ 是高斯过程, 不难求出:

$$E\{\hat{b}(t)\} = NMT_c \sqrt{P_T/2} b(t) \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}\{\hat{b}(t)\} &= E \left\{ \left[(\beta U \alpha p)^T \int_0^{T_c} s^T n(t) dt \right] \left[\int_0^{T_c} s n(t) dt \beta U \alpha p \right] \right\} \\ &= (\beta U \alpha p)^T E \left\{ \int_0^{T_c} \int_0^{T_c} s^T s n(t) n(\tau) dt d\tau \right\} \beta U \alpha p \\ &= (\beta U \alpha p)^T (T_c N_0 / 4) I_{M \times M} \beta U \alpha p = NMT_c N_0 / 4 \end{aligned} \quad (22)$$

设 $\Pr(b(t) = 1) = \Pr(b(t) = -1) = 1/2$, 考虑到误码率 $P_e = \Pr(b(t) = 1) \Pr(\hat{b}(t) < 0 | b(t) = 1) + \Pr(b(t) = -1) \Pr(\hat{b}(t) > 0 | b(t) = -1) = \Pr(\hat{b}(t) > 0 | b(t) = -1)$, 则有

$$\begin{aligned} P_e &= \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi \text{Var}\{\hat{b}(t)\}}} e^{-(x - E\{\hat{b}(t)|b(t)=1\})^2 / (2\text{Var}\{\hat{b}(t)\})} dx \\ &= \int_{E\{\hat{b}(t)|b(t)=1\} / \sqrt{\text{Var}\{\hat{b}(t)\}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx \\ &= \int_{\sqrt{2MNT_c P_T / N_0}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx \end{aligned} \quad (23)$$

4 分析及仿真结果

为了验证这里提出的二维扩频方法, 我们用 COSSAP 软件仿真了加性白高斯信道中的二维扩频通信的误码率, 其中二维扩频因子为 64, $N = 8, M = 8$, 如图 5 所示。图 5 还示出了根据式 (23) 计算的误码率。由图 5 可以看出, 加性白高斯噪声信道中二维扩频系统分析与仿真所得的误码率相近。从图 5 还可以看出, 仿真所得的二维扩频通信的误比特率稍小于分析所得的误码率, 这是由于 COSSAP 软件本身所产生的白高斯噪声过程不容易做到是真正的白高斯过程, 而扩频通信本身对非白高斯过程有抑制的作用, 这就造成了仿真所得误码率稍小于分析结果的现象。

5 结论

本文提出了一种广义时频二维扩频通信方法, 分析了其在加性白高斯噪声信道中的误比特率, 同时做了计算机仿真验证。结果表明, 分析与仿真所得到的误比特率相近。在衰落信道中, 广义二维扩频信号的检测, 如信道估计、时间频率同步、LPI 特性等, 是一个十分有意义的工作, 我们将在后续工作中给出一些回答。

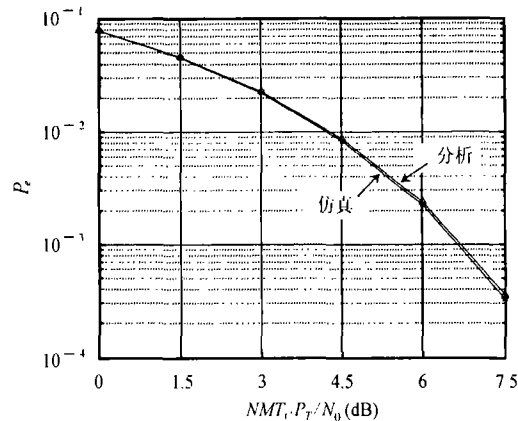


图 5 二维扩频通信的误码率。仿真基于 COSSAP 平台, 8×8 二维扩频

参 考 文 献

- [1] Hara S, Prasad R. Overview of multicarrier CDMA. *IEEE Communications Magazine*, 1997, 35(12): 126-133.
- [2] 查光明, 熊贤祚. 扩频通信. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1990 年 12 月: 178-190.
- [3] 朱近康. 扩展频谱通信及其应用. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1993 年 1 月第 1 版: 289-343.
- [4] Milstein L B. Interference rejection techniques in spread spectrum communications. *Proc. IEEE*, 1988, 76(6): 657-671.
- [5] Wang Y -C, Milstein L B. Rejection of multiple narrow-band interference in both BPSK and QPSK DS spread-spectrum systems. *IEEE Trans. on Comm.*, 1988, COM-36(2): 195-204.
- [6] Xing H, Rinne J. The performance analysis of a two dimensional CDMA system for frequency selective channels. GLOBECOM 1998, Sydney, Australia, Nov. 8-12, 1998, vol.5: 2537-2542.
- [7] Xiao L, Liang Q L. A novel MC-2D-CDMA communication systems and its detection methods. ICC 2000, New Orleans, USA, June 18-22, 2000: 1223-1227.

唐友喜: 男, 1964 年生, 博士, 教授, 主要研究方向: OFDM、CDMA、MIMO、扩频通信、UWB 等。

李少谦: 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师, 通信抗干扰技术国家级重点实验室主任, 电子科大通信学院副院长, 国家 863 计划通信主题专家组成员, 国家新一代移动通信总体组成员, 国家教育部科技委信息部委员, 四川省科技顾问团顾问等职。主要研究方向: 无线与移动通信、个人通信、抗干扰通信、扩跳频通信、通信专用集成电路设计等。