

瑞利衰落信道下 M-ary 二维扩频系统的性能分析

邵士海, 唐友喜, 潘文生, 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 610054)

摘要: 本文基于广义二维扩频的方法, 结合 M-ary 扩频方式, 提出了一种 M-ary 广义二维扩频的方法, 给出了该方法的发射机和接收机的工作原理. 并在瑞利衰落信道中, 分析了 M-ary 广义二维扩频解调的误比特率性能, 得到了误比特率的理论分析结果, 同时进行了计算机仿真. 计算机仿真曲线与理论分析曲线相吻合, 进一步验证了理论分析的正确性.

关键词: 二维扩频; M-ary; DS-CDMA; MC-CDMA

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 01-0099-04

Performance of M-ary Two Dimensional Spread Spectrum in Rayleigh Fading Channels

SHAO Shihai TANG Youxi PAN Wensheng LI Shaoqian

(National Key Lab of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract The architecture of an M-ary two dimensional spread spectrum (M-2DSS) system which is motivated by combining two dimensional spread spectrum with M-ary spread spectrum is proposed. It employs a group of orthogonal matrices to present the input M-ary codes and performs two dimensional spread spectrum on the orthogonal matrices in the transmitter. In order to evaluate the bit error rate (BER) performance of the proposed system, we have analyzed the theoretical BER performance of the M-2DSS system over Rayleigh fading channels. Finally, compared with the computer simulation results, it shows that the analyzed results agree well with the simulation results. It also supports the correctness of the theoretical BER analysis.

Key words two dimensional spread spectrum; M-ary; DS-CDMA; MC-CDMA

1 引言

随着无线通信技术的发展, 尤其是无线多媒体通信业务、个人移动通信业务的迅速发展, 扩频通信技术得到了广泛的关注和深入的研究^[1]. 目前, 大多数实际应用的扩频系统一般采用一维的时域扩频技术, 最为代表性的就是 DS-CDMA^[2]. DS-CDMA 系统为不同的用户分配不同的时域扩频码, 利用时域扩频码的互相关性来区分不同的用户, 用扩频码的自相关性来对抗信道的频率选择性衰落^[3]. 但是, 由于衰落信道的的影响和扩频码自身的缺陷致使 DS-CDMA 扩频码的互相关和自相关性达不到理想的特性^[1], 因此产生了多址干扰 (MAI Multiple Access Interference) 和符号间干扰 (ISI InterSymbol Interference)^[4], 降低了 DS-CDMA 系统的性能.

近年来, 为了解决衰落信道中单载波直接序列扩频系统存在的问题, 多载波 (MultiCarrier) 扩频技术受到了广泛的关注^[3]. 目前, 大多数多载波扩频是在正交频分复用 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 技术的

基础上进行的^[3], 由于 OFDM 采用了循环前缀技术, 并结合了傅立叶变换的特性, 它有效的解决了性能与算法复杂度矛盾的问题^[5].

二维扩频^[6]是近年来提出的新的扩频方法, 其同一个数据符号的不同码片在不同的子载波及不同时间内传输, 具有 DS-CDMA 和多载波扩频的优点.

随着通信市场的发展, 高速数据传输的需求越来越多. 采用传统的 DS-CDMA、多载波扩频技术以及现有的广义二维扩频技术, 在保证一定的处理增益、一定的带宽下, 很难满足用户的高速数据率的要求. 为了解决这个问题, 文献 [9] 提出了一种基于 DS-CDMA 的 M 进制扩频方式, 文献 [10] 提出了一种基于多载波的 M 进制扩频方式. 在 DS-CDMA 的 M 进制扩频^[9]及多载波的 M 进制扩频^[10]通信系统中, 一个扩频码携带 M 个原始信息, 在相同的带宽内, 传输速率提高了 M 倍. 本文基于广义二维扩频的方法, 结合 M-ary 扩频方式, 提出一种基于广义二维扩频的 M 进制扩频方法, 分析了其在瑞利衰落信道中的性能, 并进行了计算机仿真验证.

本文其余部分是这样安排的:第 2 部分提出了系统模型,第 3 部分是性能分析,第 4 部分进行理论与仿真结果的对比,最后是本文的结论.

2 系统模型

2.1 发射机模型

M-ary 二维扩频的发射机结构示意图如图 1 所示,其中二维扩频的原理见文献 [6]. 需发射的每 K 比特原始二进制信息 $b(t)$ 首先经过串并变换组成 L ($L = 2^k$) 个长为 K 的码字 ($i = 1, 2, \dots, L$) 中的一个,在正交矩阵映射中,将输入的码字 C^i 映射成 $N_f \times N_t$ 的矩阵 A^i ($i = 1, 2, \dots, L$) 输出,其中 N_t 是时域扩频增益, N_f 是频域扩频增益;设计时使得矩阵 A^i ($i = 1, 2, \dots, L$) 中任意两个矩阵正交,即:

$$R(\Delta t, \Delta \rho) = \sum_{m=1}^{N_f} \sum_{n=1}^{N_t} \alpha_{m,n}^i (\alpha_{(m+\Delta t)N_f, (n+\Delta \rho)N_t}^i)^* = 0 \quad (1)$$

上式中 $\Delta t, \Delta \rho$ 为任意整数, $\alpha_{m,n}^i$ 为矩阵 A^i 的第 m 行 n 列的元素; $\alpha_{(m+\Delta t)N_f, (n+\Delta \rho)N_t}^i$ 为矩阵 A^i 的第 $(m + \Delta t)N_f$ 行 $(n + \Delta \rho)N_t$ 列的元素,其中 $(m + \Delta t)N_f$ 表示 $(m + \Delta t)$ 模 N_f 的运算; $(\cdot)^*$ 为共轭运算,且:

$$R(\Delta t, \Delta \rho) = \sum_{m=1}^{N_f} \sum_{n=1}^{N_t} \alpha_{m,n}^i (\alpha_{(m+\Delta t)N_f, (n+\Delta \rho)N_t}^i)^* = 0 \quad (2)$$

其中 $\Delta t, \Delta \rho$ 是不同时为零的任意整数.

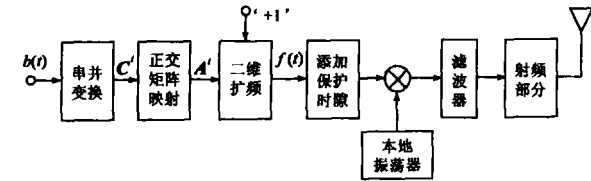


图 1 M-ary 二维扩频发射机模型

经过正交矩阵映射出的扩频信息矩阵 A^i 送给二维扩频模块,二维扩频模块将收到的扩频矩阵 A^i 作为二维扩频矩阵,对“+1”进行扩频.二维扩频的输出为^[6]:

$$f(t) = \sum_{n=1}^{N_f} \sum_{m=1}^{N_t} \sqrt{2P_T} \alpha_{m,n}^i p(t - (n-1)T_c) \exp(j2\pi m \Delta f t) \quad (3)$$

其中, P_T 为每个子载波上的发射功率; $\alpha_{m,n}^i$ 是扩频矩阵 A^i 的第 m 行第 n 列的元素; $p(t)$ 为持续时间为 T_c 的矩形脉冲或其他波形; Δf 为子载波间的频率间隔.添加保护时隙是为消除信道多径引起的码间干扰.添加保护时隙后的信号经过射频频处理后发射.

发射信号经过瑞利衰落信道传输后,被接收机接收.

2.2 信道模型

本文采用的信道模型为瑞利衰落信道,信道的冲激响应可以表示为:

$$h(t, \tau) = \sum_{q=1}^Q h_q(t) \delta(\tau - \tau_q) \quad (4)$$

其中, Q 为信道多径的数目, $h_q(t)$ 代表第 q 条径的冲激响应, τ_q 表示第 q 条径的时延.

2.3 接收机模型

接收机原理示意图如图 2(a). 接收到的射频信号经过射频频处理和抽样后,进行时间、频率上的同步,不失一般性,设频率和时间都已经精确同步,射频频处理和中频处理对基带信号无影响.去掉添加的保护时隙后,得到收到的基带信号 $r(t)$:

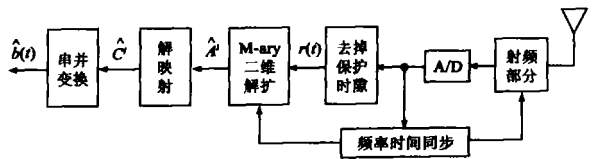
$$r(t) = h(t) \odot f(t) + n(t) \quad (5)$$

其中 $h(t)$ 表示信道的冲激响应; \odot 表示卷积运算; $n(t)$ 表示加性的白高斯噪声,其均值为零,双边功率谱密度为 $N_0/2$.

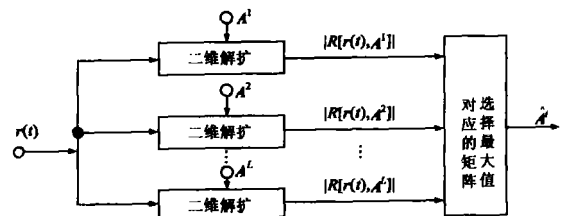
收到的基带信号 $r(t)$ 在 M-ary 二维解扩模块中进行解扩, M-ary 二维解扩的原理示意图如图 2(b). 二维解扩^[6]首先对 $r(t)$ 进行 N_f 点 FFT 变换,经过 N_t 个 N_f 点 FFT 变换后形成一个 $N_f \times N_t$ 的接收信息矩阵 \tilde{A} , 则 \tilde{A} 的第 m 行第 n 列的元素^[6]:

$$\tilde{a}_{m,n} = h_{m,n} \sqrt{P_T/2} \alpha_{m,n}^i + N_{m,n} \quad (6)$$

其中 $h_{m,n}$ 为第 m 个子载波第 n 时刻上的信道冲击响应的傅里叶变换,它是带通的广义平稳零均值的复高斯过程; $N_{m,n}$ 是加性零均值的复白高斯噪声,其方差为 $\sigma_{m,n}^2 = T_c N_0/4$.



(a) M-ary 二维扩频接收机模型



(b) M-ary 二维解扩示意图

图 2

然后将收到的信息矩阵 \tilde{A} 跟已知的 L 个正交矩阵分别进行相关运算,有:

$$R(\tilde{A}, A^i) = \sum_{n=1}^{N_f} \sum_{m=1}^{N_t} \tilde{a}_{m,n} (\alpha_{m,n}^i)^* \quad (7)$$

选择绝对值最大的相关值所对应的矩阵作为接收到的估计扩频矩阵 A^i :

$$A^i = \arg \max_{i \in \{1, 2, \dots, L\}} \{ |R(\tilde{A}, A^i)| \} \quad (8)$$

根据估计出的扩频矩阵 \tilde{A} , 解映射出发射的码字,从而恢复出发射的二进制信息.

3 性能分析

本文考虑的是瑞利衰落信道,不失一般性,设传输一个扩

频矩阵所对应的信道的时频二维空间均是相关的,且:

$$|h_{m,n}| = h_1 \quad m \in \{1, 2, \dots, N_f\}, n \in \{1, 2, \dots, N_t\} \quad (9)$$

不失一般, 设发射机发射的原始数据对应的 L 个二维扩频矩阵是等概率出现的, 且设发射的扩频矩阵为 A^i . 将式 (6) 代入式 (7) 有:

$$R_l(\tilde{A}^i, A^l) = \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} h_{m,n} \sqrt{P_T/2} \alpha_{m,n}^i (\alpha_{m,n}^l)^* + \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} N_{m,n} (\alpha_{m,n}^l)^* \quad (10)$$

前面一项为接收到的信息, 后面一项为高斯干扰. 不失一般性, 设 $\alpha_{m,n}^k \in \{+1, -1\}$, 其中 $k \in \{1, 2, \dots, L\}$, $m \in \{1, 2, \dots, N_f\}$, $n \in \{1, 2, \dots, N_t\}$. 因此, 当收到的扩频矩阵与 A^i 相关 ($l = i$) 时:

$$R_i = |R_l(\tilde{A}^i, A^l)| = \left| \sqrt{P_T/2} N_t N_f h_{m,n} + \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} N_{m,n} (\alpha_{m,n}^i)^* \right| \quad (11)$$

当收到的信息矩阵与其他二维扩频矩阵进行相关运算 ($l \neq i$) 时:

$$R_l = |R_l(\tilde{A}^i, A^l)| = \left| \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} h_{m,n} \sqrt{P_T/2} \alpha_{m,n}^i (\alpha_{m,n}^l)^* + \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} N_{m,n} (\alpha_{m,n}^l)^* \right| \quad l \neq i \quad (12)$$

根据发射扩频矩阵的正交性有:

$$R_l = \left| \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} N_{m,n} (\alpha_{m,n}^l)^* \right| \quad l \neq i \quad (13)$$

在给定信道条件下, 式 (11) 中的 R_i 的概率密度函数 $p(R_i | h_1)^{[12]}$:

$$p(R_i | h_1) = R_i \exp\left[-\frac{1}{2} \left(R_i^2 + \frac{2P_T N_t N_f h_1^2}{T_c N_0} \right)\right] \cdot I_0\left[\frac{\sqrt{2P_T N_t N_f h_1^2} R_i}{T_c N_0}\right] \quad (14)$$

其中, $I_0(\cdot)$ 是第一类零阶贝塞尔函数. 式 (13) 中的 R_l 的概率密度函数:

$$p(R_l) = R_l \exp\left[-\frac{R_l^2}{2}\right] \quad l \neq i \quad (15)$$

根据式 (15), 接收估计信息矩阵为 A^i 的正确概率为:

$$P(R_l < R_i | R_i) = \int_0^{R_i} p(R_l) dR_l = 1 - \exp(-R_i^2/2) \quad l \neq i \quad (16)$$

因此, 接收估计信息矩阵为 A^i 的平均正确概率为:

$$P_c = P\{R_i > R_1, \dots, R_i > R_{i-1}, R_i > R_{i+1}, \dots, R_i > R_b, \dots, R_i > R_L\} \quad l \neq i \quad (17)$$

在给定信道条件下, 估计接收矩阵为 A^i 的平均正确概率为^[12]:

$$P_c(A^i | h_1) = \int_0^\infty [P(R_l < R_i | R_i)]^{L-1} P(R_i | h_1) dR_i = \sum_{l=0}^{L-1} (-1)^l \binom{L-1}{l} \frac{\exp\left[-\frac{2P_T N_t N_f h_1^2}{(l+1)N_0 T_c}\right]}{l+1} \quad (18)$$

在瑞利信道下, h_1 的概率密度函数为:

$$p(h_1) = \begin{cases} \frac{h_1}{\sigma_r^2} \exp\left[-\frac{h_1^2}{2\sigma_r^2}\right] & 0 \leq h_1 < \infty \\ 0 & h_1 < 0 \end{cases} \quad (19)$$

其中 σ_r^2 为是接收信号的时间平均功率, 则估计接收矩阵为 A^i 的平均正确概率为:

$$P_c = \int_0^\infty P_c(A^i | h_1) p(h_1) dh_1 = \int_0^\infty \sum_{l=0}^{L-1} (-1)^l \cdot \binom{L-1}{l} \frac{\exp\left[-\frac{2P_T N_t N_f h_1^2}{(l+1)N_0 T_c}\right] h_1}{l+1} \frac{h_1}{\sigma_r^2} \exp\left[-\frac{h_1^2}{2\sigma_r^2}\right] dh_1 \quad (20)$$

令: $h = \frac{h_1^2}{\sigma_r^2}$, $\bar{v} = \frac{P_T N_t N_f \sigma_r^2}{N_0 T_c}$, 即 \bar{v} 为收到信号的平均信噪比, 则:

$$P_c = \int_0^\infty \left[\sum_{l=0}^{L-1} (-1)^l \binom{L-1}{l} \frac{\exp\left[-\frac{2l\bar{v}h}{l+1}\right]}{l+1} \right] \cdot \frac{\exp(-h/2)}{2} dh \quad (21)$$

在本文中, 一个扩频矩阵代表 K ($L = 2^k$) 个信息比特, 所以平均错误比特码率为^[12]:

$$P_b = \frac{L}{2(L-1)} (1 - P_c) = \frac{L}{2(L-1)} \left\{ 1 - \int_0^\infty \left[\sum_{l=0}^{L-1} (-1)^l \binom{L-1}{l} \frac{\exp\left[-\frac{2l\bar{v}h}{l+1}\right]}{l+1} \right] \frac{\exp(-h/2)}{2} dh \right\} \quad (22)$$

4 计算机仿真结果及分析

为了验证本文提出的 M-ary 二维扩频的方法, 用 COS-SAP 软件仿真了瑞利衰落信道中的 M-ary 二维扩频系统的性能. 仿真环境如表 1 所示.

表 1 仿真环境

多普勒频移	10 Hz
每个扩频符号的比特数	$K = 3$
正交矩阵个数	$L = 8$
扩频矩阵频域上的宽度	$N_f = 8$
扩频矩阵时间上的宽度	$N_t = 8$

式 (23) 的含义是指矩阵 A^i 的第 p 行等于矩阵 A^{i-1} 的第 $(p)_8 + 1$ 行, 其中 $(\cdot)_8$ 表示模 8 运算. 因此我们只需给出第一个矩阵 A^1 :

$$A^1 = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 \\ -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 \\ -1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & -1 & +1 \\ -1 & +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & -1 & +1 \\ -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & +1 & -1 \\ -1 & +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

图 3 示出了 M-ary 二维扩频误码率的仿真与理论分析曲线, 其中的理论分析曲线对应于式 (22) 的计算结果. 从图 3 可以看出, 仿真结果跟理论曲线很接近. 随着信噪比的增加, 仿真结果更靠近理论值, 当信噪比为

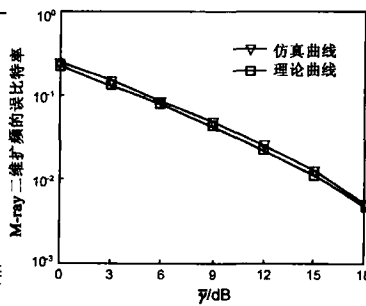


图 3 M-ary 二维扩频的误比特率曲线

18 dB 时, 仿真值跟理论值十分吻合. 在低信噪比的情况下, 仿真的结果略差于理论值.

5 总结

本文基于广义二维扩频技术, 结合 M-ary 扩频, 提出了一种 M-ary 二维扩频的方法, 分析了该方法在瑞利衰落信道下的误比特率性能, 通过计算机仿真验证了理论误比特率性能分析的正确性.

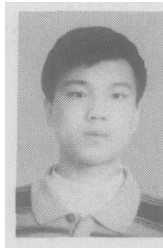
参考文献

- [1] Prasad R. CDMA for Wireless Personal Communications [M]. Artech House Publishers, 1996
- [2] Carsello R D, Meidan R, Allpress S et al. MT-2000 standards radio aspects [J]. IEEE Personal Communications, Aug 1997, 4(4): 30-40
- [3] Hua S, Prasad R. Overview of multicarrier CDMA [J]. IEEE Communications Magazine, 1997, 37(12): 126-133
- [4] Casas E F, Leung C. OFDM for data communication over mobile radio FM channels I: Analysis and experimental results [J]. IEEE Trans Commun, 1991, 39(5): 783-793
- [5] Li Y, Cimini L J, Soltenberger R N. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels [J]. IEEE Trans Commun, 1998, 46(7): 902-914
- [6] 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
- [7] Xing H, Rinne J. The performance analysis of a two dimensional CDMA system for frequency selective channels [A]. 1998 Global Telecommunications Conference [C]. Sydney, Australia, 1998, 1: 2537-2542
- [8] Xiao L, Liang Q L. A novel MC-2D-CDMA communication systems and its detection methods [A]. 2000

IEEE International Conference on Communications [C]. New Orleans, USA, 2000, 3: 1223-1227

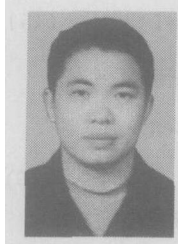
- [9] Enge P K, Sawate D V. Spread spectrum multiple access performance of orthogonal codes [J]. IEEE Trans Commun, 1987, Com-35(12): 1309-1319
- [10] Hirumasa Habuchi, Tsuyoshi Arai. Theoretical analysis of M-ary/SSMA systems utilizing multicarrier techniques [A]. ICS97 [C]. Singapore, 1997, 9-12
- [11] Mingxian Chang, Yu T Su. Performance analysis of equalized OFDM systems in Rayleigh fading [J]. IEEE Trans on Wireless Commun, 2002, 1(4): 721-732
- [12] Proakis J G. Digital Communications [M]. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [13] Pingzhi Fan, Darnell M. Sequence Design for Communications Applications [M]. New York: JOHN WILEY, 1996

作者简介:

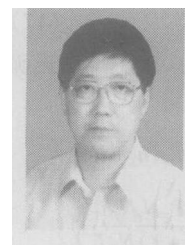


邵士海 男, 1980年出生于辽宁抚顺, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室博士研究生, 主要研究方向为扩频通信、移动通信、通信抗干扰技术.

唐友喜 男, 1964年生, 河南横川人, 1985年在军械工程学院获学士学位, 1993年、1997年分别在电子科技大学获通信与系统专业硕士、博士学位, 1997年进入中国科技大学、华为企业博士后流动站做博士后, 2000年进入电子科技大学博士后流动站做博士后, 电子科技大学通信与信息工程学院教授、博导, 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. E-mail: tangyx@uestc.edu.cn



潘文生 男, 1975年出生于重庆, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室硕士研究生, 主要研究方向为扩频通信、通信抗干扰技术.



李少谦 男, 1957年出生于四川成都, 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, 国家 863 计划通信主题专家组成员, 主要研究方向为扩频通信、移动通信等.