

瑞利衰落环境中二维扩频矩阵的序贯捕获性能分析

程璐 唐友喜 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国防重点实验室 成都 610054)

摘要 该文给出了一种二维扩频矩阵的时间同步方法,分析了此方法的捕获概率和虚警概率;在不同归一化门限条件下,给出了数值结果。分析结果表明,经映射的二维扩频系统等效为一维扩频系统,采用一维扩频的同步方法能使二维扩频系统获得良好同步性能,且方法简单。

关键词 无线通信, 二维扩频, 序贯捕获

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)03-0429-04

Analysis of Serial Acquisition of Two Dimensional Spread Spectrum System in Multipath Fading Channels

Cheng Lu Tang You-xi Li Shao-qian

(National Key Lab of Communication, UEST of China, Chengdu 610054, China)

Abstract In this paper, a method of time synchronization of 2D Spread Spectrum (2DSS) system in multipath fading channels is proposed. The detection probability and false-alarm probability are analyzed and also the numerical results on condition of different normalized thresholds are presented. The theoretical results show that the mapped 2DSS system is equal to the 1D Spread Spectrum (1DSS) system. So the synchronization algorithm in the 1DSS system can be used in 2DSS system, and good synchronization performance can be obtained and its algorithm can be simplified.

Key words Wireless communication, 2D spread spectrum, Serial acquisition

1 引言

随着无线通信技术的发展,扩频技术在通信领域得到了越来越广泛的应用。但传统的扩频方式都仅为时域扩频,文献[1,2]提出了时间域扩频与频率域扩频串联方式的二维扩频概念,其特征是二维扩频矩阵任两列是线性相关的。文献[3]提出了一种广义的二维扩频的概念,其扩频矩阵任两列均不是线性相关的。

对于一个实际扩频通信系统,时间同步是一项重要的关键技术。文献[4]分析了DS-SS扩频序列的序贯捕获的同步性能,文献[5-7]研究了MC-SS基于循环前缀的同步方法。目前还未看到公开发表的广义二维扩频同步的文献。本文提出一种广义二维扩频矩阵的时间同步方法:将二维扩频矩阵等效为一个一维时间序列,采用序贯捕获的方法捕获此时间序列的第一径,从而完成二维扩频时间捕获。本文分析了此算法的捕获概率和虚警概率;给出了数值计算结果,比较了不同归一化门限条件下此算法的性能。

本文其余部分是这样安排的:第2节描述了系统模型;第3节提出同步算法,分析了捕获概率和虚警概率;数值及仿真结果在第4节中讨论;最后是本文的结论。

2 发送信号

2.1 发射机模型

二维扩频系统的发送方模型如图1所示。每个数据符号 $b(t)$ 的发射功率为 P 。设二维扩频系统的时域扩频因子为 N_t , 频域扩频因子为 N_f 。定义,分别为时域与频域扩频序列构成的矩阵: $\alpha = \text{diag}[\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{N_t}]$, $\alpha_k \in \{-1, 1\}$; $\beta = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_k, \dots, \beta_{N_f}]$, 其列向量对应不同OFDM符号的频域扩频序列,即 $\beta_k = [\beta_{k,1}, \beta_{k,2}, \dots, \beta_{k,N_f}]^T$, $[\cdot]^T$ 表示向量转置。经时域扩频后的数据速率为 $1/T_c$, $p_{T_c}(t)$ 为宽度 T_c 的单位幅度脉冲,时域和频域扩频脉冲序列构成的向量可表示为 $U = \text{diag}[p_{T_c}(t), p_{T_c}(t - T_c), \dots, p_{T_c}(t - (N_t - 1)T_c)]$, $p = [p_{T_c}(t), p_{T_c}(t - T_c), \dots, p_{T_c}(t - (N_t - 1)T_c)]^T$ 。IFFT变换向量 $s = [e^{j\omega_c t}, e^{j2\omega_c t}, \dots, e^{jN_f \omega_c t}]^T$, 子载波间隔 $\omega_c = 2\pi/T_c$ 。

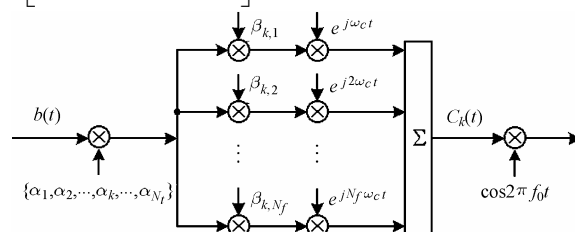


图1 二维扩频系统发射机模型

2004-08-30 收到, 2005-03-15 改回
国家自然科学基金(60272009), 教育部博士点基金(20020614001)和国家 863 计划(2001AA1230131)资助课题

采用BPSK调制,基带信号 $C(t)$ 可表示为^[3]

$$C(t) = \sqrt{2P_s} \mathbf{b} \mathbf{U} \mathbf{a} p(t) \quad (1)$$

2.2 扩频矩阵与一维时间序列

由式(1),可知二维扩频矩阵 $\mathbf{H} = \mathbf{b} \mathbf{U} \mathbf{a}$ 为^[3]

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \alpha_1 \beta_{1,1} & \alpha_2 \beta_{2,1} & \cdots & \alpha_{N_t} \beta_{N_t,1} \\ \alpha_1 \beta_{1,2} & \alpha_2 \beta_{2,2} & \cdots & \alpha_{N_t} \beta_{N_t,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_1 \beta_{1,N_f} & \alpha_2 \beta_{2,N_f} & \cdots & \alpha_{N_t} \beta_{N_t,N_f} \end{pmatrix} \quad (2)$$

同时,将式(1)展开,得到时频二维序列:

$$C(t) = \sqrt{2P} b(t) \sum_{k=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} e^{j m \omega_c t} \alpha_k \beta_{k,m} p_{T_c}(t - (k-1)T_c) \quad (3)$$

令 $b(t)=1$,当 $t \in [(k-1)T_c, kT_c]$, $k \in [1, N_t]$ 时,则待发送的第 k 个OFDM符号为

$$C_k(t) = \sqrt{2P} \alpha_k \sum_{m=1}^{N_f} e^{j m \omega_c t} \beta_{k,m} p_{T_c}(t - (k-1)T_c) \quad (4)$$

以 $\Delta T_c = T_c/N_f$ 对此OFDM符号进行复采样,得

$$C_k[i\Delta T_c] = \sqrt{2P} \alpha_k \sum_{m=1}^{N_f} e^{j \frac{2\pi m i}{N_f}} \beta_{k,m}, \quad i=0, \dots, N_f-1 \quad (5)$$

对二进制伪随机序列 $\{q_n\}^{(k)}$, $q_n \in \{1, -1\}$ 进行FFT变换,将变换后所得伪随机序列作为频域扩频码 $\{\beta_{k,m}\}$,如图2,则第 k 个OFDM符号在第 m 支路的频域扩频系数为

$$\beta_{k,m} = \frac{1}{N_f} \sum_{n=1}^{N_f} q_n e^{-j \frac{2\pi m n}{N_f}}, \quad m=1, \dots, N_f \quad (6)$$

将式(6)代入式(5)中,结合式(4)可得发送的第 k 个OFDM符号表达式为

$$C_k(t) = \sqrt{2P} \alpha_k \sum_{i=1}^{N_f} q_i p_{\Delta T_c}(t - (k-1)T_c - (i-1)\Delta T_c), \quad t \in [(k-1)T_c, kT_c] \quad (7)$$

比较式(4)和式(7),可看出:通过在每个OFDM符号内,即 $t \in [(k-1)T_c, kT_c]$ 时间范围内进行复采样,一个OFDM符号就等效为 N_f 个周期为 ΔT_c 的码元之和。将式(7)代入式(3)中,发送信号 $C(t)$ 可写为

$$C(t) = \sqrt{2P} b(t) \sum_{k=1}^{N_t} \sum_{i=1}^{N_f} \alpha_k q_i p_{\Delta T_c}(t - (k-1)T_c - (i-1)\Delta T_c) = \sqrt{2P} b(t) \mathcal{G}(t) \quad (8)$$

其中 $\mathcal{G}(t)$ 为等效扩频序列。由此,发送信号由一个时频二维

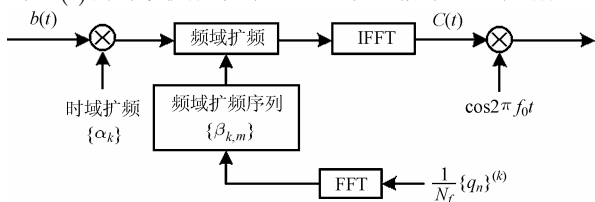


图2 频域扩频序列产生原理

序列映射为一个一维时间序列,即等效为一维扩频系统的发送信号,从而在接收方只需对此一维时间序列同步即可,分析得到简化。

3 同步算法

信号 $C(t)$ 经 L 径瑞利信道传输后,接收到的信号为

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{2P} \gamma_l C(t - \tau_l) \cos(2\pi f_0 t + \theta_l) + n(t) \quad (9)$$

其中 τ_l, θ_l 分别为第 l 径的时延和相位偏移, f_0 为载频率, $n(t)$ 为加性白高斯噪声,单边功率谱密度为 N_0 ,衰落因子 γ_l 服从瑞利分布,其概率密度函数为

$$f_{\gamma_l}(r) = \frac{2r}{\Omega} \exp\left(-\frac{r^2}{\Omega}\right) \quad (10)$$

其中 $\Omega = E[\gamma_l^2]$ 表示衰落平均功率。

3.1 待判决信号

以 $\mathcal{G}(t)$ 为本地同步序列,对所得一维时间序列 $C(t)$ 进行序贯捕获同步。不失一般性,假设^[4]:

(1)所有采样均独立;(2)相关序列长度 $M \gg 1$,非同步时,接收序列和本地序列的相关函数均值为零;(3)由多径传输引起的检测信号自干扰可近似为加性高斯噪声;(4)序贯搜索的步长为 $\Delta T_c/2$ 。

如图3,将接收到的信号分I-Q两路处理,以I支路信号为例分析,经相关处理后的信号 V_{ci} 表达式为

$$V_{ci} = \int_0^{M\Delta T_c} r(t) \mathcal{G}\left(t - \frac{i\Delta T_c}{2}\right) \sqrt{2} \cos(2\pi f_0 t) dt = \sqrt{P} \sum_{l=0}^{L-1} S_l(i) + \eta_i \quad (11)$$

$S_l(i)$ 为有用信号部分,包括所检测的第 l 径信号及其它径的信号:

$$S_l(i) = \gamma_l \cos \theta_l [\hat{\tau}_l R_M(i, N+1) + (\Delta T_c - \hat{\tau}_l) R_M(i, N)] \quad (12)$$

其中局部相关函数 $R_M(i, N) = \sum_{v=0}^{M-1} \mathcal{G}(v+i) \mathcal{G}(v+i+N)$,且 $\mathcal{G}(i)$ 为本地序列 $\mathcal{G}(t)$ 在 $t=i\Delta T_c$ 时刻的采样幅值。当 $N=0$ 或 $N=1$ 时,第 l 径同步(H_1 状态), $S_l(i)$ 的均值为

$$m_s = E[S_l(i)]_{N=0} = E[S_l(i)]_{N=1} = \frac{3}{4} \gamma_l \cos \theta_l M \Delta T_c \quad (13)$$

$N \neq 0$ 或 $N \neq 1$,未同步时(H_0 状态), $S_l(i)$ 为均值为零的高斯随机变量,方差为

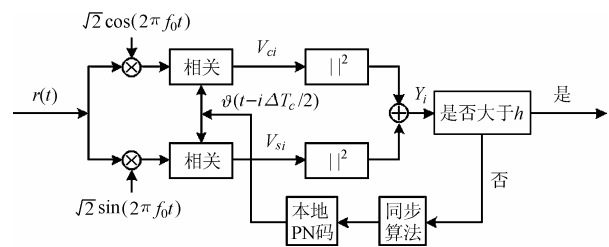


图3 同步模块

$$\sigma_1^2 = \frac{1}{3} M \Omega \Delta T_c^2 \quad (14)$$

由图 3, 待判决变量 $Y_i = V_{ci}^2 + V_{si}^2$ 。由文献[4]可知, 在 H_1 状态下, Y_i 中有用信号部分的方差为

$$\sigma_1^2 = \frac{(L-1)\Omega}{3} P M \Delta T_c^2 \quad (15)$$

H_0 状态下, 因任意第 l 径均未同步, 即所有 l 径均为干扰, 故将上式中 $(\bar{L}1)$ 替换为 L , 即为 H_0 状态 Y_i 中有用信号部分的方差 σ_0^2 。比较可知, σ_0^2 与 σ_1^2 相差不大, 为简便起见, 令 $\sigma_0^2 = \sigma_1^2$ 。

式(11)中, η_1 为噪声项:

$$\eta_1 = \int_0^{M\Delta T_c} n(t) g\left(t - \frac{i\Delta T_c}{2}\right) \sqrt{2} \cos(\omega_0 t) dt \quad (16)$$

其均值为零, 方差为

$$\sigma_N^2 = \frac{N_0 M \Delta T_c}{2} \quad (17)$$

3.2 待判决信号的统计特性

V_{ci} 与 V_{si} 为高斯随机变量^[4,8], 待判决变量 Y_i 服从 chi-square 分布。 H_1 状态下, Y_i 为非中心 chi-square 分布, 其概率密度函数为

$$f_{Y_i}(y/H_1) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{m^2 + y}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{m\sqrt{y}}{\sigma^2}\right) \quad (18)$$

其中

$$\sigma^2 = \sigma_1^2 + \sigma_N^2 \quad (19)$$

$$m^2 = \frac{9}{16} \gamma_l^2 M \Delta T_c^2 \quad (20)$$

H_0 情况下, Y_i 为中心 chi-square 分布:

$$f_{Y_i}(y/H_0) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma^2}\right) \quad (21)$$

3.3 虚警概率和捕获概率

判决门限为 h , 故可得系统捕获概率^[4]:

$$P_D = \int_h^\infty f_{Y_i}(y/H_1) dy = Q\left(\sqrt{\frac{m^2}{\sigma_1^2 + \sigma_N^2}}, \sqrt{\frac{h}{\sigma_1^2 + \sigma_N^2}}\right) \quad (22)$$

虚警概率为

$$P_{FA} = \int_h^\infty f_{Y_i}(y/H_0) dy = \exp\left(-\frac{h}{2(\sigma_1^2 + \sigma_N^2)}\right) \quad (23)$$

4 数值结果及讨论

设归一化门限为 $h' = h/\sigma_N^2$, 信噪比为 $E_b/N_0 = \sigma_1^2/\sigma_N^2$ 。由式(22)和式(23)进行数值计算, 得到不同归一化门限 h' 情况下, 系统捕获概率和虚警概率的曲线, 如图 4, 图所示。用于数值计算的系统参数条件如下:

- (1) 考察 8×8 的二维扩频系统, 即 $N_f=8, N_f=8$;
- (2) 信道参数: M.1225 车载 channel A; (见表 1)
- (3) 码元周期 $\Delta T_c=250$ s, 子载波间隔 $\Delta f=4\text{kHz}$;
- (4) 相关序列长度 $M=8$;

由图 4, 图 5 可看出, 经映射后的二维扩频系统同步性能良好。当 h' 分别为 10、15、20 的条件下, 考察捕获概率和虚警概率曲线, 可见, 同一维扩频系统一样, 二者受归一化门限的影响较大; 但可通过选择优化的归一化门限, 使捕获概率、虚警概率均能达到实际应用的要求。同时, 经映射后的二维扩频系统同步方法简单, 仅采用一维扩频的同步方法即可。

表 1 车载测试环境参数

第 l 径	Channel A		多普勒谱
	相对时延(ns)	平均功率(dB)	
1	0	0	Classic
2	310	-1.0	Classic
3	710	-9.0	Classic
4	1090	-10.0	Classic
5	1730	-25.0	Classic
6	2510	-20.0	Classic

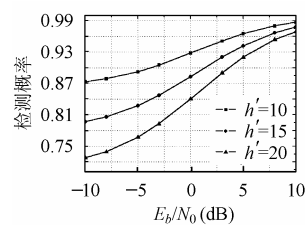


图 4 不同归一化门限下的捕获概率

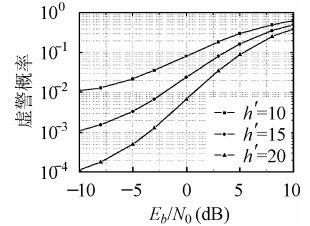


图 5 不同归一化门限下的虚警概率

5 结束语

本文提出一种广义二维扩频矩阵的时间同步方法: 将二维扩频矩阵等效为一个一维时间序列, 采用 DS-CDMA 中的序贯捕获的方法捕获此时间序列的第一径, 从而完成二维扩频时间捕获。同时, 分析了此算法的同步性能: 捕获概率和虚警概率。比较了不同归一化门限条件下, 系统的捕获概率、虚警概率。分析结果表明: 经映射后的二维扩频系统同步方法简单, 同步性能良好。

参考文献

- [1] Xing Hongnian, Rinne J. The performance analysis of a two dimensional CDMA system for frequency selective channels. IEEE GLOBECOM, Sydney, 1998, 5: 2537 - 2542.
- [2] Xiao Lei, Liang Qinglin. A novel MC-2D-CDMA communi-

- cation systems and its detection methods. IEEE ICC, New Orleans, 2000, 3: 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. 电子与信息学报, 2004, 26(2): 248 – 253.
- [4] Yang Lie-Liang, Hanzo L. Serial acquisition of DS-SS signals in multipath fading mobile channels. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 2001, 50(2): 617 – 628.
- [5] Han Dong-Seog, Kim Yong-Jung, Lee Hyun-Kyu. On the synchronization of MC-SS system for indoor wireless communications. IEEE VTC, Amsterdam, 1999, 2: 693 – 697.
- [6] Jiao Ying, Chang Honghong, Sun Xuejun, Zhou Zucheng. A low-complex and faster synchronization method for MC-SS systems. IEEE VTC, Birmingham, 2002, 3:1482 – 1486.
- [7] Kim Sang Hyo, Ha Kilsik, Lee Choong-Woong. A frame synchronization scheme for uplink MC-SS. IEEE VTC, Amsterdam, 1999, 4: 2188 – 2192.
- [8] Jovanovic V M, Sousa E S. Analysis of non-coherent correlation in DS/SS spread spectrum acquisition. *IEEE Trans. on Commun.*, 1995, 43(2/3/4): 565 – 573.
- 程 璐: 女, 1980 年生, 硕士生, 研究领域包括二维扩频同步、多载波差分检测技术等.
- 唐友喜: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究兴趣为 OFDM、超宽带、传感器网络、分布式 MIMO 等技术.
- 李少谦: 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师, 研究领域包括无线通信系统理论、移动与个人通信、无线抗干扰技术、扩跳频技术等.