

一种正交多码 CDMA 系统改进方案

邹 鲲, 冯永浩

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

摘 要:提出一种基于混沌序列含导频信号的宽带正交多码 CDMA 系统模型,利用混沌序列以及采用正交插入导频信号提高系统性能,并对此模型在衰落信道中的性能进行分析。

关键词:正交多码调制;混沌序列;导频

中图分类号:TN914.4 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2001)02-0051-04

传统的 CDMA 技术只是针对用户数据率较低的情况而设计的,当用户传输的数据率超过 1 Mbit/s 时,由于严重的符号内干扰和码片干扰使系统难以实现,于是人们提出了正交多码 CDMA 技术^[1-2]。与 DS-CDMA 系统相比,正交多码 CDMA 技术提高了带宽利用率,但是有两个方面问题影响了实用价值。首先为了实现高数据率传输,正交多码 CDMA 技术需要数量较大的扩频序列。其次由于正交多码调制是对若干个 PN 码“相加”后成为多电平信号后对同一载波进行的调制,造成已调波包络不恒定,产生幅相比较换(AM/PM)效应,使得接收机输入信噪比下降。基于以上两方面的原因,这里提出了一种基于混沌序列含导频信号的正交多码宽带 CDMA 系统。一方面因为混沌序列有类似 m 序列的相关性^[3],且数量多,周期任意,易于产生。所以把混沌序列作为扩频序列应用于并行 CDMA 技术中可以解决伪随机序列数量上的限制。另一方面因为在调制方式相同的情况下,相干解调比非相干解调在性能上可获得 3 dB 的增益^[4-5]。所以在数据信道中正交插入导频信号,在接收端进行相干解调可以获得系统性能的提高。

1 系统的发送模型

系统的发送模型如图 1 所示。高数据率的用户数据首先经过串/并变换成一组并行的低数据流,然后每一支路的数据分别进入移存器,按若干 bit 位映射成相应的混沌序列,叠加后送入数据信道。本模型中采用含导频信号的 BPSK 或 QPSK 调制方式,在数据信道中插入正交的导频信号,正交调制后发送出去。

若用户数据位持续时间为 T ,经过串/并变换后成为 S 条并行的数据流,每位数据持续的时间为 SXT 。本文采用的混沌序列发生器可以产生 M 个不同的状态(即 M 个不同的混沌序列)因此该系统的数据传输能力为

$$R_d = \frac{\log_2 M}{T} (\text{bps}) \quad (1)$$

T 为混沌序列的周期。以达到传输用户高数据率的目的,而将混沌序列的数量多,线性复杂度大等优点应用于此,可以增加 S 的数量从而获得更高的用户数据率传输。当然这是以增加系统复杂性为代价的。在数据信道中插入正交导频信号以改善其性能,这是以导频信号对能量的要求为代价的。

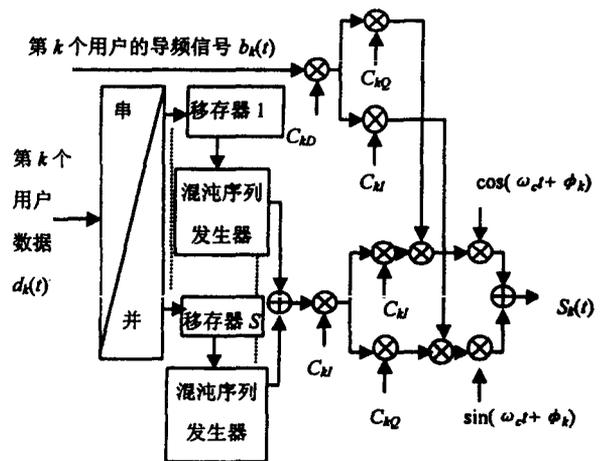


图 1 基于混沌序列含导频的宽带正交多码 CDMA 系统模型发送模型

这里,我们以混沌序列作为正交信号集。本文由 Logistic 映射产生扩频序列, Logistic 映射的满映射形式由下式给出

$$x_{n+1} = 1 - 2x_n^2, x_n \in [-1, +1], n = 0, 1, 2 \dots \quad (2)$$

扩频码序列由下式产生

$$a_n = \text{sgn}(x_n), n = 0, 1, 2 \dots \quad (3)$$

其中 $\text{sgn}(\cdot)$ 是符号函数。为了保证各条支路互不干扰,各个混沌序列发生器各自产生互不重叠的映射序列,则系统中每个用户所用的混沌序列有 $S \times M$ 个。由文献[4]可知,混沌序列有类似于 m 序列的性质,故将其应用于 M -ary 扩谱调制。

由于 S 组并行的数据流通过同一信道传输,这意味着在接受端它们具有相同的延时,同时也可采用公共的功率控制。这里假定理想的功率控制情况下,对系统性能进行分析。设系统有 K 个用户,每个用户用 S 条并行传输的支路进行传输,每条支路的 m 位信息送入混沌序列映射,产生为 $2^m = M$ 个混沌序列中的一个。

则第 k 个用户第 s 条支路传输的信号是

$$d_{ks} = \sqrt{p}ch_i(t) = \sqrt{p} \sum_{n=1}^N ch_i \cdot P(t - nT) \quad (4)$$

这里, $ch_i(t)$ 是 $S \times M$ 个混沌序列中的第 i 个, $P(t)$ 是持续时间为 T , 幅度为 1 的矩形脉冲信号,则第 k 个用户

数据在数据通道中传输的信号为

$$d_k(t) = \sum_{s=1}^S d_{ks}(t) = \sqrt{P} \sum_{s=1}^S \sum_{n=1}^N ch_i \cdot P(t - nT) \quad (5)$$

在数据信道中插入正交导频信号后,经调制后输出信号为

$$s_k(t) = \sum_{s=1}^S [\sqrt{1 - \beta}d_{ks}(t)c_{kd}c_{kl} + \sqrt{\beta}b_{ks}(t)c_{kc}c_{kQ}] \cos(\omega_c t + \varphi_k) + [\sqrt{1 - \beta}d_{ks}(t)c_{kd}c_{kQ} + \sqrt{\beta}b_{ks}(t)c_{kc}c_{kl}] \sin(\omega_c t + \varphi_k) \quad (6)$$

式中, C_{kd} 为数据信道正交码, C_{kc} 为导频信道正交码, C_I, C_Q 分别 I, Q 支路的扩频码, β 为导频发射功率与总功率的比例。 φ_k 为第 k 个用户数据信号载波相位。

2 系统的接收模型

在无线系统中,到达接收端的信号往往由多径分量组成,而且具有时变性和随机性。由文献[4]可知,多径分量的可分数目为 L , 并且

$$L = [T_m/T_c] + 1 \quad (7)$$

这里, T_c 为码片周期, T_m 是信道延迟扩展, $[\cdot]$ 表示取最大整数。

第 k 个用户的一条支路具有 S 条路径分支的 RAKE 接收机框图如图 2 所示,则每个用户共要接收 LXS 条路径分支,即共有 LXS 个 RAKE 接收机组成接收电路,其中第 1 条路径分支电路如图 3 所示。

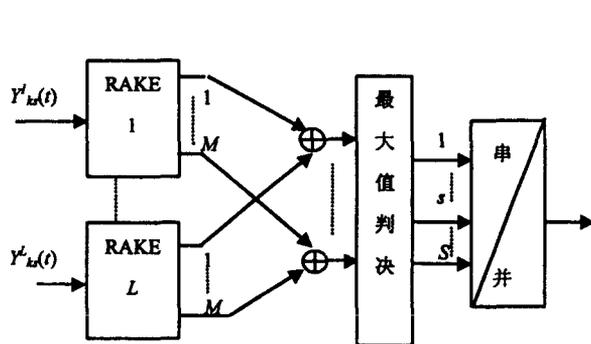


图 2 基于混沌序列含导频的宽带正交多码接收模型

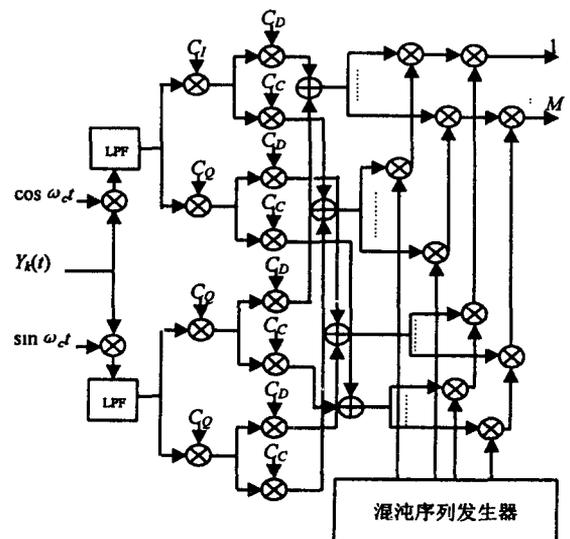


图 3 第 1 个 RAKE 接收机模型

设系统接收的信号为 $y(t)$, 则:

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{s=1}^S \sum_{l=1}^L \alpha_{ks}^l \{ [\sqrt{1-\beta}d_{ks}^l(t-\tau_{ks}^l)C_{kD}(t-\tau_{ks}^l)C_{kl}(t-\tau_{ks}^l) + \sqrt{\beta}b_{ks}^l(t-\tau_{ks}^l)C_{kC}(t-\tau_{ks}^l)C_{kQ}(t-\tau_{ks}^l)] \cos(\omega_c t + \theta_{ks}^l) + [\sqrt{1-\beta}d_{ks}^l(t-\tau_{ks}^l)C_{kD}(t-\tau_{ks}^l)C_{kQ}(t-\tau_{ks}^l)] + [\sqrt{\beta}b_{ks}^l(t-\tau_{ks}^l)C_{kC}(t-\tau_{ks}^l)C_{kl}(t-\tau_{ks}^l)] \sin(\omega_c t + \theta_{ks}^l) \} + N_0(t) \quad (8)$$

这里, $d_{ks}^l(t)$ 是第 k 个用户的第 s 条支路上的第 1 条多径信号, 则 τ_{ks}^l 是该多径信号的时延, $\theta_{ks}^l = \varphi_k + \varphi_{ks}^l - \omega_c \tau_{ks}^l$, φ_{ks}^l 是该多径信号的载波相位延时。 φ_k 第 k 个用户导频信号载波相位。 $N_0(t)$ 是具有零均值, 双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。 α_{ks}^l 是该多径信号的增益, 服从瑞利分布。

在接收端利用导频信号进行良好的跟踪、定时和相位估计。因此可以采用相干解调方式, 经过理想低通滤波器后 I 支路输出信号为

$$\alpha_{ksl}^l(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{s=1}^S \sum_{l=1}^L \alpha_{ks}^l \{ [\sqrt{1-\beta}d_{ks}^l(t-\tau_{ks}^l)C_{kD}(t-\tau_{ks}^l)C_{kl}(t-\tau_{ks}^l) + \sqrt{\beta}b_{ks}^l(t-\tau_{ks}^l)C_{kC}(t-\tau_{ks}^l)C_{kQ}(t-\tau_{ks}^l)] \cos\theta_{ks}^l/2 + [\sqrt{1-\beta}d_{ks}^l(t-\tau_{ks}^l)C_{kD}(t-\tau_{ks}^l)C_{kQ}(t-\tau_{ks}^l)] + [\sqrt{\beta}b_{ks}^l(t-\tau_{ks}^l)C_{kC}(t-\tau_{ks}^l)C_{kl}(t-\tau_{ks}^l)] \sin\theta_{ks}^l/2 \} + N_0(t)/2 \quad (9)$$

对 I 支路进行信道 PN 码解扩后为

$$d_{ksl}^l(t) = d_{ksl}^l(t)C_{kD}(t-\tau_{ks}^l)C_{kl}(t-\tau_{ks}^l) \quad (10)$$

当 $d_{ksl}^l(t)$ 通过第 m 个相关器时, 输出为

$$Z_{ksl}^{lm} = \frac{1}{T} \int_0^T d_{ksl}^l(t) c_{km}(t-\tau_{ks}^l) dt = \begin{cases} \sqrt{P} \alpha_{ks}^l \frac{\cos\theta_{ks}^l}{2} + I_{ksl}^{ll} + I_{ksl}^{ll} + I_{ksl}^{ll} + I_{ksl}^{ll} + N_{ll}, & m = l \\ I_{ksl}^{ll} + I_{ksl}^{ll} + I_{ksl}^{ll} + I_{ksl}^{ll} + N_{ll}, & m \neq l \end{cases} \quad (11)$$

式中, I_{ksl}^{ll} 是数据通道 Q 支路对 I 支路产生的自干扰; I_{ksl}^{ll} 是接收信号的其他多径信号对该信号产生的多径干扰, 也是自干扰; I_{ksl}^{ll} 是其它支路上的信号对接收信号的自干扰; I_{ksl}^{ll} 是其他用户接收信号产生的多径多址干扰, 是外部干扰; N_{ll} 是高斯白噪声产生的干扰。

其他支路也有类似的噪声特性。

3 性能分析与模拟结果

3.1 噪声干扰

由式(10)、(11)可得

$$N_{ll} = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T C_{kD}(t-\tau_{ks}^l)C_{kl}(t-\tau_{ks}^l)ch_m(t-\tau_{ks}^l) \frac{N_0(t)}{2} dt \quad (12)$$

因为 $N_0(t)$ 是高斯过程, 与 C_{kD} 、 C_{kl} 无关, 所以 N_{ll} 是零均值的高斯随机变量。

3.2 自干扰

(1) I_{ksl}^{ll} 数据通道中 Q 支路对 I 支路产生的干扰, 由式(10)、(11)得

$$I_{ksl}^{ll} = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T \alpha_{ks}^l \sqrt{1-\beta} d_{ksl}^l(t-\tau_{ks}^l) C_{kD}(t-\tau_{ks}^l) C_{kQ}(t-\tau_{ks}^l) \cdot C_{kD}(t-\tau_{ks}^l) C_{kD}(t-\tau_{ks}^l) ch_m(t-\tau_{ks}^l) dt \quad (13)$$

由于信道扩频码的正交特性, 相对其他干扰, 此干扰可以忽略。

(2) I_{ksl}^{ll} 接收信号的其他多径信号对该信号产生的干扰, 由(10)、(11)得

$$I_{ksl}^{ll} = \sum_{k=1}^K \sum_{s=1}^S \sum_{l'=1, l' \neq l}^L \int_0^T d_{ks'l'}^l(t) C_{kD}(t-\tau_{ks'}^{l'}) C_{kQ}(t-\tau_{ks'}^{l'}) dt \quad (14)$$

由文献[5]可知, 它是混沌序列和信道扩频码连续时间互相关函数, 近似高斯随机变量。

(3) I_{ksl}^{ll} 接收用户其它支路对接收信号产生的干扰, 由式(10)、(11)得

$$I_{kSI}^{ll} = \sum_{k=1}^K \sum_{s'=1, s' \neq s}^S \sum_{l'=1, l' \neq l}^L \int_0^T d_{k's'l'}^{ll}(t) C_{kD}(t - \tau_{k's'}) C_{kQ}(t - \tau_{k's'}) dt \quad (15)$$

与 I_{kSI}^{ll} 类似,也是高斯随机变量。

3.3 I_{KSI}^{ll} 外部干扰,即多址干扰

$$I_{KSI}^{ll} = \sum_{k=1, k' \neq k}^K \sum_{s'=1, s' \neq s}^S \sum_{l'=1, l' \neq l}^L \int_0^T d_{k's'l'}^{ll}(t) C_{k'D}(t - \tau_{k's'}) C_{k'Q}(t - \tau_{k's'}) dt \quad (16)$$

与 I_{kSI}^{ll} 类似,也是高斯随机变量。

由文献[4]可得出解调后的信噪比为

$$\frac{S}{I} = \frac{(1 - \beta)N^2}{\frac{N_0}{2} + \sigma_{self}^2 + \sigma_{mai}^2} \quad (17)$$

N 为每个符号周期内的码片数。 σ_{self}^2 表示自干扰的方差, σ_{mai}^2 表示外部干扰即多址干扰的方差。在 AGWN 下,系统性能可以按高斯近似进行分析,即 $P_e = Q[\text{SNR}]$, 其中 $Q[\cdot]$ 为库码函数。在本文计算分析中混沌扩频序列 $N=4096$, 图4给出了该系统与基于 m 序列不含导频信号的正交多码系统的平均误比特性能。

本文提出的这种正交多码 CDMA 系统的方案与非相干解调相比信噪比上可获得 $3 + 10\log(1 - \beta)$ dB 的增益^[4], 因此可以获得更大的系统容量。而且,影响该系统性能的主要因素是多址干扰和噪声,其中多址干扰的大小是由混沌序列和信道扩频码连续时间互相关函数特性决定的,而由文献[3]可知,混沌序列的相关特性和传统的扩频序列大致相同,因此这种基于混沌序列含导频信号的宽带正交多码 CDMA 系统有良好的应用前景。

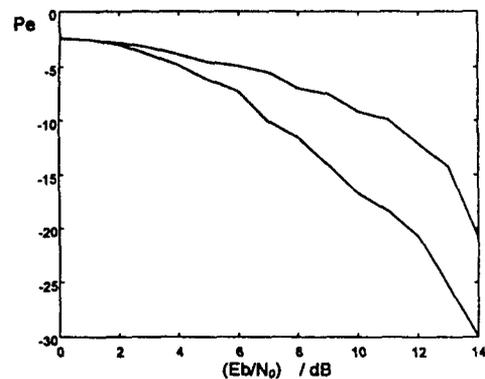


图4 基于 m 序列不含导频的正交多码平均误比特性能

参考文献:

- [1] Een Kee Hong, Ki Jun Kin, Keum Chan Whang. Performance evaluation of DS-SS system with M-ary orthogonal signaling [J]. IEEE Trans Commun, 1996, 45(1): 57-63.
- [2] Pahlavan K, Chase M. Spread-spectrum multi-access performance of orthogonal code for indoor radio communications [J]. IEEE Trans Commun, 1990, 38: 574-577.
- [3] 凌 聪, 孙松庚. Logistic 映射扩频序列的相关分布 [J]. 电子学报, 1999, 27(1): 23-25.
- [4] Jauoul L M A, Holtzman J M. Performance analysis of DS-SS with noncoherent M-ary orthogonal modulation in multipath fading channels [J]. IEEE JSAC, 1994, 12(5): 52-56.
- [5] Puroley M B. Performance evaluation for phase-code spread-spectrum multi-access communication-Part I System analysis [J]. IEEE Trans Commun, 1997, 25: 795-799.
- [6] 朱近康. 扩展频谱通信及其应用 [M]. 合肥: 中国科技大学出版社, 1993.

Improved Scheme of Orthogonal Multicode CDMA System

ZOU Kun, FENG Yong-hao

(The Telecommunication Engineering Institute of the Air Force Engineering University (AFEU), Xi'an 710077, China)

Abstract. In this paper, an orthogonal multicode wideband CDMA system model including pilot channel based on chaos spreading sequences is given. Based on chaos sequences, with pilot channel inserted orthogonally, it is shown that the performance of the system is improved. The performance of the system in fading channel is analyzed.

Key words. orthogonal multicode modulation; chaos sequences; pilot channel