

扩频通信系统的软件无线电实现结构及性能分析

叶中付, 吴涛, 徐旭

(中国科学技术大学信号统计处理研究室, 合肥 230027)

摘要: 本文主要论述了直接序列(DS)扩频通信系统中的软件无线电实现结构. 首先从软件无线电的基本概念出发, 论述了直接扩频通信系统中采用软件无线电结构的可能性和必要性; 其次详细论述了直接扩频通信系统中软件无线电结构的实现形式, 包括发射方、接收方的实现结构, 扩频编码的同步(包括扩频编码相位的捕获与跟踪)以及多址通信的实现等. 对文章中提出的方法进行了计算机模拟试验, 结果是令人满意的.

关键词: 软件无线电; 直接序列扩频通信; 扩频同步

中图分类号: TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2001)01-0120-04

Software Radio Structure of Direct Sequence Spread Spectrum System and Its Performance Analysis

YE Zhong-fu, WU Tao, XU Xu

(Institute of Statistical Signal Processing, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

Abstract: This article discusses the software radio structure of direct sequence spread spectrum system and its performance. At first, we prove the feasibility and necessity of software radio realization in DS system. Secondly our work includes the realized shape of software radio structure both in sending and receiving end, acquisition and tracking of direct spread spectrum sequence and software radio implement of CDMA in DS spectrum system. The result of computer simulation proves the feasibility of our method.

Key words: software radio; direct sequence spread spectrum system; CDMA

1 引言

软件无线电是一种新的通信技术, 它的基本思想是构筑一个统一的硬件平台, 通过对电台功能的充分数字化和软件化, 采用不同的软件功能模块就可以实现不同的通信功能. 软件无线电具有很好的灵活性和经济性, 引起了国内外多方面的重视和关注^[1-7].

本文主要讨论了直接扩频通信系统的软件无线电实现结构方法, 包括发射端、接收端的软件无线电实现结构, 以及扩频编码的同步捕捉和跟踪的实现、多址通信方式的实现, 对所提出的方法进行了计算机模拟仿真.

2 直接扩频通信系统中的软件无线电实现结构

扩频通信用伪随机码序列(PN码)把基带信号的频谱进行扩展, 形成相当宽带的低功率谱密度信号. 软件无线电思想的引入, 使得可以在基带部分由软件实现扩频调制和信息调制, 再通过D/A转换和载波调制进行发射, 而在接收端可以由下变频和A/D转换以后再由软件实现扩频解调和信息解调, 给系统带来极大的灵活性, 比如说通过软件模块的改变来实现调制方式的改变而不需要改动硬件结构. 由于直扩方式的扩频系统应用较为广泛, 我们以其为代表来考虑扩频通信

系统的软件无线电实现模型^[8,9].

基于软件无线电思想的直接扩频通信系统的发射和接收模块如图1、图2所示, 虚线所包含的部分由软件方法实现.

2.1 发射端的实现结构

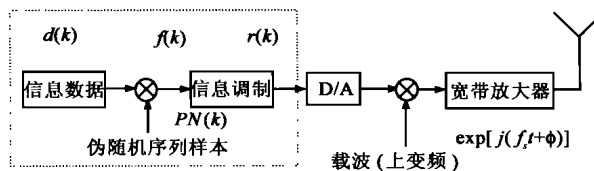


图1 扩频通信系统接收方的软件无线电实现结构

图1所示是基于软件无线电的扩频通信系统发射模型, 在每一个周期 T 内它对宽为 T 的 $+1$ 或 -1 矩形波信号 $d(t)$ 进行扩频调制, 扩频编码是码长为 N 、码元宽度为 T_c 、 $+1$ 或 -1 取值的矩形波信号 $PN(t)$.

信息数据 $d(t)$ 用扩频编码信号 $PN(t)$ 进行调制以后可以获得信号 $f(t)$, 再对 $f(t)$ 进行信息调制可以获得已调信号 $r(t)$.

转换到数字域用软件无线电的思想实现上述过程如下: 假设在一个周期 T 内取的样本数为 $N_T = T * f_s$, 每个扩

频周期 T_C 内的样本数为 $N_C = T_C * f_s$, 并且满足 $N_T = N * N_C$, 其中每个样本的间隔为 $1/f_s$.

在一个样本周期 T 内 $d(t)$ 的值为 $+1$ 时, 用 N_T 个样本 $PN(k)$ 表示, 为 -1 时用 N_T 个样本 $-PN(k)$ 表示, 以此类推, 完成对信息数据序列的扩频调制, 获得调制后的输出序列 $f(k)$. $PN(k)$ 的值可以事先计算得到:

$$PN(k) = PN(t | t = k/f_s), k = 0, 1, 2, \dots, N_T - 1 \quad (1)$$

对经过扩频调制以后的样本序列 $f(k)$ 由信息调制模块进行信息调制, 这里以二进制 PSK 调制为例, 调制后输出的序列 $r(k)$ 可以表示为: $r(k) = f(k) C(k), k = 0, 1, 2, \dots, N_T - 1$. 其中:

$$C(k) = \cos(2 f_{ci} k / f_s), k = 0, 1, 2, \dots, N_T - 1 \quad (2)$$

$r(k)$ 再经过 D/A 转换和上变频以后获得发射信号:

$$s(t) = \sqrt{2} Pd(t) PN(t) \cos(2 f_{ci} t) \cos(2 f_{si} t) \quad (3)$$

其中 $\omega_0 = 2 f_{ci} + 2 f_{si}$ 是发射时的载波频率, f_{ci} 是中频处理时的载波频率, f_{si} 是上变频时的载波频率.

2.2 接收端的结构

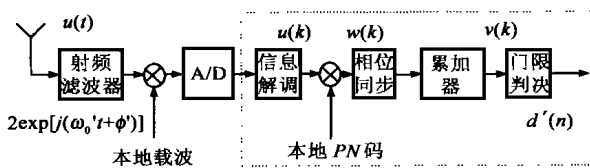


图 2 扩频通信系统接收方的软件无线电实现结构

图 2 所示的基于软件无线电结构的接收模块, 以基于 PSK 调制的扩频信号为例, 接收到的信号经过射频滤波、下变频处理、A/D 转换(采样频率为 f_s) 以后获得的样本序列可以表示为:

$$u(k) = \sqrt{2} Pd(k/f_s) PN(k/f_s) \cos(\omega_c k/f_s + \phi) + n(k/f_s) \quad (4)$$

经过累加器对 N_T 个样本相加(即实现解扩和解调)以后获得的输出序列 $v(k)$ 可以表示为:

$$v(k) = \sum_{k=k_0}^{k_0+N_T} \sqrt{2} Pd(k/f_s) PN(k/f_s) \cos(\omega_c k/f_s + \phi) * \sqrt{2} PPN(k/f_s - \omega_c/f_s) * \cos(\omega_c k/f_s + \phi) + \sum_{k=k_0}^{k_0+N_T} n(k/f_s) \sqrt{2} P * PN(k/f_s - \omega_c/f_s) * \cos(\omega_c k/f_s + \phi) \quad (5)$$

式中 $\omega_c = 2 f_{ci}$. 在扩频通信的收发两端已完全同步锁定的情况下, 有 $\omega_c = \omega_c, \phi = \phi, PN(t - \tau) = PN(t)$, 并且在累加器中相加的 N_T 个样本中, $d(t)$ 的值是不变的, 要么是 $+1$, 要么是 -1 , 用 d_0 表示. 那么上式可以表示成:

$$v(k) = PN_T * d_0 + \sum_{k=k_0}^{k_0+N_T} n(k/f_s) \sqrt{2} P \cos(\omega_c k/f_s + \phi) \quad (6)$$

再将 $v(k)$ 送往门限判决器, 就可以获得发送端发送的数据.

2.3 由软件实现的同步和跟踪功能

扩频序列的捕获和跟踪是扩频通信中的重要问题. 传统

上代表性的扩频序列捕捉方法有扩频编码的滑动相关捕捉法 (Sliping correlation) 和使用匹配滤波器 (如声表面波器件 (SAW 器件)) 等方法. 这里主要讨论在软件模块中实现同步的方法.

在接收方的软件模块中, 软件模块所处理的对象是经过 A/D 转换以后的样本数据, 实现同步和跟踪的问题就变成了在这样一个样本流中如何找到每个信息数据所对应的 N_T 个样本的起始位置以及怎样跟上由于相位状态的波动造成的起始位置的变化. 用软件方法实现相位的同步和跟踪可以采用以下两种算法实现, 其过程如图 3、图 4 所示. 图 3 中 $u(k)$ 表示经过射频滤波、下变频处理和 A/D 转换后获得的样本数据流,

$$u(k) = A * PN(k/f_s) * \cos(\omega_c k/f_s + \phi) \quad (7)$$

Z^n 框图表示样本的起始位置后移 n 位为 $x(k+n)$, 累加器方框图表示输入样本 k 从 $n \rightarrow n+N_T-1$ 进行累加,

$$c(k) = PN(k/f_s) * \cos(\omega_c k/f_s), k = 0, 1, \dots, N_T - 1 \quad (8)$$

为事先计算好的样本数据. 假设送入 N_T 个累加器进行累加的输入样本数据分别为:

$$u_1(k) = u(k:k+N_T-1)$$

$$u_2(k) = u(k+1:k+1+N_T-1)$$

...

$$u_{N_T}(k) = u(k+N_T-1:k+N_T-1+N_T-1) \quad (9)$$

跟 $c(k)$ 相乘以后累加再送入最大值比较器找出其最大值, 比较器的输出就是下一组 N_T 个样本数据的起始位置. 这种实现方法需要进行 N_T 次累加运算, 对计算资源的要求很大, 其捕捉相位误差由 A/D 转换器的采样间隔 $T_s = 1/f_s$ 决定.

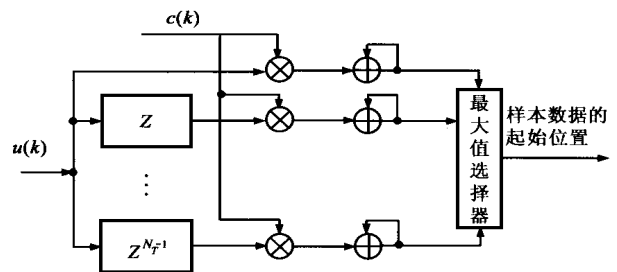


图 3 扩频序列的捕捉原理(一)

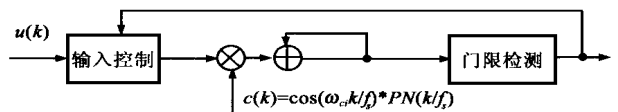


图 4 扩频序列的捕捉原理(二)

图 4 所示的是扩频序列相位捕捉的另一种实现方法. 输入的样本数据 $u(k)$ 由第 n 个样本数据到第 $n+N_T-1$ 个样本数据与 $c(k)$ 相乘后再累加, 所得到的值与门限指向比较, 如果大于已给定的门限则认为第 n 个样本就是下一个信息数据的起始位置, 否则 $u(k)$ 的值后延一位, 即由第 $n+1$ 个样本数据到第 $n+N_T-1$ 个样本数据与 $c(k)$ 相乘, 以此类推, 直到累加器的输出大于给定门限值时为止. 这种方法跟前一种方法相比对计算能力的要求较小, 但门限的选取对性能的影响很大.

由于对输入的每组样本数据都进行这样的处理,实现相位捕捉的过程实际上也就是实现了相位的跟踪,相位跟踪的问题就不专门讨论了。

$c(k)$ 为事先计算好的样本数据,由发射端的实现可以知道,信息数据的扩频调制和信息调制是同时由软件实现的,到达接收端的时延也相同,因此信息调制和扩频调制的同步是同时解决的。当然也可以分成两步实现,这并不影响系统的性能。

2.4 多址通信的实现

扩频通信的一个重要的优点和特色就是可以实现码分多址通信。基于软件无线电的多址扩频通信系统的接收信号可以表示成如下形式,其中同时工作的通信用户为:1,2,...,K,共K个,各自使用不同的扩频编码 $PN_j(t)$, ($j=1,2,\dots,K$),发射信号数据分别为 $d_j(t)$, ($j=1,2,\dots,K$)。其中,第j个用户发射的信号为:

$$s_j(t) = A_j d_j(t - \tau_j) PN_j(t - \tau_j) \cos(\omega_c t + \phi_j) \cos(\omega_s t + \theta_j) \quad (10)$$

对于扩频通信系统中某一接收机(以接收机1为例)来说,实际进入接收机的信号除了想要接收的 $j=1$ 的用户发来的信号外,也有其他($K-1$)个通信用户发来的信号,因此,接收机的输入信号为经过下变频和A/D转换以后可以表示成:

$$u(k) = \sum_{j=1}^K A_j d_j(k/f_s - \tau_j) PN_j(k/f_s - \tau_j) \cos(\omega_c k/f_s - \omega_s k/f_s + \theta_j) + n(k/f_s) \quad (11)$$

要接收 $j=1$ 的通信用户发送来的信息数据 $d_j(t)$,接收机的本地载波频率、相位和扩频编码相位都同步的前提下,送入累加器的信号在 $1 \rightarrow N_T$ 个样本的输出可以写成:

$$V(n) = \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{j=1}^K A_j d_j(k/f_s - \tau_j) \cos(\omega_c k/f_s + \theta_j) * 2 PN_1(k/f_s - \tau_1) \cos(\omega_c k/f_s + \theta_1) + \sum_{k=1}^{N_T} n(k/f_s) * 2 PN_1(k/f_s - \tau_1) \cos(\omega_c k/f_s + \theta_1) \quad (12)$$

同步锁定以后可以写成:

$$V(n) = A_1 N_T * d_1 + \sum_{j=2}^K A_j \sum_{k=1}^{N_T} d_j(k/f_s - \tau_j) PN_1(k/f_s) * \cos(\theta_j) + \sum_{k=1}^{N_T} n(k/f_s) PN_1(k/f_s) * 2 \cos(\omega_c k/f_s) \quad (13)$$

式中:第一项 $A_1 N_T * d_1$ 为有用信号,第二项为所希望接收的 $j=1$ 用户以外的 $K-1$ 个用户发送来的信号,解调以后成为多址干扰,第三项为噪声干扰,为在整个射频带宽内有均匀的双边功率谱密度 $N_0/2$ 的零均值高斯白噪声。将 $v(n)$ 进行门限判决可以实现接收,其中多址干扰和噪声干扰会对正确接收造成影响。

3 计算机模拟仿真实验

3.1 直接扩频通信系统发射和接收的实现

为检验本文所提出的基于软件实现的接收和发射方法的

可行性,构造了基于软件实现的直接扩频通信系统的软件模块,验证其可行性。

仿真实验中令数据发送频率 $f_d = 10^3$ bits/s,扩频码的码长 $N = 31 = 2^5 - 1$,采用的扩频码是 m 序列,其值为: [1 1 1 1 1 0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0],则扩频码的发送速率为 $f_c = N * f_d = 3.1 * 10^4$ bits/s,而中频载波频率为 $f_{ci} = 3.1 * 10^5$ Hz,而采样频率 $f_s = 3.1 * 10^6$ Samples/s,数据调制方式为PSK方式、FSK方式和ASK方式,而A/D转换器假设为16位的输出。

为检验所用的相位同步方法的正确性,在发送正式数据以前先构造一批白噪声样本数据,由同步模块来判断发送样本的起始位置。实验的结果表明在没有噪声的情况下发射和接收模块能够正常的工作,相位同步模块也工作正常,符合我们的要求。

3.2 噪声的影响和误码率分析

接收端的信号和噪声定义如式(5)所示,信噪比的定义如下:

$$SNR = 10 * \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{k=1}^N (\sqrt{2} Pd(k/f_s) PN(k/f_s) \cos(\omega_c k/f_s + \phi))^2}{k=1 n^2(k/f_s)} \right\} \quad (14)$$

数据调制方式为PSK,其他的定义如3.1中所示,信噪比和误码率的关系如图5所示,其中误码率是发送 10^5 个比特的结果。

3.3 扩频通信的多址能力的模拟仿真实验

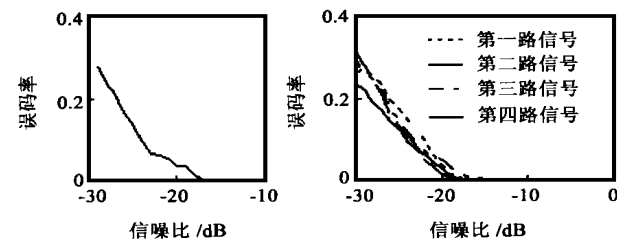


图5 存在噪声时的误码率估计

模拟仿真时假设各用户到达接收机的信号功率相等,信噪比的定义如式(14),其中信号功率为单个用户发射信号的功率。扩频编码采用码长为31的Gold序列,一共构造了四路发射信号,在接收端分别进行解调,在存在噪声干扰和多址干扰的条件下计算其误码率。

四路信号所采用的Gold序列分别如下所示:

Gold1 = /0000001010011100010000011111010/;
Gold2 = /1000010000111000000111101001001/;
Gold3 = /0100011101101010001100010010000/;
Gold4 = /1010011011000011001001101111100/.

模拟仿真的结果如图5所示。

4 小结

本文主要讨论了扩频通信中的直接扩频通信系统的软件无线电实现结构及其性能,包括发射模块中的扩频调制、信息调制以及接收模块中的扩频解调、信息解调、相位的跟踪和同

步等,并进行了计算机模拟仿真实验.实验的结果表明这些处理方法的可行性.

参考文献:

- [1] Joe Mitola. Software radios: Survey, critical evaluation and future directions [A]. Proceeding of the National Telsystems Conference [C], NY: IEEE Press, May 1992.
- [2] Joe Mitola. Software radios: Survey, critical evaluation and future directions [J]. In IEEE AES Systems Magazine, April 1993: 25 - 36.
- [3] Joe Mitola. The software radio architecture [J]. In IEEE Communications Magazine, May 1995, 26 - 38.
- [4] Jeffery A W. Analog-to-digital converters and their applications in radio receivers [J]. In IEEE Communications Magazine, May 1995: 39 - 45.
- [5] Raymond J. Lackey and Donald W. Upmal. Speakeasy: The military software radio [J]. In IEEE Communications Magazine, May 1995, 56 - 61.
- [6] Joseph K, Mark C S. Direction finding and smart antennas using software radio architectures [J]. In IEEE Communications Magazine, May 1995: 62 - 68.
- [7] 肖维民, 许希斌, 朱健, 姚彦. 软件无线电综述 [J]. 电子学报. Feb 1998, 26(2): 65 - 70.
- [8] 朱近康. 扩展频谱通信及其应用 [M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1993.
- [9] Telemedia Network and Systems Group, Laboratory for Computer Science, MIT. The Spectrum Ware Approach to Wireless Signal Processing (技术报告) [R].
- [10] 郭炎, 沈越泓. 软件无线电中模拟调制方式的软件实现方法探讨 [J]. 军事通信技术, Jun. 1997, 62.
- [11] Michael Ismert, MIT Software Devices and Systems Group. GuPPI Overview [DB/OL]. <http://www.sds.lcs.mit.edu>

作者简介:



叶中付 41岁, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事统计与阵列信号处理、数字图像分析、通信等领域的教学与研究工作, 发表论文 30 余篇.

吴涛 25岁, 中国科学技术大学通讯与电子系统专业硕士.