

## 混沌直接序列扩频信号盲解调的硬件电路实现\*

郭静波<sup>1)†</sup> 徐新智<sup>1)</sup> 史启航<sup>2)</sup> 胡铁华<sup>3)</sup>

1) (清华大学电机系, 电力系统国家重点实验室, 北京 100084)

2) (Department of Electrical and Computer Engineering, University of Connecticut, USA)

3) (机械科学研究总院, 北京 100044)

(2012年12月3日收到; 2013年1月31日收到修改稿)

提出了基于现场可编程门阵列 (FPGA) 技术的混沌直接序列扩频信号盲解调的硬件电路实现方法. 设计了混沌直接序列扩频信号发射机与接收机. 发射机可产生 10 种不同的混沌直接序列扩频信号. 为方便接收机的硬件电路实现, 对无先导卡尔曼滤波混沌拟合盲解调算法进行了简化, 在简化模型的基础上设计了接收机硬件结构. 提出了一种动态调整偏移因子的新方法, 使接收机能实时适应混沌映射的变化. 通过高斯白噪声信道及多径信道条件下的盲解调实验, 验证了盲解调算法硬件实现的抗噪声与抗多径性能, 以及对 10 种不同的混沌直接序列扩频信号的自适应破译效果.

关键词: FPGA, 混沌直接序列扩频通信, 盲解调

PACS: 05.45.Vx, 84.40.Ua, 84.30.Sk, 85.40.-e

DOI: 10.7498/aps.62.110508

## 1 引言

混沌直接序列扩频通信 (chaotic direct sequence spread spectrum, CD3S) 是 1994 年分别由 McGill 研究组<sup>[1]</sup> 和 Parlitz 研究组<sup>[2]</sup> 独立提出的一种混沌保密通信方式, 日前已被法国海军实际应用于水下通信<sup>[3]</sup>. 混沌直接序列扩频通信的原理是将欲发送的二进制信息与混沌信号直接相乘来实现扩频及加密, 具有低截获率和优良保密性能. 由于混沌直接序列扩频通信中只有一个混沌吸引子, 且混沌信号与二进制信息之间的关系是乘性的, 此前已有的破解方法并不能有效的对其破解. 而国际上也尚未见到盲解调混沌直接序列扩频信号的公开研究成果报道.

2008 年, 清华大学课题组提出了基于无先导卡尔曼滤波 (unscented Kalman filtering, UKF) 混沌拟合的方法, 通过在观测变量中加入偏移因子, 对混沌直接序列扩频信号实现盲解调<sup>[4,5]</sup>, 并提出了

该方法在多径信道条件下的可破解性充分条件定理<sup>[6]</sup>, 以及在多径信道条件下, 提出了一种基于状态估计的联合均衡与解调算法, 有效抵御非理想信道的多径效应对混沌直接序列扩频信号造成的影响<sup>[7]</sup>. 这一系列的研究工作也引起了国内研究工作者的关注<sup>[8]</sup>.

已有研究表明, 基于无先导卡尔曼滤波混沌拟合的盲解调方法<sup>[4,5]</sup> 可以在未知发射机的结构、混沌映射参数等信息的情况下有效盲解调混沌直接序列扩频信号, 并具有较好的抗多径、抗噪声性能. 本文研究基于现场可编程门阵列 (FPGA) 技术的混沌直接序列扩频信号盲解调的数字电路实现方法, 进一步验证盲解调方法的性能.

近年来, 混沌理论通过硬件电路的设计广泛应用于通信系统中<sup>[9-14]</sup>. 传统的混沌通信系统的硬件电路实现多为模拟系统, 电路参数精度要求较高, 不易实现. 现场可编程门阵列 (FPGA) 采用逻辑单元阵列的概念, 具有灵活性高、资源丰富、可靠性高等特点, 在现代数字硬件电路设计中常常被用

\* 国家自然科学基金 (批准号: 51277100) 和清华大学电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室基金 (批准号: SKLD09M25) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: guojb@mail.tinghua.edu.cn

作核心处理器件. 由于 FPGA 可编程易于调试, 能够完成比较复杂的逻辑功能和大规模的数字系统设计实现. 本文选用基于 XC4VSX35-10FF668C 型 FPGA 芯片的 Xtreme DSP for V4 开发套件.

本文一方面设计了一种混沌直接序列扩频信号发射机, 可选择 10 种不同的混沌状态方程作为信号的扩频码; 另一方面通过对原有的盲解调算法建模, 之后对其进行简化, 在这一简化基础上设计硬件结构, 并在接收机中加入偏移因子选择器, 以实时调整偏移因子, 适应不同的混沌状态方程所产生的扩频信号. 本文在发射机中内置多径模块与高斯白噪声产生器, 在不同信噪比下进行实验测定误码率, 验证了盲解调算法的抗噪声与抗多径衰落性

能. 此外, 通过在发射端改变不同的混沌状态方程, 验证了盲解调算法对于 10 种不同的混沌映射产生的直接序列扩频信号都有较好的破译效果.

## 2 混沌直接序列扩频通信基本原理与盲解调算法数学模型

### 2.1 混沌直接序列扩频通信基本原理

混沌直接序列扩频信号由一个混沌序列与二进制信息码直接相乘得到, 信息码的周期比混沌信号码片周期长得多, 由此实现扩频. 一个混沌直接序列扩频通信系统结构如图 1 所示.

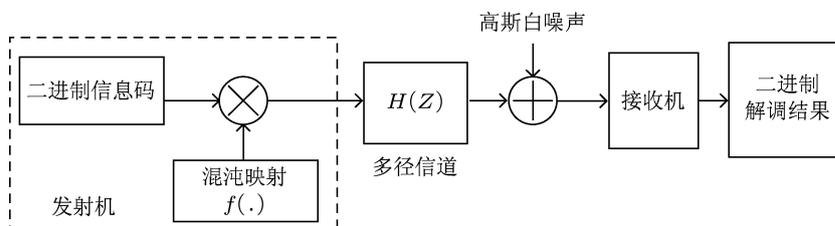


图 1 混沌直接序列扩频通信系统结构

发射机产生的混沌直接序列扩频信号通过多径信道, 叠加了信道上的高斯白噪声之后被接收机接收. 接收机分为友方接收机和第三方接收机两种: 友方接收机对发射机结构及所采用混沌状态方程与初始值都有先验了解, 同步之后采用相关解调法解调<sup>[1,2]</sup>; 第三方接收机假设并不知道发射机所采用的混沌状态方程与初始值等任何先验信息, 对接收到的信号进行全盲解调<sup>[4,5]</sup>.

### 2.2 盲解调算法数学模型及化简

基于无先导卡尔曼滤波混沌拟合的盲解调算法已在文献 [4] 中详细描述, 为方便硬件设计, 本文首先对该算法数学模型进行化简.

设接收到的混沌直接序列扩频信号为  $1 \times n$  维向量, 将其记为  $o$ . 无先导卡尔曼滤波混沌拟合盲解调方法使用两个无先导卡尔曼滤波, 分别估计混沌直接序列扩频信号的混沌状态和所传递的二进制信息. 设这两个无先导卡尔曼滤波的状态变量均为  $1 \times n$  维变量, 分别记为  $s_c$  和  $s_s$ , 则盲解调过程可表

示为

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} s_c(i+1) & P_c(i+1) \\ s_s(i+1) & P_s(i+1) \end{bmatrix} \\ & = f_c(P_c(i), s_c(i), s_s(i), o(i+1), C_{cp}, C_{co}), \\ & \quad f_s(P_s(i), s_c(i) + e, s_s(i), o(i+1), C_{sp}, C_{so}), \end{aligned} \quad (1)$$

式中,  $f_c, f_s$  分别表示对混沌状态和二进制信息的无先导卡尔曼滤波,  $P_c, P_s$  分别表示两个状态变量  $s_c$  和  $s_s$  的方差,  $e$  表示偏移因子,  $C_{cp}, C_{co}, C_{sp}, C_{so}$  分别表示混沌状态和二进制信息估计过程中的状态噪声和观测噪声方差.

化简基于以下两点假设:

- 1) 只处理 1 维混沌直接序列扩频信号;
- 2) 实验过程中发现绝大多数混沌直接序列扩频信号可使用 Tent 映射 ( $x_{n+1} = 0.5 - 2|x_n|$ ) 解调, 偏移因子  $e$  选取 0 或 0.9 两个离散的值便可得到较好的解调效果, 因此下述化简只考虑以上情形.

在上述假设成立时, 可将函数  $f_c, f_s$  化简为

$$s_c(i+1) = f_c(P_c(i), s_c(i), s_s(i), o(i+1), C_{cp}, C_{co})$$

$$= \begin{cases} \left(1 - \frac{P_x^-}{P_x^- + C_{co}}\right)(x_h^-) + \text{sgn}(s_s(i)) \frac{P_x^-}{P_x^- + C_{co}} o(i+1), \\ \text{当 } |s_c(i)| \geq \sqrt{3P_c(i)} \text{ 时, } \begin{cases} P_x^- = 4P_c(s_c(i) > 0) \text{ 或 } 4P_c + C_{cp}(s_c(i) < 0), \\ x_h^- = 0.5 - 2|s_c(i)|, \end{cases} \\ \text{当 } |s_c(i)| < \sqrt{3P_c(i)} \text{ 时, } \begin{cases} P_x^- = 4\left(\frac{4}{3}P_c(i) - \frac{8}{9}\sqrt{3P_c(i)}|s_c(i)| + \frac{7}{9}s_c(i)^2\right) + C_{cp}, \\ x_h^- = 0.5 - \frac{2}{3}\sqrt{3P_c(i)} - \frac{4}{3}|s_c(i)|, \end{cases} \end{cases}$$

$$P_c(i+1) = P_c(i) - \frac{P_x^{-2}}{P_x^- + C_{co}},$$

$$s_s(i+1) = f_s(P_s(i), s_c(i) + e, s_s(i), o(i+1), C_{sp}, C_{so})$$

$$= s_s(i) + \frac{0.5 - 2|s_c(i) + e|}{(0.5 - 2|s_c(i) + e|)^2 + \frac{C_{so}}{C_{sp} + P_s(i)}} (o(i+1) - s_s(i)(0.5 - 2|s_c(i) + e|)),$$

$$P_s(i+1) = P_s(i) + C_{sp} - \frac{(0.5 - 2|s_c(i) + e|)^2}{(0.5 - 2|s_c(i) + e|)^2 + \frac{C_{so}}{C_{sp} + P_s(i)}}. \tag{2}$$

实验中观察到, 绝大多数情况下状态变量方差  $P_c(i)$  和  $P_s(i)$  的值变化对状态变量的影响很小, 改为常数并不影响解调性能. 例如, 当使用 Tent 映射解调 Logistic 映射调制的混沌直接序列扩频信号时,  $P_c(i)$  和  $P_s(i)$  的取值分布曲线如图 2 所示.

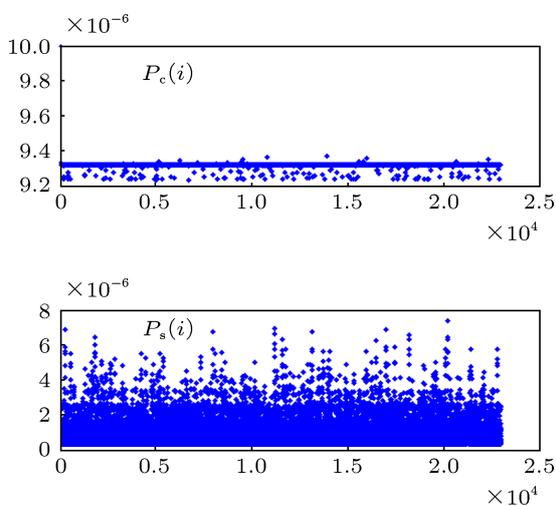


图 2  $P_c(i)$  和  $P_s(i)$  的分布曲线

从图中可以看出,  $P_c(i)$  的变化很小且不频繁. 而尽管  $P_s(i)$  的变化较大, 但其变化不会影响  $v_n^{(2)}$  的符号

$$\begin{aligned} v_n^{(2)} &= \frac{0.5 - 2|s_c(i) + e|}{(0.5 - 2|s_c(i) + e|)^2 + \frac{C_{so}}{C_{sp} + P_s(i)}} \\ &\quad \times (o(i+1) - s_s(i)) \\ &= s_s(i+1) - s_s(i), \end{aligned}$$

$P_s(i)$  的变化并不影响信息码  $s_s(i)$  变化的方向, 只影响其变化的快慢. 因此, 用常数代替  $P_s(i)$  所带来的误差是缩放型误差, 该误差不会影响对信息码的估计. 若将这一常数定为一个大于  $P_s(i)$  最大值的数, 实际效果相当于把  $\frac{C_{so}}{C_{sp} + P_s(i)}$  这一项缩小了. 这会使得信息码估计值的变化更为剧烈, 意味着误差带来的影响都被归入高频分量, 可以简单的用低通滤波器滤除. 将两个状态变量的方差分别设为常数值  $P_c$  和  $P_s$ , 则前式可简化为

$$\begin{aligned}
 s_c(i+1) &= f_c(P_c, s_c(i), s_s(i), o(i+1), C_{cp}, C_{co}) \\
 &= \begin{cases} \left(1 - \frac{P_x^-}{P_x^- + C_{co}}\right)(x_h^-) + \operatorname{sgn}(s_s(i)) \frac{P_x^-}{P_x^- + C_{co}} o(i+1), \\ \text{当 } |s_c(i)| \geq \sqrt{3P_c} \text{ 时, } \begin{cases} P_x^- = 4P_c(s_c(i) > 0) \text{ 时 } 4P_c + C_{cp}(s_c(i) < 0), \\ x_h^- = 0.5 - 2|s_c(i)|, \end{cases} \\ \text{当 } |s_c(i)| < \sqrt{3P_c} \text{ 时, } \begin{cases} P_x^- = 4\left(\frac{4}{3}P_c - \frac{8}{9}\sqrt{3P_c}|s_c(i)| + \frac{7}{9}s_c(i)^2\right) + C_{cp}, \\ x_h^- = 0.5 - \frac{2}{3}\sqrt{3P_c} - \frac{4}{3}|s_c(i)|, \end{cases} \end{cases} \\
 s_s(i+1) &= f_s(P_s, s_c(i) + e, s_s(i), o(i+1), C_{sp}, C_{so}) \\
 &= s_s(i) + \frac{0.5 - 2|s_c(i) + e|}{(0.5 - 2|s_c(i) + e|)^2 + \frac{C_{so}}{C_{sp} + P_s}} (o(i+1) - s_s(i)(0.5 - 2|s_c(i) + e|)). \quad (3)
 \end{aligned}$$

使用经过上述简化的公式解调 Logistic 混沌映射调制的 CD3S 信号的结果如图 3(a) 所示. 作为对比, 使用原数学模型解调 Logistic 混沌映射调制的 CD3S 信号的结果如图 3(b). 从图中可以看出, 两者唯一的区别是 (a) 图中解调结果 (蓝线) 高频分量较多, 这是因为简化公式解调中取  $\frac{C_{so}}{C_{sp} + P_s} = 0.05$ , 或  $P_s = 1 \times 10^{-4}$ , 使得  $v_n^{(2)}$  被放大了, 证明了上面分析的准确性.

### 3 硬件电路结构设计

#### 3.1 发射机硬件电路结构设计

发射机在 Xilinx 公司的 Xtreme DSP for V4 开发套件上实现, 其硬件电路结构框图如图 4 所示.

发射机主要有以下几个组成部分:

**混沌发生器** 用于输出一路 32 位字长的混沌

序列和一路它的取反信号. 通过外接的触点开关 1, 可选择 10 种不同的混沌序列, 作为混沌直接序列扩频信号的扩频码. 所用混沌映射的状态方程与参数如表 1 所示.

这 10 种混沌发生器, Sine 映射和 cusp 映射由于涉及复杂运算, 使用查表器的方法实现; 其他均使用加法器和乘法器实现. 由于查表器受资源占用方面的限制, 只能实现 16 位左右的精度. 为解决这一问题, Sine 映射发生器中使用三角函数公式

$$\begin{aligned}
 \sin(x + \Delta) &= \sin x \cos \Delta + \cos x \sin \Delta \\
 &\approx \sin x + \Delta \cos x
 \end{aligned}$$

提高精度, cusp 映射发生器中使用巴比伦法

$$\left( \sqrt{S} = \lim_{n \rightarrow \infty} x_n, x_n = x_{n-1} + \frac{S}{x_{n-1}} \right)$$

迭代一次来提高精度.

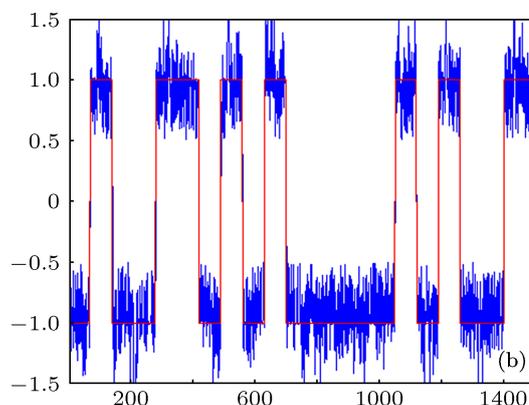
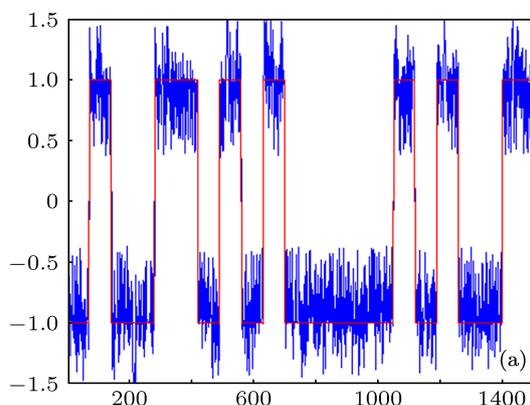


图 3 (a) 简化模型解调 Logistic 信号; (b) 原模型解调 Logistic 信号

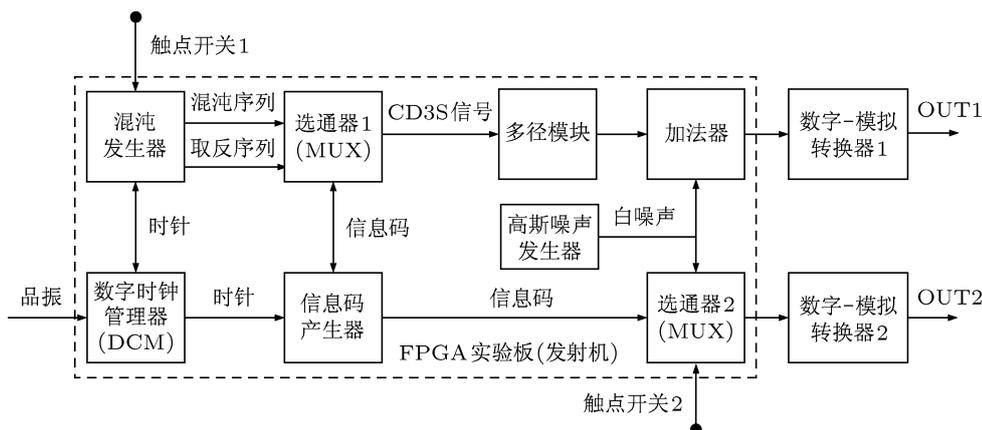


图4 发射机硬件电路结构框图

表1 混沌映射表达式及参数设计

名称	表达式	参数取值
Logistic 映射	$X_{n+1} = rX_n(1 - X_n)$	$r = 4, X_0 = 0.1$
Quadratic 映射	$X_{n+1} = A - BX_n^2$	$A = 0.5, B = 4, X_0 = 0.41$
Lozi 映射	$\begin{cases} X_{n+1} = 1 - A X_n  + BY_n \\ Y_{n+1} = X_n \end{cases}$	$A = 1.7, B = 0.5,$ $X_0 = -0.1, Y_0 = 0.1$
Henon 映射	$\begin{cases} X_{n+1} = 1 - AX_n^2 + BY_n \\ Y_{n+1} = X_n \end{cases}$	$A = 1.4, B = 0.3,$ $X_0 = 0, Y_0 = 0.9$
平衡 Logistic 映射	$X_{n+1} = A - BX_n^2$	$A = 1, B = 2, X_0 = 0.2$
Tent 映射	$X_{n+1} = A - B X_n $	$A = 1, B = 1.99, X_0 = 0.5$
Sine 映射	$X_{n+1} = A \sin(\pi X_n)$	$A = 1, X_0 = 0.1$
cusp 映射	$X_{n+1} = 1 - A\sqrt{ X_n }$	$A = 2, X_0 = 0.5$
延迟 Logistic 映射	$\begin{cases} X_{n+1} = AX_n(1 - Y_n) \\ Y_{n+1} = X_n \end{cases}$	$A = 2.27,$ $X_0 = 0.001, Y_0 = 0.001$
binary shift 映射	$X_{n+1} = \text{mod}(AX_n, 1)$	$A = 1.99, X_0 = 0.5$

**信息码发生器** 内置一段长度为 64 位的信息，并将其循环输出。通过一个分频器某一位输出作为时钟使能信号，来控制码元持续时间与时钟周期之比，也就控制了扩频信号的扩频比。

**选通器1** 若信息码为 1，则选通器选通上支路，即输出混沌序列；若信息码为 0，则选通器选通下支路，即输出混沌序列的取反。用这种方式实现了混沌直接序列扩频信号的调制过程。

**多径模块** 为模拟多径信道的效果，发射机内置一个多径模块。将输入的混沌直接序列扩频信号通过一个 FIR 滤波器，其 Z 变换表达式为  $H(z) = 1 - 0.3z^{-1} + 0.2z^{-2}$ 。

**高斯噪声产生器** 为模拟信道上的高斯白噪

声，发射机内置一个高斯噪声产生器模块。先采用 Maximum Length Sequence 法<sup>[15]</sup>生成平均分布随机数<sup>[16]</sup>，之后将生成的平均分布随机数发给  $\varphi(X)$  模块转换为高斯分布随机数 ( $\varphi(X)$  模块的生成参见附录 A)。将产生的高斯白噪声与通过多径模块的混沌直接序列扩频信号相加，由数字 - 模拟转换器 1 输出。

**选通器2** 由触点开关 2 选择选通器 2 的输出，作为发射机两种不同的工作模式。模式 1 中，选通器输出高斯噪声产生器模块产生的白噪声，用于计算信噪比；模式 2 中，选通器输出代表真实信息码的方波，用于判断误码率。在第 4 节实验系统中还会详细介绍两种模式。



由于所采用的 FPGA 芯片存在最低时钟频率限制, 实际设计时需要在图 6 基础上插入流水线级. 图 6 中信号经过的最长延迟路径为乘以  $4/3$ - 被  $0.5 - \frac{2}{3}\sqrt{3P_c}$  减 - 乘法器 - 加法器, 共计 2 个加/减法, 1 个常数乘法, 1 个变量乘法, 在所采用的芯片上需要 11 级流水线.

$f_s$  模块同样需要进行流水线化. 在该模块中, 信号经过的最长延迟路径为乘法器 - 减法器 - 乘法器 - 加法器, 共计 2 个加/减法, 2 个变量乘法, 在所采用的芯片上需要 12 级流水线.

### 3.3 动态偏移因子选择器

接收机另外加入了动态偏移因子选择器, 实时调整偏移因子的值, 以适应不同的混沌映射产生的

信号. 实验表明, 在用 Tent 方程做解调时, 偏移因子只需选择 0 或 0.9 便可适应各种不同的混沌映射. 可以通过类似数字通信中眼图的方法来观察偏移因子的选择是否正确: 若当前选择的偏移因子适合当前的混沌映射, 则解调结果正确, 估计信息码经过低通滤波后的分布将距离 0 点较远, “眼睛” 张的比较开, 如图 8(a) 所示; 反之, 若当前选择的偏移因子不适合当前的混沌映射, 则解调结果不正确, 估计信息码经过低通滤波后的分布将距离 0 点比较近, “眼睛” 则闭合, 如图 8(b) 所示.

实际的偏移因子选择器通过估计信息码绝对值的直方图来定量判决当前偏移因子是否适合当前的混沌映射. 若适合, 则继续保持此偏移因子不变, 若不适合, 则改用另一种偏移因子. 实际判决过程可见图 9.

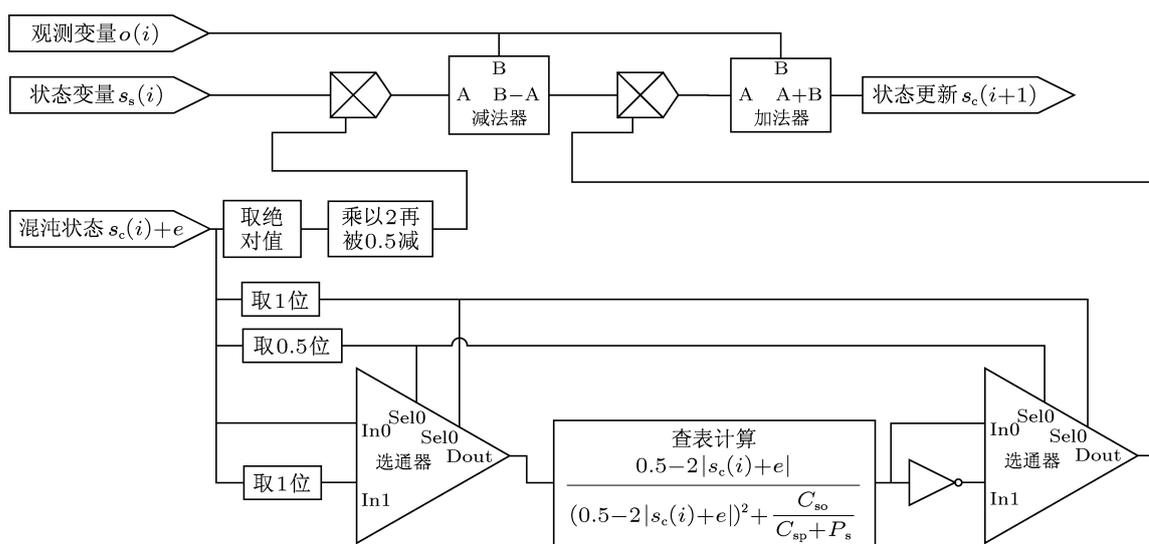


图 7  $f_s$  模块的结构框图

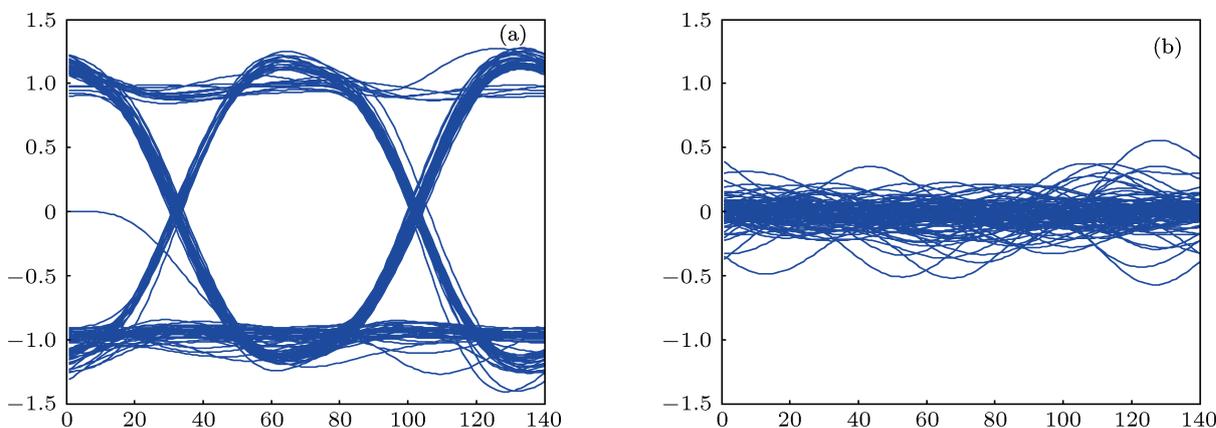
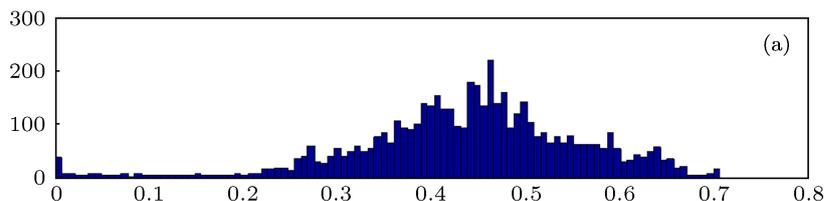


图 8 偏移因子的选择对解调眼图的影响 (a) 偏移因子选择正确, “眼睛” 张开; (b) 偏移因子选择不正确, “眼睛” 闭合

低通滤波以后估计结果的直方图,均值0.43896方差0.014288 现用偏置0.9将保持当前偏置不变



低通滤波以后估计结果的直方图,均值0.069312方差0.0040378 现用偏置0.9将换用另一偏置

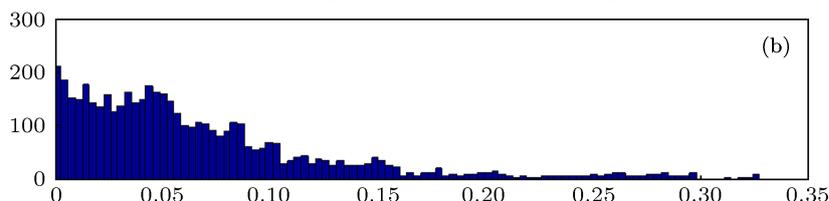


图9 偏移因子动态调整直方图 (a)直方图均值远离0,说明当前偏移因子适合当前混沌映射,保持不变;(b)直方图均值接近0,说明当前偏移因子不适合当前混沌映射,需换另一偏移因子

### 3.4 硬件资源占用

发射机与接收机的硬件资源占用情况如表2所示.

表2 硬件资源占用情况

	发射机	接收机
Occupied Slice	13239/15360=86%	3541/15360=23%
4 input LUTs	21061/30720=68%	5807/30720=18%
bonded IOBs	77/448=17%	76/448=16%
DSP48s	15/192=7%	87/192=45%
RAMB16s	191/192=99%	75/192=39%

从表中可以看出,发射机的RAMB16S 占用比例较高. RAMB16 是 16 位字长的存储器模块,主要用在生成查表器上面.

接收机布线工具报告的最长延迟为 3.186 ns,该装置需要 12 个时钟周期处理一个数据,因此可实时处理的最高信号频率为

$$\frac{1}{12 \times 3.186 \times 10^{-9} \text{ s}} = 26.156 \text{ MHz.}$$

实际工程应用中,传输的码率还受限于接收机 AD 的采样率,并与所采用的扩频比有关.

## 4 实验系统及测量结果

本文设计实验以利用上节设计的 FPGA 发射机与接收机,验证盲解调算法在实际应用中的性能.实验系统结构如图 10 所示.

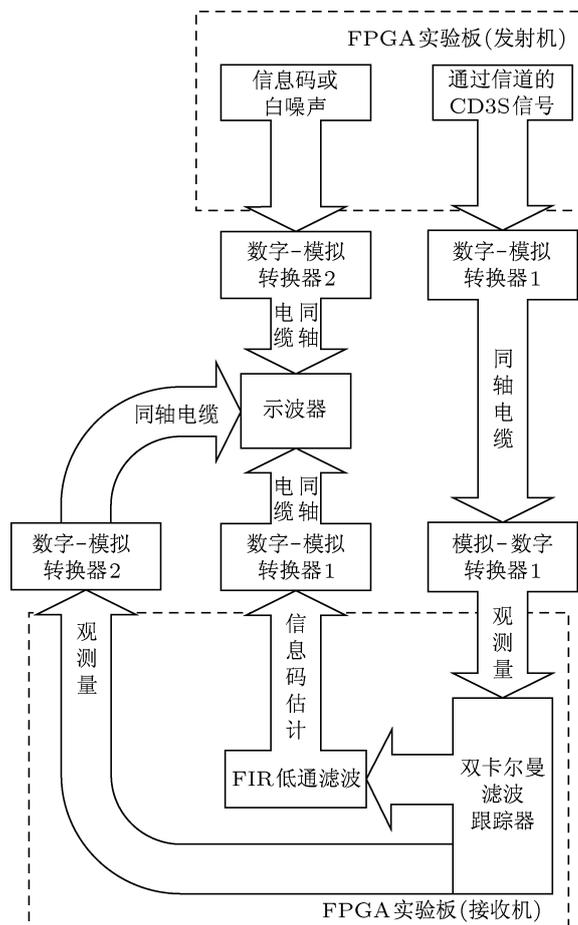


图10 实验系统结构图

发射机产生混沌直接序列扩频信号(实验中所使用的扩频比为  $1024/12 \approx 85.3$ ),通过内置的多径模块后加入高斯白噪声,由数模转换器 1 发出.接收机从模数转换器 1 获得该信号(对双卡尔曼滤波

而言,称为观测量),使用 Tent 映射解调,再将收到的观测量信号以及解调得到的信息码估计通过数模转换器输出到数字示波器.

如 3.1 节中所介绍,发射机可由触点开关 2 选择工作模式. 实验中首先使发射机工作在模式 1 状态,即数模转换器 2 发出信道上所加入的白噪声,通过同轴电缆传输至数字示波器. 同时示波器将采样结果传送给 PC 机,由 MATLAB 程序估计信噪比的大小.

在估计信噪比大小之后,将发射机切换至模式 2,即数模转换器 2 输出真实的信息码,由同轴电缆发送至示波器. 示波器将采样后的真实信息码与接收机估计的信息码都实时发送至 PC 机,由相应 MATLAB 程序统计误码率.

本实验共测试了两种信噪比,分别为 8 dB 和 12 dB,由于产生噪声的随机性,实测结果较理论值会有一定偏差. 我们分别对两种信噪比各进行了三组测试,测试中 PC 机统计误码率过程如图 11 所示,最终测试结果如表 3 所示.

在同样的条件下,8 dB 信噪比下计算机仿真得到的误码率为  $8.33 \times 10^{-5}$ ,12 dB 信噪比下计算机仿真得到的误码率小于  $1 \times 10^{-6}$ . 实验性能低于仿真性能的原因主要有 2 点: 1) 实测信噪比略低于所设信噪比,且动态变化; 2) 硬件电路 AD 的字长为 14 位,带来的量化效应导致处理精度低于仿真时的浮点型数据,因此解调结果会有相应的误差. 由于实测数据有限,有一定的随机性,但每组测试误码率都低于  $1 \times 10^{-4}$ ,证明了盲解调接收机的有效性.

此外,通过发射机中的触点开关 1,还可以选择发射机调制所使用的混沌序列. 本实验通过示波器比较发射机发送的真实信息码和接收机解调后的估计信息码,验证盲解调算法对 10 种混沌调制产生的直接序列扩频信号的可破解性. 测试结果为 10 种混沌映射均能正确解调. 图 12 给出解调 Sine 混沌映射时示波器显示的结果作为例子,图中紫色代表观测量,即通过信道的混沌直接扩频信号,黄色代表由发射机输出的真实信息码,绿色代表接收机解调并低通滤波后的信息码估计值.

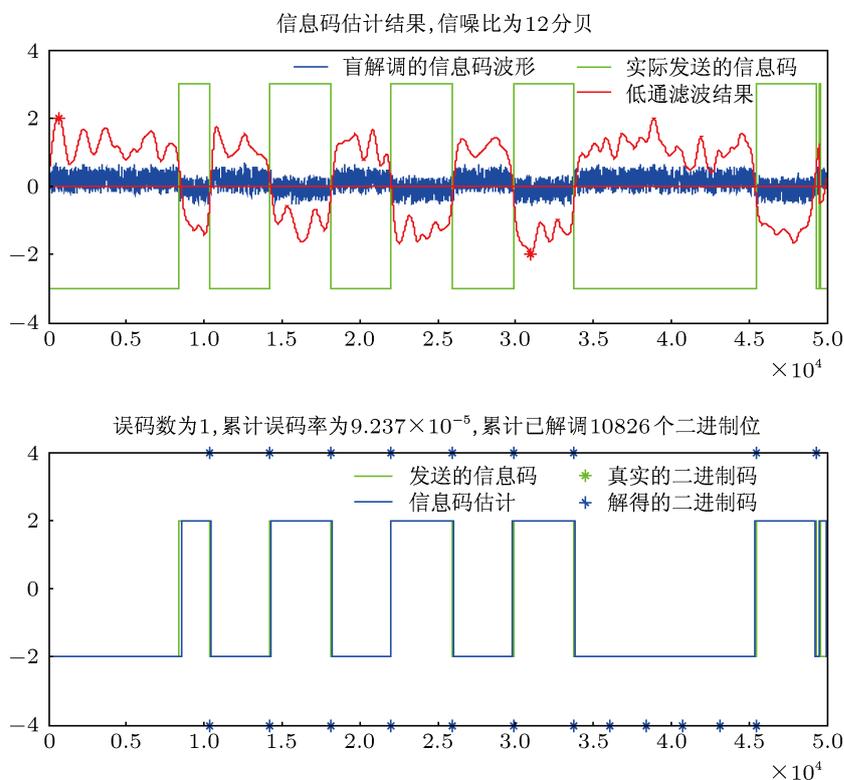


图 11 统计误码率过程

表 3 信噪比与误码率测试记录

设置信噪比 SNR/dB	实测信噪比 /dB	总测试比特数	误码比特数	误码率 BER
8	7.8891	10480	0	0
8	7.8963	10550	1	$9.4787 \times 10^{-5}$
8	7.8978	10865	0	0
12	11.7742	10826	1	$9.2370 \times 10^{-5}$
12	11.7876	12489	1	$8.0070 \times 10^{-5}$
12	11.7905	10019	0	0



图 12 解调 Sine 混沌映射示波器显示结果

## 5 结论

本文提出了基于 FPGA 的混沌直接序列扩频信号盲解调的硬件电路实现方法. 在 FPGA 开发套件上实现了发射机和接收机的硬件设计. 发射机可选择 10 种不同的混沌映射产生混沌直接序列扩频信号, 并内置多径模块和高斯噪声产生器, 以模拟实际的通信信道. 接收机对基于无先导卡尔曼滤波的混沌拟合盲解调算法的数学模型进行简化, 在硬件上实现该算法. 提出了一种动态调整偏移因子的新方法, 使接收机能实时适应混沌映射的变化. 在不同信噪比条件下的实验表明, 所设计的硬件系统能有效实现盲解调算法并达到仿真获得的性能, 且对 10 种不同混沌映射产生的调制信号都有较好的解调效果.

## 附录 A

将均匀分布的随机变量记为  $X(X \in [0, 1])$ , 欲得到的高斯分布的随机变量记为  $Y$ , 设存在变换  $\varphi(X) = Y$ . 由计算混沌状态概率分布的密度函数法可知,

$$\begin{aligned} \rho(X)dX &= \rho(Y)dY \\ \Rightarrow \frac{dX}{dY} &= \frac{\rho(Y)}{\rho(X)} = \frac{P(Y)}{P(X)} \\ &= P_{\text{gaussian}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{Y^2}{2}} (\mu = 0, \sigma = 1) \\ \Rightarrow \varphi^{-1}(Y) &= 1 - Q(Y) = \frac{1}{2} \left( 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{Y}{\sqrt{2}} \right) \right) \\ \Rightarrow \varphi(X) &= \sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(2X - 1). \end{aligned}$$

erf 函数的反函数的级数形式为

$$\begin{aligned} &\sum_{k=0}^{\infty} \frac{c_k}{2k+1} \left( \frac{\sqrt{\pi}}{2} x \right)^{2k+1}, \\ c_k &= \sum_{m=0}^{k-1} \frac{c_m c_{k-1-m}}{(m+1)(2m+1)}. \end{aligned}$$

取前 4 项, 可得近似

$$\varphi(X) \approx \frac{\sqrt{2\pi}}{2} \left( (2X-1) + \frac{\pi}{12}(2X-1)^3 + \frac{7\pi^2}{480}(2X-1)^5 + \frac{127\pi^3}{40320}(2X-1)^7 \right).$$

考虑到数字电路中使用补码表示有符号数, 且  $2X-1$  并不改变分布密度, 实际实现中可用  $X$  代替  $2X-1$ , 即

$$\varphi(X) \approx \frac{\sqrt{2\pi}}{2} \left( X + \frac{\pi}{12}X^3 + \frac{7\pi^2}{480}X^5 + \frac{127\pi^3}{40320}X^7 \right).$$

- 
- [1] Heidari-Bateni G, McGillem C D 1994 *IEEE Trans. on Communications* **42**1524
- [2] Parlits U, Ergezinger S 1994 *Phys. Lett. A* **188** 146
- [3] Azou S, Burel G, Le Duff L, Pistre C 2003 *Oceans Conf. Rec. IEEE San Diego, USA* 22–26 September, 2003 p1539
- [4] Hu J F, Guo J B 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 1477 (in Chinese) [胡进峰, 郭静波 2008 物理学报 **57** 1477]
- [5] Hu J F, Guo J B 2008 *Chaos* **18** 013121
- [6] Bai L, Guo J B 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 070504 (in Chinese) [白鹭, 郭静波 2011 物理学报 **60** 070504]
- [7] Xu X Z, Guo J B 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 020510 (in Chinese) [徐新智, 郭静波 2011 物理学报 **60** 020510]
- [8] Gan L, Xiong B 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 210504 (in Chinese) [甘露, 熊波 2012 物理学报 **61** 210504]
- [9] Zhou W J, Yu S M 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 113 (in Chinese) [周武杰, 禹思敏 2009 物理学报 **58** 113]
- [10] Liu Q, Fang J Q, Zhao G, Li Y 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 130508 (in Chinese) [刘强, 方锦清, 赵耿, 李永 2012 物理学报 **61** 130508]
- [11] Zhang C X, Yu S M 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 3017 (in Chinese) [张朝霞, 禹思敏 2010 物理学报 **59** 3017]
- [12] Dong G G, Zheng S, Tian L X, Du R J 2010 *Chin. Phys. Lett.* **27** 020507
- [13] Liu X Y 2009 *Chin. Phys. Lett.* **26** 090504
- [14] Shi Z G, Ran L X, Chen K S 2005 *Chin. Phys. Lett.* **22** 1336
- [15] Proakis J 2005 *Digital Communications* (4th Edn.) (Mc Graw Hill) p766–771
- [16] Chu P P, Jones R E 1999 *Proc. Military and Aerospace Applications of Programming Devices and Techniques Conf.* Laurel, MD, 1999

# Hardware implementation for blind demodulation method for chaotic direct sequence spread spectrum signals\*

Guo Jing-Bo<sup>1)†</sup> Xu Xin-Zhi<sup>1)</sup> Shi Qi-Hang<sup>2)</sup> Hu Tie-Hua<sup>3)</sup>

1) (State Key Lab, Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

2) (Department of Electrical and Computer Engineering, University of Connecticut, USA)

3) (China Academy of Machinery Science & Technology, Beijing 100044, China)

(Received 3 December 2012; revised manuscript received 31 January 2013)

## Abstract

In this paper, we design a field-programmable gate array (FPGA)-based hardware implementation for blind demodulation method for chaotic direct sequence spread spectrum (CD3S) signals. Both transmitter and receiver are designed. The transmitter can produce ten chaotic maps as the spreading sequence. In the receiver, the mathematic model of unscented Kalman filter (UKF) chaotic fitting is built and simplified for hardware implementation. The hardware structure of the receiver is based on this simplified model. For real time fitting different chaotic maps, a dynamic adjustment strategy of range-differentiating factor is proposed. The additive white Gaussian noise (AWGN) and multipath channel experiments verify the anti-noise and anti-multipath performance of the UKF chaotic fitting method on one hand. On the other hand, the experiments verify the method can demodulate CD3S signals spread by all ten chaotic maps effectively.

**Keywords:** field-programmable gate array, chaotic direct sequence spread spectrum signal, blind demodulation

**PACS:** 05.45.Vx, 84.40.Ua, 84.30.Sk, 85.40.-e

**DOI:** 10.7498/aps.62.110508

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51277100), and the State Key Laboratory of Control and Simulation of Power System and Generation Equipments, Tsinghua University, China (Grant No. SKLD09M25).

† Corresponding author. E-mail: guojb@mail.tinghua.edu.cn