DOI：10.7652/xjtuxb201712007

卫星混合载波混沌相位扰码安全传输方案

张喆，达新宇，刘慧军，梁源，徐瑞阳，翟东
（空军工程大学信息与导航学院，710077，西安）

摘要：针对卫星通信信号在传输过程中易被截获的问题，提出一种混合载波混沌相位扰码（HC-Logistic）传输方案。首先将信号源在基带上进行QPSK映射，映射所得信号经过加权类分数阶傅里叶变换处理后，再将该信号与Logistic映射产生的混沌相位扰码结合，得到最终的基带加密信号；最后将信号经数模转换和上变频过程后送入卫星信道。仿真结果表明，信号经HC-Logistic方案加密，星座图的特征难以识别，且由于Logistic映射具有初值敏感性，截获该方案所需的计算代价是传统加权类分数阶傅里叶变换的10^{20}倍。

关键词：卫星通信；安全传输；Logistic映射；星座图
中图分类号：TN92 **文献标志码**：A **文章编号**：0253-987X(2017)12-0042-07

A Secure Transmission Scheme for Satellite Communications Based on Hybrid Carrier and Chaotic Phase Scrambling

ZHANG Zhe, DA Xinyu, LIU Huijun, LIANG Yuan, XU Ruiyang, ZHAI Dong
(School of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: A transmission scheme based on hybrid carrier logistic phase scrambling (HC-Logistic) is proposed for the problem that signals are easily intercepted during satellite communication transmission. Firstly, signal sources are mapped on the baseband using QPSK mapping, and the resulting signals are then processed by the weighted fractional Fourier transform. Then, the signals are further combined with the chaotic phase scrambling codes generated by the Logistic map to obtain final baseband encryption signals. Finally, the resulting signals are processed by a digital-analog conversion and an up-conversion and then sent into the satellite channel. Simulation results show that the signals' characteristics of the constellation are difficult to be identified after encrypting by the HC-Logistic scheme. Moreover, since Logistic map is sensitive to the initial, the computational cost of intercepting HC-Logistic scheme is 10^{20} times of that of the traditional weighted fractional Fourier transform scheme.

Keywords: satellite communication; secure transmission; Logistic mapping; constellation

卫星通信是当前通信领域的研究热点，尤其在军事领域，世界各大军事强国之间展开着激烈的角逐。由于卫星通信信号在公开信道中传输，因此其保密性能尤为重要。当前对于卫星信号安全传输方案的研究主要分为编码加密方案与物理层安全技术方案两大类，其中物理层安全技术因其不依赖计算复杂度、可改变信号特征的优势，取得了广泛的应用。

常用的物理层安全技术有两类：一类是基于信

收稿日期：2017-04-07。 作者简介：张喆（1992—），男，硕士生；达新宇（通信作者），男，教授，博士生导师。 基金项目：国家自然科学基金资助项目（61571460）。
网络出版时间：2017-09-16 网络出版地址：http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20170916.1908.008.html

道状态信息的技术，以人工噪声（artificial noise，AN）[1-2]和波束成型技术[3-4]为代表，这一类方法对收发双方的信道状态信息（channel state information，CSI）有着极强的依赖性，其实际效果受到很大的限制；另一类是基于信号处理的技术，以加权傅里叶变换为代表，具有不依赖 CSI 的特点，故而成为近年来研究的热点。

加权类分数阶傅里叶变换（weighted-type fractional Fourier transform，WFRFT）具有结构简单易实现的特点，是一种新型信号处理技术[5]。文献[6]推导了 WFRFT 的离散表示式，并提出一种基于 WFRFT 的数字通信系统设计方案。文献[7-9]将这一方案进行改进，提出适用于卫星通信背景的 WFRFT 方案。文献[10]研究了单参数 WFRFT 通信方案中信号的星座图、误码率特征，证明单参数 WFRFT 信号具有抗截获性，但由于单参数 WFRFT 方案参数单一，抗截获性能有限。文献[11]提出双层加权类分数阶傅里叶变换（double layer WFRFT，DL-WFRFT）通信方案，利用复杂的双层 WFRFT 结构来增强传输的安全性，然而 DL-WFRFT 在变换阶数较小的条件下加密效果不理想。文献[12]提出多参数加权类分数阶傅里叶变换（multi-parameters WFRFT，MP-WFRFT）方案[12]，由于引入尺度向量，此方案可通过改变参数组合来伪装成其他调制信号形式，但由于伪装信号需要特定的参数组合，窃听方可通过建立星座图对应的参数池，聚类识别出所选用的调制参数。

针对上述方案中存在的问题，本文提出一种混合载波混沌相位扰码（hybrid carrier Logistic，HC-Logistic）传输方案，通过对 WFRFT 处理后的信号进行 Logistic 相位扰码来进一步增强卫星通信信号的安全性，扰码的加入能够确保在任意大小的下信道都能被有效加密，同时能够进一步隐藏 MP-WFRFT 的参数组合，减小窃听方通过聚类识别参数的概率，因此可降低传统 WFRFT 系统信号被截获的风险。

1　WFRFT 的 HC 卫星通信系统

在数字卫星通信系统中应用加权类分数阶傅里叶变换，选用其离散化形式，包含的归一化离散傅里叶变换（discrete Fourier transform，DFT）对表示为

$$\left.\begin{aligned} X(k) &= \frac{1}{N^{1/2}}\sum_{t=0}^{N-1}x(t)\exp\left(-\mathrm{i}\frac{2\pi}{N}kt\right)\\ x(t) &= \frac{1}{N^{1/2}}\sum_{t=0}^{N-1}X(k)\exp\left(\mathrm{i}\frac{2\pi}{N}kt\right)\end{aligned}\right\} \tag{1}$$

式中：N 为 DFT 变换区间长度；t 为时间；k 为 t 对应的频率。

在系统的基带中，经 WFRFT 调制后产生的信号 $Y_0(t)$ 表示形式为[8]

$$\begin{aligned} Y_0(t) = F_{(\alpha,\boldsymbol{V})}(X_0(t)) = {} & \omega_0(\alpha,\boldsymbol{V})X_0(t) + \\ & \omega_1(\alpha,\boldsymbol{V})X_1(t) + \omega_2(\alpha,\boldsymbol{V})X_2(t) + \\ & \omega_3(\alpha,\boldsymbol{V})X_3(t) \end{aligned} \tag{2}$$

式中：$F_{(\alpha,\boldsymbol{V})}$ 是定义的 WFRFT 算子；α 是其变换阶数，取值范围是 $[0,4]$；$\boldsymbol{V}=[\boldsymbol{V}_a,\boldsymbol{V}_b]$ 是尺度向量，$\boldsymbol{V}_a=[a_0,a_1,a_2,a_3]$，$\boldsymbol{V}_b=[b_0,b_1,b_2,b_3]$；$\omega_l(\alpha,\boldsymbol{V})$ 是 WFRFT 的加权项系数[8]；$X_0(t)$ 是经过 QPSK 映射后的基带信号序列；$X_1(t)\sim X_3(t)$ 分别是 $X_0(t)$ 的 1 至 3 阶 DFT。加权系数 $\omega_l(\alpha,\boldsymbol{V})(l=0,1,2,3)$ 的完整形式为

$$\begin{aligned} \omega_l(\alpha,\boldsymbol{V}) = {} & \frac{1}{4}\sum_{k=0}^{3}\exp\{\pm\mathrm{i}\frac{2\pi}{4}[(4a_k+1)\alpha(k+ \\ & 4b_k)-lk]\}, \quad l=0,1,2,3 \end{aligned} \tag{3}$$

WFRFT 的调制解调过程原理由其可加性证明，可加性表示为

$$F_\beta(F_\alpha(X_0(t))) = F_{\alpha+\beta}(X_0(t)) \tag{4}$$

当 $\alpha=-\beta$ 时，两次 WFRFT 后得到的结果为 $X_0(t)$，$F_\alpha(\cdot)$ 等效为信号的调制过程，$F_\beta(\cdot)$ 等效为信号的解调过程。因此，解调信号 $X_0(t)$ 的表达式为

$$\begin{aligned} X_0(t) = F_{(\alpha,\boldsymbol{V})}(Y_0(t)) = {} & \omega_0(-\alpha,\boldsymbol{V})Y_0(t) + \\ & \omega_1(-\alpha,\boldsymbol{V})Y_1(t) + \omega_2(-\alpha,\boldsymbol{V})Y_2(t) + \\ & \omega_3(-\alpha,\boldsymbol{V})Y_3(t) \end{aligned} \tag{5}$$

与 WFRFT 调制过程对应，式(5)中 $Y_1(t)\sim Y_3(t)$ 分别是信号 $Y_0(t)$ 的 1～3 阶 DFT。

本文所提出的混合载波与 Logistic 相位扰码相结合的卫星通信系统结构如图 1 所示。

新的保密方法是在 HC 卫星隐蔽通信系统的基础上加入 Logistic 相位扰码模块，通过 WFRFT 与 Logistic 相位扰码对星座图的旋转、扰乱作用来实现信号加密，合法通信双方在通信前已经约定好使用的加密参数，而窃听方对通信使用的方法与参数并不知情。信号在发射过程分别经过 QPSK 基带映射、WFRFT 处理、Logistic 相位扰码、模数（digital/analog，D/A）转换后进行上变频由卫星信道传输；接收过程则相应地要经过下变频、A/D 转换、逆 WFRFT、并串转换与 QPSK 基带逆映射等过程。HC 模块结构及信号组成如图 2 所示。

通过式(2)、(3)可以得知：当变换阶数 $\alpha=0$ 时，调制信号只有单载波成分；当 $\alpha=1$ 时，WFRFT 只

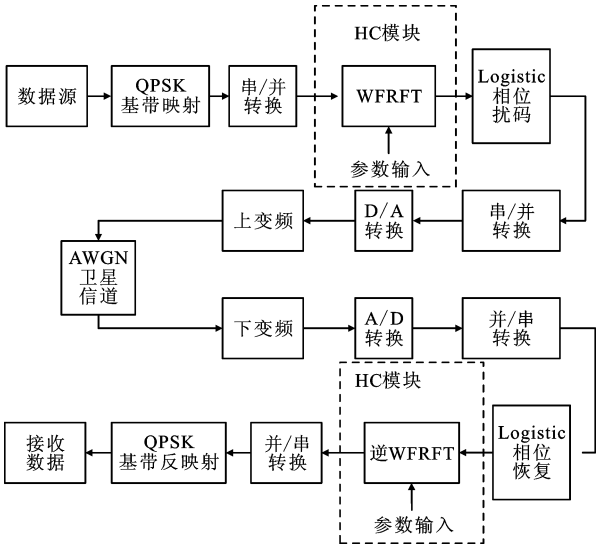

图 1 HC-Logistic 相位扰码卫星通信系统结构图

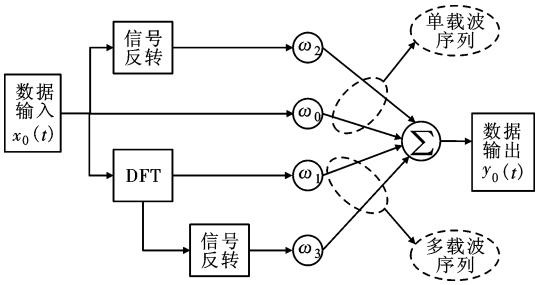

图 2 HC 模块结构及信号组成图

存在多载波成分，此时系统结构与 OFDM 系统相同；当 α 取其他值时，系统中同时存在单载波与多载波的成分，故该系统又称为 HC 系统。

2 Logistic 混沌映射相位扰码原理

由于 Logistic 映射具有复杂的动力学行为，符合保密的需求，因此在信号加密领域得到了广泛应用。一维 Logistic 混沌映射具有结构简单、性能良好的优势，是目前应用最为广泛的混沌映射之一，其经典数学表达式为[13]

$$v_{n+1} = \mu v_n(1 - v_n) \tag{6}$$

式中：μ 被称为系统参数(亦称为分支系数)，取值范围是 $\mu \in (0,4]$；$v_n \in (0,1)$ 为映射值，$n = 1,2,\cdots,n$ 为进行迭代运算的次数。研究表明，初值 v_0 取 0～1 之间且 $3.569\ 9\cdots < \mu \leqslant 4$ 时，通过一定次数的迭代运算可使系统进入混沌状态，此时的混沌序列对于初值十分敏感，可用作理想的随机序列[14]。

利用 Logistic 序列生成相应的旋转相位，旋转扰码 r_n 的数学表达式为

$$r_n = \exp(\mathrm{i}2\pi v_n) \tag{7}$$

将 HC 系统的调制信号与 Logistic 相位扰码按图 3 所示的方式按位对应相乘，Y_n 表示经 WFRFT 调制后的第 n 位信号，r_n 表示第 n 个相位扰码，Y_{Ln} 表示经过扰码后的信号。

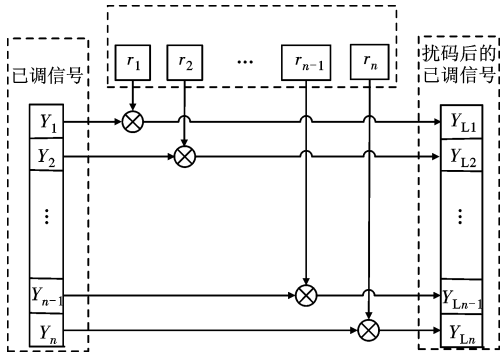

图 3 Logistic 相位扰码示意图

卫星信道中的加性噪声为 n_0，则接收机收到的信号为

$$Y_{Ln} = Y_n r_n + n_0 \tag{8}$$

相位扰码恢复 r'_n 通过将式(7)中的 v_n 取负值得到，已调信号的相位恢复过程为

$$\begin{aligned} Y'_n &= Y_{Ln} r'_n = Y_n r_n r'_n + n_0 r'_n = \\ & Y_n \exp(\mathrm{i}2\pi(v_n - v_{n'})) + n_0 r'_n = \\ & Y_n \exp(\mathrm{i}2\pi\Delta v_n) + n_0 r'_n \end{aligned} \tag{9}$$

式中：Y'_n 表示进行相位恢复后得到的信号。由于 r'_n 接近于[0,1]间的均匀分布，且相位旋转前后能量守恒，其对噪声的影响可以通过滤波消除，故式(9)中信号能否正确恢复主要取决于两次相位旋转之间的差值 Δv_n。合法接收方使用正确的初值 v_0，得到 Logistic 映射的 Δv_n 值为 0，能正确恢复已调信号；而窃听方不知道 Logistic 映射的初值 v_0，得到的 Δv_n 为随机数，不能正确恢复出已调信号。故新方法能够实现信号的加密。

3 系统性能分析

3.1 星座旋转分析

QPSK 映射信号经过 WFRFT 调制，星座图会发生相位旋转，旋转的角度可表示为[8]

$$\theta_{\mathrm{HC}} = \arctan \frac{\mathrm{Im}[\omega_l(\alpha, \boldsymbol{V})]}{\mathrm{Re}[\omega_l(\alpha, \boldsymbol{V})]} = \mathrm{i}\frac{3\alpha}{4}\pi \tag{10}$$

由式(10)可知，仅使用 WFRFT 进行信号调制，其星座图的旋转是由 WFRFT 的变换阶数 α 决定的，当 α 取值较小时，星座图的旋转不明显，故无法保证通信的保密性能。

加入 Logistic 相位扰码后，相位将再次发生旋转，由式(7)推导 Logistic 相位旋转的角度为

$$\theta_{Ln}=\arctan\frac{\mathrm{Im}[r_n]}{\mathrm{Re}[r_n]}=\arctan\frac{\mathrm{Im}[\exp(\mathrm{i}2\pi v(n))]}{\mathrm{Re}[\exp(\mathrm{i}2\pi v(n))]}=\arctan\frac{\mathrm{Im}[\exp(\mathrm{i}2\pi\{\mu v_0(n)[1-v_0(n)]\})]}{\mathrm{Re}[\exp(\mathrm{i}2\pi\{\mu v_0(n)[1-v_0(n)]\})]} \tag{11}$$

信号旋转角度由 WFRFT 引起的旋转和 Logistic 相位扰码引起的旋转角度叠加而成

$$\theta=\theta_{HC}+\theta_{Ln} \tag{12}$$

3.2　误码率分析

分析数字系统误码率时，选用比特信噪比 E_b/N_0 较为合适，对信号进行 QPSK 映射后，理论误码率表示为

$$P_e=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{(E_b/N_0)}{2}\right)^{1/2} \tag{13}$$

设式(2)中加权项 $X_0(t)$ 与 $X_1(t)$、$X_2(t)$、$X_3(t)$ 具有相同的平均功率，WFRFT 会造成信号在复平面上的旋转分裂，故会对窃听方接收造成影响，其影响因子为 $\cos\theta_{rot}$，由于 WFRFT 前后信号的能量守恒，得到加权项之间存在如下关系

$$(|\omega_0(\alpha,\boldsymbol{V})|^2+|\omega_1(\alpha,\boldsymbol{V})|^2+|\omega_2(\alpha,\boldsymbol{V})|^2+|\omega_3(\alpha,\boldsymbol{V})|^2)\cos^2\theta_{rot}=1 \tag{14}$$

假设窃听方不知道通信双方使用的加密调制方法，对其接收机而言，有用信号仅为原信号的加权项，则其得到的信号平均功率为：

$$P_s=|\omega_0(\alpha,\boldsymbol{V})|^2\cos^2\theta_{rot}P_l \tag{15}$$

为简化推导过程，将尺度向量 $\boldsymbol{V}$ 取值为 0，则式(15)可写作

$$P_s=|\omega_0(\alpha,\boldsymbol{V})|^2\cos^2\theta_{rot}P_l=\cos^2\frac{\pi\alpha}{4}\cos^2\frac{\pi\alpha}{2}\cos^2\frac{3\pi\alpha}{4}P_l \tag{16}$$

以式(8)的方式进行 Logistic 扰码，将 r_n 以欧拉公式展开为 $\mathrm{e}^{\mathrm{i}2\pi v_n}=\cos(2\pi v_n)+\mathrm{i}\sin(2\pi v_n)$，得到窃听方接收机接收到的信号能量等效为

$$P_{eav}=\cos^2\frac{\pi\alpha}{4}\cos^2\frac{\pi\alpha}{2}\cos^2\frac{3\pi\alpha}{4}\cos(2\pi v_n)P_l \tag{17}$$

此时，非目的接收方的接收机信噪比 γ'_{SN} 变为

$$\gamma'_{SN}=\frac{P_{eav}}{1-P_{eav}+N_0} \tag{18}$$

由于接收机信噪比 $\gamma_{SN}=\frac{E_s}{N_0}=k\frac{E_b}{N_0}$，$E_s$ 是信号的符号平均能量，E_b 是信号的比特平均能量，E_0 是噪声功率谱密度，k 为单个符号中含有比特数，因此采用 QPSK 作为调制方式、k 值为 2 时，可以得到

$$\frac{E_b}{N_0}=\gamma_{SN}-10\lg(k)\approx\gamma_{SN}-3 \tag{19}$$

将式(18)、(19)代入式(13)，得到窃听方接受到信号的误码率为

$$P'_e=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{E'_b/N'_0}{2}\right)^{1/2}=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{\gamma'_{SN}-3}{2}\right)^{1/2}=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\left(\frac{P_{eav}}{1-P_{eav}+n_{eav}}-3\right)/2\right)^{1/2} \tag{20}$$

分析式(17)、(20)可知，窃听方的误码率同时受到 WFRFT 的加权参数 α 与 Logistic 映射产生的混沌序列 v_n 的影响。

4　系统性能的仿真分析

4.1　Logistic 参数的选择

取迭代初值 $v_0=0.9$，迭代次数 $N=200$，参数 μ 变化步长为 0.005，得到 Logistic 系统随参数变化的分岔图如图 4 所示。可以看出，系统的复杂性由稳定不动点、不稳定不动点、周期、混沌 4 个阶段演化，复杂性不断增加，且 $\mu=4.0$ 时，Logistic 系统复杂度最大。

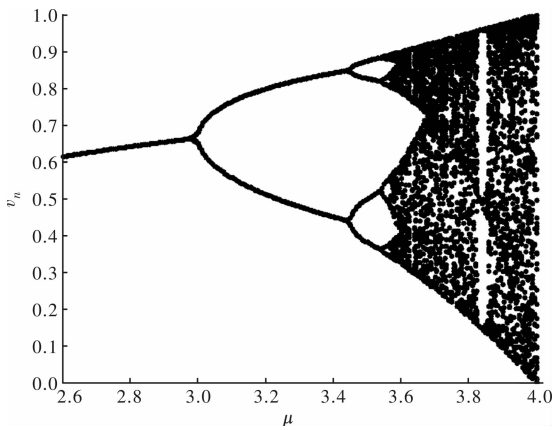

图 4　Logistic 映射分岔图

图 5 所示为初始值 $v_0=0.9$、迭代次数为 100 次时，选取不同 μ 值所得前 50 个数值的混沌映射动力学行为。可以看出：当 μ 取值小于 1 时，系统最终将收敛于 0；当 μ 取值小于 3.569 9…时，系统最终将收敛于有限个数值范围；当 μ 值接等于 4 时，系统在[0,1]范围内实现了较好的随机分布。

上述分析表明 μ 为 4 时，混沌序列将具有最好的随机性，故加密方案中选取 4.0 作为系统的 μ 值。

4.2　星座图特征改变仿真

信号通过传统 WFRFT 方案处理，会发生旋转、混淆，将 1 024 位长的信号进行 WFRFT 调制，得到如图 6 所示的信号星座图[10,12]。

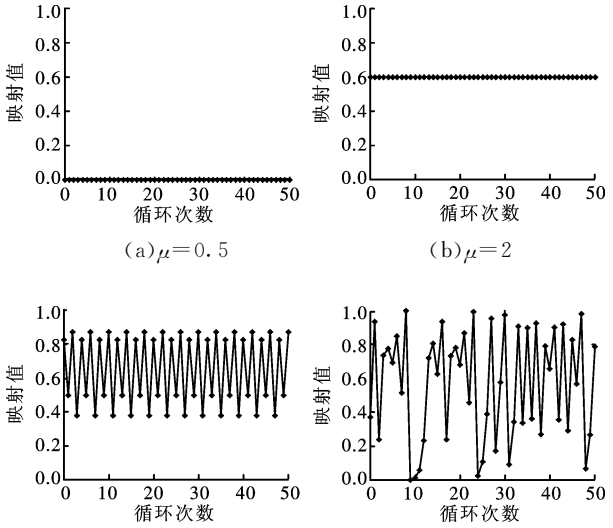

图 5 参数 μ 对 Logistic 映射动力学行为的影响

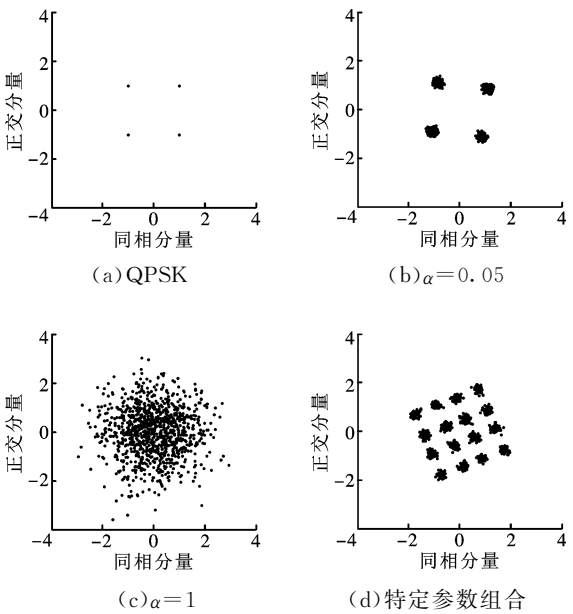

图 6 采用传统 WFRFT 方案的星座图

图 6a 是未经处理的 QPSK 星座图；图 6b 是变换阶数 $\alpha=0.05$ 时星座图未进行充分的旋转、混淆的情况，此时得到处理信号的星座图与原 QPSK 信号分布相近；图 6c 是 $\alpha=1$ 时的星座图，此时的信号星座特征具有较好的隐蔽性；图 6d 是 $\alpha=0.06$、$\boldsymbol{V}_a=[0,6,0,0]$、$\boldsymbol{V}_b=[0,0,0,5]$时信号的星座图，此时信号伪装成类似 16QAM 的形式。图 6a 与图 6b 的比较表明，当 α 取值较小时，信号的星座图未得到充分的旋转混淆，从而易被窃听方截获。图 6c 中，α 取 1 时，星座图看似具有较好的隐蔽性，但由于此时系统等同于 OFDM 系统，通过高阶累计量等手段依旧可以截获信号[13]；图 6d 中，星座虽伪装成 16QAM 形式，但相位旋转特征明显，窃听方若建立伪装信号星座图所对应参数池，通过星座聚类可以得到正确的调制参数，从而识别并截获信号[15]。

将图 6 中 WFRFT 调制信号进行相位扰码，其中 Logistic 的系数 μ 选为 4，初值 v_0 选为 0.9，迭代次数为 100 次，得到图 7 所示的星座特征分布。

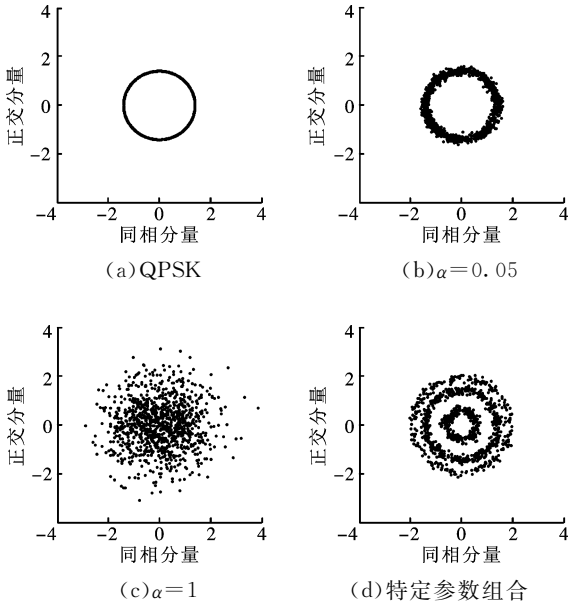

图 7 采用 HC-Logistic 扰码方案的星座图

从图 7 可以看出：使用本文方案，即使 WFRFT 的变换阶数 α 取 0 时（SC 系统，只进行 QPSK 映射），在扰码因子的作用下信号难以被识别截获；在 α 为 0.05 的情况下，通过混沌扰码，信号的星座图也变得难以识别；α 取 1 时，原星座图经过扰码加密，由于星座图上各点都发生了随机旋转，高阶累计量将发生随机变化，故无法再通过高阶累积量识别并截获通信信号。对伪装信号进行扰码，信号的星座分布与相位旋转等信息得到充分隐藏，星座聚类的信号截获方案明显无法使用。

综上所述，Logistic 扰码明显改变了 WFRFT 调制信号的星座特征，降低了 HC 系统信号被截获的风险，提高了系统的保密性能。

4.3 误码率特征仿真

文献[16]的研究结果表明，使用正确的参数进行解调时，WFRFT 不会对系统的误码率造成影响。

假设窃听方已知 WFRFT 的参数，对 Logistic 扰码的安全性进行研究，仿真条件如下：设信号长度为 1 024 bit，利用 QPSK 进行基带映射，WFRFT 中尺度向量 $\boldsymbol{V}$ 为$\boldsymbol{0}$（即 $\boldsymbol{V}_a$、$\boldsymbol{V}_b$ 均为$\boldsymbol{0}$），使用正确的 α 对 WFRFT 进行解调。在 Logistic 相位扰码中：v_0 为 0.9，μ 为 4.0，经过 100 次迭代。若窃听方所使用的

扰码恢复因子初值误差 Δv_0 分别为 10^{-1}、10^{-5}、10^{-10}、10^{-15}、10^{-20}时，对系统误码率进行仿真，所得结果如图 8 所示。

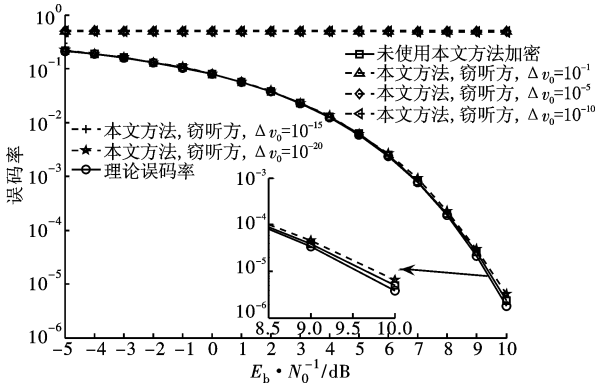

图 8　使用本文方案时不同 Δv_0 条件下窃听方的误码率

图 8 中误码率曲线表明，由于 Logistic 系统对初值的敏感性，当 Δv_0 为 10^{-1}、10^{-5}、10^{-10}、10^{-15}、10^{-20}时，系统误码率始终接近于 50%，通信安全得以保证；当 Δv_0 为 10^{-20}时，所得误码率特性才接近于合法用户，与传统 WFRFT 方法相比，抗参数扫描能力提高了 10^{20}倍[11]，故窃听方破解 Logistic 参数的可能性很低。同时，合法用户误码率与 QPSK 理论误码率的曲线也表明新的加密通信系统具有良好的可靠性。

5　结　论

本文提出一种将 HC 卫星通信系统 WFRFT 调制信号与 Logistic 相位扰码结合的新型多重信号加密方案，该方案减小了 WFRFT 信号被窃听方截获的风险。仿真结果表明，新方案通过混沌相位扰码改变了 WFRFT 的星座图分布特征，从而降低 WFRFT 被高阶累积量、星座聚类等方案截获的风险。误码率分析也表明，新方案在不影响系统性能的前提下有效提高了保密性。综上所述，本文提出的方案可以有效提高卫星信号的保密性能。

文中方法还存在些许不足，若窃听方已经得知 WFRFT 与 Logistic 参数，通信仍可截获。为解决此问题，可在每次通信内容中用密码方式约定下次通信所使用的调制参数，做到一次一密以增强安全性。

参考文献：

[1] GOEL S, NEGI R. Guaranteeing secrecy using artificial noise [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(6): 2180-2189.

[2] LI Wei, GHOGHO M, CHEN Bin, et al. Secure communication via sending artificial noise by the receiver: outage secrecy capacity/region analysis [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(10): 1628-1631.

[3] JIANG Lei, ZHU Han, VAZQUEZ-CASTRO M A, et al. Secure satellite communication system design with individual secrecy rate constraints [J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2011, 6(3): 661-671.

[4] ZHENG G, ARAPOGLOU P D, OTTERSTEN B. Physical layer security in multibeam satellite systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2012, 11(2): 852-863.

[5] 梅林. 加权类分数傅里叶变换及其在通信系统中的应用 [D]. 哈尔滨：哈尔滨工业大学，2010：24-25

[6] MEI Lin, SHA Xuejun, ZHANG Naitong. The approach to carrier scheme convergence based on 4-weighted fractional Fourier transform [J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(6): 503-505.

[7] 达新宇，廉晨. 一种加权傅里叶变换域通信方法 [J]. 系统工程与电子技术，2015，37(12)：2853-2859.
DA Xinyu, LIAN Chen. Method of weighted Fourier transform domain communication [J]. Systems Engineering and Electronics, 2015, 37(12): 2853-2859.

[8] 王舒，达新宇，褚振勇，等. 采用 4-WFRFT 和人工噪声的变换域通信物理层安全传输 [J]. 四川大学学报（工程科学版），2016，5(48)：142-147.
WANG Shu, DA Xinyu, CHU Zhenyong, et al. Secure transmission for TDCS using 4-WFRFT and noise insertion [J]. Journal of Sichuan University (Engineering Science Edition), 2016, 5(48): 142-147.

[9] 张喆，达新宇，刘慧军，等. 一种利用 WFRFT 实现卫星信号加密的方法 [C]// 第十三届卫星通信学术年会. 北京：中国通信学会，2017：220-226.

[10] 梅林，沙学军，张乃通. 加权分数傅里叶变换通信系统抗参数扫描及星座分裂性能分析 [J]. 云南民族大学学报，2011，20(5)：361-366.
MEI Lin, SHA Xuejun, ZHANG Naitong. The Secure communication system based on single/multi-parameter weighted-type fractional Fourier transform [J]. Journal of Yunnan University of Nationalities, 2011, 20(5): 361-366.

[11] LI Tao, MEI Lin, SHA Xuejun, et al. Anti-interception communication system based on double layers weighted-type fractional Fourier transform [C]// Proceedings of the 2011 6th International ICSI Conference on Communications and Networking in China. Piscataway, NJ, USA: IEEE Computer Society, 2011: 88-

92.
[12] FANG Xiaojie, SHA Xuejun, LI Yue. MP-WFRFT and constellation scrambling based physical layer security system [J]. China Communications, 2016, 13(2): 138-145.
[13] HUA Zhongyun, ZHOU Yicong. Dynamic parameter-control chaotic system [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2016, 46(12): 1-12.
[14] ADJEMOV S S, KLENOV N V, TERESHONO M V. Methods for the automatic recognition of digital modulation of signals in cognitive radio systems [J]. Moscow University Physics Bulletin, 2015, 70(11): 448-456.
[15] MOBASSERI B G. Digital modulation classification using constellation shape [J]. Signal Processing, 2000, 80(2): 251-277.
[16] 王晓鲁. 抑制混合载波调制系统的峰均功率比的研究 [D]. 哈尔滨：哈尔滨工业大学，2013：19-20.

（编辑 刘杨）

（上接第 21 页）

[6] ENOKIMOTO K, WEN X Q, MIYASE K, et al. On guaranteeing capture safety in at-speed scan testing with broadcast-scan-based test compression [C]// International Conference on VLSI Design & International Conference on Embedded Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2013: 279-284.
[7] ANKARALINGAM K, ORUGANTI R R, TOUBA N A. Static compaction techniques to control scan vector power dissipation [C] // Proceedings of 18th IEEE VLSI Test Symposium. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2000: 35-40.
[8] 雷绍充，邵志标，梁峰. 超大规模集成电路测试 [M]. 北京：电子工业出版社，2008：208-209.
[9] WANG L T, WEN X Q, WU S L, et al. Virtual scan: test compression technology using combinational logic and one-pass ATPG [J]. IEEE Design & Test of Computers, 2008, 25(2): 122-130.
[10] 李晓维，韩银和，胡瑜，等. 数字集成电路测试优 [M]. 北京：科学出版社，2010：115-117.
[11] NOURANI M, TEHRANIPOOR M, AHMED N. Low-transition test pattern generation for BIST-based applications [J]. IEEE Transactions on Computers, 2008, 57(3): 303-315.
[12] SUNGHOON C, TAEJIN K, SUNGHO K. A new low energy BIST using a statistical code [C]// Proceedings of Asia and South Pacific Design Automation Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2008: 647-652.

（编辑 刘杨）

（上接第 27 页）

[9] GRAY P R. 模拟集成电路的分析与设计 [M]. 北京：高等教育出版社，2012：24-28.
[10] ZHU Jianxun, KINGET P R. A field-programmable noise canceling wideband receiver with high-linearity hybrid class-AB-C LNTAs [C]// Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 28-30.
[11] HEDAYATI H, LAU W F A, KIM N, et al. A 1.8 dB NF blocker-filtering noise-canceling wideband receiver with shared TIA in 40 nm CMOS [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2015, 50(5): 1148-1164.
[12] BORREMANS J, VAN LIEMPD B, MARTENS E, et al. A 0.9 V low-power 0.4-6 GHz linear SDR receiver in 28 nm CMOS [C]// IEEE Symposium on VLSI Circuits: Digest of Technical Papers. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2013: C146-C147.
[13] HEDAYATI H, APARIN V, ENTESARI K. A 22 dBm IIP3 and 3.5 dB NF wideband receiver with RF and baseband blocker filtering techniques [C]// IEEE Symposium on VLSI Circuits, Digest of Technical Papers. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2014: 6858419.
[14] MURPHY D, DARABI H, ABIDI A, et al. A blocker-tolerant, noise-cancelling receiver suitable for wideband wireless applications [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2012, 47(12): 2943-2963.

（编辑 刘杨）