

DL-MPWFRFT 与星座扰乱的卫星隐蔽通信系统

刘慧军, 达新宇, 张 喆

(空军工程大学信息与导航学院, 西安, 710077)

摘要 针对 4-WFRFT 隐蔽通信系统, 非目的接收机在一定时间内仍能有效的通过参数扫描获得解调参数的不足, 提出了一种采用双层多项多参数加权分数阶傅里叶变换(DL-MPWFEFT)与星座扰乱的卫星隐蔽通信系统。在多参数 WFRFT 的基础上提出了 DL-MPWFRFT, 通过星座图的研究, 分析了 DL-MPWFRFT 信号的隐蔽原理与特性, 为进一步增加信号的隐蔽性, 信号在 DL-MPWFRFT 变换后又增加了星座扰乱相位。最后, 从误码率的对比, 参数扫描次数两方面分别定性定量的说明了所提系统的抗截获性优势。通过对系统误码率进行对比仿真分析, 发现即使信噪比达到 15 dB 时, 非目的接收机解调误码率仍在 0.4 以上。非目的接收机通过参数扫描获得正确解调参数, 需进行 $(M/0.0005)^2$ 次扫描。

关键词 卫星隐蔽通信, 加权类分数阶傅里叶变换, 星座扰乱

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2017.05.013

中图分类号 TN914.42 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2017)05-0073-07

Satellite Covert Communication System with DL-MPWFRFT and Constellation Scrambling

LIU Huijun, DA Xinyu, ZHANG Zhe

(Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: Aimed at the problem that within a certain time, the non target receiver can still get the parameter of the demodulation parameters effectively through parameter scanning in the 4-WFRFT covert communication system, this paper proposes a satellite covert communication system by using the double layers multiple parameter weighted-type fractional Fourier transform (DL-MPWFRFT) and constellation scrambling is proposed. The paper proposes DL-MPWFRFT based on multi parameter WFRFT. The hiding principle and characteristics are analyzed through the research of constellation. Though increasing the signal concealment, the constellation scrambling phase increases again after DL-MPWFRFT signal conversion. Finally, from two aspects, the comparison of error rate and the number of parameter scans, the anti interception advantages of the proposed system are described qualitatively and quantitatively. By comparing the BER of the system, the result shows that even if the SNR is 15 dB, the BER of the non target receiver is still more than 0.4. The non purpose receiver obtains the correct demodulation parameters by parameter scanning, which needs $(M/0.0005)^2$ scans.

Key words: satellite covert communication; weighted-type fractional Fourier transform; constellation scrambling

收稿日期: 2016-11-22

基金项目: 国家自然科学基金(61571460)

作者简介: 刘慧军(1993—), 男, 山西广灵人, 硕士生, 主要从事卫星隐蔽通信研究. E-mail: 2661250895@qq.com

引用格式: 刘慧军, 达新宇, 张喆. DL-MPWFRFT 与星座扰乱的卫星隐蔽通信系统[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2017, 18(5): 73-79. LIU Huijun, DA Xinyu, ZHANG Zhe. Satellite Covert Communication System with DL-MPWFRFT and Constellation Scrambling [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2017, 18(5): 73-79.

卫星通信具有覆盖范围广,数据容量大,传输速率快等优点^[1-3],可用于多种复杂通信环境。然而由于卫星信道的开放性,通信信息极易泄漏,通信隐蔽性较差。随着信息战的不断发展升级,窃密与反窃密技术的研究备受关注。因此,如何增强卫星通信的隐蔽性能,进而提高通信的保密性已成为军事强国研究热点^[4]。

目前卫星隐蔽通信系统对信息保护技术基本上仍采用传统的直扩、跳频^[5-7]等方式。而传统的直扩、跳频等技术存在隐蔽性不强的缺点。已广泛应用在光学、量子力学^[8-12]等方面的分数阶傅里叶变换包含加权分数阶傅里叶变换(Weighted-Type Fractional Fourier Transform, WFRFT)^[13]和经典分数阶傅里叶变换——Chirp类分数阶傅里叶变换(Classic FRFT or Chirp-Type FRFT, CFRFT)。文献^[14~15]通过定义离散序列的WFRFT使其适用于对数字信号的处理,并将其引入到通信系统当中,提出了WFRFT数字通信系统的框架。经过WFRFT处理后输出信号星座图与原星座图相比,具有旋转和类高斯的分布特性,文献^[14~15]据此提出利用该特点进行保密或抗截获通信的可能性。文献^[16]在文献^[14~15]的基础上,进一步分析了WFRFT信号抗截获特性以及星座分裂特性。文献^[17]提出了应用在卫星通信中的波形搭载WFRFT信号的重叠隐蔽通信技术。该技术克服了传统直扩、跳频等技术隐蔽性不强的缺点。但使用该技术通信过程中,非目的接收机能够在有限的时间内通过参数扫描获得解调参数。因而本文提出了双层多参数加权傅里叶变换(Double Layers Multiple Parameter Weighted-Type Fractional Fourier Transform, DL-MPWFRFT)。DL-MPWFRFT先将调制后的数据划为2个子块,分别进行MPWFRFT变换,后将其叠加所得数据再进行一次MPWFRFT。DL-MPWFRFT变换破坏了WFRFT的可加性,增强了信号的隐蔽性。通过多次仿真发现DL-MPWFRFT变换在某些参数下,信号星座图聚集,不利于信号隐蔽,故在DL-MPWFRFT变换后信号增加星座随机扰乱相位。对比增加星座扰乱相位前后信号,发现星座扰乱相位进一步增强信号的类高斯性,更有利于信号的隐蔽。

1 多参数加权分数阶傅里叶变换

设 $\mathbf{X}_0(n)$ 为任意复数序列, $\{\mathbf{X}_0(n), \mathbf{X}_1(n), \mathbf{X}_2(n), \mathbf{X}_3(n)\}$ 分别是 $\mathbf{X}_0(n)$ 的0~3次离散傅里叶变换,其定义如下:

$$\begin{cases} \mathbf{X}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{x}(n) e^{-i\frac{2\pi}{N}kn} \\ \mathbf{x}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}(k) e^{i\frac{2\pi}{N}kn} \end{cases} \quad (1)$$

根据文献^[17~18],其多参数加权分数阶傅里叶变换定义如下:

$$\mathbf{S}_0 = F^\alpha[\mathbf{X}_0(n)] = \omega_0(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{X}_0(n) + \omega_1(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{X}_1(n) + \omega_2(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{X}_2(n) + \omega_3(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{X}_3(n) \quad (2)$$

其加权系数定义如下

$$\omega_l(\alpha, \mathbf{V}) = \frac{1}{4} \sum_{k=0}^3 \exp\left\{\pm \frac{2\pi i}{4}[(4m_k + 1)\alpha(k + 4n_k) - lk]\right\}, \quad l = 0, 1, 2, 3 \quad (3)$$

式中: α 为变换阶数, $\mathbf{V} = [\mathbf{M}, \mathbf{N}] = [m_0, m_1, m_2, m_3, n_0, n_1, n_2, n_3]$ 为尺度向量。通过定义可以看出多参数加权分数阶傅里叶变换的加权系数由9个参数共同控制。

DFT可以表示成矩阵乘积的形式:

$$\mathbf{X}_1 = DFT(\mathbf{X}_0) = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & W_N & W_N^2 & \cdots & W_N^{N-1} \\ 1 & W_N^2 & W_N^4 & \cdots & W_N^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & W_N^{2(N-1)} & \cdots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{pmatrix} = \mathbf{F}\mathbf{X}_0 \quad (4)$$

式中: \mathbf{F} 为DFT的变换矩阵; N 为序列 $\mathbf{X}_0(n)$ 的长度; $W_N = \exp(-i2\pi/N)$ 。则多参数加权分数阶傅里叶变换可以表示为:

$$F^\alpha[\mathbf{X}_0(n)] = \omega_0(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{X}_0(n) + \omega_1(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{F}\mathbf{X}_0(n) + \omega_2(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{F}^2\mathbf{X}_0(n) + \omega_3(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{F}^3\mathbf{X}_0(n) = (\omega_0(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{I} + \omega_1(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{F} + \omega_2(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{F}^2 + \omega_3(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{F}^3)\mathbf{X}_0 = \mathbf{F}'\mathbf{X}_0 \quad (5)$$

扩展式(2)的定义:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_0 \\ \mathbf{S}_1 \\ \mathbf{S}_2 \\ \mathbf{S}_3 \end{pmatrix} = \mathbf{W}(\alpha, \mathbf{V})\mathbf{X} = \begin{pmatrix} \omega_0 & \omega_1 & \omega_2 & \omega_3 \\ \omega_3 & \omega_0 & \omega_1 & \omega_2 \\ \omega_2 & \omega_3 & \omega_0 & \omega_1 \\ \omega_1 & \omega_2 & \omega_3 & \omega_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{X}_0 \\ \mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2 \\ \mathbf{X}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \omega_0\mathbf{X}_0 + \omega_1\mathbf{X}_1 + \omega_2\mathbf{X}_2 + \omega_3\mathbf{X}_3 \\ \omega_3\mathbf{X}_0 + \omega_0\mathbf{X}_1 + \omega_1\mathbf{X}_2 + \omega_2\mathbf{X}_3 \\ \omega_2\mathbf{X}_0 + \omega_3\mathbf{X}_1 + \omega_0\mathbf{X}_2 + \omega_1\mathbf{X}_3 \\ \omega_1\mathbf{X}_0 + \omega_2\mathbf{X}_1 + \omega_3\mathbf{X}_2 + \omega_0\mathbf{X}_3 \end{pmatrix} \quad (6)$$

式(6)中 $\mathbf{S}_0(n), \mathbf{S}_1(n), \mathbf{S}_2(n), \mathbf{S}_3(n)$ 分别为 $\mathbf{X}_0(n)$ 的1~4次多参数加权分数阶傅里叶变换,且是 $\mathbf{S}_0(n)$ 的0~3次DFT。由于可逆性的存在,在已知 $\mathbf{S}_0(n)$ 情况下,可以通过对其做阶数为 $-\alpha$ 的多参

数加权分数阶傅里叶变换求得 $\mathbf{X}_0(n)$:

$$\mathbf{X}_0(n) = F^\alpha[\mathbf{S}_0(n)] = \omega_0(-\alpha, \mathbf{V})\mathbf{S}_0(n) + \omega_1(-\alpha, \mathbf{V})\mathbf{S}_1(n) + \omega_2(-\alpha, \mathbf{V})\mathbf{S}_2(n) + \omega_3(-\alpha, \mathbf{V})\mathbf{S}_3(n) \quad (7)$$

2 DL-WFRFT 和星座扰乱的卫星隐蔽通信系统

2.1 DLMPWFRFT 原理

多参数加权分数阶傅里叶变换使变换参数从 1 个增加到 9 个,增加了非目的接收机通过参数扫描获得解调参数难度。在此基础上,提出了 DL-MPWFRFT 变换。DL-MPWFRFT 先将调制后的数据划分为 2 个子块,首先分别进行一次 MPWFRFT 变换,然后将 2 个子块变换后的结果连接起来再进行一次 MPWFRFT 变换。图 1 为 DL-MPWFRFT 模块框图,图 2 为 DL-MPWFRFT 反变换。由图 1 可知,DL-MPWFRFT 变换包括 3 个多参数加权分数阶傅里叶变换。但是每层变换又有不同的变换长度,正因如此,DL-MPWFRFT 变换破坏了 WFRFT 变换的可加性,进一步提高了信号隐蔽性能。 N 是信号长度。相较于单层变换,双层变换有 2 组变换参数,变换参数从一维增加到二维,因此 DEMPWFRFT 更加安全。

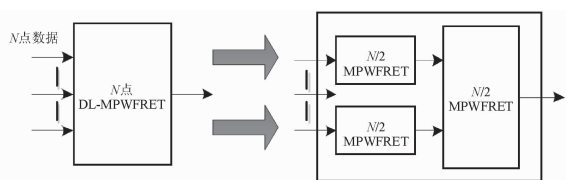


图 1 DL-MPWFRFT 变换

Fig. 1 DL-MPWFRFT transform

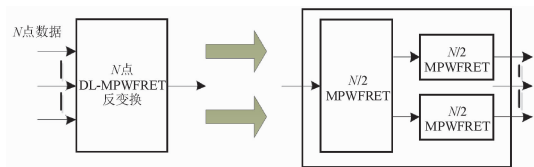


图 2 DL-MPWFRFT 反变换

Fig. 2 DL-MPWFRFT inverse transform

2.2 DL-MPWFRFT 信号隐蔽特性

DL-MPWFRFT 可以对任意复序列 \mathbf{X}_0 进行变换,变换后的信号星座图发生旋转、扩散、分裂和混淆,具有一定的隐蔽特性。以 QPSK 信号为例,经过 DL-MPWFRFT 变换后的信号星座见图 3。

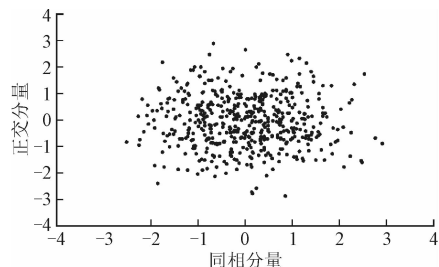
图 3 为 DL-MPWFRFT 信号、MPWFRFT 信号与双层单参数加权分数傅里叶变换信号(DL-SPWFRFT)对比图。图 3(a)与(d)为 DL-MPWFRFT 信号,图 3(b)为 MPWFRFT 信号,图 3(c)为 DL-SP-

WFRFT 信号。各图变换参数见表 1,其中双层变换的 2 组参数相同。

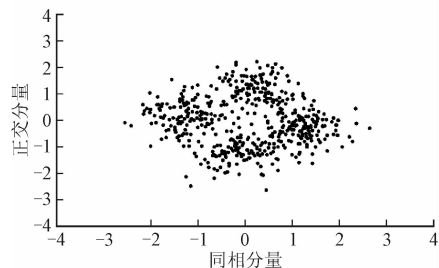
表 1 变换参数

Tab. 1 Transform parameters

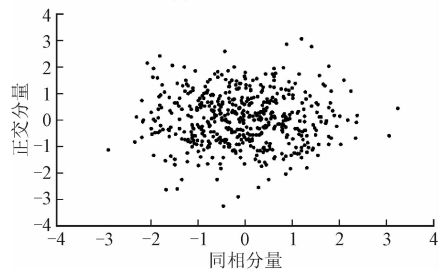
参数	图 3(a)	图 3(b)	图 3(c)	图 3(d)
α	0.2	0.2	0.2	0.06
$[m_0, m_1, m_2, m_3]$	[1, 3, 7, 0]	[1, 3, 7, 0]	[0, 0, 0, 0]	[0, 6, 0, 0]
$[n_0, n_1, n_2, n_3]$	[8, 3, 1, 5]	[8, 3, 1, 5]	[0, 0, 0, 0]	[0, 0, 0, 5]



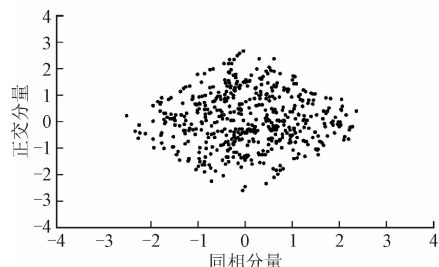
(a) DL-MPWFRFT 信号



(b) MPWFRFT 信号



(c) DL-SPWFRFT 信号



(d) DL-MPWFRFT 信号

图 3 变换信号星座图

Fig. 3 Transform signal constellation

由图 3 可见,经过变换,可以使变换后的信号在复平面上呈现出类高斯的分布,只有掌握所有参数信息,经过相应的逆变换才能正确解调,从而提供了一种抗截获信号变换形式。对比图 3(a)和(b),可以发现,在相同变换阶数下,双层加权分数傅里叶变换信号类高斯性更强,抗截获性更好。虽然图 3(a)

和(c)分裂情况相似,但 DL-MPWFRFT 变换参数更为复杂,非目的接收机不可能通过参数扫描获取信息。通过图 3(d),可以发现在某些特定参数下,DL-WFRFT 变换后的信号星座图聚集在某个特定范围,不利于信号隐蔽,为进一步增强信号隐蔽性又为变换后的信号增加了星座扰乱相位。

2.3 星座扰乱

为避免上文所提到的不足,信号的每个符号在变换后增加了不同的星座扰乱相位,以保证通信的安全。每位信号所增加的扰乱相位如式(8):

$$\begin{cases} \hat{S}(n) = S(n)e^{j\theta_k}, & 0 \leq n \leq N \\ k = \lfloor n/m \rfloor, & 0 < m < N \end{cases} \quad (8)$$

式中: θ_k 扰乱相位; $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整,这就意味着 θ_k 的变换速率由 m 决定,当 $m=1$ 时,每个符号单独分配一个扰乱相位,当 $m>1$ 时,则需要多个符号共用一个扰乱相位。

星座扰乱相位序列 $\{\theta_k\}_{k=0}^{N/m}$ 应该是随机的或者是伪随机的,以此来确保信号不被截获者截获。星座扰乱相位序列元素之间应该是不相关的,并且扰乱相位的产生应该足够复杂,使得截获者不能破解^[19]。

图 4 说明了扰乱相位的生产过程,随机数产生器产生 L 位互不相关的二进制伪随机数 $d_l, d_l \in \{+1, -1\} (1 \leq l \leq L)$ 。然后, L 位伪随机数和 L 位基础扰乱相位分别相乘求和,通过式(9)得到星座扰乱相位:

$$\theta_k = \sum_{l=1}^L d_l \varphi_l + C, 1 \leq l \leq L \quad (9)$$

式中: C 为任意常数,由加权系数 $\omega_l(\alpha, \mathbf{V})$ 决定,可以抵消由加权分数阶傅里叶变换产生的星座旋转。 $\varphi_l (1 \leq l \leq L)$ 表示基础扰乱相位,满足 $2\pi \geq \varphi_1 \geq \varphi_2 \geq \dots \geq \varphi_L \geq 0$,可按式(10)生成:

$$\varphi_l = 2\pi/2^l, 1 \leq l \leq L \quad (10)$$

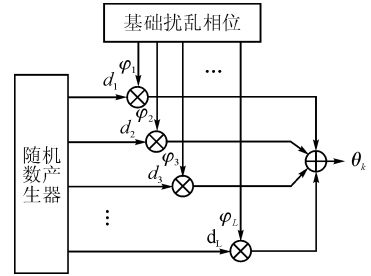


图 4 星座扰乱序列产生

Fig. 4 Generation of the constellation scrambling

图 5 说明了星座扰乱的性能,图 5(a)为原始 QPSK 信号星座图,图 5(b)为经过 DL-MPWFRFT 变换后信号的星座图,图 5(c)为增加扰乱相位后的结果,图 5(d)为非目的接收机在不知道扰乱相位情况下解调信号的星座图,图 5(e)为目的接收者解调信号。对比图 5,可以发现增加扰乱相位后,变换后的信号更具有类高斯性;只有目的接收机才能正确解调信息;对于非目的接收机,通过增加扰乱相位,破坏了其解调数据,使其不能正确解调信号。因此,增加扰乱相位可以进一步增加信号的抗截获性,确保了通信的安全。

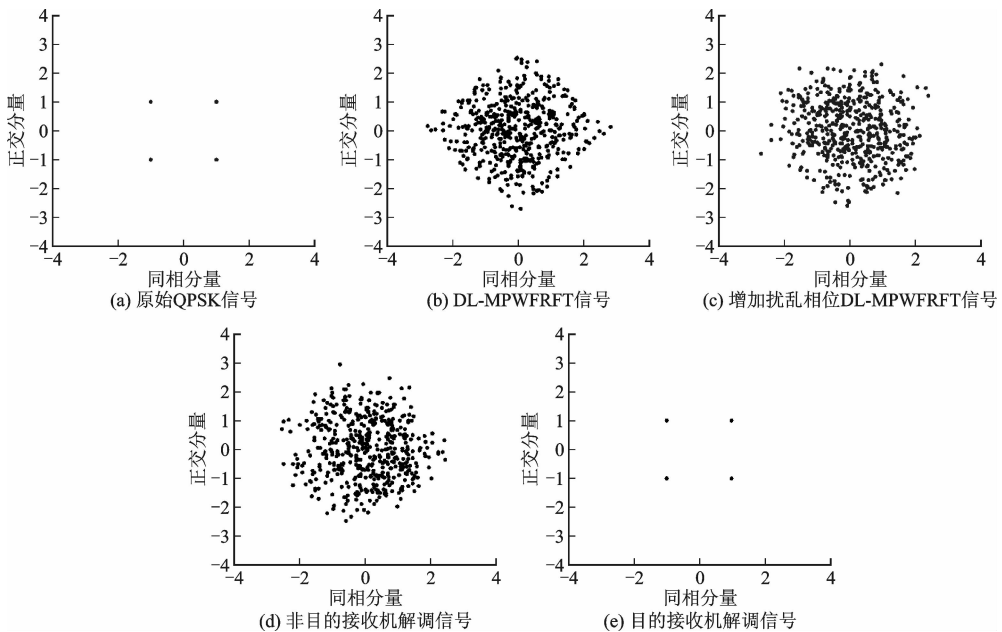


图 5 星座扰乱对比

Fig. 5 Contrast of constellation scrambling

2.4 卫星隐蔽通信系统

卫星隐蔽通信是使调制后的信号与卫星原业务

信号进行重叠,原理见图 6。

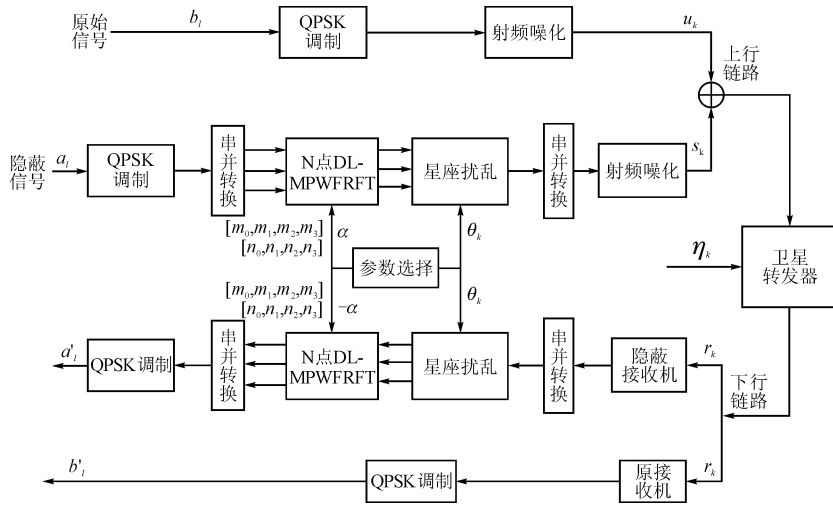


图 6 卫星隐蔽通信框图

Fig. 6 Architecture of satellite covert communication

假设卫星信道中传输的原业务信号为 QPSK 信号,将上行链路、下行链路及转发器的噪声等效为加性高斯白噪声。隐蔽信号 a_i 经过基带调制和 DL-MPWFRFT 变换后又增加星座扰乱相位,生成调制信号 s_k ,与原业务信号 u_k 叠加,经过上行链路、卫星转发器和下行链路,加上等效高斯白噪声 η_k ,被原接收机和隐蔽接收机同时接收。接收到的信号 r_k 由隐蔽调制信号 s_k 、原业务信号 u_k 和等效高斯白噪声 η_k 3 部分组成。隐蔽接收机对接收到的信号进行滤波解调,得到隐蔽信号 a'_i 。而原接收机,隐蔽信号经过调制变换后,具有类高斯性,相对于原业务信号,隐蔽信号可以等效为噪声。同时,原接收机没有隐蔽信号调制变换的相应参数,根据上文,原接收机也不能正确解调隐蔽信号,以此达到隐蔽通信的目的。

$\alpha=0.2, [m_0, m_1, m_2, m_3]=[1, 3, 7, 0], [n_0, n_1, n_2, n_3]=[8, 3, 1, 5]$ 。在接收端,目的接收机,通过相应的逆变换,解调出正确信号。而非目的接收机在知道部分参数,或者完全不知道变换参数,在有限时间内,很难获得正确解调参数。

3 系统性能分析

本文首先在加性高斯白噪声信道下,对 $N=1000$ 点的 QPSK 信号进行了仿真。发送端采用了 DL-MPWFRFT 变换和星座扰乱的方式以确保信号的抗截获性,其中 DL-MPWFRFT 变换参数如下:

图 7 从目的接收机与非目的接收机的误码率对比说明了本文所提出的隐蔽通信方案的有效性。对比目的接收机和 QPSK 信号误码率可以发现,本文所提出的隐蔽通信方案相对于传统的系统,在误码率性能上没有明显影响。非目的接收机解调参数见表 2。

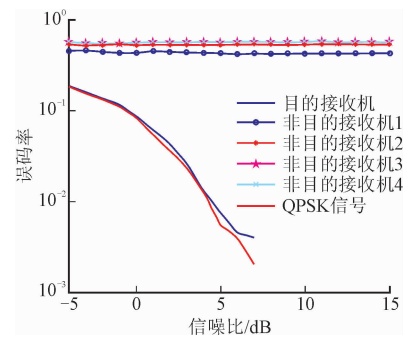


图 7 误码率性能对比

Fig. 7 Contrast of BER performance

表 2 接收机解调参数

Tab. 2 Receiver demodulation parameters

参数	目的接收机	非目的接收机 1	非目的接收机 2	非目的接收机 3	非目的接收机 4
是否知道星座扰乱相位序列	是	是	是	是	否
α_1	-0.2	-0.3	-0.2	-0.25	-0.2
α_2	-0.2	-0.2	-0.3	-0.25	-0.2
$[m_0, m_1, m_2, m_3]$	[1,3,7,0]	[1,3,7,0]	[1,3,7,0]	[1,3,7,0]	[1,3,7,0]
$[n_0, n_1, n_2, n_3]$	[8,3,1,5]	[8,3,1,5]	[8,3,1,5]	[8,3,1,5]	[8,3,1,5]

其中 α_1 为解调第 1 层分数阶傅里叶变换的变换参数, α_2 为第 2 层参数。结合表 2 和图 7 可以看出, 截获者即使得到大部分参数, 即使在大信噪比的条件下, 其解调误码率仍然很高, 这就意味着截获者很难获得可靠的隐蔽信息。说明了本文所提出的系统有较高的抗截获性。

图 8 从另一方面说明了本文所提出的系统变换参数在隐蔽通信中有效性。仿真中, 假设信道中信噪比为 5 dB, 正确变换阶数 α_1 为 0.1, α_2 为 2。非目的接收机在不知道正确解调参数的情况下, 试图通过参数扫描的方法得到正确解调参数。

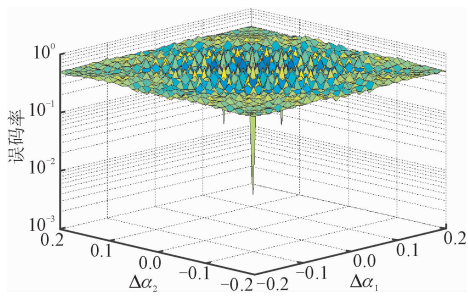


图 8 误码率与解调参数误差关系曲线

Fig. 8 Relationship curve of BER and demodulation parameter error

从图 8 可以看出, 相比于单层变换, 双层变换的参数维数由一维变为二维, 且系统对于参数改变更为敏感, 只有知道正确的参数才能正确解调信息。

图 9 为 DL-MPWFRFT 和 SL-MPWFRFT 两种变换在不同变换阶数误差下的误码率性能对比图, 其中 $\Delta\alpha$ 表示变换阶数误差, 误差范围为 $[-0.3 \sim 0.3]$, 仿真信道为加性高斯白噪声信道, 信道中信噪比为 5 dB。在非目的接收机, 其解调阶数给出见下式:

$$\begin{aligned} \alpha'_{11} &= \alpha_{11} + \Delta\alpha \\ \alpha'_{12} &= \alpha_{12} + \Delta\alpha \\ \alpha'_2 &= \alpha_2 + \Delta\alpha \end{aligned} \quad (10)$$

式中: $\alpha'_{11}, \alpha_{11}, \alpha'_{12}, \alpha_{12}$ 表示 DL-MPWFRFT 变换的变换阶数, 其中 α_{11}, α_{12} 是正确解调阶数, $\alpha'_{11}, \alpha'_{12}$ 是非目的接收机解调扫描阶数; α'_2 和 α_2 表示 SL-MPWFRFT 变换的变换阶数, 其中 α_2 是正确解调阶数, α'_2 非目的接收机解调扫描阶数。

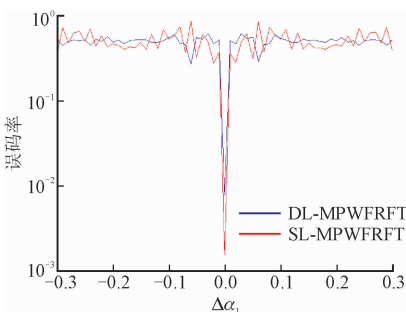


图 9 2 种变换的误码率对比

Fig. 9 BER contrast of two transfer

从图 9 可以看出, 2 种变换的误码率性能取决于解调参数也就是变换阶数的选取。只有当解调阶数正确时, 信号才能无失真地正确解调出来, 否则系统的误码率性能将会急剧下降。相较于单层变换, 双层变换系统更加复杂, 因而在正确的解调参数下, 双层变换系统误码率比单层变换误码率高。而双层变换的对于变换阶数的改变更加敏感。如果系统要求误码率为 10^{-2} , DL-MPWFRFT 变换的阶数误差允许范围为小于 SL-MPWFRFT 变换的阶数误差允许范围。因而认为 DL-MPWFRFT 隐蔽通信系统信号的抗截获性比 SL-MPWFRFT 隐蔽通信系统更加敏感, 性能更优。正因如此, 截获者也更难通过参数扫描来截获信息。

衡量 WFRFT 信号抗截获性能的一个重要标准, 是当非目的接收机已知发送信号采用 WFRFT 技术而未知具体变换参数时采用参数逐一扫描的方式获取正确解调参数需要付出的代价。图 10 为 SL-MPWFRFT 信号在 AWGN 信道下变换阶数 $\alpha = 0.2$ 时, 非目的接收机对间隔分别为 0.1、0.01、0.001、0.000 5 的变换阶数 α 扫描解调信号的误码率。从图中可以看出要获得理想的误码特性, 扫描间隔应该小于 0.000 5。而 MPWFRFT 变换中, 变换阶数 α 周期为 M , 即加权项数 $M^{[20]}$ 。以 0.000 5 计算, 在变换阶数 α 整个周期内, 非目的接收机需检测 $M/0.000 5$ 次。当加权项数 $M=4$ 时, 非目的接收机则需检测 8 000 次。

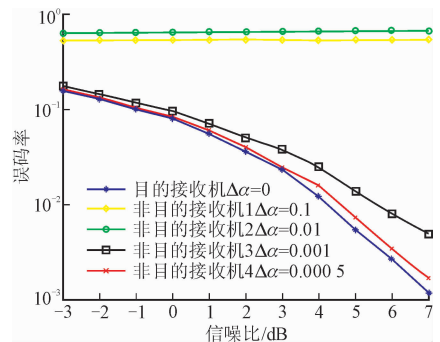


图 10 SL-MPWFRFT 信号抗参数 α 扫描误码率曲线

Fig. 10 SL-MPWFRFT signal anti Parameter α scan error rate curve

DL-MPWFRFT 变换由 2 层 MPWFRFT 变换组成。因而非目的接收机通过参数扫描以获得正确解调参数, 需对 DL-MPWFRFT 信号进行两次 MPWFRFT 扫描, 因此以相同的扫描间隔进行扫描, DL-MPWFRFT 信号扫描次数应该是 SL-MPWFRFT 次数的平方倍, 即 $(M/0.000 5)^2$ 次。如图 9 所示, 以 0.000 5 的间隔扫描, 非目的接收机对 DL-MPWFRFT 信号扫描次数为 $8 000^2 = 64 000 000$ 次。随着扫描次数的增加, 非目的接收机截获信号

所付出的代价也明显增大。

4 结语

本文提出一种基于 DL-MPWFRFT 和星座扰乱的卫星隐蔽通信系统,应用了信号经过 WFRFT 呈现类高斯的特性。首先介绍了多参数分数傅里叶变换的概念,然后提出了 DL-MPWFRFT 变换。增加变换参数,使得非目的接收机参数扫描计算量增大,增加信号的抗截获性。通过仿真发现双层变换,信号星座图扩散更快,类高斯性更强。但在特定参数下信号星座图会聚集,不利于信号的隐蔽。针对此问题,又提出了在双层变换的基础上增加星座扰乱。仿真结果表明,在增加扰乱相位以后,信号扩散混淆更加充分。由于扰乱相位的随机性,进一步增强了信号的抗截获性。最后通过仿真分析误码率,验证了文中所提出的系统隐蔽通信的有效性。

参考文献(References):

[1] 易克初,李怡,孙晨华,等. 卫星通信的近期发展与前景展望[J]. 通信学报, 2015, 36(6): 1-16.
YI K C, LI Y, SUN C H, et al. Recent Development and Its Prospect of Satellite Communications [J]. Journal on Communications, 2015, 36(6): 1-16. (in Chinese)

[2] LUTZ E, WERNER, JAHN A. Satellite Systems for Personal and Broad Communications [M]. Berlin: Springer, 2000.

[3] MARAL G, BOUSQUET M. Satellite Communications Systems [M]. New York: John Wiley & Sons, 1998.

[4] 廉晨,达新宇,张亚普. 一种新型混沌扩频卫星隐蔽通信算法[J]. 计算机科学, 2014, 41(11A): 158-161.
LIAN C, DA X Y, ZHANG Y P. Novel Algorithm of Satellite Covert Communication Based on Chaotic Spectrum Modulation [J]. Computer Science, 2014, 41(11A): 158-161. (in Chinese)

[5] 潘申富,王艳君,王赛宇,等. 隐蔽卫星通信终端: 中国, CN101505184B [P]. 2012-06-25.
PAN S F, WANG Y J, WANG S Y, et al. Covert Satellite Communication Terminal: China, CN101505184B [P]. 2012-06-25. (in Chinese)

[6] MAGGENTI M A, HA T T, PRATT T. Spread Spectrum Overlay Service in Satellite Communications [C]// Virginia Tech IEEE. Piscataway, NJ: IEEE, 1987: 65-69.

[7] MCCARTHY J R. A Direct Sequence Spread Spectrum Overlay for a Satellite Communication System [J]. Journal of Electrical and Electronics Engineering, 1994, 14(4): 262-269.

[8] NAMIAS V. The Fractional Fourier Transform and Its Application to Quantum Mechanics [J]. J Inst Math Appl, 1980, 25: 241-265.

[9] TANG B, JIN Y, JIANG M P. Fractional Fourier Transform for Annular Flat-Topped Beams [J]. Optoelectronica Letters, 2010, 6(1): 72-76.

[10] LANG J, TAO R, WANG Y. The Discrete Multiple-parameter Fractional Fourier Transform [J]. Science China (Information Sciences), 2010, 53(11): 2287-2299.

[11] 赵丽,齐兴斌,李雪梅,等. 基于图像置乱技术融合 FRFT 的光学图像加密[J]. 激光杂志, 2014, 35(11): 11-15.
ZHAO L, QI X B, LI X M, et al. Optical Image Encryption based on Fusion of FRFT and Image Scrambling Technology [J]. Laser Journal, 2014, 35(11): 11-15. (in Chinese)

[12] 路向阳. 基于坐标变换的波传播控制及其分数阶 Fourier 分析[D]. 北京: 北京理工大学, 2014.
LU X Y. Wave Propagation Control based on Coordinate Transformation and Its Fractional Fourier Analysis [D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2014. (in Chinese)

[13] SHIH C C. Fraction Alization of Fourier Transform [J]. Optics Communications, 1995, 118(5/6): 495-498.

[14] 梅林,沙学军,冉启文,等. 四项加权分数 Fourier 变换在通信系统中的应用研究[J]. 中国科学: 信息科学, 2010, 40(5): 732-741.
MEI L, SHA X J, RAN Q W, et al. The Research on the Application of 4-WFRFT in Communication System [J]. Science in China Series F: Information Science, 2010, 40(5): 732-741. (in Chinese)

[15] MEI L, SHA X J, RAN Q W, et al. The Research on the Application of 4-WFRFT in Communication System [J]. Science in China Series F: Information Sciences, 2010, 53(6): 1251-1260.

[16] 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(自然科学版), 2011, 20(5): 361-366.
MEI L, SHA X J, ZHANG N T. The Secure Communication System based on Sigle/Multi-Parameter Weighted-Type Fractional Fourier Transform [J]. Journal of Yunnan University of Nationalities(Natural Sciences Edition), 2011, 20(5): 361-366. (in Chinese)

[17] 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.
MEI L. Weighted-Type Fractional Fourier Transform and Its Applications in Communication Systems [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2010. (in Chinese)

[18] 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 X Y, LIAN C. Method of Weighted Fourier Transform Domain Communication [J]. Systems Engineering and Electronica, 2015, 37(12): 2853-2859. (in Chinese)

[19] FANG X J, SHA X J, LI Y. MP-WFRFT and Constellation Scrambling Based Physical Layer Security System [J]. China Communications, 2016, 2: 138-145.