

基于乘性加扰的卫星信号遮蔽传输方案*

程若峻, 戴旭初, 李 辉[✉]
(中国科学技术大学 合肥 230026)

摘要: 针对卫星发送功率受限的情况, 提出了一种卫星信号遮蔽传输的新方案。在卫星上, 通过将待传输的业务信号与特别设计的非恒包络遮蔽信号相乘, 隐藏了原业务信号的时频域特征。在授权地面站, 利用遮蔽信号副本进行互相关时延估计并解遮蔽, 从而恢复原业务信号。该方案具有不增加卫星的传输功耗、星上遮蔽运算复杂度低、传输安全性强等特点。此外, 通过处理损耗、互信息等定量评价指标, 分析了遮蔽方案的遮蔽性能。仿真实验表明, 该遮蔽方案可以实现良好的时频域遮蔽效果。遮蔽后信号与原业务信号间的互信息结果表明: 遮蔽后信号与原业务信号间相关性很弱, 已基本掩盖原业务信号通信特征。在遮蔽信号与原业务信号带宽之比不小于 0.3、信噪比不小于 -4 dB 的条件下, 授权地面站解遮蔽的处理损耗可以控制在 1 dB 以内, 具有良好的实用价值。

关键词: 卫星通信传输; 乘性遮蔽通信; 时延估计

中图分类号: TN927+.2 文献标识码: A 文章编号: CN11-1780(2022)06-0039-08

DOI: 10.12347/j.ycyk.20220303001

引用格式: 程若峻, 戴旭初, 李辉. 基于乘性加扰的卫星信号遮蔽传输方案[J]. 遥测遥控, 2022, 43(6): 39-46.

Covert satellite signal transmission scheme based on multiplicative interference

CHENG Ruojun, DAI Xuchu, LI Hui

(University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China)

Abstract: In view of the limited transmission power of satellite, a new scheme of covert satellite signal transmission is proposed. On the satellite, the time-frequency domain characteristics of the original service signal are hidden by multiplying the service signal to be transmitted with the specially designed non-constant envelope masking signal. At the authorized ground station, the masking signal replica is used for cross-correlation time delay estimation and de-masking, so as to restore the original service signal. This scheme has the advantages of no increase in transmission power consumption, low complexity of on-board masking operation and strong transmission security. In addition, the covert performance of the scheme is analyzed through quantitative evaluation indexes such as processing loss and mutual information. Simulation results show that the masking scheme can achieve good masking effect in time-frequency domain. The mutual information between the masked signal and the original service signal shows that the correlation between the masked signal and the original service signal is very weak, and the communication characteristic of the original service signal has been basically covered. Under the condition that the ratio of the masking signal to the original service signal bandwidth is not less than 0.3, and the signal-to-noise ratio is not less than -4 dB, the processing loss of authorized ground station de-masking processing can be controlled within 1 dB, which has good practical value.

Key words: Satellite communication transmission; Multiplicative covert communication; Time delay estimation

DOI: 10.12347/j.ycyk.20220303001

Citation: CHENG Ruojun, DAI Xuchu, LI Hui. Covert satellite signal transmission scheme based on multiplicative interference[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2022, 43(6): 39-46.

*基金项目: 国家自然科学基金 (62171425)

[✉]通讯作者: 李辉 (myhlee@ustc.edu.cn)

收稿日期: 2022-03-03 收修改稿日期: 2022-04-28

引言

卫星通信一般指利用人造地球卫星作为中继站转发无线电波, 以实现两个或多个地球站之间的通信^[1]。卫星通信具有长距离无线传输和大规模业务覆盖的特点, 信号容易被窃听方截获和干扰。在某些特定服务中, 为了通信安全, 有必要在卫星转发信号前, 对待传输信号进行相应的遮蔽处理^[2]。

1986 年, LEE 等人正式提出了遮蔽通信系统 CCS (Covert Communication System) 的概念^[3], 指出遮蔽通信是防止未经授权的窃听者在通信传输中获得有用信息流的技术。遮蔽通信也被叫作隐蔽通信、波形搭载通信、重叠通信等。与传统的数据加密通信相比, 遮蔽通信更注重隐藏受保护信号的通信特征^[4], 以实现低截获概率和低检测概率。卫星通信除了考虑传输的安全性外, 还需要合理分配和利用频带、发射功率等资源^[5]。大多数卫星系统主要由太阳能供电, 导致星上的发射功率受限。另一方面, 卫星上的硬件资源相对固定, 且调整和更换的成本太大, 这限制了星上通信系统的计算能力。目前遮蔽通信方法主要包括四类。

① 扩频技术。扩频技术通过扩展频谱来达到隐藏原信号的效果^[6,7]。业界往往采用扩频与其他方法联合设计的方式实现遮蔽通信^[8]。然而, 扩频并不适用于模拟系统, 针对扩频的截获技术也相对成熟, 且扩频后系统占用了大量的频带资源。

② 信道辅助增强技术, 包括波束成形^[9]、中继伪装技术等。迫零波束成形技术通过让发射信号位于非授权方的零空间来防止非授权方侦测到传输信号。中继伪装则针对可能存在的非授权窃听方, 人为预设假目标与假基站等, 干扰非授权地面站。波束成形需要对信道状态信息有一定的了解, 而中继伪装则增加了系统架构的复杂性和额外的设计成本。

③ 加性干扰方法。添加一个加性干扰信号遮蔽原始信号, 如成对载波多址 PCMA (Paired Carrier Multiple Access)^[10]、人工噪声技术^[11]等。在对称 PCMA 中, 星上发送功率加倍; 人工噪声添加的大噪声分量也增加了星上的发送功率。

④ 变换域通信系统技术。变换域技术将信号映射到频域、空域、能量域和其他变换域处理, 以实现信号的遮蔽^[12-14]。但变换域通信处理的复杂度高, 且需要合理设计和调整基函数。

考虑到卫星通信的隐蔽性、星上发射功率及计算资源受限等因素, 设计一种不增加额外功耗、具有低复杂度和良好遮蔽性能的卫星信号遮蔽传输方案显得尤为重要。本文提出了一种基于乘性加扰的卫星信号遮蔽传输的新方案, 并给出了相应的评估指标和仿真实验结果。

1 卫星通信信号的乘性遮蔽与解遮蔽方案

为了不增加卫星的发送功率, 可以采用乘性遮蔽方案。图 1 展示了乘性加扰的卫星信号遮蔽传输模型。在卫星上将业务信号与遮蔽信号相乘后转发, 改变了业务信号的时频域分布; 在授权地面站, 利用预置的遮蔽信号副本估计传输时延并解遮蔽, 最终恢复得到业务信号。卫星通信信号的遮蔽传输应确保授权地面站由接收到的信号成功恢复出业务信号, 同时非授权地面站无法由接收到的信号获取业务信号的有效通信信息。这一安全传输实现的保证是授权地面站已知遮蔽方案和遮蔽信号的副本, 而非授权地面站没有遮蔽处理的任何先验信息。

1.1 星上遮蔽处理方案

用 $s(t) = s_r(t) + js_i(t)$, $m(t) = m_r(t) + jm_i(t)$ 分别表

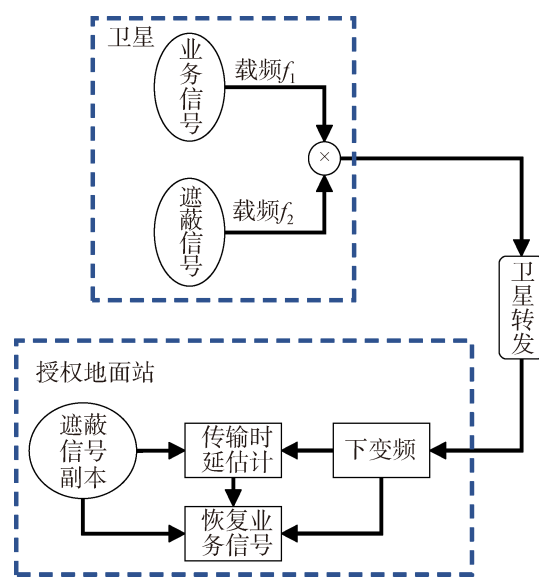


图 1 乘性加扰的卫星信号遮蔽传输模型
Fig. 1 Satellite signal covert transmission model with multiplicative interference

示待传输的业务信号与遮蔽信号（基带信号）， j 为虚数单位。经过射频调制和乘性遮蔽处理，卫星发射的射频信号 $x(t)$ 和地面站接收到的信号 $y(t)$ 可分别表示为

$$x(t) = \Re\left(s(t)m(t)e^{j2\pi(f_1+f_2)t}\right) \quad (1)$$

$$y(t) = \gamma x(t - \tau) + v(t) \quad (2)$$

式中， γ 、 $v(t)$ 、 τ 、 f_1 、 f_2 分别表示信道衰减因子、加性高斯白噪声、传输时延、业务信号载频频点和遮蔽信号载频频点， $\Re(\cdot)$ 表示取实部运算。用 B_s 和 B_m 分别表示信号 $s(t)$ 和 $m(t)$ 的带宽，遮蔽后的信号 $x(t)$ 的载频频点和带宽分别为 $(f_1 + f_2)$ 和 $(B_s + B_m)$ 。将遮蔽信号带宽与业务信号带宽的比值表示为 b

$$b = \frac{B_m}{B_s} \quad (3)$$

注意到 $s(t)$ 、 $m(t)$ 和 $v(t)$ 之间相互统计独立。由式 (1) 可以看出，卫星上的遮蔽操作仅需进行遮蔽信号与业务信号的一次模拟乘法运算，这对大多数卫星通信系统而言都是可接受的。

遮蔽信号的设计应保证实现良好的遮蔽效果（具有随机性），不增加星上的发送功率（具有单位功率），同时尽可能降低解遮蔽过程中的信号损失（幅值波动较小）。满足如上要求的遮蔽信号的一种可行设计如下

$$m_0(t) = \left(q(t)e^{j(Kp(t)+\varphi_0)}\right) * g(t) \quad (4)$$

式中， $*$ 为卷积运算， K 为调相灵敏度常数， $q(t)$ 是 $[1 - \delta_1, 1 + \delta_2]$ 上均匀分布的随机信号，其中 δ_1 和 δ_2 为两个小的正实数； $p(t)$ 是随机带限信号， φ_0 是初始相位， $g(t)$ 是低通滤波器的冲激响应。信号 $q(t)$ 为调相信号 $e^{j(Kp(t)+\varphi_0)}$ 的幅值增加了随机扰动，经过滤波器 $g(t)$ 可以更好的控制 $m_0(t)$ 的带宽。

对式 (4) 进行功率归一化后即得到最终的遮蔽信号

$$m(t) = \frac{m_0(t)}{\sqrt{P_{m_0}}} \quad (5)$$

式中， P_{m_0} 为 $m_0(t)$ 的平均功率。按式 (5) 设计的遮蔽信号 $m(t)$ 具有以下特征：① $m(t)$ 具有单位功率，且 $m(t)$ 带宽可由调相信号及低通滤波器调整；② $m(t)$ 的包络在 1 附近波动，相角在 $[-\pi, \pi]$ 上均匀分布。

这些特征可以确保执行遮蔽操作后不增加卫星上信号的发射功率，同时也不会像扩频技术那样占用远超过原业务信号带宽的频带资源。 $m(t)$ 的幅值包络在 $(1 - a_1)$ 和 $(1 + a_2)$ 之间，其中 a_1 和 a_2 都在 $(0, 1)$ 区间内。 a_1 和 a_2 应设计得足够小以降低解遮蔽过程中噪声 $v(t)$ 的影响。

1.2 地面站解遮蔽处理方案

存在由于星地相对运动引起的多普勒频偏时，将载波频偏值表示为 Δf ，则有

$$\Delta f = \frac{f_c}{c} \Delta v \quad (6)$$

式中， $f_c = f_1 + f_2$ 为载波频率， c 为真空中光速， Δv 为卫星速度在星地连线上的投影。此时授权地面站接收信号由式 (2) 改变为

$$y(t) = \gamma \Re\left(s(t - \tau)m(t - \tau)e^{j2\pi(f_1+f_2+\Delta f)(t-\tau)}\right) + v(t) \quad (7)$$

在授权地面站，首先通过正交下变频和滤波将信号转换到基带进行处理，即

$$y_1(t) = (y(t) \cos(2\pi(f_1 + f_2)t)) * g_1(t) \quad (8)$$

$$y_Q(t) = (-y(t) \sin(2\pi(f_1 + f_2)t)) * g_1(t) \quad (9)$$

式中， $g_1(t)$ 是通带在 $[0, (B_s + B_m)/2]$ 的低通滤波器的冲激响应， $y_1(t)$ 与 $y_Q(t)$ 分别为输出的同相和正交分量，可组合为基带复解析信号：

$$y_2(t) = 2(y_1(t) + jy_Q(t)) = \gamma s(t - \tau)m(t - \tau) \cos(2\pi\Delta f(t - \tau)) + v_1(t) \quad (10)$$

式中， $v_1(t)$ 为经式 (8)、式 (9) 处理后 $v(t)$ 的等效噪声。后续处理可采样后在基带进行，记 $s(t)$ 、 $m(t)$ 、

$y_2(t)$ 、 $x(t)$ 和 $v_1(t)$ 采样后的信号分别为 $s(n)$ 、 $m(n)$ 、 $y_2(n)$ 、 $x(n)$ 和 $v_1(n)$, 采样率为 f_s 。

为了估计传输时延 τ , 可经同态处理将乘性信号分解成独立的加性信号。通过将遮蔽信号设计成非恒包络的信号, 就可以仅利用幅值信息来估计时延。

$$y_3(n) = \lg|y_2(n)| \approx \lg|s(n-\tau)| + \lg|m(n-\tau)| + C \quad (11)$$

式中, C 为一常数。地面站的时延估计可由互相关峰值位置求得

$$\hat{\tau} = \arg \max_n \{R(y_3(n), \lg|m(n)|)\} \quad (12)$$

式中, $\hat{\tau}$ 表示估计的时延, $R(\cdot, \cdot)$ 表示互相关运算, 为了方便, 简记 $R(y_3(n), \lg|m(n)|)$ 为 $R_{y_3m}(n)$, 互相关函数可表示为:

$$R_{y_3m}(n) = R(y_3(n), \lg|m(n)|) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \lg|y_2(k)| \lg|m(k+n)| \quad (13)$$

由于频偏并未改变信号的幅值信息, 因而时延估计结果并不受频偏影响。为了进一步提升时延估计的准确度, 可采用抛物线拟合的方法^[15]。记 $R_{y_3m}(n)$ 的最大值为 R_0 , R_0 前后一点值分别为 R_{-1} 和 R_1 , 那么可认为通过 R_0 、 R_{-1} 和 R_1 三点的抛物线的最大值的位置 l 即为待估时延值 $\hat{\tau}$ 。由文献[15]可知, 该最大值位置可表示为:

$$l = \hat{\tau} = \arg \max_n \{R_{y_3m}(n)\} + \frac{1}{2} \frac{R_{-1} - R_1}{R_{-1} - 2R_0 + R_1} \quad (14)$$

记时延估计 TDE (Time Delay Estimation) 误差为 $\Delta\tau = |\tau - \hat{\tau}|$, 时延估计准确时, $\Delta\tau = 0$, 此时包含了幅值衰减的业务信号可由 $y_2(n)$ 和 $m(n)$ 得到:

$$s_c(n) = y_2(n) / m(n - \hat{\tau}) = \gamma s(n - \tau) \cos(2\pi\Delta f(n - \tau)) + v_2(n) \quad (15)$$

式中, $v_2(n) = \frac{v_1(n)}{m(n - \hat{\tau})}$ 。若将 Δf 视为短时间内不变的常量, 则对于 BPSK、QPSK 和 QAM 等调制的业务信号而言, 授权地面站可通过求 $s_c(n)$ 的四次方谱得到载频频偏的估计, 即:

$$\hat{\Delta f} = \frac{\arg \max \mathcal{F}(s_c^4(n))}{4} \quad (16)$$

式中, $\mathcal{F}(\cdot)$ 表示傅里叶运算。后续可通过变频去除频偏影响, 恢复得到业务信号

$$s_b(n) = 2 \left(s_c(n) \cos(2\pi\hat{\Delta f}(n - \tau)) \right) * g_2(n) \approx \gamma s(n - \tau) + v_3(n) \quad (17)$$

式中, $g_2(n)$ 为低通滤波器的冲激响应, $v_3(n)$ 为 $v_2(n)$ 经式 (17) 处理后的等效噪声。

2 评价指标

为了评价方案的可行性和遮蔽效果, 需要给出评价处理损耗和遮蔽效果的指标。

2.1 遮蔽效果

考虑如下的评价遮蔽效果的指标: 互信息 MI (Mutual Information) 和信息相关系数^[16]。在时域, 不同带宽的遮蔽信号其相角均可看成在 $[-\pi, \pi]$ 上均匀分布, 幅值在 $[1 - a_1, 1 + a_2]$ 上均匀分布, 因而不同带宽的遮蔽信号在时域星座图的伪装上的作用接近。为了进一步研究不同带宽遮蔽信号下的遮蔽效果, 下面将主要在频域对遮蔽方案进行分析评估。

记 $s(n)$ 与 $x(n)$ 的离散傅里叶变换分别为 $S(f)$ 与 $X(f)$, 则互信息的表达式为:

$$I(S(f); X(f)) = h(S(f)) + h(X(f)) - h(S(f), X(f)) \quad (18)$$

式中, $h(S(f))$ 和 $h(S(f), X(f))$ 分别表示 $S(f)$ 的微分熵以及 $S(f)$ 与 $X(f)$ 的联合微分熵。从信息论的角度看, 互信息代表着在给定一随机变量时另一随机变量不确定度的减少量。互信息为 0 表示 $S(f)$ 与 $X(f)$ 间互不相关。互信息值越小, 则比较对象间相关性越弱。然而, 直接对复值计算互信息是困难的。为了得到互信息值, 首先要将复值变量的微分熵转化为二维实值变量的微分熵, 以 $X(f)$ 的微分熵估计为例

$$h_c(X(f)) := h_{\mathbb{R}} \left(\begin{bmatrix} \Re(X(f)) \\ \Im(X(f)) \end{bmatrix} \right) \quad (19)$$

式中, \Im 为取虚部运算符。可由 k 近邻算法 kNN (k-nearest Neighbors Algorithm) 估计高维微分熵值^[17,18], 令 $X_1, \dots, X_N, N \geq 2$ 为 N 个 d 维独立同分布的 $X(f)$ 的样本, $\rho_{i,k}$ 为 X_i 和其第 k 个近邻间的欧氏距离 ($k \in \{1, \dots, N-1\}$), 则微分熵的估计值可表示为

$$h_{k,N} = d \ln \hat{\rho}_k + \ln(N-1) - \psi(k) + \ln c_1(d) \quad (20)$$

式中, $\psi(k)$, $\hat{\rho}_k$, $c_1(d)$ 表达式如下

$$\psi(k) = \int_0^{\infty} \left(\frac{e^{-t}}{t} - \frac{e^{-kt}}{1-e^{-t}} \right) dt \quad (21)$$

$$\hat{\rho}_k = \left(\prod_{i=1}^N \rho_{i,k} \right)^{1/N} \quad (22)$$

$$c_1(d) = \frac{2\pi^{d/2}}{d\Gamma(d/2)} \quad (23)$$

式 (21) 中, $\psi(k)$ 是 digamma 函数, $\Gamma(\cdot)$ 为 gamma 函数。联合微分熵可按高维微分熵类似处理。

当 $S(f)$ 与 $X(f)$ 完全相关时, 由式 (18) 定义的互信息值为无穷大。为了更好地评估遮蔽效果, 引入如下的信息相关系数指标

$$I_H = \sqrt{1 - e^{-2I(S(f); X(f))}} \quad (24)$$

I_H 在 0 和 1 之间, $S(f)$ 与 $X(f)$ 独立时 I_H 为 0, $S(f)$ 与 $X(f)$ 完全相关时 I_H 为 1。 I_H 值越小, 可认为非授权地面站能获取到关于业务信号的信息越少, 遮蔽效果越好。

2.2 处理损耗

信道衰减因子的估计值 $\hat{\gamma}$ 可由互相关峰值得出, 结合式 (15), 在高信噪比下

$$\max R(s_b(n), s(n)) \approx \max \sum_{k=-\infty}^{\infty} \gamma s'(k-\tau) s(k+n) = \gamma \sum_{k=-\infty}^{\infty} s'(k-\tau) s(k-\tau) \quad (25)$$

$$\max R(s(n), s(n)) = \max \sum_{k=-\infty}^{\infty} s'(k) s(k+n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s'(k) s(k) \quad (26)$$

$$\hat{\gamma} = \frac{\max \{R(s_b(n), s(n))\}}{\max \{R(s(n), s(n))\}} \quad (27)$$

式中, ' 表示取复共轭运算。去除信道衰减因子的影响, 得到

$$s_a(n) = s_b(n) / \hat{\gamma} \quad (28)$$

信号 $s_a(n)$ 与 $s(n)$ 之间的均方误差可表示为

$$e_1 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |s_a(i) - s(i-\hat{\tau})|^2 \quad (29)$$

式中, N 为采样点数。进一步地, 处理损耗可表示为

$$\varepsilon = 10 \lg \frac{P_s}{P_v} - 10 \lg \frac{P_s}{e_1} = SNR_1 - SNR_2 \quad (\text{单位: dB}) \quad (30)$$

式中, P_s 为业务信号的功率, P_v 为式 (10) 中等效噪声的功率, SNR_1 和 SNR_2 分别表示无遮蔽情况下和有遮蔽情况下地面站能够获得的信噪比。处理损耗越小, 表明为安全传输所付出的信号失真代价越小。

3 实验

本节首先验证了地面站解遮蔽算法的可行性, 讨论了遮蔽方案的遮蔽效果; 接着分析了时延估计误

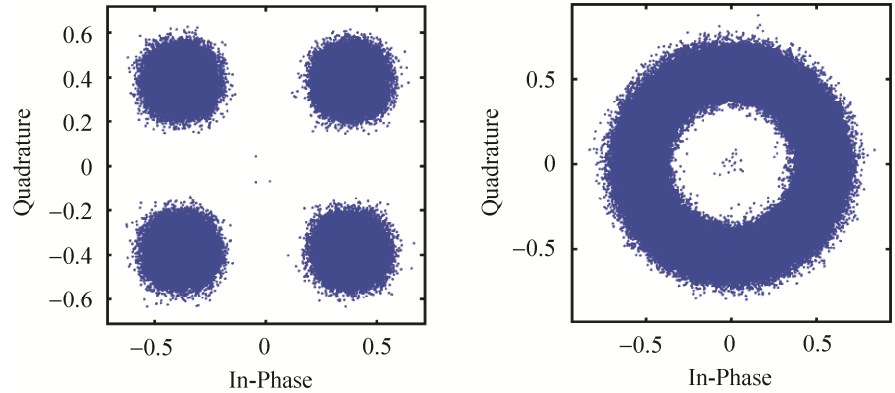
差的情况; 之后研究了遮蔽信号幅值波动大小对处理损耗的影响, 并分析给出了不同 SNR_1 和带宽比 b 下处理损耗的结果; 最后, 对遮蔽信号的实际设计提出了一些建议。

3.1 实验参数设置

不失一般性, 业务信号为 QPSK 调制的基带复信号, 成形滤波的滚降系数为 0.25, 采样速率 f_s 为 80 MHz, 采样点个数为 16 M, 波特率为 16 Mbps, 业务信号带宽为 20 MHz, 载波频率为 30 MHz, 遮蔽信号载波频率为 10 MHz, $\varphi_0 = 0$, $K = 8\pi$, 传输延迟设置为 10 ms, 信道衰减因子为 0.1, 多普勒效应引起的频偏为 20 kHz。

3.2 遮蔽效果

图 2 展示了初相为 $\pi/4$, 经 QPSK 调制和根升余弦滚降的业务信号遮蔽前后最佳采样点的星座图, 其中遮蔽信号幅值在 $[0.8, 1.2]$ 范围内波动, 带宽比为 0.3。由图 2 可知: 遮蔽后信号相比于原业务信号在相位上产生了旋转, 改变了星座点的分布, 将其由原先集中分布在四个相位转变成了全相位的圆环形分布。在幅值上, 受遮蔽信号幅值影响, 遮蔽后信号



(a) QPSK 信号星座图 (b) 遮蔽后信号星座图
(a) Constellation of QPSK signal (b) Constellation of masked signal

图 2 遮蔽前后信号最佳采样点星座图

Fig. 2 Constellation diagram of signal optimal sampling points before and after masking

相比于原信号幅度上也有改变。对于非授权地面站而言, 接收信号已丧失相移键控的基本特征。

图 3 展示了不同带宽比下 $S(f)$ 和 $X(f)$ 间的 I_H 值及互信息值, 实验的 Monte Carlo 次数为 2 000。 I_H 和互信息均随遮蔽信号带宽的增加而减小, 且随着带宽比 b 增大, I_H 和互信息的增长速度均有所减缓, 仿真结果表明: 宽带遮蔽信号将更好地遮蔽业务信号的有用信息。从数值结果上来看, 互信息从 $b = 0.01$ 到 $b = 0.1$ 下降了约 50%, 由 $b = 0.1$ 到 $b = 0.3$ 下降了约 25%; 这一表现在 I_H 值上体现为从 $b = 0.01$ 到 $b = 0.1$ 下降了约 10%, 由 $b = 0.1$ 到 $b = 0.3$ 下降了约 15%, 在 $b > 0.3$ 之后继续增加遮蔽信号带宽带来的遮蔽收益并不明显。由互信息和 I_H 值表明: 在宽带遮蔽信号下, 非授权地面站通过遮蔽后信号的频谱获取到关于业务信号的频谱的信息量十分有限。指标 I_H 可以为不同遮蔽信号之间的遮蔽效果的比较评估提供定量标准。

3.3 时延估计误差

时延估计失准的情况下, 会使得式 (15) 中 $y_2(n)$ 与 $m(n - \hat{\tau})$ 的除法错位, 进而得到错误的解遮蔽信号, 导致处理损耗的增加。表 1 是不同 SNR_1 和带宽比 b 下时延估计误差 $\Delta\tau$ 的值。表 2 则是相同条件下估计误差的方差值。实验的蒙特卡洛次数为 2 000。

实验中, 遮蔽信号的幅值设定在 0.8~1.2 之间。由表 1 和表 2 可得出, 互相关时延估计误差随 SNR_1 和带宽比 b 的提升而下降。宽带遮蔽信号相比于窄带遮蔽信号, $\Delta\tau$ 会有所减小。带宽比在 $[0.2, 0.5]$ 、 SNR_1 在 $[-4 \text{ dB}, 4 \text{ dB}]$ 范围内时, 平均时延估计误差均小于一个采样间隔 $1/f_s$ 。

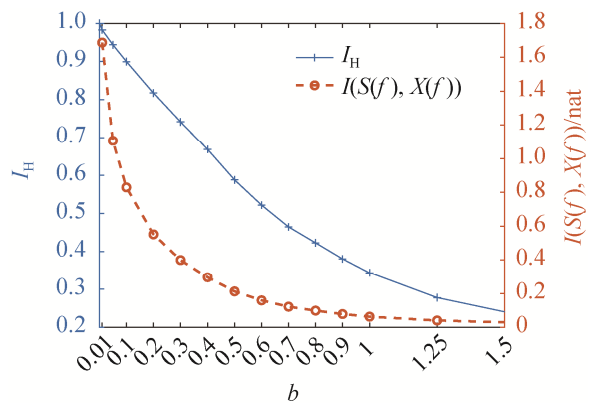


图 3 遮蔽性能评价指标 I_H

Fig. 3 Evaluation index of covert effect I_H

表 1 不同 SNR_1 和带宽比下 $\Delta\tau$ 时延估计误差

Table 1 TDE error under different SNR_1 and b

time delay estimation error/(1/ f_s)	bandwidth Ratio b				
	0.2	0.3	0.4	0.5	
-4	0.377 3	0.285 0	0.170 3	0.144 4	
-2	0.324 9	0.185 2	0.126 0	0.091 6	
SNR_1 /dB	0	0.203 6	0.132 7	0.100 2	0.084 6
	2	0.168 4	0.122 8	0.092 3	0.063 9
	4	0.150 3	0.102 6	0.075 0	0.062 8

表 2 不同 SNR_1 和带宽比下 $\Delta\tau$ 的方差

Table 2 Variance of $\Delta\tau$ under different SNR_1 and b

variance of $\Delta\tau$	bandwidth Ratio b				
	0.2	0.3	0.4	0.5	
-4	0.084 0	0.043 9	0.015 8	0.014 1	
-2	0.058 5	0.018 7	0.010 8	0.006 6	
SNR_1 /dB	0	0.025 7	0.011 0	0.005 4	0.006 1
	2	0.013 8	0.008 3	0.004 1	0.002 3
	4	0.011 7	0.007 8	0.003 8	0.001 9

3.4 处理损耗

影响处理损耗的主要因素是遮蔽信号振幅波动大小、噪声水平和遮蔽信号带宽。

3.4.1 遮蔽信号幅值波动对处理损耗的影响

将 b 设置为 0.5，信道信噪比 SNR_1 设为 15 dB。图 4 所示为不同遮蔽信号振幅波动范围下处理损耗的实验结果。遮蔽信号的幅度范围用 $(1 \pm a)$ 表示，其中 $a \in \{0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9\}$ 。将 2 000 次独立实验的结果取平均值，得到各组实验结果。遮蔽信号振幅波动对处理损耗的影响较为明显。 a 越接近 1，处理损耗越大。 $a > 0.8$ 后，处理损耗超过 1 dB。造成这一现象的原因是在地面站的解遮蔽过程中，当遮蔽信号的包络值小于 1 时，噪声会被放大。

3.4.2 遮蔽信号带宽和噪声水平对处理损耗的影响

表 3 为与表 1 同样实验环境下，噪声水平和遮蔽信号带宽对处理损耗的影响。在信噪比不低于 -4 dB，带宽比不小于 0.2 时，频偏可以被准确估计。对照表 1，处理损耗与时延估计误差随带宽比 b 和 SNR_1 的变化有相似的发展趋势。当遮蔽信号带宽过窄（例如 $b = 0.2$ ）时，通过互相关求得的时延估计误差偏大，进而使得处理损耗相应增加。遮蔽信号带宽较小（ $b < 0.3$ ）时，处理损耗随 SNR_1 和带宽比 b 的增大有下降的趋势。遮蔽信号带宽较大（ $b > 0.2$ ）、信噪比 SNR_1 不小于 0 dB 时，处理损耗基本稳定在 0.06 dB 上下，受 SNR_1 的影响较小。通过合理设计遮蔽信号的幅值波动，可以降低处理损耗对噪声的敏感性。

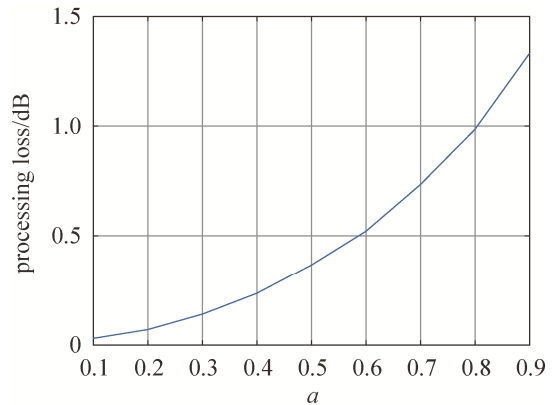


图 4 不同遮蔽信号幅值波动下的处理损耗
Fig. 4 Processing loss under different amplitude fluctuation of masking signal

表 3 不同 SNR_1 和带宽比下处理损耗

Table 3 Processing loss under different SNR_1 and b

processing loss/dB	bandwidth ratio b				
	0.2	0.3	0.4	0.5	
-4	1.140 0	0.736 6	0.177 0	0.135 9	
-2	1.282 0	0.270 3	0.112 5	0.108 0	
SNR_1 /dB	0	0.401 7	0.057 7	0.059 5	0.056 8
	2	0.146 5	0.057 6	0.057 0	0.056 7
	4	0.061 5	0.057 1	0.057 5	0.055 3

根据上述实验结果，在实际应用过程中，频带资源充分的条件下，宽带遮蔽信号优于窄带遮蔽信号。考虑到遮蔽效果和互相关时延估计的准确度，带宽比 b 不宜小于 0.3。遮蔽信号的包络波动控制在 0.8 至 1.2 之间，可以满足大多数应用要求。

4 结束语

本文提出了一种适用于星上发送功率受限的卫星通信系统的遮蔽和解遮蔽方案。在卫星上，将原业务信号与具有随机均匀相位分布的遮蔽信号相乘，降低了业务信号被非授权方检测的可能性。在地面站，利用遮蔽信号副本估计时延，并解遮蔽得到原业务信号。仿真结果表明，当遮蔽信号带宽与业务信号带宽之比大于 0.3，且遮蔽信号幅值波动在 [0.8, 1.2] 范围内时，处理损耗可控制在 1 dB 以下。

参考文献

- [1] 潘申富. 宽带卫星通信技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2015.
- [2] 达新宇. 卫星隐蔽通信技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2020.
- [3] LEE W C. Covert communication system: U.S. Patent 4,607,375[P]. 1986-08-19.
- [4] POOR H V, SCHAEFER R F. Wireless physical layer security[J]. Proceedings of the National Academy of Sciences, 2017, 114(1): 19–26.
- [5] LI J, HAN S, TAI X, et al. Physical layer security enhancement for satellite communication among similar channels : Relay selection and power allocation[J]. IEEE Systems Journal, 2020, 14(1): 433–444.
- [6] AKCAN G, ÇEK M E. Direct sequence spread-spectrum based covert communication using random pulse width modulation[C]//2019 27th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2019: 1–4.
- [7] 张邦宁, 张健, 郭道省. 应用 DS 扩频信号的卫星重叠通信研究[J]. 通信学报, 2005, 26(5): 57–62.
ZHANG Bangning, ZHANG Jian, GUO Daosheng. Overlay communication based on satellite with DSSS signal[J]. Journal on Communications, 2005, 26(5): 57–62.
- [8] 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(z2): 158–161.
LIAN Chen, DA Xinyu, ZHANG Yapu. Novel algorithm of satellite covert communication based on chaotic spread spectrum modulation[J]. Computer Science, 2014, 41(z2): 158–161.
- [9] FOROUZESH M, AZMI P, MOKARI N, et al. Covert communication using null space and 3D beamforming: uncertainty of willie’s location information[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(8): 8568–8576.
- [10] CHEN C, SONG L. Secure communications in hybrid cooperative satellite-terrestrial networks[C]//2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2018: 1–5.
- [11] SOLTANI R, GOECKEL D, TOWSLEY D, et al. Covert wireless communication with artificial noise generation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(11): 7252–7267.
- [12] FANG X J, SHA X J, LI Y. MP-WFRFT and constellation scrambling based physical layer security system[J]. China Communications, 2016, 13(2): 138–145.
- [13] 谢铁城, 达新宇, 褚振勇, 等. 一种基于变换域通信系统的卫星隐蔽通信系统[J]. 信息与控制, 2014, 43(5): 524–528.
XIE Tiecheng, DA Xinyu, CHU Zhenyong, et al. Satellite covert communication system based on the transform domain communication system[J]. Information and Control, 2014, 43(5): 524–528.
- [14] 桑之昂, 刘亚南, 刘子威, 等. 基于 WFRFT 的卫星信号掩盖方法研究[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(1): 339–345.
SANG Zhiang, LIU Ya’nan, LIU Ziwei, et al. Research on satellite concealment communication method based on WFRFT[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(1): 339–345.
- [15] 秦芳远, 杨小燕, 叶佳宁. 基于抛物线插值的分数时延估计算法[J]. 信息通信, 2015(5): 285–287.
QIN Fangyuan, YANG Xiaoyan, YE Jianing. Fractional delay estimation algorithm based on parabolic interpolation method[J]. Information & Communications, 2015(5): 285–287.
- [16] DIONISIO A, MENEZES R, MENDES D A. Mutual information: a measure of dependency for nonlinear time series[J]. Physica A: Statistical Mechanics and its Applications, 2004, 344(1): 326–329.
- [17] GORIA M N, LEONENKO N N, MERGEL V V, et al. A new class of random vector entropy estimators and its applications in testing statistical hypotheses[J]. Journal of Nonparametric Statistics, 2005, 17(3): 277–297.
- [18] SZABÓ Z. Information theoretical estimators toolbox[J]. The Journal of Machine Learning Research, 2014, 15(1): 283–287.

[作者简介]

程若峻 1997 年生, 硕士研究生, 主要研究方向为通信信号处理。

戴旭初 1963 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为宽带无线通信系统关键技术和盲自适应信号处理。

李 辉 1969 年生, 博士, 副教授, 主要研究方向为通信信号处理、无线网络和分子通信理论。

(本文编辑: 傅 杰)