

# 一种MS-TMA卫星安全通信策略与其性能分析

朱银霞<sup>1</sup>, 张 剑<sup>1</sup>, 张邦宁<sup>1</sup>, 郭道省<sup>1</sup>, 程 剑<sup>2</sup>

(1. 中国人民解放军陆军工程大学通信工程学院, 南京 210007; 2. 南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京 211106)

**摘要:** 随着5G、6G通信的发展, 能够提供全球无缝覆盖能力的卫星通信成为了不可或缺的重要角色。而鉴于卫星通信开放的信道特性, 卫星通信的安全性受到越来越多的重视, 尤其是国防和军事通信对卫星安全通信的需求更加强烈。文中基于多星与终端多天线(Multi-satellite and terminal multi-antenna, MS-TMA)收发的卫星通信系统的架构, 从隐蔽安全通信的理论出发, 提出了一种卫星安全通信策略, 并对其安全通信性能进行了理论分析与仿真, 研究成果对卫星安全通信理论的推进和应用发展具有重要的参考价值。

**关键词:** 卫星通信; 安全通信; 多星; 策略; 性能分析

**中图分类号:** TN92

**文献标志码:** A

## A Satellite Secure Communication Strategy and Performance Analysis with Multi-satellite and Terminal Multi-antenna

ZHU Yinxia<sup>1</sup>, ZHANG Jian<sup>1</sup>, ZHANG Bangning<sup>1</sup>, GUO Daoxing<sup>1</sup>, CHENG Jian<sup>2</sup>

(1. College of Communications Engineering, Army Engineering University of PLA, Nanjing 210007, China; 2. College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 211106, China)

**Abstract:** With the development of 5G and 6G communications, satellite communication, which can provide the global seamless coverage capability, has become an indispensable and important role. In view of the open channel characteristics of satellite communication, the security of satellite communication has been paid more and more attention, especially the demand for satellite secure communication in national defense and military communication. Based on the architecture of the multi-satellite and terminal multi-antenna (MS-TMA) satellite communication system, from the physical layer of security and covert communication theory, a satellite covert communication strategy is put forward. Theoretical analysis and simulations validate the secure communication performance of the approach. The findings offer significant insights for advancing satellite secure communication theory and the practical applications.

**Key words:** satellite communication; secure communication; multi-satellite; strategy; performance analysis

## 引 言

卫星通信具有覆盖范围广、通信容量大且不易受陆地灾害影响等优点。相较于地面通信网, 卫星通信网具有更强的稳定性和安全性, 非常适合作为地面通信网的补充。目前, 卫星通信已在教育、导

航、应急救援和军事等领域得到了广泛应用。随着5G、6G移动通信的发展,信息传输已经深深影响到国家利益及国计民生的方方面面,特别是具备全球无缝覆盖能力的卫星通信,更是成为了不可或缺的重要角色<sup>[1-3]</sup>。然而,鉴于卫星通信信道的开放特性,其安全性受到越来越多的关注,各种加密方法不断涌现。与此同时,随着计算能力的不断提升,传统的以应用层信息加密为基础的安全措施面临着严峻挑战<sup>[4-6]</sup>。在当前卫星通信发展的背景下,卫星隐蔽通信技术通过物理层信号设计实现低概率检测(Low probability detection, LPD)与低概率截获(Low probability of intercept, LPI),已成为提升通信安全性的关键研究方向。该技术致力于通过隐蔽通信手段,增强卫星通信的隐蔽性和安全性。从而有效应对通信安全面临的挑战<sup>[7-11]</sup>。隐蔽通信技术的研究始于20世纪,研究人员早期主要通过短帧突发通信和扩频(Spread spectrum, SS)技术来提升通信的隐蔽性。SS技术主要包括直接序列扩频(Direct sequence spread spectrum, DSSS)和跳频扩频(Frequency hopping spread spectrum, FHSS),其核心原理是通过扩展信号的带宽来降低功率谱密度,从而增强通信的隐蔽性。然而,随着通信侦察技术的不断进步,以SS技术为基础的传统隐蔽通信逐渐暴露出其局限性。窃听者能够利用频谱分析和能量检测等手段有效识别和定位通信信号,这使得传统扩频技术已显不足<sup>[12-14]</sup>。

近年来,学术界围绕卫星隐蔽通信的关键技术展开了多维探索<sup>[15-16]</sup>。SEDAGHATNEJAD<sup>[17]</sup>等提出基于混沌序列的扩频技术,通过非线性动力学特性生成伪随机码,显著提升了抗截获性能。Dai等<sup>[18]</sup>分析了无线隐蔽通信的系统模型和主要能力要素,总结了噪声式隐蔽信道容量的理论以及链路层、编码层、调制层和信号层中无线隐蔽通信技术的研究进展。Cao等<sup>[19]</sup>提出一种基于星座图拟形调制的无线隐蔽信道,发送方利用星座图拟形调制技术实现了更好的隐蔽性与可靠性。Sang等<sup>[20]</sup>提出了一种基于加权类分数傅里叶变换的卫星重叠通信方法来提高卫星通信的安全性能。Xiao等<sup>[21]</sup>构建了多窃听场景下的卫星通信系统安全性能分析框架,推导出多窃听策略下的平均安全容量和安全中断概率的解析表达式。An等<sup>[22]</sup>从无线信号能量弥散出发,提出了一种时-频-空多维域能量弥散的隐蔽通信模型,通过多域联合优化提升隐蔽性。以上文献主要是针对单星单天线场景,随着星座系统的广泛应用,多星协同架构下的安全传输已引起关注。Wang等<sup>[23]</sup>提出了面向双层卫星网络的鲁棒安全波束成形算法,该算法通过优化发射功率抑制窃听概率,有效解决了多层卫星网络的物理层安全传输问题,为本文的多星协同安全设计提供了理论基础。然而,该方案仍需预先获取窃听者的部分信道状态信息,这在实际复杂卫星环境中往往难以满足。

本文针对卫星通信的安全性问题,提出了一种不依赖窃听者信道状态信息的多星与终端多天线(Multi-satellite and terminal multi-antenna, MS-TMA)联合的卫星安全通信架构与策略。该策略通过多域能量扩散(空域、频域、码域)机制提升安全性。本文理论推导了卫星颗数 $M$ 与终端天线数 $N$ 间的最优配置关系,对卫星安全通信性能进行了深入的理论与仿真研究,验证了所提安全策略的有效性。

## 1 MS-TMA卫星安全通信系统模型

本文设计的典型军事应用场景如图1所示,通信方人员携带小型多天线卫星通信终端Bob,需与后方指挥机构的信关站进行信息传输,此时的通信链路是信关站发送信号,被多颗卫星(Alice系列)接收,卫星转发后,最终由终端Bob接收,Bob在接收卫星信号时,其附近的窃听者Willie可能接收到卫星转发的信关站信号。本文考虑一种窃听风险最大的严苛场景,假定窃听地球站Willie与Bob的距离很近,窃听者Willie和通信方Bob接收到的信号强度相当,且Willie和Bob的位置固定。

根据文献[22]的研究结论,将信号的能量通过不同维度进行扩散,有助于提高安全通信性能。本文提出一种MS-TMA的卫星安全通信策略,在前向链路,信关站通过多副天线分别使用不同扩频码发

送信号,每副天线对准一颗卫星,通过多颗卫星转发信关站的信号,用户Bob配置多副天线进行分集接收,并利用各卫星对应的特定扩频码区分和解调来自不同卫星的信号。该机制有效实现了较精准的相位捕获,进而补偿了对地静止轨道(Geostationary orbit, GEO)卫星星地链路时延差异导致的相位失配,实现多星信号的增益合并。这样,信关站的信号能量通过空间和扩频码域进行了扩散,提高了卫星安全通信的性能。MS-TMA的卫星安全通信系统模型如图1所示,包括一个信关站和若干用户终端,信关站配置 $M$ 副天线,每副天线指向不同的卫星。信关站与多颗卫星之间的链路由 $M$ 条单输入单输出(Single-input single-output, SISO)链路构成,每个用户终端配置 $N$ 副天线,能同时接收 $M$ 颗透明转发卫星的信号。空间段 $M$ 颗卫星与用户终端 $N$ 副天线间拥有 $M \times N$ 条电波传播通道,形成 $M \times N$ 条用户链路。

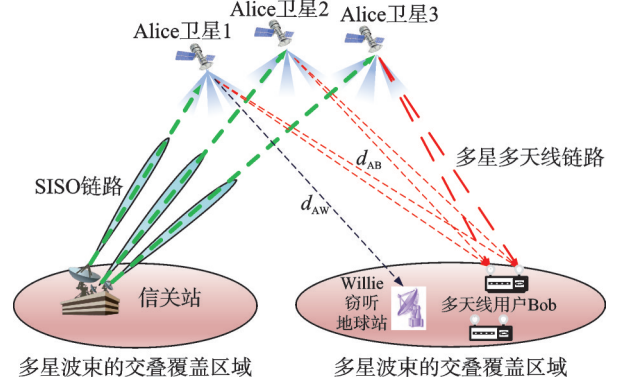


图1 MS-TMA 卫星安全通信系统模型

Fig.1 System model of MS-TMA satellite secure communication

模型中考虑发送信号经 $M$ 颗对地静止轨道卫星 Alice 透明转发后与多天线用户终端 Bob 进行通信,卫星波束为区域波束,主波束覆盖范围以外的区域辐射信号功率足够小,窃听器难以有效截获信号。假设窃听地球站 Willie 与用户终端 Bob 均在卫星波束覆盖范围内, $M$ 颗卫星 Alice 与 Bob 之间的距离为 $d_{AB}$ ,Bob 天线的最大辐射方向始终指向 Alice。设 Willie 与 Alice 的距离为 $d_{AW}$ 。

## 2 MS-TMA 卫星安全通信规模最优化分析

前向链路使用 $M$ 颗 Ku 波段卫星,用户终端使用宽波束天线同时接收 $M$ 颗卫星转发的下行信号。假设卫星以 $\theta_{\Delta}$ 等间隔排列,则能够覆盖 $M$ 颗卫星的用户终端半功率角<sup>[24]</sup>的最小值 $(M-1)\theta_{\Delta}$ ,即

$$\theta_{0.5} = \frac{70\lambda}{D} \geq (M-1)\theta_{\Delta} \quad (1)$$

式中: $\lambda$ 为信号波长, $D$ 为用户终端天线直径。

$M$ 颗卫星时,根据可见卫星数确定终端波束宽度,设 $M$ 颗卫星在用户终端接收天线的半功率角范围内,即

$$\frac{\lambda}{D} \geq \frac{\theta_{\Delta}}{70} (M-1) \quad (2)$$

则用户终端接收天线增益为<sup>[25]</sup>

$$G = \frac{4\pi A \eta}{\lambda^2} = \frac{\pi^2 D^2 \eta}{\lambda^2} \leq \frac{4900\pi^2 \eta}{\theta_{\Delta}^2 (M-1)^2} \quad (3)$$

式中 $\eta$ 为天线效率。以最大增益情况分析,式(3)取等号,即

$$G = \frac{4900\pi^2 \eta}{\theta_{\Delta}^2 (M-1)^2} \quad (4)$$

### 2.1 用户终端单天线接收场景

用户终端为单天线时,收单星和收多星,其终端天线波束宽度均不变,为满足机动通信的需求,终

端进行小型化设计,以 0.3 m Ku 波段天线为例,其半功率角  $\theta_{0.5} \approx 5^\circ$ ,若  $\theta_\Delta = 2^\circ$  则最多能接收 3 颗卫星的信号,若  $\theta_\Delta = 1.5^\circ$  则最多能接收 4 颗卫星的信号。

由半功率角的公式可知

$$\frac{\lambda}{D} = \frac{\theta_{0.5}}{70} \quad (5)$$

终端接收天线最大增益为

$$G_{\max} = \frac{\pi^2 D^2 \eta}{\lambda^2} = \frac{4900\pi^2 \eta}{\theta_{0.5}^2} \quad (6)$$

天线离轴角  $\theta_m$  方向的天线增益可以表示为<sup>[26-27]</sup>

$$\begin{cases} G_m = G_{\max M} \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2 = \frac{4900\pi^2 \eta}{\theta_{0.5M}^2} \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2 \\ u_m = \frac{2.07123 \sin \theta_m}{\sin \left( \frac{1}{2} \theta_{0.5M} \right)} \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $G_{\max M}$  为用户终端宽波束天线同时接收  $M$  颗卫星时最大辐射方向的接收天线增益;  $\theta_{0.5M}$  为同时接收  $M$  颗卫星的终端宽波束天线的半功率角。假设  $\theta_{0.5M} = (M-1)\theta_\Delta$ , 则

$$M = \left\lfloor \frac{\theta_{0.5M}}{\theta_\Delta} \right\rfloor + 1 \quad (8)$$

$$G_m = G_{\max M} \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2 = \frac{4900\pi^2 \eta}{[(M-1)\theta_\Delta]^2} \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2 \quad (9)$$

$$\theta_m = \begin{cases} 0 & m=1 \\ \theta_\Delta & m=2, 3 \\ \vdots & \text{当 } M \text{ 为奇数} \\ 0.5\theta_\Delta & m=1, 2 \\ 1.5\theta_\Delta & m=3, 4 \\ \vdots & \text{当 } M \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (10)$$

注意,当  $M$  为奇数时,  $G_1 = G_{\max M}$

假设信关站以单星转发时相同的发射功率向每一颗卫星发射信号,终端同时收到  $M$  颗卫星转发的信号。为实现空间分集增益最大化,针对卫星数量奇偶性设计了差异化的天线增益方向优化策略:当  $M$  为奇数时,终端天线的最大增益方向对准最中间卫星( $\theta_m = 0$ );当  $M$  为偶数时,则对准中间两颗卫星的正中间位置( $\theta_m = 0.5\theta_\Delta$ ),其余卫星的接收增益通过离轴角  $\theta_m$  (式(7~10))精确计算,在保证主卫星链路信噪比(Signal-to-noise ratio, SNR)优势的同时,通过分集链路的信号叠加提升安全性能。

此时,终端接收的信号功率为单星转发的  $K_1$  倍,  $K_1$  定义为终端宽波束天线接收多星转发的分集增益,表达式为

$$K_1 = \frac{\sum_{m=1}^M G_m}{G_{\max S}} \quad (11)$$

式中:  $G_{\max S}$  为终端宽波束天线接收单颗卫星时最大辐射方向的增益。此时终端波束天线的半功率角为  $\theta_{0.5S}$ , 则

$$G_{\max} = \frac{4\,900\pi^2\eta}{\theta_{0.5S}^2} \quad (12)$$

当  $M$  为偶数时

$$K_1 = \frac{\sum_{m=1}^M \frac{4\,900\pi^2\eta}{\theta_{0.5S}^2} \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2}{\frac{4\,900\pi^2\eta}{\theta_{0.5S}^2}} = \sum_{m=1}^M \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2 \quad (13)$$

当  $M$  为奇数时

$$K_1 = \frac{\frac{4\,900\pi^2\eta}{\theta_{0.5S}^2} + \sum_{m=2}^M \frac{4\,900\pi^2\eta}{\theta_{0.5S}^2} \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2}{\frac{4\,900\pi^2\eta}{\theta_{0.5S}^2}} = 1 + \sum_{m=2}^M \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2 \quad (14)$$

## 2.2 用户终端多天线接收场景

考虑用户终端多天线接收的情况,用户终端天线数为  $N$ ,假设天线总面积仍为  $0.3\text{ m}$  不变,根据天线增益的公式<sup>[24]</sup>,则多天线时每副天线的最大增益  $G_{\max N}$  变为单天线  $G_{\max S}$  的  $\frac{1}{N}$ ,半功率角  $\theta_{0.5N}$  变为单天线  $\theta_{0.5S}$  的  $N$  倍,即

$$\begin{cases} G_{\max N} = \frac{G_{\max S}}{N} = \frac{4\,900\pi^2\eta}{N\theta_{0.5S}^2} = \frac{4\,900\pi^2\eta N}{\theta_{0.5S}^2} \\ G_m = G_{\max N} \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2 = \frac{4\,900\pi^2\eta}{N\theta_{0.5S}^2} \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2 \end{cases} \quad (15)$$

定义终端多天线接收多星转发的分集增益为  $K_2$ ,则当  $M$  为偶数时

$$K_2 = N \frac{\sum_{m=1}^M \frac{4\,900\pi^2\eta}{N\theta_{0.5S}^2} \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2}{\frac{4\,900\pi^2\eta}{\theta_{0.5S}^2}} = \sum_{m=1}^M \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2 \quad (16)$$

当  $M$  为奇数时

$$K_2 = N \frac{\frac{4\,900\pi^2\eta}{N\theta_{0.5S}^2} + \sum_{m=2}^M \frac{4\,900\pi^2\eta}{N\theta_{0.5S}^2} \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2}{\frac{4\,900\pi^2\eta}{\theta_{0.5S}^2}} = 1 + \sum_{m=2}^M \left[ \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right]^2 \quad (17)$$

此时

$$u_m = \frac{2.071\,23\sin\theta_m}{\sin\left(\frac{1}{2}\theta_{0.5N}\right)} \quad (18)$$

通过分析可知,用户终端多天线时,接收  $M$  颗卫星转发的信号功率与接收单星转发信号的功率比值结果,与终端单天线接收时的表达式一致,但  $u_m$  不同。用户终端多天线时因每个天线的半功率角增大,可同时接收的卫星数增多。



取  $\theta_{\Delta}=1.5^{\circ}, 2^{\circ}, 2.5^{\circ}, 3^{\circ}, 3.5^{\circ}, 4^{\circ}$ , 得到  $K_2$ 、 $\Delta K$  与卫星数目及用户终端天线数之间的关系, 如图 2 和图 3 所示, 其中  $\Delta K$  为  $K_2$  随天线数增长的变化率, 卫星数为

$$M=\left\lceil \frac{\theta_{0.5} N}{\theta_{\Delta}} \right\rceil +1=\left\lceil \frac{N \theta_{0.5}}{\theta_{\Delta}} \right\rceil +1 \quad (19)$$

根据仿真图 2 和图 3 的结果可知, 当终端天线数量增加时, 多星多天线系统的接收功率与单星单天线系统相比的比值显著提升, 但不同天线配置下的增幅存在差异。进一步分析图 3 可知, 针对不同卫星间隔和天线数  $N$  的取值, 增益变化率呈现多个峰值。通过选取第 1 峰值作为最优解, 并结合式 (19) 的理论推导, 可确定终端天线数的合理配置范围。

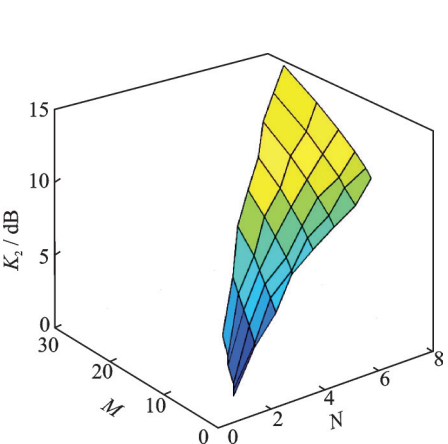


图2 不同卫星颗数 and 用户终端天线数条件下的  $K_2$  值 (0.3 m 单天线)

Fig.2  $K_2$  under different numbers of satellites and user terminal antennas (0.3 m single antenna)

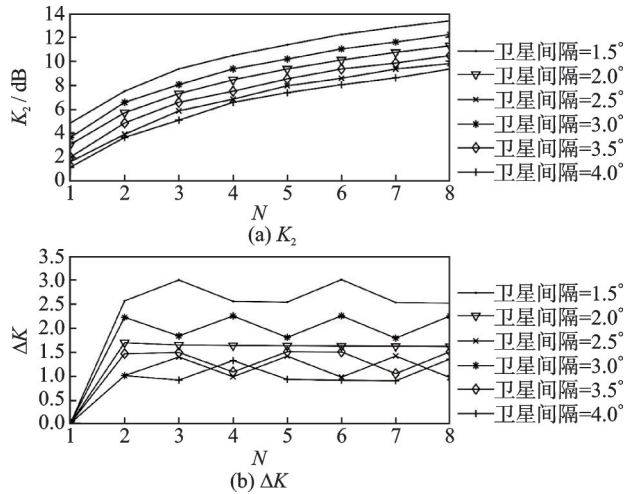


图3 不同用户终端天线数条件下的  $K_2$  和  $\Delta K$  值 (0.3 m 单天线)

Fig.3  $K_2$  and  $\Delta K$  under different numbers of user terminal antennas (0.3 m single antenna)

由以上分析可知, 以尺寸为 0.3 m 的 Ku 波段天线为例, 其单天线半功率角  $\theta_{0.5}=5^{\circ}$ , 若通过将天线切分为  $N$  副宽波束天线, 则一种最优的  $M \times N$  的 MS-TMA 结构为: 当卫星间隔  $\theta_{\Delta}$  为  $1.5^{\circ}$  时,  $11 \times 3$  最优, 此时, 需要的卫星数最少, 终端的天线数也最少, 但终端接收的功率传输增益最优; 同理, 当  $\theta_{\Delta}$  为  $2^{\circ}$  时,  $6 \times 2$  最优, 当  $\theta_{\Delta}$  为  $2.5^{\circ}$  时,  $5 \times 2$  最优, 当  $\theta_{\Delta}$  为  $3^{\circ}$  时,  $6 \times 3$  最优, 当  $\theta_{\Delta}$  为  $3.5^{\circ}$  时,  $5 \times 3$  最优, 当  $\theta_{\Delta}$  为  $4^{\circ}$  时,  $6 \times 4$  最优, 具体如表 1 所示。

表 1 不同卫星间隔优化的最小卫星数  $M$  和终端天线数  $N$  (0.3 m 单天线)

Table 1 Optimal minimum  $M$  and  $N$  under different satellite spacing (0.3 m single antenna)

$\theta_{\Delta}/(^{\circ})$	$M_{\min}$	$N$	$\theta_{\Delta}/(^{\circ})$	$M_{\min}$	$N$
1.5	11	3	3	6	3
2	6	2	3.5	5	3
2.5	5	2	4	6	4

同理可得到常用 0.45 m 天线的情况, 见图 4, 5。此时半功率角  $\theta_{0.5} \approx 3^{\circ}$ 。对于尺寸为 0.45 m 的 Ku 波段天线, 其最优的  $M \times N$  的 MS-TMA 结构为: 当卫星间隔  $\theta_{\Delta}$  为  $1.5^{\circ}$  时,  $5 \times 2$  最优, 当  $\theta_{\Delta}$  为  $2^{\circ}$  时,  $4 \times 2$  最优, 当  $\theta_{\Delta}$  为  $2.5^{\circ}$  时,  $3 \times 2$  最优, 当  $\theta_{\Delta}$  为  $3^{\circ}$  时,  $3 \times 2$  最优, 当  $\theta_{\Delta}$  为  $3.5^{\circ}$  时,  $3 \times 3$  最优, 当  $\theta_{\Delta}$  为  $4^{\circ}$  时,  $3 \times 3$  最优, 具体如表 2 所示。

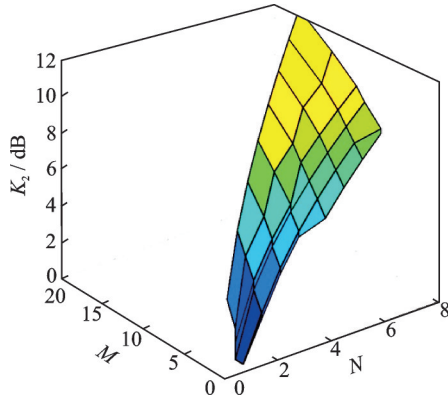


图4 不同卫星颗数和用户终端天线数条件下的  $K_2$  值 (0.45 m 单天线)

Fig.4  $K_2$  under different numbers of satellites and user terminal antennas (0.45 m single antenna)

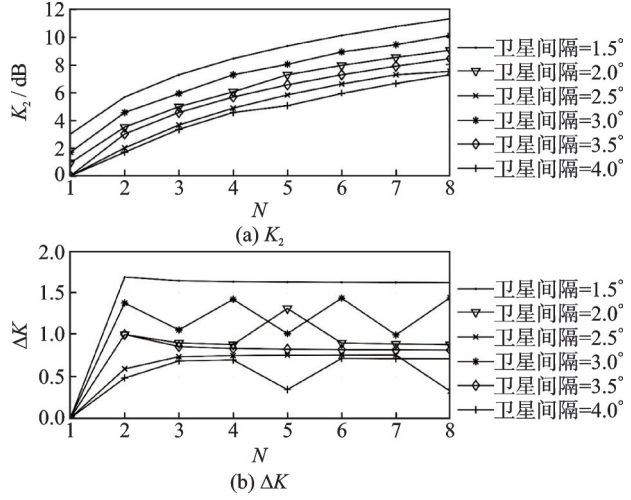


图5 不同用户终端天线数条件下的  $K_2$  和  $\Delta K$  值 (0.45 m 单天线)

Fig.5  $K_2$  and  $\Delta K$  under different numbers of user terminal antennas (0.45 m single antenna)

表2 不同卫星间隔优化的最小卫星数  $M$  和终端天线数  $N$  (0.45 m 单天线)

Table 2 Optimal minimum  $M$  and  $N$  under different satellite spacing (0.45 m single antenna)

$\theta_{\Delta}/(^{\circ})$	$M_{\min}$	$N$	$\theta_{\Delta}/(^{\circ})$	$M_{\min}$	$N$
1.5	5	2	3	3	2
2	4	2	3.5	3	3
2.5	3	2	4	3	3

上述分析针对前向链路,对于反向链路,用户终端多天线独立发送相同功率大小的信号,经  $M$  颗卫星转发至信关站接收,具有相同的适用性。

### 3 MS-TMA 安全通信系统安全性分析与仿真

#### 3.1 MS-TMA 安全通信系统安全性理论分析

根据卫星信号电波传播特性,当 Alice 给天线馈入的功率为  $P_t$  时,在不考虑对星误差和天线自身能量损失的情况下, Bob 在空间中任意一点处,天线接收到的功率为<sup>[22]</sup>

$$P_{\text{rB},i,j} = P_t G_{t,i,j} G_{\text{rB},i,j} \left( \frac{\lambda_i}{4\pi d_{\text{AB},i}} \right)^2 \quad (20)$$

式中:  $P_t$  为 Alice 通过第  $i$  颗卫星的天线馈线发射功率,  $G_{t,i,j}$  为 Alice 通过第  $i$  颗卫星的发射天线到 Bob 用户终端的第  $j$  个接收天线辐射方向的增益,  $G_{\text{rB},i,j}$  为 Bob 的第  $j$  个天线接收第  $i$  颗卫星的最大辐射方向增益,  $\lambda_i$  为所通过第  $i$  颗卫星传输电磁波的波长,  $d_{\text{AB},i}$  为 Alice 第  $i$  颗卫星和 Bob 用户终端之间的距离。

Bob 通过  $M \times N$  网络合并接收的功率为

$$P_{\text{rB}} = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N P_t G_{t,i,j} G_{\text{rB},i,j} \left( \frac{\lambda_i}{4\pi d_{\text{AB},i}} \right)^2 \quad (21)$$

忽略不同卫星天线与不同用户终端天线之间的收发差异,假设所有卫星的发射功率  $P_{t_i} = P_t$ ,  $G_{t,i,j} =$

$G_t, G_{rB_{ij}} = G_{rB}$ 。为简化分析,忽略不同对地静止轨道卫星 Alice 与 Bob 及 Willie 之间距离差异,即  $d_{AB_i} = d_{AB}, d_{AW_i} = d_{AW}$ ,则式(20)为

$$P_{rB} = P_t G_t G_{rB} \left( \frac{1}{4\pi d_{AB}} \right)^2 \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \lambda_i^2 \quad (22)$$

设 Bob 的单边噪声功率谱密度为  $n_B$ , 噪声带宽为  $B_n = \frac{2}{T_s}$ , 其中  $T_s$  为符号周期, 则 Bob 的接收信噪比为

$$\gamma_{AB} = \frac{P_{rB}}{n_B \cdot B_n} = \frac{P_{rB} T_s}{2n_B} = \frac{P_t G_t G_{rB} T_s}{32n_B \pi^2 d_{AB}^2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \lambda_i^2 \quad (23)$$

那么 Bob 的接收功率可以表示为

$$P_{rB} = \frac{2n_B}{T_s} \gamma_{AB} \quad (24)$$

相反,若 Bob 的接收信噪比为  $\gamma_{AB}$ , 则

$$P_t = \frac{32\gamma_{AB} n_B \pi^2 d_{AB}^2}{T_s G_t G_{rB} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \lambda_i^2} \quad (25)$$

Willie 采用单天线接收单颗卫星转发的信号,不失一般性,假设 Willie 接收的是第 1 颗卫星转发的信号,其接收功率为

$$P_{rw} = P_t G_t G_{rw} \left( \frac{\lambda_1}{4\pi d_{AW}} \right)^2 \quad (26)$$

根据式(25),可以得到

$$P_{rw} = \frac{2\gamma_{AB} n_B}{T_s} \frac{G_{rw}}{G_{rB}} \frac{d_{AB}^2}{d_{AW}^2} \frac{\lambda_1^2}{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \lambda_i^2} \quad (27)$$

假设 Willie 检测的时长为  $T_w = N_q T_c$ , 即  $N_q$  个码片周期  $T_c$ 。检测带宽为  $2\Delta f$ , 范围为  $(f_w - \Delta f, f_w + \Delta f)$ , 检测频差为  $f_w - f_c$  ( $f_w$  为 Willie 的检测中心频率,  $f_c$  为 Alice 发送信号中心频率),  $L$  为发送信号调制阶数。

Willie 接收的来自 Alice 的能量  $E_{AW}$  可以表示为

$$E_{AW} = \frac{\lambda_1^2}{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \lambda_i^2} \frac{T_w L \gamma_{AB} n_B}{8P_s T_c \log_2 L} \frac{G_{rw}}{G_{rB}} \frac{d_{AB}^2}{d_{AW}^2} \int_{f_w - \Delta f}^{f_w + \Delta f} \left\{ T_c \text{Sa}^2[T_c \pi(f - f_c)] + \delta(f - f_c) \right\} df \quad (28)$$

从式(28)可以看到,在单星单天线的特殊情况下,  $E_{AW} = \frac{T_w L \gamma_{AB} n_B}{8P_s T_c \log_2 L} \frac{G_{rw}}{G_{rB}} \frac{d_{AB}^2}{d_{AW}^2} \cdot \int_{f_w - \Delta f}^{f_w + \Delta f} \left\{ T_c \text{Sa}^2[T_c \pi(f - f_c)] + \delta(f - f_c) \right\} df$ 。也就是说,在 MS-TMA  $I \times J$  的通信模型下,Willie 接收的

来自 Alice 的能量  $E_{AW}$  与单星单天线接收的差异在于  $\frac{\lambda_1^2}{\sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J \lambda_i^2}$ 。为便于分析,假设每颗卫星转发的电磁



波频率近似,那么  $\frac{\lambda_1^2}{\sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J \lambda_i^2} \approx \frac{1}{M \times N}$ ,也就是说,在保证 Bob 的接收信噪比保持为  $\gamma_{AB}$  的情况下,

MS-TMA 卫星安全通信模型中,当每颗卫星转发的电磁波频率一致时,Willie 接收的来自 Alice 的能量  $E_{AW}$  近似等于单星时接收能量的  $\frac{1}{M \times N}$ 。

### 3.2 Willie 检测概率分析

以能量检测来分析 Willie 的检测概率  $P_D$ ,假设检测门限  $E_{th}$  设置为平均噪声能量  $2n_w \Delta f T_w$  ( $n_w$  为噪声的单边功率谱密度)。

(1) 当 Alice 没发送信号或远低于噪声能量  $E_N$  时,可以认为  $E_{AW} = 0$ 。此时,Willie 的检测概率可以表示为

$$P_D = P_r\{E_N > 2n_w \Delta f T_w\} \quad (29)$$

$E_N$  服从均值为  $2n_w \Delta f T_w$ , 方差为  $4n_w^2 \Delta f T_w$  的高斯分布; $\frac{E_N - 2n_w \Delta f T_w}{\sqrt{4n_w^2 \Delta f T_w}}$  服从均值为 0, 方差为 1 的标准高斯分布,可以将式(29)写成

$$P_D = P_r\left\{\frac{E_N - 2n_w \Delta f T_w}{2n_w \sqrt{\Delta f T_w}} > 0\right\} = \frac{1}{2} \quad (30)$$

(2) 当 Alice 发送信号不能忽略时,考虑  $E_{AW} > 0$

$$P_D = P_r\{E_{AW} + E_N > 2n_w \Delta f T_w\} = P_r\left\{\frac{E_N - 2n_w \Delta f T_w}{2n_w \sqrt{\Delta f T_w}} > -\frac{E_{AW}}{2n_w \sqrt{\Delta f T_w}}\right\} \quad (31)$$

式中  $E_{AW} = \frac{T_w L \gamma_{AB} n_B}{8P_S T_c \log_2 L} \frac{G_{rW}}{G_{rB}} \frac{d_{AB}^2}{d_{AW}^2} \int_{f_w - \Delta f}^{f_w + \Delta f} \left\{ T_c S a^2[T_c \pi(f - f_c)] + \delta(f - f_c) \right\} df$ 。

则

$$P_D = P_r\left\{\frac{E_N - 2n_w \Delta f T_w}{2n_w \sqrt{\Delta f T_w}} > -\sqrt{\frac{T_w}{\Delta f}} \frac{L \gamma_{AB}}{16P_S T_c \log_2 L} \frac{n_B}{n_w} \frac{G_{rW}}{G_{rB}} \frac{d_{AB}^2}{d_{AW}^2} \int_{f_w - \Delta f}^{f_w + \Delta f} \left\{ T_c S a^2[T_c \pi(f - f_c)] + \delta(f - f_c) \right\} df\right\} \quad (32)$$

式中  $\frac{E_N - 2n_w \Delta f T_w}{2n_w \sqrt{\Delta f T_w}}$  服从均值为 0, 方差为 1 的标准高斯分布,其分布函数为

$$P_r\{X > x\} = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (33)$$

因为  $\frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}}$  是偶函数,因此式(33)还可以写成

$$P_r\{X > x\} = \int_{-\infty}^{-x} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (34)$$

如果  $x < 0$ ,则式(33)可以写成

$$P_r\{X > x\} = \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt + \int_x^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{2} + \int_0^{-x} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (35)$$

$$\text{令 } \beta_k = \sqrt{\frac{T_w}{\Delta f}} \frac{L\gamma_{AB}}{16P_s T_c \log_2 L} \frac{n_B}{n_w} \frac{G_{rW}}{G_{rB}} \frac{d_{AB}^2}{d_{AW}^2} \int_{f_w - \Delta f}^{f_w + \Delta f} \left\{ T_c Sa^2[T_c \pi(f - f_c)] + \delta(f - f_c) \right\} df, \text{式(32)可以写成}$$

$$P_D = P_r \left\{ \frac{E_N - 2n_w \Delta f \Delta t}{2n_w \sqrt{\Delta f \Delta t}} > -\beta_k \right\} = \frac{1}{2} + \int_0^{\beta_k} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\beta_k} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (36)$$

从式(36)可以看出,  $\beta_k$  越大,  $P_D$  越大, 而  $\beta_k$  的大小与 Willie 的检测时长  $T_w$ , 调制阶数  $L$ , Bob 的接收信噪比  $\gamma_{AB}$ , Willie 和 Bob 各自与 Alice 的距离信道噪声和接收天线增益相关。同时, 也与 Willie 检测的中心频率  $f_w$  与 Alice 发送信号中心频率  $f_c$  的差异和检测的频带宽度  $\Delta f$  相关, 因  $Sa^2[T_c \pi(f - f_c)]$  能量主要集中在中心主瓣, 因此  $f_w$  和  $f_c$  差异会导致  $\beta_k$  的急剧下降,  $\Delta f$  如果无法覆盖  $Sa^2(\pi f T_c)$  的主瓣也会导致  $\beta_k$  下降, 同时, 检测频带范围如果不包括  $f_c$  频点,  $\delta(f - f_c)$  的积分为 0, 也会导致  $\beta_k$  下降。

因为  $t > 0$  时,  $e^{-\frac{t^2}{2}} < 1$ , 因此

$$P_D \leq \frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\beta_k} 1 dt = \frac{1}{2} + \frac{\beta_k}{\sqrt{2\pi}} \quad (37)$$

综合式(30, 37), 可以得到

$$\frac{1}{2} \leq P_D \leq \frac{1}{2} + \frac{\beta_k}{\sqrt{2\pi}} \quad (38)$$

### 3.3 MS-TMA 卫星安全通信性能仿真

#### (1) Willie 的能量检测

假设 Willie 的检测时长  $T_w = N_q T_c$ , 即  $N_q$  个码片周期,  $T_c$  为扩频码周期。检测带宽与检测带宽等效速率  $R_{cw}$  成正比, 后续分析检测带宽对检测性能的影响都使用检测带宽等效速率  $R_{cw}$ 。不同 SNR、不同检测频差 ( $f_{DF} = f_w - f_c$ ) 条件下, Willie 检测来自 Alice 的信号能量随  $N_q$  和  $R_{cw}$  变化, 即检测时长和检测带宽的变化, 仿真结果如图 6~9 所示。当检测频差  $f_{DF} = 0.2R_c$  时, 仿真结果如图 10~13 所示。由上述的仿真结果可以得到, Willie 检测的能量随着检测带宽和检测时长的增大而增大, 但是不同信噪比条件下, 增长的速度不同, 信噪比越高, 增长速度越快。因信噪比越高, 信号在检测能量中的占比越高, 对检测带宽和时长更加敏感。同时, 当检测带宽增大到一定程度 (两倍于扩频信号的带宽), 检测能量的增长率几乎为 0, 这是因为检测带宽增长到大于信号带宽后, 继续增大检测带宽, 能量的增长主要是噪声的能量, 对能量检测的贡献度弱, 故即使 Willie 的检测频带与信号频带有差异, 只要其检测带宽足够宽 (覆盖到信号带宽), 即能检测到较大的信号能量。

#### (2) Willie 的检测概率

当  $R_c = 153\,600$  c/s, 且同时 Willie 的检测门限设为噪声平均能量的条件下, 改变检测带宽、扩频比, 分析单星情况下, 其参数对 Willie 和 Bob 的检测性能的影响。

图 14 展示了在不同检测带宽等效速率  $R_{cw}$  下, 窃听者 Willie 的检测概率  $P_D$  随信噪比的变化关系。仿真参数设定为: 扩频码速率  $R_c = 153\,600$  c/s, 检测频差  $f_{DF} = 0$  (即 Willie 检测中心频率与信号中心频率一致)。检测概率随信噪比降低呈单调下降趋势,  $R_{cw}$  越小对应的  $P_D$  更低, 这表明限制检测带宽可有效降低窃听者的检测能力。

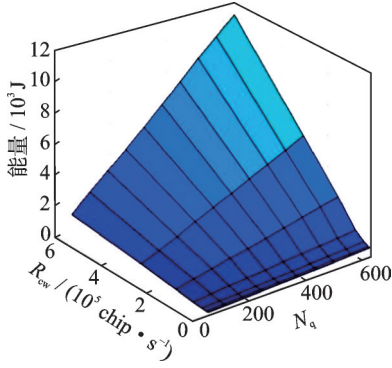


图6 检测能量与 $R_{cw}$ ,  $N_q$ 的关系  
( $f_{DF}=0$ , SNR=0 dB)

Fig.6 Relationship between detection energy,  $R_{cw}$  and  $N_q$  ( $f_{DF}=0$ , SNR=0 dB)

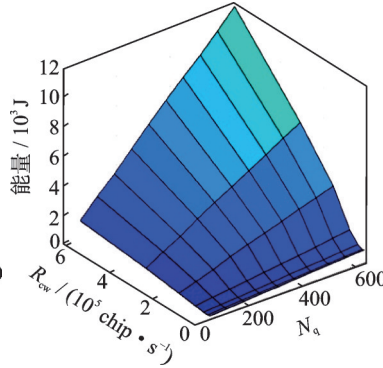


图7 检测能量与 $R_{cw}$ ,  $N_q$ 的关系  
( $f_{DF}=0$ , SNR=20 dB)

Fig.7 Relationship between detection energy,  $R_{cw}$  and  $N_q$  ( $f_{DF}=0$ , SNR=20 dB)

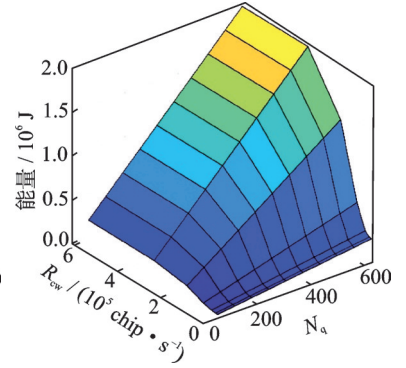
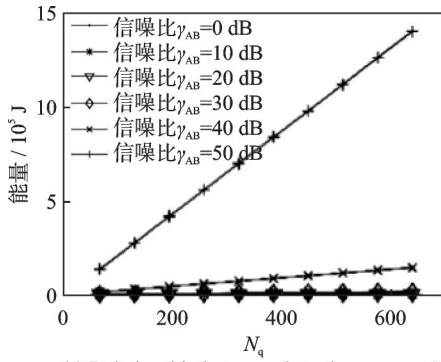
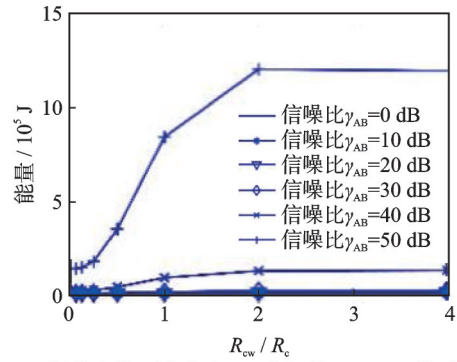


图8 检测能量与 $R_{cw}$ ,  $N_q$ 的关系  
( $f_{DF}=0$ , SNR=50 dB)

Fig.8 Relationship between detection energy,  $R_{cw}$  and  $N_q$  ( $f_{DF}=0$ , SNR=50 dB)



(a) Relationship between detection energy,  $N_q$



(b) Relationship between detection energy,  $R_{cw} / R_c$

图9 检测能量与 $N_q$ ,  $R_{cw}/R_c$ 的关系 ( $f_{DF}=0$ , 分别固定 $R_{cw}/R_c$ ,  $N_q$ )

Fig.9 Relationship between detection energy,  $N_q$  and  $R_{cw}/R_c$  ( $f_{DF}=0$ , fixed  $R_{cw}/R_c$  and  $N_q$  respectively)

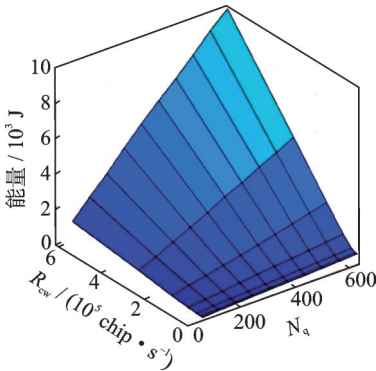


图10 检测能量与 $R_{cw}$ ,  $N_q$ 的关系  
( $f_{DF}=0.2 R_c$ , SNR=0 dB)

Fig.10 Relationship between detection energy,  $R_{cw}$  and  $N_q$  ( $f_{DF}=0.2 R_c$ , SNR=0 dB)

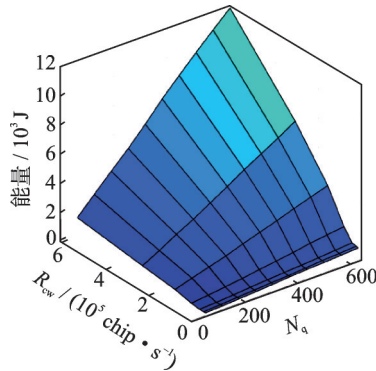


图11 检测能量与 $R_{cw}$ ,  $N_q$ 的关系  
( $f_{DF}=0.2 R_c$ , SNR=20 dB)

Fig.11 Relationship between detection energy,  $R_{cw}$  and  $N_q$  ( $f_{DF}=0.2 R_c$ , SNR=20 dB)

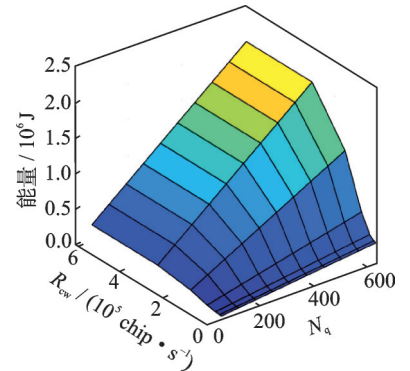


图12 检测能量与 $R_{cw}$ ,  $N_q$ 的关系  
( $f_{DF}=0.2 R_c$ , SNR=50 dB)

Fig.12 Relationship between detection energy,  $R_{cw}$  and  $N_q$  ( $f_{DF}=0.2 R_c$ , SNR=50 dB)

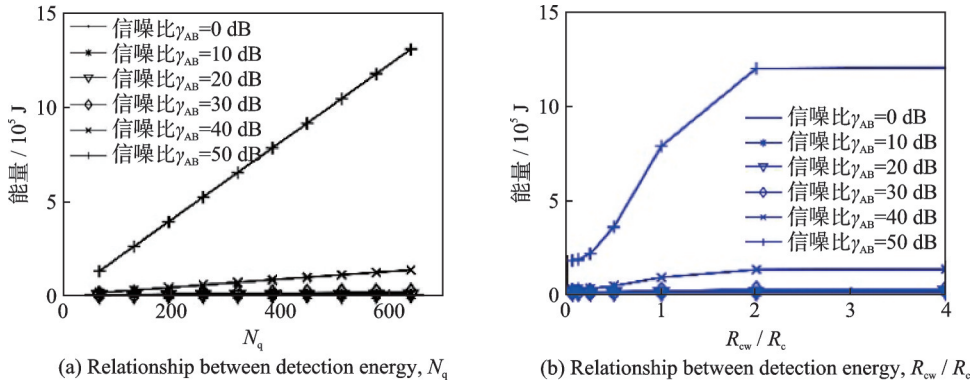
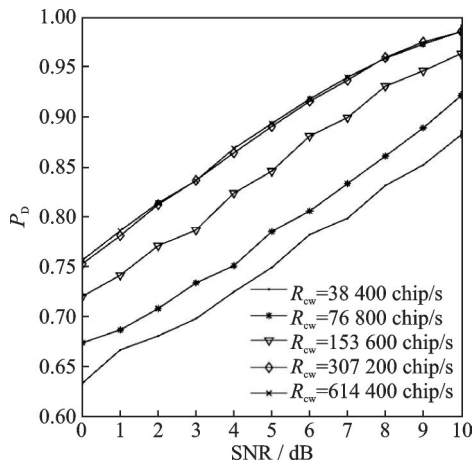
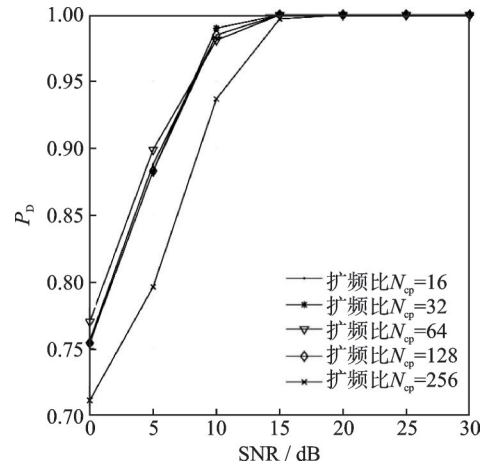
图 13 检测能量与  $N_q$ ,  $R_{cw}/R_c$  的关系 ( $f_{DF}=0.2 R_c$ , 分别固定  $R_{cw}/R_c$ ,  $N_q$ )Fig.13 Relationship between detection energy,  $N_q$  and  $R_{cw}/R_c$  ( $f_{DF}=0.2 R_c$ , fixed  $R_{cw}/R_c$  and  $N_q$  respectively)

图 15 分析了扩频比(即扩频码速率与信息速率的比值)对检测概率的影响,当检测带宽保持不变时,扩频比越大,信号带宽越大,检测带宽与信号带宽的比值越小,Willie 在固定检测带宽内检测的信号能量比例减少,从而降低检测概率,这表明信号带宽的扩展可提升安全性。

图 14 不同  $R_{cw}$  下  $P_D$  随 SNR 变化曲线Fig.14 Curves of  $P_D$  changing with the SNR under different  $R_{cw}$ 图 15 不同  $N_{ep}$  下  $P_D$  随 SNR 变化曲线Fig.15 Curves of  $P_D$  changing with the SNR under different  $N_{ep}$ 

根据式(28)及其描述,若用户终端采用 0.3 m 的天线,当卫星间隔  $\theta_\Delta$  为  $2^\circ$  时,根据表 1,最优的  $M \times N$  的 MS-TMA 卫星安全通信系统结构为  $6 \times 2$ ,此时 Willie 接收的来自 Alice 的能量  $E_{AW}$  近似等于单星时接收能量的  $\frac{1}{12}$ 。

图 16 和图 17 分别是  $6 \times 2$  结构的 MS-TMA 在不同检测带宽和不同扩频比下,窃听者 Willie 的检测概率  $P_D$  随信噪比的变化关系。仿真参数设定与单星时一致。通过对比可以看出,MS-TMA 的检测概率随信噪比降低呈单调下降趋势, $R_{cw}$  越小对应的  $P_D$  更低,并且比单星时有明显降低,更加接近式(38)的检测概率下限。这说明通过多星和终端多天线的能量扩散,可以有效降低窃听者的检测能力,提高系统的安全性。

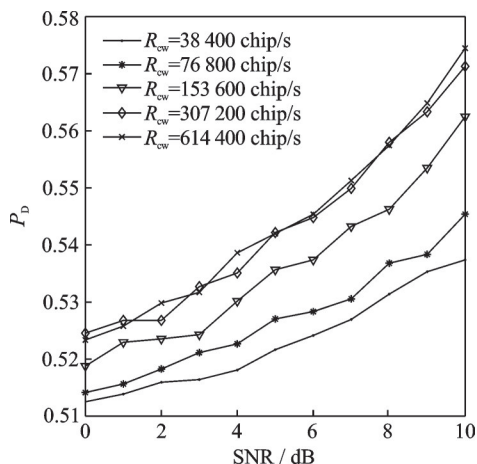


图 16  $6 \times 2$  MS-TMA 结构不同  $R_{cw}$  下  $P_D$  随 SNR 变化曲线

Fig.16 Curves of  $P_D$  changing with the SNR under  $6 \times 2$  MS-TMA structures with different  $R_{cw}$

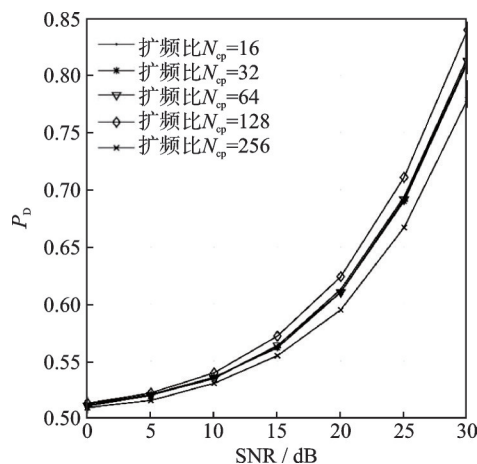


图 17  $6 \times 2$  MS-TMA 结构不同  $N_{cp}$  下  $P_D$  随 SNR 变化曲线

Fig.17 Curves of  $P_D$  changing with the SNR under  $6 \times 2$  MS-TMA structures with different  $N_{cp}$

需特别指出的是,如前所述,本文考虑的是 Willie 与 Bob 的位置高度接近(近乎空间重合)的最严苛场景。依据检测概率随距离衰减的理论特性,上述关于检测概率的仿真结果表征了 Willie 移动侦测过程中可能达到的瞬时检测概率峰值,反映了系统安全设计的鲁棒性边界。

#### 4 MS-TMA 安全通信设计建议

基于上述理论与仿真分析结果,MS-TMA 卫星安全通信设计时,应在确保 Bob 接收误码率满足要求的前提下,尽可能减小 Willie 的检测概率,建议遵循以下原则:

(1)尽可能提高多星多天线架构的规模,使用更多卫星,用户终端使用更多天线,从而降低 Willie 接收的能量。

(2)不同卫星使用不同频率,减小 Willie 接收到正确频带的概率和比例,从而降低 Willie 接收的能量。

(3)采用扩频方式,拓展信号的频带宽度,减小 Willie 检测频带与接收信号频带的重叠区域,从而降低 Willie 接收的能量。

(4)使用调制阶数小的调制方式,从而降低 Willie 检测概率的上限,提高安全性能。

(5)对于卫星通信而言,因通信卫星功率资源受限,因此合成链路的接收性能往往受限于下行链路,对于卫星通信下行链路而言,提高 Bob 接收天线的增益、降低接收系统的噪声,也即提高 Bob 接收的  $G/T$  值,有助于降低 Willie 的检测概率的上限,增强安全性能。

(6)上述假设均建立在 Willie 参量检测的基础上,作为窃听方还可能采取高阶谱、循环谱等特征参数的检测方法来获取 Alice-Bob 的信息,因此,建议对通信参数、传输波形进行非线性加扰,从而将信息、信号、码元和调制等多个维度的通信元素进行扩散处理,全方位提升安全性能。

上述针对 Willie 在不同空、时、频多维度的检测接收分析,对抗截获安全波形设计具有参考指导意义。

#### 5 结束语

卫星通信在全球通信应用中,尤其是国防和军事通信领域占据着重要地位,然而,由于卫星通信信道具有开放特性,其安全性受到威胁,这使得提升卫星通信安全特性的研究备受关。文中基于能量



扩散提升安全性能的原理,提出一种 MS-TMA 卫星安全通信策略,并运用隐蔽通信理论对系统规模的最优化问题展开分析,推导出所需要最少卫星数量以及终端最优天线数与半功率角的关系,为卫星安全通信的设计提供了重要参考依据。此外,从窃听方检测的角度对 MS-TMA 方案的安全性能进行了理论分析与仿真验证。基于研究结论,文中提出了 MS-TMA 卫星安全通信系统设计的建议,为该策略的实际应用提供了可行依据,具有显著的应用推广价值。本文建立的静态模型为后续研究提供了关键基础,未来计划进一步开展支持终端移动性和低轨卫星链路的星地动态规模优化研究;探索多天线干扰抑制的动态优化机制,结合自适应赋形技术增强系统抗干扰能力;构建空间分集增益与安全性能的量化模型,为卫星网络设计提供更精准的理论指导。

### 参考文献:

- [1] LU Kun, LIU Heng, ZENG Liang, et al. Applications and prospects of artificial intelligence in covert satellite communication: A review [J]. Science China(Information Sciences), 2023, 66 (2): 47-77.
- [2] LEI Chengleyang, FENG Wei, CHEN Yunfei, et al. Secrecy rate maximization for 6G cognitive satellite-UAV networks [J]. China Communications, 2023, 20(1): 246-260.
- [3] NEINAVAIE M, KASSAS Z M. Cognitive sensing and navigation with unknown OFDM signals with application to terrestrial 5G and starlink LEO satellites[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2024, 42: 146-160.
- [4] LI Bin, FEI Zesong, ZHOU Caiyou, et al. Physical-layer security in space information networks: A survey[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 7 (1): 33-52.
- [5] BASH B A, GOECKEL D, TOWSLEY D, et al. Hiding information in noise: Fundamental limits of covert wireless communication[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53: 26-31.
- [6] SEDJELMACI H, KAANICHE N, BOUDGUIGA A, et al. Secure attack detection framework for hierarchical 6G-enabled internet of vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(2): 2633-2642.
- [7] 燕贺云, 朱立东. 卫星隐蔽通信技术发展及性能评估[C]//第十八届卫星通信学术年会论文集. 北京:中国通信学会卫星通信委员会, 2022: 51-60.  
YAN Heyun, ZHU Lidong. Satellite covert communication technology development and performance evaluation[C]// Proceedings of the 18th Satellite Communications Academic Conference. Beijing, China: Satellite Communications Committee of the China Institute of Communications. 2022: 51-60.
- [8] 赵佳颖. 基于载波聚合的卫星重叠隐蔽通信方法研究[D]. 南京: 南京邮电大学, 2022.  
ZHAO Jiaying. Research on satellite covert overlap communication method based on carrier aggregation[D]. Nanjing :Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2022.
- [9] 倪磊, 达新宇, 胡航, 等. 基于 MP-WFRFT 的多维联合调制卫星隐蔽通信研究[J]. 电子与信息学报, 2023, 45 (4): 1183-1191.  
NI Lei, DA Xinyu, HU Hang, et al. Research on multi-dimensional joint modulation for satellite covert communication based on MP-WFRFT[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2023, 45 (4): 1183-1191.
- [10] 王勇超. 基于混沌移位键控调制的卫星重叠隐蔽通信技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2021.  
WANG Yongchao. Research on satellite overlap covert communication technology based on chaos shift keying modulation[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2021.
- [11] 陆锦辉, 万思明, 秦耀璐, 等. 基于方向调制的无线安全传输基本原理、关键技术与未来展望[J]. 南京航空航天大学学报, 2018, 50 (3): 302-311.  
LU Jinhui, WAN Siming, QIN Yaolu, et al. Basic principles, key technologies, and future prospects of wireless security transmission based on directional modulation[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2018, 50(3): 302-311.
- [12] DILLARD R A. Detectability of spread-spectrum signals[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1979, 15(4): 526-537.
- [13] 陈炜宇, 骆俊杉, 王方刚, 等. 无线隐蔽通信容量限与实现技术综述[J]. 通信学报, 2022, 43 (8): 203-218.  
CHEN Weiyu, LUO Junshan, WANG Fanggang, et al. Survey of capacity limits and implementation techniques in wireless covert communication[J]. Journal on Communications, 2022, 43 (8): 203-218.



- [14] WYNER A D. The wire-tap channel [J]. *Bell System Technical Journal*, 1975, 54(8): 1335-1363.
- [15] LEUNG-YAN-CHEONG S K. On a special class of wiretap channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1977, 23(5): 625-627.
- [16] 孙琳琳. 无线网络中物理层安全传输与隐蔽传输技术研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2020.  
SUN Linlin. Research on physical layer security and covert transmission technologies of wireless network[D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2020.
- [17] SEDAGHATNEJAD S, FARHANG M. Detectability of chaotic direct-sequence spread-spectrum signals[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2015, 4(6): 589-592.
- [18] 戴跃伟, 刘光杰, 曹鹏程等. 无线隐蔽通信研究综述[J]. *南京信息工程大学学报(自然科学版)*, 2020, 12(1): 45-56.  
DAI Yuewei, LIU Guangjie, CAO Pengcheng, et al. A survey of wireless covert communications[J]. *Journal of Nanjing University of Information Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2020, 12(1): 45-56.
- [19] CAO P C, LIU W W, LIU G J, et al. A wireless covert channel based on constellation shaping modulation[J]. *Security and Communication Networks*, 2018, 2018: 1-15.
- [20] 桑之昂, 刘子威, 张更新. 面向卫星通信系统的隐蔽通信方法综述[C]//第十六届卫星通信学术年会论文集. 北京: 中国通信学会卫星通信委员会, 2020: 62-71.  
SANG Zhiang, LIU Ziwei, ZHANG Gengxin. A survey of covert communication methods for satellite communication systems [C]//Proceedings of the 16th Satellite Communications Academic Conference. Beijing: Satellite Communications Committee of the China Institute of Communications, 2020: 62-71.
- [21] 肖叶秋, 祝幸辉, 赵双睿, 等. 卫星通信系统的物理层安全性能分析[J]. *西安电子科技大学学报*, 2021, 48(3): 163-169.  
XIAO Yeqiu, Zhu Xinghui, ZHAO Shuangrui, et al. Analysis of physical layer security performance for satellite communication systems[J]. *Journal of Xidian University*, 2021, 48(3): 163-169.
- [22] 安建平, 倪子涵, 王帅, 等. 基于扩维域能量弥散的隐蔽通信[J]. *中国科学: 信息科学*, 2024, 54(8): 1-35.  
An Jianping, Ni Zihan, Wang Shuai, et al. Energy dispersion-based covert communication in extended dimension domain[J]. *Scientia Sinica Informationis*, 2024, 54(8): 1-35.
- [23] 王振彪, 赵柏, 王宇辰, 等. 窃听概率约束下的双层卫星网络鲁棒安全波束成形算法[J]. *数据采集与处理*, 2025, 40(1): 176-186.  
WANG Zhenbiao, ZHAO Bai, WANG Yuchen, et al. Intercept probability constrained robust secure beamforming algorithm for double-layer satellite networks[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2025, 40(1): 176-186.
- [24] MARAL G, BOUSQUET M. Satellite communication systems: Systems, techniques and technology[M]. 6th ed. [S.l.]: John Wiley & Sons Ltd, 2020.
- [25] 张更新, 张杭. 卫星移动通信系统[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001.  
ZHANG Gengxin, ZHANG Hang. Satellite mobile communication systems[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2001.
- [26] SCHWARZ R T, DELAMOTTE T, STOREK K U, et al. MIMO applications for multibeam satellites[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2018, 65(4): 664-681.
- [27] LI C, ZHU H, CHENG J, et al. Comparison of capacity between two beam coverage modes in satellite MIMO downlink with LOS channels[C]//Proceedings of the 7th International Conference on Electronics Technology (ICET). Chengdu, China: IEEE, 2024: 849-854.

## 作者简介:



朱银霞(1986-), 女, 副教授, 研究方向: 卫星通信与物理层安全, E-mail: zhuyinxia516@163.com。



张剑(1980-), 通信作者, 男, 讲师, 研究方向: 卫星通信与物理层安全, E-mail: livecome@163.com。



张邦宁(1963-), 男, 教授, 研究方向: 卫星通信、通信抗干扰与物理层安全。



郭道省(1973-), 男, 教授, 研究方向: 卫星通信、通信抗干扰、无人机通信。



程剑(1976-), 男, 教授, 研究方向: 卫星通信、卫星导航。

(编辑: 陈珺)