

一种基于复数域网络编码的双层卫星通信系统

夏桂阳¹ 刘宴涛^{1,2} 徐 静¹ Yasser Morgan²

(渤海大学工学院 锦州 121000)¹ (里贾纳大学 里贾纳 SK S4S 0A2)²

摘 要 针对卫星通信网络吞吐量不足、可靠性不高的问题,提出一种基于复数域网络编码(Complex Field Network Coding, CFNC)的卫星通信方案。该方案在信号发送前对源信息作预编码处理,即在复数域上选取一个大小合适的参数化空时码与源信号相乘,编码后的信号与源信号在复数域上有着——映射关系。对该方案的吞吐量和成对差错概率(Pairwise Error Probability, PEP)做了详尽的理论分析,结果表明,采用该编码方案的卫星通信系统在终端发射功率不变的情况下,吞吐量比路由模式提高了100%以上,比传统的CFNC方式至少可提高75%。该方案还可以扩展至更多的地面源节点,从而支持多用户网络通信。最后,仿真实验表明,在较高的信噪比下,PEP仿真值逼近于渐近值,验证了理论分析的正确性。

关键词 卫星网络,复数域网络编码,信源编码,吞吐量,PEP

中图分类号 TN927 文献标识码 A DOI 10.11896/j.issn.1002-137X.2016.10.021

Double-layer Satellite Communication System Based on Complex Field Network Coding

XIA Gui-yang¹ LIU Yan-tao^{1,2} XU Jing¹ Yasser Morgan²

(College of Engineering, Bohai University, Jinzhou 121000, China)¹ (University of Regina, Regina SK S4S 0A2, Canada)²

Abstract In order to improve the throughput and reliability of satellite network, we proposed a satellite communication scheme based on complex field network coding (CFNC). In the scheme, the original message is pre-encoded before transmission. Specifically, it is multiplied by a coding matrix of parameter space-time codes over complex field. There exists a bijection mapping between the encoded signals and the original ones. Detailed analysis to the performance of throughput and pairwise error probability (PEP) are implemented. The experimental results prove that when the transmission power is kept constant, the throughput of our scheme is 100% higher than routing and 75% higher than previous complex field network coding scheme. Furthermore, the scheme can also be extended to multi-user network communications with more ground stations. Simulation experiments show that PEP approaches the asymptotic curves at high SNR. This supports the theoretical analysis of PEP.

Keywords Satellite networks, Complex field network coding, Source coding, Throughput, PEP

1 引言

低轨道(Low Earth Orbit, LEO)卫星距离地面较低,具有时延小和损耗低等优点,但覆盖范围有限;中轨道(Medium Earth Orbit, MEO)卫星离地面相对较高,时延和损耗较大,覆盖范围有所增加,若干颗(约10颗)即可实现全球通信^[1]。文献[2,3]指出,双层卫星通信尤其是LEO与MEO(LEO & MEO)组成的卫星网络通信性能优越,可以在全球范围内为地面用户提供快捷和高质量的通信服务,是未来卫星网络研究的一个重要方向。

网络编码是21世纪初通信领域中信息处理和传输理论的一项重大突破,具有很高的理论价值和广阔的应用前景。文献[4]最早提出了网络编码的概念,它的出现改变了以往通信网络的中间节点只能进行“存储-转发”的单一的信息处理

方式,允许中间节点对收到的数据包进行处理和融合,从而建立一种全新的网络通信体系结构。在文献[5]中,Katti等人以20个节点组成的无线网络为研究对象,首次在实际网络中验证了伽罗华域(Galois Field, GF)网络编码的确可以显著提高网络的吞吐量。在GF网络编码中,不同的数据包到达同一节点时,会通过线性组合的方式融合这些数据包,因此在信宿端需要有足够的链路才能实现成功解码。这对链路稀疏的卫星网络而言,难以满足GF网络编码的应用条件。为了进一步提高无线通信网络的吞吐量,文献[6]提出了复数域(Complex Field, CF)网络编码方案。与GF编码方案相比,CF编码方案是在信号发送前在复数域上选取一个合适的编码系数,编码后的信号与源信号有着特定的映射关系。利用这种映射特性,信宿端仅通过接收信号就可以检测出发送信号。在接下来的研究中,文献[7]提出了一种根据环境变化而

收稿日期:2015-08-24 返修日期:2016-01-21 本文受国家自然科学基金项目(61471045,61227001),山东航天创新基金(2014JJ005)资助。

夏桂阳(1991—),男,硕士生,主要研究方向为网络控制、网络编码和网络仿真,E-mail:15694263747@163.com;刘宴涛(1975—),男,博士,副教授,主要研究方向为ad hoc网络、网络编码和网络仿真;徐 静(1989—),女,硕士生,主要研究方向为网络编码、网络拓扑推断;Yasser Morgan 男,博士,副教授,主要研究方向为自组织网络、网络编码等。

使用不同类型的编码方案,并系统地分析了无线通信网络的性能。文献[8]在 CFNC 的基础上,提出了多信源协同通信模式,该方案不仅可以提高网络的吞吐量,还能达到满分集增益。文献[9]针对单颗卫星为中继的通信系统,提出在发送前对信号进行符号级的 CFNC 方案,该方案大大提升了单颗卫星通信系统的吞吐量增益^[10]。在基于 CFNC 的多路中继信道通信网络中,分析了信道在服从瑞利衰落情况下系统的成对差错概率(Pairwise Error Probability, PEP)。本文提出一种基于复数域网络编码的 MEO&LEO 双层卫星网络通信方案,该方案充分发挥了 LEO 在短距离和 MEO 在长距离通信中的优势,而且还可以扩展至地面多用户通信。

2 卫星通信系统发送方案

本方案将两个信源信号(每个信号由两个符号构成)经卫星网络传送到地面用户群。信号传输可以分为两个阶段:1)上行链路, S_1, S_2 为两个地面源,源信号经编码后发送到低轨卫星(LEO),再发送至中轨道卫星(MEO);2)下行链路,MEO 将收到的信息广播至其覆盖范围内的 LEO 卫星,LEO 再广播至其覆盖范围内的地面用户。经过上述两个阶段的传输,被 MEO 卫星覆盖的所有地面用户均可以接收源发送信号。需要指出的是,地面站发送的信号并非源消息,而是经复数域网络编码处理过的信号,即在复数域上选择一合适大小的编码矩阵 $\Psi_i = (\theta_{i1}, \theta_{i2})^T$ 对源信号 $S_i = (S_{i1} S_{i2})^T$ 作编码处理,编码生成的信号为 $x_i = \Psi_i S_i = (x_{i1} x_{i2})^T, i = \{1, 2\}$ 。文献[12]指出,在复数域上,一个 2×2 的西矩阵可通过乘以正交矩阵 Ψ_i 来实现参数化。

$$\Psi_i = \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & e^{-j\delta_i} \sin(\theta_i) \\ -e^{j\delta_i} \sin(\theta_i) & \cos(\theta_i) \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, θ_i, δ_i 为编码矩阵 Ψ_i 的两个系数,且 $-\pi \leq \theta_i \leq \pi, -\pi/2 \leq \delta_i \leq \pi/2$ 。编码前需要选取合适的 θ_i 和 δ_i 值,经编码操作后得到的信号与源信号有着特定的映射关系。本文正是利用这种参数化的正交矩阵对源信号作复数域编码处理。

为了避免后续赘述,先给出相关参数含义,如表 1 所列。

表 1 相关符号含义

参数设定	参数含义
α_{i1}	信源 S_i 的平均发射功率
c_{ij}	$S_i \rightarrow \text{LEO}_j$ 段衰减系数
f_i	$\text{LEO}_i \rightarrow \text{MEO}$ 段衰减系数
k_i	放大系数
w_i, w_i^*, n_i	LEO 处高斯白噪声
m_i	MEO 处高斯白噪声
t_i	MEO $\rightarrow$ LEO 段衰减系数
l_i	LEO $\rightarrow$ 接收端衰减系数
u_i	地面接收处高斯白噪声

其中, c_{ij} 服从期望为 0、方差为 Ω_c 的瑞利分布,即 $c_{ij} \sim \text{Rayleigh}(\Omega_c)$; f_i 服从期望为 0、方差为 Ω_f 的瑞利分布,即 $f_i \sim \text{Rayleigh}(\Omega_f)$; $w_i, w_i^*, m_i, n_i, u_i$ 均服从均值为 0、方差为 N_0 的高斯分布,即 $w_i, w_i^*, m_i, n_i, u_i \sim N(0, N_0)$ 。

2.1 两信源在同一 LEO 覆盖范围(场景 1)

此时两个信源 S_1, S_2 在同一颗 LEO1 卫星覆盖范围内,如图 1 所示。利用本文的编码方案,编码后的信息 $(x_{11} x_{12})$, $(x_{21} x_{22})$ 完成上行链路 $S_i \rightarrow \text{LEO1} \rightarrow \text{MEO}$ 的传输需要 4 个时

隙,再经下行链路 $\text{MEO} \rightarrow \text{LEO 群} \rightarrow$ 地面用户群又需要 4 个时隙,共需 8 个时隙完成一次完整的通信。

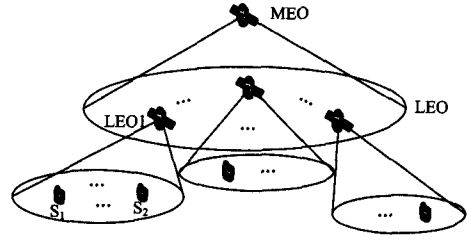


图 1 两个信源在同一 LEO 覆盖范围内的通信示意图

2.1.1 上行链路

上行链路中,在第 1 个时隙,源 S_1, S_2 同时发送各自的信息 x_{11}, x_{21} 至 LEO1 且该时隙结束时对接收到的信号作放大处理。第 2 个时隙,LEO1 将放大后的消息再传送到 MEO。在第 3 个时隙,地面站 S_1, S_2 同时发送信息 x_{12}, x_{22} 至 LEO1 并放大。在第 4 个时隙,将放大后的信号发送至 MEO。

下面分析在各个时隙信号在卫星通信系统中各节点处的接收情况。在第 1 个时隙结束时,LEO1 接收到的信号为:

$$L_1 = \sqrt{\alpha_{11}} c_{11} x_{11} + \sqrt{\alpha_{21}} c_{21} x_{21} + w_1 \quad (2)$$

其中, $\alpha_{i1} (i=1, 2)$ 是信源 $S_i (i=1, 2)$ 的平均发射功率; w_1 为 LEO1 处的高斯噪声; c_{ij} 表示信号在信道 $S \rightarrow \text{LEO1}$ 段传输过程中的衰减系数。第 2 个时隙,LEO1 把信号 L_1 放大后发送至 MEO。假设放大系数为 k_1 ,此时在 MEO 处接收到的信号为:

$$M_1 = k_1 f_1 ((\sqrt{\alpha_{11}} c_{11} x_{11} + \sqrt{\alpha_{21}} c_{21} x_{21}) + w_1) + m_1 \quad (3)$$

其中, f_i 表示信号在信道 $\text{LEO1} \rightarrow \text{MEO}$ 段传输过程中的衰减系数; m_i 为 MEO 接收处的高斯噪声。在第 3 个时隙,源 S_1, S_2 分别同时发送信息 x_{12} 和 x_{22} 至 LEO1,在该时隙结束时,LEO1 接收到的信号为:

$$L_2 = \sqrt{\alpha_{11}} c_{12} x_{12} + \sqrt{\alpha_{21}} c_{22} x_{22} + w_2 \quad (4)$$

其中, w_2 为 LEO2 处的高斯白噪声。第 4 个时隙,LEO1 将接收到的信号 L_2 放大后发送至 MEO,放大系数为 k_2 ,MEO 接收的信号可表示为:

$$M_2 = k_2 f_2 ((\sqrt{\alpha_{11}} c_{12} x_{12} + \sqrt{\alpha_{21}} c_{22} x_{22}) + w_2) + m_2 \quad (5)$$

经过上述 4 个时隙后,完成了上行链路的传输。

2.1.2 下行链路

下行链路同样需要 4 个时隙,MEO 利用两次广播将接收信号发送到地面群用户。在第 5 个时隙,MEO 将 M_1 广播至 LEO2,在第 6 个时隙,LEO2 再将接收到的信号广播至地面用户,某一地面用户接收到的信号可表示为:

$$y_1 = l_1 (t_1 M_1 + n_1) + u_1 \quad (6)$$

其中, l_1, t_1 表示信号在传输过程的常衰减系数; u_1, n_1 分别表示信号到达接收端、LEO 处的高斯噪声。第 7 和第 8 时隙与前两个时隙相似,将信号 M_2 以同样的方式广播至地面用户,在地面端接收到的信号可表示为:

$$y_2 = l_2 (t_2 M_2 + n_2) + u_2 \quad (7)$$

综合式(6)、式(7),场景 1 描述的系统输入输出关系为:

$$y = X Q_1 F_1 C + N \quad (8)$$

其中, $y = [y_1 y_2]^T, X = [\text{diag}(x_{11} x_{12}), \text{diag}(x_{21} x_{22})], Q_1 = \text{diag}(k_1 \sqrt{\alpha_{11}}, k_2 \sqrt{\alpha_{11}}, k_1 \sqrt{\alpha_{21}}, k_2 \sqrt{\alpha_{21}}), F_1 = \text{diag}(t_1 l_1 f_1,$

$$t_2 l_2 f_2, t_1 l_1 f_1, t_2 l_2 f_2), \mathbf{C} = [c_{11} \ c_{12} \ c_{21} \ c_{22}]^T, \mathbf{N} = [l_1 t_1 k_1 f_1 w_1 + l_1 t_1 m_1 + l_1 n_1 + u_1, l_2 t_2 k_2 f_2 w_2 + l_2 t_2 m_2 + l_2 n_2 + u_2]^T.$$

2.2 两信源在不同 LEO 覆盖范围(场景 2)

此时两个地面信源 S_1, S_2 分别位于卫星 LEO1, LEO2 覆盖范围内,如图 2 所示。信号 $(x_{11} \ x_{12}), (x_{21} \ x_{22})$ 完成一个完整的上行链路的传输,即从源 $S \rightarrow \text{LEO} \rightarrow \text{MEO}$ 同样也需要 4 个时隙;在下行链路同样以两次广播的方式将接收信号传送到地面用户,也需要 4 个时隙来完成,共计 8 个时隙。

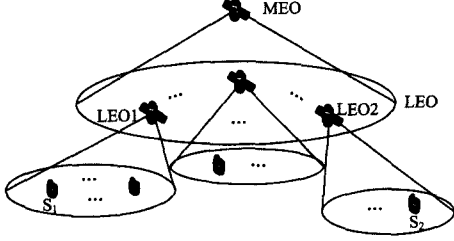


图 2 两个信源在不同 LEO 覆盖范围内的通信示意图

2.2.1 上行链路

上行链路中,在第 1 个时隙,源 S_1, S_2 分别同时发送符号 x_{11}, x_{21} 至 LEO1 和 LEO2 且该时隙结束时对接收到的信号作放大处理。在第 2 个时隙,LEO1, LEO2 分别将放大后的消息发送至 MEO。在第 3 和第 4 个时隙,源 S_1, S_2 分别以同样的方式发送符号 x_{12} 和 x_{22} 至 MEO。

在第 1 个时隙结束时,LEO1, LEO2 接收到的信号分别为:

$$L_1 = \sqrt{\alpha_{11}} c_{11} x_{11} + w_1 \quad (9)$$

$$L_2 = \sqrt{\alpha_{21}} c_{21} x_{21} + w_2 \quad (10)$$

其中, $\alpha_i (i=1,2)$ 是信源 $S_i (i=1,2)$ 的平均发射功率; $w_i (i=1,2)$ 分别为 LEO1, LEO2 处的高斯噪声; c_{ij} 表示信号在对应信道 $S \rightarrow \text{LEO}$ 段传的衰减系数。第 2 个时隙, LEO1, LEO2 分别将接收的信号放大后发送至 MEO。假设放大系数分别为 k_1 和 k_2 , MEO 接收到的信号可表示为:

$$M_1 = k_1 f_1 L_1 + k_2 f_2 L_2 + m_1 \quad (11)$$

其中, $f_i (i=1,2)$ 为信号传输过程中对应信道 $\text{LEO} \rightarrow \text{MEO}$ 段的衰减系数; m_1 为 MEO 接收处的高斯白噪声。与前两个时隙相似,在第 3 和第 4 个时隙,源 S_1, S_2 分别以同样的方式发送信息 x_{12} 和 x_{22} 至 MEO。在第 3 个时隙结束, LEO1, LEO2 处接收到的信号分别为:

$$L_1^* = \sqrt{\alpha_{11}} c_{12} x_{12} + w_1^* \quad (12)$$

$$L_2^* = \sqrt{\alpha_{21}} c_{22} x_{22} + w_2^* \quad (13)$$

其中, w_1^*, w_2^* 分别为 LEO1, LEO2 处的高斯白噪声。在第 4 个时隙, MEO 接收信号为:

$$M_2 = k_1 f_1 L_1^* + k_2 f_2 L_2^* + m_2 \quad (14)$$

2.2.2 下行链路

在下行链路中,同样耗时 4 个时隙,且与 2.1.2 节中描述的后 4 个时隙相似。在第 6 个和第 8 个时隙结束时,某地面接收端的接收信号可表示为:

$$y_1 = l_1 (t_1 M_1 + n_1) + u_1 \quad (15)$$

$$y_2 = l_2 (t_2 M_2 + n_2) + u_2 \quad (16)$$

由式(15)、式(16)可确定通信场景 2 中系统输入输出关系为:

$$\mathbf{y}^* = \mathbf{X} \mathbf{Q}_2 \mathbf{F}_2 \mathbf{C} + \mathbf{N}^* \quad (17)$$

其中, $\mathbf{y}^* = [y_1 \ y_2]^T$, $\mathbf{X} = [\text{diag}(x_{11} \ x_{12}), \text{diag}(x_{21} \ x_{22})]$, $\mathbf{Q}_2 = \text{diag}(k_1 \sqrt{\alpha_{11}}, k_1 \sqrt{\alpha_{11}}, k_2 \sqrt{\alpha_{21}}, k_2 \sqrt{\alpha_{21}})$, $\mathbf{F}_2 = \text{diag}(t_1 l_1 f_1, t_2 l_2 f_1, t_1 l_1 f_2, t_2 l_2 f_2)$, $\mathbf{C} = [c_{11} \ c_{12} \ c_{21} \ c_{22}]^T$, $\mathbf{N}^* = [l_1 t_1 k_1 f_1 w_1 + l_1 t_1 k_2 f_2 w_2 + l_1 t_1 m_1 + l_1 n_1 + u_1, l_2 t_2 k_1 f_1 w_1^* + l_2 t_2 k_2 f_2 w_2^* + l_2 t_2 m_2 + l_2 n_2 + u_2]^T$ 。

2.3 卫星通信系统的解调

利用复数域网络编码在发送前对源信号作编码处理 $\mathbf{x}_i = \Psi_i \mathbf{S}_i = (x_{i1} \ x_{i2})^T$, 经编码操作后的符号与源信号在复数域上有着——对应关系,因此在接收端可以根据接收信号 $\mathbf{y}$ 恢复出源信号。根据系统输入输出关系式(8)和式(17),在接收端采用最大似然(Maximum Likelihood, ML)检测算法得:

$$(\hat{S}_1, \hat{S}_2) = \arg \min_{(S_1, S_2) \in \Omega^4} \|\mathbf{y} - \mathbf{X}(S_1, S_2) \mathbf{Q} \mathbf{F} \mathbf{C}\|_F^2 \quad (18)$$

其中, Ω 取自源信号经 CFNC 编码后得到的符号集。

3 性能分析

本节首先分析比较双层卫星通信网络在不同传输方案下系统的吞吐量差异,证明了本文提出的基于复数域网络编码的信源编码方案在吞吐量方面有着显著优势;接下来分析该方案下系统的 PEP 性能。

3.1 吞吐量分析

伽罗华域(GF)网络编码在信宿端需要有足够多的链路才能实现解码,针对这一缺陷,本文提出的方案可以在链路不足的情况下提高卫星通信网络的吞吐量。下面以场景 1 为例分析比较路由、传统 CFNC^[6]和提出的基于 CFNC 的信源编码这 3 种方案下卫星通信网络的吞吐量差异。

假设 S_1, S_2 为两个地面源,需要先将各自的信息 $(x_{11}, x_{12}), (x_{21}, x_{22})$ 经所在的 LEO 发送至 MEO, MEO 将接收到的信息通过下方覆盖的 LEO 逐一广播出去。这样,在 MEO 覆盖范围内的地面用户均可以接收到传输信号。若利用传统的路由传输方案,如图 3 所示,在上行链路中,4 个符号需要 8 个时隙才能传送到 MEO,再通过广播的方式将 4 个符号发送至地面的用户群,共消耗 16 个(上行 8 个,下行 8 个)时隙,吞吐量为 1/4(符号/时隙)。

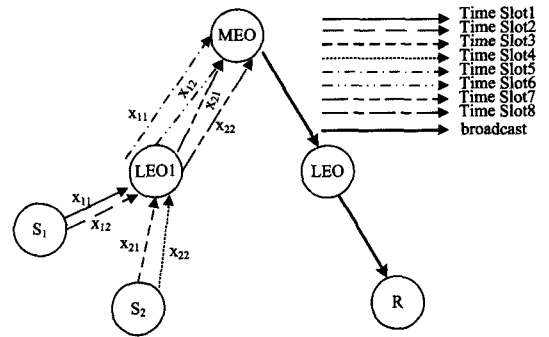


图 3 路由传输

如果采用文献[6]中 CFNC 通信方式,如图 4 所示, MEO 需要得到 $\theta_{11} \hat{x}_{11} + \theta_{21} \hat{x}_{21}, \theta_{11} x_{11} + \theta_{21} x_{21}, \theta_{12} \hat{x}_{12} + \theta_{22} \hat{x}_{22}$ 这 4 个信号,再将其逐一广播至地面用户,接收端才能实现解码,需消耗 14 个(上行 6 个,下行 8 个)时隙才能完成,吞吐量为 2/7(符号/时隙)。

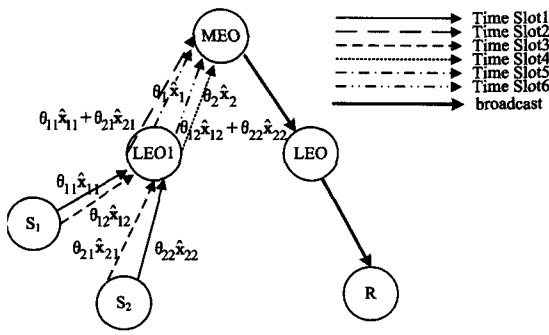


图4 传统 CFNC 传输

利用提出的发送方案,需要先在复数域上选择合适的编码矩阵对源信号作编码处理后再发送,这种方式带来的好处在于 MEO 只需接收到信号 $\theta_{11}\hat{x}_{11} + \theta_{21}\hat{x}_{21}$ 和 $\theta_{12}\hat{x}_{12} + \theta_{22}\hat{x}_{22}$, 再将其广播至地面用户,接收端即可完成解码操作,如图 5 所示。仅需要 8 个时隙(上行 4 个,下行 4 个)就完成了对 4 个符号的传输,吞吐量达到 1/2(符号/时隙)。因此,该方案比传统的 CFNC 方案在吞吐量上提高了 75%,比路由方案提高了 100%。

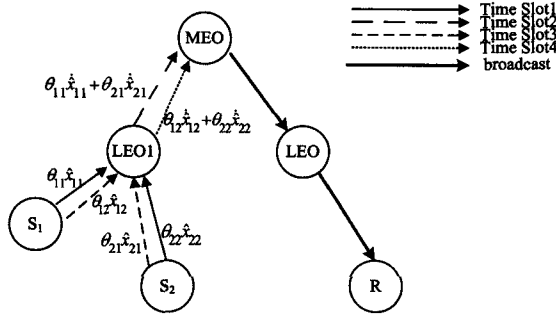


图5 基于 CFNC 的信源编码

进一步,随着地面发送用户数 $N(N > 2)$ 的增加,依然假设每个信源发送 2 个符号,这时路由需要 $8N$ (上行 $4N$,下行 $4N$)个时隙完成 $2N$ 个符号的发送,吞吐量为 $1/4$ (符号/时隙)。应用文献[6]中的 CFNC 方案,则需要 $3N+8$ (上行 $2+2+N$,下行 $2 \times (N+2)$)个时隙完成全部符号的传输,吞吐量为 $2N/(3N+8)$ (符号/时隙)。如果利用本文提出的方案, $2N$ 个符号依然只需要 8 个时隙即可完成传输,吞吐量为 $N/4$ (符号/时隙)。可见,随着 N 的增大,提出的编码方案在吞吐量性能上的优势更为明显。

3.2 PEP 性能分析

PEP 是指接收端解码后得到的信号与源信号不一致的概率,即 $P(S_1 \neq \hat{S}_1)$ 和/或 $P(S_2 \neq \hat{S}_2)$ 。由等式

$$\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \theta_{11}^T(S_1 - \hat{S}_1) & 0 & \theta_{21}^T(S_2 - \hat{S}_2) & 0 \\ 0 & \theta_{12}^T(S_1 - \hat{S}_1) & 0 & \theta_{22}^T(S_2 - \hat{S}_2) \end{bmatrix}$$

可知,如果发生解码错误, $(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})$ 满秩;同样地, $(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})$ 也会满秩。文献[13]分析了在无线网络中,利用参数化正交矩阵在多个中继网络作源编码处理后,信号在终端解码得到 $\hat{\mathbf{S}} = (\hat{S}_1, \hat{S}_2)$ 的 PEP 表示式为:

$$P_{S \rightarrow \hat{S} | F, C} = q \left(\sqrt{\frac{((\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \mathbf{QFC})^H \mathbf{R}_r^{-1} (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \mathbf{QFC}}{2}} \right) \quad (19)$$

$$\text{其中, } \hat{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \hat{x}_{11} & 0 & \hat{x}_{21} & 0 \\ 0 & \hat{x}_{12} & 0 & \hat{x}_{22} \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{x}}_i = \psi_i \hat{\mathbf{S}}_i = (\hat{x}_{i1} \ \hat{x}_{i2})^T, i \in \{1, 2\}, \mathbf{R}_r \text{ 表示在接收端接收信号 } \mathbf{y} \text{ 的协方差矩阵, } (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \mathbf{QFC}^H (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \mathbf{QFC} \text{ 是地面接收处输入端发送信号矢量 } \mathbf{S} \text{ 与 } \hat{\mathbf{S}} \text{ 的平方欧氏距离, } q(\cdot) \text{ 为高斯 } Q \text{ 函数。由文献[14]可知,若 } x > 0, q(x) \leq \exp(-x^2/2)/2 \text{。若在信道系数矩阵 } \mathbf{F} \text{ 和 } \mathbf{C} \text{ 可知的条件下,可得 PEP 表示式为:}$$

$$P(\mathbf{S} \rightarrow \hat{\mathbf{S}} | \mathbf{F}, \mathbf{C}) \leq \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{((\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \mathbf{QFC})^H \mathbf{R}_r^{-1} (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \mathbf{QFC}}{4} \right) \quad (20)$$

$\mathbf{R}_n$ 为噪声的协方差矩阵,且有 $\mathbf{R}_y = \mathbf{R}_n = E((\mathbf{y} - \mathbf{XQFC})(\mathbf{y} - \mathbf{XQFC})^H)$, 对链路系数 $\mathbf{C}$ 积分,可得基于信道系数矩阵 $\mathbf{F}$ 的 PEP 表示式:

$$E(P(\mathbf{S} \rightarrow \hat{\mathbf{S}} | \mathbf{F})) \leq \frac{1}{2} \int \exp \left(-\frac{((\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \mathbf{QFC})^H \mathbf{R}_r^{-1} (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \mathbf{QFC}}{4} \right) e^{-\mathbf{C}^H \mathbf{C}} d\mathbf{C} \quad (21)$$

文献[15]指出,对于复数域上周期分布的高斯随机列向量 $\mathbf{v} \sim N(0, \mathbf{\Xi})$, 若 $\mathbf{A}$ 为 Hermitian 矩阵,有

$$E(\exp(-\mathbf{v}^H \mathbf{A} \mathbf{v})) = 1/\det(\mathbf{I} + \mathbf{\Xi} \mathbf{A}) \quad (22)$$

因此,式(21)可化简为

$$E_C(P(\mathbf{S} \rightarrow \hat{\mathbf{S}} | \mathbf{F})) \leq \frac{1}{2} (\det(\mathbf{I}_4 + \frac{1}{4} \mathbf{F}^H \mathbf{Q}^H (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H \mathbf{R}_n^{-1} (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \mathbf{QF}))^{-1} \quad (23)$$

噪声的协方差矩阵 $\mathbf{R}_n$ 有上确界 $Tr_i(\mathbf{R}_n) \mathbf{I}_2$, 对于上述两个通信系统, $Tr_i(\mathbf{R}_n)$ 分别为:

$$Tr_1(\mathbf{R}_n) = N_0 (\ell_1^2 \ell_1^2 (k_1^2 |f_1|^2 + 1) + \ell_2^2 \ell_2^2 (k_2^2 |f_2|^2 + 1) + 2) \quad (24)$$

$$Tr_2(\mathbf{R}_n) = N_0 (\ell_1^2 \ell_1^2 (k_1^2 |f_1|^2 + 1) + \ell_2^2 \ell_2^2 (k_2^2 |f_2|^2 + 1) + \ell_1^2 \ell_1^2 + \ell_2^2 \ell_2^2 + 2) \quad (25)$$

由于 $\det(\mathbf{I}_m + \mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_m + \mathbf{B}\mathbf{A})$, 记矩阵 $(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})$ 的非 0 最小特征值为 $\lambda_{\min}$, 则有

$$P(\mathbf{S} \rightarrow \hat{\mathbf{S}}) \leq \frac{1}{2} E_F \left(\left(\det(\mathbf{I}_4 + \frac{\lambda_{\min} \mathbf{Q}^H \text{diag}(\mathbf{I}_r, 0) \mathbf{Q} \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H)}{4 Tr_i(\mathbf{R}_n)} \right)^{-1} \right) \quad (26)$$

若解码发生错误, $\text{rank}((\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})) = 2$, 因此场景 1 和场景 2 的 PEP 可表示为:

$$P_i(\mathbf{S} \rightarrow \hat{\mathbf{S}}) \leq \frac{1}{2} \times E_F \left(\left(1 + \frac{\lambda_{\min} \ell_1^2 \ell_1^2 k_1^2 \alpha_{11} (|f_1|^2)}{4 Tr_i(\mathbf{R}_n)} \right)^{-1} \right) \times E_F \left(\left(1 + \frac{\lambda_{\min} \ell_2^2 \ell_2^2 k_2^2 \alpha_{21} (|f_2|^2)}{4 Tr_i(\mathbf{R}_n)} \right)^{-1} \right) \quad (27)$$

将服从 Rayleigh 衰减的信道增益 $|f_i|^2$ 代入式(27)可得

$$P_i(\mathbf{S} \rightarrow \hat{\mathbf{S}}) \leq 8 (Tr_i(n))^2 \int_0^\infty \frac{\lambda_{\min} \ell_1^2 \ell_1^2 k_1^2 \alpha_{11} \cdot e^{-x}}{4 Tr_i(n) + \lambda_{\min} \ell_1^2 \ell_1^2 k_1^2 \alpha_{11} \cdot x} dx \cdot \int_0^\infty \frac{\lambda_{\min} \ell_2^2 \ell_2^2 k_2^2 \alpha_{21} \cdot e^{-x}}{4 Tr_i(n) + \lambda_{\min} \ell_2^2 \ell_2^2 k_2^2 \alpha_{21} \cdot x} dx \quad (28)$$

根据文献[16]中等式(8.211.1),先将上式变换成如下形式:

$$P_i(\mathbf{S} \rightarrow \hat{\mathbf{S}}) \leq 8(T_{R_i}(\mathbf{R}_n))^2 \frac{1}{\lambda_{\min} t_1^2 l_1^2 k_1^2 \alpha_{11}} (-\exp(\frac{4T_{R_i}(\mathbf{R}_n)}{\lambda_{\min} t_1^2 l_1^2 k_1^2 \alpha_{11}})) E_{\text{integral}} \\ (-\frac{4T_{R_i}(\mathbf{R}_n)}{\lambda_{\min} t_1^2 l_1^2 k_1^2 \alpha_{11}}) \cdot \frac{1}{\lambda_{\min} t_2^2 l_2^2 k_2^2 \alpha_{21}} (-\exp(\frac{4T_{R_i}(\mathbf{R}_n)}{\lambda_{\min} t_2^2 l_2^2 k_2^2 \alpha_{21}})) \\ E_{\text{integral}} (-\frac{4T_{R_i}(\mathbf{R}_n)}{\lambda_{\min} t_2^2 l_2^2 k_2^2 \alpha_{21}}) \quad (29)$$

当 $\alpha_{11}/N_0 \rightarrow \infty$, $-E_{\text{integral}}(-\frac{4T_{R_i}(\mathbf{R}_n)}{\lambda_{\min} t_1^2 l_1^2 k_1^2 \alpha_{11}}) \rightarrow \ln(\frac{\lambda_{\min} t_1^2 l_1^2 k_1^2 \alpha_{11}}{4T_{R_i}(\mathbf{R}_n)}) \rightarrow \ln(\frac{\alpha_{11}}{N_0})$, 且对任意常量 a , 在 $x \rightarrow \infty$ 时, $\exp(a/x) = 1$ 。经放大处理后, 式(29)可简化成:

$$P_i(\mathbf{S} \rightarrow \hat{\mathbf{S}}) \leq 8(T_{R_i}(\mathbf{R}_n))^2 \frac{1}{\lambda_{\min} t_1^2 l_1^2 k_1^2 \alpha_{11}} \cdot \ln(\frac{\alpha_{11}}{N_0}) \cdot \frac{1}{\lambda_{\min} t_2^2 l_2^2 k_2^2 \alpha_{21}} \cdot \ln(\frac{\alpha_{21}}{N_0}) \quad (30)$$

由于 $f_i \sim \text{Rayleigh}(\Omega_f)$, 在这里对 $T_{R_i}(\mathbf{R}_n)$ 作近似处理得: $T_{R_1}(\mathbf{R}_n) = N_0(l_1^2 t_1^2(k_1^2 \Omega_f + 1) + l_2^2 t_2^2(k_2^2 \Omega_f + 1) + 2)$, $T_{R_2}(\mathbf{R}_n) = N_0(l_1^2 t_1^2(k_1^2 \Omega_f + k_2^2 \Omega_f) + l_1^2 t_1^2 + l_1^2 + l_2^2 t_2^2(k_1^2 \Omega_f + k_2^2 \Omega_f) + l_2^2 t_2^2 + l_2^2 + 2)$, 且假设场景 1 中两信源发送功率满足 $\alpha_{21} = \varepsilon_1 \alpha_{11}$, 场景 2 中有 $\alpha_{11} = \varepsilon_2 \alpha_{21}$ 。对式(30)作进一步变换可得场景 1 与场景 2 的渐近线:

$$P_1(\mathbf{S} \rightarrow \hat{\mathbf{S}}) \leq (M \cdot \frac{\alpha_{11}}{N_0})^{-2(1 - \ln(\ln(\frac{\alpha_{11}}{N_0})) / \ln(\frac{\alpha_{11}}{N_0}))} \quad (31)$$

$$P_2(\mathbf{S} \rightarrow \hat{\mathbf{S}}) \leq (N \cdot \frac{\alpha_{21}}{N_0})^{-2(1 - \ln(\ln(\frac{\alpha_{21}}{N_0})) / \ln(\frac{\alpha_{21}}{N_0}))} \quad (32)$$

其中, $M = \lambda_{\min} \sqrt{\varepsilon_1/2} t_1 l_1 k_1 t_2 l_2 k_2 / (4(l_1^2 t_1^2(k_1^2 \Omega_f + 1) + l_2^2 t_2^2(k_2^2 \Omega_f + 1) + 2))$, $N = \lambda_{\min} \sqrt{\varepsilon_2/2} t_1 l_1 k_1 t_2 l_2 k_2 / (4(l_1^2 t_1^2(k_1^2 \Omega_f + k_2^2 \Omega_f) + l_1^2 t_1^2 + l_1^2 + l_2^2 t_2^2(k_1^2 \Omega_f + k_2^2 \Omega_f) + l_2^2 t_2^2 + l_2^2 + 2))$ 。从式(31)、式(32)不难发现, 当信噪比 $\alpha_{11}/N_0 \rightarrow \infty$ 时, $\ln(\ln(\alpha_{11}/N_0)) / \ln(\alpha_{11}/N_0) \rightarrow 0$, 也就是说, 文中所述的两个卫星通信系统的 PEP 均有渐近线存在。

4 仿真实验

MATLAB 中的 Simulink 仿真分析软件包可对动态系统进行建模, 并能很好地支持连续、离散以及两者混合的线性及非线性系统的仿真。STK 软件能够逼真地模拟卫星通信场景仿真, 且能根据需求快速准确生成卫星轨道参数。但是 Simulink 所建的卫星通信模型并不能直接与 STK 通信, 为了解决这个问题, 我们利用 UDP 通信协议构建的网络通信间接对 STK 进行处理, 完成 Simulink 与 STK 间的数据交互操作。文中所述的卫星通信系统正是基于 Simulink 与 STK 联合开发的, 当仿真系统开始运行时, Simulink 中的 UDP 数据发送模块会将卫星参数发给 C# 编写的处理器, 通过数据解析, 处理器中嵌入的 C# 与 STK 接口程序会返回下一时刻卫星参数信息, 打包后再经 UDP 协议发送给 Simulink 的 UDP 接收模块, 从而完成一次信息交互。利用上述模型分析比较了路由、传统 CFNC^[6] 和本文提出的基于 CFNC 的信源编码方案在吞吐量指标上的差异以及系统的 PEP 性能。

本文假设的两个场景实际是卫星通信系统周期性运转的两个快照, 这两个快照包含了双信源通信的一般情况。提出的基于 CFNC 的信源编码方案是一个快照时间内的应用, 在每个快照的仿真阶段, 为了保证地面节点与卫星节点以及卫星节点之间能够通信畅通, 根据实际的延时设置了不同的时

间窗口, 也就是说卫星节点接收到传输信号后并非立即发送, 而是有一个等待时间, 当执行完该时间窗口后才会将信号发出, 保证系统能够同步运行。具体仿真参数设置如表 2 所列。

表 2 仿真参数设置

参数设定	参数数值
网络仿真时间(h)	1
MEO 高度(km)	10000
LEO 高度(km)	1450
时间窗口(s)	0.2~0.5
调制方式	4-PSK
发射功率(W)	$\alpha_{11} = \alpha_{12} = \alpha_{21} = \alpha_{22} = 100$
SNR(dB)	α_{11}/N_0 (仿真自变量)
θ_1	$\theta_1 = \pi/4, \theta_2 = \pi/3$
δ_1	$\delta_1 = \pi/4, \delta_2 = \pi/3$

图 6 比较了不同方案下的源节点个数对两个卫星通信系统吞吐量性能的影响。可以看出, 相对于其他两种方案, 路由保持着稳定但却较低的吞吐量, 节点个数对其影响并不大, 这主要由于本文采用时分复用方式传输信号, 各信号相对独立, 干扰较小。传统的 CFNC 方案可以在一定程度上提升两种场景下双层卫星通信系统的吞吐量。总的来说, 本文方案在吞吐量增益方面优势明显, 但不可忽略的是, 随着源节点个数增多, 系统的吞吐量与理论值的差距变大, 这主要是因为当发送符号数较多时, 编、解码复杂度较高。

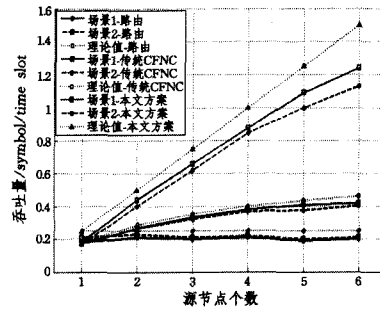


图 6 源节点个数对吞吐量的影响

图 7 比较了 3 种方案下 SNR 对两个卫星通信场景吞吐量的影响。

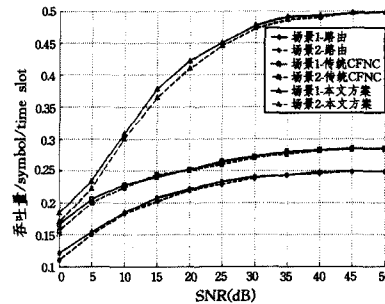


图 7 SNR 对吞吐量的影响

可见, 随着 SNR 的增加, 吞吐量都会有不同程度的提高, 但本文提出的方案的优势更为明显。且当 SNR 达到 45dB 时, 3 种不同传输方案的吞吐量均接近理论上限值, 此时本文提出的卫星网络源信息编码方案在吞吐量上比传统的 CFNC 方案提升了 75%, 比路由传输方案提升近 100%。相比较而言, 利用该方案的卫星通信系统能够明显降低信道使用次数, 这对于链路稀缺的卫星通信而言意义重大。

为了较为直观地比较文中两个卫星通信系统的 PEP 性能与信噪比 SNR 关系, 利用相同的源码字对同时对两个系统

进行仿真测试,并将仿真结果收集,结果如图8所示。图8示出在4-PSK调制方式下两个卫星通信场景在不同信噪比SNR下系统的PEP性能。需要说明的是两个卫星通信场景在仿真中处于相同位置的卫星节点参数设置相同,并假设信道均服从Rayleigh衰落且相互独立。可以发现,随着信噪比SNR增加,两个卫星通信场景的PEP仿真曲线与渐近线不断接近,当信噪比SNR达到35dB以后,两个卫星通信系统的PEP仿真曲线已非常靠近其渐近线,这也验证了3.2节中PEP分析的正确性。

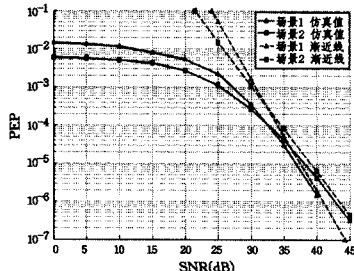


图8 两个场景的成对差错概率

结束语 双层卫星通信系统是未来天基通信网络的重要组成部分。本文提出了一种基于复数域的源信息编码方案,在LEO&MEO双层卫星通信系统中,分析了两种不同应用场景下的编码方案,并给出了系统的输入输出模型。该方案在考虑卫星通信系统可靠性的基础上,结合复数域网络编码的特性,使得接收端仅依靠接收信号就可解析出源信号,从而提高了卫星网络的吞吐量。经仿真验证,在较高SNR的情况下,各方案下的吞吐量均接近上限值,本文提出的方案要明显优于路由和传统的CFNC方案;且PEP的仿真数值也与理论值接近,支持了PEP理论分析。该方案还可以扩展到 N 个地面用户,此时则需要更高的调制方案实现解调,系统具有较好的普适性。在下一步工作中,将更为深入地研究如何选取高性能系统增益的编码系数 θ 和 δ ,以及如何在实际卫星通信网络中实用化该方案。

参考文献

- [1] Wang R C, Rao Y, Zhen Y, et al. Satellite Communication Network Routing Technology and Simulation[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2010: 23-30 (in Chinese)
- [2] Hu J H, Li T, Wu S Q. Research of LEO & MEO double-layered satellite network with intersatellite links [J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(4): 31-35 (in Chinese)
- [3] Kimura K, Inagaki K. Double layered inclined orbit constellation for advanced satellite communications network [J]. IEICE Transaction on Communications, 1997, 80(1): 93-102
- [4] Ahlswede R, Cai N, Li S Y, et al. Network Information Flow [J]. IEEE Trans. on Information Theory, 2000, 46(4): 1204-1216
- [5] Katti S, Rahul H, Hu W, et al. XORs in the air: practical wireless network coding [J]. IEEE/ACM Trans. on Networking, 2008, 16(3): 497-510
- [6] Wang T, Giannakis G B. Complex Field Network Coding for Multiuser Cooperative Communications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(3): 561-571
- [7] Peng C, Zhang Q, Zhao M, et al. On the performance analysis of network-coded cooperation in wireless networks [C] // 26th IEEE International Conference on Computer Communications (INFOCOM 2007). Alaska, USA: IEEE Press, 2007: 1460-1468
- [8] Wang J, Liu X, Chi K, et al. Complex field network-coded cooperation based on multi-user detection in wireless networks [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2013, 24(2): 215-221
- [9] Wang G R, Li J, Luo J, et al. Research on the complex field network coding for the throughput improving of satellite communication systems [J]. Journal of Signal Processing, 2014, 30(8): 882-890 (in Chinese)
- [10] Sharifian S, Hashemitarab B, Gulliver T. Performance of Complex Field Network Coding in Multi-Way Relay Channels [J]. IEEE Trans. on Wireless Communications, 2014, 13(6): 3100-3112
- [11] Eritmen K, Keskinöz M. Improving the Performance of Wireless Sensor Networks through Optimized Complex Field Network Coding [J]. IEEE Sensors Journal, 2015, 15(5): 2934-2946
- [12] Xin Y, Wang Z D, Giannakis G B. Space-Time Diversity Systems Based on Linear Constellation Precoding [J]. IEEE Trans. on Wireless Communications, 2000, 2(2): 1204-1216
- [13] Jing Y. Combination of MRC and Distributed Space-Time Coding in Networks with Multiple-Antenna Relays [J]. IEEE Trans. on Wireless Communications, 2010, 9(8): 2550-2559
- [14] Peng T, de Lamare R C, Schmeink A. Adaptive Distributed Space-Time Coding Based on Adjustable Code Matrices for Cooperative MIMO Relaying Systems [J]. IEEE Trans. on Communications, 2013, 61(7): 2692-2703
- [15] Ding Y, Hang J K, Wong K M. The Amplify-and-Forward Half-Duplex Cooperative System: Pairwise Error Probability and Precoder Design [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2007, 55(2): 605-617
- [16] Jeffrey A, Zwillinger D. Table of Integrals, Series, and Products (7th Edition) [M]. USA: Academic Press, 2000: 932-933
- [17] 王庚润, 李炯, 罗建, 等. 提高卫星通信系统吞吐量的复数域网络编码算法 [J]. 信号处理, 2014, 30(8): 882-890
- [18] 李阳辉, 曾志文, 陈志刚, 等. 多跳无线网络中反馈式机会路由研究 [J]. 小型微型计算机系统, 2010, 31(5): 900-903
- [19] He Shi-ming, Zhang Da-fang, Xie Kun, et al. Opportunistic Routing for Multi-Flow in Wireless Mesh Networks [J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(5): 1004-1008 (in Chinese)
- [20] 何施茗, 张大方, 谢鲲, 等. 多并发流无线网中的机会路由算法 [J]. 电子学报, 2014, 42(5): 1004-1008
- [21] Darehshoorzadeh A, Almulla M, Boukerche A, et al. On the Number of Candidates in Opportunistic Routing for Multi-hop Wireless Network [C] // Proceedings of the 11th ACM International Symposium on Mobility Management and Wireless Access. New York: ACM Press, 2013: 9-16
- [22] Darehshoorzadeh A, Boukerche A. An Efficient Heuristic Candidate Selection Algorithm for Opportunistic Routing in Wireless Multihop Networks [C] // 2014 IEEE Symposium on Computers and Communication (ISCC). 2014: 1-6

(上接第106页)

- [12] He Shi-ming, Zhang Da-fang, Xie Kun, et al. Opportunistic Routing for Multi-Flow in Wireless Mesh Networks [J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(5): 1004-1008 (in Chinese)
- [13] 何施茗, 张大方, 谢鲲, 等. 多并发流无线网中的机会路由算法 [J]. 电子学报, 2014, 42(5): 1004-1008