

信道化卫星通信系统的链路可靠性分析

陈祝允,赵兵,郭道省

(中国人民解放军陆军工程大学通信工程学院, 南京 210007)

摘要:针对信道化卫星通信系统的链路可靠性问题进行系统负载分析,综合考虑转发器非线性效应和卫星总功率受限的影响,对链路可靠性的指标构建一种最大化最小值优化模型,并提出了一种最大值回退搜索算法对该模型的子信道增益值进行求解,从而将非线性非凸的最大化最小值优化问题转化为一维搜索问题。仿真结果表明,与现有算法相比,所提算法在保持同等转发器功率利用效率的情况下,可以使系统的链路可靠性度量值增大1倍以上,有效地提升了系统的链路可靠性。

关键词:卫星通信;链路可靠性;负载分析;信道化;max-min 优化

中图分类号:TN927 **文献标志码:**A **文章编号:**1004-7859(2020)09-0069-06

引用格式:陈祝允,赵兵,郭道省. 信道化卫星通信系统的链路可靠性分析[J]. 现代雷达, 2020, 42(9): 69-74.

CHEN Zhu Yun, ZHAO Bing, GUO Daoxing. Analysis for link reliability of channelized satellite communication system [J]. Modern Radar, 2020, 42(9): 69-74.

Analysis for Link Reliability of Channelized Satellite Communication System

CHEN Zhu Yun, ZHAO Bing, GUO Daoxing

(College of Communications Engineering, Army Engineering University of PLA, Nanjing 210007, China)

Abstract: This paper investigates the problem of link reliability of the channelized satellite communication systems. By taking the system loading analysis with considering the influence of transponder nonlinearity and the total power limit of the satellite, an optimization model of maximizing the minimum value is constructed for the link reliability metric of the system, and a maximum value back-off search algorithm is proposed to solve the subchannel gains of the model, which convert the non-linear non-convex maximization optimization problem into a one-dimensional search problem. The simulation results show that, in the case of maintaining the same power efficiency of the transponder, the proposed algorithm can increase the link reliability metric of the system more than 1-fold when compared with the existing algorithms, which effectively improves the link reliability of the system.

Key words: satellite communication; link reliability; loading analysis; channelization; max-min optimization

0 引言

目前,宽带卫星通信系统广泛采用频分多址(FDMA)和多频对分多址(MF-TDMA)的多址接入技术^[1-2],而在多波束宽带卫星通信系统中,卫星转发多用户的混合多载波信号时通常需要进行不同波束之间的信号交换和路由控制。基于信道化柔性转发技术的通信卫星有效载荷可以在非再生处理的情况下实现波束之间的信号交换处理,从而有效解决多波束宽带卫星通信系统中不同波束之间的信号交换问题^[3]。因此,数字信道化技术已成为当前多波束宽带卫星通信的关键技术。

随着高通量卫星宽带通信服务的快速发展,人们对卫星通信系统的传输带宽、传输时延和传输可靠性的要求越来越高,提升系统的传输可靠性变得尤为重要。另一方面,由于广阔的波束范围内,卫星通信链路可能受到突发干扰、强降雨、浓雾、重霾等诸多不确定因素的影响,这些恶劣条件对卫星通信系统的可靠性存在较大威胁。为确保接入系统的用户能使用卫星进行稳定可靠的传输,传统的卫星通信系统通常只能简单的增加用户或卫星的信号发射功率来实现。然而,简单增大混合多载波信号中的强信号功率,很容易将卫星转发器推向饱和,造成卫星资源利用率的下降,以及强信号对弱信号的抑制作用。因此,如何合理有效地提升宽带卫星通信系统的可靠性已成为新一代宽带卫星通信系统需要重点研究的问题^[4]。

解决上述问题的一种办法是对卫星通信系统的链路负载情况进行分析,例如,用户数量、上行用户有效全向辐射功率(EIRP)、下行链路用户终端对载波噪声干扰比(CNIR)的要求、转发器工作点等因素。由于信

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61871398);国家自然科学基金资助重点项目(61931011);江苏省自然科学基金资助杰出青年项目(BK20190030);江苏省自然科学基金资助项目(BK20191328)

通信作者:郭道省 **Email:**xyzgfg@163.com

收稿日期:2020-05-15 **修订日期:**2020-07-12

道化卫星通信系统具有非均匀子信道增益控制的特点,通过对系统参数进行优化设置,将有助于进一步提升卫星资源利用效率和系统通信效能,因此基于子信道增益控制的信道化卫星通信系统模型已被广泛应用于宽带卫星通信的链路负载分析研究^[5-6]。然而,现有的研究工作较多集中在链路支持性分析和系统香农容量最大化这两个方面,且往往也不能充分利用星上转发功率资源^[6-9],或缺乏对链路服务的公平性和链路通信质量的可靠性这两个重要因素的考虑^[5,10-11]。这里,系统的链路可靠性定义为抗突发性链路中断的能力,该性能可以用系统中最小的链路 CNIR 余量度来衡量,即接收终端实际接收的 CNIR 超出通信质量需求的 CNIR 的比率。

从增强系统链路可靠性的角度出发,本文拟在考虑卫星转发总功率受限和转发器高功率放大器存在非线性效应影响的情况下,构建一个最大化系统 CNIR 余量度最小值(max-min)的优化模型,并设计该模型的求解算法,寻求一种增强系统链路可靠性的参数优化方案。

1 信道化卫星通信系统模型

我们考虑如图 1 所示的信道化卫星通信系统模型。图 1 中 $T_{x1}, T_{x2}, \dots, T_{xM}$ 表示 M 个地球站发射终端, $R_{x1}, R_{x2}, \dots, R_{xM}$ 表示 M 个地球站接收终端。假设地球发射终端 T_{xi} 的上行 EIRP 为 E_i , 发射信号遭受的上行链路损耗为 a_i , 该损耗值包含自由空间传播损耗、杂散损耗、雨衰和卫星接收天线增益 $G_{u,a}$ 。转发器对应于链路 i 的载波输入功率为 x_i , 经过转发器放大处理后得到的输出功率为 y_i 。类似地, 转发器输出信号遭受的下行链路损耗为 b_i , 该损耗值包含卫星发射天线增益 $G_{d,b}$ 、自由空间传播损耗、杂散损耗、雨衰和地球站接收天线增益。在地球接收端 R_{xi} , 传输信号还会受到功率谱密度为 $K_c T_s$ 的加性噪声的影响, 其中 K_c 表示玻尔兹曼常数, T_s 表示地球站接收端的系统噪声温度。在该通信系统模型中, 将单个转发器划分为 N 个子信道来进行 M 路子带信号的转发。每个子信道包含一个理想带通滤波器和一个独立控制的理想放大增益, 但它们共同的非线性效应由整个转发器对应的高功率放大器(HPA)的工作点来决定。因此, 转发器被建模为一个无记忆非线性系统, 它具有功率谱密度为 $K_c T_s$ 的加性噪声, 其子信道是由 N 个带宽为 B_n 的理想带通滤波器来划分, 子信道的理想增益因子为 G_n , 其中 T_s 表示转发器的系统噪声温度, 且加性噪声对各子信道的影响是相同的。

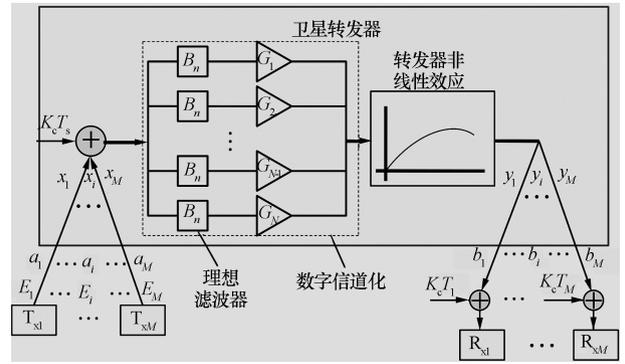


图 1 数字信道化卫星通信系统模型

针对上述参数定义和介绍, 首先确定转发器的工作点, 它的定义是在没有非线性效应影响的情况下, 转发器输出的总功率 P_{agg} 与饱和功率 P 之间的比值, 通常用变量 z 来表示, 表达式为^[5]

$$z = \frac{P_{agg}}{P} = \frac{1}{P} \left(\sum_{i=1}^M x_i G_{(n,i)} + K_c T_s \sum_{n=1}^N G_n B_n \right) \quad (1)$$

式中: $G_{(n,i)}$ 表示子信道子信道 n 的增益, 且该子信道被用来传输第 i 条链路。由此, 转发器非线性效应中的增益压缩和互调可以分别表示为关于 z 的函数 $g(z)$ 和 $h(z)$, 它们被定义为^[5]

$$g(z) = 1 + \rho_g z \quad (2)$$

$$h(z) = \frac{\rho_h}{(1 + 1/z)^3} \quad (3)$$

式中: ρ_g 为小信号压缩因子; ρ_h 为高功放饱和状态下交调谱密度的调整因子。假定增益压缩对所有子信道的影响效果相同。例如, 对于链路 i 而言, 载波通过转发器获得的净增益为 $G_{(n,i)}/g(z)$, 因此, 链路 i 对应的转发器输出信号功率为 $y_i = x_i G_{(n,i)}/g(z)$ 。此外, 文献[12-13]的研究表明, 当卫星转发器同时转发多路信号时, 若各信号的功率在它们的整体复合信号的功率中占比都较小, 则该情况下转发器非线性效应引起的信号交调分量在转发频带内近乎呈均匀分布, 即信号交调产物可近似看作功率谱密度为 $h(z)P/B$ 的白噪声, 其中 B 为转发器的总带宽。这与本文研究的宽带信道化卫星通信系统转发多路宽带多媒体信号的情形相类似。因此, 本文中也将转发器非线性效应引起的信号交调近似为白噪声进行分析。

2 链路可靠性优化目标与求解方法论

2.1 链路可靠性目标函数分析

将 R_{xi} 实际接收的 CNIR 标记为 R_i , 而该链路误码性能要求的 CNIR 标记为 Q_i , 当卫星通信系统中所有链路均能正常通信时, 接收端的 CNIR 满足

$$R_i = \frac{y_i/b_i}{(K_c T_s G_{(n,i)})/(g(z)b_i) + (h(z)P/Bb_i) + K_c T_s} \geq Q_i, (1 \leq i \leq M) \quad (4)$$

为了对式(4)进行化简,定义

$$f_i(z) = g(z)h(z)P/B + K_c T_i b_i g(z) \quad (5)$$

此外,链路*i*对应的转发器输入输出功率关系为

$$y_i = x_i G_{(n,i)}/g(z) \quad (6)$$

将式(5)和式(6)代入式(4)可得

$$R_i = \frac{x_i G_{(n,i)}}{K_c T_s G_{(n,i)} + f_i(z)} \geq Q_i, (1 \leq i \leq M) \quad (7)$$

因此,链路*i*的 CNIR 余量度可以表示为

$$L_i = \frac{R_i - Q_i}{Q_i} \quad (8)$$

在考虑转发器高功放的非线性效应影响的情况下,转发器输出的总功率可以表示为

$$P_{\text{out}} = \sum_{i=1}^M \frac{x_i G_{(n,i)}}{g(z)} + \frac{K_c T_s}{g(z)} \sum_{n=1}^N G_n B_n + h(z)P \quad (9)$$

将式(1)代入式(9)可得

$$P_{\text{out}} = \frac{Pz}{g(z)} + h(z)P = P \frac{z + g(z)h(z)}{g(z)} \quad (10)$$

对于实际的通信卫星,转发器输出功率必须满足 $P_{\text{out}} \leq P$,结合式(10)可得

$$z \leq g(z)(1 - h(z)) \quad (11)$$

至此,可以将链路可靠性的目标函数构建为如下带约束的 max-min 优化模型。

$$\begin{cases} \max & \min_{1 \leq i \leq M} L_i \\ \text{subject to} & z = \frac{1}{P} \left(\sum_{i=1}^M x_i G_{(n,i)} + K_c T_s \sum_{n=1}^N G_n B_n \right) \\ & L_i \geq 0, (1 \leq i \leq M) \\ & z \leq g(z)(1 - h(z)) \end{cases} \quad (12)$$

在式(12)的优化模型中,设计变量包括各子信道的增益值 $\{G_1, G_2, \dots, G_N\}$ 和各链路对应的转发器输入功率 $\{x_1, x_2, \dots, x_M\}$ 。求解上述优化模型,便可得到最优化的 $\{G_1, G_2, \dots, G_N\}$ 和 $\{x_1, x_2, \dots, x_M\}$,然后根据式(13)即可获得地球发送用户终端的上行 EIRP 值。

$$E_i = x_i q_i, \quad 1 \leq i \leq M \quad (13)$$

2.2 最大值回退搜索算法

分析式(12)所示的优化模型,可知该模型是一个

高维非线性非凸优化问题,这类问题除了少数启发式算法外^[14],通常很难找到合适的算法来求取全局最优解。为此,我们采取固定部分约束条件的办法对该模型进行化简分析。对于给定的转发器工作点*z*,分析 L_i 随转发器输入功率 x_i 和子信道增益 $G_{(n,i)}$ 变化的情况可得

$$\frac{\partial L_i}{\partial x_i} = \frac{G_{(n,i)}}{c_i(K_c T_s G_{(n,i)} + f_i(z))} > 0 \quad (14)$$

$$\frac{\partial L_i}{\partial G_{(n,i)}} = \frac{x_i f_i(z)}{c_i(K_c T_s G_{(n,i)} + f_i(z))^2} > 0 \quad (15)$$

式(14)和式(15)说明 L_i 在 x_i 和 $G_{(n,i)}$ 的取值范围内单调递增。因此,为了最大化系统中的最小 CNIR 余量度 L_i ,对于给定的转发器工作点*z*,应尽可能选择较大的 x_i 和 $G_{(n,i)}$ 值。然而,在转发器工作点*z* 固定的情况下,由于式(1)的约束, x_i 和 $G_{(n,i)}$ 通常不能同时取得最大值。为此,我们定义理想增益情况下各链路的转发器输出功率为

$$\gamma_i = x_i G_{(n,i)} \quad (16)$$

对于链路*i*考虑任意情况的 γ_i 值,取 $x_i G_{(n,i)} = x_i' G_{(n,i)'}$,且 $x_i > x_i'$, $G_{(n,i)} < G_{(n,i)'}$,并把 L_i' 记做 x_i' 和 $G_{(n,i)'}$ 对应的 CNIR 余量度,显然看出 L_i 与 L_i' 存在如下关系

$$L_i = \left(\frac{x_i G_{(n,i)}}{K_c T_s G_{(n,i)} + f_i(z)} - Q_i \right) / Q_i > \left(\frac{x_i' G_{(n,i)'}}{K_c T_s G_{(n,i)'} + f_i(z)} - Q_i \right) / Q_i = L_i' \quad (17)$$

因此,当 x_i 和 $G_{(n,i)}$ 通常不能同时取得最大值时,为了获得更大的 L_i 值,应尽可能将转发器输入功率值 x_i 选择为最大值,而不是选择 $G_{(n,i)}$ 的最大值。对于特定的链路,地球站发送的上行 EIRP 为最大值 \hat{E}_i 时, x_i 获得相应的最大值为 $\hat{x}_i = \hat{E}_i/a_i$,因此,在优化式(12)所示的 max-min 模型时, $x_i (1 \leq i \leq M)$ 可以取已知量 \hat{x}_i 进行计算。此时,该模型的求解过程可以看成为各链路寻最优的 $G_{(n,i)}$ 值以实现目标函数最大化的过程。

对于一个处于正常工作状态的信道化卫星通信系统,根据式(7)的约束可得

$$x_i G_{(n,i)} \geq Q_i f_i(z) + Q_i K_c T_s G_{(n,i)} \quad (18)$$

即

$$(x_i - K_c T_s Q_i) G_{(n,i)} \geq Q_i f_i(z) \quad (19)$$

因为 $Q_i f_i(z) > 0$,且 $G_{(n,i)} > 0$,所以由式(19)有 $x_i > K_c T_s Q_i$,因此正常工作的信道化卫星通信系统中的转

发器子信道增益满足

$$G_{(n,i)} \geq \frac{f_i(z)Q_i}{x_i - K_c T_s Q_i} \quad (20)$$

考虑转发器工作点 z 的约束条件,我们定义如下判决变量

$$T_h = \sum_{n=1}^N x_n \frac{Q_n f_n(z)}{x_n - K_c T_s Q_n} + K_c T_s \sum_{n=1}^N G_n B_n \quad (21)$$

容易证明,当 x_i 选择最大值 \hat{x}_i 时 T_h 将会取得最小值,若此时 $T_h > Pz$,则该转发器运行在工作点 z 的情况下,式(12)所示的优化模型无可行解;否则,该优化模型对于 z 点存在可行解。在该模型的可行解范围内,我们设计一种最大值回退搜索(MVBS)算法求取各工作点对应的最优解,算法的具体实施步骤如下所示。

1)将转发器工作点的初始值设置为 $z=0.1$,最大值为 $z_{\max}=2$,搜索步长设置为 $\Delta=0.001$,将 $\{x_1, x_2, \dots, x_M\}$ 设置为最大值 $x_i = \hat{E}_i/a_i$, ($1 \leq i \leq M$),取 $G_{(n,i)} = \frac{f_i(z)Q_i}{x_i - K_c T_s Q_i}$, ($1 \leq i \leq M$),其余未分配给任意链路的子信道的增益值设置为 $G_n = G_{n,\min}$,其中 $G_{n,\min}$ 表示子信道 n 的最小增益值。将式(1)所示约束条件的近似误差设置为一个充分小的整数 τ 。

2)若当前的 z 值是满足式(11)的约束条件,且 $z \leq z_{\max}$,则执行步骤3),否则终止算法执行。

3)根据式(21)计算判决变量 T_h 的取值,若 $T_h > Pz$,令 $z = z + \Delta$,并且返回步骤2);否则,令 $G_{(n,i)} = G_{n,\max}$,其中 $G_{n,\max}$ 表示子信道 n 的最大增益值。然后根据式(22)更新 T_h 的值。

$$T_h = \sum_{i=1}^M x_i G_{(n,i)} + K_c T_s \sum_{n=1}^N G_n B_n \quad (22)$$

若 $T_h - Pz < 0$,根据式(1)修正转发器工作点的值,然后计算各链路的 L_i 值,令 $\hat{L} = \min_{1 \leq i \leq M} (L_i)$,然后将 $\{z, \hat{L}, G_1, G_n, \dots, G_N\}$ 作为模型针对当前 z 值的最优解保存下来,并终止算法执行;否则执行步骤4)中第(1)条。

4)根据式(22)更新 T_h 的值,若 $T_h - Pz > \tau$,则执行步骤1);若 $T_h - Pz < -\tau$,则执行步骤2);否则,则执行步骤3)。

(1)计算各链路的 L_i 值,并令 $\hat{L} = \max_{1 \leq i \leq M} (L_i)$,将 \hat{L} 对应的链路 i 的转发器增益 $G_{(n,i)}$ 按照式(23)进行更新,然后返回步骤4)。

$$G_{(n,i)} = \frac{Q_i(\hat{L}/2 + f_i(z))}{x_i - K_c T_s Q_i(\hat{L}/2 + 1)} \quad (23)$$

(2)计算各链路的 L_i 值,并令 $\hat{L} = \min_{1 \leq i \leq M} (L_i)$,将 \hat{L}

对应的链路 i 的转发器增益 $G_{(n,i)}$ 按照式(24)进行更新,然后返回步骤4)。

$$G_{(n,i)} = \frac{Q_i\left(\frac{1}{2}(\hat{L} + \hat{L}) + f_i(z)\right)}{x_i - K_c T_s Q_i\left(\frac{1}{2}(\hat{L} + \hat{L}) + 1\right)} \quad (24)$$

(3)计算各链路的 L_i 值,令 $\hat{L} = \min_{1 \leq i \leq M} (L_i)$, \hat{L} 即为当前工作点对应的目标函数最优值,将 $\{z, \hat{L}, G_1, G_n, \dots, G_N\}$ 作为模型针对当前 z 值的最优解保存下来,然后令 $z = z + \Delta$,并返回步骤2)。

从上述 MVBS 算法实施步骤可以看出,该算法中 τ 的取值大小将会影响步骤4)中的迭代次数和模型最优解的准确度, τ 的取值越大,最优解的准确度越高,但步骤4)所需的迭代次数越多。此外,需要注意的是,对于式(12)所示的 maxi-min 优化模型,上述 MVBS 算法获得 $[0.1, 2]$ 范围内一系列离散 z 值对应的最优解,其中 z 的取值范围是根据我们的仿真实验观察和对 L_i 的特征分析确定的,最后可以通过对上述一系列离散 z 值对应的最优解进行一维搜索,最终获得 max-min 优化模型的全局最优解 $\{z_{\text{opt}}, L_{\text{opt}}, G_{1,\text{opt}}, G_{2,\text{opt}}, \dots, G_{N,\text{opt}}\}$ 。

3 仿真验证

在本文的仿真实验中,信道化卫星通信系统的相关参数均参考文献[15]进行设置,其中卫星和地球站终端的具体参数设置如表1和表2所示。

表1 卫星参数

参数属性	参数值	参数属性	参数值
上行载波频率/GHz	31	饱和通量密度/(dB·Wm ²)	-89.4
下行载波频率/GHz	21.2	噪声温度/(°)	1819
转发器带宽/MHz	124.8	饱和功率/W	34
子信道数目	48	接收天线增益/dBi	41
子信道带宽/MHz	2.6	发射天线增益/dBi	39.9
EIRP/dBW	55.2	转发器增益范围/dB	110-150

表2 地球站终端参数

参数属性	参数值	参数值
终端尺寸/ft(1ft=0.3048m)	8	2
发射天线增益/dBi	55.2	43.2
接收天线增益/dBi	51.9	39.3
噪声温度/(°)	450	450
最大上行EIRP/dBW	69.2	50.2
G/T值/(dB·(°) ⁻¹)	25.4	13.4

与文献[8]和[15]相类似,本文实验中假设信道化卫星通信系统某时段内存在三种类型的 FDMA 通信链路以及两种类型的地球站终端。该时段内系统中共包含16条通信链路,其中4条链路是由2ft的终端

发送信息至 8 ft 终端,称为 I 类型链路;令外有 4 条链路是由 8 ft 终端发送信息至 2 ft 终端,称为 II 类型链路;还有 8 条链路是由 8 ft 终端发送信息至 8 ft 终端,称为 III 类型链路;各类型链路的相关参数如表 3 所示。

表 3 链路参数

链路类型	链路描述	Q_i	占用带宽	链路数目
I	1 Mb/s, 2 ft 终端发, 8 ft 终端收	1.0×10^7	2×2.6 MHz	4
II	1 Mb/s, 8 ft 终端发, 2 ft 终端收	1.0×10^7	2×2.6 MHz	4
III	10 Mb/s, 2 ft 终端发, 8 ft 终端收	1.0×10^8	2×2.6 MHz	8

根据表 1~表 3 的基本参数设置,文献[5]、文献[8]和文献[15]分别从系统香农容量最大化和系统链路可支持性的角度出发,采用了三种不同的算法对图 1 所示的系统模型进行仿真分析,得到的设计变量最优解和部分系统性能指标如表 4 所示。

表 4 不同算法的设计变量最优解和部分性能指标

处理算法	链路类型	增益值 /dB	最优上行 EIRP/dBW	z_{opt}	η_p	L_{opt}
MI 算法 ^[15]	I	125.0	48.3	0.699	0.941	0.91
	II	107.6	68.7			
	III	113.1	64.4			
VNS 算法 ^[8]	I	125.1	48.3	0.421	0.932	0.501
	II	107.1	67.2			
	III	112.4	62.0			
LM 算法 ^[5]	I	118.7	50.2	0.595	0.969	2.0884
	II	106.7	69.2			
	III	108.1	69.2			

表 4 中的 η_p 表示转发器功率利用效率,其定义如下

$$\eta_p = \sum_{i=1}^M \frac{y_i}{P_{out}} \quad (25)$$

式中: P_{out} 为转发器实际输出的总功率。

为了检验本章所提方案的性能,我们分别选择文献[8]和文献[15]所得最优解中的 EIRP 值作为本文 MVBS 算法可用的最大 EIRP 值进行对比仿真分析,得到的对比试验结果分别如图 2 和图 3 所示。从图 2 和图 3 可以看出,与 MI 算法和 VNS 算法相比, MVBS 算法的优化处理使得各类型链路的转发器最优增益值进一步提高,产生该现象的原因是由于所提 MVBS 算法以最大化各链路的 CNIR 余量度为目标,而对于各链路而言,其 CNIR 余量度相对于转发器增益值是单调递增的,而 MI 算法和 VNS 算法的优化目标相对于转发器增益值并不具备单调递增的特性,因此,与优化系统链路可支持性的 MI 算法和 VNS 算法相比, MVBS 算法实现各链路 CNIR 余量度最大化之时通常使得各链路的转发器最优增益值进一步提高。此外,该算法要求每个发射终端以最大的 EIRP 值进行信号传输,

因此使得转发器的最优工作点明显提高。观察 η_p 和 L_{opt} 两项性能指标可知,在设计变量按 MVBS 算法的最优解进行取值的情况下,系统功率利用效率略微下降即可使得系统 L_{opt} 值增大了 40% 以上。

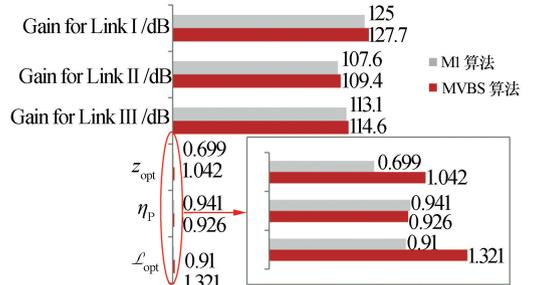


图 2 相同 EIRP 约束下 MI 算法与 MVBS 算法仿真对比

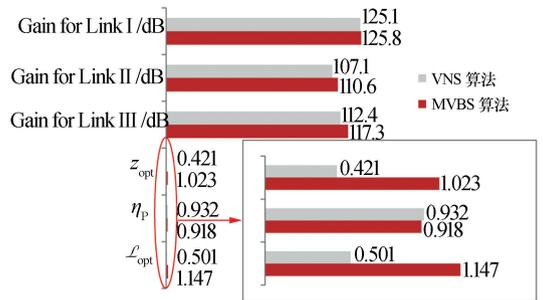
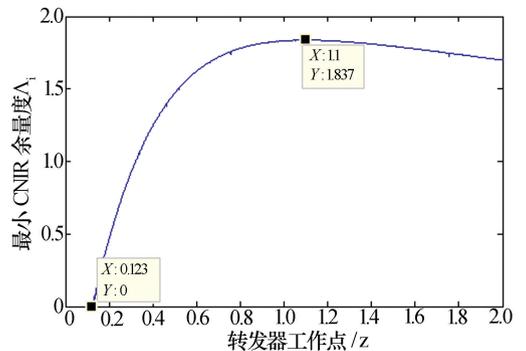


图 3 相同 EIRP 约束 VNS 算法与 MVBS 算法仿真对比

由于表 4 中三种算法所得的设计变量最优解都是在地球站终端实际的最大 EIRP 约束范围内得到的,因此为了更合理地论证所提方案的有效性,我们选取地球站终端可提供的最大 EIRP 值作为 MVBS 算法的 EIRP 约束条件来进行仿真分析。假定转发器工作点在 $[0.1, 2]$ 的区间范围以 0.001 的离散间隔进行仿真,各离散 z 值对应的最优 CNIR 余量度如图 4 所示。

图 4 转发器工作点在 $[0.1, 2]$ 范围对应的最小 CNIR 余量度

最后,我们可以通过一维搜索的办法找到图 4 信道化系统的全局最优 CNIR 余量度为 $L_{opt} = 1.837$,此时 $z_{opt} = 1.100$, $\eta_p = 0.949$,三种类型链路对应的子带增益为 (123.59 dB, 109.94 dB, 110.75 dB)。此外,通过仿真结果可以看到,当转发器的工作点 $z < 0.123$ 时,当前链路负载情况下,式(12)所示优化模型无解,即该

信道化卫星通信系统的用户无法正常通信。对比表4中三种算法所得的系统性能,在转发器功率利用效率基本不变的情况下,系统的 L_{opt} 值增大了1倍以上,可见,本文所提方案有效提升了系统的链路可靠性。

4 结束语

本文主要针对信道化卫星通信系统负载链路的可靠性问题进行分析,选取了系统中最小的CNIR余量度来作为系统链路可靠性的衡量指标。在考虑链路支持性约束和转发器功率受限的情况下,构建了一种max-min的链路可靠性优化模型,然后针对该优化模型进行了理论求解分析,并提出一种MVBS算法对该模型进行求解。仿真结果表明,与现有算法相比,在保持同等的转发器功率利用效率情况下,本文所提的MVBS算法可以使系统中最小的CNIR余量度增大1倍以上,从而有效提升了系统中链路的可靠性。

参考文献

- [1] 刘雯. 一种MF-TDMA卫星通信系统异构站型的频率控制方法[J]. 电子技术与软件工程, 2018(12): 26-27.
LIU Wen. A frequency control method for heterogeneous station type of MF-TDMA satellite communication system[J]. Electronic Technology & Software Engineering, 2018(12): 26-27.
- [2] 许楠. MF-TDMA和FDMA传输自适应体制下的资源分配[J]. 无线电工程, 2019, 49(3): 195-198.
XU Nan. Resource allocation of adaptive transmission system under mixed MF-TDMA and FDMA mode[J]. Radio Engineering, 2019, 49(3): 195-198.
- [3] 韩雪谦. 卫星通信系统多域协同抗干扰技术[J]. 现代雷达, 2016, 38(5): 78-81.
HAN Xueqian. Multi-domain collaborative anti-jamming technique for satellite communication system[J]. Modern Radar, 2016, 38(5): 78-81.
- [4] 徐益平. 天地一体化网络发展趋势与挑战[J]. 现代雷达, 2017, 39(7): 12-16.
XU Yiping. The development trend and challenge of the space-ground integrated network[J]. Modern Radar, 2017, 39(7): 12-16.
- [5] YAN J, CHEN X, LIU C. Capacity maximization based power loading analysis for digital channelized satcom systems[J]. China Communications, 2015, 12(5): 64-74.
- [6] Y. Zhiming, C. Zhigang, H. Liu. Link supportability analysis of digital channelised satellite communication system using min-max optimisation and variable neighbourhood search

- algorithm[J]. IET Communications, 2011, 4(18): 2145-2154.
- [7] KNAB J J. Transponder power minimization utilizing optimum channelizer gains[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(1): 729-736.
- [8] YANG Zhiming, CHAO Zhigang, Min-max criterion for global link budget analysis of digital channelized SATCOM system and classical transponder system[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(48): 2679-2689.
- [9] 姜兴龙, 肖寅, 梁广, 等. 基于约束多目标免疫算法的多载波卫星通信系统链路支持性优化[J]. 红外与毫米波学报, 2016, 35(3): 368-376.
JIANG Xinglong, XIAO Yin, LIANG Guang, et al. Optimal link supportability of multi-carrier SATCOM systems with constrained nondominated neighbor immune algorithm[J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2016, 35(3): 368-376.
- [10] LIU Chunli, YAN Jian, CHEN Xiang, et al. Capacity and loading analysis of digital channelized SATCOM system [C]// Proceedings of International ICST Conference on Communications and Networking in China. Kunming: IEEE Press, 2012: 155-160.
- [11] JIANG W, ZHAO S, TAN Q, et al. Wideband photonic microwave channelization and image-reject down-conversion [J]. Optics Communications, 2019, 445: 41-49.
- [12] SPILKER J J. Digital communication by satellite[M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1977.
- [13] MARSHALL J. A system optimization approach to FDMA loading[C]// Proceedings of the IEEE Milcom 1991 Conference. McLean, VA: IEEE Press, 1991.
- [14] YAO Y, PENG Z, XIAO B. Parallel hyper-heuristic algorithm for multi-objective route planning in a smart city[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(11): 10307-10318.
- [15] MARSHALL J, HEISSLER J. Satcom loading analysis with heterogeneous gain states[C]// Proceedings of IEEE Conference on Milcom. Anaheim: IEEE Press, 2002: 136-141.

作者简介:

陈祝允 男, 1991年生, 博士研究生, 研究方向为卫星通信、无线资源管理;

赵兵 女, 1984年生, 硕士, 讲师, 研究方向为卫星通信体制与传输技术;

郭道省 男, 1973年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为卫星通信、通信抗干扰技术。