

非均匀信道增益控制的多载波卫星容量分析

张 飞, 边东明, 张更新, 李洪钧

(解放军理工大学通信工程学院, 南京 210007)

摘 要: 设置转发器最佳增益, 减小功放非线性影响, 提高系统容量是多载波卫星通信系统容量分析的首要问题。对于数字信道化转发器, 采用非均匀子信道增益调整的思想独立设置各信道增益可以有效消除大小载波抑制问题, 提高卫星系统容量。为此, 提出一种直接计算求解各子信道增益的算法。该方法不需要采用复杂的优化过程以及矩阵求逆, 因此适合求解任意数量链路增益。理论推导得到链路最佳发射功率为地面站最大可提供功率, 通过直接计算非线性等式即可获得各子信道最佳增益。同时考虑到功率利用率问题, 通过选取转发器最佳工作点, 在最小转发器输出功率准则下可以有效提高卫星功率的利用率。实验结果表明, 该算法在具有与优化算法相近性能的同时降低了求解复杂度。

关键词: 多载波; 链路可支持性; 非均匀信道增益; 卫星容量; 柔性转发器

中图分类号: TN927

文献标识码: A

文章编号: 1000-1328(2013)08-1122-08

DOI: 10.3873/j.issn.1000-1328.2013.08.013

Capacity Analysis of Multi-Carrier SATCOM Systems with Heterogeneous Gain-State Control

ZHANG Fei, BIAN Dong-ming, ZHANG Geng-xin, LI Hong-jun

(College of Communication Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: To set the transponder's optimal gain, reduce the HPA's nonlinear influence and increase the capacity of the multi-carrier SATCOM systems are the first problems in satellite capacity analysis. With the concept of applying gain to individual links for digital channelized transponder, it could reduce the problem of suppression from stronger signals to the weaker effectively. Therefore, a directly solving algorithm is proposed for calculating the optimal gain of each sub-channel. The new method does not utilize any search algorithms or matrix inversion thus it can be used for any number of links in a transponder. As seen from theoretical analysis that the optimal terminals transmit powers are the allowable EIRP and the optimal gains for individual links could be directly solved by using of a set of simple nonlinear equations. Meantime, considering the transponder's power utility, the new algorithm can improve the power utilization through searching the optimum transponder's operating point under the criterion of minimizing the output power from the satellite transponder. The experimental results show that the proposed algorithm has similar performance to some optimization algorithm, while reduces the computational complexity.

Key words: Multi-carrier; Link supportability; Heterogeneous gain; Satellite capacity; Flexible transponder

0 引 言

在多载波卫星通信系统中, 采用传统透明转发模式的卫星转发器功率放大器同时放大多个载波信

号, 将会出现严重的大载波抑制小载波, 交调干扰现象。采用功率回退的方法不能从根本上解决信号抑制问题, 如何降低功率非线性影响, 充分利用功率资源, 提高系统容量是系统链路设计中需要考虑的主

收稿日期: 2012-10-23; 修回日期: 2013-03-28

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60972061, 60972062, 61032004); 国家高技术研究发展计划("863"计划)资助项目(2012AA01A503, 2012AA121605, 2012AA01A510)

要问题。

美军 WGS 卫星系统提出了一种星上处理的数字信道化器^[1],采用该信道化器可以实现各子信道信号之间的灵活交换,同时,运用非均匀信道增益调整的思想独立设计每条信道增益能够很好地解决多载波卫星通信系统中的大小载波抑制问题,从而提高系统容量。非均匀信道增益的概念由 Marshall 和 Heissler 首次提出^[2-3],通过独立设置每条链路信道增益,分析卫星链路可支持性,提高系统容量。但是文献计算中的增益都是预先设定,而且涉及到矩阵的求逆,计算过程繁琐,没有给出信道增益的具体求解方法。Marshall 和 Jo 采用拉格朗日乘子(LM)的优化算法^[4],在最小化转发器输出功率准则下求解各信道增益,同时在文献[5]中给出一种改进的求解形式。但是文献[4-5]都只考虑以最小化转发器输出功率来降低各地面终端的上行 EIRP,忽略了转发器功率利用率这个问题。考虑到该问题,阳志明和曹志刚在文献[6]中提出了一种最大最小化模型,利用基于可变邻域搜索(VNS)的算法求解信道增益^[7],通过缩小转发器中各载波功率间的差别,使其尽可能平衡,从而实现上推转发器工作点,提高转发器的功率利用率,但是该算法在优化设计时对

初始值的设置敏感,面对大规模卫星通信链路时,优化参数增多,实现过程复杂。John J 采用非优化的方法,通过直解求解线性等式计算各子信道增益^[8],避免了算法求解过程中的矩阵求逆,但是该文献中没有考虑功率非线性性的影响。本文引入功放非线性性的影响,在最小化转发器输出功率条件下,求解最优信道增益,提高系统容量与转发器功率利用率。

1 基于柔性转发器的卫星系统模型

分析多载波卫星系统性能,采用与传统转发模式不同的柔性转发器,其关键部件是子信道增益可单独调整的数字信道化器,其抽象模型如图 1。此处不考虑天线的数量,单个转发器具有 N 个子信道以容纳 M 个链路^[6],且每个转发器中只有一个高功放,所有的非线性效应集中在该高功放中。假设一个子信道中可以容纳多个小载波,而一个大载波需要占用若干子信道,采用数字信道化技术,设计者可以通过独立设置每条信道的增益,在最小转发器输出功率条件下减小功放非线性性的影响,从而支持尽可能多的通信链路,提高系统容量。

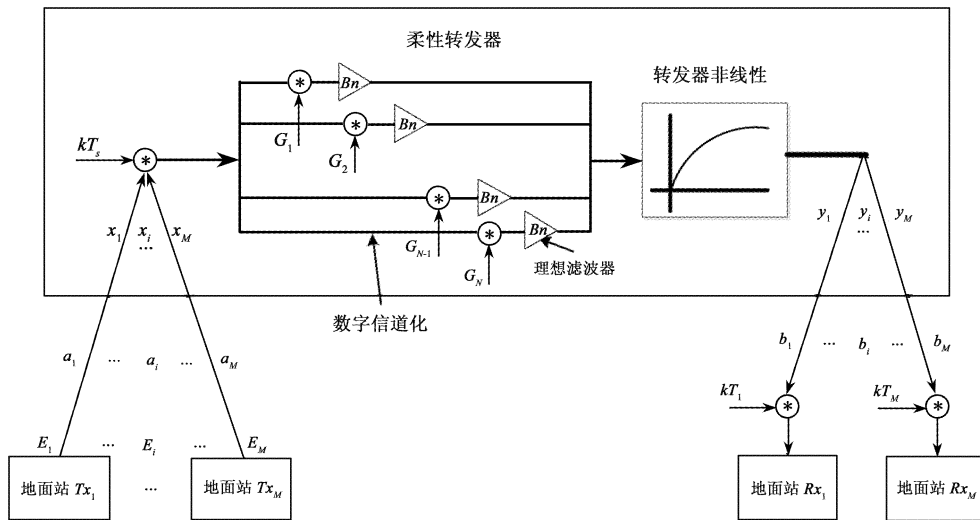


图 1 柔性转发器卫星系统模型

Fig.1 Flexible transponder SATCOM model

对于每条链路 $i, (i = 1, 2, \dots, M)$, 假设地面发射终端 T_{xi} 上行 EIRP 为 E_i , 上行链路损耗为 a_i , 下行链路损耗为 b_i , 卫星转发器关于链路 i 的输入功率为 x_i , 输出功率为 y_i 。通过给定的基本指标参数, 地面

终端的上行 EIRP 值可以等效为转发器获取的输入功率 x_i 。 k 为 Boltzmann 常数, 其值为 1.23×10^{-23} , T_s 为转发器输入等效噪声温度。从而可以将整个转发器建模为: 功率密度为 kT_s 的加性噪声、理想子信道

增益 G_n , 理想滤波器以及无记忆非线性功放这样一个系统。对于所有子信道, 加性噪声和非线性效应都是完全一样的, 但子信道理想增益和滤波特性随子信道特性不同而不同。假设转发器中所有增益, 包括高功放增益全部集中体现在各子信道增益 G_n 中, 且转发器非线性只具有单位小信号增益。地面接收终端的等效输入噪声温度为 T_i , 其内部噪声功率谱密度为 kT_i 。

上行链路损耗 a_i , 指从地面发射终端到转发器输入端的净损耗, 它包括自由空间损耗、杂散损耗、雨衰、以及卫星接收天线的增益 $G_{u,a}$, 同样下行链路损耗为 b_i , 指转发器输出端到地面接收终端的净损耗, 包括卫星发射天线增益 $G_{d,a}$ 、自由空间损耗、杂散损耗、雨衰以及地面终端接收天线的增益 $G_{r,i}$ 。

为了评价转发器非线性对输入多载波信号的影响, 需要确定转发器的工作点, 定义变量 z 来表示, 设转发器饱和功率为 P , 转发器工作点定义为在没有增益压缩情况下, 转发器总输出功率与其饱和功率的比值, 即:

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

其中: G_n 为第 n 个子信道增益, $n(i)$ 表示子信道 n 分配给链路 i , B_n 表示第 n 个子信道带宽, kT_s 是转发器噪声功率谱密度。

为了简化分析, 假设增益压缩特性对所有链路都一样, 增益压缩是转发器工作点的函数^[9], 用 $g(z)$ 表示, 从而, 链路 i 通过转发器后获得的净增益为 $G_{n(i)}/g(z)$, 链路 i 经过转发器输出功率为:

$$y_i = x_i G_{n(i)}/g(z) \quad (2)$$

此外, 把交调干扰近似为信道中的白噪声, 其功率谱密度函数也是关于转发器工作点的函数, 用 $h(z)$ 表示交调归一化特征函数^[9], 则转发器实际输出交调谱密度为 $h(z)P/B$, B 表示转发器总带宽。转发器增益压缩以及交调产物都是由于高放的非线性幅度转移特性 (AM-AM 效应) 和调幅调相转换特性 (AM-PM 效应) 产生的结果。

常见的转发器非线性增益压缩函数 $g(z)$ 和交调特征函数 $h(z)$ 分别为^[2]:

$$\begin{aligned} g(z) &= 1 + \rho_g z \\ h(z) &= \rho_h / (1 + 1/z)^3 \end{aligned} \quad (3)$$

其中 ρ_g 表示小信号压缩因子, ρ_h 表示高功放饱和时

交调谱密度调节因子, 用这两个因子表示高放的非线性效应。一般取 $\rho_g = 1.27$, $\rho_h = 0.123$ 。

2 多载波卫星系统容量分析

2.1 理论分析

克服交调干扰、大信号对小信号抑制问题, 提高转发器功率利用率, 是链路可支持性分析要解决的核心问题^[6]。所谓链路可支持性, 即链路可用性, 是指在通信双方满足系统预定通信要求下, 发端的上行 EIRP 值必须大于等于其可提供的最大上行 EIRP 值, 如果满足, 则该链路可被系统支持, 即具有可支持性, 反之不具有支持性。对于多载波卫星通信系统, 可支持的通信链路数目越多, 其容量越高。通过上一节的假设与分析, 进行数字信道化卫星通信系统的卫星容量分析, 需要知道每条链路的上行功率以及链路增益, 建立关于链路功率的可支持性函数。同时考虑功放非线性影响, 为转发器选取最佳工作点, 尽可能地降低或者消除增益压缩和交调干扰, 解决大信号对小载波信号的抑制, 提高转发器功率利用率。

假设链路 i 中传输的数据码元速率为 R_b , 接收端误比特率为 E_b/N_0 , 则该链路的载噪比为:

$$c_i = \frac{E_b}{N_0} \cdot R_b \quad (4)$$

根据可支持性分析, 接收端实际接收载噪比要大于 c_i , 即:

$$c_i \leq \frac{y_i/b_i}{\frac{kT_s G_{n(i)}}{g(z)b_i} + (1/b_i) \sum_{j \neq i} \Delta_{ij} y_j + \frac{h(z)P}{Bb_i} + kT_i} \quad (5)$$

其中分母各项分别表示上行链路噪声, 邻道干扰、交调分量以及下行链路噪声。 Δ_{ij} 是转发器中信号 i 与信号 j 产生的谱混叠矩阵中元素, 即

$$\Delta_{ij} = \int S_i(f) S_j(f) df \quad (6)$$

其中 $S_i(f)$, $S_j(f)$ 分别表示信号 i 和信号 j 的功率归一化谱密度。

假设转发器链路输入功率 x_i 和增益 $G_{n(i)}$ ($1 \leq i \leq M$) 是需要求解的未知变量, 且有:

$$0 < G_{n(i)} < \infty \text{ 和 } 0 < x_i < x_{i, \max} \quad (7)$$

其中 $x_{i, \max}$ 是转发器输入端链路 i 可提供的最大输入功率。(假设每个地面站只发送单条链路)

求解链路增益,取式(5)中等式成立,则:

$$c_i = \frac{y_i/b_i}{\frac{kT_s G_{n(i)}}{g(z)b_i} + (1/b_i) \sum_{j \neq i} \Delta_{ij} y_j + \frac{h(z)P}{Bb_i} + kT_i} \quad (8)$$

将式(2)带入式(8)重新整理后:

$$c_i = \frac{x_i G_{n(i)}}{kT_s G_{n(i)} + \sum_{j \neq i} \Delta_{ij} x_j G_{n(j)} + \frac{g(z)h(z)P}{B} + kT_i b_i g(z)} \quad (9)$$

定义:

$$f_i(z) = \left(\frac{g(z)h(z)P}{B} \right) + kT_i b_i g(z) \quad (10)$$

$$A_{ij} = 1, \quad \forall i = j$$

$$A_{ij} = -c_i \Delta_{ij}, \quad \forall i \neq j \quad (11)$$

重新整理公式(9)得:

$$\sum_j A_{ij} x_j G_{n(j)} = kT_s c_i G_{n(i)} + c_i f_i(z) \quad (12)$$

从而得到 M 个非线性公式, 每条链路增益为:

$$G_{n(i)} = \frac{c_i f_i(z) + c_i \sum_{j \neq i} \Delta_{ij} x_j G_{n(j)}}{x_i - kT_s c_i} \quad (13)$$

以及

$$x_i = kT_s c_i + \left[\sum_{j \neq i} \Delta_{ij} x_j G_{n(j)} + f_i(z) \right] c_i / G_{n(i)} \quad (14)$$

注意到公式(13)中,链路可通时必须满足条件:

$$x_i > kT_s c_i \quad (15)$$

从而得到链路 i 输入功率范围:

$$kT_s c_i < x_i < x_{i,max} \quad (16)$$

在 FDMA 多址接入卫星系统中,为了确保载波频谱之间没有混叠及干扰,一般选择具有正交特性的载波,但是在实际中总会存在很小的频谱混叠和载波干扰,为了简化分析,取 A 为单位矩阵^[2]。

通过图 1 可知每条链路使用的转发器功率 P_i 为:

$$\begin{aligned} P_i &= x_i G_{n(i)} / g(z) + kT_s B_{n(i)} G_{n(i)} / g(z) \\ &= kT_s G_{n(i)} (c_i + B_{n(i)}) / g(z) + \\ &\quad \left(\frac{h(z)P}{B} + kT_i b_i \right) c_i \end{aligned} \quad (17)$$

则转发器使用总功率为 P_T :

$$P_T = \sum_{j=1}^m P_j = \sum_{j=1}^m G_{n(j)} (x_j + kT_s B_{n(j)}) / g(z)$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{j=1}^m kT_s G_{n(j)} (c_j + B_{n(j)}) / g(z) + \\ &\quad \sum_{j=1}^m \left[\left(\frac{h(z)P}{B} + kT_j b_j \right) c_j \right] \end{aligned} \quad (18)$$

由此可知,转发器最小输出功率是每条链路最小输出功率之和。

2.2 链路最优增益和输入功率的求解

在卫星转发器中,假设存在 m 条链路,那么需要求解 $2m$ 个未知参数 $\{x_j\}_{j=1}^m$ 和 $\{G_{n(j)}\}_{j=1}^m$,但是通过分析可知只存在 m 个非线性函数,所以为了获得最小转发器输出功率 P_T 需要优化求解 $\{x_j\}_{j=1}^m$ 和 $\{G_{n(j)}\}_{j=1}^m$ 。由于转发器工作点是关于输入信号功率与增益的函数,不同的参数设置对工作点的选取有很大影响,考虑到转发器工作点的选取,求解式(13)可以得到增益曲线如图 2 所示。

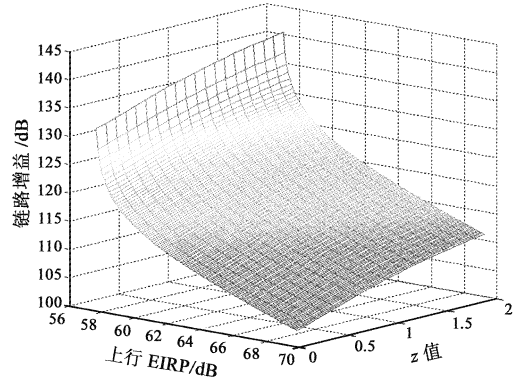


图 2 链路增益曲线

Fig. 2 The solution space of gain for typical link

此平面上的解范围可以表示为:

$$S_{P,i} = \left\{ \begin{aligned} & (G_{n(i)}, x_i, z) \mid G_{n(i)} > 0, kT_s c_i < x_i < x_{i,max}, \\ & z > 0, x_i = kT_s c_i + f_i(z) c_i / G_{n(i)} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

因此,求解曲面上的任意一点都可以得到满足链路接收端载噪比的信道增益与输入功率,并且表示为:

$$(G_{n(i)}, x_i, z) \in S_{P,i} \quad (20)$$

现在证明曲面空间范围之上的点都可以满足链路可支持性要求 $c_i \leq c_{i,rec}$ 。

假设存在 $(G_{n(i)}, x_i, z) \in S_{P,i}$,在固定输入信号功率条件下增加链路增益值为 $\overline{G_{n(i)}} = (1 + \Delta) G_{n(i)}$, Δ 为增加步长,新的工作点为 z' , 则接收载噪比为:

$$c_{i, \text{rec}} = \frac{x_i \bar{G}_{n(i)}}{kT_s \bar{G}_{n(i)} + \frac{g(z')h(z')P}{B} + kT_i b_i g(z')}$$

$$= \frac{x_i}{kT_s + \frac{g(z')h(z')P}{B \bar{G}_{n(i)}} + \frac{kT_i b_i g(z')}{\bar{G}_{n(i)}}} \quad (21)$$

如前所述, z 表示转发器工作点, 且为链路输入功率与增益的函数, 通过证明 $\frac{g(z)h(z)}{G_{n(i)}}$ 和 $\frac{g(z)}{G_{n(i)}}$ 都是关于 $G_{n(i)}$ 的单调递减函数。

所以:

$$c_{i, \text{rec}} \begin{cases} > c_i & \Delta > 0 \\ = c_i & \Delta = 0 \\ < c_i & \Delta < 0 \end{cases} \quad (22)$$

从而得到链路可支持性区间:

$$S_{R,i} = \{ (G_{n(i)}, x_i, z) \mid G_{n(i)} > \frac{c_i f_i(z)}{x_i - kT_s c_i}, kT_s c_i < x_i < x_{i, \text{max}}, z > 0 \} \quad (23)$$

如果链路参数 $(G_{n(i)}, x_i, z) \in S_{R,i}$, 那么 $c_{i, \text{rec}} \geq c_i$, 因此只要链路增益和输入功率值在链路支持性范围内, 都可以保证链路可通。但是, 对于给定的链路功率 $x_i \in S_{R,i}$, 如果 $\bar{G}_{n(i)} > G_{n(i)}$, 转发器链路输出功率 P_i 随之增大; 相反, 如果 $x_i \notin S_{R,i}$ 则 $c_{i, \text{rec}} < c_i$ 或者不存在可行解, 从而此条链路无法保证可通。由此可知最小转发器输出功率准则下最优解为 $(G_{n(i)}, x_i) \in S_{P,i}$ 。将转发器工作点作为输入参数时, 每条链路 $(G_{n(i)}, x_i)$ 都是相互独立的, 通过计算得到每条链路独立的最优解 $(G_{n(i)}, x_i, z) \in S_{P,i}$, 保证转发器输出总功率 P_T 最小。

2.3 链路最佳增益及转发器最佳工作点设置

在每条链路可通的条件下以最小化转发器输出功率为目标, 理论分析得到最优的链路增益和输入功率 $(G_{n(i)}, x_i, z) \in S_{P,i}$ 。为了达到链路输出功率的最小, 由式(17)可知转发器链路输出功率是关于该链路增益的单调递增函数, 只需所求链路增益最小, 由式(13)知道该链路增益为:

$$G_{n(i)} = \frac{c_i f_i(z) + c_i \sum_{j \neq i} \Delta_j x_j G_{n(j)}}{x_i - kT_s c_i}$$

即链路输入功率为 $x_i = x_{i, \text{max}} (1 \leq i \leq m)$ 时, 增益最小, 此时转发器链路输出功率最小。因此对于确定的接收端载噪比, 为了使转发器输出功率最小, 只要选

择链路输入功率为发送端最大可提供发射功率, 通过计算即可得到链路最佳增益值。同时采用该方法, 将传统优化算法中的 $2m$ 个未知参数减少为 m 个, 且直接计算便可以求解得到。

然而选择转发器最佳工作点, 也是链路求解过程中需要考虑的问题, 通过设置最佳转发器工作点, 可以提高转发器的功率利用率。由图 2 可知, 对于不同的转发器工作点, 在链路输出功率最小的情况下, 转发器增益有所区别, 定义转发器高功放非线性效应度量值加以描述功率利用率。

转发器高功放非线性效应度量为:

$$\text{MEHPAN} = \left| z - \frac{1}{P} \left(\sum_{i=1}^M x_i G_{n(i)} + kT_s \sum_{n=1}^N G_n B_n \right) \right| \quad (24)$$

该度量主要用来衡量转发器最佳工作点的位置。该值越大, 表明转发器的工作点远离饱和点, 这时转发器的功率利用率越低; 反之, 转发器的工作点越靠近饱和点, 转发器的功率利用率越高。

前面已经得到对于确定的转发器工作点, 在链路输入功率最大的条件下, 转发器链路输出功率最小。通过求解不同工作点条件下每条链路最佳增益值, 计算实际转发器工作点数值, 采用非线性效应度量函数加以描述。图 3 给出了不同工作点条件下输入功率为最大可提供 EIRP 时转发器非线性效应度量曲线。

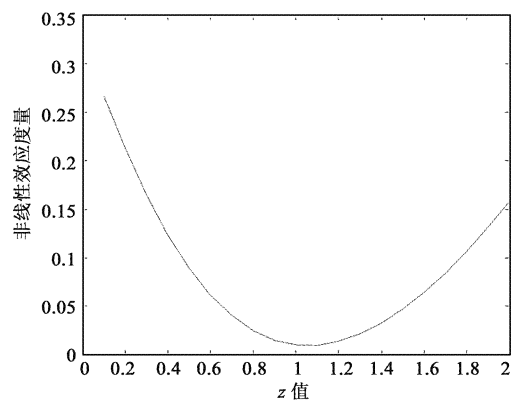


图 3 转发器工作点函数曲线

Fig. 3 Transponder operating point curve

经过分析可知, 当转发器非线性效应度量值最小时, 功率利用率最高, 从而选取转发器最佳工作点即可以得到链路最佳输入功率与增益值。

考虑到实际应用中转发器增益调整范围为 G_{min}

$< G_i < G_{\max}$, 如果链路增益 $G_i < G_{\min}$, 那么设置 $G_i = G_{\min}$, 由式(13) 计算得到转发器输入功率 x_i 减少, 输出功率增大。同样, 如果链路增益太大 $G_i > G_{\max}$, 那么只需简单的设置链路增益为转发器最大可提供增益, 即 $G_i = G_{\max}$, 与此同时也会造成该链路所需地面站发射功率的增加。利用转发器可提供的最大增益求解地面站所需发射功率, 当地面站所需发射功率大于实际可提供最大发射功率, 即对于给定的收发地面站参数及链路载噪比条件, 此时链路不可通。

3 数值实验仿真

考虑 FDMA 多址接入的 WGS 卫星通信系统, 所有的参数包括卫星参数、地面终端参数以及链路参数全部引自文献[2], 采用链路增益非均匀设置的柔性转发模式分析系统容量和卫星功率利用率, 所取卫星参数如表 1 所示。

表 1 卫星基本参数

Table 1 Satellite parameters

参数名称	参数值	参数名称	参数值
上行链路/GHz	31	等效噪声温度/°C	1819
下行链路/GHz	21.2	饱和功率/W	34
信道带宽/MHz	124.8	接收天线增益/dBi	41
EIRP/dBW	55.2	发射天线增益/dBi	39.9
(G/T)/dB · K ⁻¹	8.4	转发器增益/dB	100 ~ 150
饱和通量密度/dBW · m ⁻²	-89.4		

系统中存在两种口径尺寸的卫星地面终端: 8 英尺和 2 英尺口径终端, 其中 2 英尺口径终端的最大上行发射功率可根据不同需要设置为 4W、5W、7W、和 10W^[7], 对应最大上行 EIRP 值分别为 49.2dBW、50.2dBW、51.7dBW、53.2dBW、表 2 给出了两种地面终端的一些基本参数。

表 2 地面终端参数

Table 2 Earth terminal parameters

参数名称	参数值	参数值
终端尺寸/英尺	2	8
发射天线增益/dBi	43.2	55.2
接收天线增益/dBi	39.3	51.9
等效噪声温度/°C	450	450
最大发射功率/W	4, 5, 7, 10	25
最大 EIRP/dBW	49.2, 50.2, 51.7, 53.2	69.2
(G/T)/dB · K ⁻¹	13.4	25.4

假设系统中存在 16 条链路供通信双方使用: I

类链路 4 条: 信号从 2 英寸口径终端发往 8 英寸口径终端, 每条链路信息传输速率 1Mb/s; II 类链路 4 条: 信号从 8 英寸口径终端发往 2 英寸口径终端, 每条链路信息传输速率同样为 1Mb/s; III 类链路 8 条: 信号从 8 英寸口径终端发往 8 英寸口径终端, 每条链路信息传输速率 10Mb/s。为了便于分析, 假设所有链路接收终端的 E_b/N_0 均为 5dB, 链路余量为 5dB。系统带宽为 124.8MHz 的转发器均匀划分为 48 个基本子信道, 每个子信道带宽为 2.6MHz, 每路信号可以占用一个或多个相邻的基本子带信道。从而, 分配 2 个基本子信道给每条 I 类链路, 2 个基本子信道给每条 II 类链路, 34 个基本子信道给每条 III 类链路, 剩下 10 条子信道空闲, 且具有非常小的子信道增益, 在计算中可以忽略。表 3 给出了每条链路参数, c_i 由式 $c_i = \frac{E_b}{N_0} \cdot R_b$ 计算得到。

表 3 链路参数

Table 3 Link parameters

链路类型	链路描述	载噪比 c_i	占用带宽
I 类	1Mb/s, 2 英寸口径终端发, 8 英寸口径终端收	1.0×10^7	$2 \times 2.6\text{MHz}$
II 类	1Mb/s, 8 英寸口径终端发, 2 英寸口径终端收	1.0×10^7	$2 \times 2.6\text{MHz}$
III 类	1Mb/s, 8 英寸口径终端发, 8 英寸口径终端收	1.0×10^8	$34 \times 2.6\text{MHz}$

3.1 算法性能分析

文献[5]为基于数字信道化技术的多载波卫星通信系统建立了一种链路可支持性模型, 以最小化转发器输出各链路功率 p 次幂的加权和为目标, 提出一种基于拉格朗日乘子 (Lagrangian Multiplier, LM) 的优化算法求解该模型, 得到各子信道增益值以及地面发射端的上行 EIRP 值。

$$\begin{aligned} & \text{minimize} \quad \sum_{i=1}^M \omega_i y_i^p \\ & \text{subject to} \quad c_i \leq \frac{y_i/b_i}{f_i(Y)} \quad (1 \leq i \leq M) \\ & f_i(Y) = \frac{kTsG_n(i)}{g(z)b_i} + (1/b_i) \sum_{j \neq i} \Delta_{ij} y_j + \frac{h(z)P}{Bb_i} + kT_i \end{aligned}$$

其中: $p \geq 1$, ω_i 为加权系数。约束条件不变, 即接收端实际的载噪比 $c_{i, \text{rec}}$ 要大于等于所需要的载噪比

c_i , 保证考虑的链路具有可支持性。

文献[7]考虑转发器功率资源的利用率,通过减小转发器中各载波功率差别,使其尽可能平衡,上推转发器工作点,提高转发器功率利用率,给出了一种最大最小化模型:

$$\min \max_{1 \leq i \leq M} y_i$$

优化约束条件与文献[5]相同,采用提出的基于可变邻域搜索(VNS)算法求解链路可支持性优化模型。本文在最小化转发器输出功率准则的条件下,考虑功率利用率问题,利用直接计算的方法求解链路可支持性模型。

本文从三方面来评价该方法对系统链路性能的影响,定义如下三个性能度量值^[7]:

MVCNIRC:载噪比约束违反度

$$\text{MVCNIRC} = \min_{1 \leq i \leq M} \{ (c_{i, \text{rec}} - c_i) / c_i \}$$

该度量主要用来考察不同算法在系统不同优化配置条件下,链路是由具有可支持性。只要其值大于零,表明通信链路接收方的实际载噪比大于所需值,该值越大,则接收方实际载噪比比所需大的越多,链路稳健性越好。

MEHPAN:转发器高功放非线性效应的度量

$$\text{MEHPAN} = \left| z - \frac{1}{P} \left(\sum_{i=1}^M x_i G_{n(i)} + kT_s \sum_{n=1}^N G_n B_n \right) \right|$$

该度量主要用来考察转发器最佳工作点的位置。该值越大,表明转发器的工作点远离饱和点,这时转发器的功率利用率越低;反之,转发器的工作点越靠近饱和点,转发器的功率利用率越高。

ORIOBJFV:目标函数值

$$\text{ORIOBJFV} = \sum_{i=1}^M y_i^2$$

该度量主要评价算法优劣性能,该值越小,表明求解算法更优,反之,则表明算法找到的解还不是相对更优的。

以上三个度量值均无量纲。当2英寸口径终端最大上行发射功率由4W依次增加到5W、7W和10W时,MVCNIRC、MEHPAN和ORIOBJFV变化曲线如图4所示。

其中DS表示本文采用的直接计算求解方法(Direct Solve, DS)。观察图中MVCNIRC曲线,由该曲线可知,尽管所有的链路载噪比都满足系统设计要求,但是LM算法以及本文DS算法与VNS算

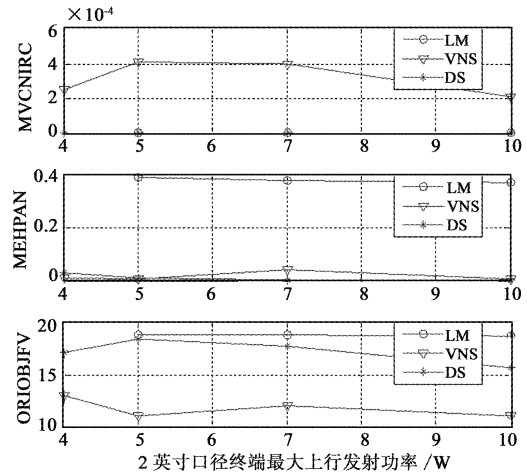


图4 算法性能分析比较

Fig. 4 Performance analysis and comparison of different algorithms

法相比,链路余量很小,系统在此配置下链路鲁棒性以及稳定性可能不如VNS算法。同样观察MEHPAN曲线可知,本文方法转发器非线性效应与VNS算法相当,略小于VNS算法,但与LM算法相比,DS算法与VNS算法均小于LM算法下转发器非线性效应影响,功率利用率更好。观察ORIOBJFV曲线可知,本文方法求解得到的目标函数值介于LM算法和VNS算法的目标函数值之间,说明本算法找到的解相对较优。更为关键的是当2英寸口径终端发射功率小于5W时,LM算法无法找到转发器最小输出功率目标准则下的最优解,但是VNS算法以及本文方法可以找到最优解。

通过仿真分析,本文方法较LM算法在性能上有较大优势,但相对于VNS算法而言,性能仍有所差距。但是在计算实现复杂度方面,本文提出的算法在求解过程中大大减少了优化求解的参数,通过简单的非线性公式即可求解得到系统链路相对较优解,对大容量链路卫星系统进行链路可支持性分析求解链路增益时方法更优。

3.2 系统容量分析

由表4可见,当采用透明转发模式时,转发器增益整体可调,对于所述的16条卫星链路,转发器的最佳增益设置为115dB左右。即便这样,系统仍不能支持4条I类链路,因此,系统的链路可支持率为12/16。

表 4 转发器链路增益设置

Table 4 Transponder link gains setting

链路类型	透明转发转发器		文[7]方法		本文方法	
	链路必须 EIRP /dBW	转发器增益 /dB	链路必须 EIRP /dBW	最佳链路增益 /dB	链路必须 EIRP /dBW	最佳链路增益 /dB
I 类	52.1		48.3	125.1	50.2	119.25
II 类	59.7	115.0	67.2	107.1	69.2	107.92
III 类	60.5		62.0	112.4	69.2	107.76

当利用非均匀子信道增益调整单独设置每条链路增益时,本文算法与文献[7]优化算法具有相同链路支持性,所有 III 类 16 条链路均可被系统支持,链路可支持率达到 16/16。可见通过非均匀增益调制,解决了系统大小载波抑制问题,系统容量较传统透明转发模式提高了 25%。

同时本算法在计算求解过程中,充分考虑到转发器最佳工作点的设置,通过非线性效应度量函数寻求最佳工作点位置,从而提高转发器功率利用率。求解三种方法下转发器总的下行 EIRP,如表 5 所示。

表 5 不同算法下卫星转发器功率利用率比较

Table 5 Power utility comparison of different algorithms

采用方法	总的必须上行 EIRP/dBW	总的实际下行 EIRP/dBW
文[5]方法	77.19	51.78
文[7]方法	76.72	52.10
本文方法	80.01	52.04

由表 5 可知,采用本文分析方法得到的转发器总的下行功率与 VNS 算法基本相同,较 LM 算法提高了约 0.26dBW,功率增量约为 6.2%。VNS 算法相比 LM 算法在转发器功率利用率方面提高 8%^[6]。可见本文算法不仅在计算实现过程中降低了复杂度,而且在转发器功率效率方面获得了与 VNS 优化算法同样较高的利用率,在该方法的配置下更多的通信链路可用于正常通信,提高了系统容量。

4 结 论

本文给出了一种基于数字信道化的链路动态增益调整算法,以最小化转发器输出功率为目标函数,通过理论分析得到发射终端最大可提供功率为最优发射功率,在链路增益求解过程中不需要采用矩阵求逆以及复杂的优化算法,利用简单的非线性等式即可得到转发器链路增益。同时考虑到转发器功率利用率这个问题,根据定义的高功放非线性效应度量函数选取转发器最佳工作点,提高了卫星转发器功率利用率。仿真实验表明,该算法在提高系统容

量和卫星转发器功率利用率方面达到了预期效果,并且对大规模通信链路而言,本算法在求解链路增益过程中计算参数相对优化算法较少,仅为一半,实现过程明显简单。

参 考 文 献

- [1] Kumar R, Taggart D, Monzingo R, et al. Wideband gapfiller satellite (WGS) system [C]. IEEE Aerospace Conference, El Segundo, CA, 2005: 1410-1417.
- [2] Marshall J, Heissler J. SATCOM loading analysis with heterogeneous gain states [C]. IEEE MILCOM Conference, Anaheim, CA, 2002.
- [3] Marshall J, Hazelton L, Pal P, et al. Algorithms for MUOS capacity analysis [C]. IEEE MILCOM Conference, Orlando, FL, 2007: 1-6.
- [4] Marshall J, Jo K Y. Non-homogeneous gain state optimization for transponding satellite communications [C]. IEEE MILCOM Conference, Washington, DC, USA, 2003.
- [5] Jo K Y. Optimal loading of satellite systems with subchannel gain-state control [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(2): 795-801.
- [6] 阳志明,曹志刚. 数字信道化多载波卫星通信系统链路可支持性 [J]. 清华大学学报(自然科学版), 2010, 50(5): 789-792. [Yang Zhi-ming, Cao Zhi-gang. Link supportability of multi-carrier SATCOM systems based on digital channelizing [J]. Journal of Tsinghua University (Science & Technology), 2010, 50(5): 789-792.]
- [7] Yang Z M, Cao Z G, Liu H Y. Link supportability analysis of digital channelised satellite communication system using min-max optimization and variable neighborhood search algorithm [J]. IET Communications, 2010, 4(18): 2145-2154.
- [8] John J K. Transponder power minimization utilizing optimum channelizer gains [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(1): 729-736.
- [9] Marshall J. A system optimization approach to FDMA loading [C]. IEEE MILCOM Conference, McLean, VA, 1991.

作者简介:

张飞(1985-),男,硕士,主要从事卫星通信研究。

通信地址:南京市白下区御道街标营 2 号通信工程学院卫星通信重点实验室(210007)

电话:15850555080

E-mail: zhangfei8512@163.com

(编辑:余 未)