

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

姜兴龙^{1,2*}, 肖寅^{2,3}, 梁广², 刘会杰², 余金培^{1,2}

(1. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050;

2. 上海微小卫星工程中心, 上海 201210;

3. 中国科学院上海技术物理研究所, 上海 200083)

摘要:毫米波通信系统因为带宽宽和易于小型化的特点被广泛应用于卫星通信中, 基于提高多载波卫星毫米波通信系统容量的链路支持性优化面临诸多性能指标权衡的难题, 如: 降低上行 EIRP 需求, 提高转发器功率利用率, 增强链路稳健性等, 将多目标优化思想引入到毫米波卫星通信系统的支持性优化模型, 提出一种约束多目标免疫算法 (Constrained Nondominated Neighbor Immune Algorithm, C-NNIA), 并进行了相应的建模、仿真和优化。表明该算法可获得优于传统直接求解 (Direct Search, DS) 算法和基于单目标可变邻域搜索 (Variable Neighbourhood Search, VNS) 算法的 Pareto 最优解, 且算法具有更好的约束处理能力、多样性保持能力以及快速收敛特性。最后, 通过对最优解集的设计变量以及性能度量参数的统计和分析, 获得了具有指导性的设计参考。

关键词:毫米波; 卫星通信; 链路支持性; 多目标优化; 免疫算法

中图分类号: TN927 **文献标识码:** A

Optimal link supportability of multi-carrier SATCOM systems with constrained nondominated neighbor immune algorithm

JIANG Xing-Long^{1,2*}, XIAO Yin^{2,3}, LIANG Guang², LIU Hui-Jie², YU Jin-Pei^{1,2}

(1. Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Shanghai 200050, China;

2. Shanghai Engineering Center for Microsatellites, Shanghai 201210, China;

3. Shanghai Institute of Technical Physics, Shanghai 200083, China)

Abstract: Millimeter wave communication system is widely used in SATCOM due to the characteristics of wide bandwidth and miniaturization application. Optimal link supportability of multi-carrier millimeter-wave SATCOM systems for improving the system capacity faces tradeoff issues among many performance metrics, such as reducing the uplink EIRP demand, improving the transponder power utility, and strengthening the robustness of the links. This paper introduced the concept of multi-objective optimization to the link supportability of millimeter-wave SATCOM modeling. A Constrained Nondominated Neighbor Immune Algorithm (C-NNIA) was presented. Results show that the Pareto-optimal solutions obtained with the algorithm are better than that derived with Direct Solution (DS) algorithm and single objective optimization based Variable Neighborhood Search (VNS) algorithm. It has better constraint handling, convergence and diversity performance as well. Several design guidelines were obtained through the statistics and analysis on design variables and performance metrics within the Pareto-optimal solutions.

Key words: millimeter wave, SATCOM, link supportability, multiobjective optimization, immune algorithm

PACS: 87.55.de

引言

毫米波具有波长短、带宽宽以及电离层透射特性好等特点,有利于射频设备的小(微)型化和获得良好的方向性,被广泛应用于对地静止卫星通信系统^[1],基于相控阵技术的 Ka 天线可以灵活改变指向,被应用于北斗和 GPS III 卫星导航系统的星间测距和自主导航^[2]. 由于 C 波段和 Ku 波段的过度拥塞、先进的砷化镓单片微波集成电路技术的成熟以及高速数据传输和高吞吐量(HTS)的巨大需求,新一代卫星通信系统包括:Spaceway-3、Viasat-1、MIL-SATCOM^[3]、WGS^[4](Wideband Global Satellite)等都采用 Ka 波段. 到 2016 年全球 Ka 频段商用通信卫星将达 50 颗左右^[5]. 目前,宽带毫米波通信系统普遍采用多波束和多载波技术,传输总容量可达 100Gb/s,其中美军的宽带全球卫星系统 WGS 采用了基于非均匀滤波器组的星载数字化处理转发器(即柔性转发器),可将各子信道之间以及相邻子信道的信号任意组合交换,结合特有的非均匀子信道增益,可以有效克服卫星转发器中大载波对小载波的抑制问题,提高功放的效率,并提高系统容量^[6-7]. 链路可支持性研究的目标是基于柔性转发器卫星通信系统中优化系统的功率控制和子信道增益数值,使得系统的容量最大化^[8-10],对发展我国的宽带卫星通信系统具有重要的现实意义.

由于各个子信道相互影响和制约,使得大小载波共存以及转发器功率使用效率成为制约多载波卫星转发器设计的主要问题. 文献[11]提出了非均匀信道增益控制的概念,给出了数值预设的信道增益以及相应的上行链路的有效全向辐射功率(EIRP)要求,但未给出数值计算方法. 为此,文献[9]提出了一种以最大上行链路 EIRP 为目标直接计算各子信道增益的方法,但该方法降低了系统的灵活性,并增加了转发器的噪声输入;文献[12]给出了以最小化转发器输出功率为目标的优化算法,降低了上行链路的 EIRP 要求,但忽略了对转发器利用效率的影响. 文献[8, 13]给出了一种以最小化链路输出最大功率为目标的方法,通过平衡各链路的载波功率,上推转发器工作点,从而提高转发器功率利用率. 已有研究采用的主要寻优方法包括:直接求解(Direct Search, DS)算法^[9]、拉格朗日乘子(Lagrangian Multiplier, LM)优化算法^[12]、基于可变邻域搜索(Vari-

ble Neighbourhood Search, VNS)算法^[8]以及分层优化(Multilevel Optimization, MO)算法^[14]等. 这些算法均采用单目标优化方法,而在可支持性约束处理上仅仅采用了手动预设^[11]和简单的罚函数^[8, 12]的方法,罚因子选取困难. 对基于毫米波的多载波卫星通信系统,设置合适的优化目标并选择高效且具备约束处理能力的搜索算法是链路可支持性研究的关键. 系统容量、转发器输出功率、系统稳健性等都是系统优化设计中需要统筹的指标,本文建立了多载波卫星通信链路可支持模型,将多目标优化方法引入到多载波卫星系统链路可支持性研究中,提出了一种基于免疫算法的约束多目标优化算法.

1 多载波卫星通信系统

区别于传统的转发器,柔性转发器拥有子信道增益可单独调整的数字信道化器(模型如图 1). 每个转发器都有 N 个子信道并以此容纳 M 条链路,并且每个转发器有且只有一个高效率功放,该功放是非线性效应的主要来源^[11]. 根据应用场景,假设一个大载波需占用多个子信道,而一个子信道可以容纳多个小载波. 利用数字信道化技术可以分别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效应的影响,以支持更多的通信链路提高系统的容量^[9, 12, 14].

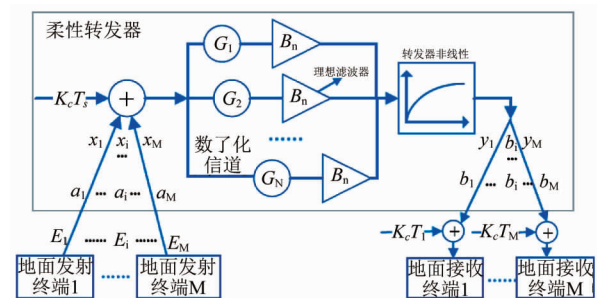


图 1 柔性转发器卫星系统模型

Fig. 1 Flexible transponder SATCOM model

数字信道化卫星通信系统中,存在 M 条链路 i ($i = 1, 2, \dots, M$), 地面发射终端 Tx_i 的上行链路 EIRP 定义为 E_i , 上行链路总的损耗为 a_i (指从地面发射终端到转发器输入端的净损耗)包括:自由空间损耗,散射损耗和卫星接收天线增益 G_{ua} . 下行链路总的损耗 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,自由空

间损耗 $L_{u,p}$, 散射损耗和接地端子接收天线增益 G_{da} . 分别令 x_i, y_i, T_s 表示转发器输入的载波功率、输出功率输入以及等效噪声温度, K_c 为玻耳兹曼常数. 最终将转发器建模成包含三部分的系统^[9]: (1) 功率密度值为 $K_c T_s$ 的加性噪声; (2) 增益为 G_n ($n = 1, 2, \dots, N$) 的理想子信道; (3) 一个无记忆非线性高功放.

数字信道化器主要功能包括^[11,13]: (1) 子信道分离, 上行信号按用户分离成各用户子信道; (2) 子信道交换, 根据交换控制参数, 对各用户子信道进行频谱搬移, 并排在预期的位置上; (3) 子信道合成, 将重新排序的各用户子信道综合形成完整的下行信号. 对所有子信道来说, 加性噪声和非线性效用对其影响是共同的, 但理想增益和滤波特性对于每个子信道来说是不同的, 转发器 (包括高效率功放) 增益体现为增益 G_n .

定义转发器工作点 z 为转发器总的输出功率和饱和功率 P 的比值^[11-12], 表达式为:

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

其中 B_n 和 G_n 分别表示第 n 个子信道的带宽和增益, $n(i)$ 表示该第 n 个子信道被分配给第 i 条链路. 方便起见, 假设所有转发器链路的增益非线性函数 $g(z)$ 都一致, 可得链路 i 经过卫星转发器所得到的输出载波功率为^[11,16]:

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

高功率放大器存在非线性幅度转移特性 (AM-AM 效应)、调幅调相转换特性 (AM-PM 效应) 等影响因素. 简要分析, 将交调干扰近似看作卫星转发器信道中的白噪声, 其功率谱密度函数值 $h(z)$ 与转发器工作点 z 有关, 表示为交调归一化的特征函数. 可得在转发器输出的交调产物频谱密度为 $h(z)P/B$, 其中 B 表示转发器的总带宽^[12,15,17]. 常见的卫星转发器非线性交调特征函数 $h(z)$ 和增益非线性函数 $g(z)$ 表征公式为^[9,10]:

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

其中, ρ_g 和 ρ_h 表示了高功率放大器的非线性效应, ρ_g 为小信号抑制因子, 一般取值 $\rho_g = 1.27$, ρ_h 为高功率放大器饱和状态下交调谱密度函数因子, 一般取值 $\rho_h = 0.123$ ^[9-10].

本文基于非均匀链路增益的 WGS 毫米波卫星系统进行建模^[8-11], 其卫星端的参数为表(1):

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	21.1	信道带宽/MHz	124.8
饱和功率/W	34	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

WGS 卫星通信系统有 2 英尺和 8 英尺两种天线口径的地面终端, 对于 2 英尺口径的地面终端最大发射功率设置为 5 W, 对应的最大上行链路 EIRP 为 50.2 dBW^[8,11], 地面终端的各项参数为(表 2).

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 EIRP/dBw	50.2	69.2

2 卫星转发器链路可支持性模型

卫星转发器链路可支持性 (即链路的可用性) 包括上行链路的可支持和下行链路的可支持. 对于上行链路的可支持性, 需要系统发送端的上行链路 EIRP 小于等于终端可提供的最大上行 EIRP^[9]; 而下行链路的可支持性, 需要接收方的实际载噪比大于所需的门限载噪比^[10]. 在毫米波卫星通信系统中, 链路可支持性是通信系统的一个重要指标, 更多的链路支持意味着更大的系统容量^[10].

在数字信道化卫星通信系统中, 链路可支持性与每条链路的上行 EIRP、转发器的子信道增益 G_n , 以及转发器的工作点 z 等参数相关, 同时还要考虑因为非线性转发器导致的增益抑制和互调产物, 上下行链路损耗等因素. 假设在第 i 条链路中的数据码元速率为 R_b , 根据接收端的误比特率对应的 E_b/N_0 , 则链路所需的载噪比 (CNIR) 为:

$$c_i = \left(\frac{E_b}{N_0} \right) R_b. \quad (4)$$

综合考虑各种损耗以及衰减, 链路 i 在接收端实际的载噪比为:

$$c_{i,rec} = \frac{Q_i}{N_0} = \frac{y_i/b_i}{\frac{k_c T_s G_{n(i)}}{g(z) b_i} + \frac{1}{b_i} \sum_{j \neq i} \Delta_{ij} y_j + \frac{h(z) P}{B b_i} + k_c T_i}. \quad (5)$$

链路可支持设计的目标是调整相关参数使得实际接收的载噪比 $c_{i,rec}$ 大于链路所需的载噪比 c_i . 为了保证系统链路的可支持性,需同时满足终端最大上行 EIRP 的限制,链路 i 必需的上行 EIRP 为:

$$E_i = \frac{y_i a_i}{G_{u,a} G_{n(i)} / g(z)} \quad (6)$$

系统有三种链路类型(表3)共16条链路.

表3 链路类型

Table 3 Link parameters

类型	链路数量	链路描述	信息速率
I 类型	4 条	2 英寸口径天线发	1 Mb/s
		8 英寸口径天线收	
II 类型	4 条	8 英寸口径天线发	1 Mb/s
		2 英寸口径天线收	
III 类型	8 条	8 英寸口径天线发	10 Mb/s
		8 英寸口径天线收	

转发器的带宽为 124.8 MHz,平均划分成 48 个带宽为 2.6 MHz 的子信道,地面终端发射的每路信号可以占用卫星转发器中一个或数个相邻的子带信道,三类链路的信道分配见表 4,剩余 10 条链路处于空闲状态,其链路增益非常小,可忽略不计^[9]. 设置上行链路的自由空间损耗 214.33 dB,下行链路的自由空间损耗为 211.03 dB,假设所有链路接收终端的 E_b/N_0 为 5 dB^[11]. 为计算方便,将上行链路 a_i 和下行链路的 b_i 中的雨衰和散射衰减都归结到接收端的预留链路余量,设置为 5 dB^[8],由此得到不同链路可支持条件下所需的门限载噪比(表 4).

表4 不同链路类型所需的门限载噪比

Table 4 The required CNIR with different type of links

链路类型	占用带宽/MHz	载噪比 c_i
I 类型	2 × 2.6	1.0 × 10 ⁷
II 类型	2 × 2.6	1.0 × 10 ⁷
III 类型	34 × 2.6	1.0 × 10 ⁸

3 约束多目标免疫算法

针对由载噪比式(5)和上行 EIRP 式(6)构成的多载波卫星通信链路支持性约束优化问题,本文将自适应罚函数^[18]以及约束目标化^[19]引入到非劣近邻免疫算法 NNIA (Nondominated Neighbor Immune Algorithm)^[20-21]中,提出一种基于 NNIA 算法的约束多目标化算法 C-NNIA (Constrained Nondominated Neighbor Immune Algorithm),设计了一种基于约束目标化和等比例种群规模缩减的优势种群更新策

略,并将改进的自适应罚函数应用于活性种群更新策略中.

在算法中,把总的必须上行 EIRP、链路稳健性等优化的目标看成抗原,把转发器增益和链路上行 EIRP 等设计参数看成抗体,通过抗体-抗原亲和力来反映候选解对问题的目标函数值. 算法分别将存放优势抗体的种群、存放活性抗体的种群和比例克隆后的种群称为优势种群 D_t 、活性种群 A_t 和子代种群 R_t ^[21-22]. 算法详细步骤如下:

算法 1: C-NNIA

输入: G_{max} (迭代次数)

n_D (优势种群最大规模)

n_A (活性种群最大规模)

n_C (克隆种群规模)

N (存档种群规模)

输出: P_a (可行 Pareto 最优解存档种群)

Step1: 初始化: 随机产生规模为 n_D 的初始抗体种群 B_0 , 计算目标函数值和约束违反度, 选择可行解中的非支配个体进入存档种群 P_a ; 分别设置初始优势种群 $D_0 = \phi$ 、活性种群 $A_0 = \phi$ 、克隆种群 $C_0 = \phi$ 以及进化代数 $t = 0$.

Step2: 优势种群更新: 计算约束违反度, 对合并种群 B_t 进行基于 $(k + 1)$ 目标的非支配排序, 将非支配个体设置为临时优势种群 DT_{t+1} ; 如果种群 DT_{t+1} 的规模大于 n_D , 根据拥挤距离和距离矩阵对 DT_{t+1} 进行比例缩减; 将规模不超过 n_D 的 DT_{t+1} 设置为优势种群 D_{t+1} .

Step3: 终止判定: 如果 $t > G_{max}$, 将存档种群 P_a 作为最终输出, 停止; 否则, $t = t + 1$.

Step4: 活性种群更新: 采用改进自适应罚函数法修正 D_t 个体的目标函数值; 对修正后的 D_t 进行非支配排序, 将非支配个体设置为临时活性种群 AT_t ; 如果种群 AT_t 的规模大于 n_A , 根据拥挤距离将 AT_t 的种群规模删减至 n_A ; 将活性种群 A_t 设置为 AT_t .

Step5: 比例克隆: 对活性种群 A_t 进行比例克隆得到克隆种群 C_t .

Step6: 重组和超变异: 对克隆种群 C_t 进行重组和超变异操作得到子代种群 R_t .

算法 1: C-NNIA

- Step7:** 存档更新: 计算子代种群 R_t 目标函数值, 选取优秀的个体更新存档种群 P_a , 删除 P_a 中被支配的个体, 并根据拥挤距离将 P_a 的种群规模限制在 N 以内.
- Step8:** 更新抗体种群: 合并优势种群 D_t 和子代种群 R_t 得到新的抗体种群 B_t ; 返回 Step2.
-

在收敛性方面, NNIA 算法性能优于经典的多目标优化 NSGA-II 算法^[20], 而在复杂度方面, 算法的整体复杂度为 $O((n_D + n_C)^2)$ ^[23].

3.1 优势种群更新

优势种群作为 NNIA 算法中的存档种群, 既是最优种群的保存种群, 用于子种群搜索的父代, 又与子种群进行合并以更新该种群, 是 NNIA 算法的关键^[20]. 在约束多目标场景下, 该种群需要分别包含一定数量的优秀可行非支配解和不可行解, 既保证优秀的可行解得到继承, 又使得优秀的不可行解参与到最优解的搜索中. 优势种群更新需要解决如何在合并种群中选取优秀的个体进入优势种群. 为此, 首先将采用 $M + 1$ 的约束处理方法 (其中 M 为目标个数, 1 代表总的约束违反度) 将约束多目标问题转化为无约束问题^[19], 然后采用基于支配关系的非劣分层, 选取非劣抗体种群进入优势种群. 如果非劣抗体种群规模过大, 则对可行个体采用基于拥挤距离^[23]的比例修剪, 而对不可行个体的比例修剪, 采用本文提出的循环距离矩阵方法.

为了将约束转化为目标, 在含有 p 个不等式约束 $g_i(\mathbf{x})$ 和 q 个等式约束 $h_j(\mathbf{x})$ 的约束多目标优化问题中, 定义约束违反度的计算方法如下:

$$v(\mathbf{x}) = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \frac{c_j(\mathbf{x})}{c_j^{\max}(\mathbf{x})}$$

where

$$c_j(\mathbf{x}) = \begin{cases} \max(0, g_i(\mathbf{x})), & 1 \leq j \leq p \\ \max(0, |h_j(\mathbf{x})| - \delta), & p + 1 \leq j \leq p + q \end{cases} \quad (7)$$

$$c_j^{\max}(\mathbf{x}) = \max_{\mathbf{x}} c_j(\mathbf{x})$$

其中, δ 为等式约束容忍值 (一般取极小值 0.001). 可知当且仅当 $c_j(\mathbf{x}) = 0$, 第 j 个约束条件被满足.

如果非劣抗体种群规模过大, 则要进行种群修剪. 为了应对不可行种群的修剪问题, 本文提出了一种循环距离矩阵的概念, 距离矩阵的每一个元素 d_{ij} 对应抗体 x_i 和 x_j 欧氏距离, 计算公式为:

$$d_{ij} = \sqrt{\sum_{t=1}^k \left(\frac{f_t(x_i) - f_t(x_j)}{f_t^{\max} - f_t^{\min}} \right)^2} \quad (8)$$

其中, f_t^{\max} 和 f_t^{\min} 是不可行抗体种群第 t 个目标的最大值和最小值. 循环矩阵距离方法, 采用循环方法逐个删除不可行抗体中最差的个体, 每次循环选择距离矩阵中距离等于最小值的所有抗体, 比较这些抗体的约束违反度, 删除约束违反最大抗体中序号最小的. 下图 2 给出了该过程的示意图, 经过两次循环抗体 x_3 和 x_6 被依次删除.

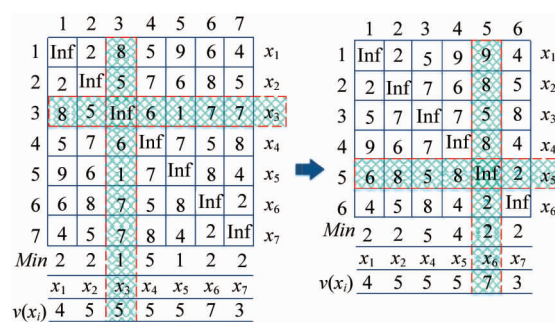


图 2 循环距离矩阵删减示意图

Fig. 2 Example of the reduction in distant matrix

最后, 经过种群修剪的优势种群中的可行抗体数量 Q_{fea} 和不可行抗体数量 Q_{inf} 分别为:

$$\begin{cases} Q_{fea} = \left\lfloor \frac{n_D * N_{fea}}{N_{fea} + N_{inf}} \right\rfloor \\ Q_{inf} = n_D - Q_{fea} \end{cases} \quad (9)$$

其中, $\lfloor p \rfloor$ 为大于等于 p 的最小整数, N_{fea} 和 N_{inf} 分别是基于 $(M + 1)$ 排序的非支配种群中可行抗体和不可行抗体的数目, n_D 是优势种群的最大规模.

3.2 活性种群更新

区别于大部分多目标优化算法 (NSGA-II^[23], MOPSO^[24]), NNIA 算法并不是直接针对优势种群进行免疫算子操作, 而是采用优中选优的思想, 从优势种群中选取少量的活性种群进行克隆、重组以及超变异, 这使得采用文献 [18] 的自适应罚函数会出现优势种群参与度不同以及搜索指向压力来源不同, 为此, 本文提出了一种针对 NNIA 算法的改进自适应罚函数, 通过优势种群参与度和活性种群可行解比例增加搜索压力, 使得算法从可行区域和不可行区域共同逼近可行最优 Pareto 前端.

文献 [18] 提出了约束多目标优化的自适应罚函数的处理方法, 首先对目标归一化得到:

$$\tilde{f}_i(x) = \frac{f_i(x) - f_i^{\min}}{f_i^{\max} - f_i^{\min}}$$

$$\text{where } \begin{cases} f_{\min}^i = \min_x f_i(x) \\ f_{\max}^i = \max_x f_i(x) \end{cases} \quad (10)$$

结合归一化约束违反度 $v(x)$ (式 7), 进一步给出改进自适应罚函数修改后的目标函数值:

$$F_i(\mathbf{x}) = d_i(\mathbf{x}) + p_{ad}(1 - r_{af})[(1 - r_{af})X_i(\mathbf{x}) + r_{af}Y_i(\mathbf{x})]$$

$$d_i(\mathbf{x}) = \begin{cases} v(x) & \text{if } r_{af} = 0 \\ \sqrt{f_i(\mathbf{x})^2 + v(x)^2} & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\text{where } \begin{cases} X_i(\mathbf{x}) = \begin{cases} 0 & \text{if } r_{af} = 0 \\ \text{SCV}(\mathbf{x}) & \text{otherwise} \end{cases} \\ Y_i(\mathbf{x}) = \begin{cases} 0 & \text{if } \mathbf{x} \text{ a feasible individual} \\ f_i(\mathbf{x}) & \text{if } \mathbf{x} \text{ an infeasible individual} \end{cases} \end{cases}, \quad (11)$$

其中, p_{ad} 为优势种群参与度, 等于最大活性种群规模与最大优势种群规模的比值, r_{af} 为活性种群可行解比例, r_{df} 为优势种群可行解比例。

4 仿真设置及结果分析

4.1 性能度量参数

为了度量转发器链路性能, 综合相关文献得系统的主要性能度量参数包括:

(1) MVCNIRC: 载噪比约束违反度^[8, 9]

该度量主要用来考察系统在不同的优化配置参数情况下, 链路支持性的稳健性. 该值越大, 表明通信链路的实际载噪比相对于接收所需的载噪比越大, 链路的稳健性越强. 表达式如下:

$$\text{MVCNIRC} = \min_{1 \leq i \leq M} \left\{ \frac{c_{i, \text{rec}} - c_i}{c_i} \right\} \quad (12)$$

(2) OBIOBJFV: 目标函数值^[8, 12]

该度量主要用来评价算法的优劣, 在转发器输出功率较为接近的情况下, 该值可反映转发器对大小载波的平衡性能, 该值越小, 表明求解的算法更优, 转发器输出的各载波功率更均衡, 有利于上推转发器工作点, 提高功率利用率表达式如下:

$$\text{OBIOBJFV} = \sum_{i=1}^M y_i^2 \quad (13)$$

(3) ARUE: 总的必需上行 EIRP^[8-10]

该度量主要衡量系统对地面发射终端上行的 EIRP 的需求, 该值越小, 表明终端所需的发射功率越低, 上行链路的稳健性越高, 表达式如下:

$$\text{ARUE} = \sum_{i=1}^M E_i \quad (14)$$

(4) MPOT: 链路最大载波功率^[8, 10]

该度量主要衡量转发器对系统大载波的抑制能

力, 该值越小, 表明转发器各链路输出功率越小, 载波越均衡, 表达式如下:

$$\text{MPOT} = \max_{1 \leq i \leq M} (y_i) \quad (15)$$

4.2 优化目标及仿真设置

链路可支持性优化问题的优化目标主要包括: 最小化转发器输出各载波功率 p 次幂总和的准则^[12]、最小化转发器的最大载波功率准则^[8, 10, 16]、最大香农信道容量^[14]. 由于这些目标相互关联, 而降低地面上行的 EIRP 需求, 提高转发器功率利用率, 增加链路的稳健性等需求使得传统的单目标优化方法具有较大的局限性, 为此, 本文首次引入多目标优化的思想, 同时优化多个目标, 从而得到各方面性能优秀的 Pareto 最优解. 在目标选取上, 分别选择反映上行的 EIRP 需求的总的必需上行 EIRP (ARUE)、代表链路的稳健性的载噪比约束违反度 (MVCNIRC) 以及表征载波平衡和转发器功率利用率的目标函数值 (OBIOBJFV) 作为优化目标, 同时分别将链路可支持性的载噪比 (式 5) 和上行 EIRP 约束 (式 6) 设置为不等式约束和决策变量优化区间约束 (式 16), 采用 C-NNIA 算法进行优化, 决策变量为 3 种链路上行发射 EIRP 和链路增益, 抗体编码采用实数编码, 编码长度为 6.

$$\begin{cases} \mathbf{F}(\mathbf{x}) = \min \left[- \min_{1 \leq i \leq M} \left\{ \frac{c_{i, \text{rec}} - c_i}{c_i} \right\}, \sum_{i=1}^M E_i, \sum_{i=1}^M y_i^2 \right] \\ \text{s. t. } c_i \leq \frac{y_i / b_i}{\frac{k_c T_s G_{n(i)}}{g(z) b_i} + \frac{1}{b_i} \sum_{j \neq 1} \Delta_{ij} y_j + \frac{h(z) P}{B b_i} + k_c T_i} \\ \text{for } 1 \leq i \leq M \\ \mathbf{x} = [E_I, E_{II}, E_{III}, G_I, G_{II}, G_{III}]^T \\ E_I \leq 50.2; E_{II}, E_{III} \leq 69.2; G \in [100, 150] \end{cases} \quad (16)$$

4.3 性能对比及分析

为了对算法进行验证, 分别选取经典的直接搜索 DS 算法^[9]、单目标的可变邻域搜索 VSN 算法^[8, 10] 以及经典的基于约束支配的多目标优化算法 NSGA-II^[23] (The improved version of Nondominated Sorting Genetic Algorithm) 进行对比. 对于 NSGA-II 和 C-NNIA 算法设置种群规模为 100, 迭代次数为 200 代, 存档种群规模为 100, 交叉概率为 0.8, 变异概率为 0.2, 活性种群规模为 20. 通过优化仿真得到性能度量参数的对比如图 (3).

多目标优化的最优解普遍采用 Pareto 最优解的概念^[21], 本文算法得到的 Pareto 最优解在图 3 中用圆圈标记, 分别选取在 3 个目标上获得最优值的典

表 5 不同方案的最优解

Table 5 The optimal results with different design scheme

典型方案	载噪比约束违反度	总的必需上行 EIRP (dBW)	目标函数值 (W^2)	转发器总的下行 EIRP (dBW)	链路最大载波功率 (dBW)
DS	1.40×10^{-1}	80.01	14.77	52.83	0.53
VNS	3.60×10^{-3}	77.07	8.45	52.62	-0.61
A	2.13×10^{-1}	78.53	13.75	52.82	0.38
B	2.12×10^{-2}	72.81	12.30	52.75	0.44
C	4.00×10^{-3}	75.50	6.68	52.54	-0.59

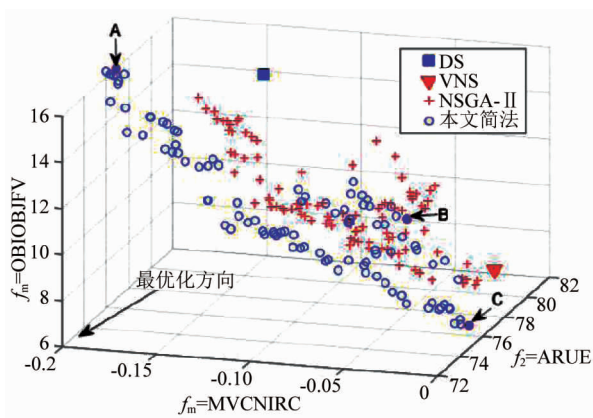


图 3 不同算法最优解分布

Fig. 3 The distribution of optimal results with different algorithm

型解 A、B、C 以及 DS 和 VNS 算法的最优解(表 5)进行对比分析. 根据图 3 和表 5 可知:(1)本文算法获得的 Pareto 最优解集中存在 21 个解在设定的 3 个目标中均优于直接搜索 DS 算法的解(即存在 21 个解支配 DS 的解). 由于 DS 方案直接采用地面终端最大发射功率,总的上行 EIRP 达最大的 80.01 dBW,而典型方案 A,在总的下行 EIRP 降低 0.01 dBW 的情况下,总的上行 EIRP 需求降低了 1.48 dBW,同时链路最大载波功率降低了 0.15 dBW,并获得更好的链路稳健性,故方案 A 优于 DS 算法.(2)本文算法获得了 15 个支配可变邻域搜索 VNS 算法解的最优解. 对比 VNS 方案(表 5),方案 C 虽在总的下行 EIRP 降低 0.08 dBW,但各载波的功率差别更小,且总的上行 EIRP 需求降低了 1.57 dBW,并获得更好的链路稳健性,故方案 C 略优于 VNS 方案.(3)由图 3 可知本文的 C-NNIA 算法相比 NSGA-II 算法,可获得整体上分布范围更广,更朝向优化方向的解集.

为了定量比较 C-NNIA 算法和 NSGA-II 算法性能,引入两个解集之间的覆盖率指标 $\zeta(X_1, X_2)$. 假设 $X_1, X_2 \subseteq X$ 为两个非劣解集,则函数 ζ 的定义为:

$$\zeta(X_1, X_2) = \frac{|\{a_2 \in X_2; \exists a_1 \in X_1: a_1 \triangleright a_2\}|}{|X_2|}, \quad (17)$$

其中, $|X_i|$ 表示集合 X_i 的个体数, \triangleright 表示 Pareto 不劣于, $\zeta(X_1, X_2) \in [0, 1]$. 函数 ζ 能定量表示两个集合之间的支配关系,如果 $\zeta(X_1, X_2) = 1$,则表示对于集合中 X_2 所有解均能在集合 X_1 中找到至少一个解不劣于它;相反 $\zeta(X_1, X_2) = 0$ 则表示集合中 X_1 所有解均能在集合中 X_2 找到至少一个解不劣于它. 假设 X_{C-NNIA} 和 $X_{NSGA-II}$ 分别为 C-NNIA 算法和 NSGA-II 算法得到 Pareto 最优解集,根据算法分别统计的最优解可得覆盖概率分别为 $\zeta(X_{C-NNIA}, X_{NSGA-II}) = 0.66$ 而 $\zeta(X_{NSGA-II}, X_{C-NNIA}) = 0.66$,由此可知 NSGA-II 获得的解大部分可以在由 C-NNIA 算法获得的最优解支配,而相反则不然,故在该约束多目标优化问题上,本文提出的 C-NNIA 算法获得的最优解具有更好多样性和收敛性.

进一步给出三种典型方案的决策变量,即转发器链路增益设置(表 6),其中 E_k 和 G_k 分别为三类链路的上行必需 EIRP 以及最佳链路增益,由于采用可单独调整的数字化信道器,相比传统的透明转发(链路增益固定为 115 dB,链路 I 所需的上行 EIRP 达到 52.1 dBW,大于最大可支持的 50.2 dBW,故系统仅支持 12 条链路)^[8-9],三种典型方案可支持的链路数都达到 16 条,系统容量提高了 25%.

表 6 转发器链路增益设置

Table 6 Transponder link gains setting

链路类型	最优解 A		最优解 B		最优解 C	
	E_k /dBW	G_k /dB	E_k /dBW	G_k /dB	E_k /dBW	G_k /dB
I 类	49.8	121.1	49.8	118.3	50.2	117.2
II 类	64.6	112.3	55.5	121.1	63.9	110.8
III 类	68.7	108.0	63.4	112.7	65.0	108.5

在目标选取上,单目标的 VSN 算法选取链路输出最大载波功率的最小化作为优化目标,与选择目标函数值最小化(方案 C)有一定的等效性,均能得

到输出载波功率小且均衡的方案,最优解对应的目标函数值较小,然而,由于未对其他目标进行同时优化,故最优解相比本文算法,其总的必需上行 EIRP 值过大,链路的稳定性也较差.故采用多目标优化的方法能同时对多个目标进行优化,更好地保证搜索种群的多样性,不易过早收敛,从而更易得到相关性能均优秀的方案.

针对本文算法获得的 Pareto 最优解集,采用统计分析工具盒子图^[25]分析该最优转发器增益设置数值分布的特性.由图 4 可知,链路 I 链路由于可支持的最大上行 EIRP 较小,链路余量非常低,故需要选择接近于最大值的上行 EIRP 并设置较高的最佳链路增益(均值为 118.6 dB);而链路 II 则拥有较为灵活的调整范围,在上行功率处于 55 dBW 和 63 dBW 附近区间,可分别将增益设置在 121 dB 和 112 dB 附近区间;由于链路 III 的带宽最宽,为降低噪声功率,需要选择较小的链路增益(均值为 110.5 dB)并设置较高的上行 ERIP.

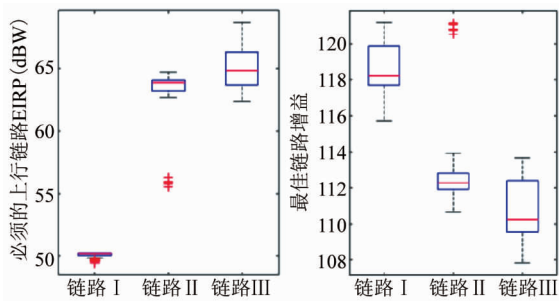


图 4 转发器增益设置数值分布

Fig. 4 The distribution of transponder link gains setting

5 结语

本文针对多载波卫星毫米波通信系统的链路可支持性优化问题,将系统建模为约束多目标优化问题,并提出了一种约束多目标免疫算法,获得了性能优秀的解,给出了优化参数的具体设置及分布特性,为毫米波卫星通信系统的链路分析设计提供借鉴.由于对采用的转发器功放建模进行了一定程度的近似和简化,对于实际系统的链路支持性优化设计,可通过实测进一步提高建模的精度.

References

- [1] GAN Zhong-Min, ZHANG Geng-Xin, WANG Hua-Li, et al. Millimeter wave communication technology and system [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry (甘仲民, 张更新, 王华力, 刘爱军. 毫米波通信技术与
- [2] XIAO Yin, JIANG Xing-Long, GONG Wen-Bin, et al. Analysis of GDOP minimum value for autonomous navigation based on the Walker constellation [J]. *Computer and Digital Engineering* (肖寅, 姜兴龙, 龚文斌等. 基于 Walker 星座的导航卫星自主导航的 GDOP 最小值分析. *计算机与数字工程*), 2014, **42**(9): 1632 - 1636.
- [3] Cook K L B. Current wideband MILSATCOM infrastructure and the future of bandwidth availability [J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2009, **25**(12): 23 - 28.
- [4] Kumar R, Taggart D, Monzingo R, et al. Wideband gapfiller satellite (WGS) system [C]. 2005 *IEEE Aerospace Conference*, 2005, 1410 - 1417.
- [5] CHEN Qiang, ZHAO Qing-Suo, LI Tao. Global Ka band broadband satellite services overview (1) [J]. *Digital Communication World* (陈强, 赵庆锁, 李涛. 全球 Ka 波段宽带卫星业务的现状和发展(一). *数字通信世界*), 2014, (9): 30 - 34.
- [6] ZHANG Fei, ZHANG Geng-Xin, WANG Ke-QIN, et al. Technique of flexible transponder in satellite communications [J]. *Space Electronic Technology* (张飞, 张更新, 王可青等. 卫星通信中柔性转发技术研究. *空间电子技术*), 2012, (03): 9 - 13.
- [7] Besse J, Gonzalez L, Condello R. On the performance of small aperture Ka-band terminals for use over the Wideband Gapfiller Satellite [C]. *MILCOM 2002. Proceedings*, 2002, 1388 - 1391.
- [8] Yang Z, Cao Z, Liu H. Link supportability analysis of digital channelised satellite communication system using min-max optimisation and variable neighbourhood search algorithm [J]. *IET Communications*, 2010, **4**(18): 2145 - 2154.
- [9] ZHANG Fei, BIAN Dong-Ming, ZHANG Geng-Xin, et al. Capacity analysis of multi-carrier SATCOM systems with heterogeneous gain-state control [J]. *Journal of Astronautics* (张飞, 边东明, 张更新等. 非均匀信道增益控制的多载波卫星容量分析. *宇航学报*), 2013, **34**(08): 1122 - 1129.
- [10] YANG Zhi-Ming, CAO Zhi-Gang. Link supportability of multi-carrier SATCOM systems based on digital channelizing [J]. *Journal of Tsinghua University (Science and Technology)* (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. *清华大学学报(自然科学版)*), 2010, **50**(05): 789 - 792.
- [11] Marshall J, Heissler J. Satcom loading analysis with heterogeneous gain states [C]. *MILCOM 2002. Proceedings*, 2002, 136 - 141.
- [12] 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.
- [13] YANG Zhi-Ming, ZHOU Po, CAO Zhi-Gang. CEM PRFB-based digital channelizer for broadband satellite communications [J]. *Journal of Electronics and Information Technology* (阳志明, 周坡, 曹志刚. 一种基于复指数调制精确重构滤波的宽带星载数字信道化器. *电子与信息学报*), 2010, **32**(11): 2554 - 2559.
- [14] Liu C, Yan J, Chen X, et al. Capacity and loading analysis of digital channelized SATCOM system [C]. 2012 *7th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM)*, 2012, 155 - 160.

- [15] ZHANG Fei, BIAN Dong-Ming, ZHANG Geng-Xin. Design of a near perfect reconstruction prototype filter on flexible transponder for broadband satellite communications [J]. *Journal of Electronics and Information Technology* (张飞, 边东明, 张更新. 星载柔性转发器中一种近似精确重构原型滤波器的设计. *电子与信息学报*), 2013, **35**(03): 671–676.
- [16] Yang Z, Cao Z. 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**(3): 2679–2689.
- [17] ZHU Hong-Bin, HONG Wei, TIAN Lin, et al. Design and fabrication of Ka-band broadband combined power amplifier based on flexible substrate integrated waveguide technology [J]. *J. Infrared Millim. Waves* (朱红兵, 洪伟, 田玲等. 基于柔性基片集成波导技术的 Ka 波段功率放大器的设计和制作. *红外与毫米波学报*), 2010, **29**(3): 180–184.
- [18] Woldeesenbet Y G, Yen G G, Tessema B G. Constraint handling in multiobjective evolutionary optimization [J]. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 2009, **13**(3): 514–525.
- [19] Vieira D A G, Adriano R, Vasconcelos J A, et al. Treating constraints as objectives in multiobjective optimization problems using niched pareto genetic algorithm [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2004, **40**(2): 1188–1191.
- [20] Gong M, Jiao L, Du H, et al. Multiobjective immune algorithm with nondominated neighbor-based selection [J]. *Evolutionary Computation*, 2008, **16**(2): 225–255.
- [21] JIAO Li-Cheng, SHAN Rong-Hua, MA Wen-Ping, et al. Multi-objective optimization immune algorithm, theory and Application [M]. Beijing: Science Press (焦李成, 尚荣华, 马文萍等. 多目标优化免疫算法、理论和应用, 北京: 科学出版社), 2010, 10–15.
- [22] MA Xiu-Li, LIU Fang, JIAO Li-Cheng. Parameters optimization of synergetic neural network based on immunity clonal algorithm [J]. *J. infrared Millim. Waves* (马秀丽, 刘芳, 焦李成. 基于免疫克隆算法的协同神经网络参数优化. *红外与毫米波学报*), 2007, **26**(1): 38–42.
- [23] Deb K, Pratap A, Agarwal S, et al. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II [J]. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 2002, **6**(2): 182–197.
- [24] Coello C A C, Pulido G T, Lechuga M S. Handling multiple objectives with particle swarm optimization [J]. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 2004, **8**(3): 256–279.
- [25] McGill R, Tukey J W, Larsen W A. Variations of Boxplots [J]. *The American Statistician*, 1978, **32**(1): 12–16.

(上接 309 页)

- [83] Lecaque R, Gresillon S, Barbey N, et al. THz near-field optical imaging by a local source [J]. *Optics Communications*, 2006, **262**(1): 125–128.
- [84] Lecaque R, Gresillon S, Boccara C. THz emission microscopy with sub-wavelength broadband source [J]. *Optics Express*, 2008, **16**(7): 4731–4738.
- [85] Murakami H, Tonouchi M. Laser terahertz emission microscopy [J]. *Comptes Rendus Physique*, 2008, **9**(2): 169–183.
- [86] Serita K, Mizuno S, Murakami H, et al. Scanning laser terahertz near-field imaging system [J]. *Optics Express*, 2012, **20**(12): 12959–12965.
- [87] Murakami H, Serita K, Maekawa Y, et al. Scanning laser THz imaging system [J]. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2014, **47**(37): 374007.
- [88] Serita K, Murakami H, Kawayama I, et al. Evaluation of human hairs with terahertz wave [J]. *Optical Engineering*, 2014, **53**(3).
- [89] ZHAO Jia-Yu, CHU Wei, GUO Lan-Jun, et al. Terahertz imaging with sub-wavelength resolution by femtosecond laser filament in air [J]. *Scientific Reports*, 2014, **4**(1): 3880.
- [90] Lezec H J, Degiron A, Devaux E, et al. Beaming light from a subwavelength aperture [J]. *Science*, 2002, **297**(5582): 820–822.
- [91] Heggie T J, Naylor D A, Gom B G, et al. Enhanced transmission and beam confinement using bullseye plasmonic lenses at THz frequencies; Proc. SPIE 8985, Terahertz, RF, Millimeter, and Submillimeter-Wave Technology and Applications VII, 2014 [C]. Bellingham: SPIE, 2014, 89851G.
- [92] Ishihara K, Ikari T, Minamide H, et al. Terahertz near-field imaging using enhanced transmission through a single subwavelength aperture [J]. *Japanese Journal of Applied Physics*, 2005, **44**(29): L929–L931.
- [93] CHIU Chui-Min, CHEN Hung-Wen, HUANG Yu-Ru, et al. All-terahertz fiber-scanning near-field microscopy [J]. *Optics Letters*, 2009, **34**(7): 1084–1086.
- [94] CHEN Hua, LEE Wen-Jeng, HUANG Hsin-Yi, et al. Performance of THz fiber-scanning near-field microscopy to diagnose breast tumors [J]. *Optics Express*, 2011, **19**(20): 19523–19531.
- [95] CHEN Hua, MA Shi-Hua, YAN Wen-Xing, et al. The diagnosis of human liver cancer by using THz fiber-scanning near-field imaging [J]. *Chinese Physics Letters*, 2013, **30**(3): 030702.
- [96] CHEN Hua, MA Shi-Hua, WU Xiu-Mei, et al. Diagnose human colonic tissues by terahertz near-field imaging [J]. *Journal of Biomedical Optics*, 2015, **20**(3): 036017.
- [97] Silveirinha M G, Belov P A, Simovski C R. Subwavelength imaging at infrared frequencies using an array of metallic nanorods [J]. *Physical Review B*, 2007, **75**(3): 035108.
- [98] Szalc J, Rutt H. Near-field THz imaging and spectroscopy using a multiple subwavelength aperture modulator [J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2013, **3**(2): 165–171.
- [99] LI Pei-Ning, Taubner T. Broadband subwavelength imaging using a tunable graphene-lens [J]. *ACS Nano*, 2012, **6**(11): 10107–10114.