

一种能量和频谱效率兼顾的多波束卫星系统功率分配策略

阚茜,许小东

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系,安徽合肥,230027)

摘要:在多波束卫星移动通信系统框架下,提出一种兼顾能量效率(energy efficiency, EE)和频谱效率(spectral efficiency, SE)的波束间功率分配新算法.假设星-地链路满足阴影莱斯衰落统计特性,首先基于系统总功率及传输速率约束建立最大化EE和SE的双目标优化问题模型.接下来分析指出EE-SE满足拟凹性质,借助该结论及拉格朗日对偶法可求解获得该优化问题的帕累托(Pareto)最优解集.最后,该算法通过对EE-SE帕累托最优前沿(Pareto front)进行标量化分析选择折中的最佳解.进一步分析指出多波束卫星系统中波束仰角、静态电路功率和点波束数目等系统参数对该算法的性能影响.仿真实验结果表明该算法的有效性,并检验了分析结论的正确性.

关键词:多波束卫星;能量效率;频谱效率;双目标优化;功率分配

中图分类号: TN927.2 **文献标识码:** A doi:10.3969/j.issn.0253-2778.2016.02.00

引用格式: Kan Xi, Xu Xiaodong. Power allocation based on energy and spectral efficiency in multi-beam satellite systems[J]. Journal of University of Science and Technology of China, 2016,46(2):138-147.

阚茜,许小东. 一种能量和频谱效率兼顾的多波束卫星系统功率分配策略 [J]. 中国科学技术大学学报, 2016,46(2):138-147.

Power allocation based on energy and spectral efficiency in multi-beam satellite systems

KAN Xi, XU Xiaodong

(Department of Electronic Engineering and Information Science, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

Abstract: A new algorithm aiming to optimize the power allocation to each beam was proposed in the framework of a multi-beam satellite communication system. The algorithm focuses on both energy efficiency (EE) and spectral efficiency (SE). Suppose a shadowed Rice model is satisfied by land mobile satellite channels. Under the constraint of total power and rate of system, a double-objective optimization problem was set up, which optimizes power allocation of beams to maximize both EE and SE. Then it was analyzed that under this frame EE is quasi-concave in SE. Based on this analysis and Lagrangian duality theory, Pareto optimal solution sets can be acquired. Finally, the trade-off analysis based on the Pareto front and scalarization of this bi-criterion problem resulted in a trade-off solution. In addition, the impact of system parameters such as elevation angle, static circuit power and number of beams on algorithm performance

收稿日期:2015-04-29;修回日期:2015-12-25

基金项目:国家高技术研究发展计划(2012AA01A502),国家自然科学基金(61271272)资助.

作者简介:阚茜,女,1990年生,硕士生.研究方向:卫星通信. E-mail: cauchy@mail.ustc.edu.cn

通讯作者:许小东,博士/副教授. E-mail: xdxu@ustc.edu.cn

was discussed. The simulation results demonstrate the effectiveness of this power allocation scheme for achieving desirable EE and SE and confirm the validity of the conclusion.

Key words: multi-beam satellite; energy efficiency; spectral efficiency; multi-objective optimization; power allocation

0 引言

具有高频谱效率(spectral efficiency, SE)的通信新技术发展有利于满足新兴宽带业务的高速数据传输需求. 近年来, 为了进一步提高单位功率可携带的信息量, 即能量效率(energy efficiency, EE), 兼顾 SE 和 EE 的新型传输方法和系统资源配置策略已经成为无线移动通信领域备受关注的重要研究方向^[1-4]. 特别是针对多波束卫星移动通信系统, 由于星上有效载荷的严格制约, 研究频谱效率和能量效率兼顾的高性能传输问题具有重要的理论价值和现实意义, 其中基于 SE 和 EE 折中的波束间的最佳功率分配策略成为本文的关注焦点.

作为多波束卫星星上有效载荷的一部分, 电源子系统提供的功率资源一直是卫星通信系统优化设计的重要内容^[5-6]. 有关功率与带宽资源的联合优化问题也在文献^[7-9]中进行了细致分析. 值得注意的是, 针对多波束系统的功率资源优化并不等价于能量效率优化, 因此文献^[10]从系统架构、通信协议、空间段和地面终端设备等多方面对卫星通信系统中的能量效率及其优化问题进行了综合阐述, 指出面向能量效率优化构建卫星移动通信系统的重要意义及其发展趋势. 尽管如此, 据作者所知, 鲜有文献报道在多波束卫星移动通信系统中同时兼顾能量效率和频谱效率(以下简称为 EE-SE)的多波束功率分配相关研究成果. 在有限发送功率约束下, 文献^[11]曾尝试采用基于最小均方误差(minimum mean squared error, MMSE)准则的波束赋形方法以寻求能量效率最大化. 正如前文所述, 该项研究并未兼顾频谱效率优化, 从而可能存在潜在的频谱资源损耗.

本文着眼于多波束卫星移动通信系统, 研究适合星-地链路特性的 EE-SE 功率分配策略. 为了避免因星-地链路反馈延迟大而导致发送端无法准确获得瞬时信道状态信息, 本文假设星-地链路满足阴影莱斯衰落统计特性, 在此基础上本文的主要贡献包含两方面:

(I) 基于各波束覆盖小区延时约束、系统总功率及传输速率约束条件构建最大化 EE 和 SE 的

目标优化问题, 并通过拉格朗日对偶法解出该优化问题可行解集的上边界解; 在统计模型基础上推导计算出求解过程中的关键变量, 即系统遍历容量和发射功率, 根据 EE-SE 的拟凹关系最终获得 EE-SE 的帕累托(Pareto)最优解集.

(II) 通过对 EE-SE 帕累托最优前沿(Pareto front)的权衡分析和基于权系数的标量化处理, 可获得波束间功率分配折中解; 同时, 通过分析还揭示了多波束卫星移动通信系统中波束仰角、静态电路功率以及点波束数目等参数对 EE-SE 优化问题的解的性能影响, 并利用仿真实验验证了分析结果.

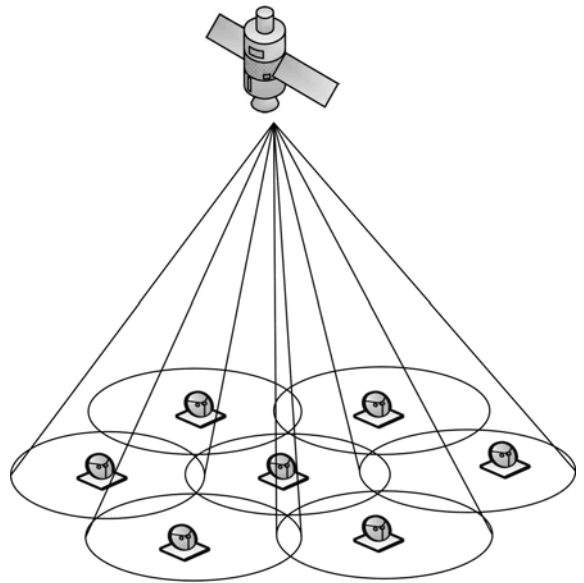


图 1 多波束卫星移动通信系统示意图

Fig. 1 Diagram of multi-beam satellite communication system

1 系统模型与问题描述

考虑一多波束卫星移动系统包含 N 个点波束, 且所有点波束均工作在带宽为 W 的频带上, 系统总带宽为 B , 频率复用因子为 γ ^[12]. 假设 N 个波束服务 N 个用户, 即采用 TDM 模式, 如图 1 所示^[13]. 综合考虑星-地间建筑物、树和山等障碍物造成的 LOS 阴影衰落以及地面散射造成的多径衰落, 本文假设星-地链路可建模为基于 Nakagami 分布的阴影莱斯衰落模型^[14]. 相比于 Loo 模型等其他经典模型,

该假设模型将有利于对星-地信道包络进行统计分析. 设第 i 个点波束卫星信道仅由散射成分和 LOS 成分组成, 其信道冲激响应 h_i 中 LOS 成分的幅度满足 Nakagami 分布, 散射成分的幅度满足瑞利分布. 令 g_i 为反映第 i 个点波束对应的功率增益, 即 $g_i = |h_i|^2$, 则该功率增益 g_i 的概率密度分布 (probability distribution function, PDF) 满足^[14]

$$P_g(g) = \left\{ \begin{array}{l} \left[\frac{2b_0 m}{2b_0 m + \Omega} \right]^m \frac{1}{2b_0} e^{-\frac{g}{2b_0}} \\ {}_1F_1 \left[m, 1, \frac{\Omega g}{2b_0(2b_0 m + \Omega)} \right], g \geq 0 \end{array} \right\} \quad (1)$$

式中, $2b_0$ 为散射部分的平均功率, m 为 Nakagami 参数, Ω 为 LOS 部分的平均功率, ${}_1F_1(a, c, x)$ 为合流超几何函数. 根据文献[15], 星地信道传输特性受从地球站到卫星的仰角 θ 影响, 当 θ 满足 $20^\circ < \theta < 80^\circ$ 时, 上述模型参数 (b_0, m, Ω) 与 θ 有关^[14], 即

$$\left. \begin{array}{l} b_0(\theta) = -4.7943 \times 10^{-8} \theta^3 + 5.5784 \times 10^{-6} \theta^2 - \\ \quad 2.1344 \times 10^{-4} \theta + 3.2710 \times 10^{-2} \\ m(\theta) = 6.3739 \times 10^{-5} \theta^3 + 5.8533 \times 10^{-4} \theta^2 - \\ \quad 1.5973 \times 10^{-1} \theta + 3.5156 \\ \Omega(\theta) = 1.4428 \times 10^{-5} \theta^3 - 2.3798 \times 10^{-3} \theta^2 + \\ \quad 1.2702 \times 10^{-1} \theta - 1.4864 \end{array} \right\} \quad (2)$$

第 i 个点波束的瞬时信道容量为

$$r_i = W \log_2 \left[1 + \frac{g_i P_i(g)}{W N_0} \right] \quad (3)$$

式中, N_0 为各点波束信道的高斯白噪声功率谱密度, $P_i(g)$ 为第 i 个点波束的瞬时发射功率. 需要指出的是, 由于本文考虑频率复用因子为 7 的多波束卫星覆盖场景, 同频波束之间间距较远, 因此式(3)并没有考虑来自其他点波束的同频干扰.

依式(3), 考察第 i 个点波束的统计平均信道容量或遍历容量可知

$$E_c^i = \int_g W \log_2 \left[1 + \frac{g P_i(g)}{W N_0} \right] P_g^i(g) dg \quad (4)$$

因此, 该卫星通信系统的总系统容量可以写成

$$R = W \sum_{i=1}^N \int_g \log_2 \left[1 + \frac{g P_i(g)}{W N_0} \right] P_g^i(g) dg \quad (5)$$

另一方面, 第 i 个点波束的统计平均发射功率可表示为

$$E_p^i = \int_g P_i(g) P_g^i(g) dg \quad (6)$$

则该系统消耗的总功率为

$$P = \zeta \sum_{i=1}^N \int_g P_i(g) P_g^i(g) dg + P_s \quad (7)$$

式中, $1/\zeta$ 为功率放大器漏极效率, P_s 为静态电路消耗功率, 由功率放大器等电子设备产生^[10]. 令点波束功率分配向量为 $\mathbf{P} = [E_p^1 \ E_p^2 \ \dots \ E_p^N]$, 可在多波束卫星移动通信系统中将 EE 和 SE 两项指标分别表示为

$$f_1(\mathbf{P}) : \eta_{EE} = \frac{\sum_{i=1}^N E_c^i}{\zeta \sum_{i=1}^N E_p^i + P_s} \quad (8)$$

$$f_2(\mathbf{P}) : \eta_{SE} = \frac{\sum_{i=1}^N E_c^i}{W} \quad (9)$$

在能量和频谱资源受限的情况下, 本文期望通过波束间功率分配, 获得 EE 和 SE 最佳折中解. 定义系统的最小总传输速率为 \hat{R} , 最大总传输速率为 \check{R} , 系统最大传输功率为 P_{tot} , 则 EE-SE 波束间功率分配问题可建模为最大化 EE 和 SE 的双目标优化问题, 即

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{P}} f_0(\mathbf{P}) &= (f_1(\mathbf{P}), f_2(\mathbf{P}))^T \\ \text{s. t.} \quad & \frac{T_i}{(1-e_i)D_i} \leq E_c^i \\ & \hat{R} \leq \sum_{i=1}^N E_c^i \leq \check{R} \\ & P < P_{tot} \end{aligned} \quad (10)$$

式中, T_i, D_i 和 e_i 分别为与第 i 个点波束对应的传输速率需求、信道平均延迟和误包率约束^[16]. 据此, 第 i 个点波束的最小传输速率为 $\hat{R}_i = T_i / \{(1-e_i)D_i\}$. 显然, 系统的最小总传输速率应满足 $\hat{R} \geq \sum_{i=1}^N \hat{R}_i$.

由式(8), (9)可知, $f_1(\mathbf{P}), f_2(\mathbf{P})$ 是两个相互制约的优化目标, 因此优化问题(10)不存在唯一确定的解使所有目标同时达到最优值. 这种情况下, 需要通过求解该问题获得帕累托最优解集以及帕累托最优前沿^[17], 对两个优化目标进行权衡分析, 从而可得出折中的功率分配策略. 需要指出的是, 一方面, 优化问题(10)并非凸优化问题, 因此无法直接利用凸优化工具进行求解; 另一方面, 尽管本文采用统计模型构造该优化问题有效避免了准确获取瞬时信道信息的困难, 然而却一定程度上增加了该问题中优化参数的计算复杂度.

2 EE-SE 功率优化

这一小节中,我们将求解优化问题(10)的帕累托最优解集.

2.1 EE-SE 的帕累托最优解集

对于可行解集中的任意 \mathbf{P}' , 若

$$(f_1(\mathbf{P}'), f_2(\mathbf{P}')) \succeq (f_1(\mathbf{P}^{\text{PO}}), f_2(\mathbf{P}^{\text{PO}})),$$

则 $\mathbf{P}' = \mathbf{P}^{\text{PO}}$, 那么 $(f_1(\mathbf{P}^{\text{PO}}), f_2(\mathbf{P}^{\text{PO}}))$ 为帕累托最优解. 根据帕累托最优解的定义可知, 优化问题(10)的帕累托最优解集落在该优化问题可行解集的上边界上.

首先我们求解出优化问题(10)可行解集的上边界解. 接着我们利用 EE-SE 的拟凹关系分析出边界解是否属于帕累托最优解集.

类似文献[1], 在多波束卫星移动通信系统中, EE 和 SE 之间的拟凹关系依然成立, 可由下述命题刻画.

命题 1 对于优化问题(10), 定义 $\mathbf{R} = [E_c^1 \ E_c^2 \ \dots \ E_c^N]$ 为 \mathbf{P} 对应的传输速率矩阵, 其中 E_p^i 满足 $E_c^i \geq \hat{R}_i$ 约束条件, 则 $\eta_{\text{EE}}^*(\mathbf{R}) = \max_{\mathbf{P}} \eta_{\text{EE}}(\mathbf{R})$ 关于 \mathbf{R} 是拟凹的.

命题 2 若点波束功率分配向量 \mathbf{P} 满足命题 1 且 $\eta_{\text{SE}} \geq \hat{R}/W$, 则 $\eta_{\text{EE}}^*(\eta_{\text{SE}}) = \max_{\mathbf{P}} \eta_{\text{EE}}(\eta_{\text{SE}})$ 关于 η_{SE} 是拟凹的.

鉴于上述两个命题的证明思路可参考文献[1] 获得, 这里不再赘述. 事实上, EE-SE 拟凹关系是否成立的关键在于 $\eta_{\text{EE}}^*(\mathbf{R})$ 的超水平集是否是严格凸的, 即 $P^*(\mathbf{R}) = \min \sum_{i=1}^N E_p^i$ 是否是严格凸. 由于本文基于统计模型所构建的优化问题中, 信道功率增益的 PDF, 即 $P_g(g)$, 是凸函数, 因此针对优化问题(10), EE-SE 的拟凹性得以保持.

根据 EE-SE 的拟凹性, 若边界解的梯度 $d\eta_{\text{EE}}/d\eta_{\text{SE}} \leq 0$, 则该边界解为帕累托最优解, 否则不是.

为了求解优化问题(10)可行解集的上边界解, 我们在原问题的基础上建立优化问题(11):

$$\left. \begin{aligned} & \max_{\mathbf{P}} f_1(\mathbf{P}) \\ \text{s. t. } & \frac{T_i}{(1-e_i)D_i} \leq E_c^i \\ & P < P_{\text{tot}} \\ & f_2(\mathbf{P}) = \frac{R}{W}, R \in [\hat{R}, \check{R}] \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

利用式(8),(9), 我们接着将式(11)的求解转化为求解最小总消耗功率的优化问题:

$$\left. \begin{aligned} & \min_{\mathbf{P}} \sum_{i=1}^N E_p^i \\ \text{s. t. } & \frac{T_i}{(1-e_i)D_i} \leq E_c^i \\ & \sum_{i=1}^N E_c^i = R, R \in [\hat{R}, \check{R}] \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

由于优化问题(12)中的等式约束不是仿射函数, 因此它并非狭义上的凸优化问题, 可借助拉格朗日对偶方法求解^[17]. 经整理, 优化问题(12)的对偶问题为

$$\begin{aligned} & \max_{\lambda_1 > 0, \lambda_2 \geq 0} \min_{\mathbf{P}} \left\{ \sum_{i=1}^N E_p^i + \sum_{i=1}^N \lambda_{1,i} \left[\frac{T_i}{(1-e_i)D_i} - E_c^i \right] + \right. \\ & \left. \lambda_2 \left(R - \sum_{i=1}^N E_c^i \right) \right\} = \\ & \max_{\lambda_1 > 0, \lambda_2 \geq 0} \min_{\mathbf{P}} \left\{ \sum_{i=1}^N \left\{ [E_p^i - \lambda_{1,i} E_c^i - \lambda_2 E_c^i] + \right. \right. \\ & \left. \left. \lambda_{1,i} \frac{T_i}{(1-e_i)D_i} \right\} + \lambda_2 R \right\} \quad (13) \end{aligned}$$

式中, $\lambda_{1,i}$ 和 λ_2 为拉格朗日因子. 据此, 各点波束待分配功率可以分别通过对上式目标函数求导出:

$$P_i(g) = W \left[\frac{(\lambda_{1,i} + \lambda_2)}{\ln 2} - \frac{N_0}{g} \right]^+ \quad (14)$$

将式(14)代入式(4)及式(6), 则得出

$$\begin{aligned} E_p^i &= W \left\{ \frac{2b_0 m}{2b_0 m + \Omega} \right\}^m \sum_{n=0}^{\infty} \frac{m^{(n)}}{n! n!} \left(\frac{\Omega}{2b_0 m + \Omega} \right)^n \cdot \\ & \left\{ \frac{(\lambda_{1,i} + \lambda_2)}{\ln 2} \Gamma \left[n+1, \frac{\sigma}{2b_0} \right] - \frac{N_0}{2b_0} \Gamma \left[n, \frac{\sigma}{2b_0} \right] \right\} \quad (15) \\ E_c^i &= W \left\{ \frac{2b_0 m}{2b_0 m + \Omega} \right\}^m \frac{1}{\ln 2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{m^{(n)}}{n!} \left(\frac{\Omega}{2b_0 m + \Omega} \right)^n \frac{1}{n!} \cdot \\ & \frac{1}{v^{n+1}} \left[n! v^{n+1} \left[1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \dots + \frac{1}{n} + \ln v - \gamma \right] - \right. \\ & \left. \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1}}{(n+k+1)^2 v^k k!} \right] \quad (16) \end{aligned}$$

式中, $\sigma = \frac{N_0 \ln 2}{\lambda_{1,i} + \lambda_2}$, $v = \frac{2b_0(\lambda_{1,i} + \lambda_2)}{N_0 \ln 2}$, $\Gamma(n, \sigma)$ 为上不完全 Gamma 函数.

依式(15),(16)更新拉格朗日因子 $\lambda_{1,i}$ 和 λ_2 :

$$\left. \begin{aligned} & \lambda_{1,i}^{k+1} = [\lambda_{1,i}^k - \beta^k (E_c^i - \hat{R}_i)]^+ \\ & \lambda_2^{k+1} = [\lambda_2^k - \beta^k (\sum_{i=1}^N E_c^i - R)]^+ \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

式中, β^k 为更新步长, k 为迭代次数. 取 $\beta^k = \beta/\sqrt{k}$. 由文献[18]可知, β^k 为平方可求和的, 可保证 $\lambda_{1,i}$ 和 λ_2 收敛, 从而得出优化问题(12)的最优解, 即等效

于优化问题(11)的最优解.至此我们求得原问题(10)可行解集中 $f_2(\mathbf{P})=R/W$ 处的上边界解,根据该边界解的梯度方向判断出是否属于帕累托最优解集.若 $d\eta_{EE}/d\eta_{SE}\leq 0$,则该边界解是帕累托最优解;否则不是.

遍历 $f_2(\mathbf{P})$ 的可行域 $[\hat{R}/W, \tilde{R}/W]$,重复以上求解过程,可以求解出原问题(10)的帕累托最优解集及帕累托最优前沿.

2.2 EE-SE 权衡分析

接下来,我们将根据原问题(10)的帕累托最优前沿对 $f_1(\mathbf{P}), f_2(\mathbf{P})$ 两个互斥优化目标进行权衡分析.

根据 EE-SE 的拟凹性,原问题(10)的帕累托最优前沿如图 2 所示.

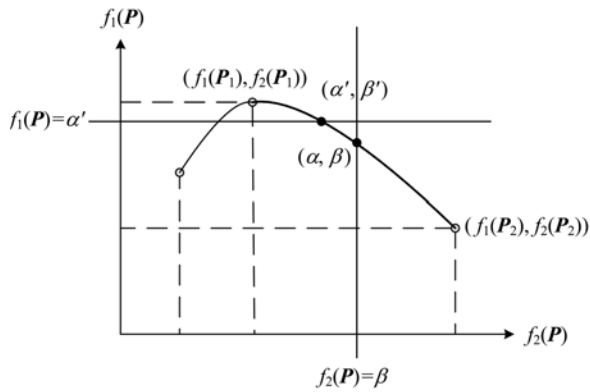


图 2 多波束卫星系统下 EE-SE 帕累托最优前沿示意图

Fig. 2 Diagram of Pareto front of EE-SE optimization in multi-beam satellite communication system

图 2 中粗线部分为 EE-SE 帕累托最优前沿, $f_1(\mathbf{P})$ 可行域中的最大值 $f_1^{\max}(\mathbf{P})$ 为图中最高点 $f_1(\mathbf{P}_1)$; $f_2(\mathbf{P})$ 可行域中的最大值 $f_2^{\max}(\mathbf{P})$ 为图中最右点 $f_2(\mathbf{P}_2)$; 为了满足 $f_1(\mathbf{P}) > \alpha'$, 则 $f_2(\mathbf{P}) < \beta'$; 为了满足 $f_2(\mathbf{P}) > \beta$, 则 $f_1(\mathbf{P}) < \alpha$. 帕累托最优前沿的斜率逐步增大, 当曲线的斜率较小时, $f_2(\mathbf{P})$ 需要较大的减幅才能实现 $f_1(\mathbf{P})$ 微小的增幅, 此时称两优化目标之间有强的权衡; 当曲线的斜率较大时, $f_2(\mathbf{P})$ 较小的减幅就能实现 $f_1(\mathbf{P})$ 较大的增幅, 此时称两优化目标之间有弱的权衡. 根据帕累托最优前沿, 可以选择适合多波束卫星系统需求的波束功率分配策略.

2.3 EE-SE 标量化分析

最后, 如式(18)所示, 我们对 $f_1(\mathbf{P}), f_2(\mathbf{P})$ 两目标进行权重相加, 将原来的多目标优化转化为单目标优化, 通过选择不同的权重求解适合多波束卫星系统不同需求的折中的波束功率分配策略.

$$f_s(\mathbf{P}) : \omega^T f_0(\mathbf{P}) = \frac{\omega_1}{f_1^{\max}(\mathbf{P})} f_1(\mathbf{P}) + \frac{\omega_2}{f_2^{\max}(\mathbf{P})} f_2(\mathbf{P}) \quad (18)$$

式中, ω_1, ω_2 为 $f_1(\mathbf{P}), f_2(\mathbf{P})$ 的权重, $\omega_1 + \omega_2 = 1$, $f_1(\mathbf{P})/f_1^{\max}(\mathbf{P}), f_2(\mathbf{P})/f_2^{\max}(\mathbf{P})$ 对两优化目标归一化处理. 由文献[17]可知, 标量化后的优化问题有最优解, 且属于帕累托最优解集. 不同的 ω_1, ω_2 将对应不同的帕累托最优解 \mathbf{P}^* . 若在卫星通信系统中我们更看重 EE 的性能, 则令 $\omega_1 > \omega_2$; 反之若该系统需要更好的 SE 性能, 则令 $\omega_1 < \omega_2$.

由图 3 可知, $f_s(\mathbf{P})$ 关于 $f_2(\mathbf{P})$ 拟凹且有全局最优解,

$$\frac{\partial f_s}{\partial f_2} = \frac{\omega_1}{f_1^{\max}(\mathbf{P})} \left\{ \frac{\partial f_1}{\partial f_2} + \frac{\omega_2 f_1^{\max}(\mathbf{P})}{\omega_1 f_2^{\max}(\mathbf{P})} \right\},$$

式中,

$\partial f_1/\partial f_2 = B(P_s - f_2 \zeta dP/df_2 + \zeta P)/(\zeta P + P_s)^2$, $P_s - f_2 \zeta dP^*/df_2 + \zeta P^*$ 随着 f_2 的增大而减小. 因此若

$$\partial f_1/\partial f_2 \big|_{f_2 = \hat{R}/B} + \omega_2 f_1^{\max}(\mathbf{P})/\omega_1 f_2^{\max}(\mathbf{P}) > 0,$$

则全局最优解在 $f_2 = \hat{R}/B$ 处取得; 否则, 全局最优解在 $\partial f_1/\partial f_2 + \omega_2 f_1^{\max}(\mathbf{P})/\omega_1 f_2^{\max}(\mathbf{P}) = 0$ 处取得, 通过二分法等线性搜索法可求解得出.

3 参数对 EE-SE 的性能影响

本小节, 我们将利用 3 个主要性质, 分析概括波束仰角 θ , 静态电路功率 P_s 及点波束数目 N 对 EE-SE 功率优化问题的影响.

性质 1 若点波束仰角 θ 增大, 则卫星通信系统的 EE 性能 $f_1(\mathbf{P})$, SE 性能 $f_2(\mathbf{P})$ 均增大.

定性分析可知, 随着波束仰角 θ 增大, 信道传输质量将逐步提高, 从而使信道容量增大, EE, SE 性能均有所提高. 令 $\tilde{\theta} > \theta$, 则 $f_1(\mathbf{P})$ 和 $f_2(\mathbf{P})$ 均提高, $f_1(\mathbf{P}_1) < \tilde{f}_1(\mathbf{P}_1) \leq \tilde{f}_1(\tilde{\mathbf{P}}_1)$, 因此 $\tilde{f}_1^{\max}(\mathbf{P}) > f_1^{\max}(\mathbf{P})$, 而 $\tilde{f}_2^{\max}(\mathbf{P}) = \tilde{R}/B$ 保持不变. EE-SE 帕累托最优前沿将如图 3 所示变化, 虚线为 $\tilde{\theta}$ 对应的帕累托最优前沿. 由式(2)可见, 由于本文采用了阴影莱斯统计信道模型, 尽管该式给出了关于波束仰角与统计模型参数之间的经验拟合式, 但定量分析信道功率增益与波束仰角的关系仍较为复杂, 深入分析拟待后续工作中完成.

性质 2 若静态电路功率 P_s 增大, 则卫星通信系统的 EE 性能 $f_1(\mathbf{P})$ 减小, 而 SE 性能 $f_2(\mathbf{P})$ 不受

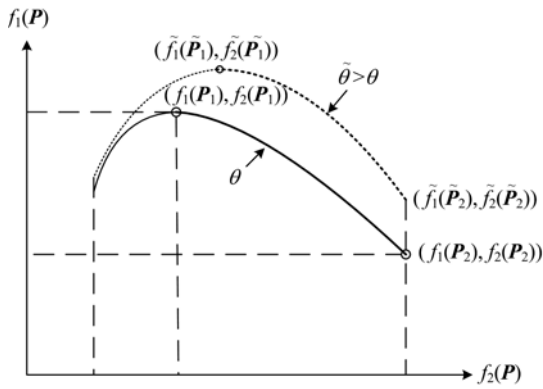


图 3 点波束仰角对 EE-SE 帕累托最优前沿的影响
Fig. 3 Pareto fronts of different elevation angles

影响;对于同一组 ω_1, ω_2 , 帕累托最优解值 $f_s(\mathbf{P}^*)$ 非减.

由式(8),(9)可知,静态电路功率 P_s 增大使得 $f_1(\mathbf{P})$ 减小, $f_2(\mathbf{P})$ 不变, 而帕累托最优解集受到 P_s 影响. 令 $\tilde{P}_s > P_s$, 根据文献[1],

$$f_1(\mathbf{P}_1) > f_1(\tilde{\mathbf{P}}_1) \geq \tilde{f}_1(\tilde{\mathbf{P}}_1),$$

$$f_2(\mathbf{P}_1) < \tilde{f}_2(\tilde{\mathbf{P}}_1),$$

则 $f_1^{\max}(\mathbf{P}) > \tilde{f}_1^{\max}(\tilde{\mathbf{P}})$, 而 $f_2^{\max}(\mathbf{P}) = \tilde{f}_2^{\max}(\tilde{\mathbf{P}})$ 保持不变. EE-SE 帕累托最优前沿变化如图 4 所示, 虚线为 \tilde{P}_s 对应的帕累托最优前沿. 因此对于同一组 ω_1, ω_2 ,

$$f_1(\mathbf{P}^*) / f_1^{\max}(\mathbf{P}) \geq \tilde{f}_1(\tilde{\mathbf{P}}^*) / \tilde{f}_1^{\max}(\tilde{\mathbf{P}}),$$

$$f_2(\mathbf{P}^*) / f_2^{\max}(\mathbf{P}) \geq \tilde{f}_2(\tilde{\mathbf{P}}^*) / \tilde{f}_2^{\max}(\tilde{\mathbf{P}}),$$

$f_s(\mathbf{P}^*)$ 非减.

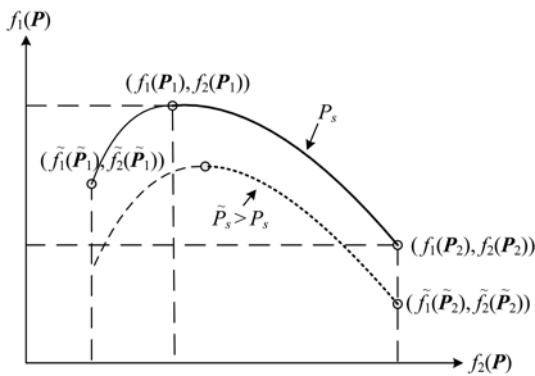


图 4 静态电路功率对 EE-SE 帕累托最优前沿的影响
Fig. 4 Pareto fronts of different static circuit power

性质 3 任意给定满足条件的波束仰角 θ , 满足优化问题(10)的 $f_1(\mathbf{P})$ 和 $f_2(\mathbf{P})$ 随着点波束数目 N 的增大而增大; 对于同一组 ω_1, ω_2 , 帕累托最优解值 $f_s(\mathbf{P}^*)$ 非减.

由式(8),(9)可知,令各点波束仰角相同,点波束数目 N 增大,使得 $f_1(\mathbf{P}), f_2(\mathbf{P})$ 增大,令 $\tilde{N} > N$, 则 $f_1(\mathbf{P})$ 和 $f_2(\mathbf{P})$ 均提高,

$$f_1(\mathbf{P}_1) < \tilde{f}_1(\tilde{\mathbf{P}}_1), f_2(\mathbf{P}_1) < \tilde{f}_2(\tilde{\mathbf{P}}_1),$$

则

$$\tilde{f}_1^{\max}(\tilde{\mathbf{P}}) > f_1^{\max}(\mathbf{P}),$$

而 $\tilde{f}_2^{\max}(\tilde{\mathbf{P}}) = f_2^{\max}(\mathbf{P})$ 保持不变. EE-SE 帕累托最优前沿变化如图 5 所示, 虚线为 \tilde{N} 对应的帕累托最优前沿. 对于同一组 ω_1, ω_2 ,

$$f_1(\mathbf{P}^*) / f_1^{\max}(\mathbf{P}) \geq \tilde{f}_1(\tilde{\mathbf{P}}^*) / \tilde{f}_1^{\max}(\tilde{\mathbf{P}}),$$

$$f_2(\mathbf{P}^*) / f_2^{\max}(\mathbf{P}) \geq \tilde{f}_2(\tilde{\mathbf{P}}^*) / \tilde{f}_2^{\max}(\tilde{\mathbf{P}}),$$

因此 $f_s(\mathbf{P}^*)$ 非减.

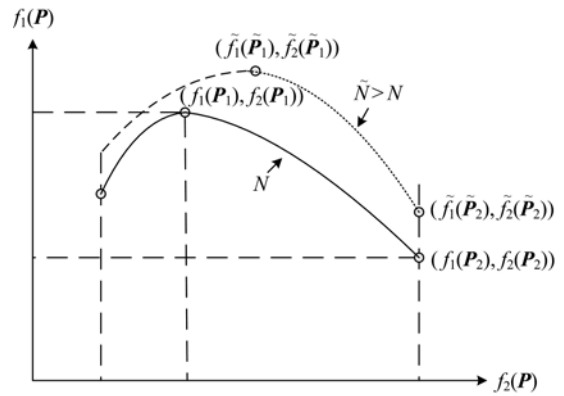


图 5 点波束数目对 EE-SE 帕累托最优前沿的影响
Fig. 5 Pareto fronts of different numbers of beams

4 仿真实验与分析

为了检验本文提出的 EE-SE 功率优化策略的有效性,本小节我们将建立多波束卫星移动通信系统仿真平台,并从算法收敛速度、EE-SE 帕累托最优前沿等多方面进行仿真实验.

根据 Inmarsat 4 卫星通信系统参数中点波束提供数据传输速率最大为 492 kbps,本文在多波束卫星移动通信系统仿真平台中,考虑各点波束传输需求分别从 200 kbps 到 450 kbps. 卫星移动通信系统中通常使用固态功率放大器,如 VSL3616 GaN SSPA^[19],放大器效率达到 45%. 参考文献[12, 20-21]中 Inmarsat 4 卫星系统参数,仿真参数配置如表 1 和表 2 所示.

实验 1 算法收敛性能. 首先,为了检验 EE-SE 功率分配算法的收敛性能,我们设置系统总传输速率约束 $R = 1\ 200$ kbps,在迭代步长初始值 $\beta = 5 \times$

表 1 多波束卫星通信系统参数配置

Tab. 1 Parameters in multi-beam satellite scenario

系统参数	数值
波束数目	7
频率	1.5 GHz
波束带宽	200 kHz
系统频率复用因子	7
功率放大器效率	45%
最大发射天线增益	40 dBi
品质因数	-16.9 dB/K
自由空间路径损耗	188.4 dBi
平均大气损耗	0.1 dBi
点波束速率 T_i	[200, 250, ..., 450] kbps
点波束最小速率 \hat{R}_i	20% · T_i
点波束仰角	[24°, 30°, ..., 78°]
系统总有效功率	1 800 W
静态电路功率	57.69 W

表 2 多波束卫星各点波束小区参数配置

Tab. 2 Parameters of each cell in multi-beam satellite scenario

点波束 i	T_i /kbps	\hat{R}_i /kbps	θ_i /°
1	200	40	24
2	250	50	30
3	300	60	36
4	350	70	42
5	400	80	48
6	420	84	54
7	450	90	60

10^{-5} 时仿真研究了算法中关键参数的迭代性能. 图 6 显示了内层算法中拉格朗日因子 $\lambda_{1,i}$ 和 λ_2 的迭代收敛曲线. 从图中可以看出, 当迭代次数达到 50 时, $\lambda_{1,i}$ 和 λ_2 均已收敛. 图 7 则反映了内层算法中系统总传输速率 R 的迭代收敛曲线. 由此可见, 当迭代

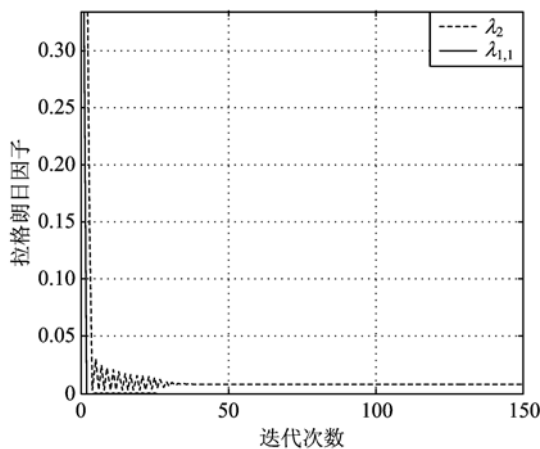


图 6 内层算法中拉格朗日因子收敛曲线
Fig. 6 Iterative curves of Lagrangian multipliers

次数达到 50 时, R 收敛于 1 200. 同时, 如表 3 所示, 算法收敛后各点波束的传输速率均满足各自的最小传输速率约束, 表明基于拉格朗日对偶法的 EE-SE 功率优化算法能够获得有效解.

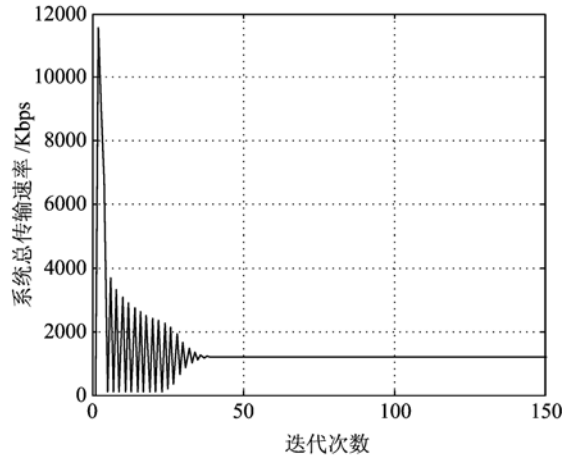


图 7 内层算法中系统总传输速率收敛曲线
Fig. 7 Iterative curves of system overall data rates

表 3 $R = 500$ 时各点波束收敛时的传输速率

Tab. 3 Data rates of each beam at the time of convergence when $R = 500$

i	1	2	3	4	5	6	7
E_i / kbps	93.658	143.581	175.685	194.542	200.863	198.430	193.240

实验 2 EE-SE 帕累托最优前沿. 接下来, 我们通过仿真实验做出 EE-SE 帕累托最优前沿, 并验证 EE-SE 的拟凹特性. 为了便于观察 EE-SE 曲线, 在不考虑系统总传输速率约束的情况下, 图 8 给出了多波束卫星移动通信系统中 EE-SE 帕累托最优前

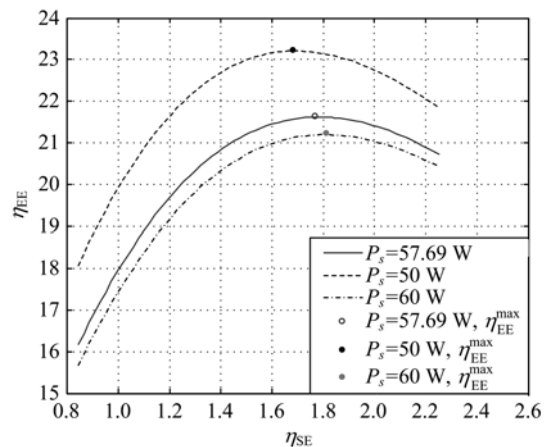


图 8 多波束卫星中 $\eta_{EE} - \eta_{SE}$ 帕累托最优前沿
Fig. 8 Pareto front of $\eta_{EE} - \eta_{SE}$ in multi-beam satellite system

沿. 从图中可看出, $\eta_{EE} - \eta_{SE}$ 满足拟凹关系, EE-SE 帕累托最优前沿为图中实线部分, 这与第三节中的理论结果相一致. 图 9 为多波束卫星移动通信系统不同权重下标量化优化目标 $f_s(\mathbf{P})$ 曲线, 其中 $P_s = 57.69$ W. 从图中可知, 不同的 w_1, w_2 权重对应不同的帕累托最优解. 当 $w_1 = 0.2, w_2 = 0.8$ 时, 帕累托最优解在最右点 $f_2(\mathbf{P}) = \tilde{R}/W$ 处取得; 另外 3 种权重下的最优解在图中圆点处取得. 从图中可知, 各曲线交于点 \mathbf{P}' ,

$$f_1(\mathbf{P}')/f_1^{\max}(\mathbf{P}') = f_2(\mathbf{P}')/f_2^{\max}(\mathbf{P}')$$

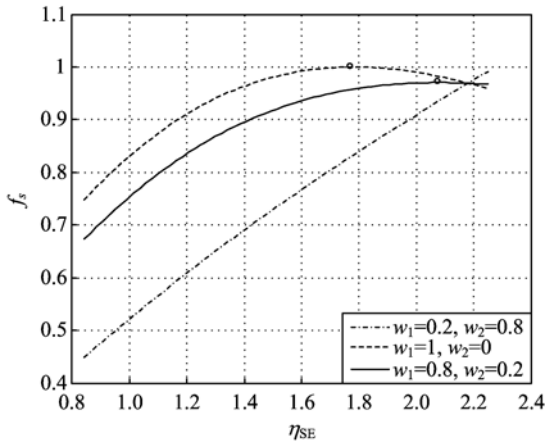


图 9 多波束卫星中不同权重下 $f_s(\mathbf{P})$ 曲线

Fig. 9 Pareto front of $f_s(\mathbf{P})$ with different weights in multi-beam satellite system

实验 3 参数对 EE-SE 性能影响. 最后, 我们分别仿真分析波束仰角、静态电路功率及点波束数目对 EE-SE 帕累托最优前沿的影响. 图 10 是在多波束卫星移动通信系统下 EE-SE 帕累托最优前沿受波束仰角影响的仿真图, 其中令 $P_s = 57.69$ W. 从图

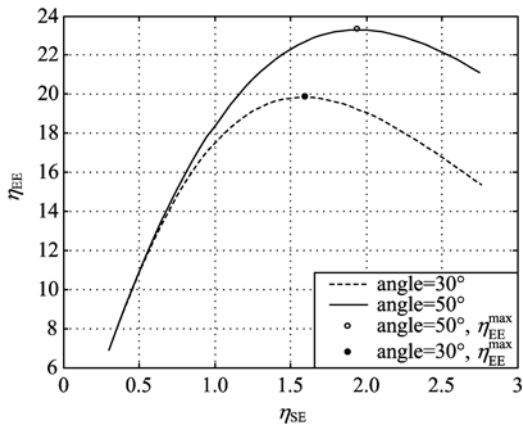


图 10 多波束卫星不同仰角的 $\eta_{EE} - \eta_{SE}$ 帕累托最优前沿

Fig. 10 Pareto front of $\eta_{EE} - \eta_{SE}$ with different elevation angles in multi-beam satellite system

中可知, 随着波束仰角 θ 的增大, $f_1^{\max}(\mathbf{P})$ 即 $f_1(\mathbf{P}_1)$ 增大, $f_2(\mathbf{P}_1)$ 也增大. 图 11 为不同的 w_1, w_2 权重对应的 $f_s(\mathbf{P})$ 曲线. 当 $w_1 = 1, w_2 = 0$ 时, 由于 $f_s(\mathbf{P})$ 对 $f_1(\mathbf{P}), f_2(\mathbf{P})$ 首先进行了归一化处理, 因此 $f_s(\mathbf{P}^*) = \tilde{f}_s(\tilde{\mathbf{P}}^*) = 1$; 当 $w_1 = 0.8, w_2 = 0.2$ 及 $w_1 = 0.2, w_2 = 0.8$ 时, $\tilde{f}_s(\tilde{\mathbf{P}}^*) > f_s(\mathbf{P}^*)$. 以上结果也验证了在节 3 中提出的性质 1 的正确性.

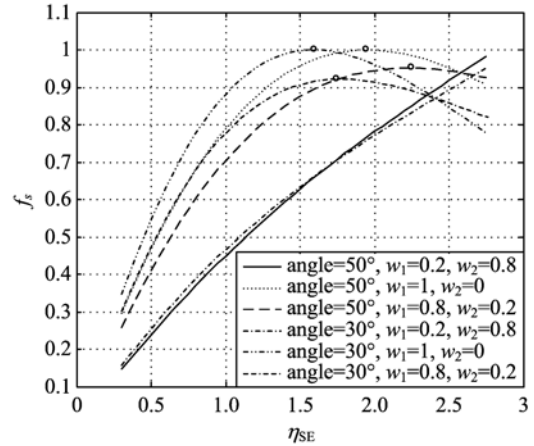


图 11 多波束卫星中不同点波束仰角 $f_s(\mathbf{P})$ 曲线

Fig. 11 Pareto front of $f_s(\mathbf{P})$ with different elevation angles in multi-beam satellite system

为了验证静态电路功率 P_s 对优化问题求解的影响, 图 9 展示了当 $P_s = 50$ 以及 $P_s = 57.69$ 时的系统性能曲线. 从图 9 中可观察到, 随着 P_s 增大, $f_1^{\max}(\mathbf{P})$ 即 $f_1(\mathbf{P}_1)$ 减小, 而 $f_2(\mathbf{P}_1)$ 增大, 此结论与性质 2 吻合. 图 12 展示了标量化优化目标 $f_s(\mathbf{P})$ 受静态电路功率 P_s 的影响. 从中可知, 随着 P_s 的增大,

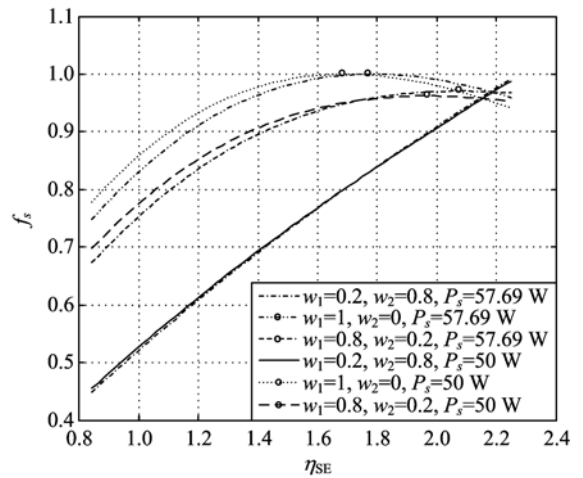


图 12 多波束卫星中不同 P_s 下的 $f_s(\mathbf{P})$ 曲线

Fig. 12 Pareto front of P_s 下的 $f_s(\mathbf{P})$ with different static circuit power in multi-beam satellite system

当 $\omega_1=1, \omega_2=0$ 时, $f_s(\mathbf{P}^*) = \tilde{f}_s(\tilde{\mathbf{P}}^*) = 1$; 当 $\omega_1 = 0.8, \omega_2 = 0.2$ 时, $\tilde{f}_s(\tilde{\mathbf{P}}^*) > f_s(\mathbf{P}^*)$; 当 $\omega_1 = 0.2, \omega_2 = 0.8$ 时, $\tilde{f}_s(\tilde{\mathbf{P}}^*) > f_s(\mathbf{P}^*)$. 同一组 ω_1, ω_2 对应的帕累托最优解值 $f_s(\mathbf{P}^*)$ 非减, 与性质 2 结论一致.

图 13 描绘了点波束数目对多波束卫星移动通信系统中 EE-SE 帕累托最优前沿的影响. 从图中可以看到, 随着点波束数目 N 的增大, $f_1^{\max}(\mathbf{P})$ 也呈增长趋势. 图 14 为 $f_s(\mathbf{P})$ 受点波束数目的影响曲线, 随着 N 的增大, 当 $\omega_1 = 1, \omega_2 = 0$ 时, $f_s(\mathbf{P}^*) = \tilde{f}_s(\tilde{\mathbf{P}}^*) = 1$; 当 $\omega_1 = 0.8, \omega_2 = 0.2$ 时, $\tilde{f}_s(\tilde{\mathbf{P}}^*) >$

$f_s(\mathbf{P}^*)$; 当 $\omega_1 = 0.2, \omega_2 = 0.8$ 时, $\tilde{f}_s(\tilde{\mathbf{P}}^*) > f_s(\mathbf{P}^*)$. 同一组 ω_1, ω_2 对应的帕累托最优解值 $f_s(\mathbf{P}^*)$ 非减. 由此可见, 上述结果均与性质 3 相吻合.

5 结论

由于受星-地链路的衰落特性和传输延迟大等因素影响, 多波束卫星作为发射机精确获得信道状态信息并不现实. 本文基于阴影莱斯信道统计模型, 提出了一种兼顾 EE 和 SE 的波束间功率分配新算法. 首先, 我们在多波束卫星移动通信系统框架下, 基于系统总消耗功率和传输速率的约束建立面向 EE 和 SE 的双目标优化问题, 并通过分析指出在统计模型下 EE 和 SE 之间拟凹关系成立. 利用这一结论, 借助拉格朗日对偶法可求解 EE, SE 两目标优化问题的帕累托最优解集. 然后, 根据 EE-SE 帕累托最优前沿进行权衡分析, 同时将两优化目标标量化处理并获得折中的功率分配策略. 在此基础上, 我们讨论了波束仰角、静态电路功率以及点波束数目等系统参数对本文算法的性能影响. 其中分析指出点波束数目增大, 将会提高系统的 EE 和 SE 性能. 利用这一性质将有利于多波束卫星系统设计. 仿真实验证实了本文算法的有效性, 实验结果与相关理论分析结论相一致. 为了进一步提高多波束卫星系统的频谱效率, 在后续工作中将考虑相邻波束的同频干扰.

参考文献 (References)

- [1] Xiong C, Li G Y, Zhang S, et al. Energy-and spectral-efficiency tradeoff in downlink OFDMA networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(11): 3 874-3 886.
- [2] Hélot F, Imran M A, Tafazolli R. On the energy efficiency-spectral efficiency trade-off over the MIMO Rayleigh fading channel [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(5): 1 345-1 356.
- [3] Chih-Lin I, Han S, Xu Z, et al. EE-SE relationship in MIMO systems [C]// 2014 IEEE International Wireless Symposium (IWS). Piscataway: IEEE Press, 2014: 1-4.
- [4] Deng L, Rui Y, Cheng P, et al. A unified energy efficiency and spectral efficiency tradeoff metric in wireless networks[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(1): 55-58.
- [5] Vassaki S, Panagopoulos A D, Constantinou P.

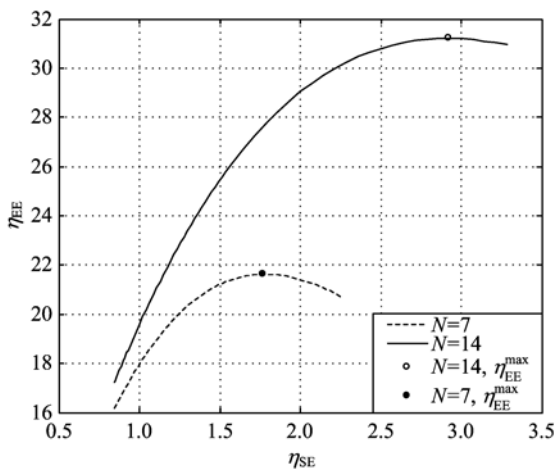


图 13 多波束卫星不同点波束数目的 $\eta_{EE} - \eta_{SE}$ 帕累托最优前沿

Fig. 13 Pareto front of $\eta_{EE} - \eta_{SE}$ with different numbers of beams in multi-beam satellite system

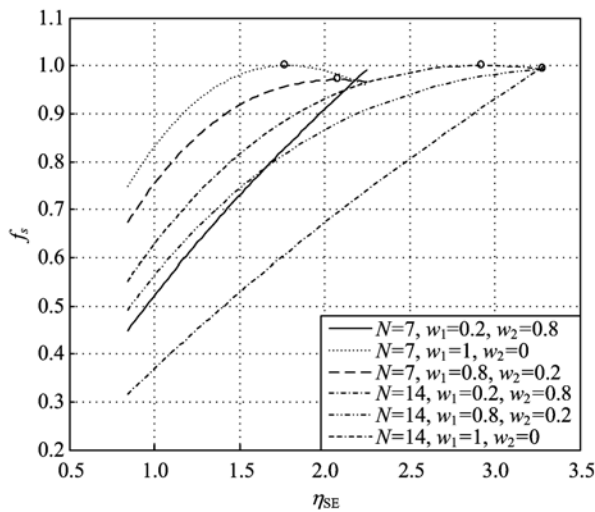


图 14 多波束卫星中不同点波束数目下的 $f_s(\mathbf{P})$ 曲线

Fig. 14 Pareto front of $f_s(\mathbf{P})$ with different numbers of beams in multi-beam satellite system

- Effective capacity and optimal power allocation for mobile satellite systems and services [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(1): 60-63.
- [6] Grundinger A, Joham M, Utschick W. Bounds on optimal power minimization and rate balancing in the satellite downlink [C]// 2012 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE Press, 2012: 3 600-3 605.
- [7] Wang H, Liu A, Pan X. Optimization of joint power and bandwidth allocation in multi-spot-beam satellite communication systems[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2014, 37(3):413-418.
- [8] Wang H, Liu A, Pan X, et al. Optimization of power allocation for a multibeam satellite communication system with interbeam interference [J]. Journal of Applied Mathematics, 2014, 2014: 285-304; doi:10.1155/2014/469437.
- [9] Wang H, Liu A, Pan X, et al. Optimization of power allocation for multiusers in multi-spot-beam satellite communication systems[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2014, 2014 (2):1-10.
- [10] Alagoz F, Gur G. Energy efficiency and satellite networking: A holistic overview [J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99(11): 1 954-1 979.
- [11] Chatzinotas S, Zheng G, Ottersten B. Energy-efficient MMSE beamforming and power allocation in multibeam satellite systems[C]// 2011 Conference Record of the Forty Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR). Piscataway: IEEE, 2011: 1 081-1 085.
- [12] 吴诗其, 李兴. 卫星通信导论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [13] Houston S W, Anselmo C S, Sullivan D P. Method and system for providing satellite coverage using fixed spot beams and scanned spot beams: USA, 6272317 [P]. 2001-08-07.
- [14] Abdi A, Lau W C, Alouini M S, et al. A new simple model for land mobile satellite channels: first-and second-order statistics [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(3): 519-528.
- [15] Roddy D. Satellite communications[M]. New York: McGraw-Hill, 2006:192-232.
- [16] Choi J P, Chan V W S. Optimum power and beam allocation based on traffic demands and channel conditions over satellite downlinks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(6): 2 983-2 993.
- [17] Boyd S, Vandenberghe L. Convex optimization[M]. Cambridge University Press, 2009.
- [18] Yu W, Lui R. Dual methods for nonconvex spectrum optimization of multicarrier systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(7): 1 310-1 322.
- [19] Solomon G, Riffelmacher D, Snyder R, et al. The VSL3616, CPI'S 1.3 GHz, 700 watt CW, gan solid state power amplifier[C]//Proceedings of IPAC 2014. Dresden, Germany: 2014.
- [20] 王丽娜. 卫星通信系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 2006.
- [21] Guy R F E, Wyllie C B, Brain J R. Synthesis of the Inmarsat 4 multibeam mobile antenna[C]// Twelfth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP 2003). IET Digital Library, 2003:90-93.