

# 基于部分信道信息的卫星多波束 联合预编码优化方法

宋高俊, 曹寿国

(南昌航空大学信息工程学院, 江西南昌 330063)

**摘 要:** 在现有的卫星多波束联合预编码技术研究中, 普遍假设卫星发射机有理想的用户信道信息; 遗憾的是, 由于长距离信号传播延迟, 这种假设并不适合于卫星移动通信系统, 特别是地球同步卫星系统. 为了解决这个问题, 提出了基于部分信道信息的多波束协作传输方法; 利用阴影-莱斯信道模型, 本文导出了闭合形式的中断容量表示, 给出了基于部分信道信息的多波束联合预编码优化算法, 克服了现有方法的局限性. 仿真结果表明, 与传统的单波束频率复用方法比较, 提出的方法大大降低了系统的发射功率.

**关键词:** 卫星; 多波束; 部分信道信息; 中断容量; 预编码

**中图分类号:** TN927      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2015)11-2232-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.11.014

## Joint Precoding Optimization of Multibeam Satellite System Based on Partial Channel Information

SONG Gao-jun, CAO Shou-guo

(School of Information Engineering, Nanchang Hangkong University, Nanchang, Jiangxi 330063, China)

**Abstract:** Existing work on multibeam joint precoding technique assumes the availability of perfect channel state information (CSI) at the satellite transmitter. Unfortunately, this assumption is not applicable to mobile satellite systems due to the long propagation delays, especially for the geostationary earth orbit (GEO) satellite systems. In order to solve the problem, this paper presents a multibeam cooperative transmission method based on partial CSI. Employing the shadowed-Rice fading channel model, a closed form expression is derived for the outage capacity and the optimal joint precoding algorithms are proposed assuming the availability of only partial CSI. Simulation results have shown substantial performance gain compared with conventional single beam based processing scheme.

**Key words:** satellite; multibeam; partial channel information; outage capacity; precoding

### 1 引言

多波束天线技术提供了灵活的地面通信覆盖, 而且能实现更高的数据率, 在现代卫星通信系统中获得了广泛的应用. 在多波束卫星通信系统中, 波束间干扰是影响系统性能的一个关键问题, 类似于陆地蜂窝移动通信中的小区间干扰问题. 目前应用的多波束卫星系统主要采用传统的频率复用方法抑制波束间的干扰, 系统的频谱资源利用率不高. 随着卫星通信需求的不断增长, 这种传统的方法已不适用于未来的多波束卫星系统.

类似于小区间干扰抑制的协作传输方法<sup>[1]</sup>和干扰协调方法<sup>[2]</sup>, 文献[3~5]研究了这些方法在多波束卫星

系统中的应用问题. 在文献[3]中, 作者研究了多波束干扰协调方法, 通过波束间的资源分配减小干扰的影响; 文献[4]研究了多波束的联合预编码方法, 文献[5]进一步研究了多波束预编码和功率分配的联合优化设计问题. 然而, 这些研究工作的一个共同假设是卫星发射机或控制关口站能获得精确的用户信道信息, 对于固定卫星通信, 信道的阴影传播环境是固定的, 这种假设是合理的; 但是, 在卫星移动通信环境下, 由于用户信道的时变特性、上下行链路的不相关性以及传播延迟很大 (特别是静止地球轨道的同步卫星), 基于精确信道信息的多波束联合预编码和资源分配是很难实现的.

本文研究多波束卫星移动通信系统中的波束间干

扰抑制问题,为了解决精确信道信息难以获得问题,我们提出了基于部分信道信息的多波束协作传输方法,并导出了多波束联合预编码优化(MJPO)算法和迫零预编码联合功率优化(ZF-JPO)算法(其中部分信道信息是指用户的波束方向矢量(DV)和信道统计量信息);在满足用户的服务质量要求情况下,通过这种优化协作传输方法,克服波束间的干扰和信道衰落的影响,充分利用系统的资源.由于部分信道信息的慢时变特性,提出的方法克服了现有预编码方法应用的局限性.

## 2 系统模型

卫星移动通信系统由同步卫星、地面控制关口站和地面移动用户终端组成.假设卫星上安装有高增益的多波束天线,用户终端安装有低增益的全向天线,每个关口站管理一簇  $K$  个相邻的地面波束,每个波束覆盖区中有  $M$  个用户,每个波束中的用户信号采用时分复用发送,所有的协作波束采用全频复用.假设关口站有  $K$  个波束覆盖区中所有用户的 DV 信息和信道统计量信息,系统在发送信号前从每个波束覆盖区的  $M$  个用户中随机的选择一个用户,构成  $K$  个协作用户的群,协作用户群的信号在关口站联合预编码,然后通过  $K$  个波束发送.在本文中不考虑簇间干扰的影响,所以,在每个时隙中, $K$  个波束的用户接收信号可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中  $\mathbf{s}$  是  $K \times 1$  维复信号矢量, $\mathbf{n}$  是  $K \times 1$  维的复高斯噪声矢量,均值为零,方差为  $\mathbf{E}[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \mathbf{I}_K$ ,  $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_K]$  是一个  $K \times K$  维发射信号预编码矩阵,其中  $\mathbf{w}_k$  是用户  $k$  信号的发射预编码权矢量; $\mathbf{H}$  是一个  $K \times K$  维的多波束信道矩阵,可以表示为<sup>[4,6]</sup>

$$\mathbf{H} = \mathbf{A}\mathbf{G}_{\max}\mathbf{G} \quad (2)$$

式中  $\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_K]^T$  表示  $K \times K$  维的多波束卫星天线辐射增益矩阵,我们将  $\mathbf{g}_k (k = 1, 2, \dots, K)$  称为第  $k$  个波束用户的方向矢量(DV). DV 是一个慢时变的信道参量,依赖卫星天线的辐射模式、用户的位置和载波频率,其中频率对 DV 的影响是很小的,可以不考虑<sup>[7]</sup>.因此,上行链路信道和下行链路信道的辐射增益矩阵  $\mathbf{G}$  互易性成立,系统可以根据上行链路的测量获得辐射增益  $\mathbf{G}$ <sup>[7]</sup>,避免了信道反馈开销,节省了系统的资源.  $\mathbf{G}$  的第  $(k, n)$  个元  $0 < g_{k,n} \leq 1$ ,能模拟为  $\alpha^{(d_{k,n}/R_{beam})^2}$ <sup>[6]</sup>,其中  $0 < \alpha < 1$  是一个辐射模式参数,用来调整天线的辐射模式(波束隔离度),  $R_{beam}$  是地面波束覆盖半径( $-3\text{dB}$ 轮廓),  $d_{m,n}$  是地面上第  $m$  个波束用户离第  $n$  个波束中心的距离.  $\mathbf{G}_{\max} = \text{diag}(G_{1,\max}, G_{2,\max}, \dots, G_{K,\max})$  是一个  $K \times K$  维对角矩阵,其中  $G_{k,\max}^2$  表示第  $k$  个波束中心的波束增益,它包含了发射天线增益、路径损失、接收

天线增益和噪声功率的影响.  $G_{k,\max}$  能表示为<sup>[4]</sup>

$$G_{k,\max} = \frac{G_R G_T(\alpha)}{4\pi \frac{L_k}{\lambda} \sqrt{k_B T_R B_W}} \quad (3)$$

式中  $L_k$  表示用户  $k$  和卫星之间的距离, $\lambda$  是载波频率,  $k_B$  波尔兹曼常数,  $G_R^2$  是用户接收天线增益  $G_T^2(\alpha)$  表示发射天线增益,与天线的辐射模式  $\alpha$  有关;  $T_R$  和  $B_W$  分别表示接收机噪声温度和链路带宽.在式(2)中,  $\mathbf{A} = \text{diag}\{a_1, a_2, \dots, a_K\}$ ,  $\{a_k, k = 1, 2, \dots, K\}$  表示  $K$  个用户链路的衰落增益,在卫星移动通信环境中,这种起伏衰落主要受到多径散射和阴影的影响.

## 3 中断容量

根据式(2),波束  $k$  的用户接收信号为

$$y_k = a_k G_{k,\max} \mathbf{g}_k^T \mathbf{w}_k s_k + a_k G_{k,\max} \mathbf{g}_k^T \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{w}_j s_j + n_k \quad (4)$$

假设用户  $k$  的发射功率系数为  $E[|s_k|^2] = 1$ ,不同用户间发射信号相互独立,即:对于  $j \neq k$ ,  $E[s_j s_k^*] = 0$ ,则第  $k$  个波束用户的信干噪比(SINR)为

$$\Gamma_k = \frac{|a_k|^2 G_{k,\max}^2 |\mathbf{g}_k^T \mathbf{w}_k|^2}{|a_k|^2 G_{k,\max}^2 \sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{g}_k^T \mathbf{w}_j|^2 + 1} \quad (5)$$

则用户  $k$  的信道容量能表示为  $C_k = \log_2(1 + \Gamma_k)$  bit/s/Hz. 根据式(5),对于用户  $k$  给定的目标容量  $C_{\text{out},k}$ ,链路的中断概率为

$$P_{\text{out}} = \Pr(C_k < C_{\text{out},k}) = \Pr(\gamma_k < \gamma_k^{\text{thr}}) \\ = \Pr\left(\gamma_k < \frac{(2^{C_{\text{out},k}} - 1)/G_{k,\max}^2}{(|\mathbf{g}_k^T \mathbf{w}_k|^2 - (2^{C_{\text{out},k}} - 1) \sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{g}_k^T \mathbf{w}_j|^2)}\right) \quad (6)$$

式中  $\gamma_k \triangleq |\mathbf{g}_k|^2$ ,  $C_{\text{out},k}$  也称为中断容量.对于衰落的信道增益  $\{ |a_k|^2, k = 1, 2, \dots, K \}$ ,本文采用了阴影-莱斯(S-R)信道模型<sup>[6]</sup>,这种模型的主要特点是将视线(LOS)分量视作随机变量,而视线信号的幅度服从 Nakagami-m 分布.S-R 信道的概率密度函数能表示为

$$f_{\gamma_k}(\gamma_k) = K_0 \exp\left(-\frac{\gamma_k}{2b_0}\right) {}_1F_1(m, 1; c_0 \gamma_k) \quad (7)$$

式中  $K_0 = \frac{1}{2b_0} \left(\frac{2b_0 m}{2b_0 m + \Omega}\right)^m$ ,  $c_0 = \frac{1}{2b_0} \frac{\Omega}{2b_0 m + \Omega}$ ,  $\Omega$  为视线分量的平均功率,  $m$  是 Nakagami 分布参数,  $2b_0$  是散射分量的平均功率,  ${}_1F_1(m, 1, z)$  表示合流超几何函数<sup>[9]</sup>.采用 Kummer 变换<sup>[9]</sup>,合流超几何函数能表示为一个多项式

$${}_1F_1(m, 1; z) = e^z {}_1F_1(1 - m, 1; -z) \\ = e^z \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(m-1)(m-1-1)(m-1-2)\cdots(m-1-n+1)}{(n!)^2} (z)^n \quad (8)$$

将式(7)和(8)代入式(6),则可导出用户  $k$  的中断概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= \int_0^{\gamma_k^{\text{thr}}} K_0 \exp\left(-\frac{\gamma_k}{2b_0}\right) F_1(m, 1; c_0 \gamma_k) d\gamma_k \\ &= \Phi(u_k) = 1 - \frac{K_0}{(1/2b_0 - c_0)} \exp(-u_k) Q(u_k) \\ &= 1 - \left(\frac{1}{1 + \Omega/(2mb_0)}\right)^{m-1} \exp(-u_k) Q(u_k) \end{aligned} \quad (9)$$

式中  $\Omega = \Omega g_{k,k}^2 R_{k,\max}^2$ ,  $b_0 = b_0 g_{k,k}^2 R_{k,\max}^2$ ,  $u_k = \gamma_k^{\text{thr}} (1/2b_0 - c_0)$ , 而

$$Q(u_k) \triangleq \sum_{n=0}^{\infty} \left( \prod_{l=0}^{n-1} (m-1-l)/n! \right) \left( \frac{\Omega}{2mb_0} \right)^n \sum_{j=0}^n u_k^j / j! \quad (10)$$

根据式(6),对于给定的中断概率要求和信道分布参数,则用户的中断容量可以表示为  $C_{\text{out},k} = \log_2(1 + \bar{\Gamma}_k)$  bit/s/Hz, 式中用户  $k$  的信道平均信噪比  $\bar{\Gamma}_k$  定义为

$$\bar{\Gamma}_k = \frac{u_k^*(P_{\text{out}}) | \mathbf{g}_k^T \mathbf{w}_k |^2}{\frac{mg_{k,k}^2}{(2b_0m + \Omega)} + u_k^*(P_{\text{out}}) \sum_{j=1, j \neq k}^K | \mathbf{g}_k^T \mathbf{w}_j |^2} \quad (11)$$

今后为了表示方便,将  $C_{\text{out},k}$  记为  $C_k$ . 上式中,  $u_k^* = \Phi^{-1}(P_{\text{out}})$  是式(9)的解, 依赖信道的中断概率要求, 我们将其称为信道的有效传输增益. 显然, 方程(9)无  $u_k$  的解析解; 但是, 我们能采用简单的一维线性搜索的方法找到最佳数值解  $u_k^*$ , 比如二分法就是这样一种方法. 在式(9)中,  $Q(u_k)$  函数是一个无限级数和, 为了降低求和计算的复杂性, 我们提出了一种  $Q(u_k)$  的低复杂性迭代算法, 具体的步骤和流程如算法 1 所示.

#### 算法 1 计算函数 $Q(u_k)$ 的算法

```

初始化  $n = 1, Q_{\text{sum}}(0) = 1, A_{\text{sum}}(0) = 1, Q = 1, A = 1$ 
while  $\text{abs}(1 - Q_{\text{sum}}(n-1)/Q_{\text{sum}}(n)) > \Delta$ 
     $A = A \frac{u_k}{n}$ 
     $A_{\text{sum}}(n) = A_{\text{sum}}(n-1) + A$ 
     $Q = Q \frac{(m-n)c_0}{n(1/2b_0 - c_0)}$ 
     $Q_{\text{sum}}(n) = Q_{\text{sum}}(n-1) + QA_{\text{sum}}(n)$ 
     $n = n + 1$ 
end

```

其中  $\Delta$  是误差控制参数. 图 1 给出了迭代算法收敛性的仿真结果, 表明了  $u_k$  取不同值情况下, 基于  $Q(u_k)$  和表一算法计算求出的中断概率值; 仿真中使用了文献 [10] 的模型参数: 卫星仰角为  $40^\circ$ , 用户位于郊区的中等阴影环境中; 我们能注意到, 提出的迭代算法有很好的收敛特性, 在一般情况下, 经过 4~7 次迭代, 中断概率  $P_{\text{out}}$  的值收敛到稳定值.

## 4 联合预编码优化设计

本节采用余量自适应准则, 研究多波束下行链路的多用户联合预编码优化设计问题: 在满足用户速率请求情况下, 使得系统的总发射功率最小化. 应用前述的中断容量表达式  $C_k$ , 则第  $k$  个波束用户的速率可表示为  $R_k = B_w C_k$  bit/s, 假设第  $k$  个用户的速率请求是  $F_k$  bit/s, 那么系统的优化问题构造为

$$\begin{aligned} \min_{\{w_k, 1 \leq k \leq K\}} & \sum_{k=1}^K |w_k|^2, \\ \text{s.t. } C_1: & R_k = B_w \log_2(1 + \bar{\Gamma}_k) \geq F_k, \\ & k = 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (12)$$

显然, 这个优化问题只需要用户的 DV 信息  $\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1 \mathbf{g}_2 \cdots \mathbf{g}_K]^T$  和信道统计量信息  $\{\Omega, b_0, m\}$ ; 其中 DV 信息能利用上行链路信道的互易性在关口处估计<sup>[7]</sup>, 对于同步卫星通信, 地面用户的移动对 DV 的影响非常小<sup>[7]</sup>, 因此, 关口处的 DV 信息不需要频繁更新; 慢时变的信道统计量  $\{\Omega, b_0, m\}$  可以利用导频信号在用户端分段估计, 然后通过反馈信道发送到关口站.

问题(12)中的速率约束是非凸的, 因此, 问题(12)不能保证找到最优的预编码矩阵; 为了解决这个问题, 我们提出了两种优化算法:

**(1) MJPO 算法:** 由于  $\mathbf{g}_k$  是实矢量, 并且  $0 < g_{k,n} \leq 1$ , 我们增加一个约束  $\text{Im}(\mathbf{g}_k^T \mathbf{w}_k) = 0$ , 则问题(12)能改写为

$$\begin{aligned} \min_{\{w_k, 1 \leq k \leq K\}} & \sum_{k=1}^K |w_k|^2, \quad \text{s.t. } C_1: \\ \mathbf{g}_k^T \mathbf{w}_k & \geq \sqrt{(2B_w - 1) \left( \frac{mg_{k,k}^2}{(2mb_0 + \Omega)} u_k^*(P_{\text{out}}) + \sum_{j=1, j \neq k}^K | \mathbf{g}_k^T \mathbf{w}_j |^2 \right)}, \\ & k = 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (13)$$

问题(13)中  $C_1$  是一个二阶锥规划(SOCP)约束, 是一个凸函数, 考虑到(12)中的目标函数  $\sum_{k=1}^K |w_k|^2$  是凸函数, 因此, 问题(13)是一个凸优化问题, 最优解很容易获得.

**(2) ZF-JPO 算法:** 令  $\mathbf{w}_k = \bar{\mathbf{w}}_k p_k$  及定义  $\bar{\mathbf{W}} = [\bar{\mathbf{w}}_1 \bar{\mathbf{w}}_2 \cdots \bar{\mathbf{w}}_K]$ , 将迫零预编码矩阵  $\bar{\mathbf{W}} = \mathbf{G}^T (\mathbf{G} \mathbf{G}^T)^{-1}$ <sup>[4]</sup> 应用于问题(12)中, 则波束间的干扰被完全抵消, 用户  $k$  的信道传输速率能表示为

$$R_k = B_w \log_2 \left( 1 + \frac{(2mb_0 + \Omega) u_k^*(P_{\text{out}})}{mg_{k,k}^2} p_k \right) \quad (14)$$

则协作系统的最优发射功率为

$$\begin{aligned} P_{\text{min,ZF}} &= \sum_{k=1}^K (\gamma_k^{\text{thr}})^{-1} p_k \\ &= \sum_{k=1}^K (2B_w - 1) \frac{mg_{k,k}^2 (\mathbf{G} \mathbf{G}^T)^{-1}_{k,k}}{(2mb_0 + \Omega) u_k^*(P_{\text{out}})} \end{aligned} \quad (15)$$

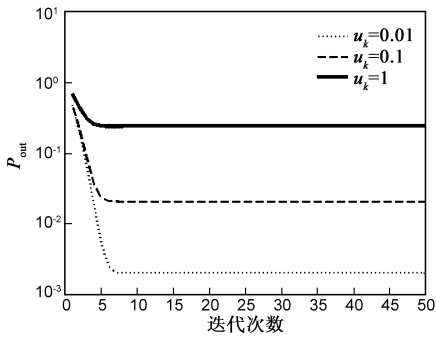


图1 迭代算法的收敛性

其中 
$$\gamma_k^d \triangleq \frac{1}{\|\mathbf{w}_k\|^2} = \frac{1}{(\mathbf{G}\mathbf{G}^T)_{k,k}^{-1}} \quad (16)$$

能解释为第  $k$  个波束用户的有效方向增益,依赖于协作用户 DV 之间的相关性。

## 5 仿真结果与分析

本节给出了一些仿真结果,评价提出算法的性能.仿真中使用了如下系统参数:  $B_w = 5 \times 10^4$  Hz, 载波频率  $f = 2.2$  GHz, 中断概率  $P_{\text{out}} = 0.01$ , 卫星到中心波束中点的距离  $L = 38000$  km, 在每个波束中心的最大发射天线增益是  $G_T^2 = 50$  dB, 用户接收机的品质系数为  $G_R^2/T = -24$  dB/K, 关口站管理的波束数  $K = 7$ . 在仿真中,利用了模型  $\alpha^{(d_{k,n}/R_{\text{beam}})^2}$  模拟 DV 信息, 利用式(3)求出仿真参数  $G_{k,\text{max}}^2$ ; 对于衰落信道参数,我们采用了文献[10]的陆地移动卫星信道模型, 卫星仰角为  $40^\circ$ , 用户位于郊区环境; 并且,在仿真中,我们利用了文献[8]的方法将信道的 LOO 模型参数转换为 S-R 模型参数。

对于提出的协作传输系统,我们采用了简单的随机选择协作用户方法,每次对用户信号预编码前,系统从每个波束的  $M$  个用户中随机的选择一个用户,假设每个波束中的用户均匀分布在波束覆盖区中.为了分析问题的方便,不失一般性,我们假设每个用户有同样的速率请求,那么所有波束用户速率请求的合速率为  $F_i = KF_k$ . 作为性能比较的参照,我们选择了传统的频率复用联合功率优化(CFR-JPO)算法,假设频率复用系数  $f_R = 4$ ; 根据式(11),用户  $k$  的信道速率为

$$R_k = \frac{B_w}{4} \log_2 \left( 1 + \frac{4(2mb_0 + \Omega) u_k^* (P_{\text{out}}) P_k}{m} \right) \quad (17)$$

在满足用户  $k$  的速率请求  $F_k$  情况下,根据式(17),可导出 CFR-JPO 算法的系统最小发射功率为

$$P_{\text{min},c} = \sum_{k=1}^K P_k = \sum_{k=1}^K \left( 2^{\frac{4F_k}{B_w}} - 1 \right) \frac{4m}{u_k^* (P_{\text{out}}) (2mb_0 + \Omega)} \quad (18)$$

图2比较了 MJPO、ZF-JPO 和 CFR-JPO 算法的发射功率性能,由于功率性能与协作用户的位置分布有关,我们采用了系统发射功率对位置分布的平均值作为性

能指标.图2的结果表明,在高速率请求域,提出的 MJPO 和 ZF-JPO 算法性能明显优于 CFR-JPO 算法,并且,随着系统请求速率的增加,提出方法的性能优势进一步提高.例如,系统速率请求 840 kbit/s 时,三种方法的发射功率分别为 21 dBW, 22 dBW 和 35 dBW, MJPO 算法有最好的性能,它和 ZF-JPO 算法比 CFR-JPO 算法分别产生了 14 dB 和 13 dB 性能改善.图2还表明,随着系统请求速率的增加,即系统工作在高发射功率的情况下, MJPO 算法相对 ZF-JPO 算法的性能优势逐渐减小,两种算法有近似相同的性能.此外,我们还能注意到,在系统处于低速率请求情况下,即系统工作在低信噪比情况下时,协作方法的性能优势减小,甚至会低于传统方法;这是因为协作用户之间的 DV 非完全正交,所以,式(16)的用户有效方向增益  $\gamma_k^d < 1$ , 根据式(15)和(18),当用户的速率请求较低时,宽带协作传输带来的好处被有效方向增益的降低所抵消.因此,为了充分利用协作传输的潜力,系统应工作在高发射功率状态。

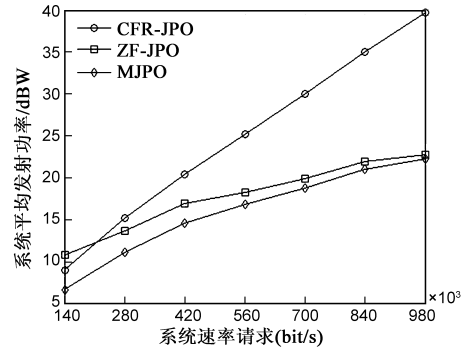


图2 三种不同传输方法的发射功率性能与系统速率请求的关系

图3给出了不同传输方法的发射功率性能与用户位置分布的关系,假设用户均匀分布在离波束中心距离为  $r$  的环状区域中,其中  $R_{\text{beam}}$  是地面覆盖区的半径.显然,不同传输方法的系统性能与用户的位置分布有关,由于分布在各协作波束中心附近用户的 DV 有更好的正交性,协作使用户获得了最好的性能;另一方面,在靠近波束边缘区域,提出的 MJPO 和 ZF-JPO 算法相比传统方法的性能优势明显下降,特别是 ZF-JPO 算法.这是因为:在波束边缘区域,不同用户波束间有更大的相关性,导致波束间信号干扰的增强,多波束联合处理方法的好处减小,甚至完全没有必要,如图4所示。

图4的仿真结果给出了卫星天线的辐射模式参数  $\alpha$  对系统性能的影响;我们能注意到:在  $\alpha < 0.5$  情况下,随着  $\alpha$  的增大,三种传输方法的性能不断的改善,提出的方法比传统的方法实现了很大的性能增益,其中 MJPO 方法比 CFR-JPO 实现了约 10 dB 的性能优势;然而,由于协作用户 DV 的相关性,在  $\alpha > 0.5$  情况下,协作波束间的干扰逐步增强,多波束联合处理方法性能

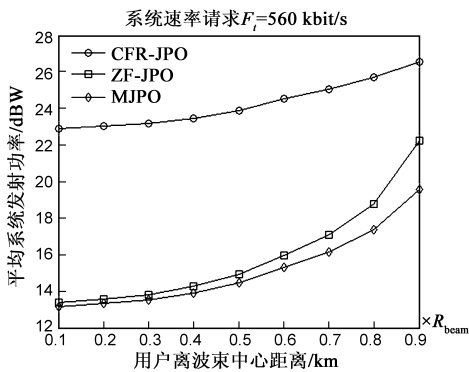


图3 三种不同传输方法的发射功率性能与距离参数 $r$ 的关系

开始恶化,甚至比传统方法还差,特别是迫零预编码方法表现得更为明显.这些结果表明:对于确定的卫星波束覆盖区(确定的  $R_{\text{beam}}$ ),存在一个最优的发射天线辐射模式参数  $\alpha$ ,使多波束协作传输方法有最优的性能;这些结果为波束覆盖和天线的辐射模式的设计提供了理论依据.

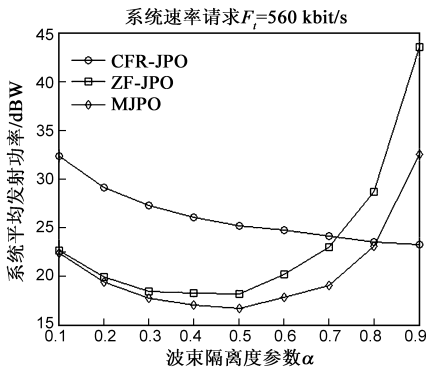


图4 三种传输方法的系统发射功率与波束隔离参数 $\alpha$ 的关系

## 6 结束语

本文提出了基于部分信道信息的卫星多波束联合预编码优化设计方法,克服卫星信道信息的传输延迟问题,解决了现有的预编码方法在卫星移动通信系统中应用的局限性.另一方面,仿真结果表明,提出的MJPO算法和ZF-JPO算法比传统的频率复用联合功率分配算法有更好的性能,特别是MJPO算法对用户位置的分布有更好的鲁棒性.另一方面,由于波束间的相关性,不同波束覆盖区中边缘用户间存在较大的干扰,限制了协作传输方法的性能.因此,抑制波束边缘用户间的干扰,则能进一步的提高协作传输系统的性能.

## 参考文献

[1] D Gesbert S Hanly, H Huang, et al. Multi-cell MIMO cooperative networks: A new look at interference[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2010, 28(9): 1380 - 1408.

- [2] H Zhang, L Venturino, et al. Weighted sum-rate maximization in multicell networks via coordinated scheduling and discrete power control[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2011, 29(6): 1214 - 1224.
- [3] SK Sharma, S Chatzinotas, et al. Interference alignment for spectral coexistence of heterogeneous networks[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2013: 46.
- [4] B Devillers, A Perez-Neira, et al. Joint linear precoding and beamforming for the forward link of multibeam broadband satellite systems[A]. IEEE Global Communications Conference [C]. Houston, Texas, 2011. 1 - 6.
- [5] G Zheng, S Chatzinotas, et al. Generic optimization of linear precoding in multibeam satellite systems[J]. IEEE Transaction Wireless Communication, 2012, 11(6): 2308 - 2320.
- [6] N Letzepis, A Grant. Capacity of the multiple spot beam satellite channel with Rician fading[J]. IEEE Transaction Information Theory, 2008, 54(11): 5210 - 5222.
- [7] Xiao Lei, Laura Cottatellucci. Parametric least squares estimation for nonlinear satellite channels[A]. IEEE Vehicular Technology Conference[C]. Quebec City, 2012. 1 - 5.
- [8] A Abdi, W C Lau, et al. A new simple model for land mobile satellite channels: First and second-order statistics [J]. IEEE Transaction Wireless Communication, 2003, 2(3): 519 - 528.
- [9] M Abramowitz, I A Stegun. Handbook of Mathematical Functions[M]. New York: Dover Publications, 1994.
- [10] F Perez Fontan, M Vazquez Castro, et al. Statistical modeling of the LMS channel[J]. IEEE Transaction Vehicular Technology, 2001, 50(6): 1549 - 1567.

## 作者简介



宋高俊 男, 1959 年生于安徽合肥, 南昌航空大学副教授, 硕士研究生导师. 研究方向为卫星通信、协作通信和无线通信系统资源分配.  
E-mail: songgaojun@nchu.edu.cn



曹寿国 男, 1988 年生于河南省商城县, 南昌航空大学信息与工程学院硕士研究生, 研究方向为移动通信.