文章编号:1000-1638(2026)05-0471-10 DOI:10.13484/j.nmgdxxbzk.20260503

面向混合近远场的六维可移动天线辅助同步无线信息与能量传输*

郝佳新,曹雪妍,武晓龙
(内蒙古大学电子信息工程学院,呼和浩特 010070)

摘要:针对物联网能量受限设备的供能需求,研究混合近远场环境下六维可移动天线(Six-dimensional movable antenna,6DMA)辅助的同步无线信息与能量传输(Simultaneous wireless information and power transfer,SWIPT)系统。为克服球面波与平面波共存导致的建模精度与复杂度折中难题,采用混合场信道模型。以系统总速率最大化为目标建立联合优化问题,优化6DMA位置、旋转、波束赋形和功率分配,提出融合逐次凸逼近与可行梯度下降的交替优化算法,将原问题解耦为4个子问题迭代求解。结果表明,混合场模型以更低计算开销逼近近场精度;相较于固定天线、仅位置优化和仅旋转优化基准,六维联合优化至少带来100.55%、19.68%和29.43%的速率增益。

关键词:六维可移动天线;同步无线信息与能量传输;混合场;波束赋形
中图分类号:TN828.6 **文献标志码**:A

同步无线信息与能量传输(Simultaneous wireless information and power transfer,SWIPT)已成为可持续物联网的核心技术[1],与此同时,新型电磁材料与柔性纳米能源技术的进步为无线能量收集的物理实现提供了新的可能。然而,传统固定位置天线(Fixed position antenna,FPA)系统空间自由度受限,制约了能量收集与信息解码效率[2-3]。为应对该问题,可移动天线(Movable antenna,MA)技术应运而生。特别地,六维可移动天线(Six-dimensional movable antenna,6DMA)通过联合调整天线表面三维(Three-dimensional,3D)位置变量与三维旋转方向,可显著增强空间可重构性,从而为性能提升解锁了新的空间自由度[4]。此外,随着阵列孔径扩展与载波频率提升,多个用户可能同时分布于大规模天线阵列/设备的近场与远场区域,导致纯近场或纯远场信道传输模型无法完整且准确地刻画传播环境。

近期,6DMA辅助无线通信场景的研究已逐步展开。针对多用户通信,基于子连接阵列的6DMA辅助混合波束赋形较固定天线和流体天线系统展现出显著的总速率增益[5]。在无蜂窝网络中,搭载于无人机的空中6DMA利用位置与旋转联合优化,在分布式处理框架下提升了上行容量[6]。为应对实际信道状态信息(Channel state information,CSI)获取的难题,6DMA信道的方向稀疏性已被揭示,从而实现了低开销的统计信道估计与位置-旋转联合优化[7-8]。此外,无人机赋能的无源6DMA已在通感一体化中得到研究,其中位置、朝向与反射系数的联合优化实现了感知-通信性能的理想折中[9]。尽管上述研究已取得突破性进展,但6DMA技术在SWIPT系统中的深度应用还有待探索。

* **收稿日期**:2026-06-23;**修回日期**:2026-07-13
基金项目:国家自然科学基金项目(62401299);内蒙古大学研究生科研创新项目(11200-5263752)
作者简介:郝佳新(2003—),男,内蒙古赤峰人,2025级硕士研究生。E-mail:32556042@mail.imu.edu.cn
通信作者:曹雪妍(1994—),女,内蒙古呼和浩特人,研究员,博士。主要从事无线通信传输理论、组网技术、资源分配、通感一体化技术的研究。E-mail:caoxueyan98@imu.edu.cn

本研究针对混合近远场区域下的6DMA辅助SWIPT系统展开,主要贡献概括如下:

① 考虑了一个6DMA辅助SWIPT系统,其中多用户分别分布于基站6DMA天线的近场与远场区域,采用能够同时捕捉分布式孔径球面波与平面波的混合场信道模型。

② 建立了一个联合优化6DMA表面三维位置、三维旋转、波束赋形矩阵和功率分配比的总速率最大化问题,提出了一种结合小角度近似与一阶泰勒展开的凸化方法,将6DMA互信号阻塞、天线反射等独特性质带来的严格约束转化为可处理形式,从而实现了三维位置与三维旋转的高效联合优化。

③ 针对所建立的非凸问题,设计了融合逐次凸逼近(Successive convex approximation,SCA)与可行梯度下降(Feasible gradient descent,FGD)的高效交替优化(Alternating optimization,AO)算法。仿真结果表明,相较于纯近场与纯远场模型,混合场模型在精度与复杂度间取得了良好折中;同时,充分利用6DMA可重构性,其较固定天线、仅位置优化和仅旋转优化基准分别带来了不低于100.55%、19.68%和29.43%的速率性能增益。

1 系统模型

1.1 设备模型

如图1所示,考虑一个下行SWIPT系统,其中基站(Base station,BS)配备B个6DMA表面,服务K个单天线用户。这些用户分布于BS的近场与远场区域,形成混合场传播环境。每个表面由N个天线单元构成,并采用均匀平面阵列结构,通过可伸缩、可旋转的连杆与嵌入式柔性导线连接至中央处理单元(Central processing unit,CPU)。

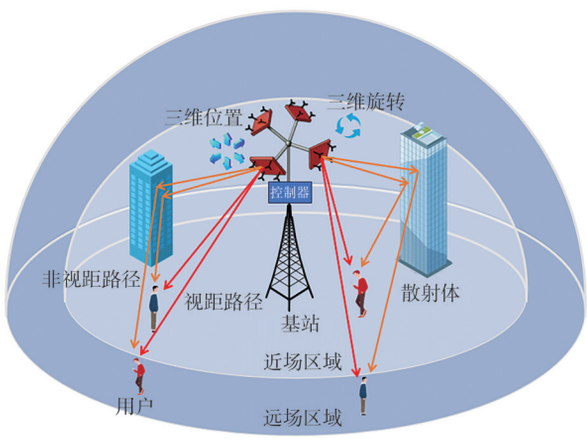


图1 6DMA辅助SWIPT系统模型

Fig. 1 Model of the 6DMA-assisted SWIPT system

记表面、天线与用户的索引集合分别为$\mathcal{B}=\{1,\cdots,B\}$,$\mathcal{N}=\{1,\cdots,N\}$与$\mathcal{K}=\{1,\cdots,K\}$。对于第$b$个表面($b\in\mathcal{B}$),用$\boldsymbol{q}_b=[x_b,y_b,z_b]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{R}^3$表示其三维位置变量,用$\boldsymbol{u}_b=[\alpha_b,\beta_b,\gamma_b]^{\mathrm{T}}$表示其三维旋转变量。其中,$(x_b,y_b,z_b)$为全局笛卡尔坐标系(Cartesian coordinate system,CCS)中的表面中心坐标,而α_b、β_b、$\gamma_b\in[0,2\pi)$为绕x、y、z轴的连续旋转角。据此,第b个表面上第n根天线在全局坐标系中的位置为

$$r_{b,n}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)=\boldsymbol{q}_b+\boldsymbol{R}(\boldsymbol{u}_b)\hat{\boldsymbol{r}}_{b,n},n\in\mathcal{N},b\in\mathcal{B}$$

其中,$\hat{\boldsymbol{r}}_{b,n}$为该天线在表面局部CCS中的位置,$\boldsymbol{R}(\boldsymbol{u}_b)$为旋转矩阵。$\boldsymbol{R}(\boldsymbol{u}_b)$采用$ZYX$欧拉角顺序构造,即依次绕$z$、$y$、$x$轴旋转,定义为

$$\boldsymbol{R}(\boldsymbol{u}_b)=\begin{bmatrix}\hat{c}_{\beta_b}\hat{c}_{\gamma_b} & \hat{c}_{\beta_b}\hat{s}_{\gamma_b} & -\hat{s}_{\beta_b}\\ \hat{s}_{\alpha_b}\hat{s}_{\beta_b}\hat{c}_{\gamma_b}-\hat{c}_{\alpha_b}\hat{s}_{\gamma_b} & \hat{s}_{\alpha_b}\hat{s}_{\beta_b}\hat{s}_{\gamma_b}+\hat{c}_{\alpha_b}\hat{c}_{\gamma_b} & \hat{c}_{\beta_b}\hat{s}_{\alpha_b}\\ \hat{c}_{\alpha_b}\hat{s}_{\beta_b}\hat{c}_{\gamma_b}-\hat{s}_{\alpha_b}\hat{s}_{\gamma_b} & \hat{c}_{\alpha_b}\hat{s}_{\beta_b}\hat{s}_{\gamma_b}+\hat{s}_{\alpha_b}\hat{c}_{\gamma_b} & \hat{c}_{\beta_b}\hat{c}_{\alpha_b}\end{bmatrix}$$

其中,$\hat{c}_x=\cos(x)$,$\hat{s}_x=\sin(x)$。

1.2 信道模型

假设BS端具有理想信道状态信息,且每个用户配备单根固定天线。考虑第k个用户的多径信道,并给出3种6DMA信道模型:远场、近场和混合场。

1.2.1 远场信道模型

将朝向用户k的第l条路径特征化为方位角$\phi_{l,k}\in[-\pi,\pi]$与仰角$\theta_{l,k}\in[-\pi/2,\pi/2]$,二者均相对于全局原点定义,这些角度构成单位范数的到达方向(Direction-of-arrival,DoA)向量,定义为

$$\boldsymbol{f}_{l,k}=[\cos(\theta_{l,k})\cos(\phi_{l,k}),\cos(\theta_{l,k})\sin(\phi_{l,k}),\sin(\theta_{l,k})]^{\mathrm{T}}$$

相应地，第 b 个表面的导向矢量为

$$\boldsymbol{a}_{l,k}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)=\left[\mathrm{e}^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\boldsymbol{f}_{l,k}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{r}_{b,1}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)},\cdots,\mathrm{e}^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\boldsymbol{f}_{l,k}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{r}_{b,N}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)}\right]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{C}^{N\times 1}$$

其中，$\lambda=c/f_c$ 为载波波长，c 与 f_c 分别表示光速与信号携带的载波频率。对于位置向量 $\boldsymbol{q}=[\boldsymbol{q}_1,\cdots,\boldsymbol{q}_B]$ 与旋转向量 $\boldsymbol{u}=[\boldsymbol{u}_1,\cdots,\boldsymbol{u}_B]$，基站至用户 k 的整体远场信道为[10-11]

$$\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{FF}}(\boldsymbol{q},\boldsymbol{u})=\left[(\boldsymbol{h}_{1,k}^{\mathrm{FF}})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{q}_1,\boldsymbol{u}_1),\cdots,(\boldsymbol{h}_{B,k}^{\mathrm{FF}})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{q}_B,\boldsymbol{u}_B)\right]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{C}^{NB\times 1}$$

$$\boldsymbol{h}_{b,k}^{\mathrm{FF}}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)=\sum_{l=0}^{L}\sqrt{\nu_{l,k}g(\boldsymbol{u}_b,\boldsymbol{f}_{l,k})}\,\boldsymbol{a}_{l,k}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)\in\mathbb{C}^{N\times 1}$$

多径分量总数为 $L+1$，其中 $l=0$ 对应视距路径，$l\geqslant 1$ 对应非视距路径。第 l 条路径的信道功率增益建模为 $\nu_{l,k}=\varepsilon_0 d_{l,k}^{-\varsigma}$，其中 ς 为路径损耗指数，ε_0 为参考距离 d_0 处的信道功率。$d_{l,k}=\|\boldsymbol{o}-\boldsymbol{c}_{k,l}\|_2$ 为 BS 中心 $\boldsymbol{o}$ 至位于 $\boldsymbol{c}_{k,l}$ 的第 l 个散射体的距离，$d_{0,k}=\|\boldsymbol{o}-\nu_k\|_2$ 为 $\boldsymbol{o}$ 至位于 ν_k 的用户 k 的距离。此外，第 b 个 6DMA 表面的有效天线增益定义为 $g(\boldsymbol{u}_b,\boldsymbol{f}_{l,k})=10^{A(\bar{\theta}_{l,b,k},\bar{\phi}_{l,b,k})/10}$，其中局部仰角 $\bar{\theta}_{l,b,k}$ 与方位角 $\bar{\phi}_{l,b,k}$ 通过将全局 DoA 向量 $\boldsymbol{f}_{l,k}$ 投影至表面局部 CCS 获得，即 $\boldsymbol{R}(\boldsymbol{u}_b)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{f}_{l,k}$[11]。

1.2.2　近场信道模型

遵循相同的构造方式，将基站至用户 k 的近场信道表示为

$$\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{NF}}(\boldsymbol{q},\boldsymbol{u})=\left[(\boldsymbol{h}_{1,k}^{\mathrm{NF}})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{q}_1,\boldsymbol{u}_1),\cdots,(\boldsymbol{h}_{B,k}^{\mathrm{NF}})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{q}_B,\boldsymbol{u}_B)\right]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{C}^{NB\times 1}$$

$$\boldsymbol{h}_{b,k}^{\mathrm{NF}}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)=\left[h_{b,1,k}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b),\cdots,h_{b,N,k}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)\right]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{C}^{N\times 1}$$

$$h_{b,n,k}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)=\sum_{l=0}^{L}\sqrt{\nu_{l,b,n,k}g(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b,\boldsymbol{f}_{l,b,n,k})}\,\mathrm{e}^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_{l,b,n,k}}\in\mathbb{C}^{1\times 1}$$

其中，$d_{l,b,n,k}=\|\boldsymbol{r}_{b,n}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)-\boldsymbol{c}_{k,l}\|_2$ 表示第 b 个表面的第 n 根天线至用户 k 的第 l 个散射体的距离（当 $l=0$ 时，$d_{0,b,n,k}=\|\boldsymbol{r}_{b,n}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)-\nu_k\|_2$）。有效天线增益为 $g(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b,\boldsymbol{f}_{l,b,n,k})=10^{A(\tilde{\theta}_{l,b,n,k},\tilde{\phi}_{l,b,n,k})/10}$，其中 $\boldsymbol{f}_{l,b,n,k}$ 为单位范数 DoA 向量，$\tilde{\theta}_{l,b,n,k}$ 与 $\tilde{\phi}_{l,b,n,k}$ 分别为第 l 条路径到达第 n 根天线阵元处的局部仰角与方位角。

1.2.3　混合场信道模型

将来自用户 k 的第 l 条路径的信号视为以各自的方位角 $\phi_{l,b,k}\in[-\pi,\pi]$ 与仰角 $\theta_{l,b,k}\in[-\pi/2,\pi/2]$ 到达第 b 个表面的加和，这些角度构成了单位范数 DoA 向量，表示为

$$\boldsymbol{f}_{l,b,k}=\left[\cos\theta_{l,b,k}\cos\phi_{l,b,k},\cos\theta_{l,b,k}\sin\phi_{l,b,k},\sin\theta_{l,b,k}\right]^{\mathrm{T}}$$

对应的导向矢量为

$$\boldsymbol{a}_{l,b,k}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)=\left[\mathrm{e}^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\boldsymbol{f}_{l,b,k}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{r}_{b,1}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)},\cdots,\mathrm{e}^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\boldsymbol{f}_{l,b,k}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{r}_{b,N}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)}\right]^{\mathrm{T}}$$

基于该导向矢量，构建 BS 至用户 k 的完整混合场信道[12]为

$$\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{HF}}(\boldsymbol{q},\boldsymbol{u})=\left[\left(\boldsymbol{h}_{1,k}^{\mathrm{HF}}\right)^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{q}_1,\boldsymbol{u}_1),\cdots,\left(\boldsymbol{h}_{B,k}^{\mathrm{HF}}\right)^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{q}_B,\boldsymbol{u}_B)\right]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{C}^{NB\times 1}$$

$$\boldsymbol{h}_{b,k}^{\mathrm{HF}}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)=\sum_{l=0}^{L}\sqrt{\nu_{l,b,k}g(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b,\boldsymbol{f}_{l,b,k})}\,\mathrm{e}^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_{l,b,k}}\boldsymbol{a}_{l,b,k}(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b)\in\mathbb{C}^{N\times 1}$$

其中，$d_{l,b,k}=\|\boldsymbol{q}_b-\boldsymbol{c}_{k,l}\|_2$ 为表面 b 中心至用户 k 第 l 个散射体的距离（当 $l=0$ 时，$d_{l,b,k}=\|\boldsymbol{q}_b-\boldsymbol{c}_{k,l}\|_2$）。表面 b 的有效天线增益为 $g(\boldsymbol{q}_b,\boldsymbol{u}_b,\boldsymbol{f}_{l,b,k})=10^{A(\hat{\theta}_{l,b,k},\hat{\phi}_{l,b,k})/10}$，其中 $\hat{\theta}_{l,b,k}$ 与 $\hat{\phi}_{l,b,k}$ 分别为第 l 条路径在表面 b 处的局部仰角与方位角。

1.3　SWIPT 信号模型

构造发射信号为 $\boldsymbol{x}=\sum_{k=1}^{K}\boldsymbol{w}_k s_k$，其中波束赋形向量为 $\boldsymbol{w}_k\in\mathbb{C}^{NB\times 1}$。每个用户采用功率分配（Power-

splitting,PS)比,将接收信号功率的ρ_k部分用于信息解码,$1-\rho_k$部分用于能量收集,$\rho_k\in(0,1)$。据此,用户k的可实现速率表示为

$$R_k=\log_2\left(1+\frac{\left|(\boldsymbol{h}_k^X)^H(\boldsymbol{q},\boldsymbol{u})\boldsymbol{w}_k\right|^2}{\sum\limits_{i=1,i\neq k}^{K}\left|(\boldsymbol{h}_k^X)^H(\boldsymbol{q},\boldsymbol{u})\boldsymbol{w}_i\right|^2+\sigma_k^2+\dfrac{\delta_k^2}{\rho_k}}\right)$$

其中,用户k处的加性高斯白噪声服从$\mathcal{CN}(0,\sigma_k^2)$,信息解码引入的附加噪声服从$\mathcal{CN}(0,\delta_k^2)$。此处$(\boldsymbol{h}_k^X)^H(\boldsymbol{q},\boldsymbol{u})$为信道矩阵,$X\in\{\mathrm{FF},\mathrm{NF},\mathrm{HF}\}$分别对应远场、近场或混合场。用户$k$收集的能量为

$$E_k=\eta_k(1-\rho_k)\sum_{i=1}^{K}|(\boldsymbol{h}_k^X)^H(\boldsymbol{q},\boldsymbol{u})\boldsymbol{w}_i|^2$$

其中,$0<\eta_k\leqslant 1$为用户k的功率转换效率,假设传输时间归一化,故收集功率等于收集能量。

1.4 问题建立

通过联合设计三维位置$\boldsymbol{q}$与旋转$\boldsymbol{u}$、波束赋形矩阵$\boldsymbol{w}=[\boldsymbol{w}_1,\cdots,\boldsymbol{w}_K]\in\mathbb{C}^{NB\times K}$和功率分配比向量$\boldsymbol{\rho}=[\rho_1,\cdots,\rho_K]^{\mathrm{T}}$用以最大化总速率。由于3种信道模型具有相同的问题结构与优化流程,后文以$\boldsymbol{h}_k^X(\boldsymbol{q},\boldsymbol{u})$表示信道,所得优化问题表述为

$$\begin{aligned}
\mathrm{P}:\ &\max_{\boldsymbol{q},\boldsymbol{u},\boldsymbol{w},\boldsymbol{\rho}}\sum_{k=1}^{K}R_k\\
\text{s.t.}\quad &\mathrm{C1}:E_k\geqslant E_{\min},\forall k\in\mathcal{K}\\
&\mathrm{C2}:\|\boldsymbol{w}\|_F^2\leqslant P_{\max}\\
&\mathrm{C3}:\boldsymbol{q}_b\in\mathcal{C},\forall b\in\mathcal{B}\\
&\mathrm{C4}:\|\boldsymbol{q}_b-\boldsymbol{q}_i\|_2\geqslant d_{\min},\forall b、i\in\mathcal{B},b\neq i\\
&\mathrm{C5}:\boldsymbol{n}(\boldsymbol{u}_b)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{q}_b\geqslant 0,\forall b\in\mathcal{B}\\
&\mathrm{C6}:\boldsymbol{n}(\boldsymbol{u}_b)^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{q}_i-\boldsymbol{q}_b)\leqslant 0,\forall b、i\in\mathcal{B},b\neq i\\
&\mathrm{C7}:0\leqslant\rho_k\leqslant 1,\forall k\in\mathcal{K}
\end{aligned}$$

其中,约束C1对每个用户施加最小收集能量$E_{\min}$;C2将BS总发射功率限制于$P_{\max}$;C3将各表面限制于部署区域$\mathcal{C}$;C4强制表面间最小距离$d_{\min}$;C5与C6基于表面法向量$\boldsymbol{n}(\boldsymbol{u}_b)=\boldsymbol{R}(\boldsymbol{u}_b)\tilde{\boldsymbol{n}}$施加几何约束,其中$\tilde{\boldsymbol{n}}$为局部CCS中的法向量,C5保证每个表面朝向远离CPU的方向,避免CPU对信号传播造成遮挡,C6确保任意两个表面之间不存在直视路径上的相互反射;C7将各功率分配比约束于$0\leqslant\rho_k\leqslant 1$。

问题P难以直接求解,因其目标函数非凸、约束非凸,且优化变量间存在强耦合。尤其是,位置$\boldsymbol{q}$与旋转$\boldsymbol{u}$在目标函数中紧密交织,进一步阻碍了二者的联合优化。因此,有必要设计高效的交替优化策略,将原问题分解为若干可处理的子问题逐一求解。

2 交替优化算法

针对问题P非凸目标函数、非凸约束和变量间的强耦合特性,采用AO框架将其分解为4个可处理的子问题。通过固定部分变量以降低问题维度,将原高维非凸问题转化为若干低维凸子问题的迭代求解。

2.1 波束赋形设计

在位置$\boldsymbol{q}$、旋转$\boldsymbol{u}$和功率分配比$\boldsymbol{\rho}$固定的条件下,优化波束赋形矩阵$\boldsymbol{w}$。为将非凸二次型波束赋形优化转化为凸优化矩阵形式,引入发射协方差矩阵$\boldsymbol{W}_k=\boldsymbol{w}_k\boldsymbol{w}_k^H$,原问题P退化为

$$\begin{aligned}
\mathrm{P1}:\ &\max_{\boldsymbol{W}_k}\sum_{k=1}^{K}R_k(\boldsymbol{W}_k)\\
\text{s.t.}\quad &\mathrm{P}-\mathrm{C1},\mathrm{C2}
\end{aligned}$$

$$\mathrm{C1}:\ \boldsymbol{W}_k\succcurlyeq 0,\ 1\leqslant k\leqslant K$$

其中

$$R_k(\boldsymbol{W}_k)=\log_2\left(1+\frac{(\boldsymbol{h}_k^X)^H\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{h}_k^X}{\sum\limits_{i=1,i\neq k}^{K}(\boldsymbol{h}_k^X)^H\boldsymbol{W}_i\boldsymbol{h}_k^X+\sigma_k^2+\dfrac{\delta_k^2}{\rho_k}}\right)$$

可将其重构为两个凹函数之差，也就是$R_k(\boldsymbol{W}_k)=R_{k1}(\boldsymbol{W}_k)-R_{k2}(\boldsymbol{W}_k)$，其中

$$R_{k1}(\boldsymbol{W}_k)=\log_2\left(\sigma_k^2+\frac{\delta_k^2}{\rho_k}+\sum_{i=1}^{K}(\boldsymbol{h}_k^X)^H\boldsymbol{W}_i\boldsymbol{h}_k^X\right)$$

$$R_{k2}(\boldsymbol{W}_k)=\log_2\left(\sigma_k^2+\frac{\delta_k^2}{\rho_k}+\sum_{i=1,i\neq k}^{K}(\boldsymbol{h}_k^X)^H\boldsymbol{W}_i\boldsymbol{h}_k^X\right)$$

对于其中的非凸项$R_{k2}(\boldsymbol{W}_k)$，采用SCA方法，围绕前一次迭代获得的$\boldsymbol{W}_k^{(\iota-1)}$进行一阶泰勒展开（$\iota$为迭代次数索引），得到其全局上界为

$$R_{k2}(\boldsymbol{W}_k^{(\iota)})\leqslant R_{k2}(\boldsymbol{W}_k^{(\iota-1)})+\mathrm{Tr}\left(\nabla_{\boldsymbol{W}_k}^H R_{k2}(\boldsymbol{W}_k^{(\iota-1)})(\boldsymbol{W}_k-\boldsymbol{W}_k^{(\iota-1)})\right)=R_{k2}\left(\boldsymbol{W}_k^{(\iota)}\right)$$

速率函数可表示为$R_k(\boldsymbol{W}_k)\approx R_{k1}(\boldsymbol{W}_k)-R_{k2'}(\boldsymbol{W}_k)\triangleq R_{k'}(\boldsymbol{W}_k)$，进而将问题P1重构为

$$\mathrm{P1.1}:\ \max_{\boldsymbol{W}_k}\sum_{k=1}^{K}R_{k'}(\boldsymbol{W}_k)$$
$$\text{s.t.}\quad \mathrm{P}-\mathrm{C1},\ \mathrm{C2},\mathrm{P1}-\mathrm{C1}$$

该问题为标准半定规划，可借助凸优化（CVX）等求解器高效求解，获得最优解$\boldsymbol{W}_k^*$。当$\mathrm{rank}(\boldsymbol{W}_k^*)\neq 1$时，采用高斯随机化方法构造候选波束赋形向量，并选取满足所有约束且使总速率达最大值者作为最终输出。

2.2　功率分配比设计

在$\boldsymbol{q}$、$\boldsymbol{u}$与$\boldsymbol{w}$固定的条件下，优化功率分配比向量$\boldsymbol{\rho}$。此时子问题表述为

$$\mathrm{P2}:\ \max_{\boldsymbol{\rho}}\sum_{k=1}^{K}R_k(\rho_k)$$
$$\text{s.t.}\quad \mathrm{P}-\mathrm{C1},\mathrm{C7}$$

该子问题与波束赋形子问题具有相似的对数分式结构，故遵循相同的SCA推导思路：将$R_k(\rho_k)$分解为两个凹函数之差，并对减项进行一阶泰勒展开以获取其凸上界。所得问题为标准凸优化问题，可利用现有求解器进行求解。

2.3　三维位置优化

在固定其余表面位置$\{\boldsymbol{q}_i\}_{i\in\mathcal{B}/b}$、$\{\boldsymbol{u}_i\}_{i\in\mathcal{B}}$、$\boldsymbol{w}$和$\boldsymbol{\rho}$的条件下，优化第$b$个表面的位置$\boldsymbol{q}_b$。此时子问题表述为

$$\mathrm{P3}:\ \max_{\{\boldsymbol{q}_b\}_{b=1}^{B}}\sum_{k=1}^{K}R_k(\boldsymbol{q}_b)$$
$$\begin{aligned}\text{s.t.}\quad &\mathrm{P}-\mathrm{C1},\mathrm{C3},\mathrm{C4},\mathrm{C5}\\ &\mathrm{C1}:\ \boldsymbol{n}(\boldsymbol{u}_b)^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{q}_i-\boldsymbol{q}_b)\leqslant 0,\ i\in\mathcal{B}/b\\ &\mathrm{C2}:\ \boldsymbol{n}(\boldsymbol{u}_i)^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{q}_b-\boldsymbol{q}_i)\leqslant 0,\ i\in\mathcal{B}/b\end{aligned}$$

首先对前一次迭代值$\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}$进行一阶泰勒展开，将上述非凸约束转化为线性形式

$$E_k\left(\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}\right)+\nabla_{\boldsymbol{q}_b}E_k\left(\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}\right)\left(\boldsymbol{q}_b-\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}\right)\geqslant E_{\min}$$
$$-\|\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}-\boldsymbol{q}_i\|^2-2(\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}-\boldsymbol{q}_i)^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{q}_b-\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)})\leqslant -d_{\min}^2$$

FGD方法以可行向量$\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}$为起点，沿可行方向$\boldsymbol{y}^{(\iota-1)}$以步长$\tau^{(\iota-1)}$更新迭代点，则

$$\boldsymbol{q}_b^{(\iota)}=\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}+\tau^{(\iota-1)}\boldsymbol{y}^{(\iota-1)}$$

步长 $\tau^{(\iota-1)}$ 由 Armijo 规则计算确定,以保证目标函数的充分下降;可行方向 $\boldsymbol{y}^{(\iota-1)}$ 通过求解如下线性规划问题获得[13]

$$\text{P3.1}:\ \min_{\boldsymbol{y}^{(\iota-1)}} -\nabla\sum_{k=1}^{K}R_k\left(\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}\right)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{y}^{(\iota-1)}$$

$$\text{s.t.}\quad \text{P}-\text{C1, C3, C4, C6, P3}-\text{C1, C2}$$

梯度可通过有限差分法近似计算,即

$$\left[\nabla_{q_b}\sum_{k=1}^{K}R_k\left(\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}\right)\right]_z=\lim_{\varepsilon\to 0}\frac{1}{\varepsilon}\left(\sum_{k=1}^{K}R_k\left(\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}+\varepsilon\boldsymbol{e}^z\right)-\sum_{k=1}^{K}R_k\left(\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}\right)\right)$$

其中,$1\leqslant z\leqslant 3$,$\boldsymbol{e}^z\in\mathbb{R}^3$ 为第 z 个元素为 1、其余为 0 的单位向量。每次 FGD 更新后,显式检验原始能量约束 $E_{\min}$,若违反,则拒绝该步长,将迭代点保留 $\boldsymbol{q}_b^{(\iota-1)}$ 并将步长减半,直至获得可行解。所得问题 P3.1 为线性规划,可通过标准内点法或单纯形法快速求解。

2.4 三维旋转优化

在固定其余表面旋转 $\{\boldsymbol{u}_i\}_{i\in\mathcal{B}/b}$、$\{\boldsymbol{q}_i\}_{i\in\mathcal{B}}$、$\boldsymbol{w}$ 和 $\boldsymbol{\rho}$ 的条件下,优化第 b 个表面的旋转 $\boldsymbol{u}_b$。对应子问题为

$$\text{P4}:\ \max_{\{\boldsymbol{u}_b\}_{b=1}^{B}}\sum_{k=1}^{K}R_k\left(\boldsymbol{u}_b\right)$$

$$\text{s.t.}\quad \text{P}-\text{C1, C5, C6}$$

令 $\Delta\boldsymbol{u}_b=\boldsymbol{u}_b^{(\iota)}-\boldsymbol{u}_b^{(\iota-1)}=\left[\Delta\alpha_b,\Delta\beta_b,\Delta\gamma_b\right]^{\mathrm{T}}$ 表示第 ι 次迭代的旋转增量。利用旋转矩阵的群分解性质,有

$$\boldsymbol{R}(\boldsymbol{u}_b)=\boldsymbol{R}(\boldsymbol{u}_b^{(\iota-1)})\boldsymbol{R}(\Delta\boldsymbol{u}_b)\tag{1}$$

当迭代步长较小时,可采用小角度近似 $\cos t\approx 1$, $\sin t\approx t$,将增量旋转矩阵线性化为

$$\boldsymbol{R}(\Delta\boldsymbol{u}_b)\approx\begin{bmatrix}1 & \Delta\gamma_b & -\Delta\beta_b\\ -\Delta\gamma_b & 1 & \Delta\alpha_b\\ \Delta\beta_b & -\Delta\alpha_b & 1\end{bmatrix}\tag{2}$$

将式(1)与式(2)代入表达式 $\boldsymbol{n}(\boldsymbol{u}_b)=\boldsymbol{R}(\boldsymbol{u}_b)\tilde{\boldsymbol{n}}$,可得约束 C5 与 C6 的线性化形式为

$$\tilde{\boldsymbol{n}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}(\Delta\boldsymbol{u}_b)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}(\boldsymbol{u}_b^{(\iota-1)})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{q}_b\geqslant 0$$

$$\tilde{\boldsymbol{n}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}(\Delta\boldsymbol{u}_b)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}(\boldsymbol{u}_b^{(\iota-1)})^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{q}_i-\boldsymbol{q}_b\right)\leqslant 0,\ \forall i\in\mathcal{B}/b$$

经上述凸化处理后,旋转 $\boldsymbol{u}_b$ 可通过与位置优化相同的 FGD 方法进行更新。

2.5 交替优化算法和复杂度分析

表 1 给出了求解问题 P 的交替优化流程。该算法的单次迭代复杂度为 $\mathcal{O}((MK)^{3.5}\log_2(1/\varepsilon)+K^{3.5}\log_2(1/\varepsilon)+K(L+1)M)$,其中 $M=B\times N$ 表示天线总数。第一项对应子问题 P1.1 的求解复杂度,由矩阵变量维度 $M\times K$ 与求解精度 ε 共同决定;第二项对应子问题 P2 的求解复杂度;第三项对应 P3.1 与 P4 的求解复杂度。尽管 3 种信道模型的渐近阶数相同,但其单次迭代的信道评估开销差异显著:远场模型省略了逐路径距离修正;混合场模型仅增加了 $B\times K$ 量级的表面局部角度与中心距离计算;近场模型则需对所有 $M\times K$ 链路进行逐阵元距离评估,其常数因子较混合场模型约增大 N 倍。

3 仿真结果与讨论

3.1 仿真设置

设置基站配备 $B=4$ 个 6DMA 表面,服务 $K=3$ 个用户,多径分量数 $L=3$,每个表面天线数 $N=4$,载波频率为 6 GHz,最小能量收集阈值 $E_{\min}=10$ mW,最大发射功率 $P_{\max}=1$ W。表面间最小距离 $d_{\min}=0.1$ m,有效天线增益遵循 3GPP 标准模型[4]。根据仿真参数,对应的波长为 $\lambda=c/f=0.05$ m;阵列最大孔径定义为其空间对角线长度,即 $D=\sqrt{3}$ m。据此,瑞利距离为 $d_{\mathrm{R}}=2D^2/\lambda=120$ m,

由于用户分布范围为20～160 m，部分用户位于瑞利距离以内（近场），部分用户位于瑞利距离以外（远场），因此采用混合场信道模型具有实际必要性。除上述参数外，其余关键参数如表2所示。

表1　6DMA辅助SWIPT系统的交替优化算法

Table 1　Alternating optimization algorithm for the 6DMA-assisted SWIPT system

基于交替优化的联合优化算法
1. 初始化：收敛阈值ε，最大迭代次数$I_{\max}$，初始位置$\boldsymbol{q}^{(0)}$、旋转$\boldsymbol{u}^{(0)}$、波束赋形矩阵$\boldsymbol{w}^{(0)}$、功率分配比$\boldsymbol{\rho}^{(0)}$，迭代计数器$\iota=0$
2. 计算初始总速率$R_{\text{total}}^{(0)}=\sum_{k=1}^{K}R_k$
3. 当$\iota<I_{\max}$且$\lvert R_{\text{total}}^{(\iota)}-R_{\text{total}}^{(\iota-1)}\rvert>\varepsilon$时执行
4. 固定$\boldsymbol{q}^{(\iota)}$、$\boldsymbol{u}^{(\iota)}$、$\boldsymbol{\rho}^{(\iota)}$，求解P1.1，得到$\boldsymbol{w}^{(\iota+1)}$
5. 固定$\boldsymbol{q}^{(\iota)}$、$\boldsymbol{u}^{(\iota)}$、$\boldsymbol{w}^{(\iota+1)}$，求解P2，得到$\boldsymbol{\rho}^{(\iota+1)}$
6. 固定$\boldsymbol{u}^{(\iota)}$、$\boldsymbol{w}^{(\iota+1)}$、$\boldsymbol{\rho}^{(\iota+1)}$，求解P3.1，得到$\boldsymbol{q}^{(\iota+1)}$
7. 固定$\boldsymbol{q}^{(\iota+1)}$、$\boldsymbol{w}^{(\iota+1)}$、$\boldsymbol{\rho}^{(\iota+1)}$，求解P4，得到$\boldsymbol{u}^{(\iota+1)}$
8. $\iota=\iota+1$
9. 结束循环
10. 输出：$\boldsymbol{q}^{*}=\boldsymbol{q}^{(\iota)}$，$\boldsymbol{u}^{*}=\boldsymbol{u}^{(\iota)}$，$\boldsymbol{w}^{*}=\mathrm{w}^{(\iota)}$，$\boldsymbol{\rho}^{*}=\boldsymbol{\rho}^{(\iota)}$

表2　参数与取值

Table 2　Parameters and values

参数	取值
可移动天线板面边长A/m	1
用户与基站间距d/m	20～160
路径损耗指数ς	2.2
参考距离处信道功率ε_0	5×10^{-3}
能量转换效率η_k	0.8
迭代终止阈值	1×10^{-4}
噪声功率σ_k^2/dBm	−70
解调噪声δ_k^2/dBm	−73
参考距离d_0/m	1

为全面评估所提方案性能，将基于混合场信道模型的混合场全优化方案与以下基准进行对比。①固定阵混合场：采用传统均匀平面阵列，含$B\times N$根半波长间距固定天线；②远场全优化：采用远场信道模型，其余设置与所提方案相同；③近场全优化：采用近场信道模型，其余设置与所提方案相同；④仅旋转优化：6DMA表面位置固定，仅优化旋转角，采用混合场信道模型；⑤仅位置优化：6DMA表面旋转固定，仅优化位置，采用混合场信道模型。

3.2　算法收敛性验证

图2展示了所提AO算法的收敛特性。远场模型收敛最快（约115次迭代，总速率23.5 bps/Hz），但总速率最低；近场模型收敛最慢（约170次迭代），但实现了最高的总速率（29.4 bps/Hz）；混合场模型约140次迭代收敛至28.7 bps/Hz。该现象可从信道计算复杂度角度解释：远场模型以平面波近似忽略阵元间幅度差异，目标函数相对平滑，梯度方向稳定，故收敛迅速但精度受限；近场模型精确刻画球面波前的幅度与相位变化，目标函数对位置与旋转更为敏感，优化空间更大，但梯度方向波动剧烈，需更多次迭代才能稳定；混合场模型以表面中心为参考进行近似，既保留了球面波的关键特性，又避免了逐阵元计算的敏感性，因而在复杂度与精度间取得了良好折中。从总计算开销看，混合场模型的单次迭代复杂度远低于近场模型，其总计算时间（迭代次数×单次迭代耗时）显著低于近场方案，同时较远场方案获得了可观的速率增益。这一特性对6DMA表面的实时动态重构具有重要工程价值。

3.3　与基准方案的性能对比

3.3.1　发射功率对总速率的影响

图3展示了总速率随最大发射功率的变化关系。混合场全优化方案在所有功率水平下均取得最高总速率，较固定阵混合场、仅位置优化和仅旋转优化的最大相对增益分别达到100.55%、19.68%和29.43%。随着发射功率增大，各方案总速率均呈上升趋势，但在高功率区域逐渐饱和。饱和现象源于系统从噪声受限向干扰受限的过渡：当发射功率足够大时，用户间干扰成为制约速率的主要因素，单纯增加功率无法消除干扰。

3.3.2　用户数量对总速率的影响

图4展示了总速率随用户数量的变化关系。混合场全优化方案始终维持着最高总速率，较固定

阵混合场、仅位置优化和仅旋转优化的最大增益分别达717.52%、19.34%和30.08%。值得注意的是,随着用户数量增加,固定阵混合场方案的总速率显著下降,而其他3个方案则保持缓慢上升或基本饱和。该差异揭示了6DMA技术在多用户场景中的核心优势:固定阵系统的空间自由度受限于固定阵列几何,用户增加导致干扰急剧恶化;而6DMA通过动态调整表面位置与旋转,可在用户间构建更有利的信道条件,将干扰信号引导至低增益方向,从而有效抑制多用户干扰。当用户数量进一步增大时,6DMA方案亦趋于饱和,表明6个自由度所提供的空间资源存在物理上限,此时需结合更高级的多用户调度或干扰消除技术。

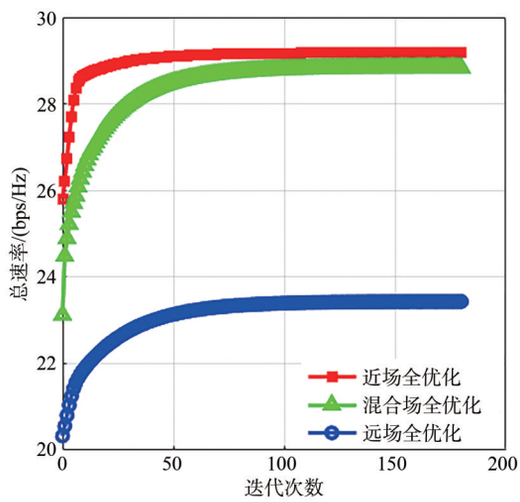


图2 AO算法的收敛特性

Fig. 2 Convergence behavior of the AO algorithm

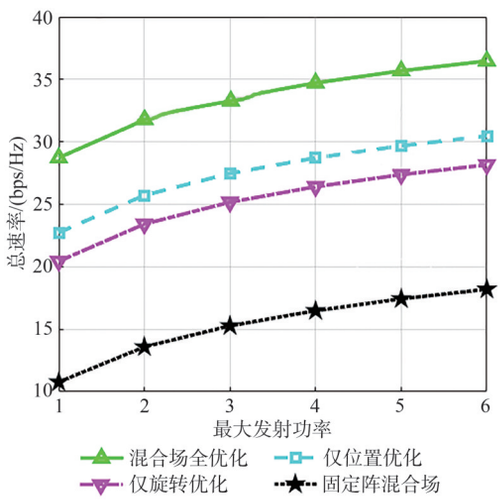


图3 总速率随最大发射功率的变化

Fig. 3 Total rate versus the maximum transmit power

3.3.3 表面数量对总速率的影响

图5展示了总速率随天线表面数量的变化关系。随着表面数量增加,所有方案均受益于额外的空间资源,但混合场全优化与其余两方案的差距持续扩大,在B=6时分别达到8.36%(相对仅位置优化)和14.11%(相对仅旋转优化)。该趋势表明,当表面数量较少时,单一的位置优化或旋转优化已能较好地利用有限空间资源;但随着表面数量增加,仅优化位置会导致天线朝向失配,仅优化旋转则受限于固定位置的几何约束,二者均成为瓶颈。唯有联合优化位置与旋转,才能使各表面协同工作,将能量聚焦至目标方向,并有效管理干扰空间分布。该结果验证了全维度6DMA可重构性在大规模部署场景下的必要性。

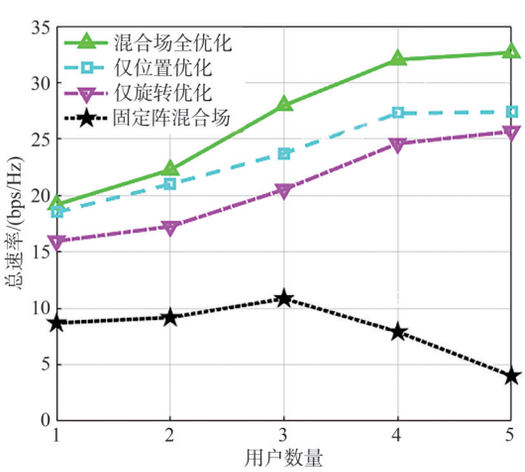


图4 总速率随用户数量的变化

Fig. 4 Total rate versus the number of users

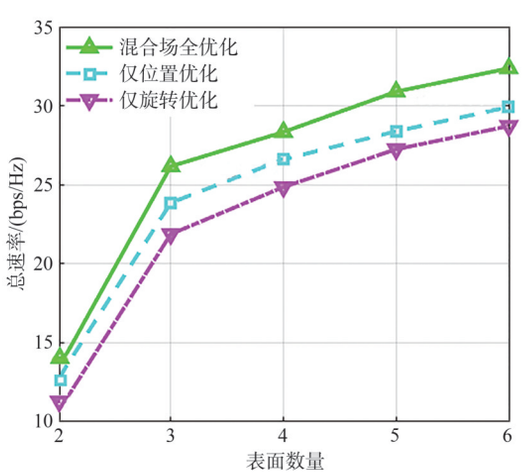


图5 总速率随天线表面数量的变化

Fig. 5 Total rate versus the number of antenna surfaces

4　结论

本文研究了混合近远场环境下的6DMA辅助SWIPT系统。为平衡建模精度与计算复杂度，采用一种能够刻画分布式孔径内球面波与平面波共存特性的混合场信道模型。在此基础上，建立了总速率最大化问题，联合优化6DMA表面的三维位置与旋转、发射波束成形矩阵和功率分配比。针对该非凸问题，提出了一种融合逐次凸逼近与可行梯度下降的交替优化算法。仿真结果表明，混合场模型以近场模型约82%的迭代开销（140次 *vs.* 170次），获得了近场模型97.6%的总速率性能（28.7 bps/Hz *vs.* 29.4 bps/Hz），在性能与复杂度间取得了良好折中；同时，相较于固定天线、仅位置优化和仅旋转优化基准方案，六维联合优化分别带来100.55%、19.68%和29.43%的速率增益，且该增益随发射功率、用户数量和天线表面数量增加而持续扩大。本文所提方案为6DMA辅助SWIPT系统提供了一种兼顾建模精度与计算效率的实用化解决方案。值得注意的是，本文假设基站端具有理想信道状态信息（CSI）。然而，在实际6DMA系统中，天线的动态位置与旋转调整会引入额外的信道估计误差与反馈开销，进而影响SWIPT的性能，未来工作可进一步考虑不完美CSI、离散天线位置约束和机械功耗模型等因素，以提升方案的实际可部署性。此外，新型柔性压电/摩擦电材料的发展有望为6DMA表面的物理实现与能量自给提供新的技术路径[14-15]。

参考文献：

[1] Dong X，Lü W，Yang R，et al. Movable antenna enhanced secure simultaneous wireless information and power transfer[J]. IEEE Communications Letters，2025，29(10)：2356-2360.

[2] 赵丽，杨龙，吕璐，等. 6G新型天线技术：可移动天线技术的理论与应用[J]. 移动通信，2025，49(4)：13-19.

[3] Zhu L，Ma W，Ning B，et al. Movable-antenna enhanced multiuser communication via antenna position optimization [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications，2024，23(7)：7214-7229.

[4] Shao X，Jiang Q，Zhang R. 6D movable antenna based on user distribution：Modeling and optimization[J]. IEEE Transactions on Communications，2025，73(1)：355-370.

[5] Zhang Y，Zhang Y，Xiao S，et al. 6D movable antenna-aided hybrid beamforming for multi-user communications [C]//2024 IEEE Globecom Workshops. Cape Town，South Africa：IEEE，2024：1-6.

[6] Wang W，Huang Y，Shao X，et al. Aerial 6D movable antenna-enabled cell-free networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology，2026，75(3)：5268-5273.

[7] Shao X，Zhang R，Jiang Q，et al. Distributed channel estimation and optimization for 6D movable antenna：Unveiling directional sparsity[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing，2025，19(2)：349-365.

[8] Jiang Q，Shao X，Zhang R. Statistical channel-based low-complexity rotation and position optimization for 6D movable antennas enabled wireless communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications，2026，25：8874-8889.

[9] Wang P，Xue Y，Mei W，et al. UAV-enabled passive 6D movable antenna for ISAC：Joint location，orientation，and reflection optimization[J]. IEEE Wireless Communications Letters，2025，14(12)：3982-3986.

[10] Shao X D，Zhang R. 6DMA enhanced wireless network with flexible antenna position and rotation：Opportunities and challenges[EB/OL]. (2024-06-10)[2026-05-16]. https://arxiv.org/abs/2406.06064.

[11] Jiang Q，Shao X D，Zhang R. Low-complexity 6DMA rotation and position optimization based on statistical channel information[C]//Proceedings of IEEE/CIC International Conference on Communications in China. Shanghai，China：IEEE，2025：1-6.

[12] Shao X D, Hu L M, Sun Y L, et al. Hybrid near-far field 6D movable antenna design exploiting directional sparsity and deep learning[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2026, 25: 3736-3749.

[13] Wang H Z, Shao X D, Zheng B X, et al. Passive six-dimensional movable antenna(6DMA)-assisted multiuser communication[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2025, 14(4): 1014-1018.

[14] Zhang J H, Zhou Z, Li J, et al. Coupling enhanced performance of triboelectric-piezoelectric hybrid nanogenerator based on nanoporous film of poly(vinylidene fluoride)/$BaTiO_3$ composite electrospun fibers[J]. ACS Materials Letters, 2022, 4(5): 847-852.

[15] 谢凤华, 刘全生, 毕远宏. 微管道中纳米流体电磁流动及辐射传热[J]. 内蒙古大学学报(自然科学版), 2019, 50(2): 133-139.

(责任编委 孙 锴)

6DMA-Assisted SWIPT in Hybrid Near- and Far-Field Regions

HAO Jiaxin, CAO Xueyan, WU Xiaolong

(*School of Electronic Information Engineering*, *Inner Mongolia University*, *Hohhot* 010070, *China*)

Abstract: To power energy-constrained internet of things devices, a simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) system assisted by six-dimensional movable antennas (6DMA) in hybrid near- and far-field environments is investigated. To balance modeling accuracy and computational complexity, a hybrid-field channel model is adopted. A sum-rate maximization problem is formulated by jointly optimizing 6DMA positions, rotations, beamforming matrices, and power splitting ratios. An alternating optimization algorithm integrating successive convex approximation and feasible gradient descent are proposed to decompose the problem into four subproblems solved iteratively. Numerical results demonstrate that the hybrid-field model approaches near-field accuracy with lower computational overhead; compared with fixed-position antenna, position-only optimization, and rotation-only optimization benchmarks, fully exploiting six-dimensional reconfigurability yields sum-rate gains of at least 100.55%, 19.68%, and 29.43%, respectively.

Key words: 6DMA; SWIPT; hybrid-field; beamforming