DOI:10. 20079/j. issn. 1001-893x. 220620002

一种基于 SIC-CDM 的低复杂度混合波束赋形方案*

周　围[a,b],贺　凡[a,b],廖先平[b],黎婧怡[b],杨秋艳[b]

(重庆邮电大学 a. 光电工程学院;b. 移动通信技术重庆市重点实验室,重庆 400065)

摘　要:为了平衡毫米波大规模多输入多输出系统的性能和硬件开销,降低系统功耗,以频谱效率为优化目标,在部分连接结构下提出了一种收发端联合设计的低复杂度混合波束赋形方案。首先,基于连续干扰消除将原始优化问题转化为多个子阵的速率优化问题;然后,利用坐标下降法完成模拟波束赋形矩阵设计;最后,引入等效信道矩阵大幅降低矩阵维度,再对其进行奇异值分解获得数字波束赋形矩阵。仿真结果表明,与其他算法相比,所提算法在系统功耗降低的同时保持了较优的性能,且性能逼近部分连接结构的最优方案。

关键词:毫米波大规模 MIMO;混合波束赋形;坐标下降法(CDM);连续干扰消除(SIC)

开放科学(资源服务)标识码(OSID):

中图分类号:TN929. 5　　**文献标志码:**A　　**文章编号:**1001-893X(2024)03-0429-07

A Low-complexity Hybrid Beamforming Scheme Based on SIC-CDM

ZHOU Wei[a,b],HE Fan[a,b],LIAO Xianping[b],LI Jingyi[b],YANG Qiuyan[b]

(a. School of Optoelectronics Engineering;b. Chongqing Key Laboratory of Mobile Communications Technology,
Chongqing University of Posts and Telecommunications,Chongqing 400065,China)

Abstract: In order to balance the performance and hardware overhead of mmWave massive multiple-input multiple-output(MIMO) system,and reduce the power consumption of the system,with selecting spectral efficiency as the optimization target,a low-complexity hybrid beamforming scheme based on joint design of transceiver is proposed in partially connected structure. Firstly,based on the successive interference cancellation(SIC),the original optimization problem is transformed into the rate optimization problem of multiple subarrays. Secondly,the analog beamforming matrices are designed by using the coordinate descent method(CDM). Finally,the equivalent channel matrix is introduced to greatly reduce the dimension of the matrix,and the digital beamforming matrices are obtained by performing singular value decomposition (SVD) on equivalent channel matrix. Simulation results show that,compared with other algorithms,the proposed scheme maintains better performance while reducing the power consumption of the system,and the performance is close to that of the optimal scheme of the partially connected structure.

Key words:mmWave massive MIMO;hybrid beamforming;coordinate descent method(CDM);successive interference cancellation(SIC)

0　引　言

在 6 GHz 以下的系统中,为了实现信号在空域的预处理,减小数据流和用户间干扰,传统的全数字波束赋形技术要求为每根天线配备专用的射频链(Radio Frequency,RF)。然而,如果在天线数高达数百甚至上千的毫米波大规模多输入多输出

* **收稿日期:**2022-06-20;**修回日期:**2022-07-30
基金项目:国家自然科学基金资助项目(61701062);重庆市基础与前沿研究计划项目(cstc2019jcyj-msxmX0079)
通信作者:贺凡　Email:s200431106@stu.cqupt.edu.cn

(Multiple-Input Multiple-Output,MIMO)系统中沿用这种方案,系统的硬件成本、功耗以及复杂度将非常高,因此传统的全数字波束赋形技术不再适用。为了解决上述问题,混合波束赋形(Hybrid Beamforming,HBF)技术被提出。混合波束赋形有两种经典结构:一种为全连接结构;另一种为部分连接结构。

在全连接结构中,每条射频链通过移相器连接至所有天线,因此每条射频连能够获得全阵列增益。但是,全连接结构虽然减少了射频链数目,却引入了大量移相器,这导致全连接结构的硬件复杂度和功耗依然很高[1-3],且不易于工程实现。

基于部分连接结构,文献[4]提出将信号检测中的连续干扰消除技术(Successive Interference Cancellation,SIC)应用于波束赋形,通过将原始优化问题分解为每个天线子阵列的速率优化问题,从而降低了计算复杂度。但该方案要求数字预编码矩阵为对角矩阵,这造成了一定的波束赋形增益损失,且该方案并未设计接收端的波束赋形矩阵。文献[5]提出一种基于半正定松弛(Semidefinite Relaxation,SDR)的方案,利用凸优化工具箱(Convex Optimization Toolbox,CVX)求解数字预编码矩阵,然后通过交替优化求解模拟预编码矩阵,获得了较优的性能。但该方案将原始优化问题转化为半正定规划问题(Semidefinite Programming,SDP),导致了很高的计算复杂度。文献[6]引入交替方向乘子法(Alternating Direction Multiplier Method,:ADMM)改进 SIC,以降低计算复杂度。但 ADMM 涉及拉格朗日函数、高维度的矩阵求逆以及奇异值分解,复杂度依旧很高。文献[7]提出了一种基于稀疏主成分分析(Principal Component Analysis,PCA)和块坐标下降算法(Block Coordinate Descent,BCD)的方案,分两阶段完成模拟和数字波束赋形,取得了较优的性能,但依然涉及高维矩阵的求逆和奇异值分解,复杂度较高的问题仍未解决。

为了解决上述问题,实现复杂度、功耗以及硬件成本的折中,本文考虑在部分连接结构下进行收发端联合的混合波束赋形设计。本文将 HBF 问题解耦为两个阶段:模拟波束赋形阶段和数字波束赋形阶段。具体地,第一阶段利用 SIC 将模拟波束赋形设计转化为各天线子阵列可达速率优化问题,然后利用坐标下降法(Coordinate Descent Method,CDM)联合求解收发端模拟波束赋形矩阵。第二阶段在第一阶段的基础上,对等效信道矩阵进行奇异值分解获得收发端的数字波束赋形矩阵。与现有的算法相比,本文在部分连接结构下利用 SIC 和 CDM 进行混合波束赋形设计,通过引入等效信道降低了矩阵的维度,从而降低了复杂度,并且没有增加额外的硬件约束。仿真结果表明,与现有方案相比,本文所提方案的系统性能和功耗表现较优,并且有效降低了复杂度和硬件成本,更易于工程实现。

1 系统模型

1.1 传输模型

考虑点对点场景下毫米波大规模 MIMO 系统的下行链路,如图 1 所示。基站端配备 N_t 根天线和 N_t^{RF} 条射频链,用户端配置 N_r 根天线和 N_r^{RF} 条射频链,基站和用户之间传输 N_s 路数据流。假设 $N_s \leqslant N_t^{RF} < 2N_s$,$N_s \leqslant N_r^{RF} < 2N_s$,因此基站端每条射频链通过 M 个移相器连接一个天线子阵,每个天线子阵包含 M 根天线。

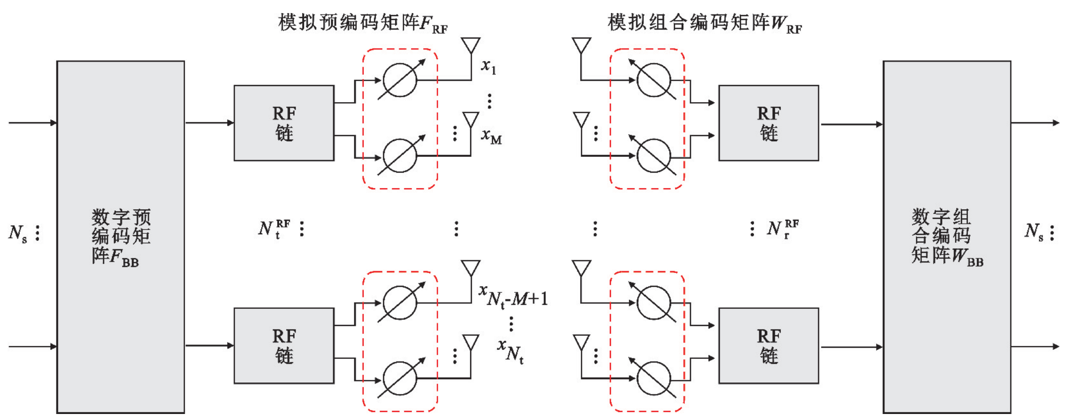

图 1 系统模型

Fig. 1 System model

在混合波束赋形结构下,原始信号 $\boldsymbol{s}$ 首先经过数字预编码矩阵 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{t}}^{\mathrm{RF}} \times N_{\mathrm{s}}}$,然后经过模拟预编码矩阵 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{t}} \times N_{\mathrm{t}}^{\mathrm{RF}}}$,:因此天线处待发射信号矢量 $\boldsymbol{x}$ 可以表示为

$$\boldsymbol{x}=[x_1,x_2,\cdots,x_{N_{\mathrm{t}}}]^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}\boldsymbol{s} \tag{1}$$

式中:$\boldsymbol{s}$ 是 $N_{\mathrm{s}}\times 1$ 维的原始信号,假设发射信号的总功率为 1,则 $\boldsymbol{s}$ 应该满足 $\mathrm{E}\{\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^{\mathrm{H}}\}=\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{s}}}/N_{\mathrm{s}}$。此外,本文主要考虑 3 个约束:一是基站端发射功率约束,$\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}$ 和 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}$ 需要满足 $\|\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}\|_{\mathrm{F}}^2=N_{\mathrm{s}}$;二是因为模拟波束赋形是通过移相器实现的,只能调节信号的相位,所以模拟波束赋形矩阵 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}$ 的元素存在恒模约束,即 $|\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}(i,j)|=1,\ \forall i,j$;第三个约束是部分连接结构施加在模拟预编码矩阵上的硬件约束,即

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_1 & 0 & \cdots & 0\\ 0 & \boldsymbol{A}_2 & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ 0 & 0 & \cdots & \boldsymbol{A}_{N_{\mathrm{t}}^{\mathrm{RF}}}\end{bmatrix}_{N_{\mathrm{t}}\times N_{\mathrm{t}}^{\mathrm{RF}}} \tag{2}$$

式中:$\boldsymbol{A}_n \in \mathbb{C}^{M\times 1}$,$n=1,2,\cdots,N_{\mathrm{t}}^{\mathrm{RF}}$,$\boldsymbol{A}_n$ 的第 m 个元素满足 $\boldsymbol{A}_{n,m}=\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_{n,m}}$,$m=1,2,\cdots,M$,$\theta_{n,m}$ 可以被对应的移相器调节。

接收端利用 $N_{\mathrm{r}}\times N_{\mathrm{r}}^{\mathrm{RF}}$ 维的模拟组合矩阵 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}$ 和 $N_{\mathrm{r}}^{\mathrm{RF}}\times N_{\mathrm{s}}$ 维的数字组合矩阵 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}$ 处理接收到的信号,经过处理的信号矢量 $\boldsymbol{y}$ 表示为

$$\boldsymbol{y}=\sqrt{\rho}\,\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n} \tag{3}$$

式中:ρ 表示平均接收功率;$\boldsymbol{n}\sim\mathcal{CN}(0,\sigma_{\mathrm{n}}^2)$ 是服从独立同分布的加性高斯白噪声矢量。

1.2 信道模型

考虑到毫米波信道的稀疏特性及其在自由空间中的路径损耗,本文采用简化的 SV(Saleh-Valenzuela)簇信道模型[2-5],信道矩阵 $\boldsymbol{H}$ 为

$$\boldsymbol{H}=\sqrt{\frac{N_{\mathrm{t}}N_{\mathrm{r}}}{N_{\mathrm{cl}}N_{\mathrm{ray}}}}\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{cl}}}\sum_{j=1}^{N_{\mathrm{ray}}}\alpha_{i,j}\boldsymbol{a}_{\mathrm{r}}(\varphi_{i,j}^{\mathrm{r}},\theta_{i,j}^{\mathrm{r}})\boldsymbol{a}_{\mathrm{t}}(\varphi_{i,j}^{\mathrm{t}},\theta_{i,j}^{\mathrm{t}})^{\mathrm{H}} \tag{4}$$

式中:N_{cl} 是毫米波信道中散射簇的数目;N_{ray} 是每个簇中多径的数目;$\alpha_{i,j}$ 是第 i 簇中第 j 条路径的复增益,假设 $\alpha_{i,j}$ 是服从复高斯 $\mathcal{CN}(0,\sigma_{\alpha,i}^2)$ 独立同分布的随机变量,且 $\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{cl}}}\sigma_{\alpha,i}^2=N_{\mathrm{cl}}$,它能归一化信道矩阵使其满足 $\mathrm{E}[\|\boldsymbol{H}\|_{\mathrm{F}}^2]=N_{\mathrm{r}}N_{\mathrm{t}}$;$\boldsymbol{a}(\varphi,\theta)$ 是归一化的阵列响应向量;$(\varphi^{\mathrm{r}},\theta^{\mathrm{r}})$ 代表到达角(Angle of Arrival,AoA)的方位角和俯仰角;$(\varphi^{\mathrm{t}},\theta^{\mathrm{t}})$ 表示离去角(Angle of Departure,AoD)的方位角和俯仰角。本文采用由 $N=W_1W_2$ 个天线构成的均匀平面阵列(Uniform Planar Array,UPA)作为收发端天线,其阵列响应向量为

$$\boldsymbol{a}_{\mathrm{UPA}}(\varphi,\theta)=\frac{1}{\sqrt{N}}[1,\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}d(m\sin(\varphi)\sin(\theta)+n\cos(\theta))},\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}d((W_1-1)\sin(\varphi)\sin(\theta)+(W_2-1)\cos(\theta))}]^{\mathrm{T}} \tag{5}$$

式中:λ 为波长;d 为天线阵元间隔;W_1 和 W_2 分别表示均匀平面阵列在垂直和水平方向的阵元数目,m 和 n 分别表示行和列元素的序号,$0\leqslant m<W_1$,$0\leqslant n<W_2$。

2 收发端联合混合波束赋形设计

2.1 问题描述

假设收发端已知精确的信道状态信息(Channel State Information,CSI),本文考虑以系统的频谱效率为优化目标,联合设计收发端波束赋形矩阵。根据 1.1 节描述的系统模型,由式(3)可知,频谱效率的优化问题可以表示为

$$\begin{gathered}\underset{\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}},\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}},\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}},\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}}{\arg\max}\ R=\mathrm{lb}(|\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{s}}}+\frac{\rho}{N_{\mathrm{s}}}\boldsymbol{R}_n^{-1}\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\times\\ \boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}|)\\ \mathrm{s.t.}\begin{cases}|(\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}})_{i,j}|=1,\ \forall i,j\\ |(\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}})_{i,j}|=1,\ \forall i,j\\ \|\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}\|_{\mathrm{F}}^2=N_{\mathrm{s}}\end{cases}\end{gathered} \tag{6}$$

式中:$\boldsymbol{R}_{\mathrm{n}}=\sigma_{\mathrm{n}}^2\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}$ 是处理后的噪声协方差矩阵。

注意到式(6)涉及 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}$,$\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}$,$\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}$,$\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}$ 4 个变量并且具有恒模约束的非凸优化问题,难以直接求解。一个简单有效的方法是将该问题解耦为两个阶段:第一阶段联合设计收发端的模拟波束赋形矩阵,目的在于充分利用大规模 MIMO 系统提供的阵列增益;第二阶段在第一阶段的基础上引入等效信道矩阵,并对等效信道矩阵进行奇异值分解(Singular Value Decomposition,SVD)来获得收发端的数字波束赋形矩阵,减小不同数据流之间的干扰并充分利用空间复用增益。

2.2 数字波束赋形矩阵设计

首先考虑数字波束赋形矩阵的设计。假设收发端的模拟波束赋形矩阵已知,固定模拟部分,引入维度为 $N_{\mathrm{r}}^{\mathrm{RF}}\times N_{\mathrm{t}}^{\mathrm{RF}}$ 的等效信道矩阵 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}$:

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}=\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} \tag{7}$$

因最优预编码矩阵 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{opt}}$ 的列与列相互正交,受

文献[8]启发,假设 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}$ 和 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}$ 也具备上述性质。

因为毫米波大规模 MIMO 系统天线数目很大,所以接收端的模拟波束赋形矩阵满足 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}} \approx N_{\mathrm{r}}\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{s}}}$。因此,式(6)中的 $\boldsymbol{R}_n$ 可以简化为 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{n}} = N_{\mathrm{r}}\sigma_{\mathrm{n}}^2\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{s}}}$,式(3)可以简化为

$$\boldsymbol{y}=\sqrt{\rho}\,\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}\boldsymbol{s} \tag{8}$$

此处暂不考虑基站端和用户端发射和接收功率的限制,后续通过对数字波束赋形矩阵归一化进行统一处理。

对等效信道矩阵进行奇异值分解可得

$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}} \tag{9}$$

式中:$\boldsymbol{U}_{\mathrm{e}} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{r}}^{\mathrm{RF}}\times N_{\mathrm{r}}^{\mathrm{RF}}}$;$\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{t}}^{\mathrm{RF}}\times N_{\mathrm{t}}^{\mathrm{RF}}}$;$\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\Sigma}_1 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix}$且 $\boldsymbol{\Sigma}_1=\mathrm{diag}(\sigma_1,\sigma_2,\cdots,\sigma_r)$,$r=\mathrm{rank}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}})$,$\boldsymbol{\Sigma}_1$ 主对角线上的元素为 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}$ 的奇异值。由于最优预编码矩阵为 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}$ 的前 N_{s} 列,最优组合矩阵为 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{e}}$ 的前 N_{s} 列,所以联合求得最优预编码和组合矩阵:

$$\widetilde{\boldsymbol{F}}_{\mathrm{BB}}=\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}(:,1:N_{\mathrm{s}})=[\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{v}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_{N_{\mathrm{s}}}] \tag{10}$$

$$\widetilde{\boldsymbol{W}}_{\mathrm{BB}}=\boldsymbol{U}_{\mathrm{e}}(:,1:N_{\mathrm{s}})=[\boldsymbol{u}_1,\boldsymbol{u}_2,\cdots,\boldsymbol{u}_{N_{\mathrm{s}}}] \tag{11}$$

2.3 模拟波束赋形矩阵设计

考虑到数字部分为等效信道 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}$ 左、右奇异矩阵的前 N_{s} 列,所以模拟部分的优化问题等效于最大化等效信道的增益[8]。

此外,当 $N_{\mathrm{s}}=N_{\mathrm{t}}^{\mathrm{RF}}=N_{\mathrm{r}}^{\mathrm{RF}}=N_{\mathrm{RF}}$ 时,其中 N_{RF} 为基站和用户端的射频链数目,$\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}$ 和 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}$ 为酉矩阵,存在 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{s}}}$,$\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{s}}}$。令 $\overline{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{e}}$ 为 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}$ 的前 N_{s} 个奇异值的平方组成的对角矩阵,则式(6)可以更新为

$$R=\mathrm{lb}(|\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{s}}}+\beta\overline{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{e}}|) \tag{12}$$

式中:$\beta=\rho/N_{\mathrm{s}}N_{\mathrm{r}}\sigma_{\mathrm{n}}^2$。因为 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}$,所以

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{U}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{U}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}} \tag{13}$$

记 $\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}^2$,$\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}^2=\mathrm{diag}(\sigma_1^2,\cdots,\sigma_i^2,\cdots,\sigma_{N_{\mathrm{s}}}^2)$,$\sigma_i$ 为 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}$ 的奇异值,即 $\overline{\boldsymbol{\Sigma}}_{\mathrm{e}}=\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}^2$ 为矩阵 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}$ 的前 N_{s} 特征值组成的对角矩阵。根据行列式的性质,式(14)等价于式(12):

$$R=\mathrm{lb}\Big(\prod_{i=1}^{N_{\mathrm{s}}}(1+\beta\sigma_i^2)\Big)=\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{s}}}\mathrm{lb}(1+\beta\sigma_i^2) \tag{14}$$

毫米波信道矩阵具备稀疏特性,所以 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}$ 为稀疏矩阵,又因为 $N_{\mathrm{RF}}=N_{\mathrm{s}}$,所以 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}$ 的前 N_{s} 个特征值之和等于前 N_{RF} 个特征值之和,所以

$$R=\mathrm{lb}\Big(\prod_{i=1}^{N_{\mathrm{RF}}}(1+\beta\sigma_i^2)\Big) \tag{15}$$

综上所述,收发端波束赋形矩阵的联合优化问题等价于最大化等效信道矩阵 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}$ 的前 N_{s} 个奇异值的平方,也等价于最大化 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}$ 的前 N_{s} 个特征值。

为了方便表达,将式(14)、(15)进一步写为

$$\begin{aligned}R&\overset{\mathrm{a}}{\approx}\mathrm{lb}(|\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{s}}}+\beta\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}|)\overset{\mathrm{b}}{\approx}\\&\mathrm{lb}(|\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{RF}}}+\beta\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}|)\overset{\mathrm{c}}{\approx}\\&\mathrm{lb}(|\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{s}}}+\beta\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{A}|)\end{aligned} \tag{16}$$

步骤 c 表示在求解模拟波束赋形矩阵 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}$ 的过程中,令 $\boldsymbol{A}=\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}$,$\widetilde{\boldsymbol{H}}=\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}$,在求解模拟组合矩阵时令 $\boldsymbol{A}=\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}$,$\widetilde{\boldsymbol{H}}=\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}$。矩阵 $\boldsymbol{A}$ 可以表示为 $\boldsymbol{A}=[A_1,A_2,\cdots,A_N]$,其中 $N=N_{\mathrm{RF}}=N_{\mathrm{s}}$。因为 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}$ 为块对角矩阵,所以矩阵 $\boldsymbol{A}$ 可以写为 $\boldsymbol{A}=[A_{-N}\ A_N]$,其中 A_{-N} 表示剔除 $\boldsymbol{A}$ 的第 N 列后,其余列组成的 $\boldsymbol{A}$ 的子矩阵,A_N 表示矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的第 N 列。然后,受文献[4]启发,利用 SIC 的思想简化式(16):

$$\begin{aligned}R&=\mathrm{lb}(|\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{RF}}}+\beta\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{A}|)\overset{\mathrm{a}}{=}\\&\mathrm{lb}(|\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{RF}}}+\beta\widetilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{A}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}|)\overset{\mathrm{b}}{=}\\&\mathrm{lb}(|\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{RF}}}+\beta\widetilde{\boldsymbol{H}}[\boldsymbol{A}_{-N}\ \boldsymbol{A}_N][\boldsymbol{A}_{-N}\ \boldsymbol{A}_N]^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}|)\end{aligned} \tag{17}$$

步骤 a 是根据 $|\boldsymbol{I}+\boldsymbol{X}\boldsymbol{Y}|=|\boldsymbol{I}+\boldsymbol{Y}\boldsymbol{X}|$ 所得。令 $\boldsymbol{X}=\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}$,$\boldsymbol{Y}=\widetilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{A}$,然后将 $\boldsymbol{A}$ 的分块形式代入步骤 a 得到步骤 b。令 $\boldsymbol{G}_{N-1}=\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{RF}}}+\beta\widetilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{A}_{-N}\boldsymbol{A}_{-N}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}$ 并将其代入式(17)步骤 b 中,可得

$$\begin{aligned}R&=\mathrm{lb}(|\boldsymbol{G}_{N-1}|)+\mathrm{lb}(1+\beta\boldsymbol{A}_N^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_{N-1}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{A}_N)=\\&\mathrm{lb}(|\boldsymbol{G}_{N-2}|)+\mathrm{lb}(1+\beta\boldsymbol{A}_{N-1}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_{N-2}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{A}_{N-1})+\\&\mathrm{lb}(1+\beta\boldsymbol{A}_N^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_{N-1}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{A}_N)\end{aligned} \tag{18}$$

观察发现,式(18)中的 $\mathrm{lb}|\boldsymbol{G}_{N-1}|$ 和式(16)形式相同,因此,将式(18)按照式(17)的方法继续展开。以此类推,经过 N 次展开以后可得

$$R=\sum_{n=1}^{N}\mathrm{lb}(1+\beta\boldsymbol{A}_N^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_{n-1}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{A}_N) \tag{19}$$

式中:$\boldsymbol{G}_0=\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{RF}}}$;$\boldsymbol{G}_n=\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{RF}}}+\beta\widetilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{A}_n\boldsymbol{A}_n^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}$。

可见,模拟波束赋形矩阵的优化问题等价于

$$\begin{gathered}\underset{\boldsymbol{A}_n}{\mathrm{argmax}}\ \boldsymbol{A}_n^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_{n-1}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{A}_n\\ \mathrm{s.\,t.}\ |[\boldsymbol{A}]_{i,n}|=1,\ \forall i\end{gathered} \tag{20}$$

式中:$\boldsymbol{A}_n=[a_1,a_2,\cdots,a_N]^{\mathrm{T}}$。为了便于观察,令 $\boldsymbol{T}=\widetilde{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_{n-1}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{H}}$,则式(20)可以写为

$$\begin{gathered}\underset{\boldsymbol{A}_n}{\mathrm{argmax}}\ \boldsymbol{A}_n^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}\boldsymbol{A}_n\\ \mathrm{s.\,t.}\ |[\boldsymbol{A}_n]_{i,n}|=1,\ \forall i\end{gathered} \tag{21}$$

式(21)是一个多变量联合优化问题,本文采用坐标下降法求解该问题[9-10]。坐标下降法是一种非梯度优化算法,通过固定其他变量,每次迭代只求解并更新目标变量,将高维的优化问题转化为一维变量优化问题,大幅降低复杂度,适合解决大规模的多变量联合优化问题。具体地,坐标下降法在每次迭代过程中,在当前点沿一个维度进行一维搜索,求解该维度下的局部最优解,并用此解更新对应的变量,然后在整个迭代过程中循环使用不同的维度以更新所有的变量。

使用坐标下降法求解多变量优化问题,首先应该进行变量的初始化,然后依次进行变量的求解和更新。本文以第 l 个变量为例,简单展示利用坐标下降法求解模拟波束赋形矩阵的过程。

首先,将式(19)展开如下:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{A}_n^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}\boldsymbol{A}_n=&\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}g_{i,j}a_i^{\mathrm{H}}a_j=\\&a_l^{\mathrm{H}}\sum_{j=1,j\neq l}^{n}g_{l,j}a_j+a_l\sum_{i=1,i\neq l}^{n}a_i^{\mathrm{H}}g_{i,l}+\\&g_{l,l}a_l^{\mathrm{H}}a_l+\sum_{i=1,i\neq l,}^{n}\sum_{j=1,j\neq l}^{n}g_{i,j}a_i^{\mathrm{H}}a_j=\\&2\times\mathrm{Re}\{a_l^{\mathrm{H}}\sum_{j=1,j\neq l}^{n}g_{l,j}a_j\}+\gamma\end{aligned}\tag{22}$$

式中:$\gamma=g_{l,l}a_l^{\mathrm{H}}a_l+\sum_{i=1,i\neq l,}^{n}\sum_{j=1,j\neq l}^{n}g_{i,j}a_i^{\mathrm{H}}a_j$ 是一个与 l 无关的常数。因为模拟波束赋形矩阵的元素模值恒为 1,所以 a_l 的最优解为

$$a_l=\psi\left(\sum_{i=1,i\neq j}^{n}g_{l,l}a_i\right)\tag{23}$$

式中:$\psi(x)$ 表示提取复变量 x 的相位,表达式为

$$\psi(x)=\begin{cases}1, & x=0\\ \dfrac{x}{|x|}, & x\neq 0\end{cases}\tag{24}$$

最后,通过数次迭代保证算法的收敛性。将数字部分和模拟部分的设计进行合并,即可得到部分连接结构下基于坐标下降法的收发端联合混合波束赋形设计,具体流程如下:

输入:$\boldsymbol{H},N_{\mathrm{s}},N_{\mathrm{RF}},N_{\mathrm{it}}$

输出:$\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}},\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}},\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}},\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}$

初始化:$\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}$ 和 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}$;

1 for $i=1:N_{\mathrm{it}}$

　$\widetilde{\boldsymbol{H}}=\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}$,通过 CDM 求解 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}$;

　$\widetilde{\boldsymbol{H}}=\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}$,通过 CDM 求解 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}$;

　end

2 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}=\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}$,

　对 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}$ 进行奇异值分解 $\mathrm{SVD}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}})=\boldsymbol{U}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}$;

3 $\widetilde{\boldsymbol{F}}_{\mathrm{BB}}=\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}(1:N_{\mathrm{s}}),\widetilde{\boldsymbol{W}}_{\mathrm{BB}}=\boldsymbol{U}_{\mathrm{e}}(1:N_{\mathrm{s}})$;

4 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}=\sqrt{N_{\mathrm{s}}}\dfrac{\widetilde{\boldsymbol{F}}_{\mathrm{BB}}}{\|\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\widetilde{\boldsymbol{F}}_{\mathrm{BB}}\|_{\mathrm{F}}^{2}}$

5 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}=\sqrt{N_{\mathrm{s}}}\dfrac{\widetilde{\boldsymbol{W}}_{\mathrm{BB}}}{\|\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}\widetilde{\boldsymbol{W}}_{\mathrm{BB}}\|_{\mathrm{F}}^{2}}$

3　仿真结果与分析

本节对所提方案进行仿真验证,并与现有的 HBF 方案以及文献[4]中部分链接结构下的最优波束赋形方案进行对比。考虑在单用户多数据流毫米波大规模 MIMO 系统的基站端采用均匀平面阵列,其中 $N_{\mathrm{t}}=144$,$N_{\mathrm{t}}^{\mathrm{RF}}=6$,$N_{\mathrm{s}}=6$,$W_1=W_2=12$,阵元间距 $d=\lambda/2$,载波频率为 28 GHz。用户端 $N_{\mathrm{r}}=36$,$N_{\mathrm{r}}^{\mathrm{RF}}=6$,$N_{\mathrm{s}}=6$,$W_1=W_2=6$。采用简化的 SV 簇信道模型,其中散射簇数 $L=5$,每簇包含散射路径 $N_{\mathrm{ray}}=10$ 条,方位角 AOD 和 AOA 服从$[0,2\pi)$的均匀分布。

图 2 展示了所提方案系统频谱效率与信噪比的关系。当 SNR = −1 dB 时,所提方案的频谱效率超过了文献[5]所提的 SDR-AltMin 方案,并且随着 SNR 升高,性能差距也逐渐增大。因为随着 SNR 升高,SDR-AltMin 方案中的 $\|\boldsymbol{F}_{\mathrm{opt}}-\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{BB}}\|$ 和 $\|\boldsymbol{W}_{\mathrm{opt}}-\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{BB}}\|$ 变大,即误差增加,性能损失也逐渐增加。与文献[4]所提方案相比,本文所提方案频谱效率表现优异,这是因为文献[4]所提方案是在数字波束赋形矩阵为对角矩阵的假设下进行的,所以该数字波束赋形矩阵只能为不同数据流分配功率,导致了一定的性能损失。另外,本文所提方案的性能接近文献[4]中定义的部分连接结构下最优预编码方案 Optimal Precoding-sub 的性能。

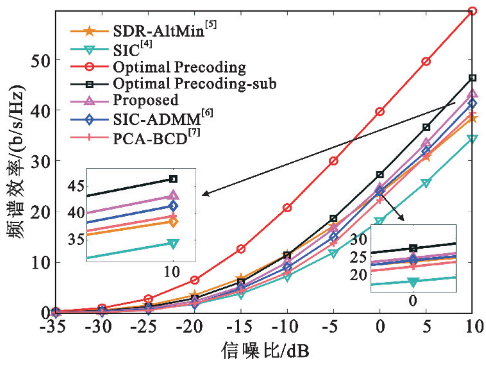

图 2　系统频谱效率与信噪比的关系

Fig. 2 Relationship between system spectral efficiency and signal-to-noise ratio

图 3 展示了系统频谱效率与基站天线数目的关系,其中 $N_{\mathrm{t}}^{\mathrm{RF}}=6$,SNR = 0 dB。观察发现,本文提出的方案系统性能明显优于其他几种方案。同时,通

过增加基站端的天线数目来提高系统性能比增加射频链数提升系统性能更节能,复杂度也更低。

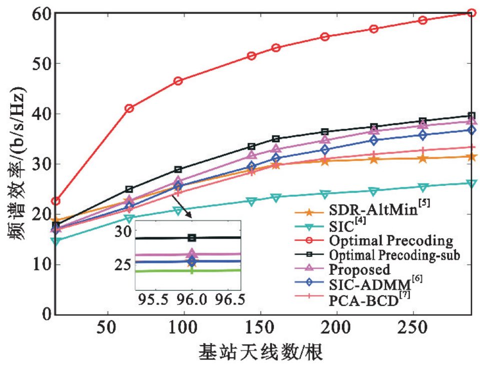

图 3　系统频谱效率与基站天线数目的关系

Fig. 3 Relationship between system spectral efficiency and number of base station antennas

图 4 展示了系统能量效率随信噪比变化情况。参考文献[6],定义能量效率表达式为

$$\eta=\frac{R}{P_{total}}=\frac{R}{P_t+N_t^{RF}P_{RF}+N_sP_{PS}} \tag{25}$$

式中:P_t 为发射功率;P_{RF} 为每条射频链功耗;P_{PS} 是每个移相器的功耗。假定 $P_t=1$ W,$P_{RF}=0.25$ W,$P_{PS}=1$ mW,从图 4 可以看出,本文所提方案随着信噪比的提升,能量效率逐渐逼近部分连接结构下的最优预编码方案,显著优于 SIC 和 PCA-BCD 方案。值得一提的是,尽管全数字最优预编码的频谱性能很好,但是因为该方案需要大量射频链,导致其能量效率偏低,这也证明了 HBF 必要性。对于全连接结构,其移相器数目高达 $N_tN_t^{RF}$,导致了极高的硬件成本和系统功耗。

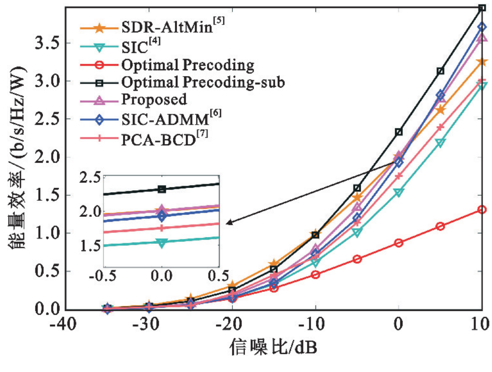

图 4　系统能量效率与信噪比的关系

Fig. 4 Relationship between system energy efficiency and signal-to-noise ratio

4　复杂度分析

本文所提方案的复杂度主要集中在算法的步骤 1 和步骤 2 中。步骤 1 中计算 $\widetilde{\boldsymbol{H}}=\boldsymbol{W}_{RF}^{H}\boldsymbol{H}$,因为 $\boldsymbol{W}_{RF}^{H}$ 和 $\boldsymbol{H}$ 的维度分别为 $N_r^{RF}\times N_r$,$N_r\times N_t$,又因为仿真设置 $N_r^{RF}=N_t^{RF}=N_{RF}$,所以这部分复杂度为 $O(N_{RF}N_rN_t)$。求解 $\boldsymbol{F}_{RF}$ 还需要更新 $\boldsymbol{G}$ 和 $\boldsymbol{T}$,更新 $\boldsymbol{G}$ 和 $\boldsymbol{T}$ 的复杂度分别为 $O((N_{RF}^2N_t+N_{RF}N_t^2)$ 和 $O(3N_{RF}^2N_t)$。此外,CDM 需要迭代 k 次,所以这部分的复杂度为 $O(4kN_{RF}^2N_t+kN_{RF}N_t^2)$。求解 $\boldsymbol{W}_{RF}$ 与求解$\boldsymbol{F}_{RF}$ 类似,所以这部分的复杂度为 $O(N_{RF}N_tN_r+4k(N_{RF}^2N_t+kN_{RF}N_t^2)$。

步骤 2 中需要计算等效信道矩阵 $\boldsymbol{H}_e$,并对 $\boldsymbol{H}_e$ 进行奇异值分解。$\boldsymbol{H}_e$ 的维度为 $N_{RF}\times N_{RF}$,对其进行 SVD 的复杂度为 $O(N_{RF}^3)$,这部分的复杂度很低。所以,步骤 2 的主要复杂度来自于等效信道的计算,$O(N_{RF}N_rN_t+N_{RF}^2N_t^2)$。

以后一次迭代与前一次迭代性能的差值 δ 来衡量算法收敛性,定义为[6]

$$\delta=\frac{\|v_n^{k+1}-v_n^k\|_2}{\|v_n^{k+1}\|_2} \tag{26}$$

CDM 收敛性能如图 5 所示,可以看出所提方案经过 4 次迭代已经收敛,其主要的复杂度为 $O(16k(N_t^{RF})^2N_r+4kN_t^{RF}N_r^2+4k(N_t^{RF})^2N_t+12N_t^{RF}N_rN_t+16k(N_t^{RF})^2N_t+4kN_t^{RF}N_t^2)$,因 $N_t\gg N_t^{RF}$,所以 CDM 复杂度可以记为 $O(4kN_t^2)$。

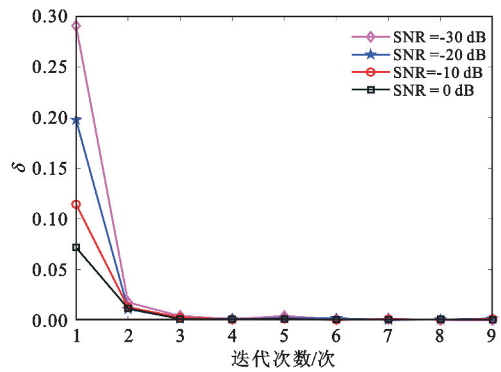

图 5　SIC-CDM 算法收敛性能

Fig. 5 Convergence performance of SIC-CDM algorithm

采用相同的方法分析了 SDR、ADMM、PCA-BCD 以及 SIC 的复杂度。其中,SDR 的复杂度为 $O(N_t^3M)$,$M=N_t/N_{RF}$;ADMM 的复杂度为 $O(N_{RF}(N_t^2+kM^2))$,迭代至收敛需要 9 次;PCA-BCD 的复杂度为 $O(kN_{RF}N_t^3)$,迭代至收敛需要 8 次;SIC 的复杂度为 $O((N_t^{RF}k+N_r)M^2)$。综上所述,CDM 的复杂度远低于 SDR 和 PCA-BCD,与 ADMM 接近,高于 SIC。

5 结　论

本文提出了一种低复杂度的混合波束赋形方案,以系统频谱效率为优化目标,在部分连接结构下联合设计收发端波束赋形矩阵。在求解模拟波束赋形矩阵的过程中,先利用 SIC 将原始问题转化为子阵列的速率优化问题,然后通过 CDM 求解该问题,最后引入等效信道矩阵降低矩阵维度,再对其进行奇异值分解获得收发端数字波束赋形矩阵。仿真结果表明,与文献[4-5]提出的方案相比,本文所提方案在保证系统性能的条件下大幅降低了复杂度,实现了系统性能、硬件成本、功耗和复杂度的折中,且易于实际部署。

参考文献:

[1] LI N X, WEI Z X, YANG H W. Hybrid precoding for mmWave massive MIMO systems with partially connected structure[J]. IEEE Access,2017,5:15142-15151.

[2] ZHU M, XIE G, QI X L. Low complexity partially connected hybrid precoding for massive MIMO systems [C]//Proceedings of 2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Seoul: IEEE,2020:1-6.

[3] 张冬雪,杜洁汝,何世彪,等. 面向大规模 MIMO 系统的下行预编码技术研究进展[J]. 电讯技术,2023,63(2):291-299.

[4] GAO X Y, DAI L L, HAN S S. Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmWave MIMO systems with large antenna arrays[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications,2016,34(4):998-1009.

[5] YU X H,SHEN J C,ZHANG J. Alternating minimization algorithms for hybrid precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing,2016,10(3):485-500.

[6] 赵雄文,刘瑶,张钰. 基于连续干扰消除和交替方向乘子法的混合预编码设计[J]. 通信学报,2021,42(5):111-121.

[7] 殷锋,邱玲,梁晓雯. 多用户毫米波大规模 MIMO 系统中收发端联合的混合波束成形设计[J]. 中国科学院大学学报,2021,38(3):252-259.

[8] 崔名扬. 毫米波 Massive MIMO 中波束赋形技术研究[D]. 北京:北京邮电大学,2020.

[9] WRIGHT S J. Coordinate descent algorithms [J]. Mathematical Programming,2015,151(1):3-34.

[10] CHEN J C. Hybrid beamforming with discrete phase shifters for millimeter-wave massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(8):7604-7608.

作者简介:

周　围　男,1971 年生于重庆,2008 年获博士学位,现为教授、硕士生导师,主要研究方向为无线通信技术、阵列信号处理/MIMO 技术等。

贺　凡　男,1995 年生于陕西长武,硕士研究生,主要研究方向为波束赋形、毫米波大规模 MIMO 技术。

廖先平　男,1997 年生于江西赣州,硕士研究生,主要研究方向为智能反射面技术。

黎婧怡　女,1998 年生于湖南常德,硕士研究生,主要研究方向为协作 NOMA 技术。

杨秋艳　女,1997 年生于四川乐山,硕士研究生,主要研究方向为毫米波大规模 MIMO 预编码技术。