

基于连续干扰消除和交替方向乘子法的混合预编码设计

赵雄文, 刘瑶, 张钰, 耿绥燕, 秦鹏, 周振宇

(华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206)

摘要: 为解决毫米波多天线系统大量移相器 (PS) 引起的高功耗问题, 设计了一种新型动态连接结构, 以最大化频谱效率为目标提出了连续干扰消除 (SIC) 和连续干扰消除-交替方向乘子 (SIC-ADMM) 2 种混合预编码方案。SIC 将总速率问题分解为不同射频链路的子速率问题, 先对模拟部分进行逐次迭代, 转化为低维度等效矩阵后再对数字部分进行求解。SIC-ADMM 是对 SIC 的改进, 通过研究多变量子速率问题实现算法的快速收敛, 并能有效地降低计算复杂度。仿真结果表明, 所提方案在频谱效率和能量效率方面优于现有典型预编码方案, 且更适用于大规模天线系统。此外, 当关闭一定比例 PS 后, 所提方案能够通过牺牲少量频谱效率换取能量效率的大幅提升。

关键词: 大规模天线系统; 混合预编码; 移相器; 频谱效率; 能量效率

中图分类号: TN928

文献标识码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2021114

Design of hybrid precoding with successive interference cancellation and alternating direction method of multipliers

ZHAO Xiongwen, LIU Yao, ZHANG Yu, GENG Suiyan, QIN Peng, ZHOU Zhenyu

School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China

Abstract: To solve the problem of large power consumption caused by a large number of phase shifter (PS) in millimeter wave multi-antenna systems, a new type of dynamic connection structure was designed. With the goal of maximizing spectrum efficiency, two hybrid precoding schemes, successive interference cancellation (SIC) and successive interference cancellation-alternating direction multiplier (SIC-ADMM), were proposed. In SIC scheme, the sum-rate problem was decomposed into multiple sub-rate problems of different radio frequency links, the analog part was solved by iteration, and the digital part was solved by a low-dimensional equivalent matrix. Based on SIC scheme, an improved SIC-ADMM scheme was further proposed by studying the multi-variable sub-rate problem to achieve rapid convergence and reduce computational complexity effectively. The simulation results show that the proposed schemes have good spectrum and energy efficiencies by comparison with the existing schemes, and are more suitable for large-scale antenna systems. In addition, when a certain percentage of PS is turned off, the proposed scheme can greatly improve energy efficiency by sacrificing a small amount of spectrum efficiency.

Keywords: massive antennas system, hybrid precoding, phase shifter, spectrum efficiency, energy efficiency

1 引言

毫米波是 5G 和后 5G 移动通信中重要的传输技术, 受到了国内外研究学者的广泛关注^[1-4]。毫米波波

长短, 使大规模天线能够成功封装在小型装置中^[5], 可结合预编码技术对天线阵元上的发射信号进行预处理, 从而有效提高频谱效率。全数字预编码方案需要为每根天线配置一条射频链, 其硬件成本和

收稿日期: 2020-12-07; 修回日期: 2021-03-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61931001, No.61771194)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61931001, No.61771194)

功耗不容忽视。混合预编码方案将预编码器分为数字和模拟两部分，在基带模块采用低维度数字预编码器，射频模块采用高维度模拟预编码器，可有效降低硬件成本与功耗，实现系统性能与复杂度的折中。

混合预编码包括全连接和部分连接 2 种经典的连接结构^[6]。在全连接结构中，每个射频链端口与所有天线元件相连^[7-9]；在部分连接结构中，不同射频链端口与互不相交的天线阵列相连^[10-12]。全连接结构虽能达到极佳的频谱效率，但大量移相器 (PS, phase shifter) 的引入导致系统功耗较高。针对部分连接结构，文献[13]提出了一种基于半定松弛 (SDR, semidefinite relaxation) 的方案，该方案根据凸优化工具箱 (CVX, convex optimization toolbox) 求解数字预编码矩阵，并通过交替优化求解模拟预编码矩阵。然而，交替优化需要将问题转化为半定规划问题 (SDP, semidefinite programming)，导致计算复杂度很高。文献[14]提出了一种基于连续干扰消除 (SIC, successive interference cancellation) 的低复杂度方案，通过分解混合预编码矩阵，将最大化频谱效率问题转化为多个子问题，实现了较好的频谱效率。但该方案要求数字预编码器必须为对角矩阵，且未设计接收端的组合器。

近年来，许多改进的连接方案被提出。文献[15]设计了一种混合连接结构，将射频链路分块，块与块之间采用部分连接，块内采用全连接。该结构虽然结合了 2 种连接方式的优点，但是无法实现系统的动态控制。文献[16]提出一种基于部分连接的结构，实现了射频链路与移相器的动态连接。基于机器学习中的交叉熵 (CE, cross entropy)，文献[17]提出了一种基于混合交叉熵 (HCE, hybrid cross entropy) 的预编码方案，将 PS 网络改为开关选择网络，然而，该结构无法完全实现大规模天线阵列增益，导致了严重的系统性能损失。综上所述，需要设计一种高灵活性且高性能的动态连接结构。

针对上述问题，本文首先通过引入低功耗的二进制开关，设计了一种可以灵活调整的动态连接结构。其次，基于该结构进行模数预编码器与组合器的设计，以最大化频谱效率为目标设计了 2 种方案。第一种方案基于 SIC 的思想，将待优化的非凸目标函数分解成多个子问题，通过逐次迭代进行模拟部分的优化，再转化为低维等效矩阵求解数字部分。

与文献[14]不同的是，本文方案不要求数字预编码器为对角矩阵，且实现了发端预编码器与收端组合器的联合设计。第二种方案通过引入交替因子乘法 (ADMM, alternating direction multiplier method)^[18]对 SIC 进行了改进，相比第一种方案能明显降低计算复杂度，并实现快速收敛。最后，本文对 2 种所提方案与典型文献方案的系统性能进行比较研究。结果表明，所提方案相比于现有方案可以实现更高的频谱效率与能量效率，且更适用于大规模天线系统。此外，当关闭一定比例的 PS 时，所提方案能够通过牺牲少量的频谱效率，实现能量效率的大幅提升。

本文的数学符号介绍如下。 \mathbf{A} 与 \mathbf{a} 表示矩阵与向量。 $\mathbb{E}\{\cdot\}$ 表示期望。 $\{\mathbf{A}^T, \mathbf{A}^H, \mathbf{A}^{-1}\}$ 分别表示 \mathbf{A} 的转置矩阵、共轭转置矩阵、逆矩阵。 $A_{i,j}$ 表示 \mathbf{A} 的第 i 行第 j 列。 $|\mathbf{A}|$ 表示 \mathbf{A} 的行列式。 \mathbf{I}_K 表示 $K \times K$ 单位矩阵。 $\mathbf{0}_K$ 表示 $K \times K$ 全零矩阵。 $\|\mathbf{a}\|_2$ 和 $\|\mathbf{a}\|_F$ 分别表示 \mathbf{a} 的 2 范数与 F 范数。 $\text{Re}(\cdot)$ 与 $\text{Im}(\cdot)$ 分别表示复数的实部与虚部。 $\text{angle}(\cdot)$ 表示角度。

2 系统模型及问题建模

2.1 系统模型

毫米波大规模天线系统的系统模型如图 1 所示。考虑点对点传输场景，这里发送端数据流数为 N_s ，并配置 N_t 根天线和 N_t^{RF} 条射频链路，接收端配置 N_r 根天线和 N_r^{RF} 条射频链路，假设 $N_s \leq N_t^{\text{RF}} = N_r^{\text{RF}} = N_{\text{RF}} < 2N_s$ ，该系统基于部分连接结构，发送端的每条射频链路通过 $M_t = \frac{N_t}{N_t^{\text{RF}}}$ 个 PS 连接到发射天线，接收端的每条射频链路通过 $M_r = \frac{N_r}{N_r^{\text{RF}}}$ 个 PS 连接到接收天线。该系统结构虽能显著降低射频链路的数量，但仍存在大量 PS 引起的高功耗问题。为此，本文在发送端引入低功耗的二进制开关，根据实际需求灵活地控制每个 PS 的开关状态，从而有效降低 PS 引起的功耗。

假设一条射频链路所连接的 PS 关闭比例为 $\alpha\%$ ，则每条射频链路上开启的 PS 数量为

$$M_\alpha = M(1 - \alpha\%) \quad (1)$$

数据流先后经过基带数字预编码器 $\mathbf{F}_{\text{BB}} \in \mathbf{C}^{N_t^{\text{RF}} \times N_s}$ 和射频模拟预编码器 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbf{C}^{N_t \times N_t^{\text{RF}}}$ 发出，经预编码后的发送信号表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} \quad (2)$$

其中, \mathbf{F}_{RF} 是由移相器构成的分块对角矩阵, 其非零元素模为固定值, $|\left[\mathbf{F}_{\text{RF}}\right]_{m,n}| = 1$; \mathbf{s} 为 $N_s \times 1$ 的信号向量, 满足 $E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \frac{1}{N_s} \mathbf{I}_{N_s}$ 。

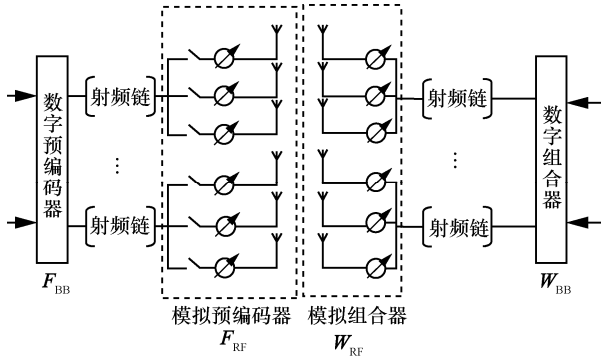


图 1 毫米波大规模天线系统的系统模型

考虑到毫米波信道的稀疏特性, 本文采用 Saleh-Valenzuela 模型^[19-20]进行信道建模, 信道矩阵表示为

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_t N_r}{L}} \sum_{l=1}^L \mathbf{A} \mathbf{g}_r(\varphi_l^r, \theta_l^r) \mathbf{g}_t(\varphi_l^t, \theta_l^t) \quad (3)$$

其中, $\sqrt{\frac{N_t N_r}{L}}$ 为归一化因子, L 为信道路径的数量, A 为复增益, $(\varphi_l^r, \theta_l^r)$ 和 $(\varphi_l^t, \theta_l^t)$ 分别为到达角(AoA, angles of arrival)和离开角(AoD, angles of departure), φ 为方位角, θ 为仰角, $\mathbf{g}_r(\varphi_l^r, \theta_l^r)$ 和 $\mathbf{g}_t(\varphi_l^t, \theta_l^t)$ 为接收和发送天线处的阵列响应向量。本文采用由 P 个天线阵元构成的均匀线性阵列(ULA, uniform linear array)作为收发端天线。阵列响应向量表示为

$$\mathbf{g}_{\text{ULA}} = \frac{1}{\sqrt{P}} \left[1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} (P-1) d \sin \theta} \right]^T \quad (4)$$

其中, λ 为波长, $d = \frac{\lambda}{2}$ 为天线阵元间距。

发送信号通过毫米波信道到达接收端, 经模拟组合器 $\mathbf{W}_{\text{RF}} = \mathbf{C}^{N_r \times N_{\text{RF}}}$ 与数字组合器 $\mathbf{W}_{\text{BB}} \in \mathbf{C}^{N_{\text{RF}} \times N_s}$ 处理后得到的接收信号表示为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{n} \quad (5)$$

其中, ρ 为接收信号平均功率, $\mathbf{n} \sim \text{CN}(0, \sigma_n^2)$ 为加性白高斯噪声。

令 $\mathbf{A}_1 = \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}$, 则系统频谱效率表示为

$$R = \text{lb} \left(\mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s} \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{A}_1 \right) \quad (6)$$

其中, $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}$ 为噪声协方差矩阵。

2.2 问题建模

为最大化频谱资源, 优化发端预编码器与收端组合器, 建立以下问题模型

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{BB}}} \quad & \text{lb} \left(\mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s} \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{A}_1 \right) \\ \text{s.t.} \quad & \begin{cases} \mathbf{A}_1 = \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}} \\ \left| \left(\mathbf{F}_{\text{RF}} \right)_{i,j} \right| = 1, \forall i, j \\ \left| \left(\mathbf{W}_{\text{RF}} \right)_{i,j} \right| = 1, \forall i, j \\ \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_F^2 = N_s \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)是一个难以求解的多变量非凸优化问题。下文将针对该问题模型提出 2 种求解算法。

3 算法设计

本节首先考虑 $N_s = N_{\text{RF}}$, 将待优化的 4 个矩阵分成数字部分 ($\mathbf{F}_{\text{BB}}, \mathbf{W}_{\text{BB}}$) 与模拟部分 ($\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}$), 并提出了 2 种算法。随后, 将所提算法推广到 $N_s < N_{\text{RF}} < 2N_s$ 的应用场景中。

3.1 数字预编码器与组合器设计

为便于计算, 问题式(7)的目标函数中包含优化变量的分式部分可表示为

$$\mathbf{S} = \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}} \quad (8)$$

定义等效矩阵 $\mathbf{H}_e = \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}}$ 。由文献[13]可知, 最优预编码矩阵 \mathbf{F}_{opt} 通过信道的右奇异向量求得, 属于正交矩阵。因此数字预编码器满足 $\mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{BB}} = \mathbf{I}_{N_s}$, 数字组合器满足 $\mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{BB}} = \mathbf{I}_{N_s}$ 。此外, 当天线数较大时, 接收端模拟组合器 \mathbf{W}_{RF} 满足 $\mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \approx N_r \mathbf{I}_{N_s}$ ^[21]。因此, 噪声协方差矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}} \approx \sigma_n^2 \mathbf{W}_{\text{BB}}^H N_r \mathbf{I}_{N_s} \mathbf{W}_{\text{BB}} = N_r \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_s} \quad (9)$$

式(8)可以转化为

$$\mathbf{S} = \frac{\mathbf{I}_{N_s}}{N_r \sigma_n^2} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{H}_e \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{H}_e^H \mathbf{W}_{\text{BB}} \quad (10)$$

根据式(10), 对 H_e 进行奇异值分解 (SVD, singular value decomposition), 取左奇异矩阵和右奇异矩阵的前 N_s 列可以得到无约束条件下最优数字预编码器与组合器^[14], 即

$$\mathbf{W}_{\text{BB}} = \mathbf{U}_e(:, 1:N_s) = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_{N_s}] \quad (11)$$

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = \mathbf{V}_e(:, 1:N_s) = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_{N_s}] \quad (12)$$

3.2 模拟预编码器与组合器的设计 ($N_s = N_{\text{RF}}$)

3.2.1 SIC 算法

根据 $\mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{BB}} = \mathbf{I}_{N_s}$, $\mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{BB}} = \mathbf{I}_{N_s}$, 可以将式(6)转化成

$$\begin{aligned} R(\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}) &= \text{lb} \left(\mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s N_r \sigma_n^2} \mathbf{A}_2 \right) \\ &\stackrel{(a)}{=} \text{lb} \left(\mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s N_r \sigma_n^2} \mathbf{A}_3 \right) \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $\mathbf{A}_2 = \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}$, 等号(a)依据行列式性质 $|\mathbf{I} + \mathbf{X}\mathbf{Y}| = |\mathbf{I} + \mathbf{Y}\mathbf{X}|$ 可得 $\mathbf{A}_3 = \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{RF}}^H$.

$\mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}}$. 令 $\beta = \frac{\rho}{N_s N_r \sigma_n^2}$, 将式(13)代入式(7), 可得

$$\max_{\mathbf{V} \in \mathcal{F}_1} \text{lb} \left(\left| \mathbf{I}_{N_s} + \beta \mathbf{V}^H \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} \mathbf{V} \right| \right) \quad (14)$$

其中, $\mathbf{V} = \mathbf{F}_{\text{RF}}$ 时 $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}$, $\mathbf{V} = \mathbf{W}_{\text{RF}}$ 时 $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H$, \mathcal{F}_1 为限制条件.

$$|\mathbf{V}_{i,j}| = \begin{cases} 1, & i \in [M_i(n_{\text{RF}} - 1) + 1, M_i n_{\text{RF}}], j \in n_{\text{RF}} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (15)$$

其中, $M = \left\lfloor \frac{N_t}{N_{\text{RF}}}, \frac{N_r}{N_{\text{RF}}} \right\rfloor$ 且 $n_{\text{RF}} = [1, \dots, N_{\text{RF}}]$. 问题式(14)

的目标函数可进一步转化为

$$\begin{aligned} R &= \text{lb} \left(\left| \mathbf{I}_{N_s} + \beta \mathbf{V}^H \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} \mathbf{V} \right| \right) = \\ &\text{lb} \left(\left| \mathbf{I}_{N_s} + \beta \bar{\mathbf{H}} \mathbf{V} \mathbf{V}^H \bar{\mathbf{H}}^H \right| \right) = \\ &\text{lb} \left(\left| \mathbf{I}_{N_s} + \beta \bar{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{N-1} & \mathbf{v}_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{N-1} & \mathbf{v}_N \end{bmatrix}^H \bar{\mathbf{H}}^H \right| \right) = \\ &\text{lb} \left(\left| \mathbf{I}_{N_s} + \beta \bar{\mathbf{H}} \mathbf{V}_{N-1} \mathbf{V}_{N-1}^H \bar{\mathbf{H}}^H + \beta \bar{\mathbf{H}} \mathbf{v}_N \mathbf{v}_N^H \bar{\mathbf{H}}^H \right| \right) = \\ &\text{lb}(|\mathbf{T}_{N-1}|) + \text{lb} \left(\left| \mathbf{I}_{N_t} + \beta \mathbf{T}_{N-1}^{-1} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{v}_N \mathbf{v}_N^H \bar{\mathbf{H}}^H \right| \right) = \\ &\text{lb}(|\mathbf{T}_{N-1}|) + \text{lb} \left(\left| \mathbf{I}_{N_t} + \beta \mathbf{v}_N^H \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{T}_{N-1}^{-1} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{v}_N \right| \right). \\ &\sum_{n=1}^N \text{lb} \left(1 + \beta \mathbf{v}_n^H \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{T}_{n-1}^{-1} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{v}_n \right) \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $\mathbf{T}_{N-1} = \mathbf{I}_{N_s} + \beta \bar{\mathbf{H}} \mathbf{V}_{N-1} \mathbf{V}_{N-1}^H \bar{\mathbf{H}}^H$ 且 $\mathbf{T}_0 = \mathbf{I}_{N_s}$. 固定 $\bar{\mathbf{H}}$ 中的 \mathbf{F}_{RF} 或 \mathbf{W}_{RF} , 就可对另一个矩阵进行逐列优化. 不妨设

$$\mathbf{A}_{n-1} = \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{T}_{n-1}^{-1} \bar{\mathbf{H}} \quad (17)$$

于是问题式(14)可以分解为 N 个子优化问题

$$\mathbf{v}_n^{\text{opt}} = \max_{\mathbf{v}_n \in \mathcal{F}_2} \text{lb} \left(1 + \beta \mathbf{v}_n^H \mathbf{A}_{n-1} \mathbf{v}_n \right) \quad (18)$$

其中, \mathcal{F}_2 为限制条件.

$$|\mathbf{v}_n|_i = \begin{cases} 1, & i \in [M_i(n_{\text{RF}} - 1) + 1, M_i n_{\text{RF}}] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

且 \mathbf{F}_{RF} 与 \mathbf{W}_{RF} 为分块对角矩阵^[22], 可提取 \mathbf{v}_n 中的非零元素构成新的列向量 $\bar{\mathbf{v}}_n$, 则问题式(18)转化为

$$\bar{\mathbf{v}}_n^{\text{opt}} = \max_{\bar{\mathbf{v}}_n \in \mathcal{F}_3} \text{lb} \left(1 + \beta \bar{\mathbf{v}}_n^H \bar{\mathbf{A}}_{n-1} \bar{\mathbf{v}}_n \right) \quad (20)$$

其中, $\bar{\mathbf{A}}_{n-1} = \mathbf{Z} \mathbf{A}_{n-1} \mathbf{Z}^H$, \mathcal{F}_3 为限制条件

$$|\bar{\mathbf{v}}_n|_i = 1, i \in [1, \dots, M_i] \quad (21)$$

且 $\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M_i \times M_i(n_{\text{RF}} - 1)} & \mathbf{I}_{M_i} & \mathbf{0}_{M_i \times M_i(N_{\text{RF}} - n_{\text{RF}})} \end{bmatrix}$.

为最大化频谱效率, 将 $\bar{\mathbf{A}}_{n-1}$ 进行 SVD 分解可得 $\bar{\mathbf{A}}_{n-1} = \mathbf{V}_A \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{V}_A^H$, 其中 $\boldsymbol{\Sigma}$ 是对角线元素数值递减的对角矩阵. 则最优的无约束预编码向量为^[21]

$$\mathbf{v}_A^{(1)} = \mathbf{V}_A(:, 1) \quad (22)$$

然而, 由于 $(\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{RF}})$ 具有恒模限制, 需要找到满足约束条件的预编码向量, 使其与最佳预编码向量的欧几里得距离足够小

$$\bar{\mathbf{v}}_n^{\text{opt}} = \arg \min \left\| \mathbf{v}_A^{(1)} - \bar{\mathbf{v}}_n \right\|_2^2 \quad (23)$$

式(23)中的目标函数可转化为

$$\begin{aligned} \left\| \mathbf{v}_A^{(1)} - \bar{\mathbf{v}}_n \right\|_2^2 &= (\mathbf{v}_A^{(1)} - \bar{\mathbf{v}}_n)^H (\mathbf{v}_A^{(1)} - \bar{\mathbf{v}}_n) = \\ &(\mathbf{v}_A^{(1)})^H (\mathbf{v}_A^{(1)}) + \bar{\mathbf{v}}_n^H \bar{\mathbf{v}}_n - 2 \text{Re}(\mathbf{v}_A^{(1)} \bar{\mathbf{v}}_n^H) \stackrel{(a)}{=} 2 - 2 \text{Re}(\mathbf{v}_A^{(1)} \bar{\mathbf{v}}_n^H) \end{aligned} \quad (24)$$

其中, 等号(a)可根据 $(\mathbf{v}_A^{(1)})^H (\mathbf{v}_A^{(1)}) = 1$ 及 $\bar{\mathbf{v}}_n^H \bar{\mathbf{v}}_n = 1$ 得到. 为最大化 $\text{Re}(\mathbf{v}_A^{(1)} \bar{\mathbf{v}}_n^H)$, 不难得出式(23)中的最优解为

$$\bar{\mathbf{v}}_n^{\text{opt}} = \mathbf{e}^{\text{jangle}(\mathbf{v}_A^{(1)})} \quad (25)$$

综上所述, 先固定 \mathbf{F}_{RF} 优化 \mathbf{W}_{RF} , 再固定 \mathbf{W}_{RF} 优化 \mathbf{F}_{RF} , 最后利用 3.1 节中的结论得出 $(\mathbf{F}_{\text{BB}}, \mathbf{W}_{\text{BB}})$. 本文将该方法命名为 SIC 算法, 具体步骤如算法 1 所示.

算法 1 SIC 算法输入 H 输出 $(F_{BB}, F_{RF}, W_{RF}, W_{BB})$

- 1) 采用随机相位初始化 $F_{RF}^{(0)}$, 并初始化 $T_0 = I_{N_s}$
- 2) $V = W_{RF}$ 时 $\bar{H} = F_{RF}^H H$, 即固定 F_{RF} 优化 W_{RF}
- 3) for $1 \leq n \leq N_{RF}$
- 4) 求出 $T_{n-1} = I_{N_s} + \beta \bar{H} V_{n-1} V_{n-1}^H \bar{H}^H$
- 5) 对 $\bar{A}_{n-1} = Z A_{n-1} Z^H$ 进行 SVD 分解, 取第一列 $v_A^{(1)}$
- 6) $v_A^{(1)}$ 代入式(25), 得到 \bar{v}_n
- 7) end for
- 8) 取 $V = F_{RF}$ 及 $\bar{H} = W_{RF}^H H$, 即固定 W_{RF} 优化 F_{RF}
- 9) 根据 $\alpha\%$ 的值求出 M_α , 重复步骤 3)~步骤 7) 求出 F_{RF}
- 10) 对 $H_e = W_{RF}^H H F_{RF}$ 进行 SVD 分解, 获得 W_{BB} 与 F_{BB}
- 11) $F_{BB} = \sqrt{N_s} \frac{F_{BB}}{\|F_{RF} F_{BB}\|_F^2}$
- 12) $W_{BB} = \sqrt{N_s} \frac{W_{BB}}{\|W_{RF} W_{BB}\|_F^2}$

3.2.2 SIC-ADMM 算法

SIC 算法涉及高矩阵维度的 SVD 运算, 计算复杂度较高。为此, 本文引入 ADMM^[18]对 SIC 算法进行改进。

根据对数函数的单调递增特性, 式(14)可简化为

$$\max_{\bar{v}_n \in \mathcal{F}_3} \bar{v}_n^H \bar{A} \bar{v}_n \quad (26)$$

引入辅助变量 w_n 及指向函数 $\tilde{I}_{\mathcal{F}_3}(w_n)$, 式(26)

可进一步转化为

$$\begin{aligned} \min \quad & -\bar{v}_n^H \bar{A} \bar{v}_n + \tilde{I}_{\mathcal{F}_3}(w_n) \\ \text{s.t.} \quad & \bar{v}_n = w_n \end{aligned} \quad (27)$$

其中, $\tilde{I}_{\mathcal{F}_3}(w_n) = \begin{cases} 0, & w_n \in \mathcal{F}_3 \\ \infty, & w_n \notin \mathcal{F}_3 \end{cases}$, 式(27)的增强拉格

朗日函数计算为

$$\begin{aligned} L_\mu(\bar{v}_n, w_n, t) = & -\bar{v}_n^H \bar{A} \bar{v}_n + \\ & \tilde{I}_{\mathcal{F}_3}(w_n) + t^H (\bar{v}_n - w_n) + \frac{1}{2} \mu \| \bar{v}_n - w_n \|_2^2 \end{aligned} \quad (28)$$

其中, t 为拉格朗日乘数因子, μ 为惩罚参数。

根据 ADMM 算法, 式(27)的解可通过交替优化 \bar{v}_n 、 w_n 与 t 得到, 即

$$\bar{v}_n^{(k)} = \arg \min_{\bar{v}_n} L(\bar{v}_n, w_n^{(k-1)}, t^{(k-1)}) \quad (29)$$

$$\bar{w}_n^{(k)} = \arg \min_{w_n} L(\bar{v}_n^{(k)}, w_n, t^{(k-1)}) \quad (30)$$

$$t^{(k)} = t^{(k-1)} + \mu (\bar{v}_n^{(k)} - \bar{w}_n^{(k)}) \quad (31)$$

其中, k 为迭代数, 拉格朗日乘数因子的更新方式为

$$\bar{v}_n^{(k+1)} = (-2A + \mu I_n)^{-1} (\mu w_n^{(k)} - t^{(k)}) \quad (32)$$

$$w_n^{(k)} = P_{\mathcal{F}_3} \left\{ \bar{v}_n^{(k+1)} + \frac{1}{\mu} t^{(k)} \right\} \quad (33)$$

其中, $P_{\mathcal{F}_3}$ 代表一种映射关系。根据上述推导, 可以通过逐次迭代 \bar{v}_n 、 w_n 与 t 求得 \bar{v}_n , 从而降低 SVD 所引起的计算复杂度, 本文将改进算法命名为 SIC-ADMM 算法, 具体步骤如算法 2 所示。值得注意的是, 选取合适的惩罚参数 μ 十分重要, μ 值较小使对偶变量 t 更新速度变缓, 原始可行性惩罚力度减弱, 导致原始可行性的大规模违反^[23]。 μ 值较大使原始可行性惩罚力度增强, KKT(Karush-Kuhn-Tucker) 条件无法满足。式(27)的 KKT 条件在附录 1 中给出。为保证算法 2 的收敛与性能, 选取 $\mu = 100$ 作为步长, t 的初始值 $t^{(0)} = 0$, 进行后续性能的仿真。

算法 2 SIC-ADMM 算法输入 H 输出 $(F_{BB}, F_{RF}, W_{RF}, W_{BB})$

- 1) 采用随机相位初始化 $F_{RF}^{(0)}$, 并且设定 $t^{(0)}$, μ , $k = 0$
- 2) $T_0 = I_{N_s}$, $V = W_{RF}$ 时 $\bar{H} = F_{RF}^H H$, 即固定 F_{RF} 优化 W_{RF}
- 3) for $1 \leq n \leq N_{RF}$
- 4) 求出 $T_{n-1} = I_{N_s} + \beta \bar{H} V_{n-1} V_{n-1}^H \bar{H}^H$
- 5) 求出 $A_{n-1} = \bar{H}^H T_{n-1}^{-1} \bar{H}$ 与 $\bar{A}_{n-1} = Z A_{n-1} Z^H$
- 6) repeat
- 7) 利用式(31)~式(33)求解得到 $v_n^{(k)}$
- 8) $k = k + 1$
- 9) until $\frac{\|\bar{v}_k - \bar{v}_{k-1}\|_2}{\|\bar{v}_k\|_2} < 10^{-6}$, 停止迭代
- 10) end for

11) 取 $V = F_{RF}$ 及 $\bar{H} = W_{RF}^H H$, 即固定 W_{RF} 优化 F_{RF}

12) 根据 $\alpha\%$ 的值求出 M_α , 重复步骤 3)~步骤 10) 求出 F_{RF}

13) 对 $H_e = W_{RF}^H H F_{RF}$ 进行 SVD 分解, 获得 W_{BB} 与 F_{BB}

$$14) F_{BB} = \sqrt{N_s} \frac{F_{BB}}{\|F_{RF} F_{BB}\|_F^2}$$

$$15) W_{BB} = \sqrt{N_s} \frac{W_{BB}}{\|W_{RF} W_{BB}\|_F^2}$$

3.3 SIC 算法与 SIC-ADMM 算法在 $N_s < N_{RF} < 2N_s$ 情况下的应用

3.1 节与 3.2 节中假定 $N_{RF} = N_s$, 即 F_{BB} 与 W_{BB} 均为方阵。本节针对更广泛的情况, 即 $N_{RF} > N_s$ 进行讨论。当 $N_{RF} \geq 2N_s$ 时, 混合预编码可以实现与最优无约束预编码相似的性能^[21]。这里只考虑 $N_s < N_{RF} < 2N_s$ 。

对式(10)中的 H_e 进行 SVD 运算, 得到

$$\begin{aligned} W_{BB}^H H_e F_{BB} F_{BB}^H H_e W_{BB} &= \\ W_{BB}^H U_e \Sigma_e V_e^H F_{BB} F_{BB}^H V_e \Sigma_e^H U_e^H W_{BB} &= \\ W_{BB}^H U_e \begin{pmatrix} \Sigma_e^2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} U_e^H W_{BB} & \end{aligned} \quad (34)$$

其中, $V_e^H F_{BB} F_{BB}^H V_e = \begin{pmatrix} I_{N_s} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix}$, $\Sigma_e = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{N_s})$

为 Σ_e 的奇异值对角矩阵。由于奇异矩阵的正交性质, 式(34)可以进一步转化为

$$W_{BB}^H U_e \begin{pmatrix} \Sigma_e^2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} U_e^H W_{BB} = (I_{N_s} \quad \mathbf{0}) \begin{pmatrix} \Sigma_e^2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{N_s} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} = \Sigma_e^2 \quad (35)$$

则频谱效率为

$$R(F_{RF}, W_{RF}) = \text{lb} \left(\left(I_{N_s} + \beta \Sigma_e^2 \right) \right) = \text{lb} \prod_{i=1}^{N_s} \left(1 + \beta \lambda_i^2 \right) \quad (36)$$

根据信道特性, $H_e = W_{RF}^H H F_{RF}$ 具有稀疏性^[20], 经过 SVD 分解之后, 前几项特征值之和占据了特征值总和的绝大部分。因此, 式(36)可以近似为

$$\begin{aligned} R(F_{RF}, W_{RF}) &\approx \text{lb} \prod_{i=1}^{N_{RF}} \left(1 + \beta \lambda_i^2 \right) = \\ \text{lb} \left(I_{N_s} + \beta V^H \bar{H}^H \bar{H} V \right) & \end{aligned} \quad (37)$$

因此, 在 $N_s < N_{RF} < 2N_s$ 的情况下, 仍可以使用 3.2 节提出的算法 1 与算法 2 求解问题式(7)。

4 仿真结果与分析

本节对所提 SIC 及 SIC-ADMM 方案和现有文献典型方案的性能进行比较研究。对比方案包括全数字方案、SDR 方案^[13]、粒子群优化 (PSO, particle swarm optimization) 方案^[24]及全模拟方案。仿真环境如下: 收发端天线均采用 ULA, 天线阵元间隔 $d = \frac{\lambda}{2}$, 载波频率为 28 GHz。采用 Saleh-Valenzuela 信道模型, 有效路径数 $L = 4$, 天线方位角 AoD 和 AoA 服从 $[-\pi, \pi]$ 的均匀分布, 增益 $A = 1$ ^[25], 信噪比定义为 $\frac{\rho}{\sigma_n^2}$ 。

4.1 频谱效率分析

4.1.1 射频链路数等于数据流数情况

不同信噪比下本文方案与对比方案的系统和速率变化如图 2 所示, 仿真参数为发射天线数 $N_t = 128$, 接收天线数 $N_r = 32$, $N_{RF} = N_s = 4$ 。由图 2 可以看出, 系统和速率随信噪比增加而提高。全数字预编码方案采用等天线数量和射频链路数, 其和速率表现最佳, 具有恒模约束的全模拟预编码方案和速率最低。本文方案的和速率虽低于全数字预编码方案, 但硬件复杂度小 (全数字预编码方案需要 128 个射频链路, 本文方案仅需 4 个射频链路)。此外, 与 PSO 方案相比, 本文方案的性能更优。与 SDR 方案相比, 在信噪比较低区域, 本文方案的和速率与其接近, 但本文 SIC 方案略优于 SDR 方案, 因为 SIC 方案可以实现对每个子问题的逐步优化。在信噪比较高区域, 本文 2 种方案性能均优于 SDR 方案。

不同天线数下本文方案与对比方案的系统和速率变化如图 3 所示, 仿真参数为 $N_{RF} = N_s = 4$, $\text{SNR} = 0$ 。由图 3 可以看出, 系统和速率随天线数增大而提高, 这是由于毫米波大规模天线系统具有较大波束成形增益, 能够实现大量数据的并行传输。此外, 本文方案和速率随天线数增加而迅速提升, 当天线数分别大于 48 和 96 时, 和速率明显优于 SDR 方案。当天线数为 256 时, 本文方案的和速率比 SDR 方案分别提升了 2.26 bit/(s·Hz) 和 1.66 bit/(s·Hz), 这说明本文方案更适用于大规模天线架构。PSO 方案的和速率明显低于本文方案, 这是因为 PSO 方案

采用固定的权重因子，导致搜索能力较差、系统性能不高。此外，PSO方案只适用于射频链路数与数据流数相等的情况，应用场景受限。

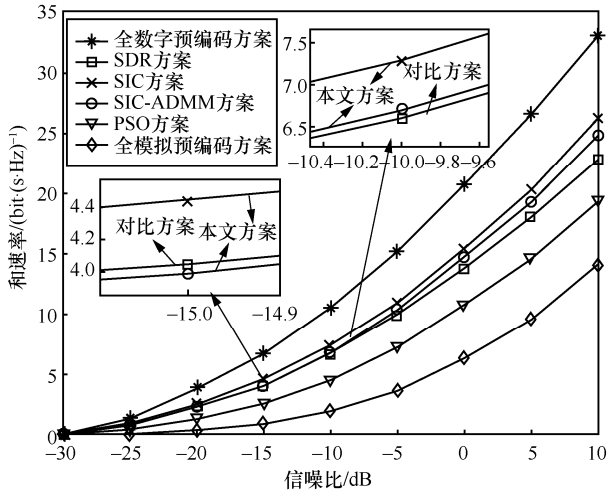


图2 和速率随信噪比的变化曲线 ($N_{RF} = N_s$)

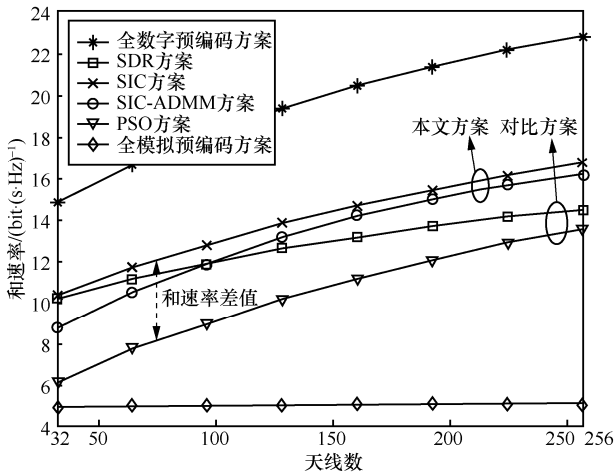


图3 和速率随天线数的变化曲线 ($N_{RF} = N_s$)

4.1.2 射频链路数不等于数据流数情况

为验证 3.3 节的结论，取发射天线数 $N_t = 128$ ，接收天线数 $N_r = 32$ ，射频链路数 $N_{RF} = 4$ ，数据流数 $N_s = 3$ 。系统和速率随信噪比与天线数的变化如图 4 和图 5 所示，可以看出当射频链路数不等于数据流数时，与其他方案相比，本文方案能够实现较好的和速率。从图 4 可以看出，在信噪比较高区域 ($SNR \geq -15$ dB)，本文方案和速率均超过 SDR 方案。这是因为当数据流数小于射频链路数时，本文采用的 SVD 可以得到最优数字预编码器矩阵与组合器矩阵。从图 5 可以看出，本文 SIC 方案的和速率明显优于 SDR 方案，其差值随天线数增加而

变大，这是因为天线数增加导致 SDR 方案中的 $\|F_{opt} - F_{RF}F_{BB}\|$ 与 $\|W_{opt} - W_{RF}W_{BB}\|$ 变大，即误差增加。此外，本文 SIC-ADMM 方案和速率在天线数较少时低于 SDR 方案，但随着天线数增加，该方案的和速率迅速提升并优于 SDR 方案，其性能随天线数增加逐渐接近 SIC 方案。

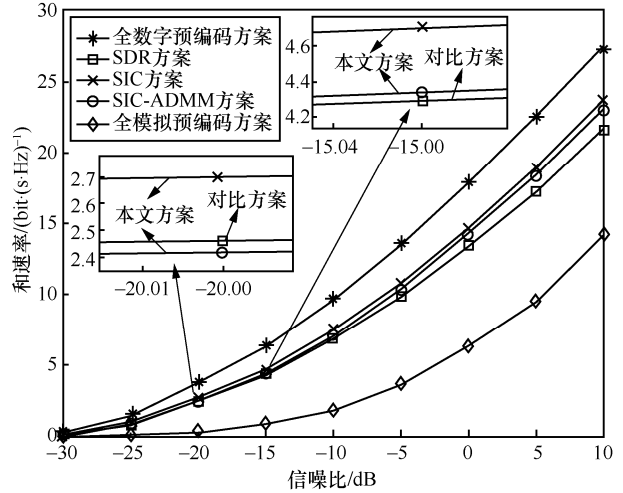


图4 和速率随信噪比的变化曲线($N_{RF} \neq N_s$)

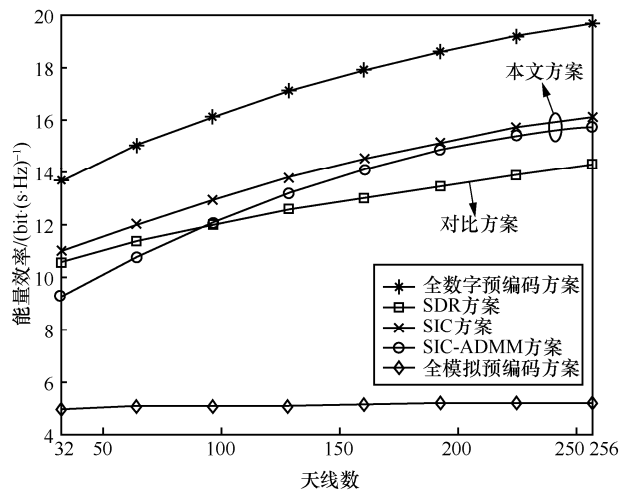


图5 和速率随天线数的变化曲线($N_{RF} \neq N_s$)

4.2 能量效率分析

本文系统模型的功耗主要包括信号发射功耗 P_t 、射频链路产生的功耗 P_{RF} 、PS 产生的功耗 P_{PS} 及开关产生的功耗 P_s 。这里能量效率定义为信息传输速率（单位为 bit/(s·Hz)）与总功耗的比值，即

$$\eta = \frac{R}{P_{total}} = \frac{R}{P_t + N_{RF}P_{RF} + N_t((1 - \alpha\%)P_{PS} + P_s)} \quad (38)$$

取功耗值 $P_t = 1$ W、 $P_{RF} = 250$ mW、 $P_{PS} = 50$ mW、

$P_s = 5 \text{ mW}$ 。不同方案能量效率和 N_{RF} 的变化关系 (仿真参数 $N_t = N_r = 256$ 、 $N_s = N_{\text{RF}}$) 如图 6 所示。由图 6 可以看出, 能量效率随射频链路数增加而提升。本文方案能够实现比全数字预编码与全模拟预编码方案更高的能量效率。这是因为全数字预编码方案采用大量的射频链路进行数据传输, 导致系统的总功耗很高, 全模拟预编码方案频谱效率低, 2 种方案均无法实现较好的能量效率。此外, 本文 SIC 方案比 SDR 方案和 PSO 方案可以获得更高的能量效率, SIC-ADMM 方案的能效显著优于 PSO 方案, 且在射频链路数较大时优于 SDR 方案。当射频链路数为 16 时, SIC 方案的能量效率比 SDR 方案高 17%, SIC-ADMM 方案的能量效率比 PSO 方案高 58%。不同方案能量效率随 N_t 的变化如图 7 所示, 仿真参数与图 3 相同。由图 7 可以看出, 在所有方案中, 本文 SIC 方案的能量效率最高, SIC-ADMM 方案在天线数大于 115 以后, 能量效率优于 SDR 方案。这是因为天线数的增加导致模拟预编码器/组合器的矩阵维度变高, 对系统性能的影响增强, ADMM 的优势得以体现。

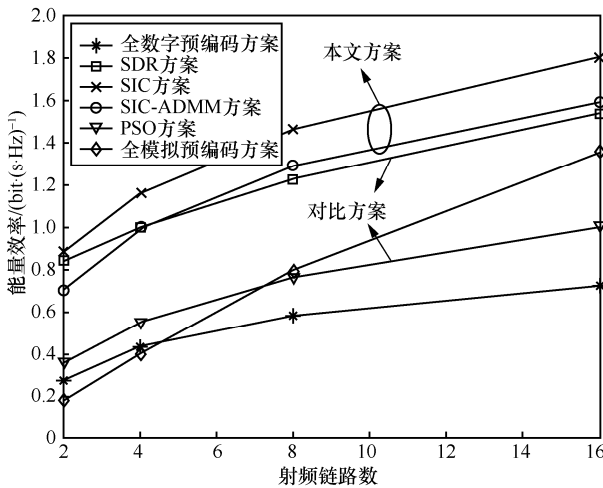


图 6 能量效率随射频链路数的变化曲线

在实际操作中, 系统可以根据通信需求灵活调整 PS 关闭数量, 例如, 在服务质量需求较高情况下, 可以开启全部 PS, 以达到最大频谱效率; 在服务质量需求较低情况下, 可以关闭一定比例 PS, 降低系统功耗, 提升能量效率。对于本文系统结构来说, 当关闭 $\alpha\%$ 的 PS 时, 模拟预编码器的功耗由 $P_{\text{PS}}N_t$ 变为 $((1-\alpha\%)P_{\text{PS}} + P_s)N_t$, 降低 $\alpha\%P_{\text{PS}}N_t$ 。例如, $30 \leq P_{\text{PS}} \leq 100 \text{ mW}$ [26], $P_s = 5 \text{ mW}$ [27]。当 $P_{\text{PS}} = 50 \text{ mW}$, $N_t = 256$, 不关闭 PS 时, 模拟预编

码器功耗为 $P_{\text{PS}}N_t = 12.8 \text{ W}$; 关闭 37.5% 的 PS 时, 模拟预编码器功耗为 $((1-\alpha\%)P_{\text{PS}} + P_s)N_t = 9.28 \text{ W}$, 降低约 27.5% 的功耗。

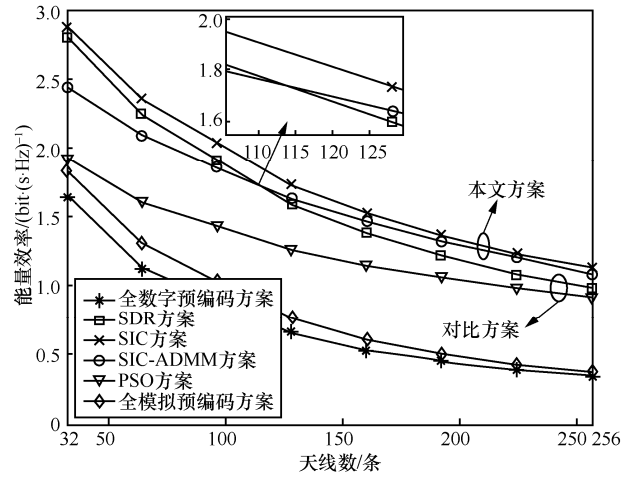


图 7 能量效率随天线数的变化曲线

不同方案的能量效率与频谱效率增减百分比随 $\alpha = [0, 12.5, 25, 37.5, 50]$ 的变化如图 8 所示。图 8(a) 仿真参数为 $N_t = N_r = 128$, $N_{\text{RF}} = N_s = 4$; 图 8(b) 仿真参数为 $N_t = N_r = 512$, $N_{\text{RF}} = N_s = 8$ 。频谱效率降低百分比为

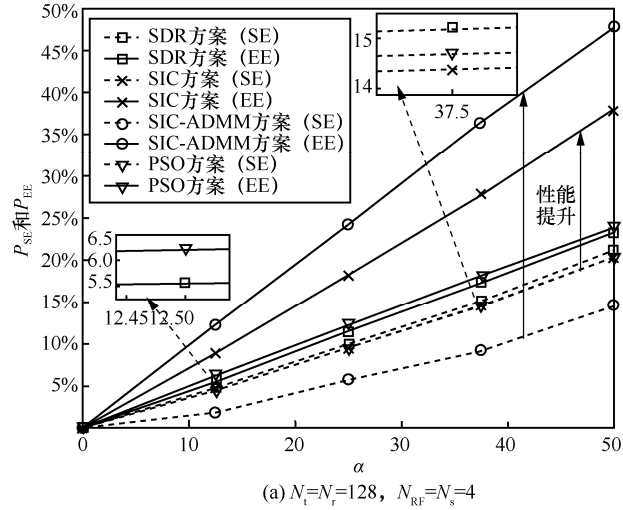
$$P_{\text{SE}} = \frac{\text{SE}^{(0)} - \text{SE}^{(\alpha)}}{\text{SE}^{(0)}} \times 100\% \quad (39)$$

其中, $\text{SE}^{(\alpha)}$ 表示关闭 $\alpha\%$ 的 PS 的频谱效率值, $\text{SE}^{(0)}$ 表示不关闭 PS 的频谱效率值。能量效率增加百分比为

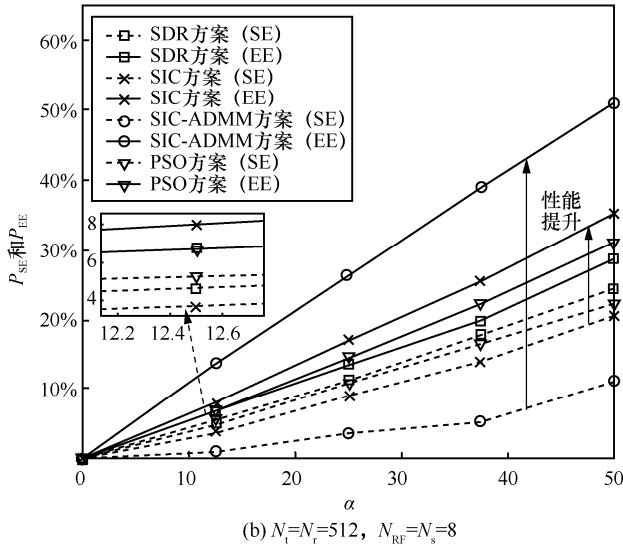
$$P_{\text{EE}} = \frac{\text{EE}^{(\alpha)} - \text{EE}^{(0)}}{\text{EE}^{(0)}} \times 100\% \quad (40)$$

其中, $\text{EE}^{(\alpha)}$ 表示关闭 $\alpha\%$ 的 PS 的能量效率值, $\text{EE}^{(0)}$ 表示不关闭 PS 的能量效率值。由图 8 可以看出, 本文 SIC-ADMM 方案牺牲频谱效率最少, 能量效率的提升最大。并且随着 α 增大, SIC-ADMM 方案的能量效率提升最快, 因为该方案将问题转化为多变量联合优化问题, 每个 PS 对应模拟预编码矩阵元素互不影响, 更适合于动态调整 PS 的应用场景。SIC 方案牺牲的频谱效率与 SDR 方案和 PSO 方案接近, 但其能量效率的提升远高于 SDR 方案和 PSO 方案。下面以 $P_{\text{EE}}-P_{\text{SE}}$ 衡量方案性能的提升。以图 8(a) 为例, 当 $\alpha = 37.5$ 时, SDR 方案和 PSO 方案的性能分别提升了 2.27% 和 3.49%, 但 SIC 方案和 SIC-ADMM 方案的性能提高分别为 13.55% 和

27.22%。因此，本文方案能够牺牲少量频谱效率换取能量效率的大幅提升。



(a) $N_t=N_r=128, N_{RF}=N_s=4$



(b) $N_t=N_r=512, N_{RF}=N_s=8$

图 8 P_{SE} 和 P_{EE} 随 α 的变化曲线

4.3 复杂度分析

算法 1 复杂度集中在以下步骤中。步骤 2)中 $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{H}^H$ 矩阵相乘运算的复杂度为 $O(N_{RF} N_r^2)$ ，步骤 4)和步骤 5)中更新 \mathbf{T} 和 \mathbf{A} 的复杂度分别为 $O(3N_{RF}^2 N_r)$ 及 $O(2N_{RF}^2 N_r)$ ，步骤 5)中 SVD 的复杂度为 $O(M_2^3)$ ，步骤 9)中的复杂度为 $O(N_{RF} N_t^2 + 5N_{RF}^2 N_t + M_1^3)$ ，步骤 10)中等效矩阵的计算复杂度为 $O(2N_{RF} N_t^2)$ 。上述部分相加后需与 N_{RF} 相乘，故总复杂度为 $O(N_{RF}^2 (N_r^2 + N_t^2) + 5N_{RF}^3 (N_r + N_t) + N_{RF} (M_1^3 + M_2^3) + 2N_{RF} N_t^2)$ 可简化为 $O(N_{RF} (4N_{RF} N_t^2 + 10N_{RF}^2 N_t + 2M_1^3))$ ，SDR 方案的复杂度为 $O(N_t^3 M^3)$ ，由于 $N_t \gg N_{RF}$ ，算法 1 复杂度远低于 SDR 方案。

算法 2 将算法 1 中的 SVD 替换成了 ADMM 算法，该步骤复杂度从 $O(M_2^3)$ 变为 $O(kM_2^2)$ ，其中 k 为迭代次数，故算法 2 总计算复杂度接近 $O(N_{RF} (N_t^2 + kM_1^2))$ 。ADMM 算法收敛性如图 9 所示，本文设后一次与前一次迭代的相对差值 vr 为纵坐标数值。

$$vr = \frac{\|\bar{\mathbf{v}}_n^{k+1} - \bar{\mathbf{v}}_n^k\|_2}{\|\bar{\mathbf{v}}_n^{k+1}\|_2} < \varepsilon \quad (41)$$

取 $\varepsilon = 10^{-6}$ ，由图 9 可以看出，当 $SNR \leq 0$ dB 时，相对差值小于 ε 时所对应的迭代数值小于 10，因此该算法可以实现快速收敛。此外，PSO 方案的复杂度为 $O(N_{pop} N_{iter} N_{RF} (M_1 + M_2))$ ，其中 N_{pop} 和 N_{iter} 分别表示种群数和迭代数，设为 $70^{[24]}$ 。本文 2 种方案与 PSO 方案相比，在复杂度上略有欠缺，但性能明显更优。

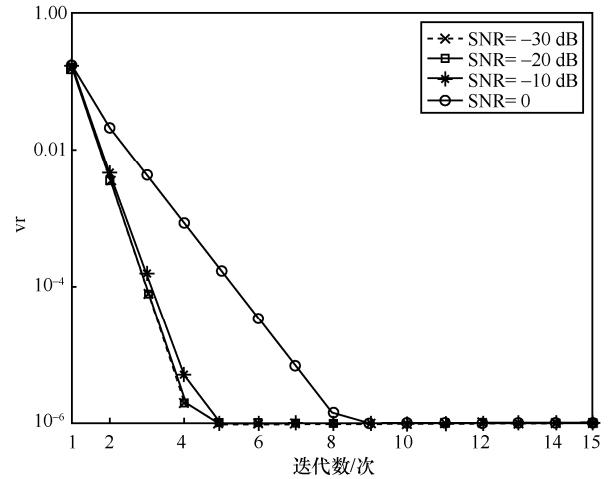


图 9 ADMM 算法收敛性

5 结束语

本文设计了一种高性能的动态连接混合预编码结构，可以有效降低系统硬件成本。在此基础上，为提高频谱利用率，本文以最大化频谱效率为目标，提出了 2 种混合预编码方案，并通过关闭一定比例的 PS 实现能量效率的大幅提升。仿真结果表明，本文提出的 SIC 方案和 SIC-ADMM 方案与典型文献方案相比均能实现更优的频谱效率和能量效率，且天线规模越大其性能提升优势越明显。在关闭相同比例的 PS 时，所提 2 种方案与现有方案相比能够牺牲更少的频谱效率换取能量效率大幅提升。

附录 1 ADMM 算法中的 KKT 条件推导

下面给出 ADMM 算法的 KKT 条件。定理 1 可确保式(29)~式(31)满足式(27)的 KKT 条件。

定理 1 令 $\{\xi^{(k)}\} = \{(\bar{\mathbf{v}}_n^{(k)}, \mathbf{w}_n^{(k)}, \mathbf{t}^{(k)})\}$ 为通过式(29)~式(31)第 k 次迭代之后产生的序列, 假定该序列有界且满足 $\lim_{k \rightarrow \infty} (\mathbf{t}^{(k)} - \mathbf{t}^{(k-1)}) = \mathbf{0}$, 则 $\{\xi^{(k)}\}$ 收敛到满足式(27)的 KKT 条件的点 $\{\xi^*\} = \{(\bar{\mathbf{v}}_n^*, \mathbf{w}_n^*, \mathbf{t}^*)\}$ 。

证明 由于 $\lim_{k \rightarrow \infty} (\mathbf{t}^{(k)} - \mathbf{t}^{(k-1)}) = \mathbf{0}$, 则根据式(31)可推出 $\lim_{k \rightarrow \infty} (\bar{\mathbf{v}}_n^{(k)} - \mathbf{w}_n^{(k)}) = \mathbf{0}$ 。观察到 \mathcal{F}_3 为封闭集合, 所以 $\{\mathbf{w}_n^{(k)}\}$ 为封闭序列。根据范数性质, $\|\bar{\mathbf{v}}_n^{(k)}\|_2 \leq \|\bar{\mathbf{v}}_n^{(k)} - \mathbf{w}_n^{(k)}\|_2 + \|\mathbf{w}_n^{(k)}\|_2$, 可以得到 $\{\bar{\mathbf{v}}_n^{(k)}\}$ 有界。因此序列 $\{\xi^{(k)}\}$ 收敛, 式(29)~式(30)的最优 KKT 条件为

$$-2\mathbf{R}\bar{\mathbf{v}}_n^* + \mathbf{t}^* = \mathbf{0} \quad (42)$$

$$\mathbf{0} \in -\mathbf{t}^* + \partial_{\mathbf{w}_n} \tilde{I}_{\mathcal{F}_3} \left\{ \mathbf{w}_n^* \right\} \quad (43)$$

$$\bar{\mathbf{v}}_n^* - \mathbf{w}_n^* = \mathbf{0} \quad (44)$$

其中, $\partial_{\mathbf{w}_n}$ 为 \mathbf{w}_n 的次梯度。

证毕。

参考文献:

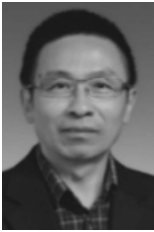
- [1] CHEN Y, CHEN D, JIANG T, et al. Millimeter-wave massive MIMO systems relying on generalized sub-array-connected hybrid precoding[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(9): 8940-8950.
- [2] ANDREWS J G, BUZZI S, CHOI W, et al. What will 5G be?[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1065-1082.
- [3] YU X H, ZHANG J, LETAIEF K B. Partially-connected hybrid precoding in mm-wave systems with dynamic phase shifter networks[C]//2017 IEEE 18th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-5.
- [4] ZHAO X W, ABDO A M A, XU C, et al. Dimension reduction of channel correlation matrix using CUR-decomposition technique for 3-D massive antenna system[J]. IEEE Access, 2018, 6: 3031-3039.
- [5] HEATH R W, GONZÁLEZ-PRELCIC N, RANGAN S, et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(3): 436-453.
- [6] SONG X S, KUHNE T, CAIRE G. Fully-connected vs. sub-connected hybrid precoding architectures for mmWave MU-MIMO[C]//2019 IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-7.
- [7] LIN C, LI G Y. Indoor terahertz communications: how many antenna arrays are needed?[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(6): 3097-3107.

- [8] KIM C, KIM T, SEOL J Y. Multi-beam transmission diversity with hybrid beamforming for MIMO-OFDM systems[C]//2013 IEEE Globecom Workshops. Piscataway: IEEE Press, 2013: 61-65.
- [9] XU F Y, ZHANG H L. Min-SINR maximization for mmWave massive MISO-NOMA system with randomly directional beamforming[J]. IEEE Access, 2020, 8: 81997-82011.
- [10] GARCIA-RODRIGUEZ A, VENKATESWARAN V, RULIKOWSKI P, et al. Hybrid analog-digital precoding revisited under realistic RF modeling[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2016, 5(5): 528-531.
- [11] ALKHATEEB A, HEATH R W. Frequency selective hybrid precoding for limited feedback millimeter wave systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(5): 1801-1818.
- [12] EISENBEIS J, TINGULSTAD M, KERN N, et al. Hybrid beamforming analysis based on MIMO channel measurements at 28 GHz[C]//2020 50th European Microwave Conference. Piscataway: IEEE Press, 2021: 638-641.
- [13] YU X H, SHEN J C, ZHANG J, et al. 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.
- [14] GAO X Y, DAI L L, HAN S F, et al. 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.
- [15] 赵宏宇, 姚红艳. 毫米波 massive MIMO 系统中混合连接的混合预编码设计[J]. 通信学报, 2020, 41(3): 45-52.
ZHAO H Y, YAO H Y. Design of hybridly-connected hybrid precoding in millimeter-wave massive MIMO system[J]. Journal on Communications, 2020, 41(3):45-52.
- [16] YANG F, WANG J B, CHENG M, et al. A partially dynamic subarrays structure for wideband mmWave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(12): 7578-7592.
- [17] PARK S, ALKHATEEB A, HEATH R W. Dynamic subarrays for hybrid precoding in wideband mmWave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(5): 2907-2920.
- [18] TSINOS C G, OTTERSTEN B. An efficient algorithm for unit-modulus quadratic programs with application in beamforming for wireless sensor networks[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2018, 25(2): 169-173.
- [19] ZHU F C, GAO F F, YAO M L, et al. Joint information- and jamming-beamforming for physical layer security with full duplex base station[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(24): 6391-6401.
- [20] ZHAO P Y, LIU W D, QUAN J G, et al. Hybrid precoding with two-layer phase shifter feeding network for mmWave FD-MIMO systems[C]//2017 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [21] AYACH O E, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(3): 1499-1513.
- [22] SOHRABI F, YU W. Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale antenna arrays[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(3):501-513.
- [23] BOYD S, PARIKH N, CHU E, et al. Distributed optimization and

statistical learning via the alternating direction method of multipliers[J]. Foundations & Trends in Machine Learning, 2010, 3(1): 1-122.

- [24] KHALID S, ABBAS W B, KIM H S, et al. Evolutionary algorithm based capacity maximization of 5G/B5G hybrid precoding systems[J]. Sensors, 2020, 20(18): 5338.
- [25] ALKHATEEB A, AYACH O E, LEUS G, et al. Hybrid precoding for millimeter wave cellular systems with partial channel knowledge[C]// Information Theory and Applications Workshop. Piscataway: IEEE Press, 2013:1-5.
- [26] ZHAO X W, ZHANG Y, GENG S Y, et al. Hybrid precoding with phase shifter reduction for 5G massive antenna multi-user systems in millimetre wave[J]. IET Communications, 2019, 13(16):2429-2435.
- [27] MENDEZ-RIAL R, RUSU C, ALKHATEEB A, et al. Channel estimation and hybrid combining for mmWave: phase shifters or switches?[C]//Information Theory and Applications Workshop. Piscataway: IEEE Press, 2015: 90-97.

[作者简介]



赵雄文（1964-），男，陕西清涧人，博士，华北电力大学教授、博士生导师，主要研究方向为无线通信与电力系统通信等。



张钰（1995-），女，安徽六安人，华北电力大学博士生，主要研究方向为 5G 毫米波通信中的预编码技术、非正交多址接入技术等。



耿绥燕（1966-），女，陕西绥德人，华北电力大学副教授，主要研究方向为短距离无线通信技术等。



秦鹏（1987-），男，河南商丘人，博士，华北电力大学副教授，主要研究方向为网络通信技术等。



刘瑶（1997-），女，天津人，华北电力大学硕士生，主要研究方向为毫米波 Massive MIMO 预编码技术。



周振宇（1983-），男，河北张家口人，博士，华北电力大学教授、博士生导师，主要研究方向为无线通信网络与新技术、物联网与现代传感技术、能源互联网信息通信技术等。