面向能量高效多用户 MIMO-OFDM 通感一体化系统的数字与混合预编码及射频链选择设计

Po-Chun Kang、Ming-Chun L ee，*IEEE*会员、Tzu-Chien Chiu、Ting-Yao Kuo和Ta-Sung Lee，*IEEE*会士

arXiv:2602.01121v1 [eess.SP] 1 Feb 2026

摘要—近年来，利用多输入多输出（MIMO）与正交频分复用（OFDM）实现通感一体化（ISAC）已受到广泛关注。现有大多数研究侧重于提升MIMO-OFDM通感一体化性能，而发射功率和射频（RF）电路功耗对能量效率（EE）的影响仍相对缺乏研究。为弥补这一空白，本文研究多用户MIMO-OFDM通感一体化系统中的联合预编码与射频链选择，并通过联合优化预编码和射频链激活，为全数字式和混合预编码架构设计能效方案。具体而言，我们首先构建一个受感知性能约束的能效最大化问题。随后，针对两种架构分别提出高效的优化算法，并分析其计算复杂度和收敛特性。在所提方法的基础上，本文还给出了频谱效率—功耗权衡设计。仿真结果表明，与现有方案相比，所提方法能够显著改善通感一体化系统中的能效—感知权衡。

关键词—**通感一体化、能量效率、MIMO-OFDM、多用户预编码。**

I. 引言

为支持新兴应用并缓解通信系统与感知系统之间的频谱竞争，通感一体化（ISAC）的概念已在学术界和工业界得到广泛研究[1], [2]。在各种 ISAC 架构中，采用传统正交频分复用（OFDM）波形，同时支持雷达感知和数据传输的通信中心型系统受到了广泛关注 [3]–[5]。与此同时，无线通信系统日益增长的复杂度以及现代应用不断提高的性能需求，导致系统能耗显著增加，使能效型系统设计成为一项关键挑战 [6]。从物理层的角度来看，射频（RF）电路功耗通常占总能耗的很大一部分。因此，提高能量效率（EE）不仅需要适当控制发射功率，还需要谨慎管理电路功耗，例如关闭不必要的射频链[7]。这一观察促使越来越多的研究开始探讨通感一体化系统的能效 [8]–[16]。

P.-C. Kang、M.-C. Lee、T.-Z. Chiu、T.-Y. Kuo 和 T.-S. Lee 均任职于台湾新竹 30010 的国立阳明交通大学通信工程研究所。（电子邮件：kangpopo2255.ee11@nycu.edu.tw、mingchunlee@nycu.edu.tw、howard891108@gmail.com、guo.ting.Yao.ee13@nycu.edu.tw、tslee@nycu.edu.tw）

A. 文献综述

为解决通感一体化系统中的能效问题， [8]–[10] 将发射功耗纳入考量，并设计了以提升能效为重点的波束成形方案。其研究结果表明，以能效为导向的设计可能与以吞吐量和感知为导向的设计大不相同。随后， [11], [12] 中类似的研究也考虑了信道不确定性和混合波束成形架构，并表明与不考虑能效的设计相比，采用基于能效的波束成形设计可以提升能效。

随着天线数量增加，射频电路的能耗变得不可忽视。因此，已有研究还探索了预编码与射频链选择的联合设计，通过进一步利用射频链的开关切换来提升能效 [13]–[15]。具体而言， [13],提出了一种混合预编码器与射频链选择的联合设计，并指出只有将硬件成本降至最低，才能实现最佳能效。随后， [14],将 [13] 中的研究扩展到在联合设计射频链选择与混合预编码器时考虑数模转换器（DAC）的分辨率。类似地， [15],考虑了速率分拆多址（RSMA）以及射频链中的低分辨率数模转换器，以降低每条射频链的功耗，并提出了相应的高能效联合预编码与射频链选择设计。此外， [16],在考虑物联网（IoT）设备及其能效导向设计时，引入了整个基带电路的开关机制，以降低能耗。尽管[8]–[16] 采用不同方法和架构，研究了同时考虑预编码与硬件能耗的能效设计，但这些研究均针对简单的窄带MIMO通感一体化系统，尚未从能效角度研究宽带MIMO通感一体化系统。

另一方面，基于正交频分复用的通感一体化系统作为一种前景广阔的宽带通感一体化系统，过去几年受到了广泛研究。例如，文献 [17]研究了正交频分复用系统中感知与通信之间的基本权衡；文献 [18]探讨了峰均功率比（PAPR）问题；文献 [19] 则研究了导频功率分配与布置。为提升通感一体化性能，采用天线阵列的MIMO-OFDM通感一体化系统得到了深入探讨。例如，文献[20], [21]讨论了不同的目标参数估计方法。此外，波束成形与预编码设计

也得到了研究。例如，文献 [22] 提出了一种基于库尔贝克-莱布勒散度（KLD）的方法，用于联合设计发射和接收波束成形器。为提升感知要求严苛时 MIMO-OFDM通感一体化系统的性能，文献[23] 提出了一种子载波分配策略及相应的多用户混合预编码。为使 MIMO-OFDM通感一体化系统实现空间复用，文献 [24] 通过最大化感知互信息并保证达到所需的通信信号与干扰加噪声比（SINR），研究了预编码优化。文献 [25], 利用回波信号的稀疏性，提出了一种联合发射波束成形与目标参数估计方法。高峰均功率比是MIMO-OFDM通感一体化系统面临的一大难题，因此文献 [26]提出了一种低 PAPR 波形设计。鉴于 MIMO-OFDM通感一体化系统的设计通常采用通信与感知各自独立的视角，文献 [27] 从统一的互信息视角研究了系统设计。

采用抽象的设计准则（例如信号与干扰加噪声比、互信息和克拉美-罗界（CRB））时，设计问题可能更易于处理。这些方法可能无法直接对应检测流程。为解决这一问题， [28]–[30] 研究了距离-多普勒图，进而为MIMO-OFDM一体化感知与通信系统设计了波束成形方法。同样，依赖高层准则的方法可能忽略调制符号的影响，因此 [31]–[33]探讨了能够纳入符号影响的符号级预编码技术。近年来，为了利用阵列信号处理领域长期研究的稀疏阵列架构，考虑稀疏阵列的MIMO-OFDM ISAC系统开始受到关注，并在 [34] 和 [35]中进行了讨论。

B. 主要贡献

尽管已有大量关于MIMO-OFDM ISAC系统的研究发表，但据我们所知，能效设计仍鲜有研究，现有能效研究主要聚焦于窄带MIMO一体化感知与通信系统。另一方面，要显著提升通感一体化系统的能效，有必要采用联合预编码和射频链选择策略，因为必须综合考虑发射功耗与硬件成本。然而，将现有窄带方法扩展到宽带MIMO-OFDM通感一体化系统并非易事，因为不同子载波可能经历不同的信道衰落，而且跨子载波进行预编码时，需要仔细考量以确保感知性能可靠。因此，当前通感一体化文献在能效设计方面仍存在显著空白。鉴于MIMO-OFDM通感一体化系统预计将在下一代无线网络中发挥关键作用，这一问题尤为重要 [36]。

为弥补这一空白，本文全面研究了面向能效型多用户MIMO-OFDM 通感一体化系统的联合预编码与射频链选择方法，其中考虑全连接（FC）和部分连接（PC）架构下的全数字式（FD）预编码与混合预编码。为此，我们首先研究能效模型和感知设计准则，随后，构建全数字预编码与射频链选择问题，以最大化能效，同时保证感知性能。鉴于该设计问题是一个难以求解的非线性混合整数问题，我们提出了一种设计框架：先利用双曲正切函数近似能耗模型，再将问题转化为一系列可通过迭代求解的子问题。作为对依赖双曲正切函数的所提框架的补充，我们还提出了不使用近似的贪心方法和基于暴力搜索的方法，但其代价是更高的复杂度。由于所提出的能效最大化预编码设计方法可轻松扩展为频谱效率（SE）与功耗权衡设计，因此本文也给出了相应的权衡设计方法。

在获得全数字预编码的设计方法后，本文进一步提出了适用于全连接和部分连接架构的混合预编码与射频链选择设计方法。在全连接和部分连接架构下设计方法的基本思路是：首先推导相应的全数字预编码和射频链选择方案，然后在修订后的射频电路能耗模型下，使模拟与数字预编码以及射频链选择设计尽可能接近其全数字方案。本文分析了所提设计方法的收敛性和复杂度，并通过计算机仿真验证了这些方法的有效性。结果表明，与文献中的参考方案相比，本文方法能够实现更优的能效-感知权衡。此外，结果还验证了所提方法能够合理地调整射频链的开关切换。本文的主要贡献总结如下：

- 为弥补多用户MIMO-OFDM一体化感知与通信系统中尚未研究能效最大化联合预编码与射频链选择这一空白，本文研究了全数字预编码和混合预编码架构的设计方法。据我们所知，本文首次开展了此类研究。
- 通过研究能效模型和感知准则，本文针对采用全数字预编码和混合预编码架构的 MIMO-OFDM 通感一体化系统，提出了用于最大化能效的联合预编码与射频链选择设计问题，并提出了新颖的求解方法。此外，还将该方法扩展至频谱效率-功耗权衡设计。
- 本文给出了所提方法的理论收敛性与复杂度分析。此外，还通过计算机仿真评估所提方法。结果清楚地表明，与参考方案相比，所提设计方法具有优越性。

II. 系统模型

本文考虑一个配备 MIMO-OFDM 一体化感知与通信发射机的基站（BS），同时为 N_{UE} 个用户提供通信服务并感知 N_{tar} 个目标。该基站配备 N_{t} 根发射天线和 $N_{\mathrm{r}}^{\mathrm{sen}}$ 根雷达接收天线，用于接收来自感知目标的回波。

每个用户配备 N_{r} 根接收天线，用于接收来自基站的通信信号。我们假设点目标假设成立，并认为所有待感知目标均为视距（LoS）目标。

A. 通信信号模型

我们考虑包含 N_{sub} 个子载波和 N_{sym} 个OFDM符号的OFDM信号，并且基站旨在为每个用户在每个子载波上发送N_s 个数据流。然后，按照标准的MIMO-OFDM处理流程，用户 u 在OFDM符号l 的子载波 k 上的等效接收基带信号可表示为：

$$\mathbf{y}_{k,l}^{u}=\mathbf{H}_{k,u}\left(\mathbf{F}_{k,u}\mathbf{s}_{k,l}^{u}+\sum_{i=1,i\neq u}^{N_{\mathrm{UE}}}\mathbf{F}_{k,i}\mathbf{s}_{k,l}^{i}\right)+\mathbf{n}_{k,l}^{u},\tag{1}$$

其中，$\mathbf{H}_{k,u}$、$\mathbf{F}_{k,u}$和$\mathbf{s}_{k,l}^{u}$ 分别表示用户 u 在子载波 k和OFDM符号 l上的信道矩阵、预编码矩阵和发送符号；$\mathbf{n}_{k,l}^{u}$ 表示方差为 σ_{n}^{2}的白高斯噪声。需要注意的是，这里我们假设多个OFDM符号共用相同的预编码矩阵和信道矩阵，这反映了实际情况：预编码器通常每隔几个符号才更新一次，且信道相干时间长于OFDM符号的符号时长。也就是说，将下文所提的设计方法扩展到其他情形是可行且简单直接的。我们令$\mathbf{F}_k=\left[\mathbf{F}_k^1,\ldots,\mathbf{F}_k^{N_{\mathrm{UE}}}\right]$ 和$\mathbf{F}=[\mathbf{F}_1,\ldots,\mathbf{F}_{N_{\mathrm{sub}}}]$。然后，根据式（1），频谱效率可表示为：

$$R(\mathbf{F})=\frac{\sum_{u=1}^{N_{\mathrm{UE}}}\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{sub}}}\log\left|\mathbf{I}_{N_{\mathrm{r}}}+\mathbf{R}_{\mathrm{in},k,u}^{-1}\mathbf{H}_{k,u}\mathbf{F}_{k,u}\left(\mathbf{F}_{k,u}\right)^{H}\mathbf{H}_{k,u}^{H}\right|}{N_{\mathrm{sub}}},\tag{2}$$

其中

$$\mathbf{R}_{\mathrm{in},k,u}=\sum_{i=1,i\neq u}^{N_{\mathrm{UE}}}\mathbf{H}_{k,u}\mathbf{F}_{k,i}\left(\mathbf{F}_{k,i}\right)^{H}\mathbf{H}_{k,u}^{H}+\sigma_{\mathrm{n}}^{2}\mathbf{I}_{N_{\mathrm{r}}}\tag{3}$$

是用户 u 的干扰加噪声协方差矩阵。

B. 感知信号模型

当存在 N_{tar} 个目标时，采用标准 OFDM 处理后，子载波 k 和 OFDM 符号 l 上接收到的雷达信号表示为：

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_{k,l}^{\mathrm{Ra}}=&\sum_{t=1}^{N_{\mathrm{tar}}}\beta_t\mathbf{a}_{\mathrm{r}}\left(f_k,\theta_t\right)\mathbf{a}_{\mathrm{t}}^{H}\left(f_k,\theta_t\right)\mathbf{F}_k\\&\cdot\mathbf{s}_{k,l}e^{-j2\pi k\Delta f\tau_t}e^{j2\pi f_{\mathrm{D},t}l(T_{\mathrm{sym}}+T_{\mathrm{CP}})}+\mathbf{n}_{k,l}^{\mathrm{Ra}},\end{aligned}\tag{4}$$

其中，$\mathbf{s}_{k,l}=[\mathbf{s}_{k,l}^{1},\ldots,\mathbf{s}_{k}^{N_{\mathrm{UE}}},{}_{,l}]$；$\beta_t$, $\mathbf{a}_{\mathrm{r}}$, $\mathbf{a}_{\mathrm{t}}$, τ_t, $f_{\mathrm{D},t}$ 分别为目标 t的雷达散射截面（RCS）、接收导向矢量、发射导向矢量、时延和多普勒频移；T_{sym}, T_{CP}和 $\mathbf{n}_{k}^{\mathrm{Ra}},{}_{l}$ 分别为 OFDM 符号周期、循环前缀的时长，以及 OFDM 符号 l 的子载波 k 上的感知噪声向量，其方差为 σ^{sen^2} n。为简单起见，此处考虑均匀线性阵列。因此，$[\mathrm{a_r}(f_k,\theta_t)]_{n_{\mathrm{r}}}=e^{-j2\pi f_k(n_{\mathrm{r}}-1)d_{\mathrm{rx}}\sin\theta_t}$和 $[\mathrm{a_t}(f_k,\theta_t)]_{n_{\mathrm{t}}}=e^{-j2\pi f_k\left(n_{\mathrm{t}}-1\right)\,d_{\mathrm{tx}}\,\text{正弦}\theta_t}$，其中 f_k为子载波 k的子载波频率。需要指出的是，推广到其他天线阵列结构也很简单。

我们采用 [21] 中提出的基于分段FFT的雷达信号感知流程，对目标进行检测，并估计其距离、多普勒速度和角度。其思路是先从接收信号中去除不需要的预编码符号$\mathbf{x}_{k,\,l}=\mathbf{F}_k\mathbf{s}_{k,\,l}$，然后检测目标。为此，我们首先利用导向矢量，对每个子载波和角度进行接收波束成形，将接收信号从天线域转换到角度域。假设采用角度为 θ_m 的接收波束成形，则有：

$$\begin{aligned}\tilde{y}_{m,k,l}=&\mathbf{a}_{\mathrm{r}}^{H}\left(f_k,\theta_m\right)\mathbf{y}_{k,l}^{\mathrm{Ra}}\approx N_{\mathrm{r}}^{\mathrm{sen}}\mathbf{a}_{\mathrm{t}}^{H}(f_k,\theta_m)\mathbf{x}_{k,l}\\&\cdot\sum_{t\in\mathcal{T}_m}\beta_t e^{j2\pi k\Delta f\tau_t}e^{j2\pi f_{D_t}lT}+\mathbf{a}_{\mathrm{r}}^{H}\left(f_k,\theta_m\right)\mathbf{n}_{k,l},\end{aligned}\tag{5}$$

其中 $\mathcal{T}_m=\{t:\ |\theta_t-\theta_m|<\frac{\epsilon_{\mathrm{a}}}{2},\forall t=1\ldots,\ N_{\mathrm{tar}}\}$，且 ϵ_{a} 是可容忍的角度近似误差。然后，通过除法从 $\tilde{y}_{m,\,k,\,l}$ 中去除符号$\mathbf{x}_{k,\,l}$：

$$\begin{aligned}z_{m,k,l}&=\tilde{y}_{m,k,l}/\alpha_m\mathbf{a}_{\mathrm{t}}^{H}(f_k,\theta_m)\mathbf{x}_{k,l}\\&=\frac{N_{\mathrm{r}}^{\mathrm{sen}}}{\alpha_m}\sum_{t\in\mathcal{T}_m}\beta_t e^{j2\pi k\Delta f\tau_t}e^{j2\pi f_{D_t}lT}+\frac{\mathbf{a}_{\mathrm{r}}^{H}\left(f_k,\theta_m\right)\mathbf{n}_{k,l}}{\alpha_m\mathbf{a}_{\mathrm{t}}^{H}(f_k,\theta_m)\mathbf{x}_{k,l}},\end{aligned}\tag{6}$$

其中 $\alpha_m=\sqrt{\frac{\sum_{k,\,l}|\tilde{y}_{m,\quad k\,l}/\ {}_{\mathrm{t}}^{H}\ f_k\ \theta_m\quad k\,l}|^2.\ \mathbf{a}(,\ )\mathbf{x}.\ .\ .\ .}{\sum_{k\,l}|\tilde{y}_{m\ k\,l}|^2}}$是角度 θ_m的归一化因子，除以该因子后，每个角度的总接收功率保持不变 [21]。接下来，我们通过应用 IFFT 和 FFT，将信号从时频域变换到时延-多普勒域。由此得到的时延-多普勒（RD）图如下：

$$\begin{aligned}Z_{m,k',l'}&=\frac{1}{\sqrt{N_{\mathrm{sub}}N_{\mathrm{sym}}}}\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{sub}}}\sum_{l=1}^{N_{\mathrm{sym}}}z_{m,k,l}e^{j2\pi\frac{k'}{N_{\mathrm{sub}}}k}e^{-j2\pi\frac{l'}{N_{\mathrm{sym}}}l}\\&\approx\frac{N_{\mathrm{r}}^{\mathrm{sen}}\sqrt{N_{\mathrm{sub}}N_{\mathrm{sym}}}}{\alpha_m}\sum_{t=\mathcal{T}_{m,k',l'}}\beta_t+N_{m,k',l'},\end{aligned}\tag{7}$$

其中 $\mathcal{T}_{m\,k'\,l'}=\{t\ \ |\theta_t-\theta_m|\leq\frac{\epsilon_{\mathrm{a}}}{2}\wedge|\frac{\tau_t}{\epsilon_{\mathrm{d}}}-k'|\leq\frac{\epsilon_{\mathrm{d}}}{2}\wedge\downarrow\!\!\downarrow\frac{f_{\mathrm{D}}\,t}{\epsilon_{\mathrm{D}}}-__,\ :\ l'\!\downarrow\!\leq\frac{\epsilon_{\mathrm{D}}}{2}\ \forall t=1\ldots\ N_{\mathrm{tar}}\}$ $\epsilon_{\mathrm{d}}=\frac{1}{N_{\mathrm{sub}}\Delta f}$. ， ，是时延分辨率，$\epsilon_{\mathrm{D}}=\frac{1}{N_{\mathrm{sym}}\ (T_{\mathrm{sym}}+T_{\mathrm{CP}})}$是多普勒分辨率，并且

$$\begin{aligned}N_{m,k',l'}=&\frac{1}{\sqrt{N_{\mathrm{sub}}N_{\mathrm{sym}}}}\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{sub}}}\sum_{l=1}^{N_{\mathrm{sym}}}\frac{\mathbf{a}_{\mathrm{r}}^{H}\left(f_k,\theta_m\right)\mathbf{n}_{k,l}}{\alpha_m\mathbf{a}_{\mathrm{t}}^{H}(f_k,\theta_m)\mathbf{x}_{k,l}}\\&\cdot e^{j2\pi\frac{k'}{N_{\mathrm{sub}}}k}e^{-j2\pi\frac{l'}{N_{\mathrm{sym}}}l},\end{aligned}\tag{8}$$

是时延-多普勒图上的等效距离-多普勒图高斯噪声，其均值为零，方差为

$$\mathrm{Var}\left(N_{m,k',l'}\right)=\frac{N_{\mathrm{r}}^{\mathrm{sen}}\sigma_{\mathrm{n}}^{\mathrm{sen}^2}}{\alpha_m^2N_{\mathrm{sub}}N_{\mathrm{sym}}}\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{sub}}}\sum_{l=1}^{N_{\mathrm{sym}}}|\mathbf{a}_{\mathrm{t}}^{H}(f_k,\theta_m)\mathbf{x}_{k,l}|^{-2}.\tag{9}$$

最后，为了检测目标，我们针对使用不同波束成形角度θ_m生成的距离-多普勒图，分别应用单元平均恒虚警率（CA-CFAR）检测。功率足够大的距离-多普勒单元（k'，l'）将

被检测为存在目标。我们将 $\mathcal{M}$ 表示为波束成形角度集合。然后，对所有波束成形角度 θ_m，$\forall m \in \mathcal{M}$应用上述步骤，即可检测不同角度下具有不同距离和多普勒速度的目标。此外，我们可能假设距离-多普勒域的分辨率足够高，因此对于特定的距离和多普勒速度组合，至多存在一个目标；每当在不同角度下检测到相同的距离-多普勒单元时，我们只将功率最大的那个视为正确角度，这与本节开头的点目标假设相符。请注意，根据 [21]，若不采用点目标假设，则可能无需进行此类处理。

C. 功耗与能效模型

开启或关闭射频链时，电路功耗可能会发生显著变化。根据 [37]，所考虑的 MIMO-OFDM 发射机的总功耗可计算为：

$$P_{\text{total}}(\mathbf{F}) = \sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}} \|\mathbf{F}_k\|_{\text{F}}^2/\eta_{\text{PA}} + P_{\text{BB}} + P_{\text{RF}} \sum_{i=1}^{N_{\text{RF}}} u\left(\|\mathbf{F}(i,:)\|_2\right), \tag{10}$$

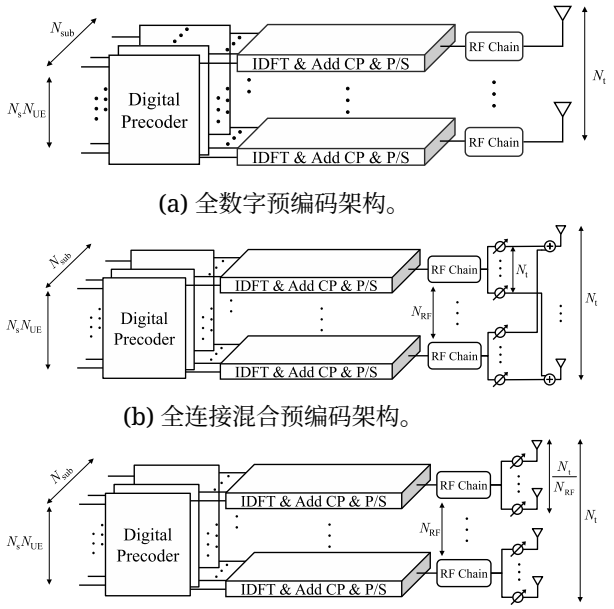
其中，N_{RF} 为射频链数量，η_{PA} 为功率放大器效率；P_{BB} 和 P_{RF} 分别为基带预编码器和已激活射频链的功耗；函数 $u(t)$为单位阶跃函数，当 $t > 0$ 时其值为 1，这表示如果某条射频链上没有传输，该射频链可能会被关闭。注意，式 (10) 中的第一项为发射功耗，第三项为激活射频链所消耗的总功耗。随后，根据式 (2) 和式 (10)，MIMO-OFDM通感一体化系统的能量效率（EE）表示为 $EE(\mathbf{F}) = {}^{R}(\mathbf{F})\ P_{\text{total}}(\mathbf{F})$。

D. 发射天线阵列架构

本文研究了图 1 所示的三种不同发射天线阵列架构下的能效设计，包括全数字预编码、全连接混合预编码和部分连接混合预编码架构。对于不同的天线阵列架构，前述系统模型和信号模型大多适用，变化仅体现在$\mathbf{F}_k$的数学结构上。全数字预编码没有特殊结构。另一方面，采用混合预编码时，$\mathbf{F}_k$需要进一步拆分为基带数字预编码和模拟预编码两部分，其中模拟预编码由移相器构成，且全连接和部分连接混合预编码所采用的移相器结构有所不同。如图 1 所示，在全连接架构中，每条射频链通过独立的移相器连接到所有天线。不同的是，在部分连接架构中，每条射频链连接到一组独立的 $\frac{N_{\text{t}}}{N_{\text{RF}}}$ 移相器和天线，构成该射频链对应的子阵列；为简单起见，本文将 $\frac{N_{\text{t}}}{N_{\text{RF}}}$ 设为整数。

III. 高能效数字预编码与射频链选择方法

本文旨在为传统架构开发一种能效高的预编码与射频链选择方法，



(a) 全数字预编码架构。

(b) 全连接混合预编码架构。

(c) 部分连接混合预编码架构。

图1：不同天线架构的示意图。

以及全数字和混合预编码架构。为此，本节首先介绍全数字预编码。我们首先构建能效最大化问题，以便对通感一体化系统中的预编码和射频链选择进行联合优化。随后，提出并讨论求解该问题的方法。

A. 问题表述

为了推导通感一体化系统的能效最大化问题，我们需要为能效和雷达感知制定设计准则。接着可以看到，第二节中的检测流程所对应的检测率在很大程度上取决于距离-多普勒图的信号功率和噪声功率。此外，由式 (9) 可知，噪声功率与 $|\mathbf{a}_{\text{t}}^H(f_k,\ \theta_m)\mathbf{F}_k\mathbf{s}_{k,\ l}|^2$ 成反比。因此，我们将子载波 k 上朝向角度 θ 的波束功率定义为：

$$B_k(\mathbf{F}_k, \theta) = \|\mathbf{F}_k^H \mathbf{a}(f_k, \theta)\|^2. \tag{11}$$

然后，按照与 [19] 中类似的检测概率分析，可以得到以下引理：

引理 1. 假设目标位于角度 θ。令 P_{th} 为满足 $B_k(\mathbf{F}_k, \theta) \geq P_{th}, \forall k$ 的某个下界。当发送的数据符号满足独立同分布标准高斯分布假设时，若提高下界 P_{th}，则可以提高检测概率。

证明。 分析过程与 [19] 中的距离-多普勒图分析相同。 □

根据引理 1，我们考虑在满足所需检测概率下界的同时最大化能效。因此，设计问题可表述为：

$$\max_{\mathbf{F}} \quad EE(\mathbf{F})$$
$$\text{s.t.} \quad B_k(\mathbf{F}_k, \theta) \geq P_{\text{th}}, \forall k = 1 \ldots N_{\text{sub}}, \forall \theta \in \Theta_{\text{tar}}, \tag{12a}$$
$$\sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}} \|\mathbf{F}_k\|_F^2 \leq P_{\text{tx}}, \tag{12b}$$

其中， Θ_{tar} 是包含所有感兴趣角度的集合，(12a)有助于保证引理 1 所示的感知性能，而 (12b) 是发射功率约束。我们发现，由于 (12) 包含多个非凸项，因此难以使用标准求解器求解。下文第 II-B 节将分析该问题，并提出一种有效的解决方法。

B. 所提出的迭代设计方法

为推导该设计方法，我们首先需要处理不可微的单位阶跃函数，其对应于(10)中的射频链选择特性，即选择开启或关闭哪些射频链。具体而言，我们观察到$\|\mathbf{F}(i,:)\|_2$是非负的。因此，我们提出使用双曲正切函数来近似单位阶跃函数，即令 $u(x) \approx \tanh(x) \quad \forall x \geq 0$。由此，近似总功耗可表示为:

$$\hat{P}_{\text{total}}(\mathbf{F},\lambda)=\sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\|\mathbf{F}_k\|_F^2/\eta_{\text{PA}}+P_{\text{BB}}+P_{\text{RF}}\hat{N}_{\text{RF}}(\mathbf{F},\lambda), \quad (13)$$

其中$\hat{}$ $N_{\text{RF}}(\mathbf{F},\lambda)=\sum_{i=1}^{N_{\text{RF}}}\tanh(\lambda\|\mathbf{F}(i,:)\|_2)$，且 λ是控制双曲正切$\hat{}$函数形状的系数，其中若 $\lambda\to\infty$，则 $P_{\text{total}}\to P_{\text{total}}$。利用(13)，由 λ 参数化的近似设计问题可得:

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{F}}\quad & R(\mathbf{F})/\hat{P}_{\text{total}}(\mathbf{F},\lambda)\\ \text{s.t.}\quad & B_k(\mathbf{F}_k,\theta)\geq P_{\text{th}},\forall k,\theta,\quad \sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\|\mathbf{F}_k\|_F^2\leq P_{\text{tx}}.\end{aligned} \quad (14)$$

随后，由于式 (14) 中的问题是一个分式问题，因此可以采用 [38] 提出的二次变换（QT）来处理，并将该问题等价地改写为:

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{F},\mu}\quad & 2\mu R^{\frac{1}{2}}(\mathbf{F})-\mu^2\hat{P}_{\text{total}}(\mathbf{F},\lambda)\\ \text{s.t.}\quad & B_k(\mathbf{F}_k,\theta)\geq P_{\text{th}},\forall k,\theta,\quad \sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\|\mathbf{F}_k\|_F^2\leq P_{\text{tx}},\end{aligned} \quad (15)$$

其中， μ 是一个辅助变量；给定 $\mathbf{F}$ 时，其最优解为:

$$\mu^\star=R^{\frac{1}{2}}(\mathbf{F})/\hat{P}_{\text{total}}(\mathbf{F},\lambda), \quad (16)$$

其中， $\mu^\star$ 通过求解式 (15) 中目标函数的一阶最优性条件得到。注意，将 $\mu^\star$ 代入式 (15) 的目标函数后，可以确实从式 (15) 还原出式 (14)。接下来，由于 $R(\mathbf{F})$ 仍然是非凸的，我们采用 [39, 定理 17] 中的 WMMSE方法进行处理，该方法可将加权和速率最大化问题转化为加权最小均方误差问题。随后，我们给出引理 2:

引理 2. 给定子载波 k 的预编码矩阵集合 $\mathbf{F}_{k,u},\forall u$后，用户 u 在子载波 k 上的频谱效率 $R_{k,u}$ 为:

$$\begin{aligned}R_{k,u}(\mathbf{F}_k)&=\log\left|\mathbf{I}_{N_r}+\mathbf{R}_{\text{in,k,u}}^{-1}\mathbf{H}_{k,u}\mathbf{F}_{k,u}(\mathbf{F}_{k,u})^H\mathbf{H}_{k,u}^H\right|\\&=\max_{\mathbf{U}_{k,u},\mathbf{W}_{k,u}}\log|\mathbf{W}_{k,u}|-\text{tr}(\mathbf{W}_{k,u}\mathbf{E}_{k,u})+N_r,\end{aligned} \quad (17)$$

其中，$\mathbf{W}_{k,u}\in\mathbb{C}^{N_r\times N_r}$ 是一个辅助矩阵，并且

$$\begin{aligned}\mathbf{E}_{k,u}=&\left(\mathbf{I}-\mathbf{U}_{k,u}^H\mathbf{H}_{k,u}\mathbf{F}_{k,u}\right)\left(\mathbf{I}-\mathbf{U}_{k,u}^H\mathbf{H}_{k,u}\mathbf{F}_{k,u}\right)^H+\\&\sum_{\substack{i=1\\i\neq u}}^{N_{UE}}\mathbf{U}_{k,u}^H\mathbf{H}_{k,u}\mathbf{F}_{k,i}\mathbf{F}_{k,i}^H\mathbf{H}_{k,u}^H\mathbf{U}_{k,u}+\sigma_n^2\mathbf{U}_{k,u}^H\mathbf{U}_{k,u}.\end{aligned} \quad (18)$$

是均方误差矩阵。

Proof. See [39, Theorem 17]. □

根据引理 2 以及最优的 μ 应为正这一事实，式 (15) 中的问题可重新表述为:

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{F},\mu,\mathbf{U},\mathbf{W}}\quad & 2\mu\tilde{R}^{\frac{1}{2}}(\mathbf{F},\mathbf{U},\mathbf{W})-\mu^2\hat{P}_{\text{total}}(\mathbf{F},\lambda)\\ \text{s.t.}\quad & B_k(\mathbf{F}_k,\theta)\geq P_{\text{th}},\forall k,\theta,\quad \sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\|\mathbf{F}_k\|_F^2\leq P_{\text{tx}},\end{aligned} \quad (19)$$

其中 $\tilde{R}(\mathbf{F},\mathbf{U},\mathbf{W})=\frac{1}{N_{\text{sub}}}\sum_{u=1}^{N_{\text{UE}}}\sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\log|\mathbf{W}_{k,u}|-\text{tr}(\mathbf{W}_{k,u}\mathbf{E}_{k,u})+N_{\text{r}}$; $\mathbf{U}_{k,u}$ 和 $\mathbf{W}_{k,u}$ 是辅助矩阵。随后，为了处理 (19) 中 P_{total} 和 $B_k(\mathbf{F}_k,\theta)\geq P_{\text{th}}$ 的双曲正切函数的非凸性，我们采用逐次凸近似（SCA） [39]得到一个凸化问题，然后迭代求解该凸化问题。具体而言，利用从可行点 $\mathbf{F}^r$得到的一阶近似，可得

$$\tilde{P}_{\text{total}}(\mathbf{F},\lambda;\mathbf{F}^r)=\sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\|\mathbf{F}_k\|_{\text{F}}^2/\eta_{\text{PA}}+P_{\text{BB}}+\tilde{N}_{\text{RF}}(\mathbf{F},\lambda;\mathbf{F}^r)P_{\text{RF}},$$

其中

$$\begin{aligned}\tilde{N}_{\text{RF}}(\mathbf{F},\lambda;\mathbf{F}^r)=\sum_{i=1}^{N_{\text{RF}}}\Bigg(&\tanh(\lambda\|\mathbf{F}^r(i,:)\|_2)+\\&\lambda\text{sech}^2(\lambda\|\mathbf{F}^r(i,:)\|_2)(\|\mathbf{F}(i,:)\|_2-\|\mathbf{F}^r(i,:)\|_2)\Bigg),\end{aligned} \quad (20)$$

and

$$\begin{aligned}\tilde{B}_k(\mathbf{F}_k,\theta;\mathbf{F}_k^r)=&\|(\mathbf{F}_k^r)^H\mathbf{a}(f_k,\theta)\|^2\\&+4\text{Re}\left\{\text{tr}\left((\mathbf{F}_k^r)^H\mathbf{a}(f_k,\theta)\mathbf{a}^H(f_k,\theta)(\mathbf{F}_k-\mathbf{F}_k^r)\right)\right\},\end{aligned} \quad (21)$$

其中，Re(*x*)表示取 x的实部的运算。凸化问题可表示为:

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{F},\mu,\mathbf{U},\mathbf{W}}\quad & 2\mu\tilde{R}^{\frac{1}{2}}(\mathbf{F},\mathbf{U},\mathbf{W})-\mu^2\tilde{P}_{\text{total}}(\mathbf{F},\lambda;\mathbf{F}^r)\\ \text{s.t.}\quad & \tilde{B}_k(\mathbf{F}_k,\theta;\mathbf{F}_k^r)\geq P_{\text{th}},\forall k,\quad \sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\|\mathbf{F}_k\|_F^2\leq P_{\text{tx}}.\end{aligned} \quad (22)$$

最后，我们指出，可以通过求解$\mathbf{U}_{k,u}$ 和$\mathbf{W}_{k,u}$的最优性条件，得到最优辅助变量:

$$\begin{aligned}\mathbf{U}_{k,u}^\star&=\left(\sum_{i=1}^{N_{\text{UE}}}\mathbf{H}_{k,u}\mathbf{F}_{k,i}\mathbf{F}_{k,i}^H\mathbf{H}_{k,u}^H+\sigma_{\text{n}}^2\mathbf{I}\right)^{-1}\mathbf{H}_{k,u}\mathbf{F}_{k,u},\\ \mathbf{W}_{k,u}^\star&=\mathbf{E}_{k,u}^{-1}.\end{aligned} \quad (23)$$

因此，给定在第 r 次迭代中得到的可行解 $\mathbf{F}^r$ ，我们可以将 μ、 $\mathbf{U}$ 和 $\mathbf{W}$ 设为各自的最优值，

算法 1 针对**F**的所提优化方法

1: 给定一个可行的$\mathbf{F}_0^{\text{outer}}$, $\nu > 1$, $\lambda = 1$, 以及 $s = 0$
2: **当** $s \leq R_{\text{outer}}$ 或更新量在 ϵ 范围内**执行**
3: $\mathbf{F}_0^{\text{inner}} = \mathbf{F}_s^{\text{outer}}$. $r = 0$.
4: **当** $r \leq R_{\text{inner}}$ **时**
5: 使用 (16) 更新 μ 。
6: 使用 (23) 更新 $\mathbf{U}$ 和 $\mathbf{W}$ 。
7: 求解 (24) 得到 $\mathbf{F}$ $_{r+1}^{\text{内层}}$。 $r = r + 1$。
8: **结束循环** $\mathbf{F}^{\text{inner}}$
9: $\mathbf{F}_{s+1}^{\text{outer}}$ $_{R_{\text{inner}}}$。 $s = s + 1$ 和 $\lambda = \nu\lambda$。
10: **结束循环**
11: $\mathbf{F}^*$ 通过对$\mathbf{F}_R$进行舍入得到 $_{\text{外部}}$.

分别记为 μ^r、$\mathbf{U}^r$ 和 $\mathbf{W}^r$，并利用 $\mathbf{F}^r$ 以及式 (16) 和 (23) 中的表达式。由此可将凸化问题写为:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{F}} \quad & 2\mu^r \tilde{R}^{\frac{1}{2}}\left(\mathbf{F}, \mathbf{U}^r, \mathbf{W}^r\right) - (\mu^r)^2 \tilde{P}_{\text{total}}\left(\mathbf{F}, \lambda; \mathbf{F}^r\right) \\ \text{s.t.} \quad & \tilde{B}_k\left(\mathbf{F}_k, \theta; \mathbf{F}_k^r\right) \geq P_{\text{th}}, \forall k, \theta, \\ & \sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}} \|\mathbf{F}_k\|_F^2 \leq P_{\text{tx}}. \end{aligned} \tag{24}$$

这是一个可由标准求解器求解的凸优化问题。然后，由于（24）可使用标准凸优化求解器求解，我们可以迭代求解（24），直至收敛，从而为（14）中的近似联合预编码与射频链选择问题获得有效解。

最后，回想一下， λ 是控制双曲正切函数形状的系数，较大的 λ 能使功耗模型的近似效果更好。然而，较大的 λ 确实会使双曲正切函数的斜率过陡，从而导致某些数值问题。因此，我们提出在每次迭代中依次更新 λ，使 λ 的值也从较小值逐渐增大，最终缩小近似间隙。实际上，当 λ 较小时，我们的方法可以更灵活地沿双曲正切函数调整预编码，从而更好地改善近似问题的目标函数。另一方面，随着 λ 增大，每个射频链的状态会逐渐锁定，使迭代方法最终收敛到类似 0-1 的解。因此，给定阈值 ϵ 后，可以通过舍入轻松得到射频链最终的开关决策。整体方法总结于算法1中。

C. 所提方法的替代设计方法

第三节B中所提方法通过双曲正切函数放宽与射频链选择相关的整数变量，从而提高问题的可处理性。然而，也可以设计无需此类放宽的替代方法，但代价是计算复杂度更高。基于这一思路，本节探讨蛮力和基于贪心的设计方法作为替代方案；这两种方法仍基于第三节B中讨论的二次变换和WMMSE变换，而主要区别在于如何处理射频链选择。为此，(12)可以改写为:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{F},\mathbf{A}} \quad & \frac{\sum_{u=1}^{N_{\text{UE}}} \sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}} \log\left|\mathbf{I}_{N_{\text{r}}} + \mathbf{R}_{\text{in},k,u}^{-1} \mathbf{H}_{k,u} \mathbf{A}\mathbf{F}_{k,u} \mathbf{F}_{k,u}^H \mathbf{A}\mathbf{H}_{k,u}^H\right|}{N_{\text{sub}}\left(\sum_{k=1}^{N_{\text{sym}}} \|\mathbf{A}\mathbf{F}_k\|_F^2/\eta_{\text{PA}} + P_{\text{BB}} + P_{\text{RF}}\text{tr}\left(\mathbf{A}\right)\right)} \\ \text{s.t.} \quad & \|\mathbf{F}_k^H \mathbf{A}\mathbf{a}\left(f_k, \theta\right)\|_2^2 \geq P_{\text{th}}, \forall k = 1 \ldots N_{\text{sub}}, \forall \theta \in \Theta_{\text{tar}}, \\ & \sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}} \|\mathbf{A}\mathbf{F}_k\|_F^2 \leq P_{\text{tx}}, \\ & \mathbf{A}\left(i,i\right) \in \{0,1\}, \forall i, \mathbf{A}\left(i,j\right) = 0, \forall i, j, i \neq j, \end{aligned} \tag{25}$$

其中，$\mathbf{R}_{\text{in},k,u} = \sum_{i=1, i\neq u}^{N_{\text{UE}}} \mathbf{H}_{k,u}\mathbf{A}\mathbf{F}_{k,i}\mathbf{F}_{k,i}^H\mathbf{A}\mathbf{H}_{k,u}^H + \sigma_{\text{n}}\mathbf{I}_{N_{\text{r}}}$和 $\mathbf{A}$ 是一个对角二进制选择矩阵，其对角元素是射频链选择的指示变量。

为构建基于暴力搜索的方法，首先在给定选择矩阵 A 的情况下进行预编码设计，然后遍历所有可能的射频选择，以找出能够提供最佳能效的选择。为此可以看出，当 A 给定时，电路功耗也随之确定。因此，按照（14）—（24）中的相同步骤，可以得到与（24）具有类似形式的凸化预编码设计问题，区别在于需要分别将有效通信信道 $\mathbf{H}_{k,u}, \forall k, u$ 和雷达导向向量 $\mathbf{a}(f_k, \theta)$ $\forall k, \theta$ 替换为有效通信信道 $\mathbf{A}\mathbf{H}_{k,u}, \forall k, u$ 和有效雷达导向向量 $\mathbf{A}\mathbf{a}(f_k, \theta)$ $\forall k, \theta$。此外，近似功耗表达式$\tilde{P}_{\text{total}}$应替换为精确功耗，其表示为 $\sum_{k=1}^{N_{\text{sym}}} \|\mathbf{A}\mathbf{F}_k\|_F^2/\eta_{\text{PA}} + P_{\text{BB}} + P_{\text{RF}}\text{tr}\left(\mathbf{A}\right)$。采用 SCA方法，在给定选择矩阵 A 的情况下，迭代求解凸化问题，直至收敛，从而找到与选择 A 对应的预编码器。最后，基于暴力搜索的方法遍历所有可能的射频选择及其通过上述步骤获得的相应预编码器，以获得能效最佳的选择。由于需要检查的可能选择数量为 $2^{N_{\text{t}}} - 1$，因此该方法的复杂度非常高。

由于基于暴力搜索的方法具有极高的复杂度，下面讨论复杂度较低的基于贪心的方法。首先，基于贪心的方法假设所有射频链均处于活跃状态，然后使用上述预编码设计方法得到相应的预编码和能效，记为 $EE^{\star}$。随后，该方法开始逐步贪心地关闭射频链。具体而言，在每一步中，该方法都会按随机顺序生成一个包含所有活跃射频链的列表。按照列表中的顺序，该方法关闭射频链，并获得相应的预编码和能效值 EE^{cur}。然后，如果 $EE^{\text{cur}} > EE^{\star}$，该方法就关闭这条射频链，并进入下一步，再次随机生成一个列表；否则，该方法不关闭这条射频链，并继续测试列表中的下一条射频链。该过程持续进行，直到列表中的所有活跃射频链均已测试且没有任何一条被关闭，或者只剩下一条活跃射频链。

D. 扩展至频谱效率与功耗权衡设计

所提设计方法可以轻松扩展，以获得频谱效率与功耗的权衡设计。为此，我们首先将频谱效率与功耗权衡设计问题表述为：

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{F},\mu}\quad & \omega_1 R\left(\mathbf{F}\right)-\omega_2 P_{\text{total}}\left(\mathbf{F},\lambda\right)\\ \text{s.t.}\quad & B_k\left(\mathbf{F}_k,\theta\right)\geq P_{\text{th}},\forall k,\theta,\quad \sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\|\mathbf{F}_k\|_F^2\leq P_{\text{tx}},\end{aligned}\tag{26}$$

其中， ω_1 和 ω_2 为折中因子。随后我们注意到，(26)的表达式与(15)类似，主要区别在于 $R(\mathbf{F})$不需要开平方根。然而， $R(\mathbf{F})$不取平方根时确实更易于处理。因此，我们可以直接遵循第三节B中的流程：首先使用双曲正切函数近似单位阶跃函数，然后将引理 2与连续凸近似结合应用于(20)和(21)，从而推导出一个具有与算法1类似结构的迭代算法。这便得到折中设计方法，通过取不同的 ω_1 和 ω_2，可以获得不同的折中点。

IV. 全连接架构下的能效设计

本节提出全连接架构下的混合预编码与射频链选择设计方法。

A. 系统模型与问题表述

在考虑全连接结构时，需将 II 中的信号模型中的 $\mathbf{F}_{k,u}$ 替换为$\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB},k}^{u}$，其中$\mathbf{F}_{\text{RF}}$是模拟预编码器，其维度为 $N_{\text{t}}\times N_{\text{RF}}$，且 $|\mathbf{F}_{\text{RF}}(i,j)|=1$，而$\mathbf{F}_{\text{BB},k}^{u}$是用户 u的子载波 k 对应的基带数字预编码器。随后，利用对角二进制选择矩阵$\mathbf{A}$，系统的频谱效率表示为：

$$\begin{aligned}&R_{\text{FC}}\left(\mathbf{F}_{\text{RF}},\mathbf{F}_{\text{BB}},\mathbf{A}\right)=\frac{1}{N_{\text{sub}}}\sum_{u=1}^{N_{\text{UE}}}\sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\\ &\log\left|\mathbf{I}_{N_{\text{r}}}+\mathbf{R}_{\text{in},k,u}^{-1}\mathbf{H}_{k,u}\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{A}\mathbf{F}_{\text{BB},k}^{u}\left(\mathbf{F}_{\text{BB},k}^{u}\right)^{H}\mathbf{A}\mathbf{F}_{\text{RF}}^{H}\mathbf{H}_{k,u}^{H}\right|,\end{aligned}\tag{27}$$

其中

$$\mathbf{R}_{\text{in},k,u}=\sum_{i\neq u}^{N_{\text{UE}}}\mathbf{H}_{k,u}\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{A}\mathbf{F}_{\text{BB},k}^{i}\left(\mathbf{F}_{\text{BB},k}^{i}\right)^{H}\mathbf{A}\mathbf{F}_{\text{RF}}^{H}\mathbf{H}_{k,u}^{H}+\sigma_{\text{n}}^{2}\mathbf{I}_{N_{\text{r}}}\tag{28}$$

是用户 u的子载波k 对应的干扰加噪声协方差矩阵。考虑混合预编码时，应将模拟预编码器中移相器的功耗纳入功耗模型。因此，由于全连接结构中的每个射频链都连接到 N_{t}个移相器，功耗模型为：

$$\begin{aligned}&P_{\text{total}}^{\text{FC}}\left(\mathbf{F}_{\text{RF}},\mathbf{F}_{\text{BB}},\mathbf{A}\right)=\\ &\sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\|\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{A}\mathbf{F}_{\text{BB},k}\|_F^2/\eta_{\text{PA}}+P_{\text{BB}}+\left(P_{\text{RF}}+N_{\text{t}}P_{\text{PS}}\right)\text{tr}\left(\mathbf{A}\right),\end{aligned}\tag{29}$$

其中 P_{PS} 是一个移相器的功耗，$\mathbf{F}_{\text{BB},k}=[\mathbf{F}_{\text{BB},k}^{1},\ldots,\mathbf{F}_{\text{BB}\ k}^{N_{\text{UE}}}]$。根据上述结果，考虑全连接架构时系统的能效为：

$$EE_{\text{FC}}\left(\mathbf{F}_{\text{RF}},\mathbf{F}_{\text{BB}},\mathbf{A}\right)=\frac{R_{\text{FC}}\left(\mathbf{F}_{\text{RF}},\mathbf{F}_{\text{BB}},\mathbf{A}\right)}{P_{\text{total}}^{\text{FC}}\left(\mathbf{F}_{\text{RF}},\mathbf{F}_{\text{BB}},\mathbf{A}\right)}.\tag{30}$$

为建立全连接架构下混合预编码的能效最大化问题，推导得到子载波 k 上朝向角度 θ 的波束功率为：

$$B_k\left(\mathbf{F}_{\text{RF}},\mathbf{F}_{\text{BB},k},\mathbf{A},\theta\right)=\|\mathbf{F}_{\text{RF}}^{H}\mathbf{A}\mathbf{F}_{\text{BB},k}^{H}\mathbf{a}\left(f_k,\theta\right)\|_2^2.\tag{31}$$

因此，全连接架构下能效混合预编码与射频链选择设计问题为：

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{F}_{\text{RF}},\mathbf{F}_{\text{BB}},\mathbf{A}}\quad & EE_{\text{FC}}\left(\mathbf{F}_{\text{RF}},\mathbf{F}_{\text{BB}},\mathbf{A}\right)\\ \text{s.t.}\quad & B_k\left(\mathbf{F}_{\text{RF}},\mathbf{F}_{\text{BB},k},\mathbf{A},\theta\right)\geq P_{\text{th}},\forall k,\theta,\\ & \sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\|\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{A}\mathbf{F}_{\text{BB},k}\|_F^2\leq P_{\text{tx}},\\ & |\mathbf{F}_{\text{RF}}\left(i,j\right)|=1,\forall i,j,\\ & \mathbf{A}\left(i,i\right)\in\{0,1\},\forall i,\mathbf{A}\left(i,j\right)=0,\forall i\neq j.\end{aligned}\tag{32}$$

B. 所提方法

对于全连接架构，由于对称性可以发现，只要活跃射频链的数量相同，激活哪些射频链并不会改变式（32）的解。因此，射频链选择的候选数量可以从 $2^{N_{\text{RF}}}-1$ 减少到仅 N_{RF}，其中每个候选项代表一种不同的活跃射频链数量。因此，我们将射频链选择的候选集定义为 $\mathcal{A}=\{\mathbf{A}_1,\mathbf{A}_2,\ldots,\mathbf{A}_{N_{\text{RF}}}\}$，其中 $\mathbf{A}_n$ 是一个对角选择矩阵，其前 n 个对角元素等于 1，其余对角元素均为 0。基于此，我们的方法是遍历 $\mathcal{A}$ 中所有可能的候选项，并选出其中最优者作为解。接下来需要针对 $\mathcal{A}$ 中的每个候选项求得能效混合预编码。

为此，考虑候选项 $\mathbf{A}_n$ 时，可将式（32）重写为：

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{F}_{\text{RF}},\mathbf{F}_{\text{BB}}}\quad & EE_{\text{FC}}\left(\mathbf{F}_{\text{RF}},\mathbf{F}_{\text{BB}},\mathbf{A}_n\right)\\ \text{s.t.}\quad & \|\mathbf{F}_{\text{BB},k}^{H}\mathbf{A}_n\mathbf{F}_{\text{RF}}^{H}\mathbf{a}\left(f_k,\theta\right)\|_2^2\geq P_{\text{th}},\forall k,\theta,\\ & \sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\|\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{A}_n\mathbf{F}_{\text{BB},k}\|_F^2\leq P_{\text{tx}},|\mathbf{F}_{\text{RF}}\left(i,j\right)|=1,\forall i,j.\end{aligned}\tag{33}$$

为求解(33)，我们首先注意到，在考虑全连接架构下的混合预编码设计时， [40] 以及许多其他情形已经表明，若能获得相应的全数字预编码，则可通过求解一个旨在使混合预编码匹配全数字预编码的匹配问题，得到有效的混合预编码。遵循这一原则，我们提出考虑求解：

$$\begin{aligned}\min_{\mathbf{F}'_{\text{RF}},\mathbf{F}'_{\text{BB}}}\quad & \|\mathbf{F}_n^{\text{opt}}-\mathbf{F}'_{\text{RF}}\mathbf{F}'_{\text{BB}}\|_F\\ \text{s.t.}\quad & \|\mathbf{F}'_{\text{RF}}\mathbf{F}'_{\text{BB}}\|_F^2\leq P_{\text{tx}},|\mathbf{F}'_{\text{RF}}\left(i,j\right)|=1,\forall i,j,\end{aligned}\tag{34}$$

其中，$\mathbf{F}'_{\mathrm{RF}}=\mathbf{F}_{\mathrm{RF}}(:,1:n)$是包含原始$\mathbf{F}_{\mathrm{RF}}$前$n$列的矩阵；$\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}=\mathbf{F}_{\mathrm{BB}}(1:n,:)$是包含原始$\mathbf{F}_{\mathrm{BB}}$前$n$列的矩阵；而$\mathbf{F}_n^{\mathrm{opt}}$是采用我们在第三节中所提方法之一求解(19)得到的全数字预编码器，在该预编码器下，激活的射频链已由$\mathbf{A}_n$确定，即前n条射频链被激活。需要注意的是，对于未激活的射频链及其对应的移相器，其取值直接置为0。此外，尽管直接求解(19)可以得到有效的$\mathbf{F}_n^{\mathrm{opt}}$，我们仍将(19)中的功耗模型修改为$\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{sub}}}\|\mathbf{F}_k\|_F^2/\eta_{\mathrm{PA}}+P_{\mathrm{BB}}+n(P_{\mathrm{RF}}+N_{\mathrm{t}}P_{\mathrm{PS}})$，以更好地匹配全连接架构。求解该修正问题以获得$\mathbf{F}_n^{\mathrm{opt}}$，确实能为(33)带来更好的解，因为调整后的功耗模型更准确地反映了系统的实际功耗。

为求解（34），我们采用[40]中给出的类似方法。具体而言，我们首先暂时忽略将$\mathbf{F}'_{\mathrm{RF}}$与$\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}$耦合在一起的功率约束，从而使$\mathbf{F}'_{\mathrm{RF}}$与$\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}$在约束中可分离。因此，我们可以使用块坐标下降（BCD）法 [41] 迭代更新$\mathbf{F}'_{\mathrm{RF}}$和$\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}$，直至收敛。为此可见，当固定$\mathbf{F}'_{\mathrm{RF}}$以求解$\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}$时，最优的$\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}$即为如下给出的最小二乘解：$\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}=\left(\mathbf{F}'^{H}_{\mathrm{RF}}\mathbf{F}'_{\mathrm{RF}}\right)^{-1}\mathbf{F}'^{H}_{\mathrm{RF}}\mathbf{F}_{\mathrm{opt}}$。另一方面，当固定$\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}$以及$\mathbf{F}'_{\mathrm{RF}}$中除第$q$列之外的元素时，我们可得到如下子问题：

$$\min_{\mathbf{f}_{\mathrm{RF},q}}\left\|\mathbf{F}_n^{\mathrm{opt}}-\sum_{p=1}^{n}\mathbf{f}_{\mathrm{RF},p}\mathbf{f}_{\mathrm{BB},p}^{T}\right\|_F\quad\text{s.t.}\quad|\mathbf{f}_{\mathrm{RF},q}(i)|=1,\forall i,\tag{35}$$

其中$\mathbf{f}_{\mathrm{RF},p}=\mathbf{F}'_{\mathrm{RF}}(:,p)$为$\mathbf{F}'_{\mathrm{RF}}$的第$p$列，且$\mathbf{f}_{\mathrm{BB},p}^{T}=\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}(p,:)$为$\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}$的第$p$列。由此，（35）可进一步改写为：

$$\max_{\mathbf{f}_{\mathrm{RF},j}}\mathrm{Re}\left\{\mathbf{f}_{\mathrm{fix},q}\mathbf{f}_{\mathrm{RF},q}^{H}\right\}\quad\text{s.t.}\quad|\mathbf{f}_{\mathrm{RF},q}(i)|=1,\forall i,\tag{36}$$

其中$\mathbf{f}_{\mathrm{fix},q}=\left(\mathbf{F}_{\mathrm{opt}}-\sum_{p=1,p\neq q}^{n}\mathbf{f}_{\mathrm{RF},p}\mathbf{f}_{\mathrm{BB},p}^{T}\right)\mathbf{f}^{*}_{\mathrm{BB}\,q}$。因此，最优的$\mathbf{f}_{\mathrm{RF},q}$可表示为：

$$\mathbf{f}_{\mathrm{RF},q}(i)=e^{j\angle\mathbf{f}_{\mathrm{fix},q}(i)},\forall i,\tag{37}$$

其中$\angle\mathbf{f}_{\mathrm{fix},q}(i)$是$\mathbf{f}_{\mathrm{fix},q}(i)$的相位。利用式（37），可以更新模拟预编码矩阵的第q列。随后，给定数字预编码$\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}$，通过使用式（37）迭代更新模拟预编码矩阵的不同列，即可更新整个模拟预编码。最后，通过迭代更新$\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}$和$\mathbf{F}'_{\mathrm{RF}}$直至收敛，可以得到混合预编码器的有效设计。由于我们的预编码器设计问题旨在最大化能量效率，因此通常满足功率约束。由于上述过程忽略了功率约束，当$\|\mathbf{F}'_{\mathrm{RF}}\mathbf{F}'_{\mathrm{BB}}\|_F^2>P_{\mathrm{tx}}$时，我们需要进行功率归一化。值得注意的是，已有研究表明，[40,引理 1] 证明这种归一化不会使匹配误差增加超过两倍。

最后，通过采用上述方法，针对不同的$\mathbf{A}_n$求解式（33），即可得到不同射频链选择下的解。随后，我们比较这些解的能效，以获得最能效的混合预编码与射频链选择设计，适用于全连接架构。我们注意到，与全数字预编码设计的情况类似，此处的方法可直接扩展为全连接架构下混合预编码的频谱效率-功耗权衡设计方法。

V. 部分连接架构下的能效设计

本节提出部分连接（PC）架构下的混合预编码与射频链选择设计方法。

A. 系统模型与问题表述

考虑部分连接架构下的混合预编码与射频链选择时，第 IV 节中的系统模型基本可以沿用，唯一的区别是，部分连接架构下的 F_{RF} 应为块对角矩阵，其中 F_{RF} 的第 $_j$ 列中，只有元素 $(j-1)\,\mathrm{N}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{t}}+1\mathrm{N}$,..., $(j-1)\,\mathrm{N}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{t}}+\mathrm{N}\,\mathrm{N}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{t}}-1\,\mathrm{N}$ 非零。因此，我们令 $\mathrm{F}=\mathrm{F}_{\mathrm{RF}}\mathrm{F}_{\mathrm{BB}}$。由此可知，当射频链 i 关闭时，第 $(i-1)\frac{N_{\mathrm{t}}}{N_{\mathrm{RF}}}+1$ 行至第 $i\frac{N_{\mathrm{t}}}{N_{\mathrm{RF}}}$ 行的元素将为 0，从而使得 $u\left(\left\|\bar{\mathrm{F}}\left((i-1)\frac{N_{\mathrm{t}}}{N_{\mathrm{RF}}}+1:i\frac{N_{\mathrm{t}}}{N_{\mathrm{RF}}},:\right)\right\|_F\right)=0$；否则，$u\left(\left\|\bar{\mathrm{F}}\left((i-1)\frac{N_{\mathrm{t}}}{N_{\mathrm{RF}}}+1:i\frac{N_{\mathrm{t}}}{N_{\mathrm{RF}}},:\right)\right\|_F\right)=1$。因此，活跃射频链的数量可计算为：

$$\bar{N}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{PC}}=\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{RF}}}u\left(\left\|\bar{\mathbf{F}}\left((i-1)\frac{N_{\mathrm{t}}}{N_{\mathrm{RF}}}+1:i\frac{N_{\mathrm{t}}}{N_{\mathrm{RF}}},:\right)\right\|_F\right),\tag{38}$$

从而得到总功耗如下：

$$\begin{aligned}P_{\mathrm{total}}^{\mathrm{PC}}(\mathbf{F}_{\mathrm{RF}},\mathbf{F}_{\mathrm{BB}})=&\frac{N_{\mathrm{t}}}{N_{\mathrm{RF}}}\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{sub}}}\|\mathbf{F}_{\mathrm{BB},k}\|_F^2/\eta_{\mathrm{PA}}\\&+P_{\mathrm{BB}}+\left(P_{\mathrm{RF}}+\frac{N_{\mathrm{t}}}{N_{\mathrm{RF}}}P_{\mathrm{PS}}\right)\bar{N}_{\mathrm{RF}}.\end{aligned}\tag{39}$$

此外，部分连接架构下混合预编码的频谱效率 $R_{\mathrm{PC}}(\mathbf{F}_{\mathrm{RF}},\mathbf{F}_{\mathrm{BB}})$遵循与(27)类似的表达式，区别在于去除了二进制选择矩阵$\mathbf{A}$。类似地，由(31)修改得到的、子载波 k 上朝向角度 θ 的波束功率表达式如下：

$$B_k(\mathbf{F}_{\mathrm{RF}},\mathbf{F}_{\mathrm{BB},k},\theta)=\|\mathbf{F}_{\mathrm{RF}}^{H}\mathbf{F}_{\mathrm{BB},k}^{H}\mathbf{a}(f_k,\theta)\|_2^2.\tag{40}$$

基于上述内容，部分连接架构下的混合预编码设计与射频链选择问题可表述为：

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{F}_{\mathrm{RF}},\mathbf{F}_{\mathrm{BB}}}\quad&EE_{\mathrm{PC}}(\mathbf{F}_{\mathrm{RF}},\mathbf{F}_{\mathrm{BB}})=\frac{R_{\mathrm{PC}}(\mathbf{F}_{\mathrm{RF}},\mathbf{F}_{\mathrm{BB}})}{P_{\mathrm{total}}^{\mathrm{PC}}(\mathbf{F}_{\mathrm{RF}},\mathbf{F}_{\mathrm{BB}})}\\\text{s.t.}\quad&B_k(\mathbf{F}_{\mathrm{RF}},\mathbf{F}_{\mathrm{BB},k},\theta)\geq P_{\mathrm{th}},\forall k,\theta,\\&\frac{N_{\mathrm{t}}}{N_{\mathrm{RF}}}\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{sub}}}\|\mathbf{F}_{\mathrm{BB},k}\|_F^2\leq P_{\mathrm{tx}},\mathbf{F}_{\mathrm{RF}}\in\mathcal{F},\end{aligned}\tag{41}$$

其中 $\mathcal{F}$ 是包含所有满足部分连接架构的可能模拟预编码器的集合。

B. 所提方法

为获得部分连接架构下的设计，我们再次提出先通过求解如下问题得到全数字预编码与射频链选择：

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{F}} \quad & \frac{R(\mathbf{F})}{\sum_{k=1}^{N_{\text{sym}}}\|\mathbf{F}_k\|_F^2/\eta_{\text{PA}}+P_{\text{BB}}+\left(P_{\text{RF}}+\frac{N_{\text{t}}}{N_{\text{RF}}}P_{\text{PS}}\right)\bar{N}_{\text{RF}}(\mathbf{F})}\\ \text{s.t.} \quad & \|\mathbf{F}_k^H\mathbf{a}(f_k,\theta)\|_2^2\geq P_{\text{th}},\forall k,\theta,\sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\|\mathbf{F}_k\|_F^2\leq P_{\text{tx}},\end{aligned} \tag{42}$$

其中

$$\bar{N}_{\text{RF}}(\mathbf{F})=\sum_{i=1}^{N_{\text{RF}}}u\left(\left\|\mathbf{F}\left((i-1)\frac{N_{\text{t}}}{N_{\text{RF}}}+1:i\frac{N_{\text{t}}}{N_{\text{RF}}},:\right)\right\|_F\right). \tag{43}$$

可以看出，(42)只是对问题(12)进行了修改，使功耗模型与部分连接架构相匹配。由于(42)的形式与(12)相似，因此可以采用第III-B节中介绍的类似流程求解，主要区别在于，现将 $N_{\text{RF}}(\mathbf{F})$中的单位阶跃函数近似为与部分连接架构的功耗模型相匹配的形式，如下所示：

$$\bar{N}_{\text{RF}}(\mathbf{F})\approx\hat{N}_{\text{RF}}(\mathbf{F})=\sum_{i=1}^{N_{\text{RF}}}\tanh\left(\lambda\left\|\mathbf{F}^{(i)}\right\|_F\right), \tag{44}$$

where $\mathbf{F}^{(i)}=\mathbf{F}\left((i-1)\frac{N_{\text{t}}}{N_{\text{RF}}}+1:i\frac{N_{\text{t}}}{N_{\text{RF}}},:\right)$.

利用上述修改后的算法1得到全数字预编码矩阵$\mathbf{F}^{\text{opt}}$ PC 后，我们接着设计模拟预编码器和数字预编码器。注意，得到$\mathbf{F}^{\text{opt}}$ PC后，哪些射频链将被关闭已确定。因此，接下来只需通过求解以下问题，得到相应的模拟预编码器和数字预编码器：

$$\begin{aligned}\min_{\mathbf{F}_{\text{RF}},\mathbf{F}_{\text{BB}}} \quad & \|\mathbf{F}_{\text{PC}}^{\text{opt}}-\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F\\ \text{s.t.} \quad & \frac{N_{\text{t}}}{N_{\text{RF}}}\sum_{k=1}^{N_{\text{sub}}}\|\mathbf{F}_{\text{BB},k}\|_F^2\leq P_{\text{tx}},\mathbf{F}_{\text{RF}}\in\mathcal{F}',\end{aligned} \tag{45}$$

其中， $\mathcal{F}'$ 包含满足$\mathbf{F}^{\text{opt}}$ PC所指示的射频链选择的可行模拟预编码矩阵。因此，如果$\mathbf{F}^{\text{opt}}$ PC 指示关闭射频链 i，那么 $\mathcal{F}'$ 将仅包含不使用射频链 i的模拟预编码矩阵。

为求解（45），我们再次暂时忽略功率约束，以解耦约束中的$\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和$\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 。然后，由于部分连接架构中的每条射频链都连接到一组独立的移相器，在忽略功率约束时，我们可以将问题分解为各个子问题，每个子问题分别设计 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和$\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 中与特定射频链对应的部分。因此，考虑射频链 i时，可以得到以下子问题 i，其表达式为：

$$\begin{aligned}\min_{\mathbf{f}_{\text{RF},i},\mathbf{F}_{\text{BB}}(i,:)} \quad & \left\|\mathbf{F}_{\text{PC}}^{\text{opt},i}-\mathbf{f}_{\text{RF},i}\mathbf{F}_{\text{BB}}(i,:)\right\|_F\\ \text{s.t.} \quad & |\mathbf{f}_{\text{RF},i}(j)|=1,j=1,\ldots,\frac{N_{\text{t}}}{N_{\text{RF}}},\end{aligned} \tag{46}$$

其中$\mathbf{F}$ $^{\text{opt}\,i}$ = $^{\text{opt}}\left(i\frac{N_{\text{t}}}{N_{\text{RF}}}+1 \quad i+1\frac{N_{\text{t}}}{N_{\text{RF}}}\right)$ RF i ∈，部 $\mathbb{C}^{N}$ i 分连接-$\mathbf{F}$部分连接：( )，：，且$\mathbf{f}$，t射频是模拟预编码器中子阵列的移相器，它是$\mathbf{F}_{\text{RF}}$的第 i个块对角矩阵，即$\mathbf{F}_{\text{RF}}$ =blkdiag(fRF，1，fRF，2，...，f RF，N_{RF})。

因此，可以采用块坐标下降法求解式（46）中的子问题，该方法迭代更新fRF，i和$\mathbf{F}_{\text{BB}}(i,:)$。具体而言，固定fRF，$i$时，与射频链 i 对应的最优数字预编码器为：

$$\mathbf{F}_{\text{BB}}(i,:)=\left(\mathbf{f}_{\text{RF},i}^H\mathbf{f}_{\text{RF},i}\right)^{-1}\mathbf{f}_{\text{RF},i}^H\mathbf{F}_{\text{PC}}^{\text{opt},i}=\frac{N_{\text{t}}}{N_{\text{RF}}}\mathbf{f}_{\text{RF},i}^H\mathbf{F}_{\text{PC}}^{\text{opt},i}. \tag{47}$$

另一方面，固定$\mathbf{F}_{\text{BB}}(i,:)$时，子问题可等价地写为： (46)

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{f}_{\text{RF},j}} \quad & \text{Re}\left\{\text{tr}\left(\mathbf{F}_{\text{PC}}^{\text{opt},i}\mathbf{F}_{\text{BB}}^H(i,:)\,\mathbf{f}_{\text{RF},i}^H\right)\right\}\\ \text{s.t.} \quad & |\mathbf{f}_{\text{RF},i}(j)|=1,\forall j,\end{aligned} \tag{48}$$

其中，目标函数是 F$^{\text{opt}\,i}$, PC $\mathbf{F}_{\text{BB}}^H$ 与 fRF,i 内积的实部。因此，式（48）的最优解为 fRF,i = $e^{j\angle\left(\text{F}^{(i)}\ \text{opt}\ \text{F}^{H}\ \text{BB}\right)}$。对于所有在 F$^{\text{opt}}$ PC 中建议开启射频链的 i，迭代更新 $\mathbf{F}_{\text{BB}}(i,:)$ 和 fRF,i，直至收敛，即可获得适用于部分连接架构系统的混合预编码与射频链选择方案。需要强调的是，如上所述，采用我们所提方法，可以分别设计不同射频链对应的混合预编码。此外，如果违反式（45）中的功率约束，我们将再次对 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 的功率进行归一化，以得到 $\|\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2=P_{\text{tx}}$。最后还要指出，与前述情况类似，此处的方法可直接扩展，以获得相应的频谱效率-功耗权衡设计方法。

VI. 收敛性与复杂度分析

本节分析所提方法的收敛特性与复杂度。

A. 收敛性分析

由于所提混合预编码设计主要基于第三节中的所提全数字设计方法，且式(34)和式(45)中的匹配问题的求解方法基于能够保证收敛的标准块坐标下降过程 [41]，因此本小节的收敛性分析侧重于第三节-B中的所提全数字预编码设计方法。具体而言，从算法1可以看出，所提预编码与射频链选择方法包含外循环和内循环。此外，尽管 λ 在实际中可以在迭代过程中动态增加，但为了便于分析，我们假设在整个迭代过程中使用合适的确定值 λ。稍后我们将解释为何整体方法可以在 $\lambda\to\infty$时停止。为证明固定 λ 时算法1的收敛性，我们的思路是证明式(15)中的目标函数值，即$\hat{}EE\left(\mathbf{F}^{r+1},\mu,\lambda\right)=2\mu R^{\frac{1}{2}}(\mathbf{F})-\mu^2\hat{}P_{\text{total}}(\mathbf{F}\ \lambda)$，在给定$\lambda$的情况下会在每次迭代中增加。换言之，我们希望证明使用算法1时，每次迭代均满足：$\hat{}\,EE\left(\mathbf{F}^{r+1},\mu^{r+1},\lambda\right)\geq\hat{}EE(\mathbf{F}^r,\mu^r,\lambda)$。

为此，我们令

$$\tilde{EE}'\left(\mathbf{F},\mu,\mathbf{U},\mathbf{W}\right)=2\mu\tilde{R}^{\frac{1}{2}}\left(\mathbf{F},\mathbf{U},\mathbf{W}\right)-\mu^{2}\hat{P}_{\text{total}}\left(\mathbf{F},\lambda\right) \quad (49)$$

并且令

$$\tilde{EE}\left(\mathbf{F},\mu,\mathbf{U},\mathbf{W};\mathbf{F}^{r}\right)=2\mu\tilde{R}^{\frac{1}{2}}\left(\mathbf{F},\mathbf{U},\mathbf{W}\right)-\mu^{2}\tilde{P}_{\text{total}}\left(\mathbf{F},\lambda;\mathbf{F}^{r}\right). \quad (50)$$

那么，必须满足以下不等式：

$$\begin{aligned}\hat{EE}\left(\mathbf{F}^{r+1},\mu^{r+1},\lambda\right)&\overset{(a)}{=}\tilde{EE}'\left(\mathbf{F}^{r+1},\mu^{r+1},\mathbf{U}^{r+2},\mathbf{W}^{r+2}\right)\\&\overset{(b)}{\geq}\tilde{EE}\left(\mathbf{F}^{r+1},\mu^{r+1},\mathbf{U}^{r+1},\mathbf{W}^{r+1};\mathbf{F}^{r}\right)\\&\overset{(c)}{\geq}\tilde{EE}\left(\mathbf{F}^{r},\mu^{r+1},\mathbf{U}^{r+1},\mathbf{W}^{r+1};\mathbf{F}^{r}\right)\\&\overset{(d)}{=}\hat{EE}\left(\mathbf{F}^{r},\mu^{r},\lambda\right),\end{aligned} \quad (51)$$

其中，(51)中的(a)和(b)成立，因为

$$\begin{aligned}\hat{EE}\left(\mathbf{F}^{r+1},\mu^{r+1},\lambda\right)&=\max_{\mathbf{U},\mathbf{W}}\ \tilde{EE}\left(\mathbf{F}^{r+1},\mu^{r+1},\mathbf{U},\mathbf{W}\right)\\&\geq\tilde{EE}\left(\mathbf{F}^{r+1},\mu^{r+1},\mathbf{U}^{r+1},\mathbf{W}^{r+1};\mathbf{F}^{r+1}\right)\end{aligned} \quad (52)$$

根据所采用的WMMSE方法，并且SCA方法要求凸化目标函数为原目标函数的下界；(51)中的(c)成立，因为(24)是一个可求得最优解的凸优化问题；最后，(51)中的(d)成立，因为

$$\begin{aligned}&\tilde{EE}\left(\mathbf{F}^{r},\mu^{r+1},\mathbf{U}^{r+1},\mathbf{W}^{r+1};\mathbf{F}^{r}\right)=\hat{EE}\left(\mathbf{F}^{r},\mu^{r+1},\lambda\right)\\&\geq\hat{EE}\left(\mathbf{F}^{r},\mu^{r},\lambda\right),\end{aligned} \quad (53)$$

因为$\mu^{r+1}=\tilde{R}^{\frac{1}{2}}\left(\mathbf{F}^{r}\right)/\hat{P}_{\text{total}}\left(\mathbf{F}^{r},\lambda\right)$是最优解。最后，由于(51)表明 EE 在每次迭代中可以单调递增，并且必然存在能效上界，因此在固定 λ时算法1必定收敛。

如果 $\lambda\to\infty$，双曲正切函数的斜率会变得越来越陡，最终接近90度，使得解容易陷入某个点。因此，当 λ足够大时，算法1应自动停止。

B. 复杂度分析

这里首先分析所提全数字预编码和射频选择方法的复杂度。在此基础上，随后给出混合预编码和射频选择方法的复杂度。

1）所提全数字预编码与射频链选择方法的复杂度：为分析算法1中所提迭代方法的复杂度，我们发现，内循环的计算复杂度主要由使用凸优化求解器求解式（25）所决定，因为其他步骤均有闭式表达式。因此，假设使用内点法求解该凸问题，则内循环每次迭代的复杂度为$\mathcal{O}\left(\left(N_{\text{t}}N_{\text{s}}N_{\text{UE}}N_{\text{sub}}\right)^{3.5}\log\left(\epsilon^{-1}\right)\right)$，其中 $N_{\text{t}}N_{\text{s}}N_{\text{UE}}N_{\text{sub}}$ 是待优化变量的总数，ϵ 是所需精度 [42]。接下来，我们将内循环收敛所需的迭代次数记为 R_{inner}，将外循环收敛所需的迭代次数记为 R_{outer}。第三节B中所提设计方法的复杂度推导为 $\mathcal{O}\left(R_{\text{outer}}R_{\text{inner}}\left(N_{\text{t}}N_{\text{s}}N_{\text{UE}}N_{\text{sub}}\right)^{3.5}\log\left(\epsilon^{-1}\right)\right)$。

随后，我们分析第三节-C中基于暴力搜索的方法和基于贪心的方法的复杂度。可以看出，当给定射频链选择时，后续的预编码设计遵循算法1的内循环步骤。因此，上述复杂度分析可直接适用。接着，由于基于暴力搜索的方法在射频链选择上需要进行$2^{N_{\text{t}}}-1$次试验，其复杂度为 $\mathcal{O}\left(2^{N_{\text{t}}}R_{\text{inner}}\left(N_{\text{t}}N_{\text{s}}N_{\text{UE}}N_{\text{sub}}\right)^{3.5}\log\left(\epsilon^{-1}\right)\right)$。另一方面，对于贪心方法，最坏情况下的试验次数为 $\frac{N_{\text{t}}^{2}+N_{\text{t}}}{2}$量级；这种情况发生在最终仅选择1条射频链，且每个阶段的射频链直到该阶段的最后一个顺序才关闭时。因此，基于贪心的方法的复杂度为 $\mathcal{O}\left(\frac{N_{\text{t}}^{2}+N_{\text{t}}}{2}R_{\text{inner}}\left(N_{\text{s}}N_{\text{UE}}N_{\text{sub}}\right)^{3.5}\log\left(\epsilon^{-1}\right)\right)$。比较不同方法的复杂度可知，主要差别在于所需的试验次数。根据我们的经验，在所提方法中，R_{outer} 基本上是一个常数，与其他系统参数无关。因此，总体而言，所提方法的复杂度低于基于暴力搜索的方法和基于贪心的方法。

2）所提混合预编码与射频链选择方法的复杂度：我们针对FC和PC架构所设计的方法，其复杂度由两部分组成。第一部分是求解最优参考全数字预编码，用于构建混合预编码设计的匹配问题；第二部分是求解构建的匹配问题。由于第一部分采用了我们在第三节B中提出的方法，其复杂度直接沿用前述流程，因此对于FC和PC架构，复杂度均为$\mathcal{O}\left(R_{\text{outer}}R_{\text{inner}}\left(N_{\text{t}}N_{\text{s}}N_{\text{UE}}N_{\text{sub}}\right)^{3.5}\log\left(\epsilon^{-1}\right)\right)$。另一方面，第二部分的复杂度分析遵循与[40]中类似的流程。不过，求解框架的第二部分确实采用了一些闭式解，而第一部分则需要求解凸优化问题，因此整体复杂度由第一部分主导。为简洁起见，故省略第二部分的分析结果。

VII. 计算机仿真

A. 仿真设置

本节通过考察固定虚警率下能效与检测概率之间的权衡，评估所提设计。除非另有说明，我们考虑 $f_c=73$ GHz、$\Delta f=240$ KHz、$N_{\text{sym}}=16$、$N_{\text{cp}}=8$、$N_{\text{s}}=2$、$N_r=2$、$N_{\text{r}}^{\text{sen}}=16$、$N_{\text{UE}}=2$、$d_{\text{tx}}=d_{\text{rx}}=\frac{\lambda}{2}$、、和 $\eta_{\text{PA}}=1$。此外，采用通信 SNR $\rho_{\text{c}}/\sigma_{\text{n}}^{2}=10$ dB 和 64-QAM。硬件设备的功耗参数分别为 $P_{\text{RF}}=300$mW、$P_{\text{BB}}=200$mW 和 $P_{\text{PS}}=50$mW [37]。我们采用 [43] 中提出的 73 GHz信道模型。此外，采用 $\lambda=1$ 初始化所提方法，更新速率为 $\nu=3\sim5$。我们考虑两种仿真设置，详细参数列于表 I，其中 P_{FA} 为所需虚警率。此外，设置 1 中目标的

表 I：仿真设置

	设置 1			设置2		
结构	FD	FC	PC	FD	FC	PC
N_{t}	8	16		32		
N_{RF}	8	4, 8	4, 8	32	8, 16	8, 16
N_{sub}	4			32		
$\beta_{\mathrm{t}}^2/{\sigma^{\mathrm{sen}}_{\mathrm{n}}}^2$	−15 dB	−20 dB		−25 dB		
N_{tar}	1			2		
P_{FA}	10^{-2}			10^{-3}		

距离为 156m，多普勒速度为 -61 m/s，角度为 27 度；设置2 中的目标距离分别为 78 m 和 370 m，多普勒速度分别为 -99 m/s 和 74 m/s，角度分别为 -3 度和 27 度。

为进行比较，我们将第三节C中的所提迭代方法、基于蛮力法的方法和基于贪心的方法分别标记为“所提方法”“蛮力法”和“贪心”。此外，我们还与随机方法和全选择方法进行比较。随机选择方法会随机选择射频链并将其开启，前提是满足感知要求；而全选择方法则会开启所有射频链。注意，上述随机方法和全选择方法仅确定射频链选择结果，因此仍需采用我们在第三节B中提出的预编码设计方法，使比较能够聚焦于验证所提射频链选择的有效性。此外，我们还将所提方法与文献中的其他参考方案进行比较。对于全数字和全连接情形，我们与 [14], [23] 和 [30]中的方法进行比较；对于部分连接情形，则与 [14]中的方法进行比较。注意，由于 [14] 中的设计针对窄带MIMO通感一体化系统，为了与之比较，我们进行了若干修改，采用在所有子载波间均匀分配功率的方法。最后需要指出，由于计算复杂度较高，设置2中不采用基于蛮力法的方案。此外，对于全连接架构，由于所提方法已穷尽搜索所有可能的天线配置，因此无需与相应的基于蛮力法的方法和所提基于贪心的方法进行比较。考虑在部分连接架构下使用所提的基于蛮力法和基于贪心的方法时，我们仅令式（45）中的$\mathbf{F}^{\mathrm{opt}}{}_{\mathrm{PC}}$ 采用第三节C中的基于蛮力法和基于贪心的方法进行设计，其余设计流程保持不变。

B. 仿真结果

我们首先考虑设置 1，并评估图 2 中全数字架构下的能效-检测率权衡。结果表明，基于暴力搜索的方法取得了最佳权衡性能。此外，我们发现，我们所提的迭代方法和基于贪心的方法的表现与基于暴力搜索的方法接近，这验证了我们所提方法的有效性。需要指出的是，基于暴力搜索的方法的复杂度极高，而所提的基于贪心的方法和我们的迭代方法的复杂度则低得多。最后可以看到，我们所提的所有方法都优于文献中的参考方案，展现了所提方法的优越性。

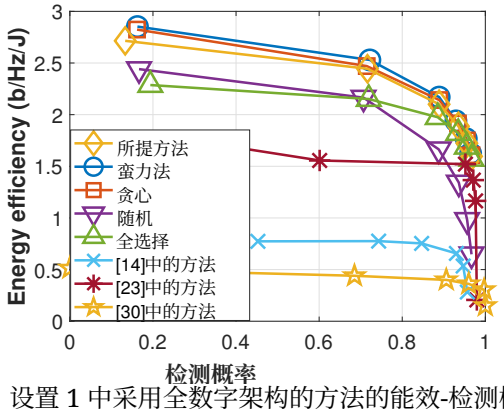


图 2：设置 1 中采用全数字架构的方法的能效-检测概率权衡。

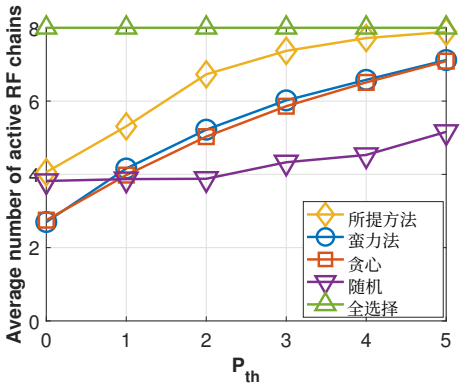


图 3：设置 1 中采用全数字架构的方法中，激活的射频链数量随 P_{th} 的变化。

图 3 展示了设置 1 中全数字架构下所选射频链的数量。可以看到，感知要求 P_{th} 越高，我们的方法就越倾向于启用更多射频链以满足感知要求。此外，基于贪心的方法所激活的射频链数量与基于暴力搜索的方法非常接近，这表明基于贪心的方法的表现更接近最优方法，而我们的迭代方法则略有不同。不过，由于我们的预编码方法能够适应不同数量的激活射频链，因此所提迭代方法的整体能效检测性能与基于暴力搜索的方法和基于贪心的方法相差不大。最后还可以看到，随机方法在 P_{th} 下选择了更多射频链。这是因为随机方法仍需满足感知要求，因此当 P_{th} 较大时，它会被迫选择更多射频链。在图 4 中，我们评估了设置 2 中全数字架构下的方法；由于复杂度问题，未评估设置 2 中基于暴力搜索的方法。结果再次验证了我们的方法优于参考方案。此外，结果表明，我们所提的迭代方法和基于贪心的方法性能几乎相同。

在图 5 中，我们评估了设置 1 中全连接架构下的混合预编码和射频链选择方法。请注意，在全连接架构中，我们主要提出的方法与基于暴力搜索的方法相同。因此，从

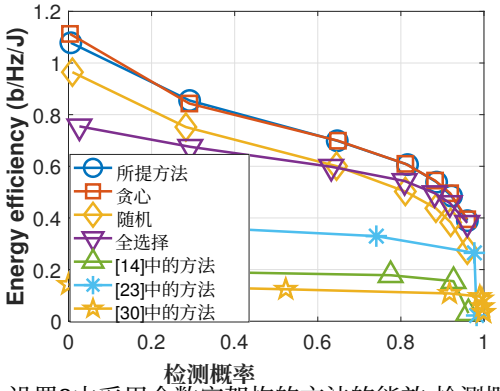
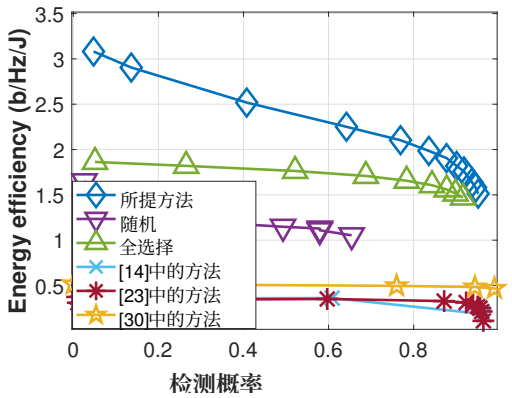


图 4：设置2中采用全数字架构的方法的能效-检测概率权衡。

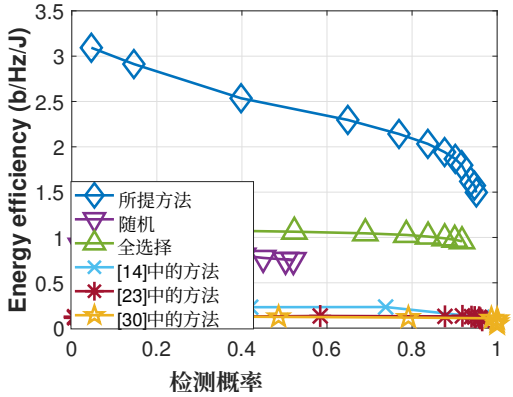
结果可以看出，在$N_{\mathrm{RF}} = 4$ 和 $N_{\mathrm{RF}} = 8$两种情况下，我们所提方法始终优于所有其他参考方案。此外，我们还发现，在$N_{\mathrm{RF}} = 4$和 $N_{\mathrm{RF}} = 8$ 两种情况下，我们的方法在能效-检测概率权衡方面表现相似，这表明即使全连接架构的设置不同，我们所提方法也能自动将激活的射频链数量调整至合适值。相反，所有其他参考方案都无法表现出如此良好的特性。因此，采用 $N_{\mathrm{RF}} = 8$ 时，参考方案的能效性能通常较差，因为它们使用的射频链数量往往超过所需数量。在图 6 中，我们评估了设置 2 中全连接架构下的方法。结果再次证明，我们的方法优于其他参考方法，并且能够适当地调整激活的射频链数量。在图 7 中，我们评估了设置 1 中部分连接架构下所提设计的性能。结果表明，我们的方法优于参考方案。此外，还能再次观察到全连接架构下的所有其他现象。

在图 8 中，我们评估了第三节-D中讨论的频谱效率和功耗权衡设计方法。请注意，原始能效最优解的解点确实位于其对应的频谱效率-功耗权衡曲线上。可以看出，我们的方法能够成功实现频谱效率与能耗之间的权衡。此外，尽管这种比较并不十分公平，我们观察到，全连接混合架构下的设计比全数字架构下的设计更加耗能。这可能是因为全连接架构中使用的大量移相器导致总能耗较高，从而使全连接架构的能效降低。这表明，在采用混合架构以实现高能效和低能耗时，部分连接结构更为可取。

在表 I 中，我们以秒数为单位给出了不同方法的运行时间复杂度评估，即在设置1和设置2中完成一次预编码和射频链选择设计所需的时间。可以看出，与其他方法相比，基于暴力搜索的方法具有高得多的复杂度，而其他方法。此外，所提迭代方法的复杂度低于所提基于贪心的方法。



(a) 射频链数量为 4。



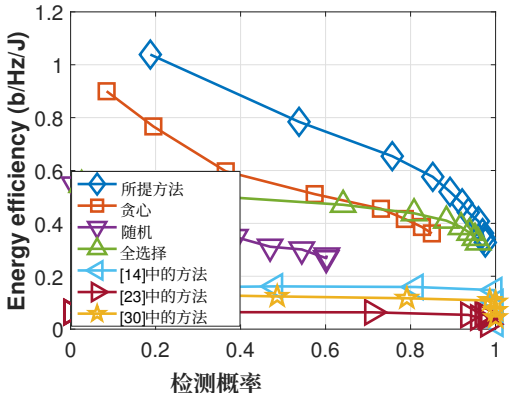
(b) 射频链数量为 8。

图 5：设置 1 中采用全连接架构的方法的能效-检测概率权衡。

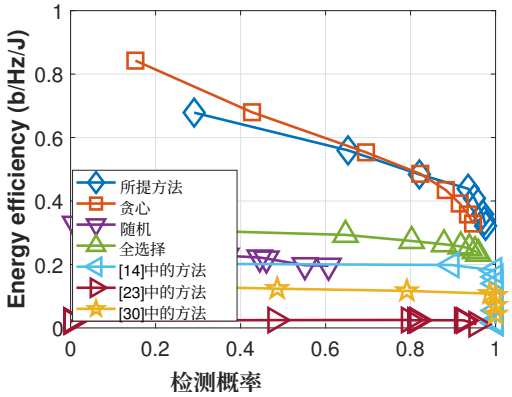
此外，比较设置1和设置2的结果可知，与基于贪心的方法相比，所提迭代方法具有更好的可扩展性。最后，为了验证所提方法的收敛性，我们评估了算法1的收敛性，因为我们所提的大多数设计方法都依赖于该算法。设置 1 的全数字架构下的结果如图9所示，其中图中展示的函数值遵循式（19）中的目标函数。可以观察到，给定 λ时，函数值能够单调提升直至收敛，从而验证了我们算法的收敛性。

VIII. 结论

为弥补通感一体化系统能效设计方面的不足，我们从能效角度研究了多用户 MIMO-OFDM 一体化感知与通信系统中全数字架构和混合预编码架构下的联合预编码与射频链选择设计方法。为此，我们首先提出了一个能够保证感知性能的能效最大化问题。为求解全数字架构下的问题，我们结合使用了QT变换、WMMSE转换、SCA方法和基于双曲正切的近似。随后，我们基于所提全数字设计，提出了全连接和部分连接架构下的混合预编码与射频链选择设计。我们还进行了复杂度和收敛性分析



(a) 射频链数量为 8。



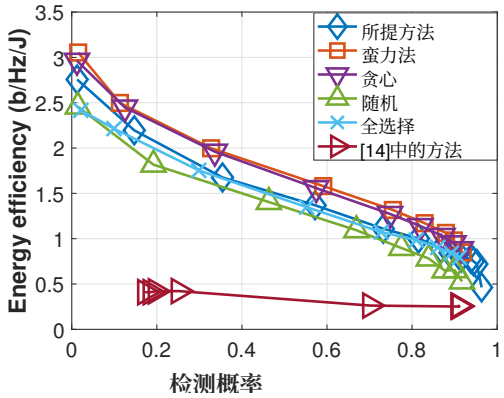
(b) 射频链数量为 16。

图 6：设置2中采用全连接架构的方法的能效-检测概率权衡。

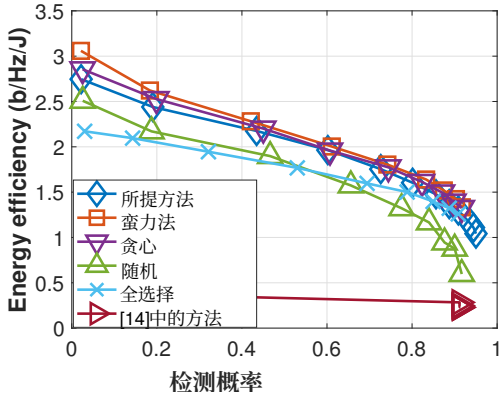
表 II：设置1和设置2中的运行时间比较

设置 1	所提方法	贪心	蛮力法
FD	3.67	6.69	160.44
FC	30.62	–	–
PC	13.25	25.87	662.42
设置2	**所提方法**	**贪心**	
FD	21.65	152.45	
FC	583.23	–	
PC	55.86	267.69	

并证明了所提方法具有理论收敛保证。此外，我们还讨论了如何扩展设计方法，以推导频谱效率-功耗权衡设计。仿真结果表明，与参考方案相比，所提设计在能效-检测权衡方面显著更优。



（a）射频链数量为 4。



(b) 射频链数量为 8。

图 7：设置 1 中采用部分连接结构的方法的能效-检测概率权衡。

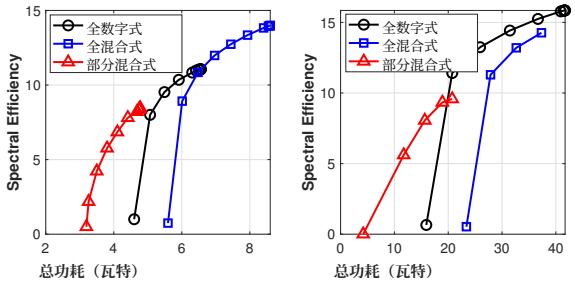


图 8：频谱效率与功耗之间权衡的评估。左图对应设置 1，混合结构为 $N_{\mathrm{RF}} = 4$。右图对应设置2，混合结构为 $N_{\mathrm{RF}} = 8$。

参考文献

[1] J. A. Zhang、M. L. Rahman、K. Wu、X. Huang、Y. J. Guo、S. Chen 和 J. Yuan，“在移动网络中实现通信与雷达感知一体化——综述”，*IEEE Communications Surveys & Tutorials*，第 24 卷第 1 期，第 306–345 页，2022年第一季度。[2] S. Lu、F. Liu、Y. Li、K. Zhang、H. Huang、J. Zou、X. Li、Y. Dong、F. Dong、J. Zhu、Y. Xiong、W. Yuan、Y. Cui 和 L. Hanzo，“通感一体化：最新进展与十项开放性挑战”，*IEEE Internet of Things Journal*，第 11 卷第 11 期，第 19 094–19 120 页，2024年6月。

[3] K. M. Braun，《移动通信网络中的 OFDM 雷达算法》，博士学位论文，卡尔斯鲁厄，卡尔斯鲁厄理工学院 (KIT)，博士论文，2014，2014。[4] G. K. Carvajal, M. F. Keskin, C. Aydogdu, O. Eriksson, H. Herbertsson, H. Hellsten, E. Nilsson, M. Rydstr¨om, K. V¨anas 和 H. Wymeersch，《干扰条件下汽车 FMCW 与 OFDM 雷达的比较》，载于*2020 IEEE* 雷达会议论文集，2020年，第 1–6 页。[5] Q. Dai, Y. Zeng, H. Wang, C. You, C. Zhou, H. Cheng, X. Xu, S. Jin, A. L. Swindlehurst, Y. C. Eldar等，《MIMO-OFDM通感一体化教程：从远场到近场》，*arXiv* 预印本 *arXiv:2504 19091*，2025年。。[6] Z. Zhang, Y. Xiao, Z. Ma, M. Xiao, Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis 和 P. Fan，《6G无线网络：愿景、需求、架构，

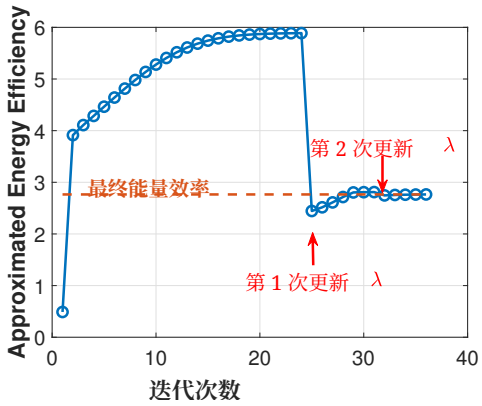


图 9：设置 1 下算法1的收敛性评估。

及关键技术》，*IEEE Vehicular Technology Magazine*，第 14 卷，第 3 期，第 28–41 页，2019年9月。[7] X. Gao, L. Dai, S. Han, C.-L. I 和 R. W. Heath，《大规模天线阵列毫米波 MIMO 系统的能效混合模拟与数字预编码》，*IEEE Journal on Selected Areas in Communications*，第 34 卷，第 4 期，第 998–1009 页，2016年4月。[8] Z. He, W. Xu, H. Shen, Y. Huang 和 H. Xiao，《通感一体化的能效波束成形优化》，*IEEE Wireless Communications Letters*，第 11 卷，第 7 期，第 1374–1378 页，2022年4月。[9] J. Zou, Y. Cui, Y. Liu 和 S. Sun，《一体化感知与通信系统的能量效率优化》，载于*2022 IEEE* 无线通信与网络会议 *(WCNC)*，2022年4月，第 216–221 页。[10] J. Zou, S. Sun, C. Masouros, Y. Cui, Y.-F. Liu 和 D. W. K. Ng，《一体化感知与通信系统的能效波束成形设计》，*IEEE Transactions on Communications*，2024年2月。[11] R. Allu, M. Kat we, K. Singh, T. Q. Duong 和 C.-P. Li，《面向 ISAC 全双工通信系统的鲁棒能效波束成形设计》，*IEEE Wireless Communications Letters*，2024年6月。[12] J. Singh, S. Srivastava 和 A. K. Jagannatham，《面向通感一体化毫米波 MIMO 系统的能效混合波束成形》，载于*2024 IEEE* 第*99*届车辆技术会议 *(VTC2024-Spring)*，2024年12月，第 1–6 页。[13] A. Kaushik, C. Masouros 和 F. Liu，《采用混合预编码与射频链优化的硬件高效联合雷达通信》，载于*IEEE* 国际通信会议论文集，2021年，第 1–6 页。[14] A. Kaushik, E. Vlachos, C. Masouros, C. Tsinos 和 J. Thompson，《绿色联合雷达通信：采用低分辨率数模转换器和混合预编码的射频选择》，载于*IEEE* 国际通信会议论文集，2022年，第 3160–3165 页。[15] O. Dizdar, A. Kaushik, B. Clerckx 和 C. Masouros，《能效双功能雷达通信：速率分拆多址、低分辨率数模转换器与射频链选择》，*IEEE Open Journal of the Communications Society*，第 3 卷，第 986–1006 页，2022年6月。[16] G. Wu, Y. Fang, J. Xu, Z. Feng 和 S. Cui，《采用开关式非传输功率的能效 MIMO 一体化感知与通信》，*IEEE Internet of Things Journal*，第 11 卷，第 7 期，第 12 177–12 191 页，2024年。[17] Z. Huang, A. Liu, R. Du 和 T. X. Han，《OFDM 一体化感知与通信系统中的容量-CRB 权衡》，载于*IEEE* 国际通信会议论文集，2023年，第 2437–2442 页。[18] Y. Huang, S. Hu, S. Ma, Z. Liu 和 M. Xiao，《基于 OFDM 的雷达通信系统低 PAPR 波形设计》，*IEEE Transactions on Wireless Communications*，第 21 卷，第 9 期，第 6979–6993 页，2022年3月。[19] H.-W. Hsu, M.-C. Lee, M.-X. Gu, Y.-C. Lin 和 T.-S. Lee，《汽车系统中基于 OFDM 的集成雷达与通信的导频功率分配与布置分析及设计》，*IEEE Transactions on Vehicular Technology*，第 71 卷，第 2 期，第 1519–1535 页，2022年11月。[20] Z. Xu, A. Petropulu 和 S. Sun，《采用广义空间调制的 MIMO-OFDM 双功能雷达通信系统联合设计》，载于*2020 IEEE* 雷达会议 *(RadarConf20)*。电气电子工程师学会，2020年，第 1–6 页。[21] Z. Xiao, R. Liu, M. Li, Q. Liu 和 A. L. Swindlehurst，《一种面向 MIMO-OFDM ISAC 系统的新型联合角度 - 距离-速度估计方法》，*IEEE Transactions on Signal Processing*，2024年8月。

[22] T. Tian, T. Zhang, L. Kong, and Y. Deng, “基于 MIMO-OFDM 的双功能雷达通信发射/接收波束成形”，IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 70, no. 5, pp. 4693–4708, 2021. [23] N. T. Nguyen, N. Shlezinger, Y. C. Eldar, and M. Juntti, “具有子载波分配的多用户 MIMO 宽带联合通信与感知系统”，IEEE Trans. Signal Process., Aug. 2023. [24] Z. Wei, R. Yao, X. Yuan, H. Wu, Q. Zhang, and Z. Feng, “MIMO-OFDM 一体化感知与通信系统的预编码优化”，IEEE Trans. Cogn. Commun. Netw., 2024. [25] Z. Xiao, R. Liu, M. Li, W. Wang, and Q. Liu, “通过联合接收处理与发射波束成形设计利用稀疏性，实现 MIMO-OFDM 一体化感知与通信系统”，IEEE Transactions on Communications, vol. 73, no. 5, pp. 3593–3607, May 2025. [26] X. Hu, C. Masouros, F. Liu, and R. Nissel, “用于通感一体化的低峰均功率比双功能雷达通信 MIMO-OFDM 波形设计”，载于 IEEE 国际通信会议论文集，2022年，pp. 1599–1604. [27] Z. Wei, J. Piao, X. Yuan, H. Wu, J. A. Zhang, Z. Feng, L. Wang, and P. Zhang, “MIMO-OFDM 一体化感知与通信系统的波形设计：一种信息论方法”，IEEE Trans. Commun., Sept. 2023. [28] Z.-T. Liao, M.-C. Lee, S.-F. Wu, and T.-S. Lee, “多用户 MIMO-OFDM 一体化感知与通信系统的波束成形设计”，载于 IEEE 国际通信会议论文集，2024年，pp. 4488–4493. [29] C.-H. Chou, M.-C. Lee, P.-C. Kang, and T.-S. Lee, “MIMO-OFDM 联合雷达与通信系统的鲁棒波束成形设计”，载于 IEEE 国际通信会议论文集，2024年，pp. 1189–1194. [30] Z.-T. Liao, S.-F. Wu, M.-C. Lee, T.-C. Chiu, and T.-S. Lee, “多用户 MIMO-OFDM 一体化感知与通信系统的联合发射波束成形设计”，IEEE Transactions on Wireless Communications, 2025. [31] R. Liu, M. Li, Q. Liu, and A. L. Swindlehurst, “双功能雷达通信波形设计：一种符号级预编码方法”，IEEE J. Sel. Top. Signal Process., vol. 15, no. 6, pp. 1316–1331, 2021. [32] P. Li, M. Li, R. Liu, Q. Liu, and A. Lee Swindlehurst, “用于距离-多普勒旁瓣抑制的 MIMO-OFDM 通感一体化波形设计”，IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 24, no. 2, pp. 1001–1015, Feb. 2025. [33] S.-F. Wu, M.-C. Lee, and T.-S. Lee, “基于符号级预编码的低峰均功率比多用户 MIMO-OFDM 通感一体化系统波形设计”，载于 2025 IEEE 国际通信会议（ICC），Jun. 2025. [34] Y.-S. Liu, S.-F. Wu, M.-C. Lee, C.-H. Chou, and T.-S. Lee, “MIMO-OFDM 双功能雷达通信系统的联合波束成形与子载波分配设计”，载于 2024 IEEE 第 100 届车辆技术会议（VTC2024-Fall）。IEEE，Dec. 2024，pp. 1–7. [35] X. Li, H. Min, Y. Zeng, S. Jin, L. Dai, Y. Yuan, and R. Zhang, “通感一体化的稀疏 MIMO：新机遇与挑战”，IEEE Wireless Communications, pp. 1–9, 2025. [36] X. Luo, Q. Lin, R. Zhang, H.-H. Chen, X. Wang, and M. Huang, “通感一体化——关于其分层架构、技术、标准化、原型与测试平台的综述”，IEEE Communications Surveys & Tutorials, pp. 1–1, 2025. [37] H. Li, M. Li, Q. Liu, and A. L. Swindlehurst, “用于宽带毫米波 MIMO-OFDM 系统的低分辨率移相器动态混合波束成形”，IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 38, no. 9, pp. 2168–2181, Jun. 2020. [38] K. Shen and W. Yu, “通信系统的分式规划——第一部分：功率控制与波束成形”，IEEE Trans. Signal Process., vol. 66, no. 10, pp. 2616–2630, May 2018. [39] M. Razaviyayn, “逐次凸近似：分析与应用”，博士学位论文，明尼苏达大学，2014. [40] X. Yu, J.-C. Shen, J. Zhang, and K. B. Letaief, “毫米波 MIMO 系统混合预编码的交替最小化算法”，IEEE J. Sel. Topics Signal Process., vol. 10, no. 3, pp. 485–500, 2016. [41] P. Tseng, “不可微最小化的块坐标下降方法收敛性”，J. Optim. theory Appl., vol. 109, pp. 475–494, 2001. [42] S. J. Wright, 原对偶内点法。SIAM，1997. [43] M. K. Samimi and T. S. Rappaport, “面向 5G 无线系统设计的三维毫米波统计信道模型”，IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 64, no. 7, pp. 2207–2225, Jun. 2016.