

摘要

在 5G-A 及未来 6G 移动通信系统中，毫米波大规模多输入多输出（Massive MIMO）技术是提升系统频谱效率与容量的核心关键。然而，传统的纯模拟和纯数字波束成形技术都面临着技术瓶颈，但混合波束成形通过模拟与数字基带的联合处理，在性能与成本之间取得了良好的折中。传统基于正交匹配追踪（OMP）的混合波束优化算法在全空域进行导向矢量匹配，存在计算复杂度高、且在强杂波干扰下易陷入“伪峰”导致目标丢失的缺陷。针对上述问题，本文深入研究了大规模阵列 MIMO 系统的波束优化设计方法，并尝试对传统波束成形算法进行改进。

首先，本文建立了包含均匀线阵（ULA）与非均匀线阵（NULA）的物理层空间阵列模型，并完成了纯数字、纯模拟、基于 DFT 码本以及传统 OMP 算法的理论复现与性能对比。

其次，针对传统 OMP 算法全域盲搜的局限性，本文尝试了一种基于目标扇区约束（Target Sector Constrained, TSC-OMP）的波束优化算法。该算法通过融合空间先验信息构建局部过完备字典，削减了射频链路分配过程中的冗余维度。仿真结果表明，TSC-OMP 算法可将运算复杂度降低，同时能逼近纯数字架构的理论上限。

最后，本文基于 Python 实现了一套可视化的大规模 MIMO 波束优化实验平台，实现了物理参数配置与多算法一键评估的交互闭环；同时基于现有的文献，初步尝试了对基于深度学习的端到端波束预测的前沿探索。

关键词：大规模 MIMO；混合波束成形；正交匹配追踪（OMP）；目标扇区约束；鲁棒性分析；非均匀线阵。

Abstract

In 5G-Advanced and 6G communication systems, millimeter-wave (mmWave) Massive MIMO technology is crucial for enhancing spectral efficiency. However, traditional fully analog and fully digital beamforming face significant technical bottlenecks. Hybrid beamforming provides a practical trade-off between performance and cost through joint analog and digital baseband processing. The conventional Orthogonal Matching Pursuit (OMP)-based hybrid beam optimization algorithm, which performs steering vector matching globally, suffers from high computational complexity and is prone to "pseudo-peak" errors under strong clutter interference, leading to target loss. To address these issues, this thesis investigates beam optimization design methods for large-scale array MIMO systems and attempts to improve traditional beamforming algorithms.

Firstly, this thesis establishes physical layer spatial array models, including Uniform Linear Arrays (ULA) and Non-Uniform Linear Arrays (NULA), and evaluates the performance of fully digital, fully analog, DFT codebook-based, and conventional OMP algorithms.

Secondly, addressing the limitations of the global blind search in conventional OMP, an improved algorithm based on Target Sector Constrained OMP (TSC-OMP) is explored. By integrating spatial prior information to construct a localized overcomplete dictionary, TSC-OMP reduces redundant dimensions during RF chain allocation. Simulation results indicate that this algorithm lowers computational complexity while reasonably approaching the theoretical upper bound of the fully digital architecture.

Finally, a Python-based visualized experimental platform for large-scale MIMO beam optimization is implemented, enabling interactive physical parameter configuration and one-click multi-algorithm evaluation. Furthermore, a preliminary exploration of end-to-end beam prediction based on deep learning is conducted based on existing literature.

Keywords: Massive MIMO; Hybrid Beamforming; Orthogonal Matching Pursuit (OMP); Target Sector Constraint; Robustness Analysis; Non-Uniform Linear Array.

目录

摘要	I
Abstract.....	II
第一章 绪论	1
1.1 课题研究背景与意义	1
1.2 国内外研究现状	2
1.3 课题主要研究内容与章节安排	3
第二章 大规模 MIMO 混合波束成形的系统模型	6
2.1 毫米波信道模型	6
2.2 阵列天线模型	7
2.2.1 阵列天线接收信号模型的一般形式	7
2.2.2 均匀线阵 (ULA) 模型	8
2.2.3 非均匀线阵 (NULA) 模型	9
2.3 大规模 MIMO 的系统模型	11
2.4 场景设计：弱目标与强干扰环境	12
2.5 波束成形架构	12
2.5.1 纯数字波束成形架构	13
2.5.2 纯模拟波束成形架构	13
2.5.3 混合波束成形架构	14
2.6 波束优化问题建模	15
2.7 大规模 MIMO 系统建模与仿真参数小结	16

第一章 绪论

1.1 课题研究背景与意义

在 4G 通信系统中，多输入多输出技术（MIMO）已成为移动通信系统中的关键技术，经历了从单用户到多用户、多小区的演变。然而，由于天线数量有限，其频谱效率提升受到制约。进入 5G 时代，尤其在 5G-A 及未来的 6G 网络演进中，通感一体化与大规模 MIMO 技术是实现低空经济与高精度目标感知的核心支撑^[1]。

在大规模 MIMO 系统中，波束成形是发挥多天线空间复用优势、实现能量聚焦与杂波抑制的关键手段。然而，传统的纯数字波束成形需要为每一根天线配备独立的射频链路，硬件成本高昂、难以部署，其巨大的能源消耗也难以满足当今通信产业绿色低碳的可持续发展要求；纯模拟波束成形虽然成本低，但灵活性差，抗干扰能力弱，在多波束灵活调度、波束精细整形以及复杂场景下的杂波抑制方面存在明显不足^[2]。尤其在低空感知的场景中，如图 1-1 所示，一些具有强干扰的物体，如城市建筑、车辆等，以及地物散射、多径反射等综合影响因素，容易在角度维形成强烈且复杂的杂波场景，弱小目标（如无人机等）的角度特征容易被淹没，从而导致检测性能下降和参数估计不稳定。

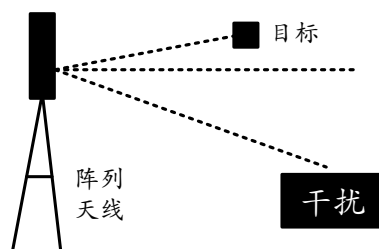


图 1-1 低空感知场景示意图

相比之下，数模混合波束成形技术通过将少量数字射频链路与大规模模拟阵列相结合，在显著降低硬件开销和功耗的同时，保留部分数字域的波束控制自由度，被广泛认为是实现高性能、低成本雷达感知的关键技术方向。

从工程实践角度看，大规模阵列与波束成形技术已成为现代无线通信部署中的基础能力，并将在 5G-A、未来 6G、卫星通信、车联网以及毫米波雷达等方向继续发挥重要作用。因此，本课题通过从理论学习、经典算法复现到算法的改进尝试，形成了一条完整的对大规模 MIMO 波束成形技术的初步学习和研究路线，对了解前沿科技，以及提前学习后续研究生阶段的研究方向等，非常具有指导意义。

1.2 国内外研究现状

大规模 MIMO 技术作为提升频谱效率的关键，其核心在于波束成形技术。随着天线规模的扩大，研究者在平衡系统性能与硬件开销方面进行了大量的探索。

2010 年，贝尔实验室的 Marzetta 教授提出可在基站使用大规模天线阵列构成大规模 MIMO 系统以大幅度提高系统质量，由此奠定了大规模 MIMO 技术的研究基础^[3]。在传统的 4G 及早期 5G 研究中，纯数字波束成形是主要的研究方向，它在基带处对每一个天线单元进行权值调整，能够提供最优的空间自由度和复用增益。根据文献[2]，在表 1-1 示出了经典的线性预编码方案，包括匹配滤波（MF）、迫零（ZF）、最小均方误差（MMSE）和块对角化（BD），它们是混合波束成形中数字基带部分设计的重要参考基础。

算法	主要思想	优点	缺点
MF	信噪比最大化	实现简单	未考虑用户间干扰
ZF	完全对角化将干扰，信号逼迫到零	完全消除用户间干扰	用户较少、信道秩亏表现差
MMSE	最小化收发信号之间的均方误差	兼顾噪声和干扰	噪声和干扰都未彻底解决
BD	分块对角化，形成多个并行的单用户 MIMO 信道	消除用户间干扰和用户流间干扰	需要 SVD 分解，复杂度

表 1-1 主要线性预编码方案及对比^[2]

根据文献[4]，在纯数字架构中，最小方差无失真响应（Minimum Variance Distortionless Response, MVDR）算法是一种极具代表性的经典方案。MVDR 算法通过计算接收信号的协方差矩阵，在保证目标方向信号无失真通过的前提下，最小化输出总功率，从而在干扰方向形成深度零陷，实现最优的抗干扰性能。

然而，文献[5, 6]指出，进入毫米波频段后，纯数字架构要求为每一根天线配备一套完整的射频链路，包括高精度的 ADC/DAC、混频器和功率放大器等。在拥有成百上千个阵元的毫米波系统中，这种“一比一”的配置方案会导致系统硬件成本和功耗呈指数级上升，在实际工程部署中是难以承受的。因此，纯数字架构虽然性能卓越，但在毫米波大规模阵列场景下存在严重的商业化瓶颈。

模拟波束成形技术是阵列天线与相控阵雷达领域中最早也是最成熟的波束赋形方式之一。该架构仅使用少量的射频链路，通过模拟相移器网络来调整天线阵元的相位。虽然这种方案极大地降低了硬件复杂度，但其性能受到严重制约。由于模拟相移器通常只能调整相位而无法改变信号幅度，且系统在同一时刻通常只能产生一个方向的窄波束，这使得纯模拟架构在处理多流传输、抗干扰以及空间复用方

面表现较差。尤其在复杂的城市多径环境下，纯模拟方案难以充分利用信道的空间特性，导致通信容量受限^[7]。

针对上述两种方案的不足，根据文献[8]，混合波束成形(Hybrid Beamforming)架构应运而生并逐渐成为研究的主流。该技术将波束成形过程拆分为低维度的数字基带预编码和高维度的模拟射频波束成形，利用远少于天线数量的射频链路驱动大规模天线阵列。混合波束成形的“低维数字+高维模拟”的策略，在保证接近纯数字架构性能的同时，显著降低了 ADC/DAC 的数量和系统功耗，在性能与成本之间取得了良好的平衡。目前，关于混合波束成形的研究重点已转向如何设计高效的权值搜索与优化算法。

在混合波束成形的模拟波束权值的搜索与配置中，目前主要分为码本搜索和非码本优化两类。其中基于码本的 DFT 波束成形算法在文献[9]中提到，由于 DFT 矩阵的各列在物理空间上对应于一组正交的离散波束方向，研究者常将其作为模拟码本，通过搜索最优的 DFT 矢量来快速对准目标。该类算法实现简单且符合移相器的恒模约束，但由于受限于固定的空间采样方向，当目标不处于网格点上时，会产生能量泄漏和量化误差。正交匹配追踪(OMP)算法在文献[10]被提出，该算法利用毫米波信道的空间稀疏特性，将波束成形矩阵的设计转化为稀疏重构问题，通过贪婪搜索策略在过完备字典中寻找最优的响应矢量。OMP 算法性能良好，因此在毫米波 MIMO 混合波束成形技术中应用最广泛^[11]。虽然 OMP 算法在低杂波环境下具有较好的收敛性，但在强干扰或非理想场景下，传统的全空域盲搜容易受到“伪峰”干扰，导致测角和波束指向偏差。文献[12]提出了一种基于 OMP 算法的改进方案，该方案采用一种迭代思想对原有的 OMP 算法进行改善优化，提高了文献[10]中传统 OMP 算法的性能。

近年来，随着人工智能技术的跨界融合，基于深度学习的波束预测与资源分配成为了前沿趋势。根据文献[13, 14]，研究者尝试利用卷积神经网络(CNN)或深度强化学习来替代传统的迭代优化过程，通过离线训练模型实时预测最优波束方案，以应对高动态移动场景下的波束追踪难题。

1.3 课题主要研究内容与章节安排

通过调研相关文献并学习其中的算法设计思想，本课题将重点关注在强干扰环境下接收端的混合波束成形优化问题。首先，从调研大规模 MIMO 技术的特点和波束成形的原理出发，通过建立系统级的数学仿真模型，研究并复现文献中提到的经典波束成形算法。随后，针对强杂波干扰与低信噪比的复杂环境，尝试在现有的正交匹配追踪算法基础上进行优化，探讨如何在削减射频硬件能耗的同时，尽可

能地改善系统的抗干扰与测角性能。最后，初步尝试对基于深度学习的端到端波束预测的前沿探索。课题的研究路线和研究方法如图 1-2 所示。

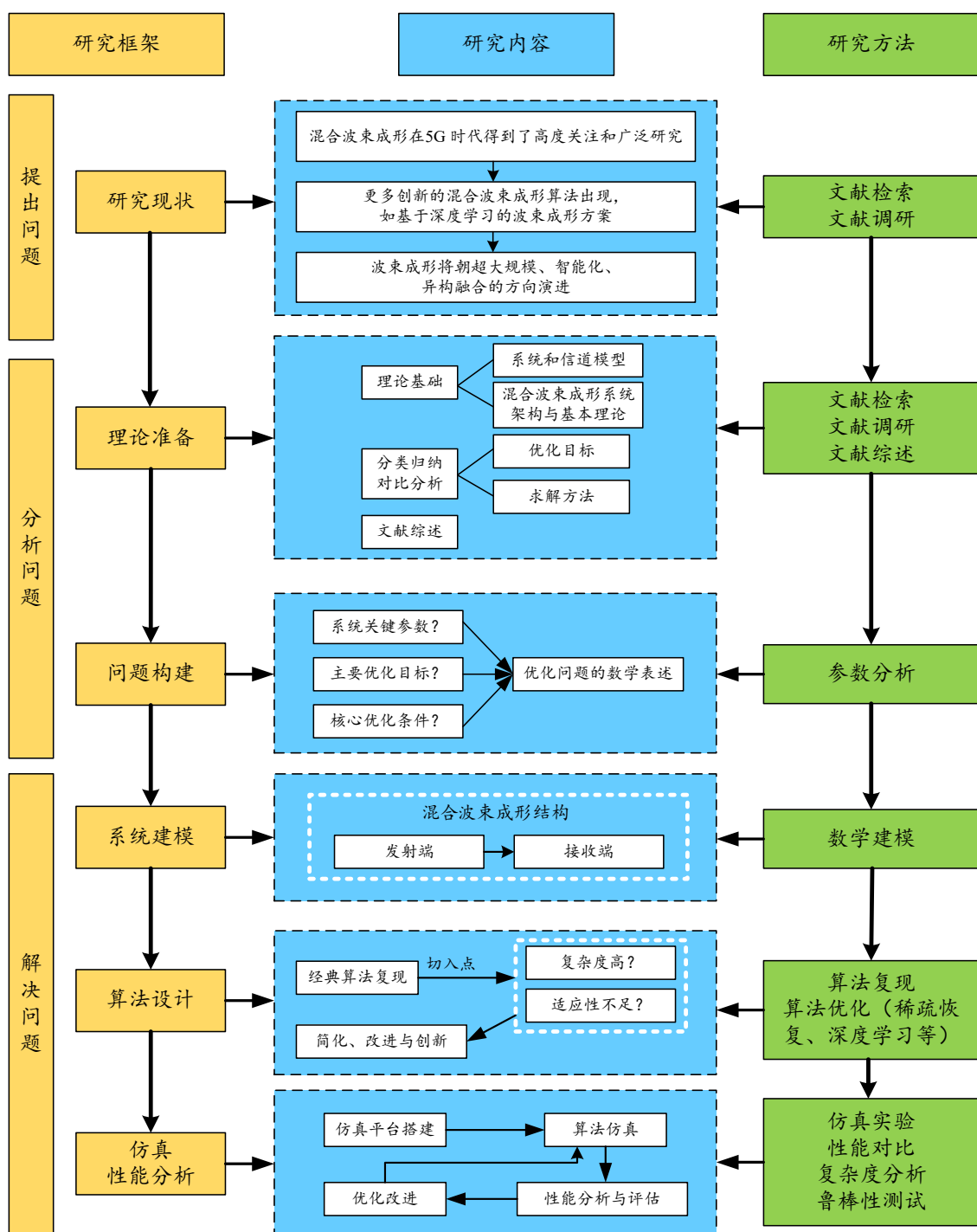


图 1-2 课题研究路线与研究方法

本课题的章节安排和主要工作如下：

第一章为绪论，主要阐述大规模 MIMO 技术与波束成形技术的研究背景及意

义。通过对比纯数字、纯模拟以及混合波束成形架构的优缺点，梳理国内外研究现状，并明确指出传统 OMP 算法在实际应用中的局限性。最后，简要概述本文的主要研究内容与结构安排。

第二章为大规模 MIMO 混合波束成形的系统模型，详细建立系统的理论模型。首先，介绍毫米波通信的信道特性与数学模型；其次，分别构建均匀线阵与非均匀线阵的阵列天线流形模型；最后，确立混合波束成形架构的收发端信号处理模型，并给出以最大化频谱效率与信干噪比为优化目标的数学问题建模。

第三章为经典波束成形算法分析与局限性验证。本章基于第二章提出的建模背景，复现了在参考文献中提到的经典波束成形算法，包括纯模拟、基于 MVDR 的纯数字、基于 DFT 码本以及传统 OMP 算法，旨在建立后续优化研究的对比基准。通过仿真实验，对比各架构在波束方向图和抗干扰能力方面的表现。

第四章为基于目标扇区约束（TSC-OMP）的波束优化算法设计。本章与第五章是本课题的核心部分。本章将基于 OMP 算法，尝试提出一种基于目标扇区约束（TSC-OMP）的混合波束优化算法，通过引入空间先验信息构建局部完备字典，缩小了射频链路的搜索维度。将详细给出算法的数学推导与执行流程，并在 ULA 与 NULA 阵列下进行全方位的仿真验证，并进行目标机动测角 RMSE 分析。

第五章为 TSC-OMP 算法鲁棒性提升与系统复杂度分析。首先，针对极低信噪比环境下矩阵伪逆求解导致的噪声方差放大问题，探讨并引入基于 Tikhonov 对角加载的正则化修正策略，尝试提升低噪环境下的算法鲁棒性；其次，通过多维度的蒙特卡洛仿真进行极限抗干扰压测；最后，给出各架构的理论时间复杂度推导，并结合软件仿真耗时统计，分析改进的 TSC-OMP 算法的算法复杂度及局限性。

第六章为总结与展望，对全文的研究工作与实验结论进行系统性总结，并分析当前工作存在的局限性，并指出后续可以进一步优化和深入研究的问题，以及对一些值得深入探索的方面进行初步尝试：比如大规模 MIMO 波束优化实验平台的开发，将展示算法的工程化与软件化成果，将基于 Python 开发一套可视化、交互式的、可调用 CUDA 进行快速计算的波束优化实验平台。又如基于现有文献，初步尝试对基于深度学习的端到端波束预测的前沿探索。

全文的写作思路将严格按照图 1-3 所示的研究路线进行展开。

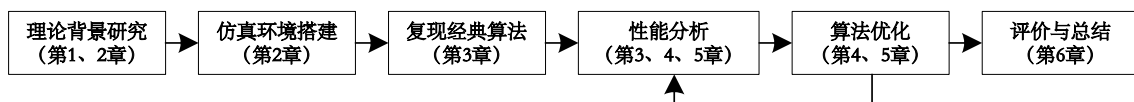


图 1-3 各章节对应的研究路线

第二章 大规模 MIMO 混合波束成形的系统模型

本章首先建立毫米波信道的数学模型，随后重点推导本文算法研究中涉及的均匀线阵(ULA)与非均匀线阵(NULA)的方向向量。最后，详细阐述大规模 MIMO 系统的基本模型以及纯数字、纯模拟及混合波束成形的架构模型，并给出本文研究的波束优化数学问题定义：将以最大化输出信干噪比(SINR)为优化目标，通过对该优化目标进行建模，实现在有限射频链路数量约束下，尽可能逼近全数字架构性能，并在目标方向保持较高增益、在干扰方向形成抑制能力。

2.1 毫米波信道模型

毫米波频段具有频谱资源丰富、可提供大带宽等优点，然而，与传统微波频段相比，毫米波信号传播损耗更大、穿透能力更弱，对波束赋形增益和阵列方向性提出了更高要求，其信道通常表现出明显的空间稀疏性。与低频段丰富的散射环境不同，毫米波信道主要由一个视距路径和少量较强的非视距路径组成^[15]。本课题采用经典的极化空间信道模型(Saleh-Valenzuela Model^[16])，发射端与接收端之间的信道矩阵 $\mathbf{H}$ 可表示为：

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_t N_r}{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{a}_r(\theta_l^r) \mathbf{a}_t^H(\theta_l^t) \quad (2-1)$$

其中， L 为路径总数， α_l 为第 l 条路径的复增益， θ_l^r 与 θ_l^t 分别表示第 l 条路径的到达角与离开角， $\mathbf{a}_r(\cdot)$ 和 $\mathbf{a}_t(\cdot)$ 分别为接收端与发射端的阵列响应矢量。

对于本课题重点关注的强干扰环境下波束成形与测角问题，可进一步将接收信号简化为目标、干扰和噪声的叠加模型。设目标方向为 θ_0 ，干扰方向集合为 $\{\theta_i\}_{i=1}^Q$ ，则第 n 个快拍时刻的接收信号可写为：

$$\mathbf{x}(n) = \sqrt{P_s} \mathbf{a}(\theta_0) s(n) + \sum_{i=1}^Q \sqrt{P_i} \mathbf{a}(\theta_i) c_i(n) + \mathbf{v}(n) \quad (2-2)$$

其中， P_s 为目标信号功率， P_i 为第 i 个干扰功率， $s(n)$ 和 $c_i(n)$ 分别表示目标与干扰的基带信号， $\mathbf{v}(n)$ 为复高斯白噪声。

有限快拍条件下，接收信号协方差矩阵通常采用采样协方差矩阵进行估计，即：

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{L_s} \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \quad (2-3)$$

其中, L_s 为快拍数。该协方差矩阵是后续基于 MVDR 的纯数字波束形成算法、混合波束降维以及测角估计的核心输入量。

综上, 毫米波信道的角度域稀疏性和强方向性为混合波束成形提供了理论基础, 而目标、干扰与噪声共存的阵列接收模型则为本课题后续的波束优化和鲁棒性分析提供了统一建模框架。

2.2 阵列天线模型

阵列天线模型是波束成形算法设计的基础。本课题在仿真中分别构建了均匀线阵 (ULA) 与非均匀线阵 (NULA) 两类阵列模型, 以分析不同阵列几何对波束指向和测角性能的影响。

2.2.1 阵列天线接收信号模型的一般形式

在构建本课题仿真中使用到的阵列天线模型之前, 应先对最一般的情况 (即任意形状的天线阵列的接收信号模型) 进行推导和解释。

若有一个天线阵列由 M 个具有任意方向性的、按照任意排列形式的阵元构成, 同时有 K 个具有相同中心频率 ω_0 、波长为 λ 的空间窄带平面波 ($M > K$) 以方向 $\Theta_1, \Theta_2, \dots, \Theta_K$ 入射到该阵列, 其中 $\Theta_i = (\theta_i, \varphi_i)$, $i = 1, 2, \dots, K$, θ_i 和 φ_i 分别为第 i 个入射信号的仰角和方位角, 且 $\theta_i \in [0^\circ, 90^\circ)$, $\varphi_i \in [0^\circ, 360^\circ)$, 如图 2-1 所示, 则阵列中的第 m 个阵元的输出可以表示为

$$x_m(t) = \sum_{i=1}^K s_i(t) e^{j\omega_0 \tau_m(\Theta_i)} + v_m(t) \quad (2-4)$$

其中 $s_i(t)$ 为入射到阵列的第 i 个源信号, $\tau_m(\Theta_i)$ 为 Θ_i 方向的信源信号到达第 m 个阵元时相对于选定的基准点 (或者说选定的第 1 个阵元) 的时延, $v_m(t)$ 为第 m 个阵元的加性噪声。

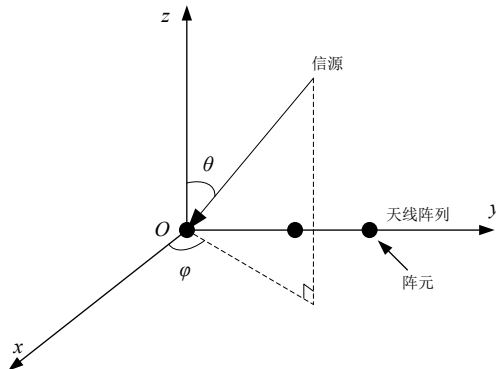


图 2-1 入射信号和阵列的关系图

如果用矩阵的形式来表示式(2-4)中整个阵列中每一个阵元接收信号的情况，即用矩阵 $\mathbf{x}(t)$ 来表示整个阵列信号模型，则记 $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$ ，同理记 $\mathbf{v}(t) = [v_1(t), v_2(t), \dots, v_M(t)]^T$ ， $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T$ 。此外，记 $\mathbf{A}(\boldsymbol{\Theta})$ 为 $M \times K$ 矩阵的方向矩阵，即 $\mathbf{A}(\boldsymbol{\Theta}) = [\mathbf{a}(\boldsymbol{\Theta}_1), \mathbf{a}(\boldsymbol{\Theta}_2), \dots, \mathbf{a}(\boldsymbol{\Theta}_K)]$ ，其中， $\mathbf{a}(\boldsymbol{\Theta}_i)$ 为阵列在信源信号中一个来自 $\boldsymbol{\Theta}_i$ 方向的方向向量，记作

$$\mathbf{a}(\boldsymbol{\Theta}_i) = [e^{j\omega_0 \tau_1(\boldsymbol{\Theta}_i)}, e^{j\omega_0 \tau_2(\boldsymbol{\Theta}_i)}, \dots, e^{j\omega_0 \tau_M(\boldsymbol{\Theta}_i)}]^T \quad (2-5)$$

因此若使用矩阵描述阵列信号模型，则在最一般的情况下， $\mathbf{x}(t)$ 可简练表示为

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\Theta})\mathbf{s}(t) + \mathbf{v}(t) \quad (2-6)$$

以上就是阵列信号模型的一般形式的推导过程。值得注意的是，矩阵 $\mathbf{A}(\boldsymbol{\Theta})$ 和阵列的形状、信源信号的来向有关。在实际应用中，天线阵列的形状一旦固定就不会发生改变，因此 $\mathbf{A}(\boldsymbol{\Theta})$ 与信源信号的来向密切相关^[17]。

2.2.2 均匀线阵 (ULA) 模型

均匀线阵模型是最经典、最常用的理论基准模型，本课题采用了均匀线阵模型以验证复现和改进的算法的理论性能。

当接收信号满足窄带条件，且阵列由 M 个阵元组成，每个阵元以相等距离 d 线性排布，这就是一个均匀线阵的接收模型^[4]，如图 2-2 所示。

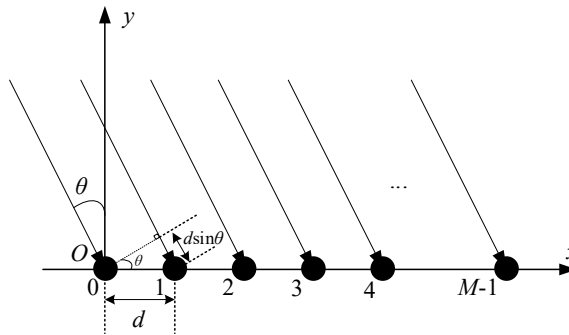


图 2-2 均匀线阵模型

由图可知，将第 1 个阵元记作阵元 0（即 2.2.1 节提到的“选定的基准点”），则信源信号到阵元 m 相对于到阵元 0 的时延为 $\tau_m = md \sin \theta / c = m\tau$ ，式中 c 为光速， $\tau = d \sin \theta / c$ 为信号到达阵元 1 时相对于阵元 0 的时延。

定义空间相位 $\phi = \omega_0 \tau$ ^[4]，将 τ 代入可得

$$\phi = \omega_0 \tau = \omega_0 \frac{d \sin \theta}{c} = 2\pi f_0 \frac{d \sin \theta}{\lambda f_0} = 2\pi \frac{d \sin \theta}{\lambda} \quad (2-7)$$

其中 f_0 为入射信号的载波频率, λ 为载波的波长。如果信源信号的来波方向只有图 2-2 示出的单一方向 θ , 则根据式(2-5)可得该信号的方向向量为

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{-j\phi}, e^{-j2\phi}, \dots, e^{-j(M-1)\phi}]^T \quad (2-8)$$

当信源信号中共有 K 个信号从 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K$ 方向入射到该均匀阵列, 此时信源信号中第 i 个信号的方向向量为

$$\mathbf{a}(\theta_i) = [1, e^{-j\phi_i}, e^{-j2\phi_i}, \dots, e^{-j(M-1)\phi_i}]^T, \quad \phi_i = 2\pi \frac{d \sin \theta_i}{\lambda} \quad (2-9)$$

定义方向矩阵为 $M \times K$ 阶矩阵, 为

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_K)] \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\phi_1} & e^{-j\phi_2} & \dots & e^{-j\phi_K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\phi_1} & e^{-j(M-1)\phi_2} & \dots & e^{-j(M-1)\phi_K} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-10)$$

通常只考虑复基带信号, 于是用 n 表示快拍, 根据式(2-6)、式(2-10), 可得均匀线阵的接收信号^[4]为

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{A}\mathbf{s}(n) + \mathbf{v}(n) \quad (2-11)$$

在后面的仿真中, 使用的均匀线阵模型参数为: 天线数为 24, 即 $M = 24$; 阵元间距为标准的半波长, 即 $d = \lambda/2$ 。由于后续仿真中的系统中心频率 $f_c = 4.9 \text{ GHz}$, 得到 $\lambda \approx 61.22 \text{ mm}$, 则 $d = \lambda/2 \approx 30.61 \text{ mm}$ 。

2.2.3 非均匀线阵 (NULA) 模型

在传统的均匀线阵设计中, 为避免产生空间混叠效应, 阵元间距通常需满足 $d \leq \lambda/2$ 的采样定理。然而, 在毫米波大规模 MIMO 系统中, 这种紧凑的布阵方式会导致阵元间的互耦效应增强, 且在阵元总数受限时, 系统的角度分辨率由于与阵列总物理孔径成正比, 因此难以进一步突破。

为了解决这一矛盾, 在后面的仿真中引入了非均匀线阵 (NULA) 模型。主要有以下的考虑: 首先, 非均匀线阵的阵元位置不再等间隔排列, 其阵列流形不再具有简单的范德蒙德结构, 因此阵列方向图的旁瓣与栅瓣分布会发生改变, 为干扰抑制和测角估计提供不同于均匀线阵的空间特性。其次, 使用非均匀线性阵列可以估算均匀线性阵列的波束宽度, 并实现更低的旁瓣电平^[18]。同时, 在雷达感知、目标跟踪及复杂平台集成中, 天线布设会受到空间尺寸、结构安装和电磁兼容等因素约束, 不一定能够保持严格的均匀间距。因此, 应同时考虑非均匀线阵模型以增强模型与算法的工程意义。

对于非均匀线阵，如图 2-3 所示，若阵列由 M 个阵元组成，它们之间的间距是不同的，设阵元 $m(m=0, 1, 2, \dots, M-1)$ 在阵列轴上的实际物理位置为 d_m ，也即该阵元的坐标为 $(d_m, 0)$ ，则同式 (2-7)，可得阵元 m 的空间相位为

$$\tilde{\phi}_m = 2\pi \frac{d_m \sin \theta}{\lambda} \quad (2-12)$$

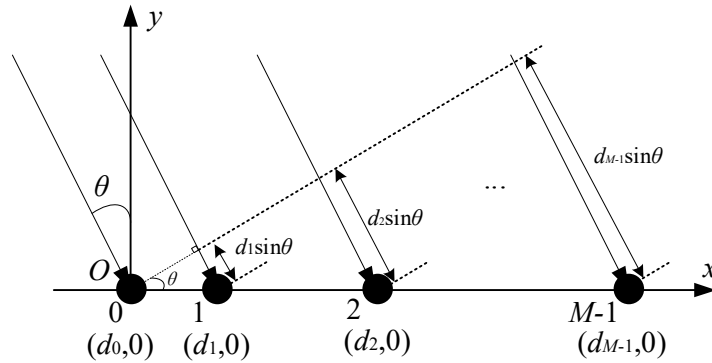


图 2-3 非均匀线阵模型

如果信源信号的来波方向只有图 2-3 示出的单一方向 θ ，且设阵元 0 位于坐标轴的原点，即 $d_0 = 0$ ，也即 $\tilde{\phi}_0 = 0$ ，此时得信号的方向向量为

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{-j\tilde{\phi}_1}, e^{-j\tilde{\phi}_2}, \dots, e^{-j\tilde{\phi}_{M-1}}]^T \quad (2-13)$$

在后面的仿真中，使用的非均匀线阵模型参数为：天线数为 24，即 $M = 24$ ；系统中心频率和波长在 2.2.2 节已经提出；天线的物理位置坐标 $\mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{23}]^T$ 定义如下：

A 段（阵元 0~11，也即第 1 个到第 12 个阵元）：初始间距设为 43mm（约为 0.7λ ），各阵元坐标为 $43 \times [0, 1, 2, \dots, 11]$ mm。

B 段（物理跳跃点）：在阵元 11 和阵元 12（即第 12 个阵元和第 13 个阵元）间引入一个 63mm（约为 1.03λ ）的非均匀跳跃间距。

C 段（阵元 13~23，也即第 14 个到第 24 个阵元）：后续阵元继续以 43mm 为步长递增。

换言之，仿真中使用的非均匀线阵，前 12 个阵元采用 43mm 等间距排列。中间插入一个 63mm 的额外间隔；后 11 个阵元再继续按 43mm 等间距排列。

在本课题后续算法验证中，非均匀线阵并非为了替代均匀线阵，而是作为一个补充阵列模型来增强结论的普适性，以此更充分地说明：复现与改进的算法并不依赖于均匀阵列的特殊结构，而是在不同阵列模型下均具有一定的鲁棒性与有效性。

2.3 大规模 MIMO 的系统模型

大规模 MIMO 系统是一种在通信终端使用数十到数百根天线的系统，较 4G 系统中的 4 或 8 根天线数增加一个量级以上^[19]。使用大量天线有很多优势：当接收端或发射端对目标方向进行相位对齐后，目标信号在空间上可以实现相干叠加，从而显著提升目标方向的有效接收功率，对于干扰方向或非目标方向，由于相位不一致，其叠加效果将被削弱，因此系统具备更强的定向接收和抗干扰能力；其次，更多的天线能在空间域中得到更大的自由度，在带宽固定的条件下增加数据速率以及通过空间的多样性提高链路的可靠性等方面，空间自由度可以高效利用^[20]；同时，系统可以获得更高倍数的信道容量、更低的能量消耗、十分精准的空间区分度、相对廉价的硬件实现等等^[19]。

从信号模型角度看，根据式(2-2)，第 n 个快拍的阵列的接收信号为式中的 $\mathbf{x}(n)$ ，根据 2.2.1 节阐述的基本原理，通过设计合适的波束权值 $\mathbf{w}$ ，阵列输出为

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \quad (2-14)$$

因此，大规模 MIMO 波束优化的本质可以理解为：在多天线空间域内设计合适的权值，使目标信号获得最大化增益，而干扰和噪声在输出端被尽可能抑制。

图 2-4 示出了大规模 MIMO 接收机的系统模型，图中 N_S 为数据流数， N_{RF} 为射频链数， M 为阵元数，或者说天线数量。在纯数字架构下，所有阵元均可独立调节复权值，因此理论性能最好；在纯模拟架构下，系统通常只能通过模拟相移器调整相位，硬件简单但自由度受限；而数模混合波束成形则在少量射频链路条件下，结合模拟阵列和数字基带处理，在复杂度与性能之间取得折中。这也是本课题选择围绕混合波束成形展开研究的主要原因。

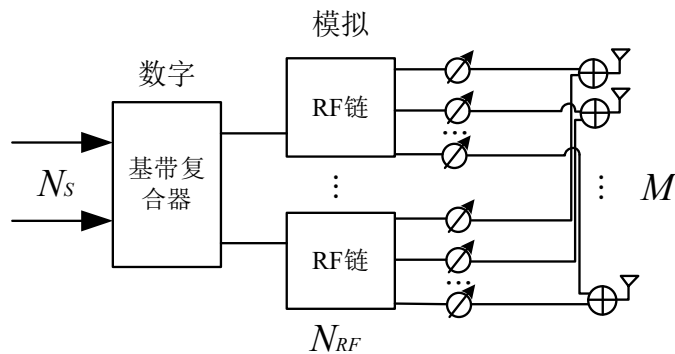


图 2-4 大规模 MIMO 接收机系统模型

在后续的仿真中，主要聚焦于接收端大规模阵列在强干扰环境下的波束优化问题。因此，仿真中采用的是一种面向阵列接收与混合波束成形的模型，即在接收

端部署大规模阵列，考虑单目标、单强杂波和噪声共存的场景，并在此基础上比较纯模拟、纯数字、DFT、传统 OMP 和改进后的 TSC-OMP 五种波束成形架构。

截至目前，我们已经详细阐述了后续仿真中使用到的系统的基本模型，具体的参数设置可参见 2.7 节中的表 2-1。完成了系统的建模，我们还需要有一个系统所在的环境（2.4 节），以及该系统承载的算法（2.5 节）。

2.4 场景设计：弱目标与强干扰环境

在 1.1 节和图 1-1 中，我们已经阐述了波束优化的目的，即抑制强干扰对波束旁瓣造成的影响的同时，提高对弱目标的检测能力。为验证所复现和改进的波束优化方法在复杂环境下的有效性，仿真场景统一设置为弱目标与强干扰共存的接收环境。设计场景时，我们模仿了一个阵列雷达侦测小型飞行器的场景：目标信号出现在 $0^\circ \sim 40^\circ$ ，测试时设为 5° ，目标的雷达散射截面（RCS）为 -30dB ；干扰信号出现在 $-3^\circ \sim -20^\circ$ ，测试时设为 -15° ，干扰的 RCS 为 30dB 。

本课题之所以做出如此的场景设计，主要有以下几个方面的考虑。首先，在毫米波实际部署中，基站往往需要从强反射背景（高大建筑、大型车辆等）中提取远端移动终端的微弱信号，而强杂波反射会产生显著的能量峰值，如果算法不具备较好的干扰抑制能力，波束会错误地指向干扰源，从而影响对目标的检测。其次，如果算法只在理想的高信噪比、无强干扰或无限快拍条件下有效，其工程价值将十分有限。本课题采用较强的干扰背景和较严格的有限快拍设定，目的正是在更接近实际应用困难条件下各算法的鲁棒性与适用性，从而更清楚地体现不同波束优化方法在抗干扰能力和测角精度上的差异。

2.5 波束成形架构

在阵列信号处理中，有些天线是很庞大的，是不能转动的。因此，需要设计一种方法，使阵列输出选取一个适当的权向量以补偿各个阵元的传播时延，从而使在某个期望方向上的阵列输出可以同相叠加，进而使得阵列在该方向形成一个主瓣波束，对其他方向产生一个较小的响应（旁瓣），从而对整个空间进行波束扫描，即可确定空中待测信号的方位^[17]，这就是波束成形。

在 1.2 节中已经指出，大规模 MIMO 系统中，波束成形架构主要可分为纯数字架构、纯模拟架构和数模混合架构三类。三者硬件复杂度、信号处理自由度以及系统性能方面各有特点。

2.5.1 纯数字波束成形架构

图 2-5 示出了纯数字波束成形的架构, 可见在纯数字波束成形中, 每个天线单元都配备独立的射频链路以及专用的 ADC 和 DAC, 因此能够在基带域对每个阵元的幅度和相位进行独立控制^[21]。同时, 信号的幅度和相位调整完全在基带通过复数权值运算实现, 因此系统拥有极高的自由度, 能够针对每一个天线独立进行精细化控制。设接收端阵元数, 或者说天线数为 M , 阵列接收信号 $\mathbf{x}(n) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, 故合成后的信号可以表示为

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \quad (2-15)$$

其中权值向量 $\mathbf{w}$ 具有 M 个复数自由度, 不受模长约束。

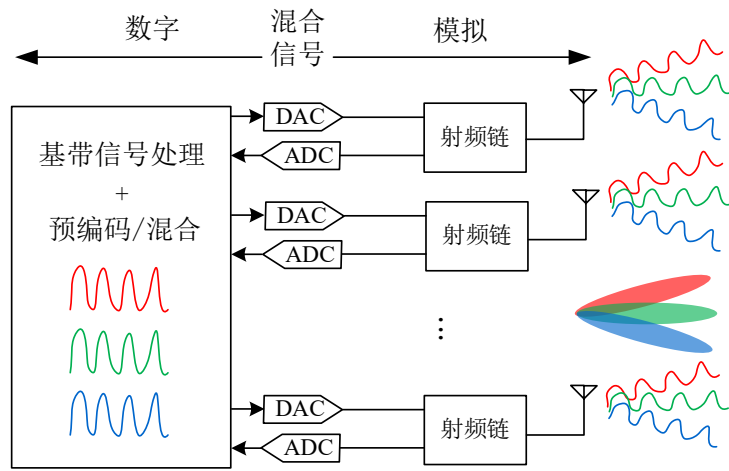


图 2-5 纯数字波束成形架构

纯数字架构具有最高的波束控制自由度, 能够实现接近最优的频谱效率与抗干扰性能。然而, 该架构需要大量射频链路和高速 ADC 和 DAC, 导致硬件成本与功耗较高。在后续的仿真中将基于 MVDR 的纯数字波束成形作为性能上界参考。

2.5.2 纯模拟波束成形架构

纯模拟波束成形架构仅使用少量的射频链路, 通过模拟相移器网络将信号分配至各天线阵元^[21]。图 2-6 示出了一个简化的模拟波束成形架构, 该架构通过特定数字信号处理算法, 在数字域自适应计算权重系数, 并在模拟域实时更新。

纯模拟波束成形中, 信号的相位调整在射频前端完成。由于模拟相移器只能改变相位而不能调整幅度, 因此权值矢量必须满足严格的恒模约束。权值向量 $\mathbf{w}$ 的每一个元素需满足

$$|[\mathbf{w}]_n| = \frac{1}{\sqrt{M}}, n=1, 2, \dots, M \quad (2-16)$$

M 依然是阵元数。可见，这种架构限制了波束成形仅能通过改变天线间的相位差来控制波束指向。在后续的仿真中，该架构被简化建模为相控阵模式，仅保留最优全数字权值的相位部分。

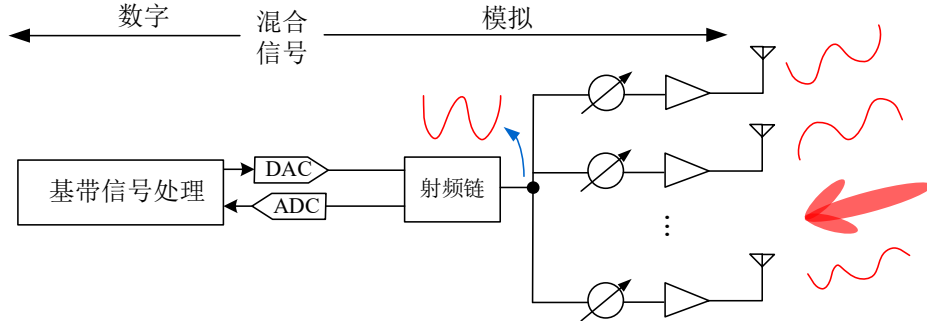


图 2-6 纯模拟波束成形架构

纯模拟波束成形架构的硬件结构极其简单，成本和功耗最低。然而，由于自由度严重受限，系统在同一时刻通常只能产生单一方向的窄波束，且无法有效抑制空间中分布的离散强干扰。

2.5.3 混合波束成形架构

在雷达和毫米波通信的应用中，大规模发射天线阵列被广泛用于增强目标回波的接收能量，并补偿高频传输中的严重路径损耗。因此，混合波束成形架构被越来越多地视为兼顾性能与开销的可行方案：通过在射频端引入移相器网络，将少量射频链与大量天线单元灵活连接，在显著降低硬件复杂度的同时，仍能保持较高的波束成形自由度和指向增益。

混合波束成形本质上是一种在“功耗/成本”与“灵活性/性能”之间取得折中的两级处理结构^[18]，如图 2-7 所示。该架构通过将波束成形过程拆分为低维数字基带处理与高维模拟射频处理两部分，在性能与成本之间取得了良好的平衡。

在混合波束成形架构中，系统仅配置远小于天线（或阵元）数 M 的射频链路数 N_{RF} 。信号首先在基带通过数字预编码矩阵 $\mathbf{W}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_{RF} \times N_S}$ （2.3 节已经提到， N_S 为数据流数）进行低维处理，随后通过射频链路上变频至模拟域，最后由模拟矩阵 $\mathbf{W}_{RF} \in \mathbb{C}^{M \times N_{RF}}$ 进行高维相位调整。最终的等效权值矩阵为

$$\mathbf{w} = \mathbf{W}_{RF} \mathbf{W}_{BB} \quad (2-17)$$

其中， $\mathbf{W}_{RF}$ 必须满足恒模约束。

混合波束成形架构由于射频链路和 ADC/DAC 数量显著少于天线总数，故有效降低了系统成本与计算负荷，同时大幅减小了高频前端的功耗与散热压力。

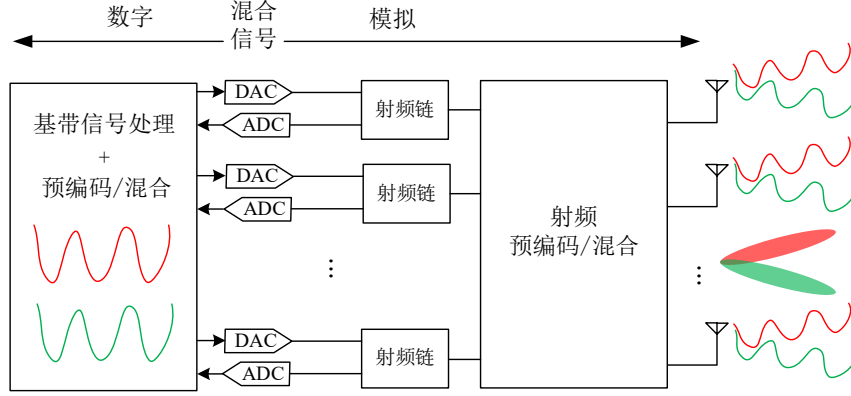


图 2-7 混合波束成形架构

2.6 波束优化问题建模

本课题的优化目标是：在满足模拟权值恒模约束及总功率约束的前提下，设计预编码/合成矩阵，使系统输出的信干噪比（SINR）最大化。对于大规模 MIMO 混合波束成形系统而言，模拟矩阵通常由移相器网络实现，因此其元素只能调节相位而不能独立调节幅度^[22]；同时，系统整体权值还需要满足功率约束。因此，混合波束成形问题通常都需要在“模拟矩阵恒模约束”和“总功率约束”下进行设计^[23]。

结合 2.3 节和 2.5 节的分析，后续仿真并不针对完整的多用户收发联合优化问题，而主要聚焦于接收端在强干扰环境下的混合波束优化问题。也就是说，本课题将更关注如何利用少量射频链路，从大规模阵列接收信号中增强目标方向响应并抑制干扰和噪声。

根据式(2-17)，对于接收端混合波束成形，设最终的等效波束权向量为

$$\mathbf{w} = \mathbf{W}_{RF} \mathbf{W}_{BB} \quad (2-18)$$

其中， $\mathbf{W}_{RF} \in \mathbb{C}^{M \times N_{RF}}$ 为模拟射频矩阵， $\mathbf{W}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_{RF} \times 1}$ 为数字基带权向量。由于模拟矩阵由移相器实现，因此其元素必须满足恒模约束，即

$$|[\mathbf{W}_{RF}]_{m,n}| = \frac{1}{\sqrt{M}} \quad (2-19)$$

同时，为避免整体波束权值无限放大，还需满足总功率约束或归一化约束。这样，阵列在第 n 个快拍时刻的输出可写为

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \quad (2-20)$$

其中 $\mathbf{x}(n)$ 已在式(2-2)中指出。

在目标、干扰和噪声共存的场景下，若目标方向为 θ_0 ，干扰方向集合为 $\{\theta_i\}$ ，则输出信干噪比可表示为

$$\text{SINR} = \frac{P_s |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0)|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w}} \quad (2-21)$$

其中， P_s 为信号功率， $\mathbf{a}(\theta_0)$ 为目标信号的方向向量， $\mathbf{R}_{i+n}$ 为干扰加噪声协方差矩阵。由此可见，波束优化问题的本质就是：在目标方向保持较高增益的同时，尽可能减小干扰与噪声在输出端的功率，从而使输出 SINR 最大^[24]。

因此，本文的波束优化问题可以表述为：在模拟矩阵满足恒模约束、整体权值满足总功率约束的条件下，联合设计 $\mathbf{W}_{RF}$ 和 $\mathbf{W}_{BB}$ ，使式(2-21)所示的输出 SINR 最大。由于这一问题中模拟矩阵与数字权值相互耦合，且模拟矩阵本身还受到恒模约束，因此它是一个非凸优化问题，通常难以直接得到全局最优解。

结合后续仿真的具体实现，求解并没有直接对上述联合优化问题进行整体求解，而是采用了两阶段近似优化的思路：第一步，先构造满足恒模约束的模拟射频矩阵 $\mathbf{W}_{RF}$ ；第二步，在模拟矩阵确定后，将高维阵列接收信号投影到低维数字域，再利用低维协方差矩阵求解数字基带权值 $\mathbf{W}_{BB}$ 。

其中，DFT 方法通过固定角度码本构造模拟矩阵，传统 OMP 方法在全空间字典中进行贪婪搜索，而 TSC-OMP 方法则在目标先验扇区内构造局部字典，以减少冗余搜索并减弱强干扰伪峰的影响。

进一步地，在数字域权值求解中，本课题实际采用的方法是在模拟降维之后，再根据低维协方差矩阵求得数字基带权值。这种做法保留了自适应波束形成对干扰抑制的优势，同时避免在全维空间直接求逆协方差矩阵所带来的高计算复杂度。降维处理是大规模阵列波束形成中降低运算量、提升工程可实现性的重要方法^[25]。

综上所述，本课题波束优化问题建模的核心可以概括为：在模拟矩阵恒模约束和总功率约束下，通过设计模拟射频矩阵与数字基带权值，使系统输出 SINR 最大。

2.7 大规模 MIMO 系统建模与仿真参数小结

在本章的前几个小节中，我们对一个完整的大规模 MIMO 系统的接收端模型和所在仿真环境进行了具体的说明和原理解释。在表 2-1 中，我们对这些参数进行了具体汇总，作为后续仿真验证的参考。

表 2-1 仿真平台的主要参数

参数类别	参数名称	ULA 仿真平台设置	NULA 仿真平台设置
计算环境	计算设备	CUDA 可用时使用 GPU， 否则使用 CPU	CUDA 可用时使用 GPU， 否则使用 CPU
阵列规模	阵元数	24	24

续表 2-1

参数类别	参数名称	ULA 仿真平台设置	NULA 仿真平台设置
阵列规模	射频链数	4	4
阵列类型	阵列模型	ULA	NULA
阵列几何	阵元间距/位置	半波长间距	前 12 阵元 43mm 等间距， 中间 63 mm 跳变，后 11 阵元继续 43mm 等间距
电磁参数	载频 f_c	归一化半波长建模	4.9 GHz
	波长 λ	归一化表示	$\lambda = 3 \times 10^8 / f_c$
场景参数	目标角度	5°	5°
	干扰角度	-15°	-15°
	快拍数	100	100
	噪声功率	1.0	1.0
	干扰噪声比	30 dB	30 dB
	目标扇区半宽	5°	5°
DFT	模拟波束数	4	4
OMP	全空间字典范围	$-90^\circ:0.5^\circ:90^\circ$	$-90^\circ:0.5^\circ:90^\circ$
TSC-OMP	约束字典范围	先验角 $\pm 5^\circ$ ，步长 0.1°	先验角 $\pm 5^\circ$ ，步长 0.1°
宽波束先验	宽波束构造步长	0.5°	0.5°
主线仿真	静态信号功率	0dB	0dB
	SNR 扫描范围	$-10:2:20$ dB	$-10:2:20$ dB
	蒙特卡洛次数	300	300
	扫描角网格	先验角 $\pm 5^\circ$ ，步长 0.01°	先验角 $\pm 5^\circ$ ，步长 0.01°
鲁棒性测试	目标测角扇区	$0\sim 40^\circ$	$0\sim 40^\circ$
	SNR 测试点	[0, 5, 10, 15, 20]dB	[0, 5, 10, 15, 20]dB
	蒙特卡洛次数	300	300
复杂度分析	阵元数扫描	8, 12, 16, 20, 24, 28, 32	8, 12, 16, 20, 24, 28, 32

第三章 经典波束成形算法分析与局限性验证

