

## 面向阵列级同时同频收发的宽带自干扰空域抑制

林朗 赵宏志\* 邵士海 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室成都 611731)

(电磁空间认知与智能控制技术实验室 北京 100089)

**摘要:** 具备阵列级同时同频收发能力的多功能一体化平台, 面临发射阵列对接收阵列的强自干扰问题。针对这一问题, 该文设计了一种宽带自干扰空域抑制方法, 构造了限制主波束增益损失条件下, 最小化残余自干扰和噪声功率的非凸优化问题, 提出了交替迭代的优化算法联合求解发射和接收数字波束成形系数, 从理论上分析了所提算法的自干扰抑制极限性能, 并给出了所提算法的计算复杂度。分析和仿真结果表明, 给定2.4 GHz工作频率, 100 MHz带宽, 主波束增益损失限制在3 dB时, 收发各30阵元的相控阵列宽带自干扰空域抑制能力达到168 dB, 距离自干扰抑制性能极限差距7 dB。

**关键词:** 同时同频收发; 数字波束成形; 空域自干扰抑制

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2024)00-0001-07

DOI: 10.11999/JEIT231036

## Broadband Spatial Self-Interference Cancellation for Full Duplexing Array

LIN Lang ZHAO Hongzhi SHAO Shihai TANG Youxi

(National Key Laboratory of Wireless Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

(Laboratory of Electromagnetic Space Cognition and Intelligent Control, Beijing 100089, China)

**Abstract:** The multi-functional integrated platform with simultaneous transmit and receive capability faces the strong Self-Interference (SI) coupled between the adjacent transmit and receive arrays. In this paper, a wideband SI cancellation method in the space domain for fully digital phased array systems is designed. A non-convex optimization problem is formulated to minimize the residual SI and noise power while constraining the loss of beamforming gain in the desired direction, and an alternate optimization method is proposed to jointly determine the transmit and receive beamforming weights, and the SI cancellation performance of the proposed algorithm is analyzed. Theoretical analysis and simulation results show that a 60-element array can achieve an Effective Isotropic Isolation (EII) of 168 dB when the central frequency is 2.4 GHz, the bandwidth is 100 MHz, and the beamforming gain loss is limited to 3 dB, which is 7 dB below the EII upper bound.

**Key words:** Co-frequency co-time transmit and receive; Digital beamforming; Spatial self-interference cancellation

### 1 引言

阵列级同时同频收发技术对干扰/雷达/侦察等多功能一体化集成平台的实现具有重要意义<sup>[1,2]</sup>。以电子干扰和电子侦察设备共平台工作为例, 为实现全时全频电磁频谱感知能力, 进一步提高频谱资

源利用率, 对采用阵列天线体制的干扰和侦察设备提出同时同频工作需求。但是, 发射阵列发出的干扰信号, 将对共平台接收阵列产生强自干扰(Self-Interference, SI), 降低侦察信号质量, 甚至造成接收通道饱和。因此阵列自干扰抑制技术成为实现阵列级同时同频收发的关键<sup>[3]</sup>。

已有研究从空域、射频域、数字域逐级进行阵列自干扰抑制, 首先进行空域自干扰抑制<sup>[4]</sup>。为了防止强自干扰阻塞接收射频通道, 影响后续期望信号解调, 基于波束成形(Beamforming, BF)的空域自干扰抑制技术被用于各类相控阵系统中, 包括模

收稿日期: 2023-09-21; 改回日期: 2024-04-08; 网络出版: 2024-04-26

\*通信作者: 赵宏志 lyn@uestc.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(U19B2014, 62071094, 61901396)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (U19B2014, 62071094, 61901396)

拟波束成形(Analog BeamForming, ABF), 混合波束成形(Hybrid BeamForming, HBF)和数字波束成形(Digital BeamForming, DBF)<sup>[6]</sup>。通过发射波束成形, 调整每根发射天线输出信号的幅度和相位, 可以在保证期望方向上信号正常传输的同时降低耦合到接收阵面的自干扰功率; 通过接收波束成形, 能进一步降低进入接收阵面的自干扰功率, 保证期望接收信号的顺利解调。

现有文献大多关注于阵列模拟波束成形和混合波束成形<sup>[7,8]</sup>。文献[7]中设计波束成形系数的目标在于限制SI功率的同时最大化波束成形增益, 考虑到移相器分辨率和恒定振幅约束等模拟器件的限制, 提出了两种基于混合波束成形的自干扰抵消算法。此外, 文献[8]中的工作考虑了接收阵列中低噪声放大器和模数转换器的有限动态范围对波束成形的影响。相比于模拟波束成形和数模混合波束成形, 数字波束成形具有更大的灵活性, 且不受射频器件精度的影响, 从而能在自干扰抑制上发挥更大效力<sup>[9]</sup>。文献[10]提及使用数字发射波束成形制造零陷, 但并不能完美消除自干扰。林肯实验室<sup>[11]</sup>提出了孔径级同时收发(Aperture-Level Simultaneous Transmit and Receive, ALSTAR)数字相控阵架构, 并设计了一种联合空域和数字域共同抑制SI的自适应DBF方法<sup>[12]</sup>。然而, 该方法需要从每个发射阵元耦合参考信号进行自干扰抑制, 增加了系统复杂度和硬件开销。随后, 文献[13]提出了一种仅依靠DBF的自干扰抑制方法, 其性能接近 ALSTAR系统。

上述文献主要研究了同时同频收发阵列的窄带自干扰空域抑制技术, 缺少宽带自干扰空域抑制方法的研究。文献[12]和文献[13]指出所提窄带自干扰抑制算法可以在正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统中扩展, 从而适用于宽带场景, 但是无法普适于非OFDM波形的信号。文献[14]针对模拟阵列设计了基于波束成形的宽带自干扰抑制算法, 在波束增益损失 7 ~ 11 dB 范围内, 能将自干扰抑制到底噪水平。可见, 与窄带自干扰抑制相比, 宽带自干扰抑制通常需要牺牲更多的收发波束增益。宽带自干扰信道的复杂性导致适用于低频分量的自干扰抑制波束成形系数未必适用于高频分量, 同时, 宽带阵列为了保持整个频带内主波束的增益往往需要增设时延器, 这将增加波束成形系数设计的复杂度, 这是文献[14]未考虑的。随着电子干扰信号带宽的增加以及侦察覆盖频率范围需求的提高, 宽带阵列级同时收发技术亟待突破。

因此, 针对具备阵列级同时同频收发能力的多功能一体化平台, 本文重点研究了基于宽带数字波束成形(Wideband Digital BeamForming, WDBF)的阵列自干扰空域抑制技术, 提出了一种宽带收发波束成形联合优化方法, 从空域抑制宽带自干扰信号, 提升收发阵列间隔离度。本文的主要贡献概括如下:

(1) 建立一种宽带同时同频收发数字相控阵系统数学模型。在限制主波束增益损失条件下, 最小化残余自干扰和噪声功率。

(2) 在上述模型基础上, 提出一种交替迭代的优化方法, 利用自干扰耦合信道矩阵的结构特性, 联合求解发射和接收波束成形系数。

(3) 从理论上对宽带自干扰空域抑制极限性能和算法复杂度进行了分析。利用有效各向同性隔离度, 波束增益等指标进行了性能评估。结果表明, 本算法在可容忍增益损失的条件下, 能达到较高的系统隔离度。

注释: 如无特殊声明, 本文中粗体大写的  $\mathbf{A}$  表示矩阵, 粗体小写的  $\mathbf{a}$  表示列向量。  $(\cdot)^T$ ,  $(\cdot)^H$ ,  $\|\cdot\|_2$  和  $\otimes$  分别表示矩阵转置、矩阵共轭转置、矩阵二范数和Kronecker积。  $\text{vec}(\cdot)$  表示将矩阵按列转换成列向量。

## 2 系统模型

考虑如图1所示的阵列级同时同频收发数字相控阵系统, 发射阵列和接收阵列分别配备  $M$  根和  $N$  根天线。发射阵列信号经发射波束成形之后发出, 通过近场耦合信道对邻近的接收阵列造成强自干扰。针对宽带波束成形场景, 将波束成形器扩展为  $J$  阶发射波束成形滤波器组和  $D$  阶接收波束成形滤波器组, 如图2所示。

### 2.1 信号模型

发射信号矢量  $\mathbf{y}$  频率为  $f_k$  的信号分量可以表示为

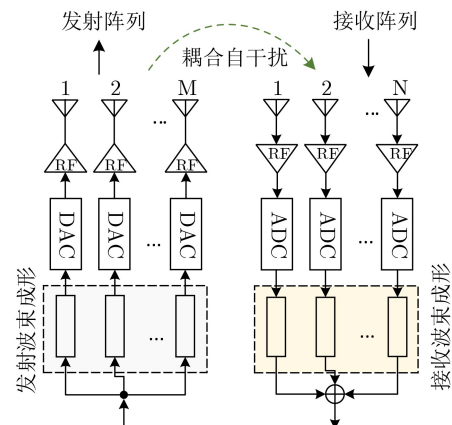


图1 阵列级同时同频收发数字相控阵系统

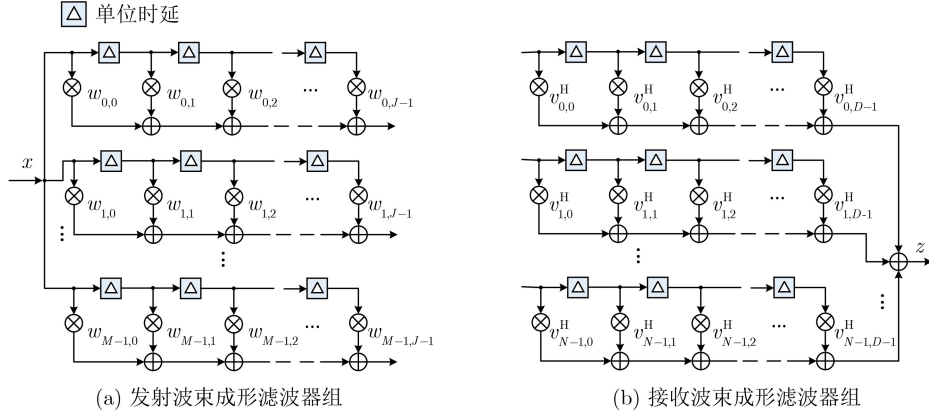


图 2 收发波束成形滤波器组

$$\mathbf{y}(f_k) = \mathbf{W}\mathbf{x}(f_k) + \mathbf{n}_t \quad (1)$$

其中,  $f_{\min} \leq f_k \leq f_{\max}$ ,  $f_{\min}$  和  $f_{\max}$  分别表示宽带信号的最低频率和最高频率;  $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_0, \mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{J-1}] \in \mathbb{C}^{M \times J}$  表示发射波束成形矩阵, 每个  $\mathbf{w}_j = [w_{j,0}, w_{j,1}, \dots, w_{j,J-1}]^T$  为向量, 且  $0 \leq j \leq J-1$ ,  $j \in \mathbb{Z}$ ;  $\mathbf{x}(f_k)$  表示期望传输信号  $x$  频率为  $f_k$  的信号分量;  $\mathbf{n}_t$  表示由传输信号引入的发射噪声, 假设为均值为 0 的复高斯随机过程,  $\mathbf{n}_t$  的协方差矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{N}_t &= \mathbb{E}[\mathbf{n}_t \mathbf{n}_t^H] \\ &= \frac{1}{\eta_t} \text{diag} \left\{ \mathbb{E} \left[ (\mathbf{W}\mathbf{x}(f_k)) (\mathbf{W}\mathbf{x}(f_k))^H \right] \right\} \end{aligned} \quad (2)$$

$\eta_t$  表示每个发射阵元的信噪比,  $\mathbb{E}[\cdot]$  和  $\text{diag}(\cdot)$  分别表示取期望和取对角元素组成对角矩阵。由于在整个通信带宽内对  $f_k$  求积分难以实现, 因此, 为方便后续的理论推导和数值仿真, 将整个无线通信带宽划分为多个子频段, 使用求和来近似积分。假设  $x$  带内平坦, 整个无线通信带宽被划分为  $K$  个频段, 其中,  $f_k$  是第  $k$  个频段的中心频率,  $0 \leq k \leq K-1$ ,  $k \in \mathbb{Z}$ 。

入射到接收阵面的信号可以表示为

$$\mathbf{r}(f_k) = \mathbf{s}(f_k) + \mathbf{H}(f_k) \mathbf{y}(f_k) \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{s}(f_k)$  和  $\mathbf{H}(f_k)$  分别表示频率  $f_k$  处的期望接收信号和自干扰耦合信道矩阵, 式(3)中第 2 项即为发射和接收阵面之间耦合的自干扰。  $\mathbf{H}(f_k) \in \mathbb{C}^{N \times M}$ , 其中每个元素  $[\mathbf{H}(f_k)]_{n,m}$  表示从第  $m$  个发射阵元到第  $n$  个接收阵元的直射径信道系数。根据近场辐射模型<sup>[14,15]</sup>, 得到

$$[\mathbf{H}(f_k)]_{n,m} = \gamma(f_k) e^{-j2\pi\lambda_k^{-1}d_{n,m}} / d_{n,m} \quad (4)$$

其中  $d_{n,m}$  表示各收发阵元对之间的距离,  $\gamma(f_k)$  表示用以模拟信道衰减的衰减因子, 在后续仿真中将其设置为  $\lambda_k$  的线性函数,  $\lambda_k$  表示中心频率  $f_k$  对应的波长。经过接收波束成形后的信号为

$$\mathbf{z}(f_k) = \bar{\mathbf{v}}^H [\mathbf{t}(f_k) \otimes \mathbf{r}(f_k) + \mathbf{n}_r] \quad (5)$$

其中,  $\mathbf{t}(f_k) = [e^{-j2\pi f_k d T_s}] \in \mathbb{C}^{D \times 1}$  表示时延向量的傅里叶变换形式, 且  $0 \leq d \leq D-1$ ,  $d \in \mathbb{Z}$ 。  $T_s$  表示单位时延。  $\bar{\mathbf{v}} = \text{vec}(\mathbf{V}) \in \mathbb{C}^{ND \times 1}$  表示接收波束成形系数, 其中,  $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_0, \mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{D-1}] \in \mathbb{C}^{N \times D}$ , 且  $\mathbf{v}_d = [\mathbf{v}_{d,0}, \mathbf{v}_{d,1}, \dots, \mathbf{v}_{d,D-1}]^T$ 。  $\mathbf{n}_r$  是均值为 0 的复高斯接收噪声, 其协方差矩阵表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{N}_r &= \mathbb{E}[\mathbf{n}_r \mathbf{n}_r^H] \\ &= \frac{1}{\eta_r} \text{diag} \left\{ \mathbb{E} \left[ (\mathbf{t}(f_k) \otimes \mathbf{r}(f_k)) (\mathbf{t}(f_k) \otimes \mathbf{r}(f_k))^H \right] \right\} \\ &\quad + \sigma_r^2 \mathbf{I}_{ND} \end{aligned} \quad (6)$$

其中,  $\sigma_r^2$  是接收机的热噪声,  $\eta_r$  是每个接收天线的信噪比,  $\mathbf{I}_{ND}$  表示  $ND \times ND$  的单位矩阵。

## 2.2 自干扰和噪声功率

令  $P_n$ ,  $P_x$ ,  $P_{n_t}$  和  $P_{n_r}$  分别表示残余自干扰及噪声、期望发射信号、发射噪声和接收噪声的平均功率。令  $\mathcal{S}$  为传输带宽内所有频率的集合,  $K$  表示集合的大小。定义  $\mathbf{M}(f_k) = \mathbf{t}(f_k) \otimes \mathbf{H}(f_k)$ , 则各项可通过计算得到

$$P_n = P_x + P_{n_t} + P_{n_r}, \quad (7)$$

$$P_x = \frac{1}{K} \sum_{f_k \in \mathcal{S}} \bar{\mathbf{v}}^H \mathbf{M}(f_k) \mathbf{W}\mathbf{x}(f_k) \mathbf{x}(f_k)^H \cdot \mathbf{W}^H \mathbf{M}(f_k)^H \bar{\mathbf{v}}, \quad (8)$$

$$P_{n_t} = \frac{1}{K} \sum_{f_k \in \mathcal{S}} \bar{\mathbf{v}}^H \mathbf{M}(f_k) \mathbf{N}_t \mathbf{M}(f_k)^H \bar{\mathbf{v}}, \quad (9)$$

$$P_{n_r} = \frac{1}{K} \sum_{f_k \in \mathcal{S}} \bar{\mathbf{v}}^H \mathbf{N}_r \bar{\mathbf{v}} \quad (10)$$

## 3 宽带阵列自干扰空域抑制算法

### 3.1 算法设计

在本节中, 通过设计发射和接收波束成形系数在空域进行自干扰抑制, 并保证发射阵列和接收阵

列正常传输和接收信号。2维阵列的波束导向矢量可表示为

$$d(\theta_i, \phi_i, f_k) = e^{-j2\pi\lambda_k^{-1}(x_i \cos(\phi_i) \sin(\theta_i) + y_i \sin(\phi_i) \sin(\theta_i))} \quad (11)$$

其中,  $\theta_i$ 和 $\phi_i$ 分别表示波束方位角和俯仰角,  $x_i$ 和 $y_i$ 分别表示阵列在 $XOY$ 平面上各个阵元的 $x$ 和 $y$ 坐标, 下标 $i = t, r$ 分别代表发射阵列和接收阵列。优化设计的目标是最小化残余自干扰和噪声功率, 同时在期望方向上保持较高波束成形增益。因此, 构建优化问题为

$$\begin{aligned} \min_{\bar{\mathbf{w}}, \bar{\mathbf{v}}} \quad & P_n \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{C}_t^H \bar{\mathbf{w}} = (1 - \delta_t) \cdot \mathbf{g}_t \\ & \mathbf{C}_r^H \bar{\mathbf{v}} = (1 - \delta_r) \cdot \mathbf{g}_r \\ & \|\bar{\mathbf{w}}\|_2 \leq p_t \\ & \|\bar{\mathbf{v}}\|_2 \leq p_r \end{aligned} \quad (12)$$

其中,

$$\mathbf{C}_i = [\mathbf{d}(\theta_i, \phi_i, f_1), \mathbf{d}(\theta_i, \phi_i, f_2), \dots, \mathbf{d}(\theta_i, \phi_i, f_Q)], \quad i = t, r, \quad (13)$$

$$\mathbf{g}_i = [g(\theta_i, \phi_i, f_1), g(\theta_i, \phi_i, f_2), \dots, g(\theta_i, \phi_i, f_Q)]^T, \quad i = t, r \quad (14)$$

其中,  $\bar{\mathbf{w}} = \text{vec}(\mathbf{W})$ ,  $f_q$  ( $q = 1, 2, \dots, Q$ )表示指定频点;  $\mathbf{d}(\theta, \phi, f_q)$ 和 $g(\theta, \phi, f_q)$ 分别表示在期望方向和既定频点处的波束导向矢量和增益;  $\mathbf{C}_{t/r}$ 和 $\mathbf{g}_{t/r}$ 分别表示波束导向矢量和增益的集合, 下标 $t$ 和 $r$ 分别表示发射阵列和接收阵列。  $\delta_t$ 和 $\delta_r$ 分别表示发射和接收波束增益损失比率, 通常, 自干扰抑制性能的提升将以数字波束成形增益损失为代价。因此, 在求解优化问题时需要考虑 $\mathbf{g}_{t/r}$ 的损失。  $p_t$ 和 $p_r$ 是数字波束成形矢量的二范数约束, 一般约定,  $p_r$ 为1,  $p_t$ 等于 $\sqrt{P_t}$ ,  $P_t$ 表示发射阵列的发射总功率。

根据式(7)-式(10), 残余自干扰和噪声功率可以被重新表示为

$$P_n = \bar{\mathbf{v}}^H \mathbf{M}_r \bar{\mathbf{v}} \quad (15)$$

由于期望接收信号的功率远小于自干扰信号的功率, 假设由期望接收信号引起的接收噪声可以忽略。因此, 协方差矩阵 $\mathbf{M}_r$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_r = \frac{1}{K} \sum_{f_k \in \mathcal{S}} \left\{ \mathbf{M}(f_k) \mathbf{W} \mathbf{X}(f_k) \mathbf{W}^H \mathbf{M}(f_k)^H \right. \\ + \eta_t^{-1} \mathbf{M}(f_k) \text{diag}(\mathbf{W} \mathbf{X}(f_k) \mathbf{W}^H) \mathbf{M}(f_k)^H \\ + \eta_r^{-1} \text{diag}[\mathbf{M}(f_k) \mathbf{W} \mathbf{X}(f_k) \mathbf{W}^H \mathbf{M}(f_k)^H] \\ + \eta_t^{-1} \eta_r^{-1} \text{diag}[\mathbf{M}(f_k) \text{diag}(\mathbf{W} \mathbf{X}(f_k) \mathbf{W}^H) \\ \left. \mathbf{M}(f_k)^H\right] + \sigma_r^2 \mathbf{I}_{ND} \left. \right\} \quad (16) \end{aligned}$$

其中 $\mathbf{X}(f_k) = \mathbb{E}[\mathbf{x}(f_k) \mathbf{x}(f_k)^H]$ 。前两项表示耦合到接收阵列的期望发射信号和发射噪声; 第3项和第4项分别表示由第1项和第2项引入的接收噪声, 这表明强自干扰会导致接收噪声功率增加。

该优化问题是非凸的, 但若已知 $\bar{\mathbf{w}}$ 或 $\bar{\mathbf{v}}$ 时, 可以转化为凸优化问题进行求解。因此, 以下提出一种基于交替迭代的方法来求解此优化问题。当发射波束成形系数 $\bar{\mathbf{w}}$ 一定时, 该问题可以重新写为

$$\begin{aligned} \min_{\bar{\mathbf{v}}} \quad & P_n = \bar{\mathbf{v}}^H \mathbf{M}_r \bar{\mathbf{v}} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{C}_r^H \bar{\mathbf{v}} = (1 - \delta_r) \cdot \mathbf{g}_r \\ & \|\bar{\mathbf{v}}\|_2 \leq p_r \end{aligned} \quad (17)$$

当接收波束成形系数 $\bar{\mathbf{v}}$ 一定时, 该问题可以重写为

$$\begin{aligned} \min_{\bar{\mathbf{w}}} \quad & P_n = \bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{M}_t \bar{\mathbf{w}} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{C}_t^H \bar{\mathbf{w}} = (1 - \delta_t) \cdot \mathbf{g}_t \\ & \|\bar{\mathbf{w}}\|_2 \leq p_t \end{aligned} \quad (18)$$

问题式(12)(14)可以通过交替求解上述两个子问题来得到 $\bar{\mathbf{w}}$ 和 $\bar{\mathbf{v}}$ 的近似最优解, 直到求解收敛时停止迭代。由于式(17)和式(18)在每次迭代过程中是非增的, 该方法保证了收敛性。将式(17)转化为式(18)可得 $\mathbf{M}_t$ 表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_t = \frac{1}{K} \sum_{f_k \in \mathcal{S}} \left\{ \mathbf{M}_1(f_k) (\bar{\mathbf{v}} \bar{\mathbf{v}}^H)^T \mathbf{M}_1(f_k)^H \right. \\ + \eta_t^{-1} \text{diag}[\mathbf{M}(f_k)^H \bar{\mathbf{v}} \bar{\mathbf{v}}^H \mathbf{M}(f_k)] \otimes \mathbf{X}(f_k) \\ + \eta_r^{-1} \mathbf{M}_1(f_k) \text{diag}(\bar{\mathbf{v}} \bar{\mathbf{v}}^H) \mathbf{M}_1(f_k)^H \\ + \eta_r^{-1} \eta_t^{-1} \text{diag}[\mathbf{M}(f_k)^H \text{diag}(\bar{\mathbf{v}} \bar{\mathbf{v}}^H) \mathbf{M}(f_k)] \\ \left. \otimes \mathbf{X}(f_k) + \left( \|\bar{\mathbf{v}}\|_2^2 \sigma_r^2 / \|\bar{\mathbf{w}}\|_2^2 \right) \mathbf{I}_{MJ} \right\}, \quad (19) \end{aligned}$$

其中,  $\mathbf{M}_1(f_k) = \mathbf{M}(f_k)^T \otimes \mathbf{x}(f_k)$ ,  $\mathbf{I}_{MJ}$ 表示 $MJ \times MJ$ 的单位矩阵。利用MATLAB中的CVX求解器可以求解该问题。

## 3.2 性能分析

### 3.1.1 有效各向同性隔离度

为衡量所提算法的空域自干扰抑制能力, 我们可以利用有效各向同性隔离度(Effective Isotropic Isolation, EII)指标, 即有效各向同性辐射功率(Effective Isotropic Radiated Power, EIRP)与有效各向同性灵敏度(Effective Isotropic Sensitivity, EIS)的比值。  $EIRP = P_t G_t$ ,  $EIS = P_n / G_r$ , 其中,  $G_t$ 和 $G_r$ 分别表示发射增益和接收增益。因此, 定义宽带同时收发数字相控阵系统下的平均EIRP、 $G_r$ 和EII为



$$\text{EIRP} = \frac{g_c}{K} \sum_{f_k \in \mathcal{S}} \bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{d}(\theta_t, \phi_t, f_k) \mathbf{d}(\theta_t, \phi_t, f_k)^H \bar{\mathbf{w}}, \quad (20)$$

$$G_r = \frac{g_c}{K} \sum_{f_k \in \mathcal{S}} \bar{\mathbf{v}}^H \mathbf{d}(\theta_r, \phi_r, f_k) \mathbf{d}(\theta_r, \phi_r, f_k)^H \bar{\mathbf{v}}, \quad (21)$$

$$\text{EII} = \frac{\text{EIRP} \cdot G_r}{P_n} \quad (22)$$

其中,  $g_c$  是阵元固有增益。可见, 当自干扰被完美抑制且发射和接收增益无损失时, 隔离度能达到其上限值, 由式(23)给出, 单位为dB。

$$\text{EII}_{\max} = 10 \lg 10 \left( \frac{g_c^2 P_t M N}{\sigma_r^2} \right) \quad (23)$$

### 3.1.2 计算复杂度

所提方法的计算复杂度可以表示为

$$\mathcal{O} \left( I \left( \max(MJ, ND)^4 + \max(N^2 D^2 MJ, M^2 J^2 ND) K \right) \right) \quad (24)$$

其中,  $\mathcal{O} \left( \max(MJ, ND)^4 \right)$  表示求解优化问题的复杂度,  $MJ$  和  $ND$  表示优化变量的维度。  $I$  表示迭代次数, 由于每次迭代中会重新计算协方差矩阵,  $\mathcal{O} \left( \max(N^2 D^2 MJ, M^2 J^2 ND) K \right)$  表示构造协方差矩阵的复杂度。值得注意的是,  $K$  的取值越大, 越能更好地近似积分的结果, 自干扰隔离度的计算将更准确, 但是算法复杂度也将增加。因此,  $K$  的选取应该考虑算法复杂度和近似精确度的折中。

## 4 仿真结果

本节通过计算机数值仿真结果来展示所提方法的性能。收发阵列模型和天线单元的布置如图3所示, 将两个  $6 \times 7$  的阵列分别作为发射阵列和接收阵列, 阵元之间的间距为  $\lambda/2$ ,  $\lambda$  表示中心频率对应的波长, 中心频率为2.4 GHz, 收发阵列之间距离为  $10\lambda$ 。发射信噪比  $\eta_t$  和接收信噪比  $\eta_r$  分别为40 dB和65 dB, 信号带宽为100 MHz, 每个阵元的发射功率为1W。此外, 将阵元固有增益设置为  $g_c = \pi \cos(\theta)$ 。

在仿真中, 当发射天线数量被设置为  $6n$  时, 表示发射阵列的最后  $n$  列被启用, 同时将接收阵列的前  $n$  列用于接收, 从而将发射和接收阵列的间距

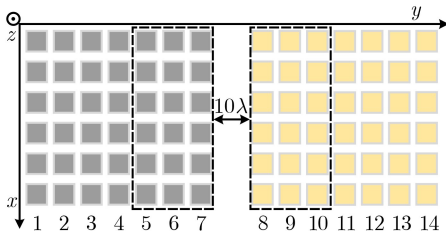


图3 收发数字相控阵列, 位于  $xy$  平面,  $z$  轴方向垂直指向纸外

保持在10倍波长。例如图3所示, 启用发射阵列的第5, 6和7列, 并通过接收阵列的第8, 9和10列接收信号。

图4展示了阵元数目对隔离度的影响。当增加发射阵元数目时, EII上界提升。若保持天线的发射功率一定, 当天线数量趋于无穷时, EII最大值的渐进增长速率可表示为  $\mathcal{O}(\lg(M^2N))$ 。此外, 随着阵元数增加, 所提方法相较于固定波束成形, EII呈现出明显增长趋势, 在  $M=42$  时达到175.5 dB。然而, 当阵元数小于24时, 仅由波束成形提供的隔离度远不能满足阵列级同时同频收发系统的要求。在这种情况下, EII的改善将依赖于数字域自干扰抑制技术或空间自由度的提升。

图5展示了收发阵元不相等时, 隔离度的变化趋势。仿真中, 接收阵列设置为24阵元, 发射阵列阵元数目从6增加至42。阵列排布如图3所示, 发射阵列和接收阵列的间距保持在10倍波长。收发阵元数目相等情况下的隔离度作为对比一并绘制在了图5中, 可见, 收发孔径的划分影响将自干扰隔离度。当发射天线数目少于24时, 隔离度比收发阵元数目相等时高; 当发射天线数目多于24时, 隔离度降低。这说明增加接收天线数目, 能一定程度上提高自干扰隔离度。

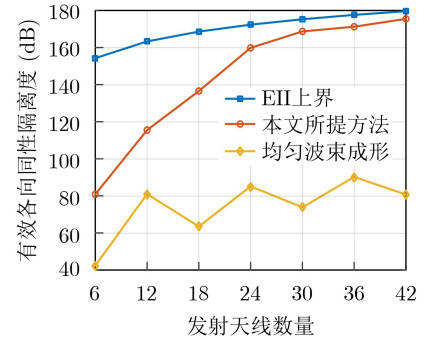


图4 EII随天线单元数目变化图示(收发阵元数目相等)

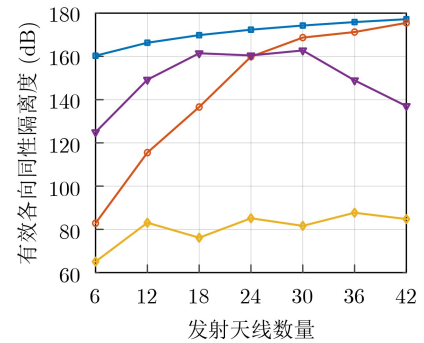


图5 EII随天线单元数目变化图示(收发阵元数目不等)

图5 EII随天线单元数目变化图示(收发阵元数目不等)

以下在收发阵列各30阵元的条件下进行仿真。图6展示了发射波束的方位角从 $0^\circ$ 扫描到 $60^\circ$ 时的隔离度,接收波束方向指向法向。由于优化问题的对称性,当发射波束的方位角从 $0^\circ$ 扫描到 $-60^\circ$ 时,结果与 $0^\circ$ 扫描到 $60^\circ$ 情况下相同。将所提方法与林肯实验室的ALSTAR方法对比,ALSTAR为联合空域和数字域设计的窄带自适应波束成形算法,本文与其空域自干扰抑制性能对比。在宽带场景下,ALSTAR空域自干扰抑制隔离度约120 dB,而本方法空域自干扰抑制隔离度可以达到约168 dB。在 $\theta = 0$ 处,本文所提方法实现了超过均匀波束成形约95 dB的EII增益,与EII上界相差约7 dB,可以满足宽带阵列级同时同频收发系统的工作需求。除此之外,随着带宽增加,本算法性能将有所下降,这是因为频段之间自干扰信道的相关度降低,导致低频适用的波束成形系数不再适用于高频。随着载波频率增加,自干扰信道衰减将增加,这有利于提高本文算法下的自干扰隔离度。

波束远场方向图如图7所示,其中,发射波束

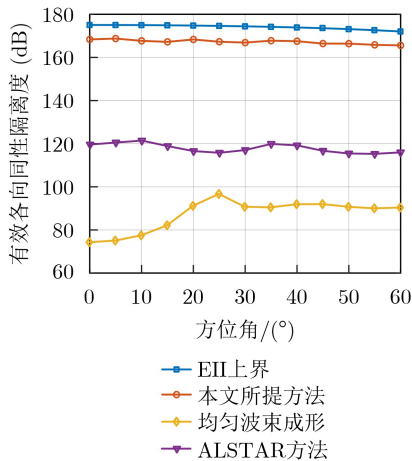


图6 EII上界、本方法EII、均匀波束成形EII和ALSTAR方法EII随方位角变化图示

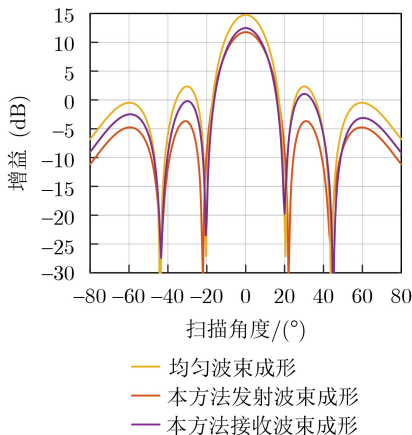


图7 波束远场方向图

和接收波束指向为法向。发射和接收波束成形的增益分别比均匀波束成形的增益小约3 dB和2.5 dB,这表明自适应宽带数字波束成形造成的波束增益损失可容忍,可以在抑制阵列自干扰的同时保证远场信号的正常接收。通常情况下,波束成形设计需要牺牲增益以换取足够的系统隔离度。换言之,若要使EII逼近上限,则需要进一步放宽优化问题中波束增益损失的限制。

发射天线单元的发射功率和接收天线单元的入射功率如图8所示。当发射和接收波束指向法向时,考虑到优化后的波束成形系数的对称性,图中仅展示一半发射和接收阵元处的功率。可见,大部分发射阵元发射功率小于均匀波束成形,而在接收阵元处平均入射功率比均匀波束成形低约30 dBm。这表明,空域中的高隔离度可以避免接收阵列射频前端达到饱和,但需要牺牲发射阵列的发射功率。

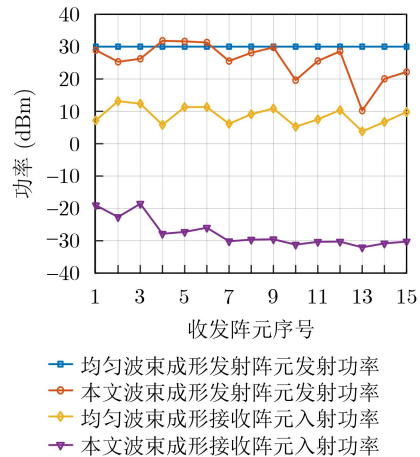


图8 发射各阵元的发射功率与接收各阵元的入射功率

## 5 结束语

本文提出了一种宽带自干扰空域抑制方法,抑制发射阵列对接收阵列的强自干扰,实现阵列级同时同频收发。文中构造了最小化残余自干扰和噪声功率,同时限制主波束增益损失的优化问题,提出了交替迭代优化算法求解得到发射和接收波束成形系数。分析与仿真结果表明,在阵列级同时同频收发数字相控阵系统中,本文算法可以显著提高空域隔离度,防止接收通道前端饱和。在后续工作中,将研究更具鲁棒性和工程可实现性的宽带自干扰空域抑制方法。

## 参考文献

- [1] 肖博, 霍凯, 刘永祥. 雷达通信一体化研究现状与发展趋势[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(3): 739-750. doi: 10.11999/JEIT180515.

XIAO Bo, HUO Kai, and LIU Yongxiang. Development and

- prospect of radar and communication integration[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(3): 739–750. doi: [10.11999/JEIT180515](https://doi.org/10.11999/JEIT180515).
- [2] KOLODZIEJ K E, DOANE J P, PERRY B T, *et al.* Adaptive beamforming for multi-function in-band full-duplex applications[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(1): 28–35. doi: [10.1109/MWC.001.2000203](https://doi.org/10.1109/MWC.001.2000203).
- [3] BARNETO C B, RIIHONEN T, LIYANAARACHCHI S D, *et al.* Beamformer design and optimization for joint communication and full-duplex sensing at mm-waves[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(12): 8298–8312. doi: [10.1109/TCOMM.2022.3218623](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2022.3218623).
- [4] YU Bin, QIAN Chen, LEE J, *et al.* Realizing high power full duplex in millimeter wave system: Design, prototype and results[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2023, 41(9): 2893–2906. doi: [10.1109/JSAC.2023.3287609](https://doi.org/10.1109/JSAC.2023.3287609).
- [5] 王俊, 赵宏志, 卿朝进, 等. 同时同频全双工场景中的射频域自适应干扰抵消[J]. *电子与信息学报*, 2014, 36(6): 1435–1440. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.01187](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.01187).  
WANG Jun, ZHAO Hongzhi, QING Chaojin, *et al.* Adaptive self-interference cancellation at RF domain in co-frequency co-time full duplex systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(6): 1435–1440. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.01187](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.01187).
- [6] ROBERTS I P, ANDREWS J G, JAIN H B, *et al.* Millimeter-wave full duplex radios: New challenges and techniques[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(1): 36–43. doi: [10.1109/MWC.001.2000221](https://doi.org/10.1109/MWC.001.2000221).
- [7] ROBERTS I P and VISHWANATH S. Beamforming cancellation design for millimeter-wave full-duplex[C]. Proceedings of 2019 IEEE Global Communications Conference, Waikoloa, USA, 2019: 1–6. doi: [10.1109/GLOBECOM38437.2019.9013116](https://doi.org/10.1109/GLOBECOM38437.2019.9013116).
- [8] ROBERTS I P, ANDREWS J G, and VISHWANATH S. Hybrid beamforming for millimeter wave full-duplex under limited receive dynamic range[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(12): 7758–7772. doi: [10.1109/TWC.2021.3087417](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3087417).
- [9] FULTON C, YEARY M, THOMPSON D, *et al.* Digital phased arrays: Challenges and opportunities[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2016, 104(3): 487–503. doi: [10.1109/JPROC.2015.2501804](https://doi.org/10.1109/JPROC.2015.2501804).
- [10] EVERETT E, SHEPARD C, ZHONG Lin, *et al.* SoftNull: Many-antenna full-duplex wireless via digital beamforming[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(12): 8077–8092. doi: [10.1109/TWC.2016.2612625](https://doi.org/10.1109/TWC.2016.2612625).
- [11] DOANE J P, KOLODZIEJ K E, and PERRY B T. Simultaneous transmit and receive with digital phased arrays[C]. Proceedings of 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, Waltham, USA, 2016: 1–6. doi: [10.1109/ARRAY.2016.7832606](https://doi.org/10.1109/ARRAY.2016.7832606).
- [12] CUMMINGS I T, DOANE J P, SCHULZ T J, *et al.* Aperture-level simultaneous transmit and receive with digital phased arrays[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 1243–1258. doi: [10.1109/TSP.2020.2968262](https://doi.org/10.1109/TSP.2020.2968262).
- [13] LIU Ao, SHENG Weixing, and RIIHONEN T. Per-antenna self-interference cancellation beamforming design for digital phased array[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2022, 29: 2442–2446. doi: [10.1109/LSP.2022.3224829](https://doi.org/10.1109/LSP.2022.3224829).
- [14] CHEN Tingjun, DASTJERDI M B, KRISHNASWAMY H, *et al.* Wideband full-duplex phased array with joint transmit and receive beamforming: Optimization and rate gains[J]. *IEEE/ACM Transactions on Networking*, 2021, 29(4): 1591–1604. doi: [10.1109/TNET.2021.3069125](https://doi.org/10.1109/TNET.2021.3069125).
- [15] SHI Chengzhe, PAN Wensheng, SHEN Ying, *et al.* Robust transmit beamforming for self-interference cancellation in STAR phased array systems[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2022, 29: 2622–2626. doi: [10.1109/LSP.2022.3229641](https://doi.org/10.1109/LSP.2022.3229641).
- [16] JIANG J S and INGRAM M A. Spherical-wave model for short-range MIMO[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(9): 1534–1541. doi: [10.1109/TCOMM.2005.852842](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2005.852842).
- 林 朗：女，博士生，研究方向为无线通信信号处理、通信抗干扰技术等。
- 赵宏志：男，教授，博士生导师，研究方向为无线通信信号处理、通信抗干扰技术等。
- 邵士海：男，教授，博士生导师，研究方向为无线通信信号处理、抗干扰与安全通信等。
- 唐友善：男，教授，博士生导师，研究方向为无线通信中的数字信号处理。

责任编辑：陈 倩