

## 面向 OFDM 的模拟阵列全双工自干扰信道估计

林朗, 唐文强, 赵宏志, 潘文生, 邵士海, 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室, 四川 成都 611731)

**摘要:** 现有模拟阵列全双工系统获取收发阵元对之间的信道状态信息依赖于专用的信道测量时隙和测量设备。针对这一问题, 提出了一种参考信号辅助的自干扰信道估计算法, 设计波束成形矩阵来估计自干扰信道状态信息。首先, 该算法支持信道估计与业务传输并行操作, 不需要外部测量设备和集中专用的信道测量时隙, 及时跟踪信道变化。其次, 分析了发射和接收信噪比对信道估计归一化均方误差的影响, 以及发射阵列辐射功率和接收阵列增益与归一化均方误差之间的权衡关系。分析结果显示, 信道估计误差对发射信噪比更为敏感, 提升发射信噪比能有效降低误差。在信道估计过程中, 维持较高的发射阵列辐射功率和接收阵列增益将以恶化归一化均方误差为代价。最后进行半实物仿真验证, 结果表明所提算法在小规模阵列系统中性能优异, 而大规模阵列系统可以通过提升发射信噪比有效降低误差影响。

**关键词:** 模拟阵列; 全双工; 波束成形; 自干扰抑制

**中图分类号:** TN911.7

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2025254

## Self-interference channel estimation for OFDM-based full-duplex analog arrays

LIN Lang, TANG Wenqiang, ZHAO Hongzhi, PAN Wensheng, SHAO Shihai, TANG Youxi

National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China

**Abstract:** To address the reliance of existing full-duplex analog array systems on dedicated time slots and external equipment for self-interference channel state information acquisition, a reference signal-assisted self-interference channel estimation method was proposed. Specific beamforming matrices were designed to enable the estimation of the self-interference channel concurrently with normal data transmission, thereby eliminating the need for additional measurement devices or centralized measurement intervals. The impact of transmit and receive signal-to-noise ratios on the normalized mean square error of channel estimation was theoretically analyzed, clarifying the trade-off between transmit power, receive gain, and estimation accuracy. Hardware-in-the-loop simulations demonstrate that the method achieves excellent performance in small-scale array systems, while in large-scale arrays, estimation error can be effectively mitigated by increasing the transmit Signal-to-noise ratio (SNR). The findings indicate that channel estimation error is more sensitive to transmit SNR, and increasing transmit SNR represents an effective approach to error reduction, though this comes at the cost of a trade-off with normalized mean squared error (NMSE) performance.

**Keywords:** analog array, full duplex, beamforming, self-interference cancellation

收稿日期: 2025-09-16; 修回日期: 2025-12-02

通信作者: 赵宏志, lyn@uestc.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62471111, No.62071094)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.62471111, No.62071094)

### 0 引言

同时同频全双工技术可在相同的时频资源上收发信号，具有低时延高频谱效率的优势。在民用领域，同时同频全双工技术相对于传统的频分或者时分半双工通信，频谱效率理论上能够提升一倍，为下一代无线通信技术突破频谱效率瓶颈提供了全新路径<sup>[1]</sup>。在军事领域，同时同频全双工技术有望缓解各类用频装备之间的互干扰问题，实现设备间的电磁兼容，有利于多功能一体化平台集成<sup>[2]</sup>。

同时同频全双工收发关键在于抑制发射机耦合到接收机的自干扰。自干扰抑制通常从空间域，射频频域和数字域 3 个维度开展，仅靠一个维度难以完全消除自干扰的影响<sup>[3-4]</sup>。针对单天线全双工系统，学术界和工业界已经进行了较为充分的研究。然而，在阵列全双工收发场景下，存在更复杂的多发多收近场交叉耦合强自干扰，导致接收机射频前端低噪放饱和的概率增加。由于天线空间域被动隔离度受限，需要借助空间域主动自干扰抑制技术进一步降低接收阵列空口的自干扰功率<sup>[5]</sup>。

收发自适应波束成形是一种常用的空间域主动自干扰抑制技术，通过调节收发阵列每个阵元的幅度和相位加权，实现不同自干扰分量之间的抵消，形成近场干扰零陷<sup>[6]</sup>。自适应波束成形系数的计算通常需要已知空间域自干扰信道矩阵，即所有收发阵元对之间的信道状态信息（CSI, channel state information）。现有研究中获取自干扰信道信息的算法主要分为 3 类：信道估计、信道模拟和信道测量。

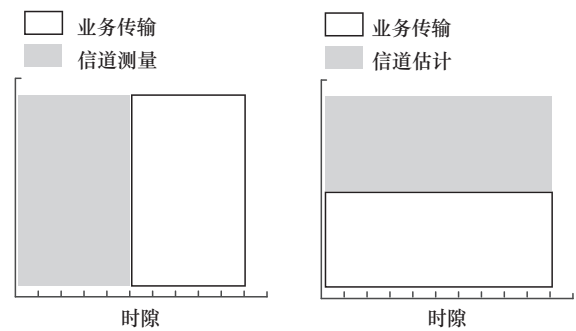
在数字阵列全双工系统中，每个发射/接收阵元对应一个数模转换器（DAC, digital to analog converter）/模数转换器（ADC, analog to digital converter），不同的发射通道可以传输不同的信号，信号传输自由度充足，可利用最小二乘（LS, least square）<sup>[7]</sup>、最大似然<sup>[8]</sup>、最小均方误差准则<sup>[9]</sup>和深度学习网络<sup>[10]</sup>等自干扰信道估计算法，获取阵元对之间的信道状态信息。文献<sup>[11]</sup>考虑到超大规模阵列的近场特性，提出了一种正交匹配跟踪算法估计近场信道，文献<sup>[12]</sup>指出可以将该算法扩展到阵列全双工场景下的自干扰信道估计。但是，以上算法无法有效扩展到模拟阵列全双工系统中，由于模拟阵列所有发射/接收阵元共享一个 DAC/ADC，无法提供额外的信号传输自由度来获取所有阵元对之

间的信道状态信息。

为了解决这个问题，模拟阵列全双工研究利用理论信道模型来模拟自干扰信道状态信息，文献<sup>[12-13]</sup>使用球面波模型模拟直射分量主导的信道，文献<sup>[14-15]</sup>使用莱斯信道模型模拟存在反射分量的信道。然而，文献<sup>[16]</sup>指出这类信道模型模拟的信道系数与实测自干扰信道之间存在不可忽视的偏差。于是，文献<sup>[16]</sup>针对 16×16 均匀平面模拟阵列，利用扩频序列测量了不同收发波束对之间的实际自干扰信道，但是并未测出收发阵元对之间的信道状态信息。进一步，文献<sup>[17-18]</sup>使用矢量网络分析仪逐次测量不同收发阵元对之间的频率响应来获取自干扰信道状态信息。然而，信道测量中需要依次打开一个发射通道和一个接收通道，重复这一过程直至测量结束。这需要专用的信道测量时隙，将导致大量时间开销，且难以跟踪信道变化，同时需要外部测量设备，操作复杂。

针对以上问题，本文面向正交频分复用（OFDM, orthogonal frequency division multiplexing）波形的模拟阵列全双工系统，提出了一种参考信号辅助的自干扰信道估计算法。本文主要工作如下。

1) 面向模拟阵列全双工系统，提出了一种参考信号辅助的自干扰信道估计算法，设计收发波束成形矩阵来估计自干扰信道状态信息。不同于传统信道测量方式（如图 1(a)所示）需要专用集中的信道测量时隙，本文提出了一种波束成形矩阵选取算法，使得信道估计可以与业务传输并行，如图 1(b)所示，能够跟踪信道变化，提升业务传输效率。



(a) 信道测量占用专用时隙，业务传输在信道测量之后进行 (b) 业务传输与信道估计并行

图 1 业务传输与信道测量/估计串并行模式对比

2) 分析了发射噪声和接收噪声对信道估计归一化均方误差（NMSE, normalized mean squared error）的影响，并给出了 NMSE 的闭式表达。理论

分析表明 NMSE 与噪声功率和波束成形矩阵相关, 信道估计过程中的发射阵列辐射功率和接收阵列增益与 NMSE 之间存在权衡关系。降低 NMSE 将会牺牲发射阵列辐射功率和接收阵列增益。

3) 半实物仿真验证了理论分析的正确性以及本文算法的有效性。仿真中使用的自干扰信道数据测量包含 2 个 16×8 模拟收发阵列的原型样机测试平台。仿真显示了发射阵列辐射功率和接收阵列增益与 NMSE 之间的权衡关系, 比较了不同阵列规模和发射信噪比条件下本文算法的性能。仿真表明本文算法在小规模阵列全双工系统中性能优异, 而大规模阵列系统可以通过提升发射信噪比或增加参考信号段长有效降低 NMSE。

本文使用粗体大写字母表示矩阵, 粗体小写字母表示矢量, 常规字体表示标量。其中,  $\|\cdot\|_2$  表示向量二范数,  $(\cdot)^H$  表示矩阵或向量的共轭转置,  $(\cdot)^{-1}$  表示矩阵求逆。

### 1 系统模型

模拟阵列全双工系统如图 2 所示。发射信号由功分器送入  $N$  个发射单元, 由移相器和调幅器调节相位和幅度后, 经过功率放大器 (PA, power Amplifier) 辐射出去。发射信号经过空域自干扰信道耦合到邻近的接收阵列, 造成强自干扰。自干扰信号经过低噪声放大器 (LNA, low-noise amplifier) 和  $M$  个接收单元, 由合路器合成一路接收信号。收发阵列共用一个晶振, 所有发射单元共享一个 DAC, 所有接收单元共享一个 ADC。将发射阵列的基带业务数据信号耦合出一路作为参考信号, 可

以将整段参考信号视为信道估计的导频符号<sup>[2]</sup>, 将业务数据作为参考信号, 不占用导频时隙, 能进一步提升信道估计的准确性和实时性。

波束成形技术能够实现天线阵列定向传输或接收信号。在模拟阵列系统中, 可以使用数控移相器和调幅器来控制每路信号的相位和幅度, 其中调幅器包括可调功率衰减器和可调功率放大器<sup>[16]</sup>。图 3 给出了方位角和仰角分别用  $\phi$  和  $\theta$  表示的阵列球坐标系, 其中,  $N_x$  和  $N_y$  分别表示阵列的行列包含  $N_x$  和  $N_y$  个阵元。

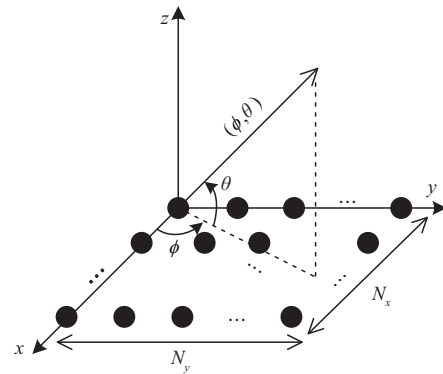


图 3 阵列球坐标系

发射阵列的导向矢量  $\mathbf{s}_t(\phi_t, \theta_t)$  和接收阵列的导向矢量  $\mathbf{s}_r(\phi_r, \theta_r)$  定义为

$$\mathbf{s}_t(\phi_t, \theta_t) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(x_t \cos \theta_t \cos \phi_t + y_t \cos \theta_t \sin \phi_t)} \quad (1)$$

$$\mathbf{s}_r(\phi_r, \theta_r) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(x_r \cos \theta_r \cos \phi_r + y_r \cos \theta_r \sin \phi_r)} \quad (2)$$

其中,  $\lambda$  表示波长;  $\mathbf{x}_t$  和  $\mathbf{y}_t$  分别表示发射阵列的  $x$  和  $y$  坐标矢量, 且包括各个阵元的  $x$  和  $y$  坐标;  $\mathbf{x}_r$  和  $\mathbf{y}_r$

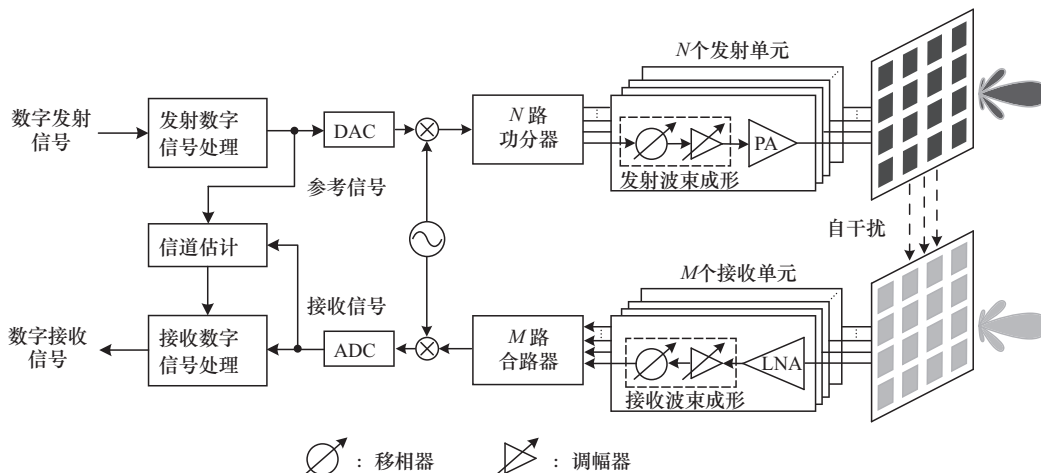


图 2 模拟阵列全双工系统

分别表示接收阵列的  $x$  和  $y$  坐标矢量； $\phi_t$  和  $\theta_t$  表示发射波束指向的方位角和仰角； $\phi_r$  和  $\theta_r$  表示接收波束指向的方位角和仰角。不失一般性，假设  $\|\mathbf{s}_t(\phi_t, \theta_t)\|_2^2 = N$ ， $\|\mathbf{s}_r(\phi_r, \theta_r)\|_2^2 = M$ 。

假设发射阵列的波束成形矢量  $\mathbf{w}$  和接收阵列的波束成形矢量  $\mathbf{v}$  分别表示为

$$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_N] \quad (3)$$

$$\mathbf{v} = [v_1, v_2, \dots, v_M] \quad (4)$$

其中， $w_n (n = 1, 2, \dots, N)$  和  $v_m (m = 1, 2, \dots, M)$  分别表示第  $n$  个发射单元和第  $m$  个接收单元配置的复系数，其幅度和相位由调幅器和移相器分别控制，此处假设  $\|\mathbf{w}\|_2^2 = N$ ， $\|\mathbf{v}\|_2^2 = M$ 。参考文献[19]，定义发射阵列等效全向辐射功率（EIRP, effective isotropic radiated power）为

$$\text{EIRP}(\theta_t, \phi_t, \mathbf{w}) = P_t \cdot \mathbf{g}(\theta_t, \phi_t) \mathbf{w}^H \mathbf{s}_t(\theta_t, \phi_t) \mathbf{s}_t^H(\theta_t, \phi_t) \mathbf{w} \quad (5)$$

同时，定义接收阵列增益为

$$G_r(\theta_r, \phi_r, \mathbf{v}) = \mathbf{g}(\theta_r, \phi_r) \mathbf{v}^H \mathbf{s}_r(\theta_r, \phi_r) \mathbf{s}_r^H(\theta_r, \phi_r) \mathbf{v} \quad (6)$$

其中， $P_t$  表示每个发射阵元的发射功率， $\mathbf{g}(\theta_t, \phi_t)$  和  $\mathbf{g}(\theta_r, \phi_r)$  分别表示发射和接收阵元的固有增益，在此不妨假设  $\mathbf{g}(\theta_t, \phi_t) = \mathbf{g}(\theta_r, \phi_r) = 1$ 。显然，当  $\mathbf{w} = \mathbf{s}_t(\theta_t, \phi_t)$ ， $\mathbf{v} = \mathbf{s}_r(\theta_r, \phi_r)$  的时候，达到 EIRP 和  $G_r$  的最大值，有

$$\text{EIRP}(\theta_t, \phi_t, \mathbf{w})_{\max} = P_t \left| \mathbf{s}_t^H(\theta_t, \phi_t) \mathbf{s}_t(\theta_t, \phi_t) \right|^2 = P_t N^2 \quad (7)$$

$$G_r(\theta_r, \phi_r, \mathbf{v})_{\max} = \left| \mathbf{s}_r^H(\theta_r, \phi_r) \mathbf{s}_r(\theta_r, \phi_r) \right|^2 = M^2 \quad (8)$$

在图2所示的模拟阵列全双工系统中，考虑使用 OFDM 波形传输信号。将  $B_w$  的无线带宽分为  $K$  个正交子信道，其中  $f_k$  是第  $k$  个信道的中心频率。 $x(f_k)$  表示第  $k$  个信道上的信号，阵列发射信号可表示为

$$y(f_k) = \sqrt{P_t} \cdot \mathbf{w} x(f_k) + \mathbf{z}_t, \quad \forall k \quad (9)$$

其中， $\mathbf{z}_t$  表示发射噪声，包括非理想功率放大器的弱非线性特性以及射频链路中其他元件引入的噪声。假设  $\mathbf{z}_t(t) \sim \text{CN}(0, \mathbf{Z}_t)$  是均值为 0、协方差矩阵为  $\mathbf{Z}_t$  的复高斯随机过程<sup>[17-18]</sup>，可得

$$\mathbf{Z}_t = \mathbb{E}[\mathbf{z}_t \mathbf{z}_t^H] = \eta_t^{-1} P_t \cdot \text{diag}(\mathbf{w} \mathbf{w}^H) \quad (10)$$

其中， $\mathbb{E}[\cdot]$  表示数学期望， $\text{diag}(\cdot)$  表示取对角矩阵， $\eta_t$  表示阵元的发射信噪比。发射信号通过近

场自干扰信道耦合到接收阵列，每个子信道上接收的自干扰信号表示为

$$r(f_k) = \mathbf{v}^H \left\{ \mathbf{H}(f_k) \left[ \sqrt{P_t} \mathbf{w} x(f_k) + \mathbf{z}_t \right] + \mathbf{d}_r + \mathbf{z}_r \right\} \quad (11)$$

其中， $\mathbf{H}(f_k) \in \mathbb{C}^{M \times N}$  表示自干扰信道矩阵。 $\mathbf{H}(f_k)$  中第  $m$  行  $n$  列元素为  $H_{mn}(f_k)$ ，表示在频率  $f_k$  处从第  $n$  个发射阵元到第  $m$  个接收阵元的自干扰信道频率响应。 $\mathbf{z}_r$  表示接收噪声， $\mathbf{z}_r \sim \text{CN}(0, \sigma_r^2 \mathbf{I}_M)$  即均值为 0、协方差矩阵为  $\sigma_r^2 \mathbf{I}_M$  的复高斯随机过程， $\sigma_r^2$  表示接收噪声功率， $\mathbf{I}_M$  表示  $M$  维单位矩阵。在实际场景中，阵列的接收信号会包含远场通信信号  $\mathbf{d}_r$ ，但近场自干扰信号功率远强于远场通信信号，以下推导中不考虑远场通信信号的影响<sup>[2,19]</sup>。

## 2 自干扰信道估计算法

给定一组收发波束成形矢量，借助参考信号中的符号在频域使用 LS 算法进行信道估计。收发阵列共本振，考虑自干扰信道是静态的或非快速时变的，在实现时频同步的条件下，令

$$\hat{r}(f_k) = \frac{r(f_k)}{\sqrt{P_t} \cdot p(f_k)} \quad (12)$$

其中， $\hat{r}(f_k)$  表示频率  $f_k$  处的信道响应估计值， $p(f_k)$  表示当前子载波上的参考符号。在没有噪声的情况下，理想的信道响应估计值为

$$r_o(f_k) = \mathbf{v}^H \mathbf{H}(f_k) \mathbf{w} \quad (13)$$

此时，收发波束成形系数视为信道响应的一部分。为了得到单独的空域自干扰信道矩阵  $\mathbf{H}(f_k)$ ，给出式(14)~式(16)。

$$\mathbf{V}^H \mathbf{H}(f_k) \mathbf{W} = \mathbf{R}(f_k) \quad (14)$$

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_N] \in \mathbb{C}^{N \times N} \quad (15)$$

$$\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_M] \in \mathbb{C}^{M \times M} \quad (16)$$

其中， $\mathbf{W}$  表示由  $N$  组发射波束成形矢量组成的方阵， $\mathbf{V}$  表示由  $M$  组接收波束成形矢量组成的方阵。 $\mathbf{W}$  和  $\mathbf{V}$  称为波束成形矩阵。其中， $\mathbf{w}_n (n = 1, 2, \dots, N)$  表示第  $n$  组发射波束成形矢量， $\mathbf{v}_m (m = 1, 2, \dots, M)$  表示第  $m$  组发射波束成形矢量。需要注意的是，此处使用小写粗体  $\mathbf{v}_M$  表示矢量，小写细体  $v_M$  表示一个系数。假设配置发射波束成形矢量为  $\mathbf{w}_n$ ，接收波束成形矢量为  $\mathbf{v}_m$ ，得到理想信道响应估计值记为  $r_{nm}(f_k)$ 。

$\mathbf{R}(f_k) \in \mathbb{C}^{M \times N}$  表示由  $r_{nm}(f_k)$  构成的矩阵。当  $\mathbf{W}$  和  $\mathbf{V}$  可逆时, 可得  $\mathbf{H}(f_k)$  为

$$\mathbf{H}(f_k) = (\mathbf{V}^H)^{-1} \mathbf{R}(f_k) \mathbf{W}^{-1} \quad (17)$$

将  $\mathbf{R}(f_k)$  替换为  $\hat{\mathbf{R}}(f_k)$ , 上标表示估计值,  $\hat{\mathbf{R}}(f_k)$  表示由  $\hat{r}_{nm}(f_k)$  构成的矩阵。可得  $\mathbf{H}(f_k)$  的估计值为

$$\hat{\mathbf{H}}(f_k) = (\mathbf{V}^H)^{-1} \hat{\mathbf{R}}(f_k) \mathbf{W}^{-1} \quad (18)$$

波束成形矩阵的选取需要遵循可逆, 条件数尽可能低的原则。低条件数可以保证运算过程中的数值稳定性。可见, 只要挑选出  $N$  组线性无关的发射波束成形矢量和  $M$  组线性无关的接收波束成形矢量, 同时保证  $\mathbf{W}$  和  $\mathbf{V}$  具有较小条件数, 就能实现自干扰信道估计。

信道估计和自干扰抑制算法流程如图 4 所示, 具体步骤如下。

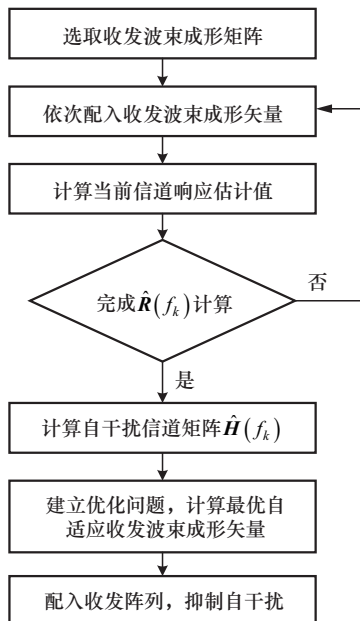


图 4 信道估计和自干扰抑制算法流程

步骤 1: 选取波束成形矩阵  $\mathbf{W}$  和  $\mathbf{V}$ 。

步骤 2: 依次选取  $\mathbf{W}$  中的一组发射波束成形矢量  $\mathbf{w}_n$  和  $\mathbf{V}$  中的一组接收波束成形矢量  $\mathbf{v}_m$  配置到收发阵列中, 计算得到  $\hat{r}_{nm}(f_k)$ 。

步骤 3: 重复步骤 2, 依次配入各组收发波束成形矢量, 共需  $MN$  次, 得到矩阵  $\hat{\mathbf{R}}(f_k)$ 。

步骤 4: 计算  $\hat{\mathbf{H}}(f_k) = (\mathbf{V}^H)^{-1} \hat{\mathbf{R}}(f_k) \mathbf{W}^{-1}$ , 得到自干扰信道估计值。

步骤 5: 建立最小化自干扰功率的优化问题, 通过波束成形优化算法<sup>[18]</sup>, 计算发射和接收最优自适应波束成形矢量  $\mathbf{w}_{\text{opt}}$  和  $\mathbf{v}_{\text{opt}}$ 。

步骤 6: 将  $\mathbf{w}_{\text{opt}}$  和  $\mathbf{v}_{\text{opt}}$  配入发射和接收阵列, 完成空域自干扰抑制。

考虑到本文算法所需求逆矩阵是固定的, 可以离线计算出逆矩阵之后存储到本地, 在计算时直接使用, 从而避免了使用硬件计算逆矩阵。本文算法的主要复杂度来自 2 次矩阵乘法, 因此计算复杂度为  $O(N^3)$ 。使用自干扰功率来衡量优化后的波束成形矢量对空域自干扰的抑制能力, 从而验证信道估计的有效性。将自干扰信道估计值代入最小化残余自干扰功率的优化问题, 求解得到最优自适应波束成形矢量<sup>[18-19]</sup>。自干扰残余功率可以计算为

$$P_c = \sum_{k=1}^K \mathbb{E} \left\| \mathbf{v}_{\text{opt}}^H \left\{ \mathbf{H}(f_k) \left[ \sqrt{P_t} \mathbf{w}_{\text{opt}} x(f_k) + \mathbf{z}_t \right] + \mathbf{z}_r \right\} \right\|^2 = \mathbf{v}_{\text{opt}}^H \left\{ \sum_{k=1}^K P_t \cdot \mathbf{H}(f_k) \left[ \mathbf{w}_{\text{opt}} \mathbf{w}_{\text{opt}}^H + \eta_t^{-1} \text{diag}(\mathbf{w}_{\text{opt}} \mathbf{w}_{\text{opt}}^H) \right] \mathbf{H}(f_k)^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}_N \right\} \mathbf{v}_{\text{opt}} \quad (19)$$

其中,  $\mathbf{w}_{\text{opt}}$  和  $\mathbf{v}_{\text{opt}}$  分别表示优化得到的发射和接收波束成形矢量。同理, 常规波束成形下的残余自干扰功率为

$$P_o = \sum_{k=1}^K \mathbb{E} \left\| \mathbf{v}_o^H \left\{ \mathbf{H}(f_k) \left[ \sqrt{P_t} \mathbf{w}_o x(f_k) + \mathbf{z}_t \right] + \mathbf{z}_r \right\} \right\|^2 = \mathbf{v}_o^H \left\{ \sum_{k=1}^K P_t \cdot \mathbf{H}(f_k) \left[ \mathbf{w}_o \mathbf{w}_o^H + \eta_o^{-1} \text{diag}(\mathbf{w}_o \mathbf{w}_o^H) \right] \mathbf{H}(f_k)^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}_N \right\} \mathbf{v}_o \quad (20)$$

其中,  $\mathbf{w}_o$  和  $\mathbf{v}_o$  分别表示常规发射和接收波束成形矢量。不失一般性, 可以令常规收发波束成形矢量为

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{s}_t(\theta_t, \phi_t) \quad (21)$$

$$\mathbf{v}_o = \mathbf{s}_r(\theta_r, \phi_r) \quad (22)$$

残余自干扰功率能反映优化后的波束成形矢量对空域自干扰的抑制能力。优化后的波束成形相比于常规波束成形对自干扰功率的降低量越大, 表示自干扰抑制性能越好。

## 2.1 信道估计性能分析

由于发射和接收噪声的存在, 自干扰信道估计将引入误差。假设发射噪声、接收噪声和自干扰互相独立, 信道估计的 NMSE 可以表示为

$$\begin{aligned}\sigma_H(f_k) &= \frac{\mathbb{E} \left\| \hat{\mathbf{H}}(f_k) - \mathbf{H}(f_k) \right\|_F^2}{\left\| \mathbf{H}(f_k) \right\|_F^2} = \\ &= \frac{\mathbb{E} \left\| (\mathbf{V}^H)^{-1} (\hat{\mathbf{R}}(f_k) - \mathbf{R}(f_k)) \mathbf{W}^{-1} \right\|_F^2}{\left\| \mathbf{H}(f_k) \right\|_F^2} = \\ &= \frac{\mathbb{E} \left\{ \text{tr} \left[ \mathbf{R}_e(f_k) (\mathbf{W}^H \mathbf{W})^{-1} \mathbf{R}_e^H(f_k) (\mathbf{V}^H \mathbf{V})^{-1} \right] \right\}}{\left\| \mathbf{H}(f_k) \right\|_F^2} = \\ &= \frac{\mathbb{E} \left[ \text{tr} \left( \mathbf{R}_e(f_k) \mathbf{A}_W \mathbf{R}_e^H(f_k) \mathbf{A}_V \right) \right]}{\left\| \mathbf{H}(f_k) \right\|_F^2}\end{aligned}\quad (23)$$

误差矩阵为

$$\mathbf{R}_e(f_k) = \hat{\mathbf{R}}(f_k) - \mathbf{R}(f_k) \quad (24)$$

其中,  $\|\cdot\|_F^2$  表示矩阵 F-范数 (F-norm, frobenius norm),  $\text{tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹。令  $\mathbf{A}_W = (\mathbf{W}^H \mathbf{W})^{-1}$ ,  $\mathbf{A}_V = (\mathbf{V}^H \mathbf{V})^{-1}$ 。  $\mathbf{R}_e(f_k)$  中的元素表示为  $r_e(f_k) = \hat{r}(f_k) - r_{nm}(f_k)$ 。为简化后续推导, 不妨假设参考符号为 1, 代入式(24)展开可得

$$r_e(f_k) = \mathbf{v}^H \left\{ \mathbf{H}(f_k) \mathbf{z}_t + \frac{\mathbf{z}_r}{\sqrt{P_t}} \right\} \mathbf{v} \quad (25)$$

考虑发射噪声和接收噪声相互独立, 每次切换收发波束成形矢量进行信道估计的过程相互独立, 则  $\mathbf{R}_e(f_k)$  中元素相互独立。对于任意一组收发波束成形矢量  $\mathbf{w}_n$  和  $\mathbf{v}_m$ , 可以根据式(20)计算得到相应的误差, 代入式(18)化简可得 NMSE 为

$$\sigma_H(f_k) = \frac{\sum_{m=1}^M \alpha_{m,m} \mathbf{v}_m^H \left[ \sum_{n=1}^N \beta_{n,n} \mathbf{M}_n(f_k) + \frac{\sigma_r^2}{P_t} \mathbf{I}_N \right] \mathbf{v}_m}{\left\| \mathbf{H}(f_k) \right\|_F^2} \quad (26)$$

$$\mathbf{M}_n(f_k) = \eta_t^{-1} \mathbf{H}(f_k) \text{diag}(\mathbf{w}_n \mathbf{w}_n^H) \mathbf{H}(f_k)^H \quad (27)$$

其中,  $\mathbf{M}_n(f_k)$  表示发射噪声经过自干扰信道后的协方差矩阵, 下标  $n$  对应选取的发射波束成形矢量  $\mathbf{w}_n$ 。  $\alpha_{m,m}$  和  $\beta_{n,n}$  分别表示  $\mathbf{A}_V$  和  $\mathbf{A}_W$  中第  $m$  个和第  $n$  个对角元素。可见, 自干扰信道估计的 NMSE 与发射噪声功率、接收噪声功率以及波束成形矩阵的选取相关。在系统模型中发射噪声  $\mathbf{z}_t$  的协方差矩阵表示为  $\mathbf{Z}_t = \mathbb{E}[\mathbf{z}_t \mathbf{z}_t^H] = \eta_t^{-1} P_t \cdot \text{diag}(\mathbf{w} \mathbf{w}^H)$ , 对

比式(27)和  $\mathbf{Z}_t$  可见,  $\mathbf{M}_n(f_k)$  中包含了发射噪声经过自干扰信道造成的影响。发射噪声的影响远大于接收噪声的影响。注意到, NMSE 存在误差累积效应, 当阵列规模变大, 即  $M$  和  $N$  增加, NMSE 更可能增大。因此, 存在 3 种降低 NMSE 的场景或算法: 1) 小规模阵列全双工场景; 2) 通过多次估计求平均降低 NMSE, 代价是增加参考符号的开销; 3) 增加波束成形矩阵中的 0 元素, NMSE 更可能降低, 但是会牺牲发射阵列 EIRP 和接收阵列增益。考虑到本文算法中信道估计与信号传输并行处理, 当信道的相干时间大于信道估计周期, 就不会对 NMSE 造成影响。本文发射通道和接收通道共本振, 即收发信号的频偏为零, 因此自干扰信道为慢变信道, 可通过增加参考信号段长来达到降低 NMSE 的效果。若收发采用不共本振的工作方式, 信道的时变性可能会影响 NMSE 的估计精度。

## 2.2 波束成形矩阵选取

本节提出了一种能够实现信道估计与业务传输并行的波束成形矩阵选取算法。除此之外, 作为对比, 给出了另外 2 种选取  $\mathbf{W}$  和  $\mathbf{V}$  矩阵的算法, 并且分析比较了不同波束成形矩阵选取算法对于信道估计过程中发射阵列 EIRP 和接收阵列  $G_r$  的影响。

### 2.2.1 波束成形矩阵选取算法 1

理想情况是在信道估计过程中, 保持收发阵列全阵开启且正常工作, 实现信道估计与业务传输并行。由于此时自干扰功率较大, 接收阵列需要采取数字域自干扰抑制措施<sup>[3,5]</sup>来保证远场通信信号的接收和解调。但是数字域自干扰抑制能力有限, 在估计出空域自干扰信道后, 可以使用收发自适应波束成形技术进一步抑制自干扰, 从而提升收发阵列的隔离度。

以发射阵列为例, 假设发射波束在远场成形, 可得

$$\mathbf{s}_t(\theta, \phi_t)^H \mathbf{w} = A(\theta, \phi_t) \quad (28)$$

其中,  $A(\theta, \phi_t)$  表示成形增益。求解该线性方程组可得通解  $\mathbf{w} = \mathbf{s}_t^p + \mathbf{s}_t^0$ , 其中  $\mathbf{s}_t^p$  是特解,  $\mathbf{s}_t^0$  是零解。零解可以进一步表示为

$$\mathbf{s}_t^0 = N_t \mathbf{u}_t = u_t^1 \mathbf{n}_t^1 + u_t^2 \mathbf{n}_t^2 + \cdots + u_t^{N-1} \mathbf{n}_t^{N-1} \quad (29)$$

其中,  $N_t$  表示零空间, 由  $\mathbf{n}_t^1, \mathbf{n}_t^2, \cdots, \mathbf{n}_t^{N-1}$  共  $N-1$  个标准正交基向量张成,  $\mathbf{u}_t$  表示基向量对应的权重。

特解和零解分别满足  $\mathbf{s}_t^H \mathbf{s}_t^p = A(\theta_t, \phi_t)$ ,  $\mathbf{s}_t^H \mathbf{s}_t^0 = 0$ , 这使得改变零解并不会影响波束成形增益。不失一般性, 可以令  $\mathbf{s}_t^p = a \mathbf{s}_t = \frac{A(\theta_t, \phi_t)}{N} \mathbf{s}_t$ ,  $0 \leq a \leq 1$ ,  $a$  表示限制增益的因子。

于是,  $\mathbf{W}$  矩阵可以选取为

$$\mathbf{W}_1 = [\mathbf{s}_t^p, \mathbf{s}_t^p + b \cdot \mathbf{n}_t^1, \mathbf{s}_t^p + b \cdot \mathbf{n}_t^2, \dots, \mathbf{s}_t^p + b \cdot \mathbf{n}_t^{N-1}] \quad (30)$$

其中,  $b$  表示限制零解部分功率的因子,  $0 < b \leq 1$ 。每个波束成形矢量对应的发射功率为  $a^2 N + b^2$ , 可以通过调整  $a$  和  $b$  的取值来改变波束成形增益和发射功率。同理, 对于接收阵列,  $\mathbf{V}$  矩阵可以选取为

$$\mathbf{V}_1 = [\mathbf{s}_r^p, \mathbf{s}_r^p + b \cdot \mathbf{n}_r^1, \mathbf{s}_r^p + b \cdot \mathbf{n}_r^2, \dots, \mathbf{s}_r^p + b \cdot \mathbf{n}_r^{M-1}] \quad (31)$$

其中,  $\mathbf{s}_r^p$  表示接收波束成形的特解,  $\mathbf{n}_r^m$  表示零空间里的第  $m$  个基向量。该矩阵选取算法能够保证信道估计过程中, 收发阵列的波束成形。参数  $a$  和  $b$  最优的选取准则是尽可能保持波束增益不变的情况下, 降低整体所需发射功率, 同时波束成形矩阵条件数不能过大。此处, 选取  $a = b = 1$ , 保证了收发波束成形增益与常规波束成形一致, 也控制了整体发射功率, 能够区分各组波束成形系数。此时, 可以得到

$$\text{EIRP}(\theta_t, \phi_t, \mathbf{W}_1) = P_t \cdot N^2, G_r(\theta_r, \phi_r, \mathbf{V}_1) = M^2 \quad (32)$$

以下使用二范数条件数来表征矩阵求逆计算的稳定性。二范数条件数定义为最大奇异值和最小奇异值的比值, 观察到

$$\mathbf{W}_1^H \mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} N & N & \dots & N \\ N & N+1 & \dots & N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ N & N & \dots & N+1 \end{bmatrix} \quad (33)$$

注意到, 当  $N$  为偶数时, 式(33)除了一个最大特征值和最小特征值之外, 其余特征值均为 1。最大特征值和最小特征值分别为

$$\delta_{\max} = \frac{N^2 + 1 + \sqrt{(N^2 + 1)^2 - 4N}}{2} \quad (34)$$

$$\delta_{\min} = \frac{N^2 + 1 - \sqrt{(N^2 + 1)^2 - 4N}}{2}$$

由此,  $\mathbf{W}_1$  的二范数条件数计算可得

$$\kappa_{\mathbf{W}} = \sqrt{\frac{\delta_{\max}}{\delta_{\min}}} = \sqrt{\frac{N^2 + 1 + \sqrt{(N^2 + 1)^2 - 4N}}{N^2 + 1 - \sqrt{(N^2 + 1)^2 - 4N}}} = \frac{N^2 + 1 + \sqrt{(N^2 + 1)^2 - 4N}}{2\sqrt{N}} = N^{\frac{3}{2}} + \frac{1}{\sqrt{N}} - \frac{1}{N^{\frac{3}{2}}} + \dots \approx N^{\frac{3}{2}} \quad (35)$$

当  $N$  很大时, 条件数通过泰勒展开近似于  $N^{\frac{3}{2}}$ 。

同理, 当  $M$  很大时,  $\mathbf{V}_1$  的条件数近似于  $M^{\frac{3}{2}}$ 。当阵元数目小于等于 128 时, 可认为  $\mathbf{W}_1$  和  $\mathbf{V}_1$  的病态程度相对较低<sup>[20]</sup>。

### 2.2.2 波束成形矩阵选取算法 2

选取波束成形矩阵为

$$\mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 1 & 0 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{N \times N}$$

$$\mathbf{V}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 1 & 0 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (36)$$

其物理意义在于测出的信道响应能表征开闭某个阵元对自干扰信道带来的变化。此时, 计算可得发射阵列的 EIRP 和接收阵列的  $G_r$  为

$$\text{EIRP}(\theta_t, \phi_t, \mathbf{W}_2) = P_t \cdot (N-1)^2, G_r(\theta_r, \phi_r, \mathbf{V}_2) = (M-1)^2 \quad (37)$$

此时,  $\mathbf{W}_2$  和  $\mathbf{V}_2$  的条件数分别为  $N-1$  和  $M-1$ , 矩阵病态程度很低。

### 2.2.3 波束成形矩阵选取算法 3

选取波束成形矩阵为单位矩阵,  $\mathbf{W}_3 = \mathbf{I}_N$ ,  $\mathbf{V}_3 = \mathbf{I}_M$ , 其条件数为 1。该算法与传统信道测量方式<sup>[17,19]</sup>等同, 即每次信道估计时, 只打开一个发射通道和一个接收通道。此时, 收发阵列并未形成波束, 发射阵列的 EIRP 和接收阵列的  $G_r$  表示为

$$\text{EIRP}(\theta_t, \phi_t, \mathbf{W}_3) = P_t, G_r(\theta_r, \phi_r, \mathbf{V}_3) = 1 \quad (38)$$

事实上, 波束成形矩阵选取算法 2 和算法 3 均为特例。更一般的情况是对于任意  $\mathbf{w}_n$  和  $\mathbf{v}_m$ , 选取其中  $L$  个系数置 1, 其余系数置 0, 同时确保  $\mathbf{W}$  和  $\mathbf{V}$

矩阵中的各组波束成形矢量线性无关。波束成形矩阵的选取不限于以上所提算法, 只要满足  $\mathbf{W}$  和  $\mathbf{V}$  可逆且不病态即可。

### 3 仿真结果

本节使用半实物数值仿真来验证本文算法的有效性和理论分析的正确性。仿真中采用的自干扰信道数据测量自原型样机测试平台, 如图 5 所示。收发阵列位于室外同一水平面内, 通过滑轨结构固定在离地约 1 m 的天线支架上, 阵列中心距离设置为 70 cm。发射和接收阵元均排列为 8 行 16 列, 如图 6 所示。阵列包含 16 个模块, 每个模块分为 8 个通道。事实上, 阵元排布呈三角栅格状, 为简单示意行列选取, 图 6 绘制了均匀排布的情况。

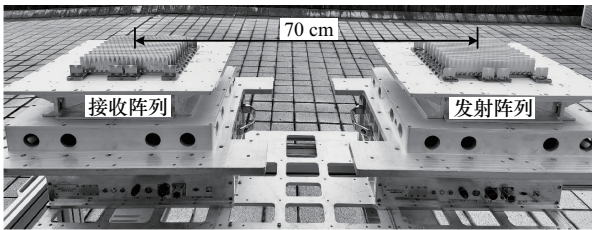


图 5 实验平台图示

信道响应测量使用文献[18]所提算法, 通过一台双端口 Keysight P9377B 矢量网络分析仪采集每个天线阵元对之间的自干扰信道数据, 认为测量结果为信道真值。测试场景放置于外场平坦地面, 信道环境相对稳定, 可认为自干扰信道在测量过程中未发生变化, 信道真值可信度高。测量数据中包含了接收天线和发射天线的增益, 本文认为这是广义自干扰信道的一部分, 并不影响波束成

形矢量的优化, 计算出来的自干扰功率则对应于阵列接收合成之后的实际功率。剩余仿真基于 MATLAB R2020a, 数字域的噪声由数值仿真生成, 然后叠加到信号上。仿真值是模拟存在收发噪声的实际场景中信道估计的结果, 仿真中的 NMSE 计算为

$$\sigma_s(f_k) = \frac{\mathbb{E} \left\| \hat{\mathbf{H}}_s(f_k) - \mathbf{H}_s(f_k) \right\|_F^2}{\left\| \mathbf{H}_s(f_k) \right\|_F^2} \quad (39)$$

其中,  $\mathbf{H}_s(f_k)$  表示实测的信道数据, 作为真值,  $\hat{\mathbf{H}}_s(f_k)$  表示在模拟环境下对信道的估计值。

假设发射和接收波束在同一竖直平面上扫描, 方位角  $\phi$  为  $90^\circ$ , 发射和接收波束的仰角扫描范围为  $-60^\circ \sim 60^\circ$ , 参考图 3。发射信号的频段为 6~6.2 GHz, 带宽为 200 MHz, 接收机噪声功率为  $-88$  dBm, 噪声系数为 3 dB。除 NMSE 之外, 仿真中使用自适应波束成形的自干扰抑制性能作为衡量自干扰信道估计有效性的另一指标。自适应波束成形系数的优化使用文献[19]所提算法, 发射和接收增益的损失限制在 2 dB 内。

信道估计过程中, 不同阵列规模和不同波束成形矩阵下的 EIRP 和  $G_r$  如图 7 所示, 假设每个阵元发射功率为 0 dBm。阵列规模指的是发射阵列和接收阵列的阵元数目。例如, 阵列规模为 128 时, 表示发射和接收阵列均使用 128 阵元。当阵列规模为 64 时, 表示收发阵列选取左半阵, 如图 6 虚线框出部分所示。可见, 矩阵选取算法 1 不会损失 EIRP 和  $G_r$ , 算法 2 会损失一部分 EIRP 和  $G_r$ , 但不超过 0.5 dB, 阵列规模越大损失量越小。然而, 矩阵选

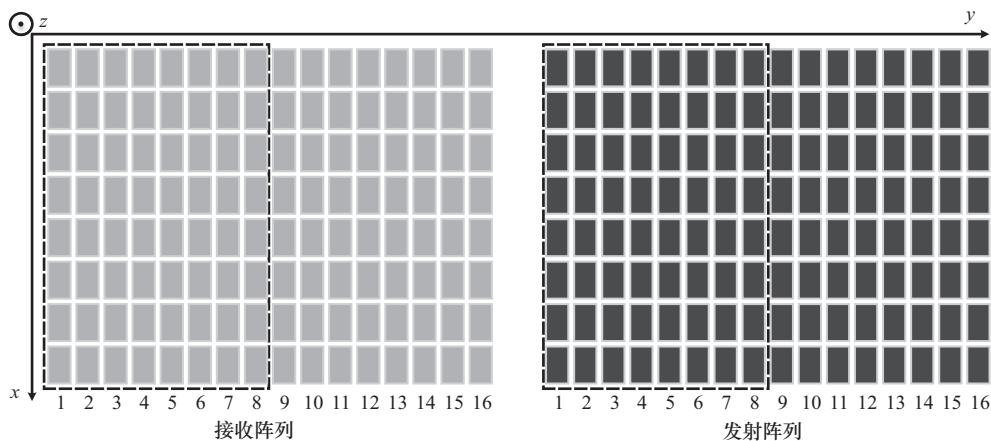


图 6 阵元均匀排布的情况

取算法 3 的 EIRP 和  $G_r$  仅有 0 dBm 和 0 dB, 这是由于只打开了单个收发阵元, 未构成波束成形增益。因此, 矩阵选取算法 3 的信道估计必须在业务传输之前进行, 而这会导致很大的时间开销, 也无法追踪信道变化。矩阵选取算法 1 和矩阵选取算法 2 可以实现业务传输与信道估计并行, 能对信道改变做出及时响应。如果考虑实际硬件的量化误差如数控移相器和衰减器的量化误差, 使用矩阵选取算法 2 不会对性能造成影响。

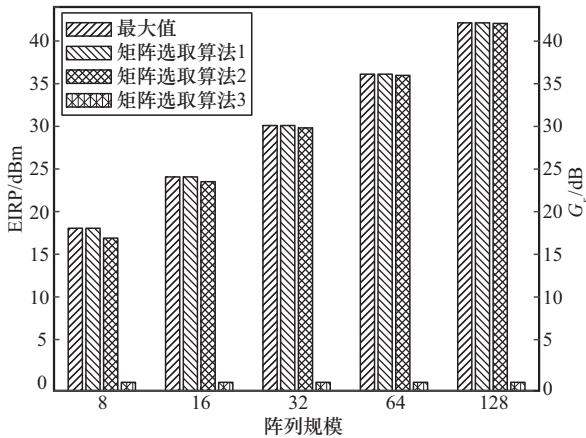
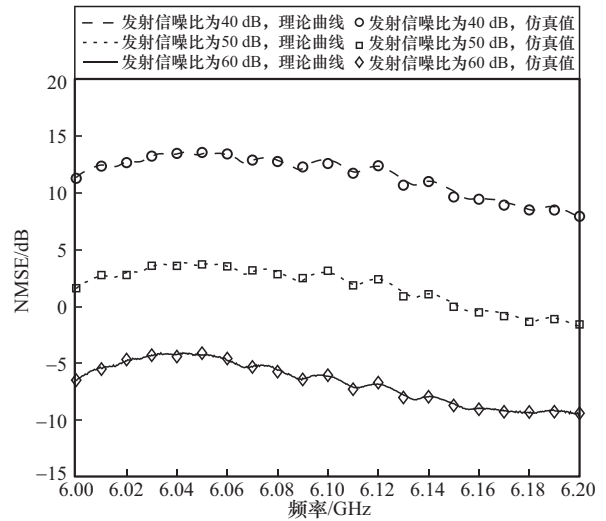


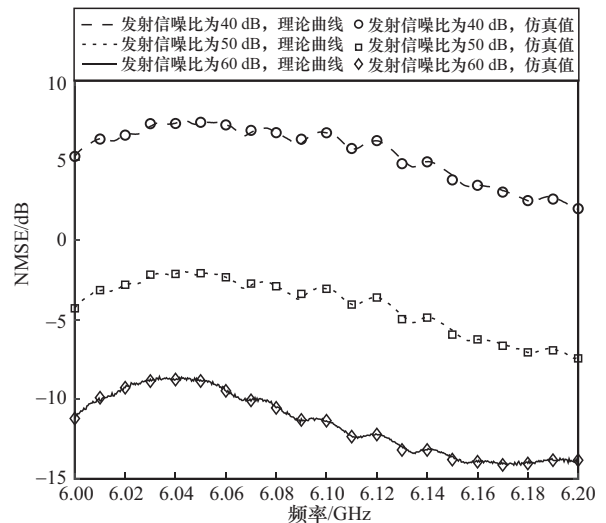
图 7 EIRP 和  $G_r$  随着阵列规模变化

图 8 为带宽为 200 MHz 时 3 种波束成形矩阵选取算法下信道估计 NMSE 随频率的变化。收发阵列规模均为  $16 \times 8$ , 发射信噪比分别设置为 30、40、50 和 60 dB。图 8 中的仿真值是利用实测信道数据在计算机软件上的仿真结果, 理论曲线对应于本文推导出的 NMSE 理论表达式(22)。其中,  $H(f_k)$  利用的是自干扰信道实测数据, 划分了 500 个子信道, 每个  $H(f_k)$  中包含了  $128 \times 128$  个信道响应数据, 因此是频率的不平滑函数。可见, 理论曲线与仿真吻合较好, 不同频点处的 NMSE 存在差距, 发射信噪比越高, NMSE 越小。矩阵选取算法 1 的 NMSE 最高, 其次是矩阵选取算法 2, 矩阵选取算法 3 的 NMSE 最低。这说明矩阵选取算法 1 引入的误差最多, 而矩阵选取算法 3 最少。这是因为在每次波束成形时, 开启的阵元数目越多, 波束成形增益越高, 引入的发射噪声越多, 这将恶化信道估计的 NMSE。NMSE 与维持阵列 EIRP 和  $G_r$  之间存在权衡关系, 增加波束成形矩阵中的 0 系数有利于降低 NMSE, 但通常以牺牲波束成形增益为代价。因此, 矩阵选取算法 3 适用于自干

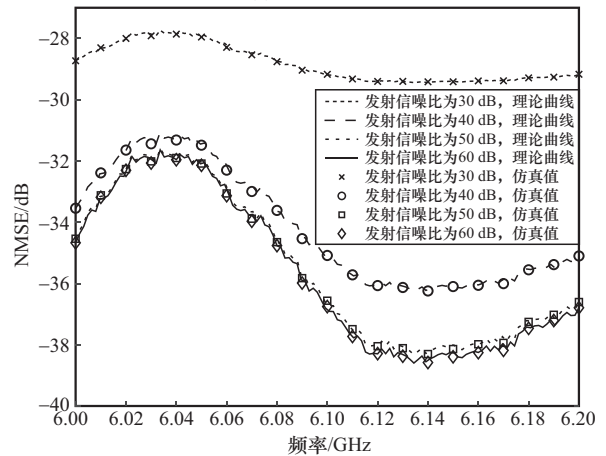
扰信道恒定不变的场景, 预先测量信道后再进行业务传输, 而矩阵选取算法 1 和矩阵选取算法 2 能改善这一局限性。



(a) 矩阵选取算法 1



(b) 矩阵选取算法 2



(c) 矩阵选取算法 3

图 8 带宽为 200 MHz 时 3 种波束成形矩阵选取算法下信道估计 NMSE 随频率的变化

图 9 为不同矩阵选取算法下，信道估计的 NMSE 随发射信噪比的变化，频点选取 6 GHz。可见，理论曲线与仿真值吻合较好，随着发射信噪比增加，NMSE 降低。当 NMSE 较大时，将随着发射信噪比增加呈现线性下降趋势；当 NMSE 较小时，随着发射信噪比增加，逐渐趋于一个定值。使用  $L$  表示参考符号的数目，增加  $L$  进行多次估计求均值，能显著降低 NMSE， $L = 100$  时能将 NMSE 有效降低约 20 dB，这说明增加参考符号开销能够换取信道估计性能提升。

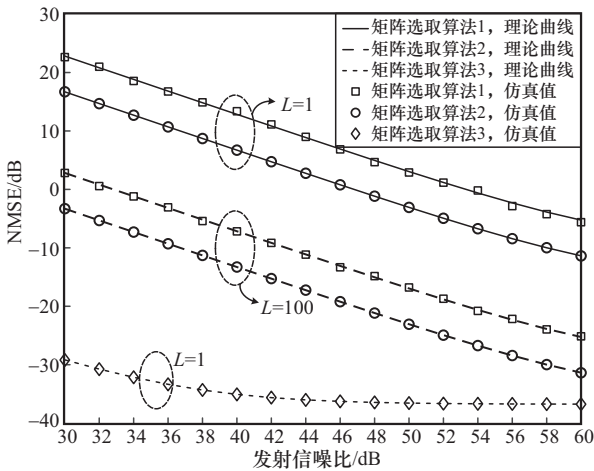


图 9 不同矩阵选取算法下，信道估计的 NMSE 随发射信噪比的变化

图 10 为常规波束成形和自适应波束成形下，自干扰功率随发射扫描角度的变化。发射信噪比设置为 40 dB， $L$  设置为 100 和 1024。自干扰信道估计使用本文所提 3 种波束成形矩阵选取算法，自适应波束成形系数的优化基于估计出的自干扰信道。同时，绘制了无信道估计误差条件下的自干扰抑制性能作为对比。由于矩阵选取算法 3 估计出的自干扰信道 NMSE 很小，其自干扰抑制性能与无误差条件下的自干扰抑制性能一致，这是由于牺牲了波束成形增益换取的性能提升。然而，由于矩阵选取算法 1 和矩阵选取算法 2 的 NMSE 较大，信道估计误差对于自适应波束成形系数的计算造成影响，自干扰抑制性能有所恶化。为了提升干扰抑制的性能，考虑将发射信号作为参考信号引出一路到接收机，这样可以将整段发射信号视为参考，多次估计求平均，从而提升信道估计的准确性。图 10 仿真了将 1 024 个符号作为参考进行信道估计的结果，可见自干扰抑制性能相比

100 个符号的情况提升了 5 ~ 15 dB，相比于常规波束成形的情况提升了 8 ~ 30 dB。注意到，不同发射扫描角度下，自干扰抑制性能对于信道估计误差的敏感程度不同。例如，法向和  $-60^\circ$  指向时，3 种矩阵选取算法对应的自干扰抑制性能差距较小；而  $30^\circ$  和  $60^\circ$  指向时，3 种矩阵选取算法出现差距。可见，法向的自干扰残余功率即便是无误差的情况下也远高于  $30^\circ$  和  $60^\circ$  扫描角下的残余功率，而法向的自干扰抑制量远低于  $30^\circ$  和  $60^\circ$  扫描角下的自干扰抑制量，这可能是其对误差容忍度较高的原因。而  $30^\circ$  和  $60^\circ$  扫描角的自干扰抑制量在理想情况下能达到 25~30 dB，残余功率降低到  $-40$  dBm 以下，这表明要达到越高的自干扰抑制性能，则对波束成形系数的误差越敏感。此外，自干扰抑制性能差距的产生也可能与本文实测的信道特性相关。同样的自干扰信道条件下， $30^\circ$  和  $60^\circ$  扫描角相比于法向，可能更容易形成干扰抑制的零陷。

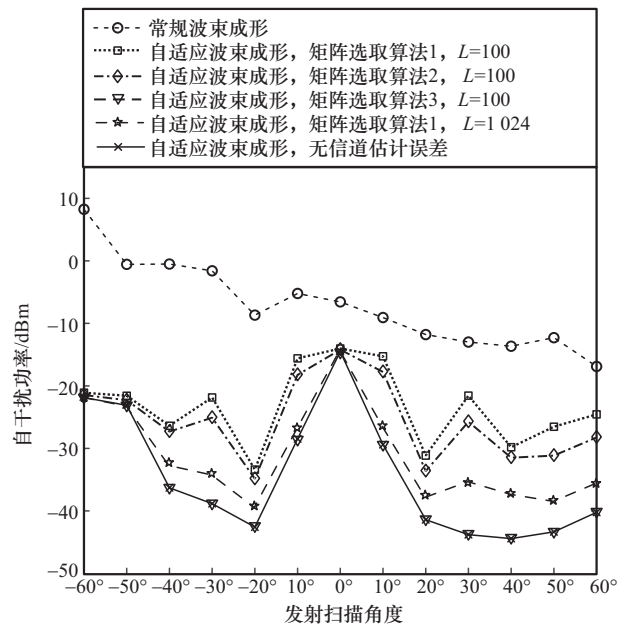


图 10 常规波束成形和自适应波束成形下，自干扰功率随发射扫描角度的变化

图 11 为在矩阵选取算法 1 下，自干扰抑制性能随发射扫描角度的变化，仿真设置  $L = 100$ 。当发射信噪比为 60 dB 时，其自干扰抑制性能与无误差时的性能差距在 1 dB 之内。这表明增大发射信噪比和增加参考符号数目都能有效提升自干扰抑制度，为大规模阵列全双工系统中的自干扰信道估计提供了可参考的解决途径。

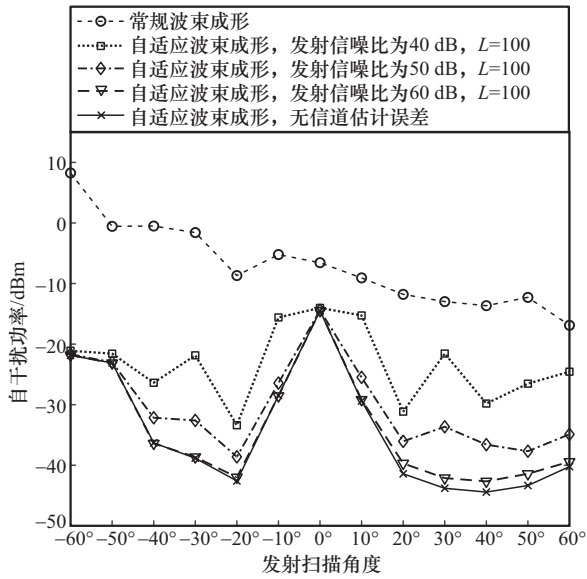


图 11 在矩阵选取算法 1 下, 自干扰抑制性能随发射扫描角度的变化

图 12 为矩阵选取算法 1 和算法 2 在不同阵列规模下的 NMSE, 仿真值与理论曲线吻合较好。可见, 本文算法在小规模阵列中性能更加优异。从式(26)可见, NMSE 与收发阵列规模  $M$  和  $N$  呈正相关。因此, 随着阵列规模  $M$  和  $N$  减小, 误差的累积效应将会降低, 同等噪声水平下, 引入的噪声影响将会减弱。同时注意到, 发射信噪比越小, NMSE 降低量越显著。例如, 对于矩阵选取算法 1, 当发射信噪比为 40、50 和 60 dB, 阵列规模从 128 降低到 8 时, NMSE 的降低量分别约为 23、18 和 12 dB。

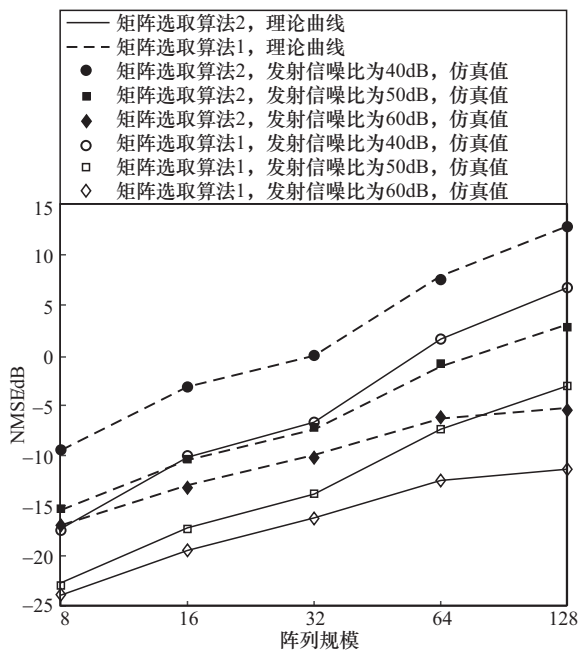


图 12 矩阵选取算法 1 和算法 2 在不同阵列规模下的 NMSE

## 4 结束语

本文面向使用 OFDM 波形的模拟阵列全双工系统, 提出了一种参考信号辅助的自干扰信道估计算法, 通过设计波束成形矩阵估计自干扰信道状态信息。提出了 3 种波束成形矩阵选取算法, 分析了不同的矩阵选取、发射噪声和接收噪声功率对信道估计 NMSE 的影响, 揭示了信道估计过程中发射阵列辐射功率和接收阵列增益与 NMSE 之间存在权衡关系。半实物仿真结果表明, 本文算法在小规模阵列系统中性能更加优异, 而大规模阵列系统可以通过增加参考符号数目和提升发射信噪比有效降低 NMSE, 这对同时收发多功能一体化平台建设提供了技术支撑。未来的工作中, 将进一步研究如何设计波束成形矩阵以寻求发射阵列辐射功率和接收阵列增益与信道估计 NMSE 之间的平衡, 以及存在非理想因素如非线性和硬件量化误差情况下的算法优化。

## 参考文献:

- [1] SMIDA B, SABHARWAL A, FODOR G, et al. Full-duplex wireless for 6G: progress brings new opportunities and challenges[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2023, 41(9): 2729-2750.
- [2] 唐友喜. 同时同频全双工原理与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2016. TANG Y X. Full-duplex principles and applications. Beijing: Science Press, 2016.
- [3] 王俊, 赵宏志, 唐友喜. 基于降维原理的全双工射频域快速自干扰抑制算法研究[J]. *通信学报*, 2017, 38(8): 28-36. WANG J, ZHAO H Z, TANG Y X. Quick self-interference cancellation algorithm based on dimension reduction at radio frequency domain in full duplex system[J]. *Journal on Communications*, 2017, 38(8): 28-36.
- [4] YU B, QIAN C, 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.
- [5] KOLODZIEJ K E, PERRY B T, HERD J S. In-band full-duplex technology: techniques and systems survey[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2019, 67(7): 3025-3041.
- [6] 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.
- [7] DAY B P, MARGETTS A R, BLISS D W, et al. Full-duplex bidirectional MIMO: achievable rates under limited dynamic range[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(7): 3702-3713.
- [8] MASMOUDI A, LE-NGOC T. A maximum-likelihood channel estimator for self-interference cancellation in full-duplex systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(7): 5122-5132.
- [9] KOH J, LIM Y G, CHAE C B, et al. On the feasibility of full-duplex large-scale MIMO cellular systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(9): 6231-6250.
- [10] SATTARI M, GUO H, GÜNDÜZ D, et al. Full-duplex millimeter wave MIMO channel estimation: a neural network approach[J]. *IEEE Transactions on Machine Learning in Communications and Networking*, 2024, 2: 1093-1108.

[11] CUI M Y, DAI L L. Channel estimation for extremely large-scale MIMO: far-field or near-field?[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(4): 2663-2677.

[12] ROBERTS I P, VISHWANATH S, ANDREWS J G. LoneSTAR: analog beamforming codebooks for full-duplex millimeter wave systems[J]. 2023, 22(9): 5754-5769.

[13] SHI C Z, PAN W S, SHEN Y, et al. Robust transmit beamforming for self-interference cancellation in STAR phased array systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2022, 29: 2622-2626.

[14] SATYANARAYANA K, EL-HAJJAR M, KUO P H, et al. Hybrid beamforming design for full-duplex millimeter wave communication[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(2): 1394-1404.

[15] ROBERTS I P, VISHWANATH S. Beamforming cancellation design for millimeter-wave full-duplex[C]//Proceedings of the 2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.

[16] ROBERTS I P, CHOPRA A, NOVLAN T, et al. Beamformed self-interference measurements at 28 GHz: spatial insights and angular spread[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(11): 9744-9760.

[17] LI T, CHEN C, SHI C Z, et al. Joint transmit and receive wideband beamforming for spatial SIC in STAR phased array systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2024, 72: 4253-4267.

[18] 时成哲. 同时同频全双工阵列自干扰测量与抑制技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2025.  
SHI C Z. Research on self-interference measurements and suppression technologies for co-time co-frequency full duplex arrays[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2025.

[19] 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.

[20] TONG J, GUO Q H, TONG S, et al. Condition number-constrained matrix approximation with applications to signal estimation in communication systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(8): 990-993.

[作者简介]



林朗 (1999-), 女, 四川攀枝花人, 电子科技大学博士生, 主要研究方向为无线通信信号处理、通信抗干扰技术等。



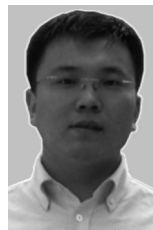
唐文强 (1999-), 男, 重庆人, 电子科技大学博士生, 主要研究方向为天线与射频系统、通信抗干扰技术等。



赵宏志 (1978-), 男, 河北石家庄人, 博士, 电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为全双工通信、通信抗干扰技术等。



潘文生 (1975-), 男, 重庆人, 博士, 电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为全双工通信、通信抗干扰技术等。



邵士海 (1980-), 男, 辽宁抚顺人, 博士, 电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为机器学习与人工智能、抗干扰与安全通信等。



唐友喜 (1964-), 男, 河南信阳人, 电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为扩频系统、无线通信系统中的信号处理、全双工通信等。