

集成平台空域辅助阵列共址干扰抑制技术*

李彤, 潘文生, 邵士海, 杜林松, 时成哲

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 611731)

摘要: 由于用频设备之间的频段重叠, 本地发射机会对接收机产生严重的共址干扰, 造成其空口饱和, 无法正常工作。针对上述问题, 提出了一种利用辅助阵列抵消共址干扰的方法, 建立了利用辅助阵列空域抵消共址干扰的系统模型, 推导了最小残余干扰功率表达式, 提出了共址干扰空域完美抵消需要满足的信道条件。除此之外, 分析了主发射阵列非合作情况下, 辅助阵列摆放位置, 以及主发射阵列合作情况下, 二者位置的相对关系, 并推导了不完美干扰抵消下的干扰抑制比。理论和仿真结果表明, 采用辅助阵列空域共址干扰抑制的方法可以在空口处有效抑制共址干扰, 且不影响本地发射机的传输效率。

关键词: 多发多收; 空域; 共址干扰抑制

中图分类号: TN91 文献标志码: A 开放科学(资源服务)标识码(OSID):

文章编号: 1001-2486(2023)06-071-07



听语音
与作者互动
聊科研

Spatial domain collocation interference suppression method based on auxiliary array in integrated platform

LI Tong, PAN Wensheng, SHAO Shihai, DU Linsong, SHI Chengzhe

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of

Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: Due to overlapping frequency bands between frequency-consuming devices, the local transmitter will cause serious collocation interference to the receiver, causing the saturation of receiver antenna interface and failing to work normally. In response to the above problems, a collocation interference suppression method based on auxiliary array was proposed, a collocation interference suppression system model based on auxiliary array was established, the expression of minimum residual interference power was derived, channel conditions that need to be satisfied for collocation interference suppression was proposed. In addition, the location of the auxiliary was analyzed when main-transmitter array was non-cooperative, and the relationship of the locations of arrays was analyzed when the main-transmitter array was cooperative. The theory and simulation results show that the collocation interference suppression method based on auxiliary array can effectively suppress collocation interference at the receiver antenna interface without affecting the transmission efficiency of the local main-transmitter array.

Keywords: multiple input multiple output; spatial domain; collocation interference suppression

集成平台搭载多个用频设备, 以机载、车载、舰载平台为例, 在有限空间中, 用频设备之间由于频段重叠, 同时工作时, 本地发射设备会对接收设备产生严重的共址干扰, 造成接收设备空口饱和, 无法正常工作。目前, 共址干扰空域抑制方法主要分为两类: 被动无源和主动有源空域共址干扰抑制^[1-4]。

被动无源空域共址干扰抑制, 使用器件或天线的固有特征, 包括自然隔离或障碍物阻挡、电磁波传输的空间损耗、天线极化方式等^[5]。主动有源空域共址干扰抑制方法主要利用波束成形等技

术, 通过对多根天线接收或发送的信号进行幅度和相位调整, 形成规定指向上的波束样式^[6]。

在多发多收场景中, 通常采用主动有源空域共址干扰抑制方法。文献[7-8]采用发射机和接收机联合波束成形的方法, 在接收机处形成零陷区域进行干扰抑制。文献[9]利用零空间投影和左零空间投影的方法, 在正交的子空间上实现空分同时同频全双工。文献[10]提出了一种基于角度的多级混合预编码方法, 通过在发射机和接收机处进行多级预编码提升干扰抑制性能, 最大化目标信号功率, 减小信道估计开销和硬件实现难度。

* 收稿日期: 2022-01-05

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(62071094, 61901396)

作者简介: 李彤(1996—), 女, 山东滨州人, 博士研究生, E-mail: ltong@std.uestc.edu.cn;

邵士海(通信作者), 男, 辽宁抚顺人, 教授, 博士, 博士生导师, E-mail: ssh@uestc.edu.cn

在上述研究中,发射机和接收机波束成形方法需要收发设备距离相对较远,而在集成平台环境下,收发设备之间距离较近,旁瓣干扰明显。除此之外,接收机波束成形需要将各个天线接收信号在射频或数字域进行叠加抵消,集成平台环境下,强大的共址干扰会使得接收设备处天线空口饱和,造成接收设备无法正常接收信号,不能有效抵消干扰。零空间向量等方法需要干扰源处发射阵列使用特定的预编码方式,该方法对信道条件有所要求且会影响到发射设备的传输效率^[11]。

针对集成平台中共址干扰导致空口饱和的问题,在不限制本地收发设备发射和接收方式的情况下,提出了一种利用辅助阵列抵消共址干扰的方法。首先,建立了增加辅助阵列后的接收信号模型,对辅助阵列权值向量进行优化,推导了最小残余干扰功率表达式。其次,提出了共址干扰空域完美抵消需要满足的信道条件,建立远、近场信道模型,分析了主发射阵列非合作情况下,辅助阵列摆放位置,以及主发射阵列合作情况下,二者位置的相对关系。最后,推导了非完美抵消信道条件下的干扰抑制比(self-interference cancellation ratio, SICR),并分析了干扰抑制比的影响因素。

1 系统模型

为了解决接收设备天线空口饱和问题,考虑通过在接收设备端增加辅助阵列,利用其发射信号在接收设备阵列空口处抵消共址干扰,使接收设备能够正常工作。

平台中发射阵列分为两部分:主发射阵列和辅助阵列。主发射阵列用于向远端接收机发射信号,辅助阵列用于空域抵消主发射阵列发射信号对本地接收设备的影响。

此时,接收阵列天线空口处接收信号可以表示为

$$\mathbf{r} = \underbrace{\mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 x}_{\text{主发射信号}} + \underbrace{\mathbf{L}_2 \mathbf{w}_2 x}_{\text{辅助发射信号}} + \underbrace{\mathbf{H} \mathbf{w}_1 y}_{\text{远端目标信号}} + \underbrace{\mathbf{n}}_{\text{噪声}} \quad (1)$$

残余干扰信号

式中, \mathbf{L}_1 和 \mathbf{L}_2 分别表示主发射阵列与辅助阵列到本地接收阵列的信道矩阵, \mathbf{H} 为远端发射机到本地接收机的信道矩阵, \mathbf{w}_1 、 \mathbf{w}_2 和 \mathbf{w}_1 分别为主发射阵列、辅助阵列与远端发射阵列的调节幅相的权值向量, x 和 y 分别表示本地发射机与远端发射机的发射信号, \mathbf{n} 为加性噪声。

接收信号的功率为

$$P_r = E\{\mathbf{r}^H \mathbf{r}\} = p_1 \underbrace{\|\mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 + \mathbf{L}_2 \mathbf{w}_2\|^2}_{\text{残余干扰信号}} + p_2 \underbrace{\|\mathbf{H} \mathbf{w}_1\|^2}_{\text{远端目标信号}} + \underbrace{\sigma_n^2}_{\text{噪声}} \quad (2)$$

式中, p_1 为本地发射信号功率, p_2 为远端发射信

号功率, σ_n^2 为噪声功率。

通过调节辅助阵列发射权值向量 \mathbf{w}_2 ,使得残余干扰信号功率最小,该优化问题可以表示为

$$\arg \min_{\mathbf{w}_2} p_1 \|\mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 + \mathbf{L}_2 \mathbf{w}_2\|^2 \quad (3)$$

该优化问题最小范数条件下的最优解为

$$\mathbf{w}_2^{\text{opt}} = -\mathbf{L}_2^+ \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 \quad (4)$$

式中, $(\cdot)^+$ 表示广义逆矩阵。

假设 \mathbf{L}_2 的奇异分解为 $\mathbf{L}_2 = \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}$,则残余干扰功率最优值可以表示为

$$\begin{aligned} P_{\text{rsi}}^{\text{opt}} &= p_1 \|\mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 + \mathbf{L}_2 \mathbf{w}_2^{\text{opt}}\|^2 \\ &= p_1 \|\mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 - \mathbf{L}_2 \mathbf{L}_2^+ \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1\|^2 \\ &= p_1 \|\mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 - \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^H \mathbf{D}^+ \mathbf{U}^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1\|^2 \\ &= p_1 \left\| \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 - \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_r & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{0}_{(N_r - r) \times (N_r - r)} \end{bmatrix} \mathbf{U}^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 \right\|^2 \\ &= p_1 \left\| \left(\mathbf{I}_{N_r} - \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_r & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{0}_{(N_r - r) \times (N_r - r)} \end{bmatrix} \mathbf{U}^H \right) \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 \right\|^2 \\ &= p_1 \left\| \mathbf{U} \left(\mathbf{I}_{N_r} - \begin{bmatrix} \mathbf{I}_r & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{0}_{(N_r - r) \times (N_r - r)} \end{bmatrix} \right) \mathbf{U}^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 \right\|^2 \\ &= p_1 \left\| \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} \mathbf{U}^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 \right\|^2 \end{aligned} \quad (5)$$

式中, r 为 \mathbf{L}_2 的秩, N_r 为接收天线个数, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置矩阵, \mathbf{I}_N 表示 N 维单位矩阵, $\mathbf{0}_{M \times N}$ 表示 $M \times N$ 维零矩阵。

由式(5)可以看出,每增加一个辅助阵列到接收阵列的信道自由度,就能减少一个主发射天线到接收天线阵列的自由度,当辅助阵列到接收阵列的信道自由度达到最大时,无论本地发射阵列到接收阵列的信道如何,权值向量如何,均能在接收阵列处抵消共址干扰。

2 共址干扰空域完美抵消的信道条件

假设主发射天线个数为 $N_{t,1}$,辅助天线个数为 $N_{t,2}$,下面分析当主发射阵列位置分别为非合作与合作情况下,最小残余干扰功率 $P_{\text{rsi}}^{\text{opt}}$ 达到0的条件。

2.1 主发射阵列位置非合作

条件 1 $\forall \mathbf{L}_1 \in \mathbb{C}^{N_r \times N_{t,1}}, \forall \mathbf{w}_1 \in \mathbb{C}^{N_{t,1} \times 1}, \exists \mathbf{w}_2 \in \mathbb{C}^{N_{t,2} \times 1}$,使 $P_{\text{rsi}}^{\text{opt}} = 0$,则 \mathbf{L}_2 需满足 $\text{rank}(\mathbf{L}_2) = N_r$ 。

证明:

$$\begin{aligned} \forall \mathbf{L}_1 \in \mathbb{C}^{N_r \times N_{t,1}}, \forall \mathbf{w}_1 \in \mathbb{C}^{N_{t,1} \times 1} \\ p_1 \left\| \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} \mathbf{U}^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 \right\|^2 = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\Leftrightarrow \forall \mathbf{a} \in \mathbf{C}^{N_r \times 1} \\ &\left\| \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} \mathbf{a} \right\|^2 \\ &= \mathbf{a}^H \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} \mathbf{a} \\ &= \sum_{n_r=r+1}^{N_r} |\mathbf{a}(n_r)|^2 = 0 \\ &\Leftrightarrow \text{rank}(\mathbf{L}_2) = N_r \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\text{rank}(\cdot)$ 表示矩阵的秩。□

辅助阵列到接收阵列的信道矩阵可以表示为

$$\mathbf{L}_2 = \mathbf{A}_2 \circ \mathbf{E}_2 \quad (7)$$

式中, \mathbf{A}_2 表示辅助阵列到接收阵列的路径衰减, \mathbf{E}_2 表示辅助阵列到接收阵列的相位偏差, “ \circ ” 表示 Hadamard 积。

定理 对于矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{m \times n}$, $\mathbf{E} \in \mathbf{C}^{m \times n}$, 其 Hadamard 积为 $\mathbf{L} = \mathbf{A} \circ \mathbf{E}$, 则在概率意义上

$$\text{rank}(\mathbf{E}) = m \Rightarrow \text{rank}(\mathbf{L}) = m \quad (8)$$

证明: 由于 $\text{rank}(\mathbf{E}) = m$, 存在子阵 $\tilde{\mathbf{E}} \in \mathbf{C}^{m \times m}$, $\text{rank}(\tilde{\mathbf{E}}) = m$, 其对应 \mathbf{L} 的子阵表示为 $\tilde{\mathbf{L}}$, 则有

$$\tilde{\mathbf{L}} = \tilde{\mathbf{A}} \circ \tilde{\mathbf{E}} \quad (9)$$

因此, 只需证明 $\text{rank}(\tilde{\mathbf{L}}) = m$, 即可证明 $\text{rank}(\mathbf{L}) = m$ 。

当 $m = 2$ 时,

$$|\tilde{\mathbf{L}}^{(2)}| = \tilde{a}_{1,1}\tilde{a}_{2,2}\tilde{e}_{1,1}\tilde{e}_{2,2} - \tilde{a}_{1,2}\tilde{a}_{2,1}\tilde{e}_{1,2}\tilde{e}_{2,1} \quad (10)$$

式中, $|\cdot| = \det(\cdot)$ 表示矩阵的行列式。

由于 $\text{rank}(\tilde{\mathbf{E}}) = m$, $\tilde{\mathbf{A}}$ 矩阵中第 i 行第 j 列元素 $\tilde{a}_{i,j}$ 为实数, 所以 $|\tilde{\mathbf{L}}^{(2)}| \neq 0$ 。

假设当 $m = M - 1$ 时, $\text{rank}(\tilde{\mathbf{L}}^{(M-1)}) = M - 1$ 成立。

当 $m = M$ 时,

$$\tilde{\mathbf{L}}^{(M)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{L}}^{(M-1)} & \boldsymbol{\zeta} \\ \boldsymbol{\xi}^T & l_{M,M} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\det(\tilde{\mathbf{L}}^{(M)}) = \det(\tilde{\mathbf{L}}^{(M-1)}) \det[l_{M,M} - \boldsymbol{\xi}^T (\tilde{\mathbf{L}}^{(M-1)})^{-1} \boldsymbol{\zeta}] \quad (12)$$

其中, $l_{M,M}$ 表示第 M 个辅助发射天线到第 M 个接收天线的信道响应, 为一线性变化量, 在概率意义上, $P\{l_{M,M} - \boldsymbol{\xi}^T (\tilde{\mathbf{L}}^{(M-1)})^{-1} \boldsymbol{\zeta} = 0\} = 0$, 因此, $\det(\tilde{\mathbf{L}}^{(M)}) \neq 0$, $\tilde{\mathbf{L}}^{(M)}$ 满秩, $\text{rank}(\mathbf{L}^{(M)}) = m$ 。

同理可证以下推论。□

推论 对于矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{m \times n}$, $\mathbf{E} \in \mathbf{C}^{m \times n}$, 其 Hadamard 积为 $\mathbf{L} = \mathbf{A} \circ \mathbf{E}$ 。

$$\text{rank}(\mathbf{A}) = m \Rightarrow \text{rank}(\mathbf{L}) = m \quad (13)$$

由定理和推论可以看出, 只需 $\text{rank}(\mathbf{E}_2) = N_r$

或 $\text{rank}(\mathbf{A}_2) = N_r$, 即可使得 $\text{rank}(\mathbf{L}_2) = N_r$ 。此时, 无论主发射阵列到接收阵列信道如何, 权值向量如何, 均可将共址干扰完美抵消。

2.1.1 远场场景

考虑辅助阵列与接收阵列均为均匀线阵, 远场场景下, 采用平面波模型, 辅助阵列到接收阵列的信道由辅助阵列出射波束和接收阵列入射波束的方向角决定。

此时, 辅助阵列到接收阵列的相位矩阵可以表示为

$$\mathbf{E}_2 = \mathbf{e}_{r,2}(\Omega_{r,2}) [\mathbf{e}_{1,2}(\Omega_{1,2})]^T \quad (14)$$

$$\mathbf{e}_{n_r}^{r,2}(\Omega_{r,2}) = \exp[-j2\pi(n_r - 1)\Delta\Omega_{r,2}], n_r = 1, \dots, N_r \quad (15)$$

$$\mathbf{e}_{n_{1,2}}^{1,2}(\Omega_{1,2}) = \exp[-j2\pi(n_{1,2} - 1)\Delta\Omega_{1,2}], n_{1,2} = 1, \dots, N_{1,2} \quad (16)$$

其中: $\mathbf{e}_{r,2}(\Omega_{r,2})$ 为沿 $\Omega_{r,2}$ 方向的接收单位空间特征图, $\mathbf{e}_{r,2}(\Omega_{r,2}) \in \mathbf{C}^{N_r \times 1}$; $\mathbf{e}_{1,2}(\Omega_{1,2})$ 为沿 $\Omega_{1,2}$ 方向的发射单位空间特征图, $\mathbf{e}_{1,2}(\Omega_{1,2}) \in \mathbf{C}^{N_{1,2} \times 1}$; $\mathbf{e}_{n_r}^{r,2}(\Omega_{r,2})$ 为向量 $\mathbf{e}_{r,2}(\Omega_{r,2})$ 中第 n_r 个元素; $\mathbf{e}_{n_{1,2}}^{1,2}(\Omega_{1,2})$ 为向量 $\mathbf{e}_{1,2}(\Omega_{1,2})$ 中第 $n_{1,2}$ 个元素; $\Omega_{r,2} = \cos\phi_{r,2}$, $\Omega_{1,2} = \cos\phi_{1,2}$; Δ 为归一化发射接收天线间隔; $\phi_{1,2}$ 和 $\phi_{r,2}$ 分别为辅助阵列与接收阵列处视距路径的出射和入射角; $(\cdot)^T$ 表示转置矩阵。

由于辅助阵列位于接收阵列远场位置, 在平面波模型下, 每一个辅助发射阵元到接收阵元的路径衰减均相等, 记为 a , 那么, 辅助阵列到接收阵列的信道矩阵可以表示为

$$\mathbf{L}_2 = \mathbf{A}_2 \circ \mathbf{E}_2 = a\mathbf{E}_2 = a\mathbf{e}_{r,2}(\Omega_{r,2}) [\mathbf{e}_{1,2}(\Omega_{1,2})]^T \quad (17)$$

由式(17)可以看出, 信道矩阵为秩 1 矩阵, 当且仅当接收阵列天线数为 1 时, 满足条件 1。

2.1.2 近场场景

考虑辅助阵列与接收阵列均为均匀线阵, 近场场景下, 采用球面波模型, 辅助阵列到接收阵列的信道由阵元间距离决定。考虑辅助阵列与接收阵列近场摆放位置如图 1 所示。

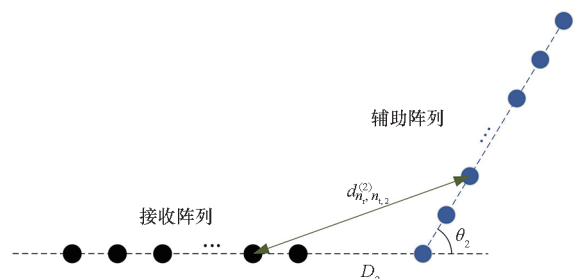


图 1 辅助阵列与接收阵列近场摆放位置

Fig. 1 Near field location of auxiliary array and receive array

此时,辅助阵列到接收阵列的信道矩阵如式(7)所示,其中: $A_{n_r, n_1}^{(2)} = \alpha(d_{n_r, n_1}^{(2)})$ 为矩阵 \mathbf{A}_2 第 n_r 行第 $n_{1,2}$ 列的元素,表示第 $n_{1,2}$ 个辅助阵元到第 n_r 个接收阵元的路径衰减,是关于辅助阵元与接收阵元距离的函数; $E_{n_r, n_1, 2}^{(2)} = \exp(-j2\pi d_{n_r, n_1, 2}^{(2)}/\lambda)$ 为矩阵 \mathbf{E}_2 第 n_r 行第 $n_{1,2}$ 列的元素,表示第 $n_{1,2}$ 个辅助发射阵元到第 n_r 个接收阵元的相位偏差; λ 为本地发射信号波长; $d_{n_r, n_1, 2}^{(2)}$ 表示第 $n_{1,2}$ 个辅助发射阵元到第 n_r 个接收阵元的绝对距离,表示为

$$d_{n_r, n_1, 2}^{(2)} = \sqrt{(d_x^{(2)})^2 + (d_y^{(2)})^2} \quad (18)$$

$$d_x^{(2)} = (n_{1,2} - 1)\Delta\lambda \sin\theta_2 \quad (19)$$

$$d_y^{(2)} = (n_{1,2} - 1)\Delta\lambda \cos\theta_2 + D_2 + (N_r - n_r)\Delta\lambda \quad (20)$$

其中, θ_2 为辅助阵列与接收阵列之间的夹角, D_2 为辅助阵列与接收阵列之间的距离。

假设 $D_2 \gg D$, D 为阵列尺寸,使用与文献[12-13]相同的近似,阵元间距离可以表示为

$$d^{(2)}(n_r, n_{1,2}) \approx [(n_{1,2} - 1)\Delta\lambda \cos\theta_2 + D_2 + (N_r - n_r)\Delta\lambda] \cdot \left[1 + \frac{(n_{1,2} - 1)\Delta\lambda \sin\theta_2}{2D_2}\right] \quad (21)$$

下面考察满足条件 1, 即 $\text{rank}(\mathbf{L}_2) = N_r$ 时,各变量之间需满足的关系。

由定理可知,只需使 $\text{rank}(\mathbf{E}_2) = N_r$, 即可满足条件 1。

1) 当 $N_{1,2} < N_r$ 时:

$\text{rank}(\mathbf{E}_2) \leq \min(N_{1,2}, N_r) = N_{1,2} < N_r$, 无法满足条件 1。

2) 当 $N_{1,2} = N_r$ 时:

① 当 $N_{1,2} = N_r = 1$ 时, $\text{rank}(\mathbf{E}_2) = 1 = N_r$ 成立。

② 当 $N_{1,2} = N_r \geq 2$ 时

$$\begin{aligned} \det(\mathbf{E}_2) &= \begin{vmatrix} E_{1,1}^{(2)} & E_{1,2}^{(2)} & \cdots & E_{1,N_{1,2}}^{(2)} \\ E_{2,1}^{(2)} & E_{2,2}^{(2)} & \cdots & E_{2,N_{1,2}}^{(2)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ E_{N_r,1}^{(2)} & E_{N_r,2}^{(2)} & \cdots & E_{N_r,N_{1,2}}^{(2)} \end{vmatrix} \\ &= \begin{vmatrix} \beta_1 & \beta_2 & \cdots & \beta_{N_{1,2}} \\ \beta_1 l_1 & \beta_2 l_2 & \cdots & \beta_{N_{1,2}} l_{N_{1,2}} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \beta_1 l_1^{N_r-1} & \beta_2 l_2^{N_r-1} & \cdots & \beta_{N_{1,2}} l_{N_{1,2}}^{N_r-1} \end{vmatrix} \\ &= \prod_{n_{1,2}=1}^{N_{1,2}} \beta_{n_{1,2}} \begin{vmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ l_1 & l_2 & \cdots & l_{N_{1,2}} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ l_1^{N_r-1} & l_2^{N_r-1} & \cdots & l_{N_{1,2}}^{N_r-1} \end{vmatrix} \\ &= \prod_{n_{1,2}=1}^{N_{1,2}} \beta_{n_{1,2}} \prod_{1 \leq n_{1,2} < n_r \leq N_r} (l_{n_{1,2}} - l_{n_r}) \quad (22) \end{aligned}$$

式中,

$$\beta_{n_{1,2}} = \exp\left\{-j2\pi\left[(n_{1,2} - 1)\Delta\lambda \cos\theta_2 + D_2 + (N_r - 1)\Delta\lambda\right] \cdot \left[1 + \frac{(n_{1,2} - 1)\Delta\lambda \sin\theta_2}{2D_2}\right]\right\} \quad (23)$$

$$l_{n_r} = \exp\left\{j2\pi\Delta\left[1 + \frac{(n_r - 1)\Delta\lambda \sin\theta_2}{2D_2}\right]\right\} \quad (24)$$

使 $\text{rank}(\mathbf{E}_2) = N_r$ 的充要条件为 $\det(\mathbf{E}_2) =$

$$\prod_{n_{1,2}=1}^{N_{1,2}} \beta_{n_{1,2}} \prod_{1 \leq n_{1,2} < n_r \leq N_r} (l_{n_{1,2}} - l_{n_r}) \neq 0。$$

由于 $\prod_{n_{1,2}=1}^{N_{1,2}} \beta_{n_{1,2}} \neq 0$, 因此只需 $\prod_{1 \leq n_{1,2} < n_r \leq N_r} (l_{n_{1,2}} - l_{n_r}) \neq 0$, 即

$$\begin{aligned} &\exp\left\{j2\pi\Delta\left[1 + \frac{(n_{1,2} - 1)\Delta\lambda \sin\theta_2}{2D_2}\right]\right\} \\ &\neq \exp\left\{j2\pi\Delta\left[1 + \frac{(n_r - 1)\Delta\lambda \sin\theta_2}{2D_2}\right]\right\}, 1 \leq n_{1,2} < n_r \leq N_r \\ &\Leftrightarrow 2\pi\Delta\left[1 + \frac{(n_{1,2} - 1)\Delta\lambda \sin\theta_2}{2D_2}\right] - \\ &\quad 2\pi\Delta\left[1 + \frac{(n_r - 1)\Delta\lambda \sin\theta_2}{2D_2}\right] \\ &\neq 2k\pi, k \in \mathbb{Z}, 1 \leq n_{1,2} < n_r \leq N_r \\ &\Leftrightarrow \frac{(n_{1,2} - n_r)\Delta^2 \lambda \sin\theta_2}{D_2} \neq 2k, k \in \mathbb{Z}, 1 \leq n_{1,2} < n_r \leq N_r \quad (25) \end{aligned}$$

由于 $D_2 \gg D$, 因此只要 $\sin\theta_2 \neq 0$, 即能满足条件 1。

3) 当 $N_{1,2} > N_r$ 时:

辅助阵列到接收阵列的信道相位矩阵可以表示为

$$\mathbf{E}_2 = [\mathbf{e}_2^{(1)} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_2^{(N_r)} \quad \mathbf{e}_2^{(N_r+1)} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_2^{(N_{1,2})}] \quad (26)$$

① 当 $\sin\theta_2 = 0$ 时,

$$\mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} \beta_1 & \beta_2 & \cdots & \beta_{N_{1,2}} \\ \beta_1 l_1 & \beta_2 l_2 & \cdots & \beta_{N_{1,2}} l_{N_{1,2}} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \beta_1 l_1^{N_r-1} & \beta_2 l_2^{N_r-1} & \cdots & \beta_{N_{1,2}} l_{N_{1,2}}^{N_r-1} \end{bmatrix} \quad (27)$$

式中, $\beta_{n_{1,2}} = \exp\{-j2\pi[D_2 + (N_r + n_{1,2} - 2)\Delta]\}$, $l_{n_r} = \exp(j2\pi\Delta)$ 。

可以看出, \mathbf{E}_2 是一个秩为 1 的矩阵, 当且仅当 $N_r = 1$ 时, 满足条件 1。

② 当 $\sin\theta_2 \neq 0$ 时, 由 2) 中结论可得, 矩阵存在 N_r 阶子式 $|\mathbf{e}_2^{(1)} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_2^{(N_r)}| \neq 0$, $\text{rank}(\mathbf{E}_2) \geq N_r$, 且 $\text{rank}(\mathbf{E}_2) \leq \min(N_{1,2}, N_r) = N_r$, 故

$\text{rank}(\mathbf{E}_2) = N_r$, 满足条件 1。

综上所述,可以得到以下结论:

1) 当辅助阵列位于远场:

当且仅当 $N_r = 1$ 时,可以满足条件 1。

2) 当辅助阵列位于近场:

① $N_r = 1, N_{1,2} \geq 1$ 时,满足条件 1。

② $N_{1,2} \geq N_r$ 且 $\sin\theta_2 \neq 0$ 时,满足条件 1。

2.2 主发射阵列位置合作

条件 2 $\forall \mathbf{w}_1 \in \mathbb{C}^{N_{1,1} \times 1}, \exists \mathbf{w}_2 \in \mathbb{C}^{N_{1,2} \times 1}$, 使 $P_{\text{rsi}}^{\text{opt}} = 0$, 则需满足 $\mathbf{L}_1 = \mathbf{L}_2 \mathbf{T}$ 。

证明:由于 \mathbf{U} 为 N_r 维酉矩阵,可以将 \mathbf{L}_1 表示为 $\mathbf{L}_1 = \mathbf{U} \mathbf{P}$, 其中 $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_{1,1}}$ 。

$\forall \mathbf{w}_1 \in \mathbb{C}^{N_{1,1} \times 1}$

$$\begin{aligned}
 & p_1 \left\| \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} \mathbf{U}^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 \right\|^2 \\
 &= p_1 \left\| \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} \mathbf{U}^H \mathbf{U} \mathbf{P} \mathbf{w}_1 \right\|^2 \\
 &= p_1 \left\| \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} \mathbf{P} \mathbf{w}_1 \right\|^2 \\
 &= p_1 \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{P}_1 & \mathbf{P}_2 \\ \mathbf{P}_3 & \mathbf{P}_4 \end{bmatrix} \mathbf{w}_1 \right\|^2 \\
 &= p_1 \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} \mathbf{w}_1 \right\|^2 = 0 \\
 &\Leftrightarrow \mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_1 & \mathbf{P}_2 \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{0}_{(N_r - r) \times (N_r - r)} \end{bmatrix} \\
 &\Leftrightarrow \mathbf{L}_1 = \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{P}_1 & \mathbf{P}_2 \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{0}_{(N_r - r) \times (N_r - r)} \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V} \mathbf{V}^H \mathbf{D}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{P}_1 & \mathbf{P}_2 \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{0}_{(N_r - r) \times (N_r - r)} \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{L}_2 \mathbf{V}^H \mathbf{D}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{P}_1 & \mathbf{P}_2 \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{0}_{(N_r - r) \times (N_r - r)} \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{L}_2 \mathbf{T} \quad (28)
 \end{aligned}$$

□

当辅助阵列位于近场时,可以通过位置摆放达到共址干扰完美抑制。因此,仅在辅助阵列位于远场位置时,考虑主发射阵列位置合作方式。此时,主发射阵列到接收阵列的信道矩阵需要满足条件 2,即

$$\begin{aligned}
 \mathbf{L}_1 &= \mathbf{L}_2 \mathbf{T} = \mathbf{a} \mathbf{e}_{r,2}(\Omega_{r,2}) [\mathbf{e}_{1,2}(\Omega_{1,2})]^T \mathbf{T} \\
 &= \mathbf{a} \mathbf{e}_{r,2}(\Omega_{r,2}) \boldsymbol{\eta}^T \quad (29)
 \end{aligned}$$

式中, $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{T}^T \mathbf{e}_{1,2}(\Omega_{1,2}) \in \mathbb{C}^{N_{1,1} \times 1}$ 可为任意向量。

由矩阵 \mathbf{L}_1 构造可知,主发射阵列应位于接收阵列远场区域,且辅助阵列与主发射阵列发射信号到达接收阵列的入射角应相等。

3 不完美信道条件下的干扰抑制比

3.1 主发射阵列位置非合作

当主发射阵列位置非合作时,由第 2 节证明可以看出,辅助阵列需要位于接收阵列近场,不完美信道条件是由辅助阵列天线数量小于接收阵列天线数量造成的。下面分析这些因素与残余干扰功率的关系,由于主发射阵列位置非合作,假设 $\mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1$ 每个元素服从零均值正态分布,方差为 h_1^2 / N_r ,且相互独立,由式(5)可得,残余干扰功率可以表示为

$$\begin{aligned}
 P_{\text{rsi}}^{\text{opt}} &= E \left\{ p_1 \left\| \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} \mathbf{U}^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 \right\|^2 \right\} \\
 &= p_1 E \left\{ (\mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1)^H \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} \mathbf{U}^H \cdot \right. \\
 &\quad \left. \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} \mathbf{U}^H (\mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1) \right\} \\
 &= p_1 E \left\{ (\mathbf{U}^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1)^H \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r \times r} & \mathbf{0}_{r \times (N_r - r)} \\ \mathbf{0}_{(N_r - r) \times r} & \mathbf{I}_{N_r - r} \end{bmatrix} (\mathbf{U}^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1) \right\} \\
 &= \frac{N_r - r}{N_r} p_1 h_1^2 \quad (30)
 \end{aligned}$$

式中, h_1^2 为路径衰减。

最大干扰抑制比可以表示为

$$\begin{aligned}
 \text{SICR}_{\text{near}} &= 10 \lg \left(\frac{p_1 h_1^2}{P_{\text{rsi}}^{\text{opt}} + \sigma_n^2} \right) \\
 &= 10 \lg \left(\frac{p_1 h_1^2}{\frac{N_r - r}{N_r} p_1 h_1^2 + \sigma_n^2} \right) \quad (31)
 \end{aligned}$$

由式(31)可以看出,在主发射阵列位置非合作情况下,干扰抑制比随接收阵元数的增加而减小,随辅助阵列到接收阵列信道矩阵的秩增大而增大。当辅助阵列位于接收阵列近场且辅助阵元数小于接收阵元数时,辅助阵列到接收阵列信道矩阵的秩等于辅助阵元数,因此,干扰抑制比随辅助阵元数增加而增大;当辅助阵元数大于等于接收阵元数时,干扰抑制比达到最大值,不随辅助阵元数的变化而变化。

3.2 主发射阵列位置合作

当辅助阵列位于接收阵列远场时,主发射阵列必须合作才可以完成干扰抵消,干扰抵消性能取决于二者在接收阵列处的入射角,由于主发射

阵列权值向量任意,假设 \mathbf{w}_1 每个元素服从零均值正态分布,方差为 $h_1^2/(a^2 N_r)$,且相互独立。假设主发射阵列到接收阵列入射角为 $\phi_{r,1}$,出射角为 $\phi_{t,1}$,由式(5)可得,残余干扰功率可以表示为

$$\begin{aligned}
 P_{\text{rsi}}^{\text{opt}} &= E \{ p_1 \| \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1 - \mathbf{L}_2 \mathbf{L}_2^+ (\mathbf{L}_1 \mathbf{w}_1) \|^2 \} \\
 &= p_1 a^2 E \{ | \mathbf{e}_{r,1}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) \mathbf{w}_1 |^2 \} \cdot \\
 &\quad \left\| \mathbf{e}_{r,1} (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) - \frac{1}{N_r} \mathbf{e}_{r,2} (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) \mathbf{e}_{r,2}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) \mathbf{e}_{r,1} (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) \right\|^2 \\
 &= \frac{p_1 h_1^2}{N_r} \{ \mathbf{e}_{r,1}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) \mathbf{e}_{r,1} (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) - \\
 &\quad \frac{1}{N_r} \mathbf{e}_{r,1}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) \mathbf{e}_{r,2} (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) \mathbf{e}_{r,2}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) \mathbf{e}_{r,1} (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) - \\
 &\quad \frac{1}{N_r} \mathbf{e}_{r,1}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) \mathbf{e}_{r,2} (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) \mathbf{e}_{r,2}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) \mathbf{e}_{r,1} (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) + \\
 &\quad \frac{1}{N_r^2} \mathbf{e}_{r,1}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) \mathbf{e}_{r,2} (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) \mathbf{e}_{r,2}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) \cdot \\
 &\quad \mathbf{e}_{r,2} (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) \mathbf{e}_{r,2}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) \mathbf{e}_{r,1} (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) \} \\
 &= \frac{p_1 h_1^2}{N_r} \left\{ N_r - \frac{1}{N_r} \mathbf{e}_{r,1}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) \mathbf{e}_{r,2} (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) \cdot \right. \\
 &\quad \left. \mathbf{e}_{r,2}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) \mathbf{e}_{r,1} (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) \right\} \\
 &= \frac{p_1 h_1^2}{N_r} \left\{ N_r - \frac{1}{N_r} | \mathbf{e}_{r,1}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) \mathbf{e}_{r,2} (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) |^2 \right\} \quad (32)
 \end{aligned}$$

最大干扰抑制比可以表示为

$$\begin{aligned}
 SICR_{\text{far}} &= 10 \lg \left(\frac{p_1 h_1^2}{P_{\text{rsi}}^{\text{opt}} + \sigma_n^2} \right) \\
 &= 10 \lg \left\{ \frac{p_1 h_1^2}{p_1 h_1^2 \left\{ 1 - \frac{1}{N_r} | \mathbf{e}_{r,1}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) \mathbf{e}_{r,2} (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) |^2 \right\} + \sigma_n^2} \right\} \quad (33)
 \end{aligned}$$

式中,

$$\begin{aligned}
 &| \mathbf{e}_{r,1}^H (\boldsymbol{\Omega}_{r,1}) \mathbf{e}_{r,2} (\boldsymbol{\Omega}_{r,2}) |^2 \\
 &= \left| \sum_{n_r=1}^{N_r} \{ \exp [j 2 \pi (n_r - 1) \Delta \boldsymbol{\Omega}_{r,1}] \cdot \right. \\
 &\quad \left. \exp [- j 2 \pi (n_r - 1) \Delta \boldsymbol{\Omega}_{r,2}] \} \right|^2 \\
 &= \left| \sum_{n_r=1}^{N_r} \{ \exp [j 2 \pi (n_r - 1) \Delta (\boldsymbol{\Omega}_{r,1} - \boldsymbol{\Omega}_{r,2})] \} \right|^2 \\
 &= \left| \frac{1 - \exp [j 2 \pi N_r \Delta (\cos \phi_{r,1} - \cos \phi_{r,2})]}{1 - \exp [j 2 \pi \Delta (\cos \phi_{r,1} - \cos \phi_{r,2})]} \right|^2 \\
 &= \frac{1 - \exp [j 2 \pi N_r \Delta (\cos \phi_{r,1} - \cos \phi_{r,2})]}{1 - \exp [j 2 \pi \Delta (\cos \phi_{r,1} - \cos \phi_{r,2})]} \cdot \\
 &\quad \frac{1 - \exp [- j 2 \pi N_r \Delta (\cos \phi_{r,1} - \cos \phi_{r,2})]}{1 - \exp [- j 2 \pi \Delta (\cos \phi_{r,1} - \cos \phi_{r,2})]} \\
 &= \frac{1 - \cos [2 \pi N_r \Delta (\cos \phi_{r,1} - \cos \phi_{r,2})]}{1 - \cos [2 \pi \Delta (\cos \phi_{r,1} - \cos \phi_{r,2})]} \quad (34)
 \end{aligned}$$

由式(33)可以看出,在主发射阵列位置合作情况下,考虑主发射和辅助阵列均位于接收

阵列远场场景,干扰抑制比随主发射阵列和辅助阵列发射信号在接收阵列处的入射角度差的增大而增大。

4 系统仿真与性能分析

为了验证所提出的辅助阵列共址干扰抑制方法的有效性,本节分别在辅助阵列位于接收阵列近场且主发射阵列非合作和辅助阵列位于接收阵列远场且主发射阵列合作场景下,对共址干扰抑制比进行了仿真。仿真参数设置如下:接收阵列天线数 $N_r = 10$,主发射阵列天线数 $N_{t,1} = 10$,主发射阵列发射功率 $p_1 = 70$ dBm,路径衰减 $h^2 = -40$ dB。近场场景下,辅助阵列与接收阵列距离 $D_2 = 2000\lambda$,天线间隔 $\Delta = 20\lambda$,近场路径衰减采用自由空间损耗公式,即 $\alpha(d_{n_r, n_{r,2}}^{(2)}) = \lambda / (4\pi d_{n_r, n_{r,2}}^{(2)})$ 。远场场景下,辅助阵列天线数 $N_{t,2} = 1$,天线间隔 $\Delta = 0.5\lambda$ 。

图 2 给出了近场场景不同摆放角度下,辅助阵列天线数量与干扰抑制比的关系。可以发现,仿真曲线与理论推导曲线相一致,当辅助阵列天线数大于接收阵列天线数且摆放角度不为 0 时,共址干扰可以被完美抵消,验证了第 2 节中的结论。当摆放角度不为 0 时,干扰抑制比随着辅助阵列天线数的增加而增大,当摆放角度为 0 时,干扰抑制比不变。这是因为摆放角度不为 0 时,辅助阵列天线数即为信道矩阵的秩,当辅助阵列天线数增加时,辅助阵列到接收阵列的信道空间自由度增加,能够更大程度地减少主发射阵列的分集,从而更好地抵消干扰。然而,当摆放角度为 0 时,辅助阵列天线数增加,信道自由度不发生变化,因此干扰抑制比不变。

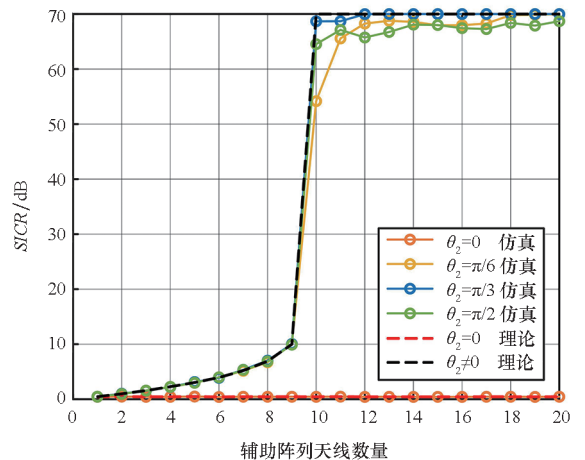


图 2 辅助阵列天线数量与干扰抑制比的关系
Fig. 2 Relationship between number of auxiliary array and SICR

图3给出了远场场景主发射阵列合作情况下,辅助阵列和主发射阵列发射信号在接收阵列处入射角度差值与干扰抑制比的关系,其中,“○”表示仿真结果,“—”表示理论结果。可以发现,仿真曲线与理论推导曲线相一致,当辅助阵列与主发射阵列发射信号在接收阵列处具有相同入射角时,共址干扰可以被完美抵消,验证了第2节中的结论。当入射角度差不为 0° 时,干扰抑制比随着角度差的增大而减小,随着主发射阵列入射角度的增大而减小。

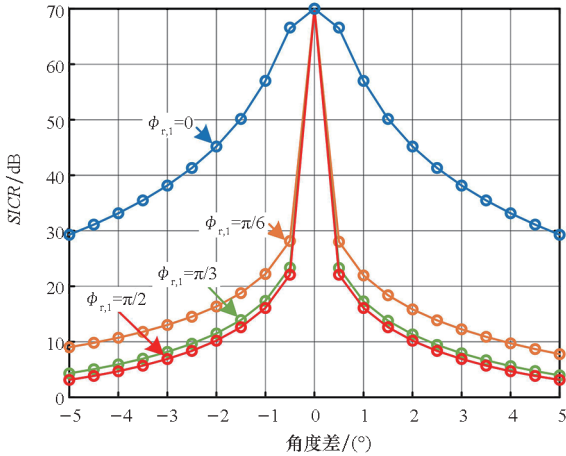


图3 入射角度差与干扰抑制比的关系

Fig.3 Relationship between incident angle difference and SICR

5 结论

本文提出了一种利用辅助阵列抵消共址干扰的方法,利用辅助阵列发射信号在接收阵列空口处对共址干扰进行抵消。首先,建立了共址干扰抵消后的接收信号模型,推导了最小残余干扰功率表达式。其次,提出了共址干扰空域完美抵消需要满足的信道条件,分析了主发射阵列非合作情况下,辅助阵列摆放位置,以及主发射阵列合作情况下,二者位置的相对关系。当辅助阵列位于接收阵列近场时,无须主发射阵列合作即可有效抵消共址干扰;当辅助阵列位于远场时,需要主发射阵列合作,当二者发射信号到达接收阵列的入射角度相同时,可以完美抵消共址干扰。最后,推导了不完美抵消信道条件下的干扰抑制比,并分析了干扰抑制比的影响因素。理论与仿真结果表明,采用辅助阵列空域共址干扰抑制的方法可以在空口处有效抑制共址干扰,且不影响本地发射机的传输效率。

参考文献 (References)

- [1] KOLODZIEJ K E, LEMEY S. In-band full-duplex wireless systems handbook [J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2022, 64(5): 144–151.
- [2] 徐以涛,刘继滕,王海超,等. 通信约束下的干扰波束成形和功率分配方法[J]. 陆军工程大学学报, 2022, 1(4): 1–7.
XU Y T, LIU J T, WANG H C, et al. Jamming beamforming and power allocation under communication constraints [J]. Journal of Army Engineering University of PLA, 2022, 1(4): 1–7. (in Chinese)
- [3] ZHANG Z S, LONG K P, VASILAKOS A V, et al. Full-duplex wireless communications: challenges, solutions, and future research directions [J]. Proceedings of the IEEE, 2016, 104(7): 1369–1409.
- [4] 吴飞,邵士海,唐友喜. 一种基于多天线波束成形的全双工自干扰抵消算法[J]. 电子学报, 2017, 45(1): 8–15.
WU F, SHAO S H, TANG Y X. A novel self-interference cancellation algorithm using multi-antenna beamforming in full-duplex system [J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(1): 8–15. (in Chinese)
- [5] SAMUEL S. Microwave antenna theory and design [M]. London: the Institution of Engineering and Technology, 1984.
- [6] COX H, ZESKIND R, OWEN M. Robust adaptive beamforming [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1987, 35(10): 1365–1376.
- [7] CHEN T J, 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.
- [8] SULTAN R, SEDDIK K G, HAN Z, et al. Joint transmitter-receiver optimization and self-interference suppression in full-duplex MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(7): 6913–6929.
- [9] SENARATNE D, TELLAMBURA C. Beamforming for space division duplexing [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communications, 2011.
- [10] KOC A, LE-NGOC T. Full-duplex mmWave massive MIMO systems: a joint hybrid precoding/combining and self-interference cancellation design [J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2021, 2: 754–774.
- [11] DU L S, SHAO S H, YANG G, et al. Capacity characterization for reconfigurable intelligent surfaces assisted multiple-antenna multicast [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(10): 6940–6953.
- [12] BOHAGEN F, ORTEN P, OIEN G E. Design of optimal high-rank line-of-sight MIMO channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(4): 1420–1425.
- [13] SARRIS I, NIX A R. Design and performance assessment of high-capacity MIMO architectures in the presence of a line-of-sight component [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(4): 2194–2202.