

# 一种基于改进编码器-解码器的阵列稳健波束形成方法

刘子雄<sup>1,2</sup>, 徐艳红<sup>1,2</sup>, 崔 灿<sup>1,2</sup>, 王安义<sup>1,2</sup>, 范旭慧<sup>1,2</sup>

(1. 西安科技大学通信与信息工程学院, 西安, 7100054; 2. 西安市网络融合通信重点实验室, 西安, 710054)

**摘要** 针对实际场景中不可避免存在的阵列误差所带来的阵列天线旁瓣电平抬高、零点移位甚至方向图畸变等问题, 提出了一种基于改进编码器-解码器的阵列稳健波束形成方法。该方法基于一维卷积神经网络(1D-CNN)和人工神经网络(ANN)分别设计了编码器和解码器, 其中编码器和解码器分别起到阵列综合和阵列分析的功能。首先训练解码器, 通过在该训练过程中考虑阵列误差, 建立实际阵列的激励权矢量与阵列方向图之间的映射关系; 然后训练编码器, 建立期望方向图与产生该方向图所需激励权矢量的映射关系, 该过程需联合已训练好的解码器, 不断迭代, 最终求得最优激励权矢量。为验证该方法的有效性, 开展了存在阵列误差情况下 16 阵元的波束综合, 实现了-20 dB 低旁瓣下的-45 dB 单零点和-40 dB 多零点综合, 实验结果均证明了该方法的有效性。

**关键词** 波束形成; 编码器-解码器; 低旁瓣; 神经网络; 阵列误差

**DOI** 10.3969/j.issn.2097-1915.2025.01.007

**中图分类号** TN821    **文献标志码** A    **文章编号** 2097-1915(2025)01-0050-09

## An Improved Encoder-Decoder Based on Array Robust Beam-Forming Method

LIU Zixiong<sup>1,2</sup>, XU Yanhong<sup>1,2</sup>, CUI Can<sup>1,2</sup>, WANG Anyi<sup>1,2</sup>, FAN Xuhui<sup>1,2</sup>

(1. College of Communication and Information Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China; 2. Xi'an Key Laboratory of Network Convergence Communication, Xi'an 710054, China)

**Abstract** Aimed at the problems that side-lobe level is on the increase, nulls are shifting, and even beam-pattern distortion of array antenna is induced by unavoidably existing array errors in practical scenarios, this paper proposes a robust array beamforming method based on an improved encoder-decoder structure. There are models of encoder and decoder in design based on one-dimensional convolutional neural network (1D-CNN) and artificial neural network (ANN), and the encoder and the decoder separately play the role of array synthesizer and analyzer respectively. Specifically, the decoder is firstly trained to establish a mapping relationship between the excitation weight vector of the actual array and the beampattern where the array errors is taken into consideration during the training process. Secondly, the encoder is trained to establish a mapping relationship between the desired beampattern and the required excitation weight vector by combining the trained decoder. And then, continuously iterate is made, and the optimal excitation weight vector is obtained ultimately. To verify the effectiveness of the method, two typical beampattern synthesis, i. e., achieving -45 dB single nulling and -40 dB multiple nulling with -20 dB low sidelobes, are conducted based on 16-element array in the presence of array errors. The simulation results show that

收稿日期: 2024-04-28

基金项目: 国家自然科学基金(62271386, 61901357); 陕西省科协青年人才托举计划项目(20230149)

作者简介: 刘子雄(1998—), 男, 山西吕梁人, 硕士生, 研究方向为阵列综合和机器学习。E-mail: liuzixiong\_13@163.com

引用格式: 刘子雄, 徐艳红, 崔灿, 等. 一种基于改进编码器-解码器的阵列稳健波束形成方法[J]. 空军工程大学学报, 2025, 26(1): 50-58.  
LIU Zixiong, XU Yanhong, CUI Can, et al. An Improved Encoder-Decoder Based on Array Robust Beam-Forming Method[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2025, 26(1): 50-58.

the proposed method is valid.

**Key words** beam-forming; encoder-decoder; low side-lobe level; neural network; array errors

阵列天线具有高增益、窄波束、多波束等优势,因此被广泛应用于无线通信与雷达等系统中<sup>[1]</sup>。阵列综合通过设计和优化阵列的结构参数,具有可实现灵活波束赋形的能力,是阵列天线领域重要的研究方向之一<sup>[2-5]</sup>。在实际场景中,不可避免存在的阵列误差,如阵元位置误差、幅度与相位误差、阵元间耦合等,往往会造成阵列天线方向图性能的降低<sup>[6-8]</sup>。因此在阵列综合过程中考虑误差对方向图的影响,实现稳健波束形成具有重要的理论意义与工程价值。

相关研究表明,上述误差会造成包括旁瓣电平抬高、零点位置偏移、零深电平抬高,甚至方向图畸变等在内的方向图性能降低问题。在这种背景下,学者们做了大量尝试以降低上述误差对阵列综合带来的消极影响,即在阵列误差情况下根据预定的方向图模板进行更为稳健的阵列综合<sup>[9-15]</sup>。其中,文献[11~12]提出了基于区间分析的方法,用来分析幅相误差对线性阵列天线方向图的影响。文献[13]提出了基于二次松弛规划的位置容差分析方法,用于处理存在阵元位置误差时天线阵方向图的边界问题。文献[14]提出的自适应误差模型考虑了实际的天线装配情况,得到了优化后的分布式阵列性能对单元位置的敏感性和稳定性分析。文献[15]提出了同时考虑阵元间耦合和相位误差的方法来表示阵列误差。同时,随着人工智能技术的不断发展,越来越多的学者<sup>[16-22]</sup>开始探索将其应用于阵列综合中。其中,文献[19]将回归神经网络应用于方向图零点优化问题,但是训练样本需要利用蝙蝠算法来获取,样本收集过程耗时长。文献[20]提出了基于二阶深度学习方法来开展具有相似拓扑结构的天线阵综合,训练得到的神经网络适用于具有相同拓扑结构的阵列,故可以有效降低训练成本。文献[21]提出的深度神经网络框架可以在无需数据集的情况下合成线性稀疏阵列,并且可以同时优化单元位置和激励。文献[22]提出了一种编码器-解码器模型,采用编码器作为阵列综合器,解码器作为阵列分析器,对等间距线性阵列的波束方向图进行实时综合。虽然基于人工智能算法的阵列综合在提高阵列性能方面具有很大潜力,但在当前的相关报道中很少考虑阵列误差,因此需要开展存在误差情况下基于人工智能算法的稳健阵列波束形成方法研究。

在此背景下,本文提出了一种改进的编码器-解码器模型,并研究了存在阵列误差情况下3种典型

的阵列综合,即低旁瓣、宽零点和多零点综合。具体工作如下:

- 1) 提出了一种改进的编码器-解码器模型,采用一维卷积神经网络(1D-CNN)来构建编码器,显著提高了激励权矢量预测的准确性。
- 2) 在解码器的训练过程考虑阵列误差,建立存在阵列误差情况下阵列激励权矢量与阵列方向图之间的映射关系,可有效增强该编码器-解码器模型在阵列天线波束形成时的鲁棒性。
- 3) 采用基于信号处理技术的理论分析和基于电磁仿真软件的电磁仿真分析相结合的方式,验证存在误差情况下该编码器-解码器模型的有效性。

## 1 信号模型及问题引出

考虑 $M$ 元均匀线阵,如图1所示,以第1个阵元作为参考单元,则该阵列的导向矢量可表示为:

$$\mathbf{s}(\theta) = [\exp\{jk^T \cdot \mathbf{x}_1\}, \exp\{jk^T \cdot \mathbf{x}_2\}, \dots, \exp\{jk^T \cdot \mathbf{x}_M\}]^T \quad (1)$$

式中: $\mathbf{s}(\theta) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ;  $\mathbf{k} = [k \sin(\theta), k \cos(\theta)]^T$  为波矢量,  $k = 2\pi/\lambda$ ;  $\theta$  为目标偏离阵列法线方向的角度;  $\mathbf{x}_m = [x_m, 0]^T$  为第 $m$ 个阵元的位置矢量,  $x_m = (m-1)d$ ,  $m=1, 2, \dots, M$ ,  $d$  为相邻阵元的间距。

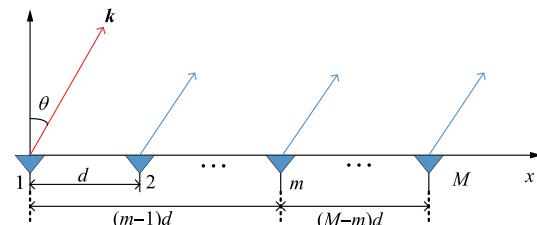


图1 均匀线阵模型

Fig. 1 Configuration of a uniformly spaced linear array

在实际场景中,阵元位置误差、幅度与相位误差、阵元间互耦等阵列误差的存在不可避免。本文统一将上述误差用误差矢量表示,并体现在阵列导向矢量中,则存在误差的阵列导向矢量可表示为:

$$\mathbf{s}_e(\theta) = \mathbf{e} \odot \mathbf{s}(\theta) \quad (2)$$

式中: $\mathbf{e} = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_m, \dots, \mathbf{e}_M]^T$  为阵列的误差矢量;  $\mathbf{s}_e(\theta) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ;  $\mathbf{e}_m = (1 + \alpha_m) \exp\{j\beta_m\}$ ;  $\alpha_m$  和  $\beta_m$  分别为第 $m$ 个阵元的幅度响应误差和相位响应误差,分别满足高斯随机分布和零均值均匀随机分布<sup>[9]</sup>。从而存在阵列误差情况下的阵列协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_e(\theta) = \mathbf{s}_e(\theta) \mathbf{s}_e^H(\theta) \quad (3)$$

式中:  $\mathbf{R}_e(\theta) \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 。

另外, 分析  $\mathbf{R}_e(\theta)$  的特性, 由于  $\mathbf{e}_m$  可表示为  $\mathbf{e}_m = (1 + \alpha_m \exp\{j\beta_m\}) + (\exp\{j\beta_m\} - 1)$ , 所以  $\mathbf{e}_m$  的期望可以表示为:

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{e}_m\} &= 1 + E\{\alpha_m\} \exp\{jE\{\beta_m\}\} + \\ &(\exp\{jE\{\beta_m\}\} - 1) = 1 \end{aligned} \quad (4)$$

因此, 实际情况的协方差矩阵期望表示为:

$$E\{\mathbf{R}_e(\theta)\} = E\{\mathbf{R}(\theta) \odot \mathbf{E}_e\} = \mathbf{R}(\theta) \quad (5)$$

式中:  $\mathbf{E}_e = \mathbf{e}\mathbf{e}^H \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  为误差矩阵。

从式(5)可以看出, 存在阵列误差情况下  $\mathbf{R}_e(\theta)$  的期望收敛于  $\mathbf{R}(\theta)$ 。因此, 误差的存在会对协方差矩阵  $\mathbf{R}(\theta)$  造成干扰。

为了获得更精确的协方差矩阵, 采用统计平均值的方法<sup>[9]</sup>, 即:

$$\bar{\mathbf{R}}(\theta) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{R}'_e(\theta) \quad (6)$$

式中:  $L$  为蒙特卡洛试验的次数;  $\mathbf{R}'_e(\theta)$  为第  $l$  次蒙特卡洛试验所获得的协方差矩阵。因此, 存在误差情况下的阵列功率方向图表示为:

$$\mathbf{F}(\theta) = \mathbf{w}^H \bar{\mathbf{R}}(\theta) \mathbf{w}^T \quad (7)$$

式中:  $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_m, \dots, w_M]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  为方向图的权矢量;  $w_m = a_m e^{j\varphi_m}$  为第  $m$  个阵元的复激励;  $a_m$  和  $\varphi_m$  分别为第  $m$  个阵元的激励幅度和相位。

图 2 给出了 4 种情况下的阵列方向图, 其中  $f_0 = 8$  GHz,  $d = 0.2\lambda$ 。方向图 1 和方向图 2 分别为理想情况和存在 10% 误差情况(即幅度响应误差  $\alpha_m \in (-5\%, 5\%)$ , 相位响应误差  $\beta_m \in (0^\circ, 10^\circ)$ )下, 采用  $-20$  dB 切比雪夫权产生的方向图, 方向图 3 和方向图 4 分别为理想情况和存在 10% 误差情况下采用可在  $30^\circ \sim 40^\circ$  位置上产生  $-35$  dB 零陷的权矢量产生的方向图。对比方向图 1 和方向图 2, 可以看出误差的存在造成  $4.0$  dB(从  $-20$  dB 上升到  $-16$  dB)旁瓣电平的抬高。对比方向图 3 和方向图

4, 可以看出阵列误差不仅造成  $30^\circ \sim 40^\circ$  位置处的零点电平抬高了  $8.8$  dB(从  $-35$  dB 上升到  $-26.2$  dB), 而且旁瓣电平也抬高了  $1$  dB(从  $-13.5$  dB 上升到  $-12.5$  dB)。因此, 在阵列综合过程中需要考虑阵列误差, 以保证综合后的阵列天线具有更好的性能。

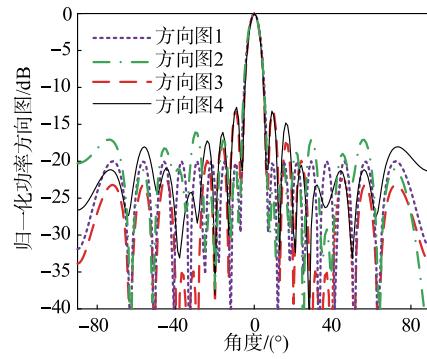


图 2 不同情况下 16 元均匀线阵归一化功率方向图

Fig. 2 Normalized beampatterns of a 16-element ULA with and without array errors

## 2 稳健阵列波束形成

本文采用 1D-CNN 算法构建编码器, ANN 算法构建解码器。所构建的编码器-解码器框架如图 3 所示, 其中编码器可以等效为阵列综合器, 解码器等效为阵列分析器。

改进编码器-解码器的构建过程为:首先进行解码器模型的训练, 建立给定激励权矢量和实际阵列方向图之间的映射关系, 即完成阵列分析。解码器训练完成后, 进行编码器的训练, 该训练通过串联编码器和解码器, 最小化编码器输入端的期望方向图与解码器输出端的实际方向图之间的误差, 从而建立期望方向图与可产生该期望方向图的阵列激励权矢量之间的映射关系。

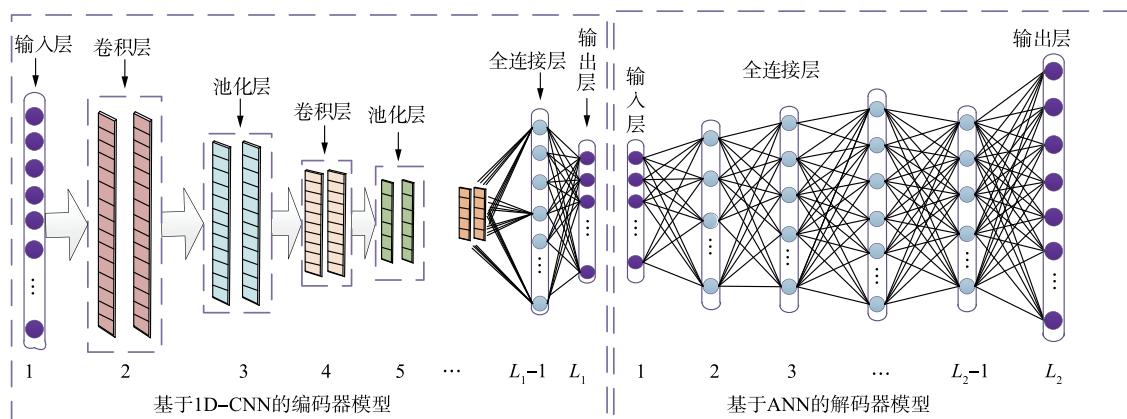


图 3 新构建的编码器-解码器模型

Fig. 3 Structure of improved encoder-decoder model

## 2.1 改进解码器的模型和训练

### 2.1.1 解码器模型

解码器为  $L_2$  层的神经网络,包含 1 个输入层、 $L_2-2$  个隐藏层和 1 个输出层。解码器的输入是编码器的输出,表示编码器预测的可产生期望方向图的阵列激励权矢量,即:

$$\mathbf{v} = [\operatorname{Re}(\mathbf{w}_1), \operatorname{Re}(\mathbf{w}_2), \dots, \operatorname{Re}(\mathbf{w}_m), \dots, \operatorname{Re}(\mathbf{w}_M), \\ \operatorname{Im}(\mathbf{w}_1), \operatorname{Im}(\mathbf{w}_2), \dots, \operatorname{Im}(\mathbf{w}_m), \dots, \operatorname{Im}(\mathbf{w}_M)]^T \quad (8)$$

式中: $\mathbf{v} \in \mathbb{R}^{2M \times 1}$ ,解码器的输出是采用预测激励  $\mathbf{v}$  产生的复阵列方向图  $\mathbf{F}(\theta)$  的采样矢量  $\mathbf{FF}_c$ ,即:

$$\mathbf{FF}_c = [\operatorname{Re}(\mathbf{F}(\theta_1)), \operatorname{Re}(\mathbf{F}(\theta_2)), \dots, \operatorname{Re}(\mathbf{F}(\theta_p)), \dots, \\ \operatorname{Re}(\mathbf{F}(\theta_P)), \operatorname{Im}(\mathbf{F}(\theta_1)), \operatorname{Im}(\mathbf{F}(\theta_2)), \dots, \operatorname{Im}(\mathbf{F}(\theta_p)), \dots, \\ \operatorname{Im}(\mathbf{F}(\theta_P))]^T \quad (9)$$

显然,  $\mathbf{FF}_c \in \mathbb{R}^{2P \times 1}$ ,  $\theta_p$  ( $1 \leq p \leq P$ ) 为整个角度空间的采样点。

### 2.1.2 解码器的训练

解码器的训练需要借助预先准备的数据集,即  $\mathbf{v}/\mathbf{FF}_c$  的样本对,前向传播过程结束后,解码器输出的  $\hat{\mathbf{FF}}_c$  是解码器预测所得的复阵列方向图。为评估前向传播训练结束后所获得的复阵列方向图  $\hat{\mathbf{FF}}_c$  的性能,构建解码器的损失函数  $\text{Loss}_{de}$ :

$$\text{Loss}_{de} = \frac{1}{2P} \sum_{p=1}^P \|\hat{\mathbf{FF}}_c - \mathbf{FF}_c\|_2^2 \quad (10)$$

式中: $\|\cdot\|_2$  表示  $\ell_2$  范数操作。计算解码器的损失  $\text{Loss}_{de}$  后,求出各层的偏导数,然后利用梯度下降法更新解码器的权重和偏置以寻找一个更低的  $\text{Loss}_{de}$ 。

训练完成后,解码器的权重和偏置将固定。由于在解码器的训练过程中考虑了阵列误差,因此将阵列激励权矢量输入训练好的解码器,可以得到存在误差情况下的阵列方向图。该过程利用训练好的解码器替代阵列分析,极大减轻了阵列分析的计算负担。

## 2.2 改进编码器的模型和训练

### 2.2.1 编码器模型

类似地,编码器为  $L_1$  层的神经网络,包含 1 个输入层、 $L_1-2$  个隐藏层和 1 个输出层。编码器的输入是目标方向图  $\mathbf{F}_d(\theta)$  的采样矢量  $\mathbf{FF}_d$ ,即:

$$\mathbf{FF}_d = [\mathbf{F}_d(\theta_1), \mathbf{F}_d(\theta_2), \dots, \mathbf{F}_d(\theta_p), \dots, \mathbf{F}_d(\theta_P)] \quad (11)$$

式中: $\mathbf{FF}_d \in \mathbb{R}^{P \times 1}$ ,编码器的输出  $\mathbf{v}$  为对应  $\mathbf{FF}_d$  的预测激励。

### 2.2.2 训练编码器

编码器的训练过程需要借助训练好的解码器,将编码器与解码器连接后,可将其看作串联编码器和解码器的神经网络,将期望阵列方向图  $\mathbf{FF}_d$  输入

编码器-解码器模型中进行训练,通过最小化编码器输入的期望方向图与解码器输出的实际方向图  $\hat{\mathbf{FF}}_c$  之间的差值来训练编码器,最终将编码器训练为阵列综合器。

前向传播结束后,设置一个损失函数以评价训练误差,即编码器输入期望阵列方向图  $\mathbf{FF}_d$  和解码器输出真实阵列方向图  $\mathbf{FF}_{norm}$  的偏差。 $\mathbf{FF}_{norm} \in \mathbb{R}^{P \times 1}$  为解码器输出  $\mathbf{FF}_c$  的真实归一化辐射方向图采样向量,转化过程可表示为:

$$\mathbf{FF}_{re} = [\mathbf{FF}_c(1), \mathbf{FF}_c(2), \dots, \mathbf{FF}_c(p), \dots, \\ \mathbf{FF}_c(P)]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{FF}_{im} = [\mathbf{FF}_c(P+1), \mathbf{FF}_c(P+2), \dots, \\ \mathbf{FF}_c(P+p), \dots, \mathbf{FF}_c(2P)]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{FF}_{norm} = \frac{\sqrt{\mathbf{FF}_{re}^2 + \mathbf{FF}_{im}^2}}{\|\sqrt{\mathbf{FF}_{re}^2 + \mathbf{FF}_{im}^2}\|_\infty} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{FF}_{re} \in \mathbb{R}^{P \times 1}$  和  $\mathbf{FF}_{im} \in \mathbb{R}^{P \times 1}$  分别为由  $\mathbf{FF}_c$  得到的实部和虚部采样向量。为了评估编码器的性能,构建损失函数  $\text{Loss}_{en}$  为:

$$\text{Loss}_{en} = \frac{1}{P} \left( \sum_{p=1}^P \max(0, (\mathbf{FF}_{norm}(\theta_p) - \mathbf{FF}_d(\theta_p))) \right) \quad (15)$$

计算编码器的损失函数  $\text{Loss}_{en}$  后,求出各层的偏导数,并利用梯度下降法更新编码器的权重和偏置以寻找更小的  $\text{Loss}_{en}$ 。该过程也为对应  $\mathbf{FF}_d$  的激励预测过程。

### 2.2.3 不同编码器-解码器模型及粒子群算法性能对比

将改进编码器-解码器与原 ANN 结构的编码器-解码器<sup>[22]</sup>、粒子群算法<sup>[23]</sup>进行比较,实验环境为配备 Intel(R) Core(TM) i5-6300HQ CPU @ 2.30 GHz 的 Windows 系统。

考虑一个使用理想点源方向图的 30 元非均匀直线阵列在激励仅幅度控制下的低副瓣聚焦波束方向图综合,阵列单元的位置由文献[24]中图 9 给出的 QR 码提供。目标辐射方向图需要一个聚焦笔形波束,主瓣范围为  $-4^\circ \sim 4^\circ$  区域,副瓣电平低于  $-27$  dB。针对共同的目标方向图,使用相同的损失函数 Sigmoid 和解码器结构[30,64,128,362],并且解码器训练 100 epoch 所用时间为 72.67 s。表 1 给出了编码器的结构、粒子群算法的参数以及 3 种算法综合所需时间。

从表 1 中可以看出,编码器-解码器模型比粒子群算法所需的综合时间减少近 1 200 s,极大地降低了计算成本。另外,改进编码器-解码器模型比原编

码器-解码器模型综合时间减少 4 s, 同样证明改进编码器结构拥有更快的综合速度, 该结果在大型阵列综合上有更明显的效果。

表 1 3 种算法结构参数及综合时间

Tab. 1 Three algorithmic structures para-meters and comprehensive time

算法	结构参数	综合时间/s
ANN	全连接层:[128,64,30]	46
CNN	卷积层:[ $29 \times 1$ ]、池化层:[ $2 \times 1$ ]、卷积核:[ $21 \times 1$ ]、池化层:[ $3 \times 1$ ]、卷积核:[ $10 \times 1$ ]、展平层、全连接层:[ $20 \times 30$ ]	42
PSO	种群数:50, 粒子数:30, 超参数: $W=1, c_1=1.3, c_2=1.3$	1 230

图 4 为 3 种方法综合出的辐射方向图, 通过对比可以看出, 原编码器-解码器综合的方向图在  $-6.3^{\circ}$  和  $6.3^{\circ}$  位置产生了  $-23$  dB 的旁瓣电平, 没有达到预设目标, 改进编码器-解码器模型可以实现预设的  $-27$  dB 目标, 且综合时间更短, 由此证明改进编码器结构拥有更准确的综合能力。

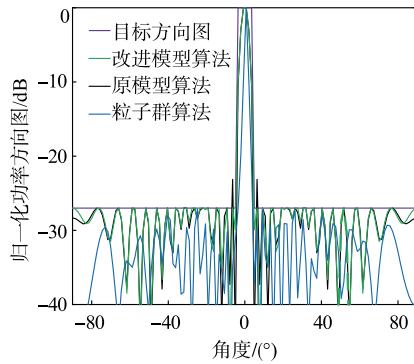


图 4 不同算法辐射方向图对比

Fig. 4 Comparison of radiation beampatterns of different algorithms

### 3 仿真结果验证

以 16 元均匀线阵为例训练改进的编码器-解码器模型, 验证所提出方法的有效性。

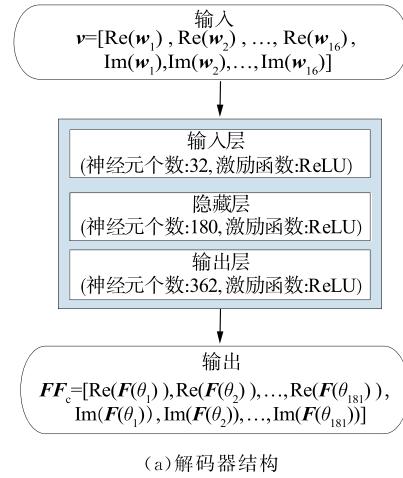
#### 3.1 数据集收集

如前所述, 训练解码器的每组数据集都为  $v/FI$ 。的样本对, 解码器的输入  $v$  由随机产生的权矢量  $w$  的实部和虚部构成。根据式(8)和式(9)计算得到阵列方向图  $F(\theta)$  的实部和虚部, 共同构成了样本对的标签  $FF_c$ 。利用此方法产生 10 000 组数据, 取 7 000 组(70%)作为训练集, 3 000 组(30%)作为测试集。

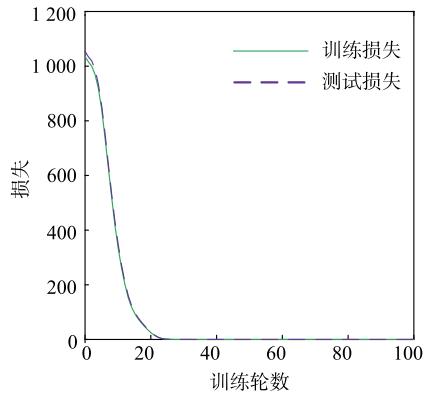
相比于解码器的数据收集, 编码器的训练要简单许多, 因为它仅需要一个无标签的输入训练样本, 即目标辐射方向图  $FF_d$ 。编码器在最小化  $Loss_{en}$  的准则下动态调整其自身权重和偏置, 进而获得符合设计需求的阵列激励权矢量。

#### 3.2 解码器结构参数

解码器作为阵列分析器, 训练精度很大程度上影响编码器-解码器模型的波束形成能力。经过不断地调整, 解码器模型被固定, 如图 5(a)所示, 设置解码器的层数为 3 层, 使用  $ANN=[32,180,362]$  表示解码器的 3 层结构, 由于激活函数 ReLU 拥有避免梯度消失、计算速度快、收敛性更好等优点, 因此解码器隐藏层的激活函数使用 ReLU。超参数设置为: 学习率为 0.000 1, 正则化参数为 0.01, 批量大小为 10, 训练轮数为 100。



(a)解码器结构



(b)解码器训练损失

图 5 解码器结构及训练损失

Fig. 5 Structure of the decoder and training loss

由图 5(b)可知, 经过 100 轮训练, 解码器的训练/测试损失降为 0.000 1, 满足解码器预测的需求。训练好的解码器作为一个精确的阵列分析器, 在得到编码器传来的激励权矢量之后, 可以成功预测对应该激励权矢量的方向图。

### 3.3 编码器结构参数及综合结果

类似地,如图 6 所示,设置编码器的层数为 8 层,除了输入层和输出层外,还包括 3 层一维卷积层、2 层池化层和 1 层展平层。



图 6 编码器结构

Fig. 6 Structure of the encoder

对于编码器的输入,考虑阵列在 8 GHz 工作频率下的低旁瓣宽零点 (Case1) 与多零点 (Case2、Case3 和 Case4) 综合的 4 种目标方向图,具体参数如表 2 所示。编码器的超参数设置:学习率为 0.0001,正则化参数为 0.01。

表 2 期望阵列方向图

Tab. 2 Desired beampatterns

性能指标	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4
零点宽度/(°)	50~60	-60~-40 40~60	20~30 -70~-60	-60~-25 25~60
零点深度/dB	-45	-40	-40	-40
旁瓣电平/dB	-20	-20	-20	-20

经过 1 000 轮训练,编码器的输出结果为可产生期望阵列方向图的阵列激励权矢量,如表 3 所示。

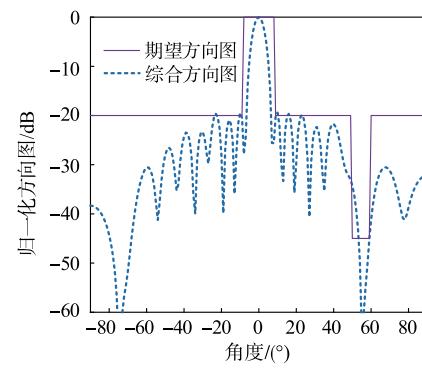
图 7 给出了采用所提方法在上述 4 种情况下的归一化方向图。由图可见,CASE1~CASE4 的阵列方向图都实现了低于 -20 dB 的旁瓣电平。同时,CASE1 在 (50°, 60°) 区域内实现了 -45 dB 的零点电平,CASE2、CASE3 和 CASE4 分别在 (-60°, -40°) ∪ (40°, 60°) 区域、(-30°, -20°) ∪ (20°, 30°) ∪

(-70°, -60°) ∪ (60°, 70°) 区域以及 (-60°, -25°) ∪ (25°, 60°) 区域内实现了低于 -40 dB 的零点电平。因此,本文方法不仅可以有效降低阵列方向图的旁瓣电平,还可以在期望的角度上实现预设的零点深度,基于该编码器-解码器能够实现预定的目标。

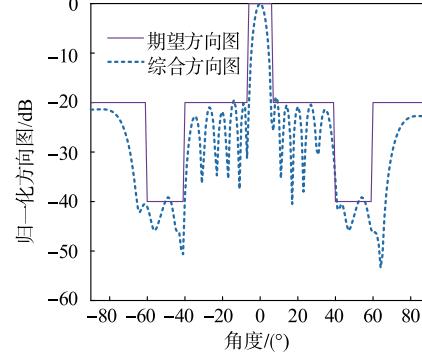
表 3 4 种情形对应的激励权矢量

Tab. 3 Optimal weight vectors in four cases

Case 1		Case 2		Case 3		Case 4	
幅度	相位	幅度	相位	幅度	相位	幅度	相位
0.320	28.6	0.201	23.3	0.062	12.6	0.039	13.9
0.422	44.2	0.620	43.0	0.100	27.9	0.290	36.0
0.341	25.6	0.295	31.9	0.383	46.8	0.490	144.1
0.422	42.3	0.399	39.1	0.235	43.2	0.395	38.9
0.657	44.4	0.724	52.8	0.525	48.2	0.402	41.1
0.754	51.0	0.670	46.4	0.574	51.6	0.750	55.4
0.708	59.0	0.932	54.9	0.700	61.2	0.975	62.8
0.868	53.5	0.892	57.3	1.000	69.1	0.816	56.2
0.782	55.1	0.847	55.6	0.661	55.2	0.826	56.5
1.000	58.8	1.000	58.1	0.933	54.5	1.000	62.1
0.733	50.0	0.639	47.2	0.408	35.8	0.783	55.3
0.575	50.3	0.705	51.9	0.712	56.2	0.476	41.0
0.582	38.8	0.479	40.1	0.419	43.6	0.485	40.8
0.244	32.6	0.234	32.3	0.530	47.4	0.598	43.9
0.501	41.9	0.547	47.0	0.169	21.3	0.323	33.3
0.330	29.5	0.236	24.1	0.055	12.7	0.037	12.1



(a) Case1



(b) Case2

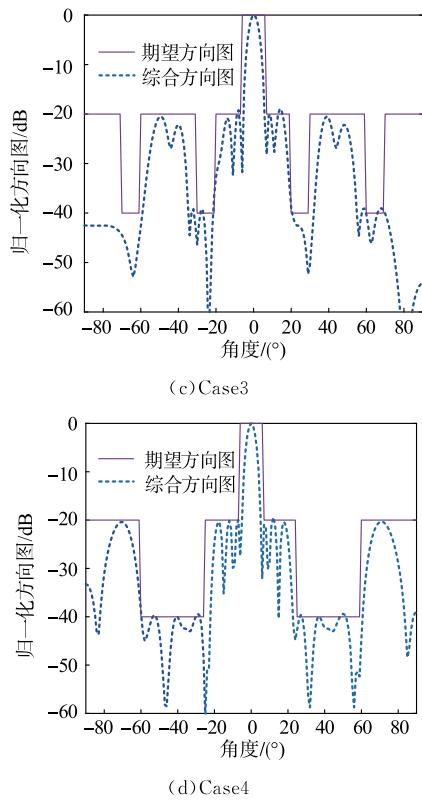


图 7 10%误差情况下采用所提方法的 4 种综合方向图  
Fig. 7 Four beampatterns using the proposed method under the condition of 10% errors

### 3.4 电磁仿真结果

阵元之间存在的电磁耦合往往会导致阵列天线辐射性能的下降。因此,本节以同轴馈电微带天线作为阵列单元,如图 8(a)所示,贴片单元大小为  $8 \text{ mm} \times 11.5 \text{ mm}$ ,每个矩形贴片单元被印制在厚度为 1.6 mm 的 FR4 ( $\epsilon_r = 4.4, \tan \delta = 0.02$ ) 介质基板上,以间距 24 mm 将该阵元排布为 16 元均匀线阵。图 8(b)给出阵列第 8 个阵元以及其与左右相邻 2 个阵元之间的 S 参数,由图 8(a)可见,天线的工作频率为 7.75~8.25 GHz,最强的互耦效应出现在相邻阵元间,相互耦合系数高达  $-12 \text{ dB}$ 。

图 9 给出采用表 3 最优激励权矢量前后 16 元微带贴片阵列天线在  $xoz$  平面的阵列方向图。特别地,提供了用全 1 激励权矢量产生的方向图作为对比。由图可见,Case1~Case4 的阵列方向图峰值旁瓣电平均由  $4.22 \text{ dB}$  分别降低到  $-0.94 \text{ dB}$ 、 $-1.14 \text{ dB}$ 、 $-0.32 \text{ dB}$ 、 $-0.15 \text{ dB}$ (分别降低了  $5.16 \text{ dB}$ 、 $5.36 \text{ dB}$ 、 $4.54 \text{ dB}$ 、 $4.37 \text{ dB}$ )。同时,Case1 在  $(50^\circ, 60^\circ)$  区域的零点电平由  $-12.1 \text{ dB}$  下降到  $-25.63 \text{ dB}$ (下降  $13.53 \text{ dB}$ ), Case2 在  $(-60^\circ, -40^\circ) \cup (40^\circ, 60^\circ)$  区域零点电平由  $-10.96 \text{ dB}$  下降到  $-22.96 \text{ dB}$ (下降  $12 \text{ dB}$ ), Case3 在  $(-30^\circ, -20^\circ) \cup (20^\circ, 30^\circ)$  区域零点电平由  $-3.51 \text{ dB}$  下降到  $-14.77 \text{ dB}$ (下降  $11.26 \text{ dB}$ ), 在  $(-70^\circ, -60^\circ) \cup$

$(60^\circ, 70^\circ)$  区域零点电平由  $-13.87 \text{ dB}$  下降到  $-23.07 \text{ dB}$ (下降  $9.2 \text{ dB}$ ), Case4 在  $(-60^\circ, -25^\circ) \cup (25^\circ, 60^\circ)$  区域零点电平由  $-5.76 \text{ dB}$  下降到  $-12.95 \text{ dB}$ (下降  $7.19 \text{ dB}$ )。

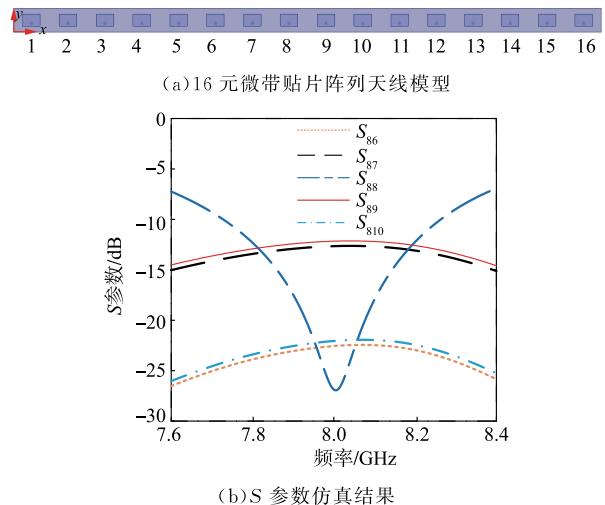
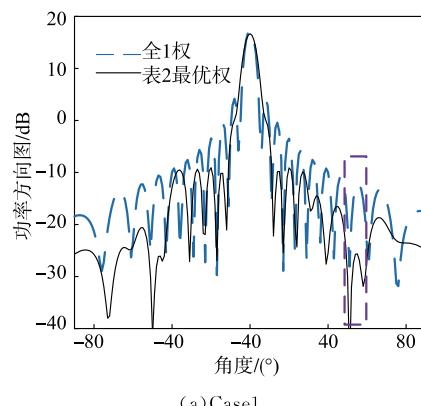


图 8 16 元微带贴片阵列天线模型及 S 参数仿真结果  
Fig. 8 16 element microstrip patch array antenna model and S-parameter simulation results

如图 9 所示,在实际仿真测试中,由于阵列天线单元之间的相互耦合效应,会存在实际仿真测试与计算偏差大的问题。Case1 中,预设目标为在  $(50^\circ, 60^\circ)$  范围内产生  $-45 \text{ dB}$  的零陷,实际仿真零陷差值为  $42 \text{ dB}$ 。Case2 中,预设目标为在  $(-60^\circ, -40^\circ) \cup (40^\circ, 60^\circ)$  范围内产生  $-40 \text{ dB}$  的零陷,实际仿真零陷差值为  $39.63 \text{ dB}$ 。Case3 中,预设目标为在  $(-70^\circ, -60^\circ) \cup (60^\circ, 70^\circ)$  范围内产生  $-40 \text{ dB}$  的零陷,实际仿真零陷差值为  $39.74 \text{ dB}$ 。Case4 中,预设目标为在  $(-60^\circ, -25^\circ) \cup (25^\circ, 60^\circ)$  范围内产生  $-40 \text{ dB}$  的零陷,实际仿真零陷差值为  $34.62 \text{ dB}$ 。可以看出,虽然耦合效应会导致实际与计算偏差大,但是综合的仿真结果基本可以实现预设的目标。

综上所述,应用得到的最优激励权矢量后,16 元同轴微带贴片天线表现出优良的性能,也证明了本文提出的基于改进编码器-解码器稳健阵列波束形成方法的有效性。



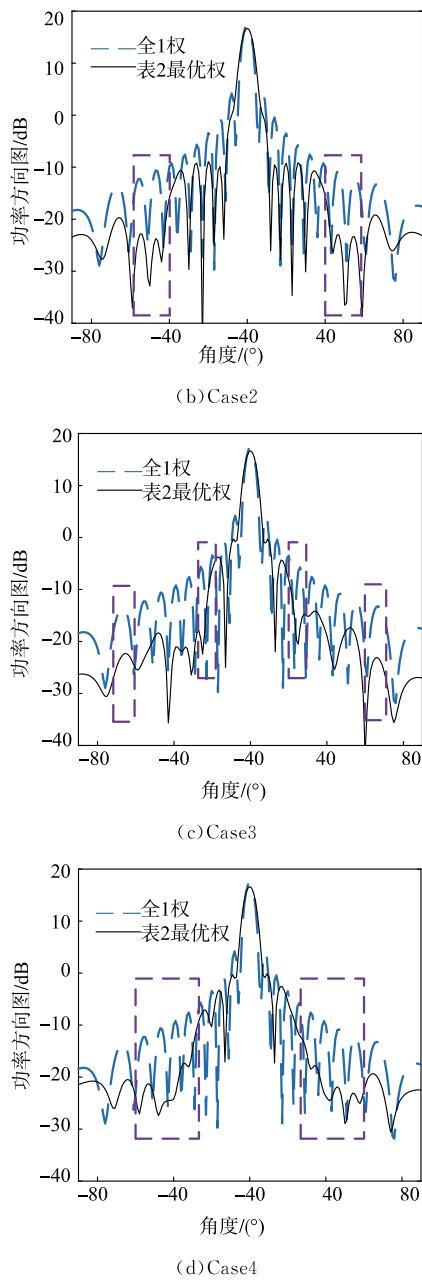


图9 不同 Case 下综合前后的方向图

Fig. 9 Synthesized beampatterns in different cases

## 4 结语

本文针对阵列误差情况下的波束形成问题深入研究,在建立编码器-解码器基础框架的基础上,将阵列误差考虑到解码器的训练过程中,并且采用一维卷积神经网络(1D-CNN)来构建编码器,提出了一种基于改进编码器-解码器的稳健波束形成方法。训练完成的编码器和解码器分别为阵列综合器和分析器,对于不同的阵列综合目标均可迭代求得最优激励权矢量。根据实验结果,改进编码器-解码器模型具有更强的鲁棒性和更快的综合速度,更适用于实际场景中的阵列天线。

## 参考文献

- [1] 王建, 郑一农, 何子远. 阵列天线理论与工程应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2015.
- [2] WANG J, ZHENG Y N, HE Z Y. Antenna Array Theory and Engineering Applications [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2015. (in Chinese)
- [3] LAN L, LIAO G S, XU J W, et al. Beampattern Synthesis Based on Novel Receive Delay Array for Main-lobe Interference Mitigation [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71 ( 5 ): 4470-4485.
- [4] LIN Z P, HU H Q, LEI S W, et al. Low-Sidelobe Shaped-Beam Pattern Synthesis with Amplitude Constraints [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(4):2717-2731.
- [5] GEMECHU A Y, CUI G L, YU X X, et al. Beampattern Synthesis with Sidelobe Control and Applications [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(1):297-310.
- [6] 贾月岭, 李龙军, 王布宏. 多任务学习的稀布线阵方向图综合[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2016, 17(4):90-94.
- [7] JIA Y L, LI L J, WANG B H. Synthesis Pattern of Parse Linear Arrays Based on Multi Task Learning [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2016, 17 ( 4 ): 90-94. (in Chinese)
- [8] GUO F, LIU Z Y, SA G D, et al. A Position Error Representation Method for Planar Arrays [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2020, 19(1):109-113.
- [9] HE G L, GAO X, ZHOU H. Matrix-Based Interval Arithmetic for Linear Array Tolerance Analysis with Excitation Amplitude Errors [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67 ( 5 ): 3516-3520.
- [10] DING G D, ANSELMI N, XU W Y, et al. Interval-Bounded Optimal Power Pattern Synthesis of Array Antenna Excitations Robust to Mutual Coupling [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2023, 22(11):2725-2729.
- [11] XU Y H, SHI X W, WANG A Y, et al. Design of Sum and Difference Patterns with Common Nulls and Low SLLS Simultaneously in the Presence of Array Errors [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67(2):934-944.
- [12] ZHOU H W, YANG X X, RAHIM S. Array Synthesis for Optimal Microwave Power Transmission in the

- Presence of Excitation Errors[J]. IEEE Access, 2018, 6:27433-27441.
- [11] HE G L, GAO X, ZHANG R T. Impact Analysis and Calibration Methods of Excitation Errors for Phased Array Antennas [J]. IEEE Access, 2021, 9: 59010-59026.
- [12] ROCCA P, ANSELMI N, BENONI A, et al. Probabilistic Interval Analysis for the Analytic Prediction of the Pattern Tolerance Distribution in Linear Phased Arrays with Random Excitation Errors [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(12):7866-7878.
- [13] DING T, ZHANG Y, HU Y J. Evaluation of Power Pattern of Antenna Arrays with ElementsPosition Errors Using Quadratic Relaxation Programming [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2023, 22(10):2337-2341.
- [14] FANG S T, LI W M, XUE Z H, et al. Performance Analysis of Nonuniformly Arranged Array with Position Errors[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2022, 21(3):451-455.
- [15] WANG K, YI J X, CHENG F, et al. Array Errors and Antenna Element Patterns Calibration Based on Uniform Circular Array[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021, 20(6):1063-1067.
- [16] WU Q, CHEN W Q, YU C, et al. Knowledge-Guided Active-Base-Element Modeling in Machine-Learning-Assisted Antenna-Array Design[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71 (2): 1578-1589.
- [17] WU Q, CHEN W Q, YU C, et al. Multilayer Machine Learning-Assisted Optimization-Based Robust Design and Its Applications to Antennas and Array[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(9):6052-6057.
- [18] HONG Y, SHAO W, LV Y H, et al. Knowledge-Based Neural Network for Thinned Array Modeling with Active Element Patterns[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70 ( 11 ): 11229-11234.
- [19] XIAO X, LU Y L. Data-Based Model for Wide Nulling Problem in Adaptive Digital Beamforming Antenna Array[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(11):2249-2253.
- [20] ZHOU Z, WEI Z H, REN J, et al. Two-Order Deep Learning for Generalized Synthesis of Radiation Patterns for Antenna Arrays[J]. IEEE Transactions on Artificial Intelligence, 2023, 4(5):1359-1368.
- [21] YANG X, YANG D Q, ZHAO Y W, et al. Synthesis of Linear Sparse Array Using DNN-Based Machine-Learning Method[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71(8):6513-6522.
- [22] CUI C, LI W T, YE X T, et al. An Effective Artificial Neural Network-Based Method for Linear Array Beampattern Synthesis[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(10):6431-6443.
- [23] JIANG L L, KUANG W, LIU Y N, et al. Large-Scale Array Antenna Sparse Distribution Based on Particle Swarm Optimization Algorithm and Position Error Impact Analysis[C]//2022 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (IC-MMT). Harbin: IEEE, 2022:1-3.
- [24] PINCHERA D, MIGLIORE M D, SCHETTINO F, et al. An Effective Compressed-Sensing Inspired Deterministic Algorithm for Sparse Array Synthesis[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(1):149-159.

(编辑:徐楠楠)